

UNIVERSITÉ D'ALGER  
ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

3/74

1 ex

Département : **Electricité**

Section : **Electronique**

MEMOIRE  
DE FIN D'ÉTUDES SUPERIEURES

**Réglage Digital de la vitesse de  
Rotation d'un moteur à  
Courant - Continu**

Proposé par :

Dr. V. ILIASOV

Etudié par :

CAMARA Mohamed  
Lamarana

PROMOTION 1974

74 f



UNIVERSITÉ D'ALGER  
ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

---

Département : **Electricité**

Section : **Electronique**

---

MEMOIRE  
DE FIN D'ÉTUDES SUPERIEURES

---

**Réglage Digital de la vitesse de  
Rotation d'un moteur à  
Courant - Continu**

Proposé par :

Dr. V. ILIASOV

Etudié par :

**CAMARA Mohamed  
Lamarana**

PROMOTION 1974

" Il ne s'agit pas de connaître, de savoir  
il faut pouvoir; il ne suffit plus de  
concevoir et d'analyser, il faut réaliser."

- AHMED SEKOU TOURE -

Pour la consolidation de la coopération  
culturelle ALGERO - GUINEENNE

JE DEDIE CE MEMOIRE

- A mon feu père
- A ma chère mère
- A mes frères et sœurs
- A tous mes amis
- Au peuple de Guinée

## TABLE DES MATIERES

### I- INTRODUCTION

I

### II- MODES DE REGLAGE DIGITAL DE LA VITESSE DE ROTATION

#### CHOIX DU MODE DE REGULATION

### IIII- CHOIX DU MOTEUR A COURANT CONTINU

- a°- choix d'un transformateur
- b°- principe du thyristor
- c°- principe du redresseur
- d°- calcul d'un amplificateur à thyristors

### IV- BLOC DE COMMANDE DES THYRISTORS

- a°- choix du shema de commande
- b°- principe de fonctionnement du bloc de commande
- c°- calcul d'un transformateur d'impulsions
- d°- amplificateur magnétique monophasé

### V- BLOC DIGITAL DE REGULATION DE LA VITESSE

- a°- choix du capteur d'impulsions
- b°- générateur d'étalonnage
- c°- diviseur de fréquence commandé
- d°- dispositif de blocage des impulsions du capteur et du diviseur commandé
- e°- compteur digital réversible

### VI- CALCUL DE LA STABILITE DU SYSTEME

- a°- fonction de transfert du moteur
- b°- fonction de transfert de l'amplificateur à thyristors
- c°- fonction de transfert du régulateur digital
- d°- caractéristiques logarithmiques et processus transitoire du système

### VII- CONCLUSION

## AVANT- PROPOS

Je tiens à exprimer tous mes remerciements à Monsieur ILIASOV VICTOR Docteur es-Sciences qui a bien voulu m'assister et me diriger dans l'élaboration de cet présent ouvrage. Q'il trouve ici l'expression de ma profonde reconnaissance.

Son goût de travail ordonné et bien fait reste pour<sup>moi</sup> le meilleur souvenir de notre fructueuse collaboration.

Je remercie également tous les professeurs et assistants de l'Ecole Nationale Polytechnique d'ALGER , ainsi qu'à tous ceux qui , de près ou de loin , ont contribué, tant matériellement que moralement, à ma formation.

# I INTRODUCTION

Les progrès de la technique ont permis à l'homme de trouver les moyens de faire exécuter par les machines une grande partie de son travail mental et surtout de son travail physique. Il a eu à sa disposition des puissances de plus en plus grandes dont l'utilisation l'a amené à apprendre à les contrôler et à les régler. Le besoin d'un contrôle hautement précis se fait sentir dans beaucoup de domaines de la technique. La résolution de ce problème nécessite l'introduction dans l'appareillage de méthodes jusque là réservées aux machines calculatrices et aux télécommunications, en l'occurrence la méthode digitale.

Elle est à base numérique et toutes les informations sont définies par deux nombres 1 et 0 appelés digits. Ces deux nombres désignent la présence ou l'absence de tension dans le système. Les organes utilisés comportent alors des éléments digitaux tels que: Bascules, triggers, multivibrateurs. La méthode digitale a un domaine d'application très élargie à cause du contrôle permanent qu'elle assure aux différents systèmes et de sa haute précision. Une analogie avec un autre système de régulation pourrait par exemple nous donner une idée de cet avantage: Système analogue

Les Paramètres caractéristiques du système de régulation	Système analogue	Système digital
Variation admissible de la tension d'alimentation en %	+ 10 - 10	+ 10 - 10
Variation de la fréquence admissible de la tension d'alimentation en %	+ 0,5 - 0,5	+ 1 - 1
Variation de la température des dispositifs du système de commande (C°)	20 - 40	0 - 50
Température du capteur du dispositif de commande.	65	65
Précision de maintenance de la vitesse pour une charge constante	+ 0,1 - 0,1	+ 0,025 - 0,025
Précision de la régulation de la vitesse pour une charge variable	+ 0,1 - 0,1	+ 0,025 - 0,025
Dérivée du régulateur en %	+ <sub>b</sub> 0,1 Pour 3 h	± 0,001 Pour 24 h

On remarque d'après ce tableau, que le système digital donne une plus haute précision et est plus apte que le système analogue.

En outre les organes utilisés dans le système de commande pour la mesure ou l'appréciation de l'erreur nécessaire au réglage sont dans la plupart des cas plus précis, plus rapides, plus fidèles et moins coûteux.

Le but de notre étude est donc d'utiliser cette méthode digitale pour la régulation de la vitesse de rotation d'un moteur à courant continu. Cette régulation nécessite avant tout la présence d'un dispositif qui délivre des informations sur l'état du paramètre à contrôler.

Succintement présenté, ce mémoire comporte 4 parties essentielles :

- \* Une partie générale sur les différents modes de réglage et choix pour notre étude.
- \* Une deuxième partie consacrée à l'étude des thyristors de commande et choix du moteur.
- \* Une troisième partie qui constitue l'ossature du traité, est basée sur l'étude digitale.
- \* La quatrième partie est celle de la stabilité du système et de la conclusion.

# MODES DE REGLAGE DIGITAL DE LA VITESSE DE ROTATION

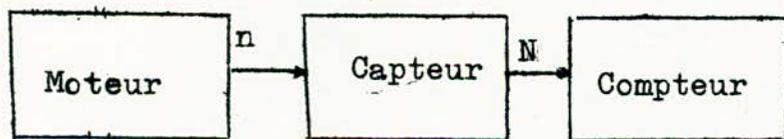
Les regulateurs sont conçus essentiellement pour maintenir la grandeur de sortie d'un système aussi égale que possible à une valeur de consigne donnée en dépit de l'action des fluctuations de la charge sur la variable réglée.

Les régulateurs digitaux sont caractérisés par leurs signaux d'entrée qui sont des signaux d'impulsions. Ceci leur donne la possibilité de contrôler la vitesse avec une haute précision. On distingue deux types de réglage digital: régulateur fréquentiel digital et régulateur fréquentiel phasé digital.

## 1° REGULATEUR FREQUENTIEL DIGITAL.

Dans ce premier type de réglage, à un intervalle de temps constant, les impulsions d'entrée sont comptées et comparées aux valeurs désirées. Ce système de régulation, est discret ayant la côte de régulation discrète statique. Le nombre d'impulsions est proportionnel à la vitesse. C'est un dispositif qui fonctionne pendant la durée  $t_m$  de comptage ayant une durée  $t_2$  de repos. Les régulateurs fréquentiels digitaux peuvent être divisés en deux groupes:

### a° Régulateur de comptage de nombre d'impulsions pendant la durée constante $t_m$



Le capteur délivre des impulsions  $N$  proportionnelles à la vitesse du moteur  $n$  contrôlée à l'intervalle de mesure  $t_m$  constant.

Ces impulsions sont déterminées par:

$$N_c = f_c \cdot t_m \quad \text{avec} \quad N_c = \text{impulsions du capteur}$$

$$f_c = n \text{ fréquence du capteur}$$

$$t_m = \text{durée de mesure}$$

La fréquence  $f_c$  du capteur est exprimée par :

$$f_c = \frac{n \cdot P}{60} \quad \begin{array}{l} n = \text{vitesse du moteur en tr/mn} \\ P = \text{nombre d'impulsions donné par} \\ \text{le capteur pour un tour.} \end{array}$$

donc  $N_c$  devient :

$$N_c = \frac{nP}{60} \cdot t_m = K \cdot n \quad \text{avec } K = \frac{P \cdot t_m}{60} \quad \begin{array}{l} P = \text{constant} \\ t_m = \text{constant} \end{array}$$

$K$  = coefficient constant.

on réalise cette méthode de régulation par un dispositif à différents blocs.

(Fig: 1 )

Le fonctionnement de ce dispositif est le suivant :

Les impulsions  $N_c$  provenant du capteur passent à l'entrée du compteur d'impulsions pendant la durée  $t_m$  constante.

Le résultat ou code de comptage est comparé à celui de la programmation par le dispositif de comparaison. Le code digital qui est la différence  $\Delta K$  de ces deux codes est appliqué à l'entrée du dispositif de mémoire.

Le diviseur de fréquence réalise la valeur de la durée  $t_m$  et divise la fréquence d'étalonnage du générateur par rapport à un coefficient constant  $a$  :

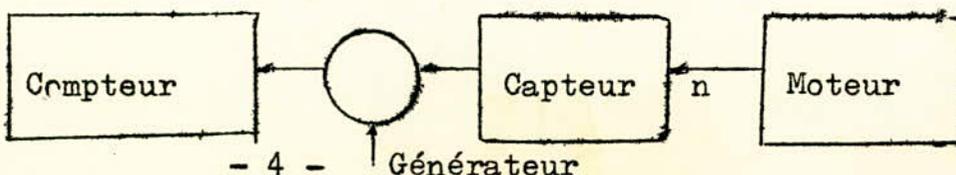
$$\frac{f_c}{a} = f_{tm} \quad t_m = \frac{1}{f_{tm}}$$

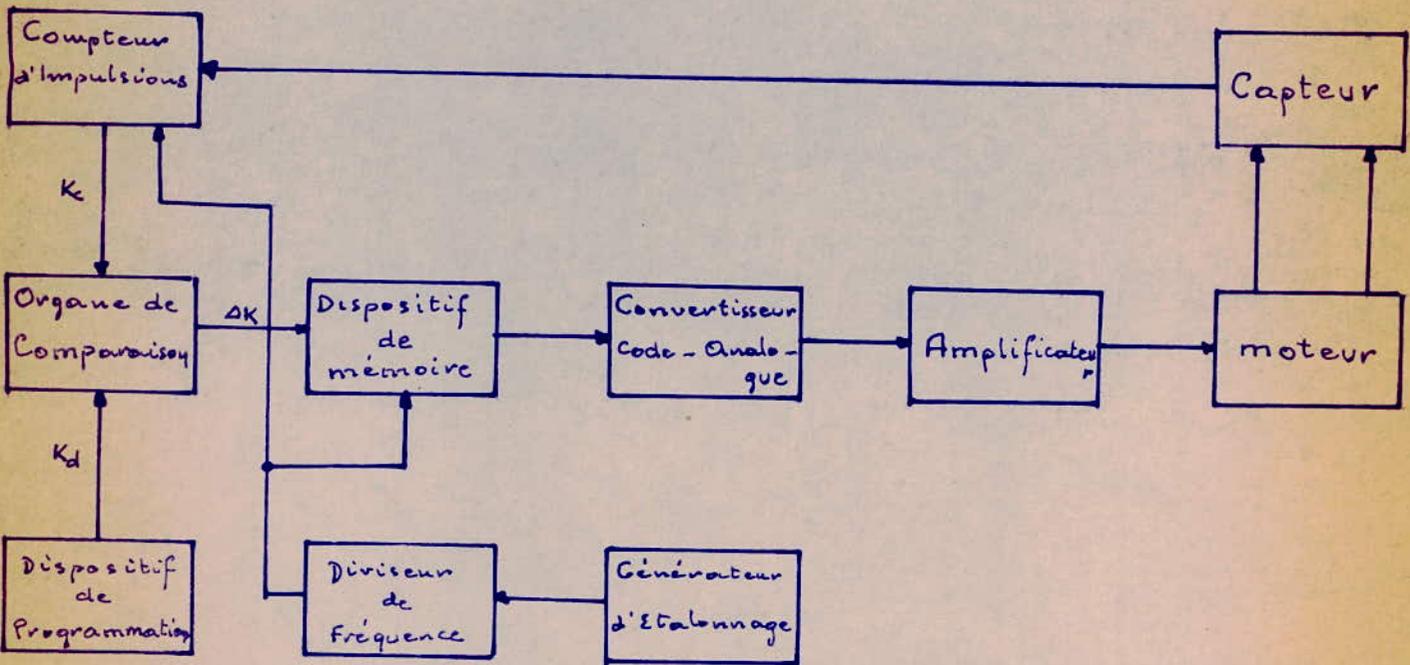
La différence de codes  $\Delta K$  est maintenue dans le dispositif de mémoire pendant un intervalle de temps  $t_r$  appelé temps de repos jusqu'au moment  $t_m$ . Elle est ensuite envoyée à l'entrée du dispositif code-analogue à la sortie duquel il ya le signal caractérisant la différence de vitesse réelle à celle programmée.

Cette valeur analogique est amplifiée et appliquée à l'entrée du moteur comme tension d'alimentation ou comme signal de régulation du moteur.

La diminution de la durée  $t_m$  entraîne une haute précision de régulation.

b° Régulateur de comptage de nombre d'impulsions du générateur à la fréquence constante.





$K_c$  = code réel de mesure  
 $K_d$  = code Programmé

fig: 1

Ce type de régulateur est caractérisé par la durée de tournage du rotor du moteur de  $t_m$  variable pendant un ou quelques tours. Désignons par  $t_n$  la durée de tournage de rotor du moteur qui est caractérisé par la formule:

$$t_n = \frac{1.60}{P \cdot n}$$

$l$  = nombre d'impulsions pendant l'angle de tournage déterminé

$P$  = nombre d'impulsions pendant un tour d'axe

$n$  = vitesse de rotation.

Le nombre d'impulsions à l'entrée du compteur est déterminé par:

$$N_c = f_0 \cdot t_n = \frac{1.60}{P \cdot n} f_0 = f_0 = \text{fréquence de base}$$

$$N_c = \frac{K}{n} \quad \text{avec} \quad K = \frac{1.60}{P} f_0$$

Le nombre d'impulsions est inversement proportionnel à la vitesse. Le schéma de structure de cette méthode de mesure est le suivant: ( Fig 2 )

Les impulsions du générateur d'étalonnage sont appliquées à l'entrée du compteur de nombre d'impulsions. Le code de sortie de ce compteur pendant la durée de tournage du moteur sur l'angle déterminée c'est à dire pendant la durée  $t_n$  est transmis à l'entrée de l'organe de comparaison. Ce code est inversement proportionnel à la vitesse réelle  $n$ . Il est comparé au code de programmation qui est inversement proportionnel à la vitesse programmée donnée par le dispositif de programme.

La différence de codes est appliquée à l'entrée du dispositif de mémoire. De cet organe de commande le principe de fonctionnement est le même que celui du 1° type de régulateur. Ce dernier type diffère du 1° par la réalisation dans le bloc de programmation des codes inversement proportionnels à la vitesse de rotation.

## 2° REGULATEUR FREQUENTIEL PHASE DIGITAL.

Ce système assure le contrôle permanent de la différence de la fréquence comptée à celle qui est donnée. Les régulateurs de ce type réagissent non seulement sur la différence de fréquence mais aussi sur la différence de phase de ces fréquences. Ce sont des régulateurs d'action permanente.

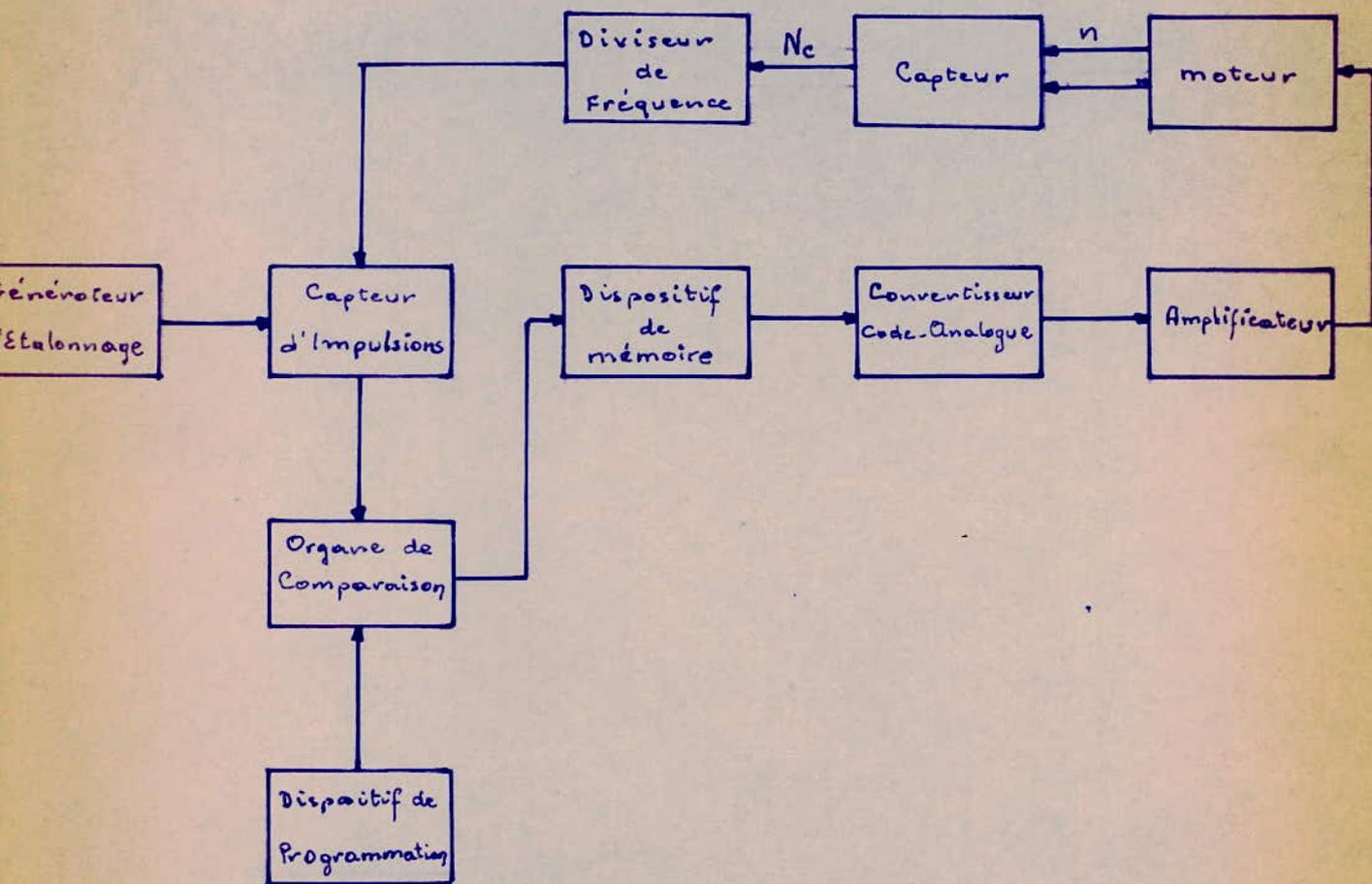


fig: 2

Pour réaliser cette méthode par le schéma de blocs, on utilise le compteur reversé ayant deux entrées. A l'une de ces entrées on applique la fréquence des impulsions proportionnelles à la vitesse mesurée:  $f_m$ ; à l'autre ce sont les impulsions de la fréquence de base:  $f_0$ . Cette fréquence de base est fournie par le générateur d'étalonnage. Elle est appliquée au diviseur de fréquence commandé par le dispositif de programme.

A l'aide de ce bloc de programme on règle le coefficient de division de la fréquence de base.

Le résultat du compteur reversé qui est la différence des fréquences donnée et mesurée, est envoyé à l'entrée du convertisseur code-analogue.

A travers l'amplificateur la sortie de dispositif est appliquée à l'entrée du moteur. (Fig 3):

Cette méthode permet de réaliser un contrôle permanent de la vitesse du moteur; c'est ce qui fait son avantage par rapport aux autres.

Ainsi donc, pour notre projet, utilisons cette méthode de régulation de vitesse. Ce système de régulateur assure une précision de régulation de 0,00 1 %.

L'algorithme est l'ensemble des opérations à exécuter pour le fonctionnement d'un système donné.

Ainsi donc l'algorithme de régulation de la vitesse de notre système est le suivant:

1° Demande de la vitesse réelle  $n(t_i)$  au moment  $t_i$  quelconque.

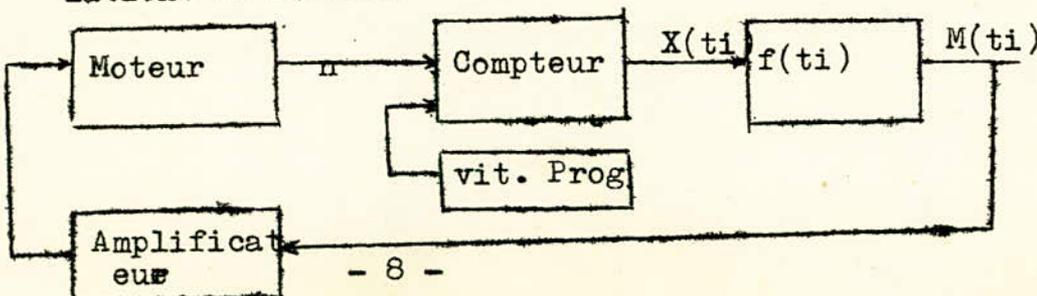
2° Exécution de l'opération de comptage par la formule:

$$M(t_i) = K_p \left[ X(t_i) + \frac{1}{T} \int X(t_i) dt \right]$$

$M(t_i)$  = Action de commande

$X(t_i)$  = Déviation de la vitesse mesurée par rapport à la vitesse donnée.

3° Réalisation du résultat de commande sur l'objet de régulation: le moteur.



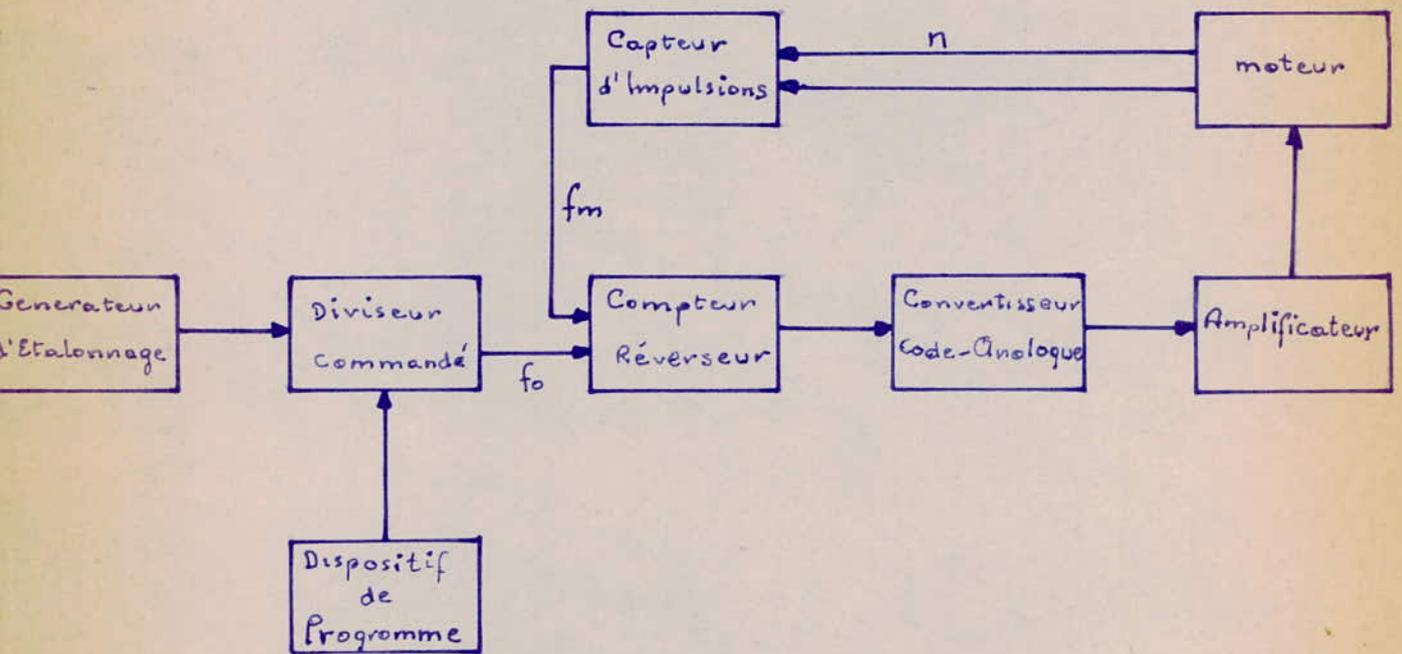


fig: 3

Dans ce système la régulation de la vitesse du moteur est effectuée par la régulation de la tension d'alimentation de ce moteur. A chaque moment  $t_i$  le capteur donne la vitesse réelle du moteur. Le bloc de programmation permet d'obtenir la valeur de fréquence proportionnelle à la vitesse nécessaire.

Considérons le signal A comme étant un bloc de perturbation et le bloc B l'algorithme de fonctionnement.

La demande du capteur du bloc de commande est réalisée à la durée de cycle  $t_c$  quelconque.

L'algorithme du régulateur de vitesse est le suivant:

1° Demande de la vitesse réelle au moment  $t_i$

2° La vitesse au moment  $t_i$  est inférieure à la vitesse donnée.

$$P [n(t_i) < n_d] \quad P = \text{coefficient quelconque}$$

Ce résultat est appliqué à l'entrée du dispositif  $M(t_i)$  avec le signe plus c'est à dire qu'il faut augmenter la vitesse.

Ensuite on obtient B l'algorithme fini.

$$n(t_i) \rightarrow P [n(t_i) < n_d] \rightarrow (+) M(t_i) \rightarrow B$$

3° Si cette vitesse est supérieure à la vitesse donnée ( $n_d$ ) on réalise l'action moins pour obtenir après l'algorithme B fini.

$$P [n(t_i) > n_d] \\ n(t_i) \rightarrow P [n(t_i) > n_d] \rightarrow (-) M(t_i) \rightarrow B$$

De ces deux dernières opérations, on revient à la première.

# CHOIX DU MOTEUR A COURANT CONTINU

## CALCUL D'UN AMPLIFICATEUR A THYRISTOR POUR LE REGLAGE DU MOTEUR.

Dans cette partie nous n'insisterons pas sur les considérations électrotechniques mais plutôt sur les calculs qui nous seront nécessaires. Le choix de notre moteur est axé sur ceux de la série à large réglage de la vitesse par affaiblissement du champ. Ainsi donc considérons le moteur de type

II - 102 avec les données suivantes:

Type II-102

Puissance Nominale: 29 KW

Tension Nominale : 220 V

Vitesse Nominale : 2000 tr /mn

Courant Nominale 160 A

Rendement (%): 82,5

Résistance  $R_r, \Omega$ : 0,00289

Résistance  $R_a, \Omega$ : 0,0565

Résistance auxiliaire: 0,023  $\Omega$

Ces résistances sont données pour une température de 20°C  
Détermination de la résistance de l'arbre du moteur pour 70°C

$$R = (R_a + R_{aux}) \cdot 1,4 = (0,0565 + 0,023) \cdot 1,4 = 0,11 \Omega$$

La régulation de la vitesse est effectuée par la régulation de la tension de l'induit pour le flux magnétique constant  $\phi =$  constant, le couple constant et la charge constante.

En choisissant les limites de régulation de la vitesse déterminons celles de la régulation de la tension.

$$n = \frac{U}{C_e \phi} - \frac{I \cdot r_{ind}}{C_e \phi} \quad C_e = \text{constante du moteur}$$

$$C_e \phi = \frac{U_n - I_n r_{ind}}{n_n} = \frac{220 - 160 \cdot 0,11}{2000} = 0,10$$

Soit la vitesse réglée aux limites (0,5 - 1) de la vitesse nominale.

- Pour la vitesse 0,5 de la vitesse nominale déterminons la tension de l'induit.

$$n = 0,5 n_n = 0,5 \cdot 2000 = 1000 \text{ tr/mn}$$

$$n = \frac{U}{0,10 \varnothing} - \frac{160 \cdot 0,11}{0,10 \varnothing} = 1000 \cdot 0,10 = U - 160 \cdot 0,11$$

$$100 = U - 17,6 = U \approx 100 + 17,6$$

$$U = 117,6 \text{ V} \approx 118 \text{ V}$$

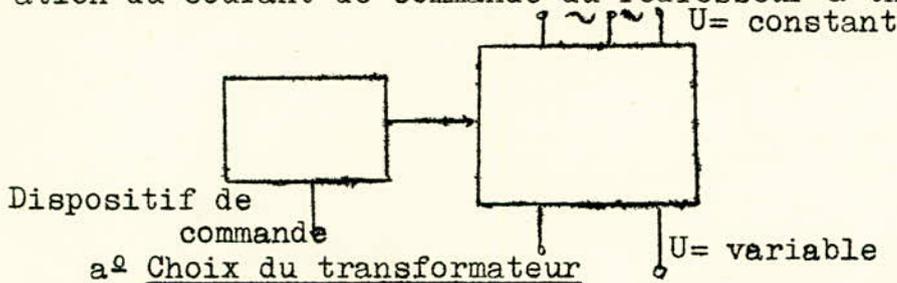
- Pour la vitesse nominale la tension devient:

$$2000 = \frac{U}{0,10} - \frac{160 \cdot 0,11}{0,10} = 2000 \cdot 0,10 = U - 17,6$$

$$200 + 17,6 = U$$

$$U = 217,6 \approx 218 \text{ V}$$

Cette régulation de la tension est effectuée par la régulation du courant de commande du redresseur à thyristors.



Ce transformateur est utilisé pour l'alimentation à travers le redresseur à thyristors. Le type du transformateur est le suivant: TCz 35/0,5

Puissance du transformateur: 35 KVA

La tension d'alimentation varie entre 400 V et 370 V.

Le branchement utilisé est étoile-étoile Y/Y12

. La tension nominale de l'enroulement primaire est:

380/220 V

. La tension nominale de l'enroulement secondaire est: 230 V

Pour une tension marche à vide du transformateur la perte d'énergie est de 315 W alors que pour le régime court-circuit elle est de 875 W.

b° Principe des thyristors commandés du bloc de régulation.

Le thyristor est un semi-conducteur (Si)

à quatre couches alternativement P et N et qui comporte une électrode de commande. Les couches extrêmes constituent l'anode (P) et la cathode (N). Les couches internes sont appelées couches de commande (P) et couche de blocage (N). La jonction médiane est la jonction de commande  $J_c$ ;  $J_A$  étant la jonction d'anode et  $J_K$  la jonction de cathode. Fig 4.a. Le symbole graphique d'un thyristor commandé est représenté sur la Fig 4.b. Une source de tension continue au plus fréquemment source d'impulsions de tension ( ou de courant) est connectée aux sorties extérieures

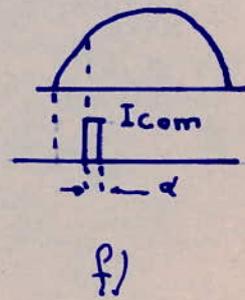
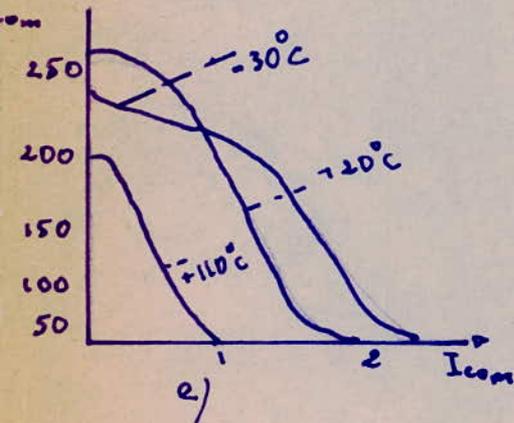
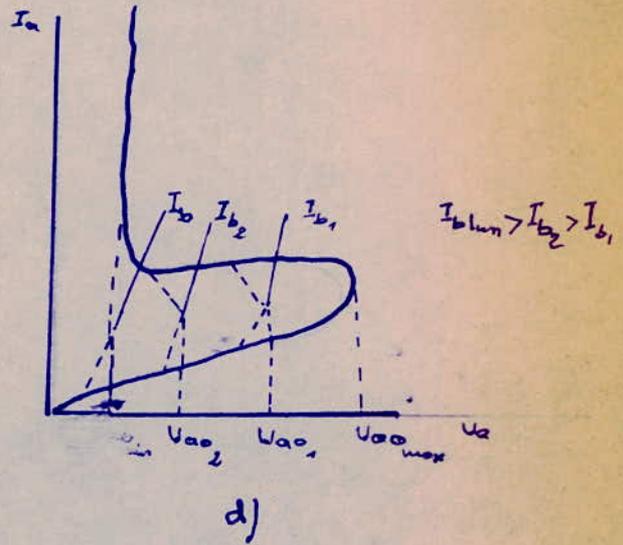
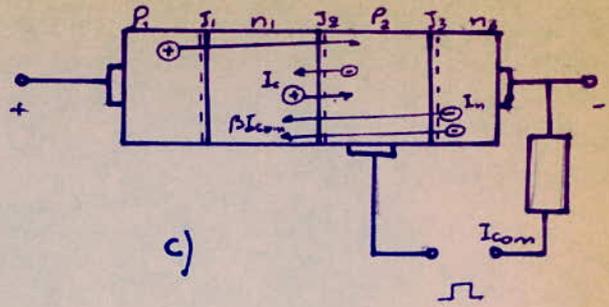
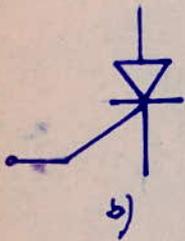
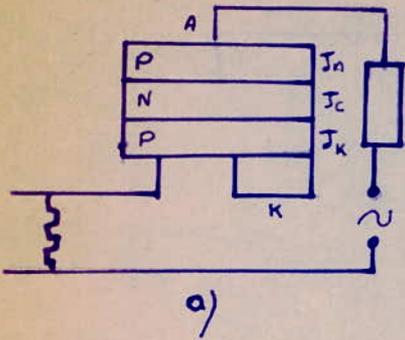


fig: 4

des couches de commande  $P_2$  et  $n_2$  (Fig4-c). Lorsque le thyristor est sous tension: - directe, les jonctions  $J_1$  et  $J_3$  sont sous tension directe mais la jonction  $J_2$  est sous tension inverse; - inverse, les jonctions  $J_1$  et  $J_3$  sont sous tension inverse.

$S_1, S_3, S_5$  sont des thyristors commandés ( Fig4-e).

Mécanisme de l'amorçage par un courant de commande.

Il convient de noter qu' n alternatif l'amorçage du thyristor est effectué par la grille à un instant quelconque de l'alternance positive. Cette grille permet de régler la tension d'amorçage. La tension directe se trouve à la jonction de commande lorsque le thyristor est bloqué. Il apparaît ainsi dans  $J_c$  un champ électrique  $E$  très grand ( Fig4-o).

Ce champ accélère les porteurs minoritaires qui diffusent jusqu'à cette jonction, en particulier les électrons libres de la couche de commande. Le courant de commande ( $I_{com}$ ) est un courant direct ( de diffusion) de la jonction  $J_K$ . Il se compose de trous se dirigeant vers la cathode et de nombreux électrons lancés par cette cathode dans la couche de commande.

Dans une base quelconque du thyristor commandé, le courant de commande  $I_{com}$  (+) fait diminuer quantitativement la tension d'amorçage (de commutation ou de retournement) du thyristor.

A la base  $n_1$  du thyristor (Fig4-c) on obtient les charges suivantes:  $I ( 1 - \alpha_p ) = I_n \alpha_n + \beta I_{com} + I_c$

$$\text{On sait que } I_n = I + I_{com} - (\beta + 1) I_{com} = I - \beta I_{com}$$

Le courant  $I_c$  est exprimé par:  $I_c = I [ 1 - (\alpha_p + n) ] - \beta I_{com} ( 1 - \alpha_n )$

$n$  = Coefficient de transfert;  $n / 1$  pour de faibles courants d'émetteur donc  $I_c \cong I [ 1 - (\alpha_p + \alpha_n) ] - \beta I_{com}$

Avec l'apparition du courant de commande  $I_{com}$ , le courant du collecteur propre  $I_c$  diminue de  $I_{com}$ . Avec la diminution de  $I_c$ , la tension de commutation  $U_{ao}$  diminue aussi. donc plus le courant de commande  $I_{com}(+)$  est grand, plus la tension de commutation du thyristor est petite ( Fig4-d). La tension minimale de déblocage  $U_{aomin}$  correspond à une portion de la courbe proche de la partie utile de la caractéristique courant-tension du thyristor.

La diminution du courant de commande  $I_{com}$  avec l'élévation de la température s'explique par l'accroissement des coefficients de transfert du courant  $p$  et  $n$ ; d'où shuntage de la jonction émettrice (Fig4-e).

Pour une tension d'alimentation alternative, l'amorçage des thyristors est assuré non pas <sup>par</sup> variation du courant de commande mais par le **décaillage** de l'impulsion de commande par rapport à zéro de tension anodique durant l'alternance positive.

On obtient ainsi la commande de phase. Pour cette commande l'amplitude de l'impulsion est choisie de façon à assurer l'amorçage pour une tension inférieure à la tension anodique ( Fig 4-f ). Suivant le régime de commande on peut distinguer:

1<sup>a</sup> La caractéristique d'entrée statique

2<sup>a</sup> La caractéristique d'entrée impulsionnelle qui lie les impulsions de courant et de tension dans le circuit de commande du thyristor.

La puissance électrique dissipée dans les couches  $p_2$  et  $n_2$  du thyristor et dans la jonction p-n entre ces couches est transformée en chaleur.

Cette chaleur provoque un échauffement du thyristor et doit être dissipée sans dépasser la température maximale d'échauffement.

La tension maximale admissible dans le circuit de commande ne doit pas dépasser 10 ou 12 V pour assurer la limite de la puissance dissipée.

### c° Principe du redresseur triphasé

Considérons le montage triphasé en pont de soupapes non commandées avec l'hypothèse  $X_o = 0$  et  $X_d = 0$  comme l'indique la figure 5-a. Le principe de fonctionnement d'un tel montage est illustré par les courbes de tension et de courant de la Fig. 5. Les enroulements secondaires comme les enroulements primaires du transformateur sont couplés en étoile. Les 6 soupapes en présence sont divisées en 2 groupes:

1° Groupe impair constitué par  $S_1, S_3, S_5$  dont les cathodes sont reliées électriquement et leur sortie commune jouant le rôle de pôle positif pour le circuit extérieur; alors que leurs anodes sont reliées aux sorties des enroulements secondaires.

2° Groupe pair formé de  $S_2, S_4, S_6$  pour lesquels les anodes sont reliées électriquement; et le point de connexion joue le rôle de pôle négatif du circuit extérieur.

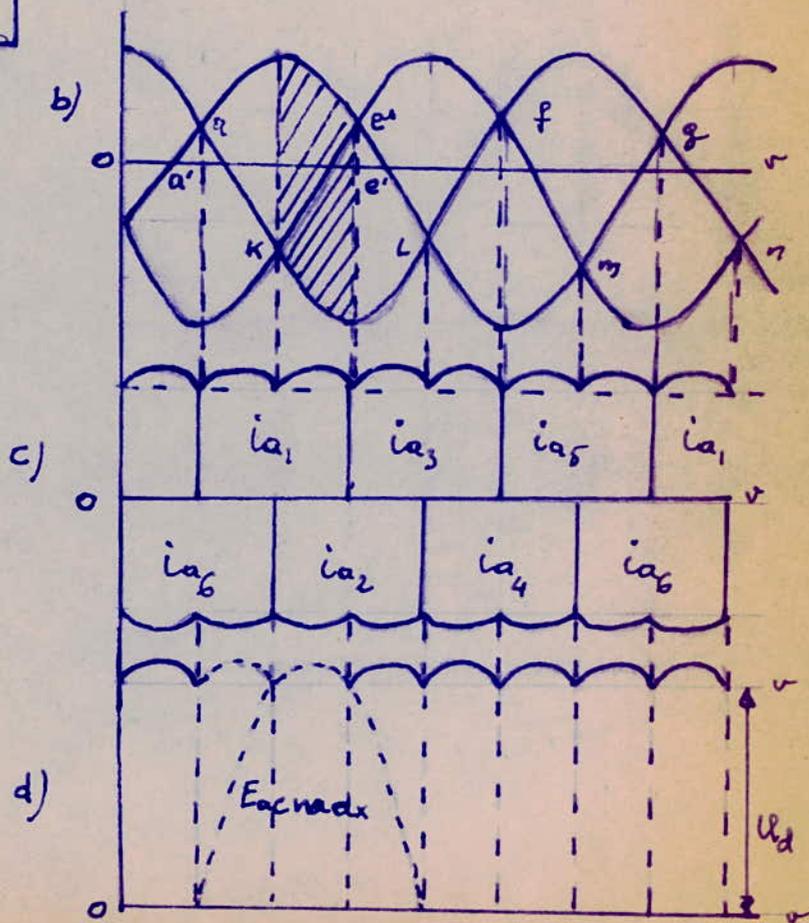
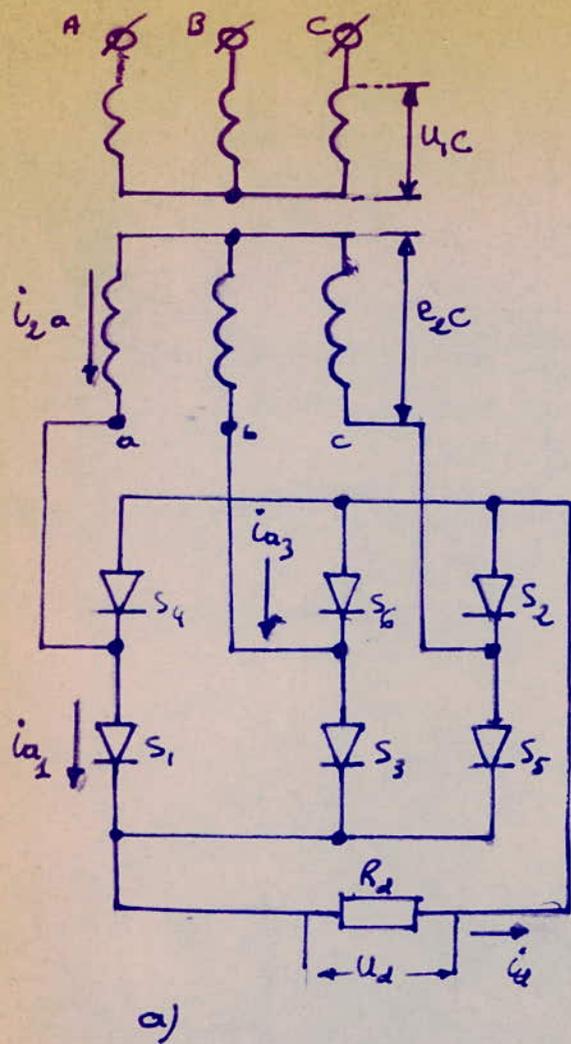


Fig: 5

Pour chaque tiers de période fonctionne la soupape à potentiel d'anode le plus élevé dans le groupe impair et la soupape dont la cathode est la plus négative dans le groupe pair.

L'intersection des portions positives ou négatives des sinusoïdes assure l'instant de déblocage d'une soupape du groupe cathodique ou anodique. A un instant quelconque, 2 soupapes laissent passer le courant. L'alternance de fonctionnement de différentes soupapes pour une période de la tension alternative est déterminée d'après les diagrammes de tension de phase (Fig 5-b) et de courant anodique (Fig 5-c). Les points a et k de la Fig 5 déterminent la portion de passage du courant de la soupape  $S_1$  à la soupape  $S_6$ . A l'instant donné par le point k, au lieu de  $S_6$ , c'est la soupape  $S_2$  qui fonctionne alors que  $S_1$  continue à marcher encore pendant une sixième partie de la période jusqu'à l'instant déterminé par e.  $S_1$  est ensuite remplacée par  $S_3$ . Ainsi chaque soupape laisse passer le courant pour un tiers de période. La tension redressée est représentée par la Fig 5-d comme étant la différence des tensions de phase des enroulements pour la partie donnée de la période. Pour un redresseur à m phases la tension redressée peut être déterminée par:

$$E_{d_0} = \frac{1}{\frac{2\pi}{m}} \int_{-\frac{\pi}{m}}^{\frac{\pi}{m}} \sqrt{2} E_2 \cos. v dv = \frac{\sqrt{6} E_2 \sin. m}{\pi/m}$$

si  $m=6$                        $E_{d_0} = 2,34 E_2$

Le courant anodique dans une soupape est déterminé par:

$$I_a = \frac{I_d}{3}$$

## d° Calcul de l'amplificateur à thyristors

Cet amplificateur est destiné à l'alimentation du circuit de l'induit du moteur à courant continu de la puissance donnée. C'est un convertisseur à thyristors du courant alternatif triphasé en courant continu. Le schéma de cet amplificateur est le suivant: (Fig 6 )

Il comporte 3 redresseurs commandés et 3 non commandés. La valeur du courant du thyristor est déterminée d'après la formule:

$$I_T = \frac{K}{m^r} \cdot I_n \quad \text{Où } K_r = \text{coefficient de réserve}$$

$m = \text{nombre de phases}$   
 $I_n = \text{courant nominal du moteur}$

Le coefficient de réserve est pris d'habitude <sup>entre les</sup> limites:  
( 1,8 ÷ 2 ).

Pour notre calcul, considérons  $K_r = 1,8$

$$I_T = \frac{1,8}{3} \cdot 160 = 96 \text{ A}$$

### Conditions de choix du thyristor à puissance

$$I_{Tadm.} \gg I_T$$

$$U_{inverse adm.} \gg U_{inverse max.}$$

Déterminons la tension du thyristor complètement ouvert:

$$U_{d_o} = 1,35 \cdot U_2 \quad \text{où } U_2 = \text{tension de l'enroulement secondaire du transformateur.}$$

$$U_{d_o} = 1,35 \cdot 230 = 310 \text{ v}$$

La tension inverse maximale sera:

$$U_{inv.max.} = ( 0,5 - 1,8 ) \cdot 1,05 \cdot U_{d_o}$$

Prenons

$$U_{inv.max.} = 1,2 \cdot 1,05 \cdot 310 = 390 \text{ V}$$

D'après ces calculs et conditions, choisissons les thyristors:

- 3 thyristors commandés de type B K 100 avec  $I_{Tadm.} = 100\text{A}$   
et  $U_{inv.adm.} = 500 \text{ V}$

pour ce type de thyristor on obtient le courant en utilisant le refroidissement par eau avec une vitesse de 15 m/s .

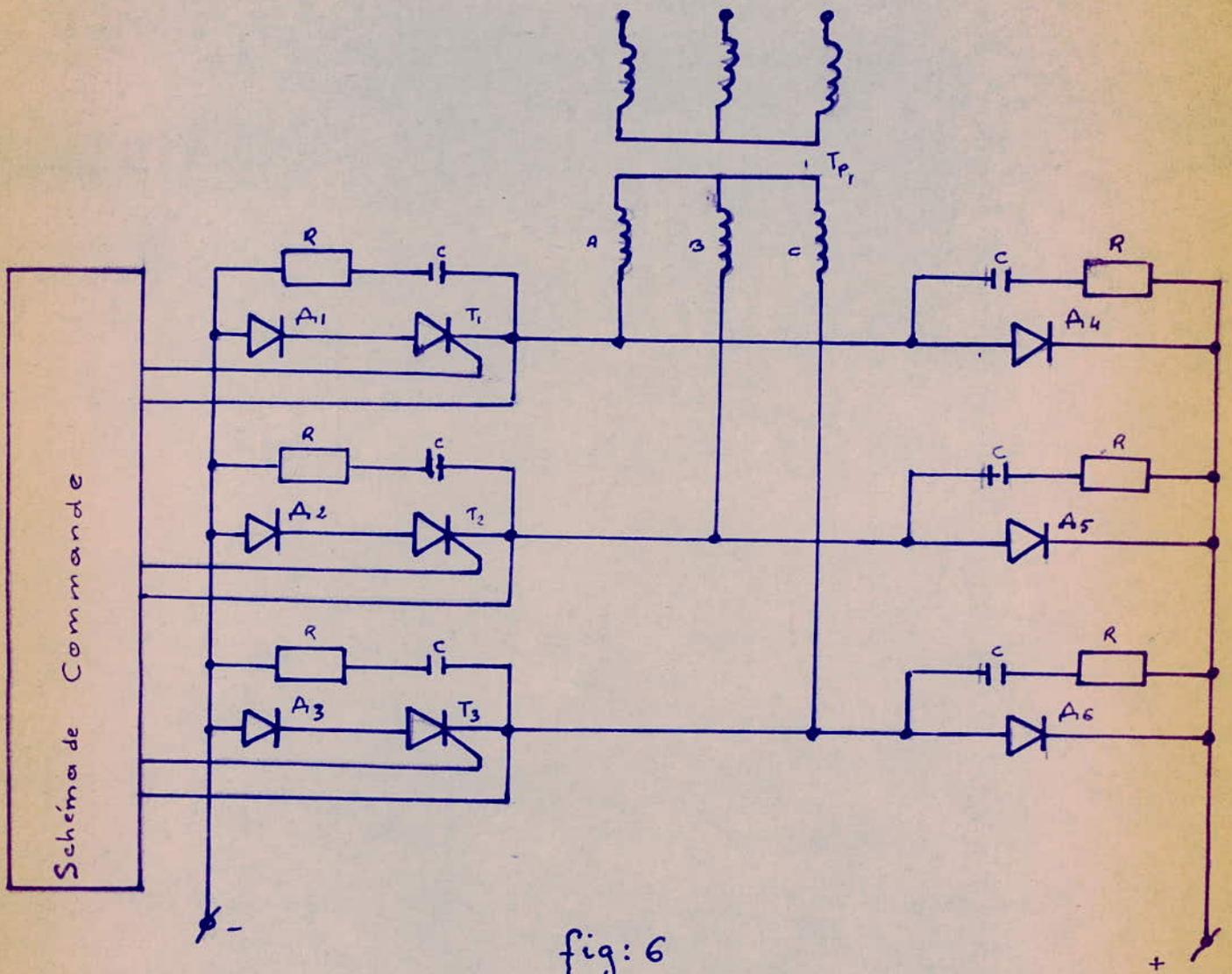


fig: 6

3 Thyristors non commandés de type BKB200 avec

$I_{Tadm.} = 200 \text{ A}$  et  $U_{an adm} = 500 \text{ V}$ . Les conditions de refroidissement sont les mêmes.

Tous ces types de thyristors fonctionnent en classe A.

La tension de sortie du redresseur commandé en valeur moyenne est déterminée d'après la formule:

$$U_{moy} = U_{ao} \frac{1 + \cos \alpha}{2}$$

$U_{moy}$  varie en fonction de  
= angle d'allumage du thyristor

En utilisant le diapason de la régulation (  $1 \div 2$  ) la tension doit être réglée en limites déterminées d'alimentation.

Pour obtenir la tension nécessaire sur l'induit du moteur déterminons les limites de régulation de l'angle de commande du thyristor.

$$\cos \alpha = 2 \frac{U_{moy}}{U_{do}} - 1$$

$$\cos \alpha_{max} = \frac{2U}{U_{do}} - 1 \quad \text{pour la tension minimale}$$

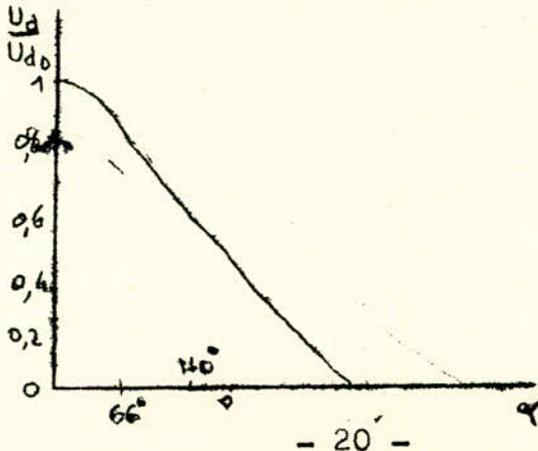
$$\cos \alpha_{min} = 2 \frac{U}{U_{do}} - 1 \quad \text{pour la tension maximale}$$

$$\cos \alpha_{max} = 2 \cdot \frac{118}{310} - 1 = 0,76 - 1 = -0,24 \quad \text{max} = 110^\circ$$

$$\cos \alpha_{min} = 2 \cdot \frac{218}{310} - 1 = 1,4 - 1 = 0,4 \quad \text{min} = 66^\circ$$

L'angle est réglé aux limites déterminées;

Etablissons la caractéristique de la tension rectifiée en fonction de l'angle d'allumage.



On choisit les de thyristors dans les limites admissibles.

La puissance maximale admissible moyenne sur l'électrode de commande doit être inférieure à 2,5 W .

### Calcul des éléments de protection des Thyristors du système de commande

Pour assurer la sûreté du fonctionnement du redresseur commandé utilisons des diodes au Silicium ( Si) de type BKB200 en série avec les Thyristors. Ces diodes ont été employées pour exclure tout phénomène d'avaries (ou blocage) au niveau d'un Thyristor entraînant automatiquement une panne des autres. Ce qui provoquerait un arrêt du système. Au moment de transition du régime de blocage au régime de conduction il se produit une surtension des appareils. Pour diminuer ce phénomène de surtension on utilise des circuits RC en parallèle avec les Thyristors et diodes considérés.

Les paramètres de ces éléments peuvent être déterminés comme suit:

$$\text{-- Capacité: } C = \frac{10 \cdot I_T}{U_{inadm.}} = \frac{10 \cdot 96}{500} = 1,92F$$

$I_T$  = courant circulant à travers le Thyristor avant la commutation

\_ D'habitude la valeur de la résistance est prise pour quelques Ohms. On détermine cette résistance d'après la formule:

$$R = \frac{U_{inadm.}}{I_{Tnom.}} = \frac{500}{96} = 5,2\Omega$$

Au primaire on utilise un disjoncteur automatique que nous choisissons d'après le courant qui est déterminé par la formule:

$$I_{1D} = \frac{S_1 KVA}{\sqrt{3} U_{1n}} \cdot 10^3$$

$S_1$  = puissance du transformateur

$U_{1n}$  = tension nominale de l'enroulement primaire

$$S_1 = 35KVA$$

$$U_{1n} = 220 V$$

$$I_{1D} = \frac{35}{3 \cdot 220} \cdot 10^3 = 53A$$

# BLOC DE COMMANDE DES THYRISTORS

Le bloc de commande est utilisé pour la régulation de branchement des Thyristors.

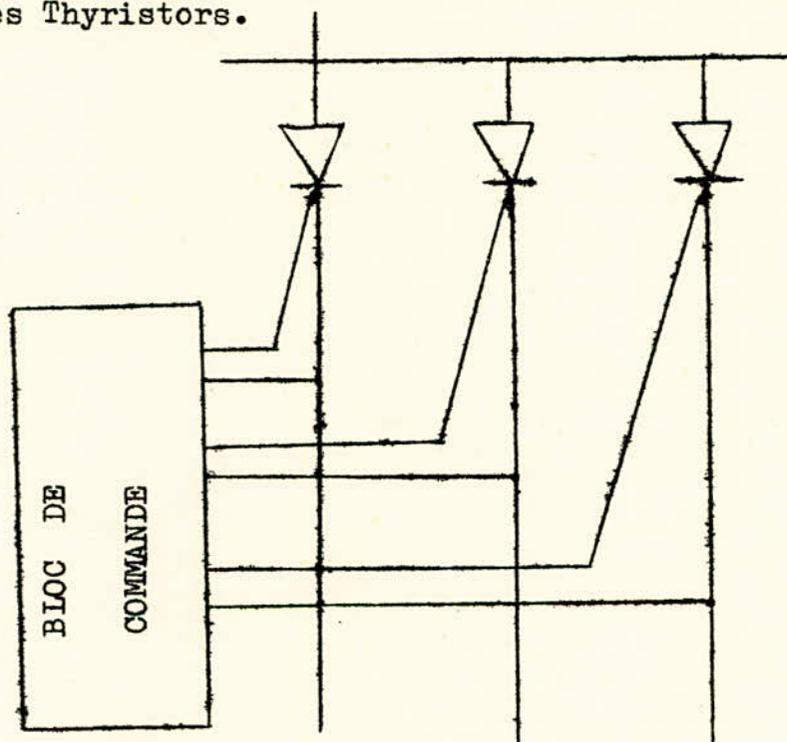


Fig: 7

La variation de la tension de commande du moteur est fonction de la caractéristique de l'angle d'allumage des Thyristors les signaux de sortie de ce bloc sont les impulsions de commande de la gachette des Thyristors. Pour diminuer la perte d'énergie à la jonction du Thyristor il faut que les impulsions de commande soient plus courtes que possibles.

## a)- Choix du schema de commande

On utilise le schema de commande avec un amplificateur magnétique monophasé. Pour la régulation de la tension d'une phase on considère le schema suivant:

(FIG: 8)

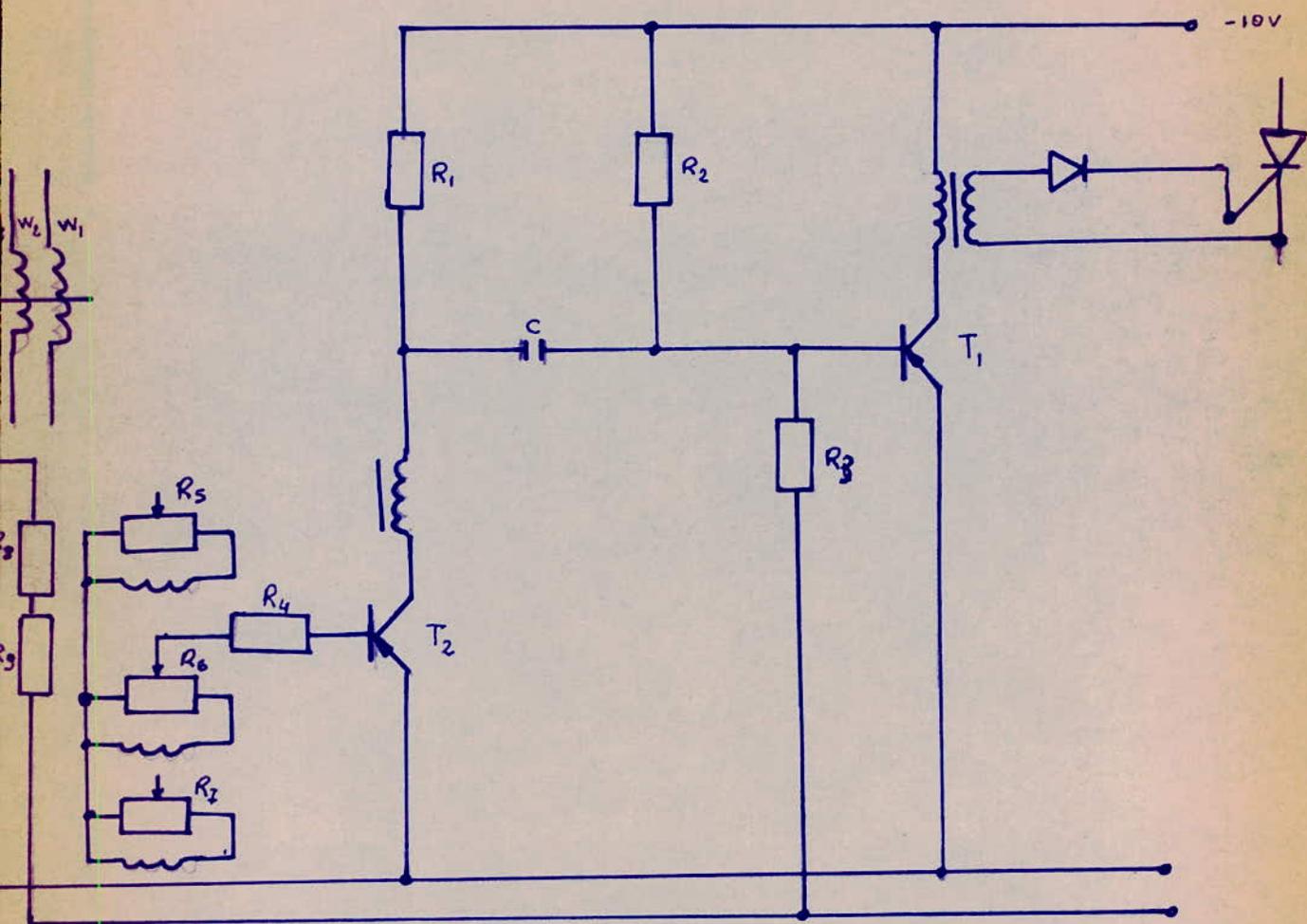


fig: 8

## b<sup>o</sup> Principe de fonctionnement du schéma de commande

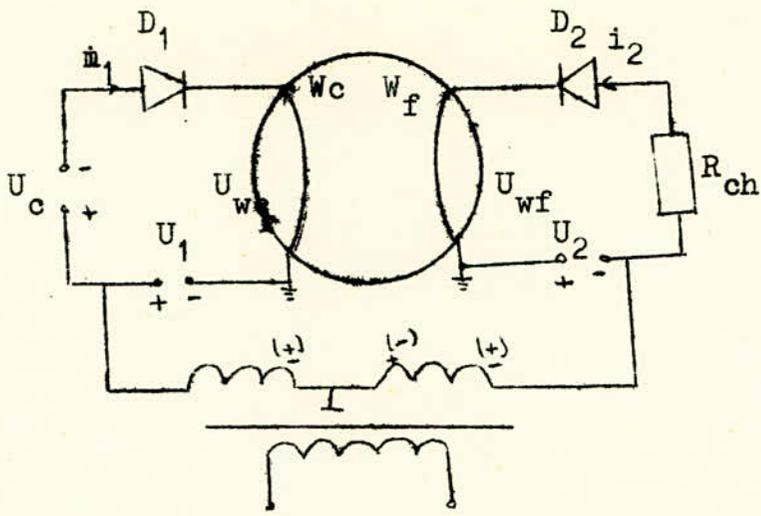
Le bloc de commande est destiné à la réalisation des impulsions de commande des Thyristors. Il existe trois blocs correspondants, identiques, aux trois Thyristors (FIG:8)

La formation des impulsions est effectuée à des moments différents. Dans chaque bloc on utilise un circuit de formation d'impulsions et un autre pour l'amplification de ces impulsions. Considérons un amplificateur magnétique monophasé pour la formation d'impulsions. Le fonctionnement de cet amplificateur est basé sur le principe de l'amplificateur magnétique Reimi qui est le suivant:

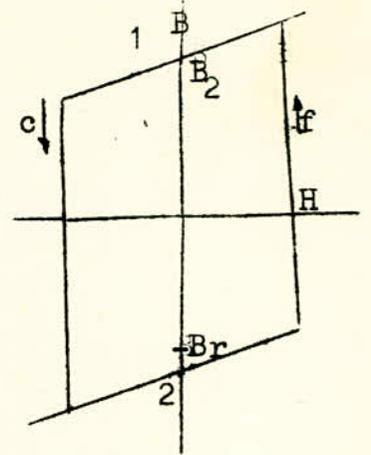
Il est composé d'un tore magnétique à caractéristique de magnétisation rectangulaire. Notons que le tore magnétique est l'élément fondamental d'une mémoire. Ce tore est susceptible de conserver en mémoire un digit. C'est pourquoi la plupart des calculateurs possèdent actuellement des mémoires internes à tores. Cet amplificateur dispose deux enroulements dont l'un de commande et l'autre de fonctionnement; avec la boucle d'hystérésis rectangulaire (FIG:9-b). Dans chaque circuit de ces enroulements on dispose d'une diode. Pour le circuit de commande il existe les signaux de commande  $U_c$  et de polarisation  $U_a$ . Le circuit de fonctionnement est alimenté par le signal  $\bar{U}_1$   $U_2$ . Les signaux  $U_1$  et  $U_2$  sont des signaux de courant alternatif. Ils sont alimentés par un transformateur (FIG: 9 ). Le signal de polarisation  $U_1$  est en contre phase à celui de commande. Ainsi donc nous obtenons deux cycles: de commande et de fonctionnement. Pour l'étude du fonctionnement de cet amplificateur nous considérons deux cas:

1<sup>o</sup> cas: signal de commande nul:  $U_c = 0$  (FIG:9-c)

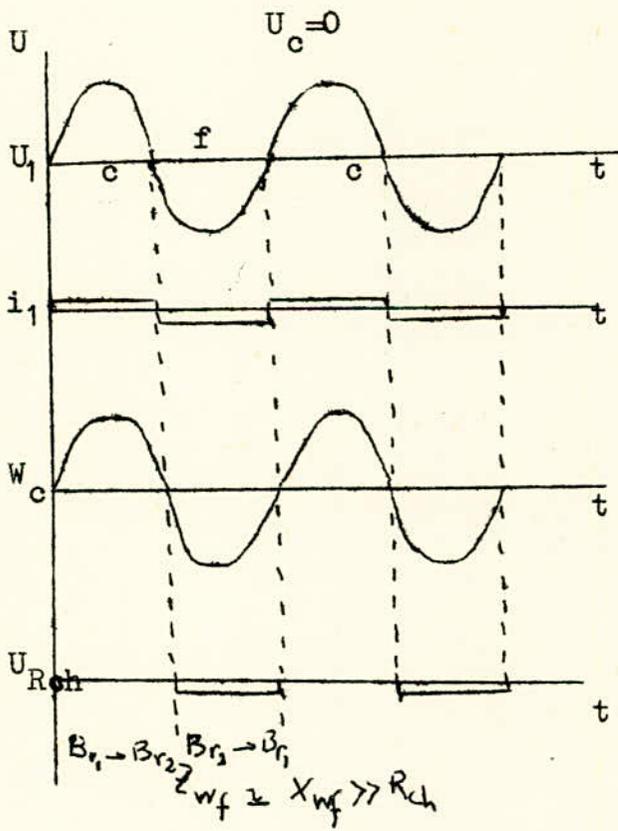
Pendant le cycle de commande et pour  $U_c = 0$  le courant passe à travers la bobine  $W_c$ . Ainsi on obtient le processus de magnétisation de  $+B_r$  à  $-B_r$  c'est à dire de 1 à 2 (FIG:9-b). La réactance de la bobine  $W_c$  est assez grande; ceci entraîne l'existence d'un faible courant d'aimantation. C'est à dire que presque toute la tension  $U_1$  est appliquée à  $W_c$  pendant le cycle de commande. Lors de la demi-période de fonctionnement le circuit de commande ne fonctionne pas à cause de la diode qui est bloquée ( $D_1$ )



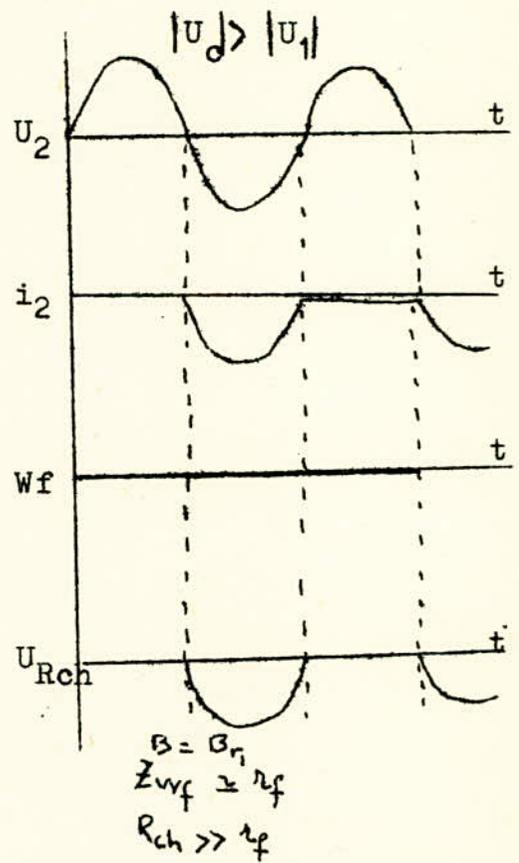
a)



b)



c)



a)

Fig: 9

La tension  $U_2$  effectue l'état de démagnétisation de  $-B_r$  à  $+B_r$ . Le courant de démagnétisation est très faible et presque toute la tension  $U_2$  est appliquée à  $W_f$ . Cela entraîne que la tension de sortie sur la charge  $R_{ch}$  est presque nulle à cause de  $Z_f / R_{ch}$ . Et on obtient l'alternance de commande et de fonctionnement (fig:9-c)

2° CAS: Signal de commande non nul:  $|U_c| > |U_f|$

Dans ce cas pendant la demi-période de commande la diode  $D_1$  est bloquée par la tension  $U_c$  et il n'y a pas de processus de magnétisation du tore. C'est à dire que l'état magnétique se trouve au point 1 et est constant (FIG:9-b). Le courant  $I_1$  est nul et la tension aux bornes de  $W_c$  nulle. Lors de la demi-période de fonctionnement la magnétisation du tore est effectuée sur la partie 1-3 de la caractéristique de la fig:9.b

Ceci entraîne que la perméabilité magnétique  $\mu$  est très faible la reactance  $X$  est très faible et  $Z_w = r_f$  faible sur  $R_{ch}$ .  $R_{ch} \gg r_f$ . Le courant passe à travers le circuit de fonctionnement et presque toute la tension  $U_2$  est appliquée à la charge (FIG:9-d). Ce principe d'amplification est utilisé dans le bloc de commande des Thyristors ainsi que pour la régulation de l'angle de formation d'impulsions. Un tel amplificateur possède quatre bobines de commande dont: un enroulement des signaux de commande, un enroulement de signal de polarisation et deux enroulements supplémentaires, un enroulement de fonctionnement.

L'enroulement de fonctionnement est branché dans le circuit du collecteur du transistor PNP (fig:10). Selon le signal de commande du transistor  $T_1$  on utilise le signal du transformateur triphasé. On peut considérer le signal d'une phase du transformateur  $tr_2$ . Les 2° et 3° signaux de phase du transformateur (b et c) sont des signaux d'entrée des transistors correspondants aux deux autres blocs.

L'enroulement primaire du transformateur d'impulsions  $tr_1$  se trouve dans le circuit du collecteur du transistor  $T_2$  (Fig:10). Il existe le condensateur pour la formation d'impulsions. Ce condensateur et la résistance correspondante jouent le rôle de différenciateur. Le signal de commande  $U_c$  est le signal de sortie du bloc digital du système. Il dépend du nombre de tours du moteur. La variation de ce signal entraîne celle de l'angle des impulsions de commande des thyristors. Le fonctionnement de ce bloc est le suivant:

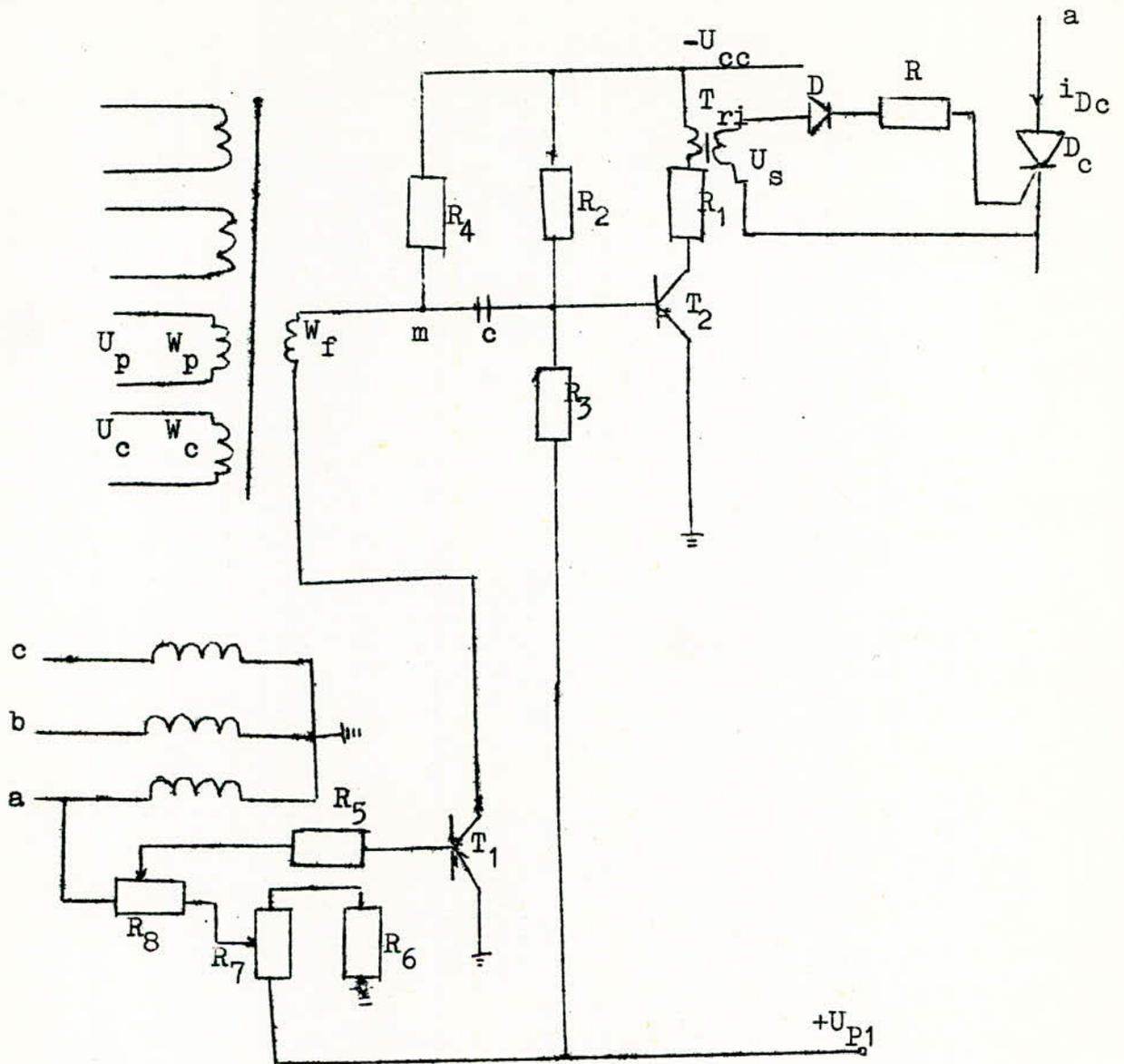


Fig: 10

Les forces magnétisantes de polarisation et de commande sont opposées.

Considérons deux cas:

$$1^{\circ} H_{c1} > H_p \quad (\text{Fig 10})$$

Pendant la demi période le tore magnétique change d'état de 1 à 2.

Lors du cycle de fonctionnement cet état est changé de 2 à 3-4-1 par la force magnétisante  $H_{cc}$ .

$$2^{\circ} H_{c2} < H_{c1} \text{ et } H_{c2} < H_p.$$

La magnétisation du tore est effectuée par la voie 1 à 2' pendant la demi-période de commande. Pour le cycle de fonctionnement il apparaît l'état de démagnétisation de 2'-3'-4-1.

La ligne de démagnétisation 2-3-4-1 est plus grande que celle de 2'-3'-4-1. C'est à dire que l'angle  $\alpha$  pour le ~~premier~~ 1<sup>er</sup> cas est supérieur à celui du 2<sup>e</sup> cas (Fig 11).

Considérons le diagramme de la Fig:11 où:

$U_B$  = est le signal d'entrée du transistor  $T_1$

$U_{p1}$  = tension de polarisation positive de  $T_1$

On a le signal  $U_b$  ( signal de phase a ) à partir du moment a lorsque la tension d'entrée, c'est à dire la tension de base de  $T_1$  est négative. Quant ce signal  $U_b$  est supérieur à  $U_{p1}$  ( $U_b > U_{p1}$ ) le transistor  $T_1$  COMMENCE à conduire; est débloqué. Ainsi la tension d'alimentation  $U_{CC}$  est appliquée à l'enroulement de fonctionnement  $W_f$  de l'amplificateur magnétique et forme la force magnétisante  $H_{cc}$ ; dans ce cas le tore est démagnétisé. Le temps de démagnétisation dépend de la valeur du signal de commande pendant son cycle. Lorsque la ligne de démagnétisation est grand son processus est effectuée au moment b. La réatance de l'enroulement à l'instant redevient nulle selon la ligne 3"-4. La tension d'alimentation est appliquée à la résistance  $R_4$  c'est à dire que le potentiel de la mise à la masse se trouve au point m(Fig 10). Le condensateur C chargé est déchargé à travers la résistance  $R_2$  et l'espace base-Emetteur du transistor  $T_2$ . La constante de décharge est donnée par  $t_i = (3 \div 5)$  et est égale à  $t_i$  durée de l'impulsion ( en  $\mu s$  ). Pendant cette durée de décharge du condensateur le transistor  $T_2$  est bloquée (Fig 11 ). Cette impulsion de blocage de  $T_2$  est transmise dans le secondaire  $t_{r1}$  et elle assure la commande du thyristor avec la durée  $\alpha$ , quelconque. - 28 -

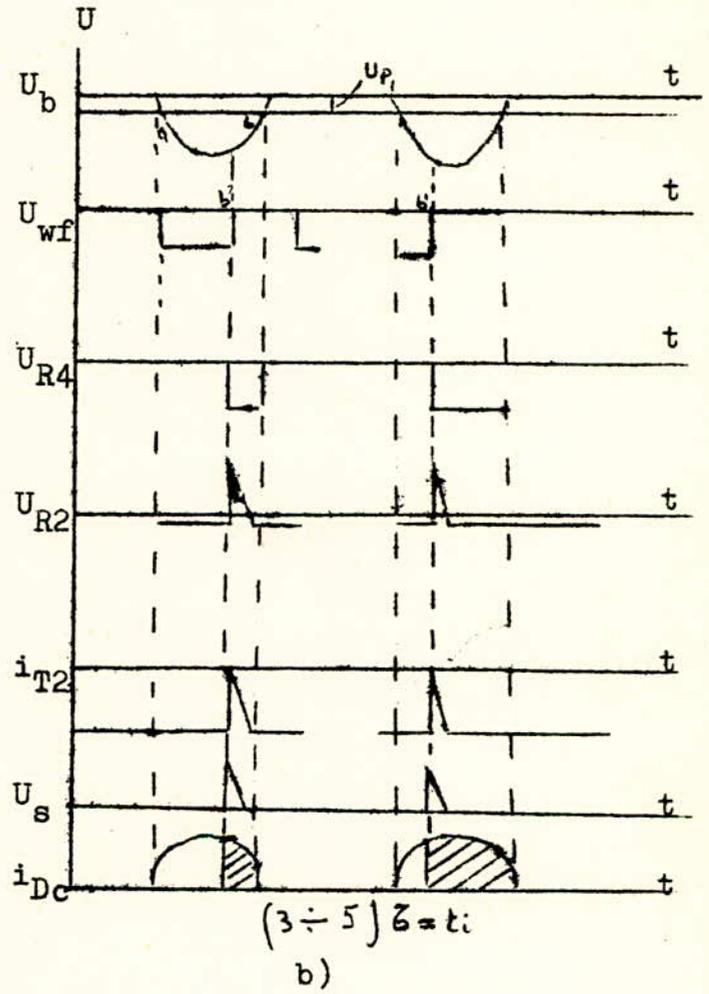
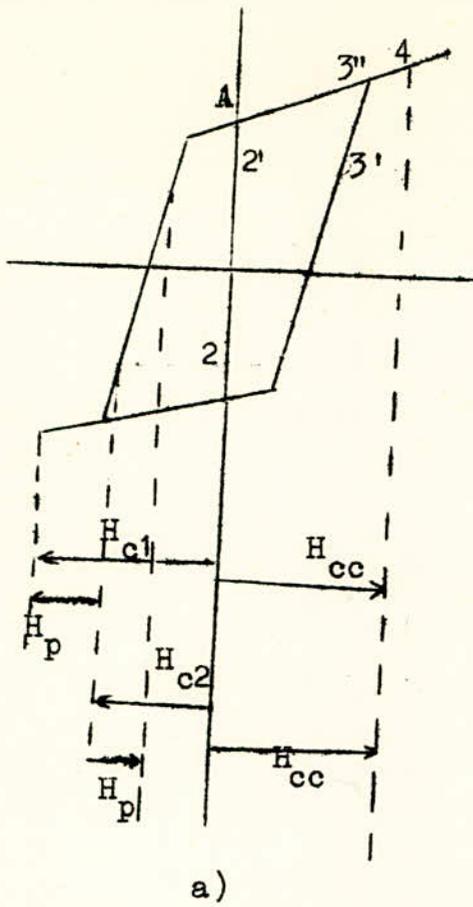


Fig: 14

Lorsque la ligne de démagnétisation est plus petite son processus est réalisé plutôt qu'au premier cas; c'est à dire à l'instant b'. avec le même principe de fonctionnement l'impulsion est formée plutôt avec un angle  $\alpha'$  qui est plus petit que

En réglant le signal de commande, on fait varier la force magnétisante  $H_c$  ainsi que l'angle  $\alpha'$  de formation d'impulsions.

### Calcul des éléments du circuit de Commande.

Considérons des données initiales de courant et de tension

$$I_1 = 1,8 \text{ A} \quad U_{cc} = U_{\text{alim.}} = 10 \text{ V}$$

De ces conditions choisissons le transistor T de type:

PNP: AD 139 avec les valeurs limites admissibles

$$U_{cb} = 32 \text{ V} \quad I_{c \text{ max.}} = 3 \text{ A} \quad \beta_{\text{min}} = 25$$

$$U_{ce} = 32 \text{ V} \quad I_{\text{éb max}} = 200 \text{ mA}$$

$$U_{eb} = 10 \text{ V} \quad I_{\text{dbo}} = 25 \mu \text{ A} \quad f(\alpha') = 50 \text{ KHZ}$$

Détermination de la résistance active  $r$  de la bobine tri d'après la formule:

$$r = \rho \frac{l}{S} \quad \text{avec } l = l' \cdot w_1 \quad \text{où } l' = \text{logueur moyenne d'une spire.}$$

$$w_1 = \text{nombre de spires.}$$

$$l' = 1,2 \cdot 4 \cdot a = 1,2 \cdot 4 \cdot 0,8 = 1,2 \cdot 3,2 = 4 \text{ cm}$$

d'après le calcul  $w_1 = 75$  spire

$$l = 75 \cdot 4 = 300 \text{ cm} = 3 \text{ m}$$

$$\text{Prenons } \rho_{\text{cu}} = 0,018 \frac{\text{mm}^2}{\text{m}}$$

La densité  $J$  est déterminée aux limites:  $j = (3-4) \text{ A/mm}^2$

$$\text{Prenons } j = 3$$

$j$  est exprimée par la formule  $j = \frac{I}{S} \Rightarrow S = \frac{I}{j}$

$$I = I_1 = 1,8 \text{ A} \quad S = \frac{1,8}{3} = 0,6 \text{ mm}^2$$

Nous savons que  $S = \frac{\pi d^2}{4}$  donc  $d^2 = \frac{4 \cdot S}{\pi} \Rightarrow d = \frac{4 \cdot S}{\pi}$

$$d = \frac{4 \cdot 0,6}{\pi} = 0,85 \text{ mm.}$$

$$\text{La résistance active sera: } r = \frac{\rho}{S} = 0,018 \cdot \frac{3}{0,6} = \frac{0,054}{0,6}$$

$$r = 0,09 \Omega \approx 0,1 \Omega$$

Cette résistance  $r$  est très petite et peut être négligée.

En tenant compte de la condition  $I_c \leq I_{c \text{ max}}$  choisissons le courant du collecteur.  $I_{c \text{ max}} = 3 \text{ A}$   $I_{c \text{ sat}} = 1,8 \text{ A}$

Calcul de la résistance  $R_1$  connaissant le courant du collecteur  $I_c$ .  

$$U_{cc} = (R_1 + r) I_c + U_{ce \text{ sat.}}$$

De cette équation on tire  $R_1$  mais  $r$  et  $U_{ce \text{ sat.}}$  sont négligeables en de saturation (très petits)

$$U_{CC} = R_1 I_c \Rightarrow R_1 = \frac{U_{CC}}{I_{csat.}} = \frac{10}{1,8} = 5,5 \Omega$$

En régime de saturation, le courant de base peut être :

$$I_{b1} = \frac{I_{cs} N}{\beta_{\min}}$$

Le coefficient de saturation est pris d'habitude aux limites :

$N = (2 \div 3)$  par transistor en régime de commutation  
 pour notre cas prenons  $N = 2$

$$I_{b1} = \frac{1,8}{25} \times 2 = \frac{3,6}{25} = 0,14 = 140 \text{ mA}$$

Vérification de la condition

$$I_{b1} < I_{B_{\max}}$$

$$140 \text{ mA} < 200 \text{ mA}$$

Dans le cas du régime de commutation, déterminons la résistance

$$R_2 = \frac{U_{CC}}{I_{b1}} = \frac{10}{0,14} \approx 71,7 \approx 72 \Omega$$

La condition en régime de blocage est donnée par :

$$U_{p1} - I_{c0} \cdot R_3 \geq 0 \quad (\text{pour le transistor } T_2)$$

$$U_{p1} = \text{tension de polarisation}$$

De cette condition on peut déterminer la résistance  $R_3$

$$R_3 \leq \frac{U_{p1}}{I_{c0}}$$

La valeur maximale de cette résistance est exprimée par

$$R_3 \text{ max} = \frac{U_{p\text{max.}}}{I_{c0\text{max.}}} \quad \text{avec } U_{p\text{max.}} = U_p (1 - \delta U)$$

$$R_3 \text{ max.} = R_3 (1 \pm \delta R)$$

$$\text{donc } R_3 \approx (1 - \delta U - \delta R) \frac{U_p}{I_{c0\text{max.}}}$$

$$\text{avec } \delta R = \frac{\delta R}{R} = 0,1 \text{ et } \delta U = \frac{\delta U}{U} = 0,1$$

Toute variation de la résistance et de la tension, entraîne une variation de la tension d'alimentation du moteur

Soit la tension de polarisation :  $U_p = 3 \text{ V}$

$$R_3 \cong (1-0,1-0,1) \cdot \frac{3}{25 \cdot 10^{-6}} = \frac{2,4}{25 \cdot 10^{-6}} = 0,96 \cdot 10^6 = \underline{96 \text{ K}\Omega}$$

Calcul du condensateur C sachant la constante  $\tau = c \cdot R_2$

$$t_i = (3 - \frac{3}{7} - 5) = \frac{t_i}{(3 - \frac{3}{7} - 5)}$$

Prenons 3 aux limites de  $t_i$  : 36

$$\tau = c \cdot R_2 \implies c = \frac{\tau}{R_2} = \frac{t_i}{(3 - \frac{3}{7} - 5) R_2} = \frac{t_i}{3 \cdot R_2}$$

On sait que  $t_i = 30 \mu\text{s}$

$$C = \frac{t_i}{3 \cdot R_2} = \frac{30 \cdot 10^{-6}}{3 \cdot 72} = 0,14 \cdot 10^{-6} \text{ F}$$

$$C \cong 140 \text{ nF}$$

Choix du transistor  $T_1$  (à puissance)

Type AC 125

$$V_{CD} = 32 \text{ V} \quad I_c = 100 \text{ mA}$$

Données initiales admissibles

$$V_{CE} = 32 \text{ V} \quad I_{d \text{ adm}} = 5 \text{ mA}$$

$$V_{EB} = 10 \text{ V} \quad I_{co} = 10 \mu\text{A}$$

$$\beta_{\min} = 60 \quad f(\omega) = 20 \text{ KHZ}$$

Tension d'alimentation  $U_{cc} = 10 \text{ V}$

Négligeons la résistance ohmique  $r_{wf}$

Détermination de la résistance  $R_4$

$$U_{cc} = (R_u + r_{wf}) I_{c \text{ sat}} + V_{CE \text{ sat}}$$

$$U_{cc} = R_4 I_{c \text{ sat}}$$

Prenons  $I_{c \text{ sat}}$  d'après la condition  $I_{c \text{ sat}} \angle I_{c \text{ adm}}$  soit

$$I_{c \text{ sat}} = 100 \text{ mA}$$

$$\text{Donc } R_u = \frac{U_{ec}}{I_{c \text{ sat}}} = \frac{10}{100} \cdot 10^3 = 100 \Omega$$

La tension de phase du transformateur d'entrée doit être inférieure ou égale à  $U_{GB \text{ adm}}$

$U_{\text{phase}} = 10 \text{ V}$ . La tension linéaire du secondaire sera:

$$U_{\text{second}} = 3 U_{\text{ph}} = 1,73 \cdot 10 = 17,3 \text{ V} \cong 17 \text{ V}$$

Calcul du coefficient de transformation du transformateur

$$K = \frac{U_e}{U_{\text{second}}} = \frac{230}{17} = 13,5$$

En connaissant la tension de phase on détermine la résistance

$$R_5 = \frac{U_{ph} - U_{p1}}{I_{b+}}$$

Calcul de  $I_b$  en prenant  $\beta = 2$  ; avec  $I_{c\text{sat}} = 100 \text{ mA}$  et  $\beta = 60$

$$I_b = \frac{I_{c\text{sat}}}{\beta} \cdot N = \frac{100}{60} \cdot 2 = 3,3 \text{ mA}$$

$$I_b = 3,3 \text{ mA}$$

$$\text{Donc } R_5 = \frac{10-3}{3,3} = \frac{70}{33} = 2,1 \text{ K} \cong 2 \text{ K}\Omega$$

Les résistances  $R_6$ ,  $R_7$  et  $R_8$  sont choisies librement.

$$R_6 = R_7 = R_8 = 5 \text{ K}\Omega$$

### c<sup>2</sup> Calcul du transformateur d'impulsions

Considérons les données initiales des thyristors utilisés:

Type BT K 100

$$V_{\text{impul}} = 20 \text{ V}$$

$I_c = 200 \text{ mA} \Rightarrow$  courant de commande

$I_{\text{imp}} = 30 \text{ us} \Rightarrow$  Durée de l'impulsion

Détermination de la résistance additionnelle d'après la formule:

$$R_{\text{ad}} = \frac{V_{\text{imp}} - \Delta V_{\text{com}}}{I_{\text{imp}}} \quad \text{Prenons } \Delta V_{\text{com}} = 10 \text{ V car}$$

$$\Delta V_{\text{com}} = V_{\text{impl adms.}}$$

$$R_{\text{ad}} = \frac{20-10}{0,2} = 50 \Omega$$

Puissance de l'impulsion exprimée par:

$$P_{\text{imp}} = \frac{V_{\text{imp}}^2}{R_{\text{ad}}} \quad \text{On néglige la résistance de transistion de commande du thyristor.}$$

$$P_{\text{imp}} = \frac{400}{50} = 8 \text{ W}$$

Cette puissance est répartie entre la diode, la résistance et l'électrode de commande. La puissance de l'électrode ne dépasse pas, 2,5 W.

Valeur du courant du secondaire:

$$I_{W2} = \frac{V_{\text{imp}}}{R_{\text{ad. 3}}} = \frac{20}{50 \cdot 3} = 0,2 \text{ A}$$

Puissance du transistor en régime de commutation.

$$P_{\text{tr}} = 1,5 V_{\text{imp}} I_{u \text{ max}} + \frac{1,5}{\eta} P$$

$\eta$  = rendement du transistor et peut être pris aux limites  
 ( 0,8  $\div$  0,9 )

$V_{imp}; I_{u\ max}$  : peut être exprimé par  $P'$  du régime  
 impulsional aux limites de ( 0,2  $\div$  0,3 )  $P$

$$P_{tr} = 1,5 \cdot 0,2 \cdot 8 + \frac{1,5 \cdot 8}{0,8} = 17,4 \text{ W}$$

Détermination du courant du transistor :

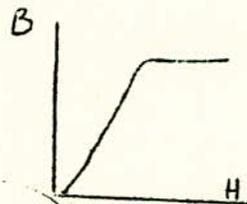
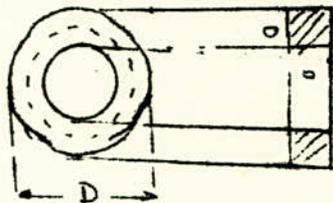
$$I = \frac{P_{tr}}{V_{alim}} \quad \text{où } V_{alim} = \text{tension d'alimentation continue}$$

$$V_{alim} = 10 \text{ V}$$

$$I = \frac{17,4}{10} = 1,74 \text{ A} = 1,8 \text{ A}$$

$I = I_1$  courant au primaire du transformateur.

### Calcul des Enroulements .



Ce transformateur d'impulsions fonctionne à la fréquence de 50 Hz. On choisit l'acier à transformateur de type  $\rightarrow z 10$  avec une valeur maximale d'induction  $B_{max} = 1,7$  Tesla.

Choisissons  $\Delta B$  sur la partie linéaire de la caractéristique

$$\Delta B = 500 \cdot 10^{-4} \text{ Tesla}$$

Pour cet acier en prenant  $\Delta H = 1 \cdot 10^{-4} \frac{\text{a.t}}{\text{m}}$  on a le coefficient de perméabilité magnétique  $\Delta \mu$ .

$$\Delta \mu = \frac{\Delta B}{\Delta H} = \frac{500 \cdot 10^{-4}}{10^{-4}} = 500$$

Volume du Tore magnétique

$$V = S \cdot l$$

$S$  = section

$l$  = longueur moyenne

$$V = S \cdot l = \frac{100 \mu \bar{\sigma}_{imp} \cdot P_2}{0,8 \Delta B_c^2}$$

Pour des transformateur de petites puissances le coefficient  $\Psi = \frac{S}{l}$  et pris d'habitude aux limites ( 0,18  $\div$  0,23 ) cm

Prenons  $\Psi = 0,20$

$$S_{\text{acier}} = \frac{10}{\Delta B} \sqrt{\frac{Z_{\text{imp}} \cdot \lambda \cdot \mu \cdot P_2}{0,8}}$$

où = Coefficient de distorsion de l'impulsion aux limites  
( 0,03 - 0,08 )

l = longueur moyenne

$$\Delta B = 500 \cdot 10^{-4} \text{ Tesla}$$

$$Z_{\text{imp}} = 30 \mu\text{s}$$

$$S_{\text{acier}} = \frac{10}{500} \sqrt{\frac{500 \cdot 30 \cdot 0,2 \cdot 8 \cdot 0,05}{0,8}} = 0,76 \text{ cm}^2$$

Déterminans l:

$$l = \frac{S}{\varphi} = \frac{0,76}{0,2} = 3,8 \text{ cm}$$

Calcul de d et D.

$$\text{Si } a = b \quad S = a^2 \Rightarrow a = 0,76 = 0,8 \text{ cm}$$

$$D = d + 2a$$

$$2 \frac{l}{\pi} R = l$$

$$2 R = \frac{l}{\pi} = \frac{3,8}{3,14} = 1,2 \text{ cm}$$

$$D = 2 + 1,74 = 3,81 = 3,8 \text{ cm}$$

Détermination du nombre de spires au primaire et au secondaire du transformateur.

$$\text{Primaire : } W_1 = \frac{10^2 \cdot V_1 \cdot t_{\text{imp}}}{\Delta B \cdot S_{\text{acier}}} = \frac{10^2 \cdot 10 \cdot 30}{500 \cdot 0,8} = 75 \text{ spires}$$

$$\text{Secondaire : } W_1 = \frac{V_2}{V_1} W_2; V_2 = V_{\text{imp}} = 20$$

$$W_2 = 75 \cdot \frac{20}{10} = 150 \text{ spires}$$

d<sup>2</sup> Calcul de l'amplificateur magnétique monophasé.

La variation de l'angle  $\alpha$  de l'impulsion de commande est déterminée d'après la tension de commande appliquée à l'instant de la commande à l'enroulement  $W_c$ . Les résistances  $R_6$  et  $R_7$  Utilisées assurent le déblocage de  $T_1$  à un moment défini.

On effectue le réglage de la tension de déblocage de  $T_1$  en réglant la tension de polarisation  $U'_{p1}$ . Détermination de la puissance de calcul de l'amplificateur.

$$P_C = K_s \cdot V_n \cdot I_n \quad \text{où } K_s = \text{coefficient d'un amplificateur du schéma.}$$

prenons  $K_s = 4$

Pour un amplificateur demi-périodique  $K_s = 1,5 \frac{\pi}{2} = 4$

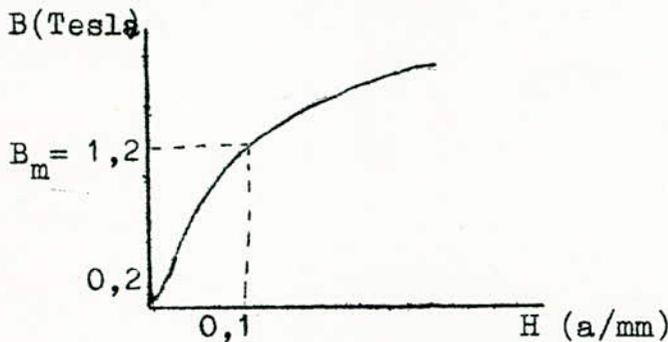
$$P_C = 4 \cdot 10 \cdot 100 \cdot 10^{-3} = 4 \text{ W}$$

$$I_n = I_{c_{sat}} = 100 \text{ mA}$$

$$V_n = U_{cc} = 10 \text{ V}$$

Choix du matériel du tore magnétique avec la boucle d'hystérésis rectangulaire.

type : acier permalloyde 50 H avec  $B_{max} = 1,2 \text{ Tesla}$



Coefficient de saturation du tore  $\beta_s$

$$\beta_s = \frac{2 B_m - (\Delta B)_{Hc=0}}{2 B_m}$$

$$\beta_0 = \frac{2 \cdot 1,2 - 0,2}{2 \cdot 1,2} \approx 0,9$$

Détermination du produit  $S_{cu} S_{acier}$  base de choix du tore

$$S_{cu} \cdot S_{acier} = \frac{\sqrt{2} \cdot P_n}{8 \cdot f \cdot \eta \cdot \sigma \cdot \beta_A \cdot B_m} = \frac{1,4 \cdot 4}{8 \cdot 50 \cdot 0,5 \cdot 4 \cdot 100 \cdot 0,9 \cdot 12000}$$

$$= 0,8 \text{ cm}^4$$

$\sigma$  = densité =  $j = 4 \text{ a/mm}^2$

$$\eta = 0,5$$

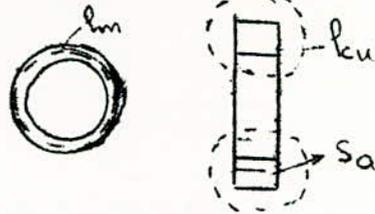
De ces calculs on choisit le tore magnétique de type  
0 / 36 / 56 - 8 avec les données suivantes:

$$l_{\text{moy}} = 14,4 \text{ cm}$$

$$S_{\text{acier}} = 0,68 \text{ cm}^2$$

$$S_{\text{cu}} = 2,29 \text{ cm}^2$$

$$l_{\text{cu}} = 6,2 \text{ cm}$$



Le nombre de spire de l'enroulement de fonctionnement sera déterminé par :

$$W_f = \frac{U}{4,44 f \cdot B_m \cdot S_{\text{acier}}} = \frac{10^9}{4,44 \cdot 50 \cdot 12000 \cdot 0,68} = 10^4 \approx 590$$

$$\Delta B_c = \frac{U_n - U_{\text{moy}}}{2 f \cdot W_f \cdot S_{\text{acier}}} \quad \text{avec} \quad U_{\text{moy}} = \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi} U_n d\alpha$$

$\Delta B_c$  = Régulation de l'induction magnétique dans la demi-période de commande.

$U_{\text{moy}}$  est défini suivant les valeurs limites de  $\alpha \in (66^\circ, 110^\circ)$

$$U_{\text{moy}} = \frac{1}{\pi} \cdot \frac{U_n}{\alpha} \Big|_{\alpha}$$

Pour  $\alpha_{\text{max}} \Rightarrow U_{\text{moy min}} = \frac{10}{180} (180 - 110) \approx 4 \text{ V}$

Pour  $\alpha_{\text{min}} \Rightarrow U_{\text{moy max}} = \frac{10}{180} (180 - 66) = 7 \text{ V}$

$$\Delta B_{c \text{ min}} = \frac{U_{cc} - U_{\text{moy}}}{2 \cdot f \cdot W_f \cdot S_{\text{acier}}} = \frac{(10 - 7) \cdot 10^8}{2 \cdot 50 \cdot 590 \cdot 0,68} = 7500 \text{ Gauss}$$

$$\Delta B_{c \text{ max}} = \frac{(10 - 4) \cdot 10^8}{2 \cdot 50 \cdot 590 \cdot 0,68} = 15000 \text{ Gauss}$$

D'après la courbe  $H_c \text{ min} = 0,12 \text{ a/cm}$

$H_c \text{ max} = 0,2 \text{ a/cm}$

(Fig 12:)

Trouvons les valeur limites de variation du courant de polarisation on considérant que  $W_c = W_f = W_{p\#}$

$$I_p \text{ min} = \frac{H_c \text{ min} \cdot l_{\text{acier}}}{W_f} = \frac{0,12 \cdot 14,4}{590} = 3 \text{ mA}$$

$$I_p \text{ max} = \frac{H_c \text{ max} \cdot l_{\text{acier}}}{W_f} = \frac{0,2 \cdot 14,4}{590} = 5 \text{ mA}$$

( Figt 12)

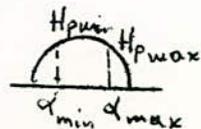


Fig: 12

Pour chaque valeur  $H_p$  ( $\Rightarrow$ porisation) nous avons la vitesse correspondante du moteur et pour maintenir cette vitesse constante lorsque la charge du moteur est variable on utilise le système digital.

Cette opération de maintenance de la vitesse constante est réalisée par le compteur réversible. Lorsque la fréquence du capteur  $f_c$  et celle du diviseur  $f_d$  sont égales, le courant de commande est nul.

$$\text{On a : } f_c = K \cdot n_{\text{moteur}} \quad f_d = K \cdot n_{\text{programme}}$$

K est un coefficient de proportionnalité.

$$\text{Si } n_{\text{mot}} = n_{\text{prog}} \Rightarrow f_c = f_d \text{ et } I_c = 0$$

$$\text{Mais si } n_{\text{prog}} - n_{\text{mot}} = \Delta n \Rightarrow f_d - f_c = \Delta f$$

$$\Delta f = K \cdot \Delta n \quad \Delta f \text{ est proportionnelle à } \Delta n.$$

La vitesse relative  $\Delta n^*$  d'après les données initiales est définie par:

$$\Delta n^* = 0,0\% \quad \text{Si } n = n_{\text{max}} \quad \Delta n = \frac{n_{\text{ma}} \cdot 0,1}{100} = 10^{-3} n_{\text{max}} \text{ tr/mn}$$

$$\text{A cette valeur de } \Delta n \text{ correspondant } \Delta f = \frac{f_{\text{max}} \cdot \Delta n}{n_{\text{max}}} = f_{\text{max}} \cdot 10^{-3}$$

Le compteur doit être rempli pour ce  $\Delta f$  déterminé et à la sortie du bloc code-analogue on obtient un courant de commande maximum correspondant à  $\Delta d$  de commande.

$$\text{Pour } \Delta f \text{ on a } \Delta u = 0,001 U$$

$$U_{\text{max}} + \Delta U = 1,001 U_{\text{max}}$$

La régulation du courant de polarisation est effectuée par le bloc de programme avec une régulation nécessaire du coefficient du diviseur commandé. Cette opération de variation de courant est réalisée soit automatiquement, soit manuellement.

Ainsi pour  $H_p \text{ min}$  on a  $I_p \text{ min}$ . Pour ce courant de polarisation minimum on a  $d_{\text{min}}$  qui correspond à la tension maximale  $U_{\text{max}} = 218 \text{ V}$  et  $n_{\text{max}} = 2000 \text{ tr/mn}$ .

$$H_p \text{ min} \Rightarrow I_p \text{ min} \text{ --- } U_{\text{max}} \text{ --- } n_{\text{max}}$$

De même pour  $H_p$  max correspond  $I_p$  max qui entraîne  $n_{max} = 110^\circ$ ,  $U_{min} = 118$  V et  $n = 1000$  tr/mn.

En réglant donc par le dispositif de commande la valeur du courant de polarisation de  $I_p$  min à  $I_p$  max nous pouvons régler la vitesse du moteur de  $n_{max}$  à  $n_{min}$ .

Après un programme, le diviseur commandé assure la division de fréquence correspondante avec une variation correspondante de la résistance entraînant ainsi un réglage du courant de commande.

$$\cos(\alpha + \Delta\alpha) = \frac{2.1,001 \cdot U_{max}}{U_{do}} - 1$$

$$\cos(\alpha + \Delta\alpha) = \frac{2.1,001.218}{310} - 1 = 0,478^\circ$$

$$\alpha + \Delta\alpha = 64^\circ$$

$$U_{moy} = \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi} U_{cc} d\alpha \text{ pour } \alpha + \Delta\alpha$$

$$= \frac{10}{180} (180 - 64) = 6,4 \text{ V}$$

$$\Delta B = \frac{U_{cc} - U_{moy}}{2 \cdot f \cdot W_f \cdot S_{acier}} = \frac{10 - 6,4}{2 \cdot 50 \cdot 590 \cdot 0,76} = 0,8 \cdot 10^{-4}$$

Déterminons

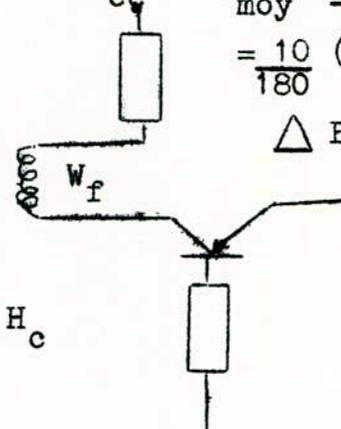
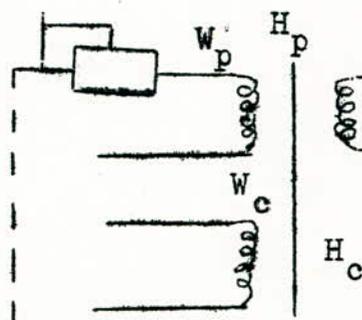
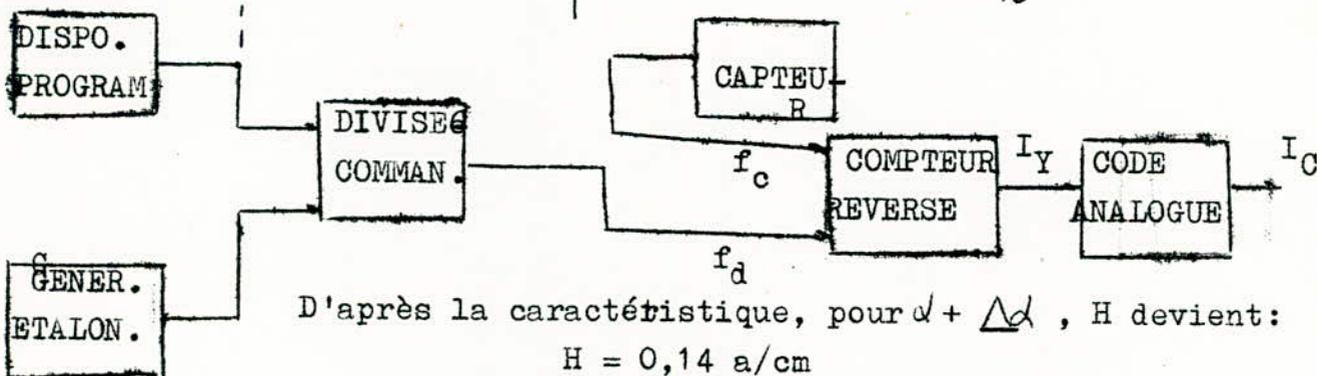


FIG: 13



D'après la caractéristique, pour  $\alpha + \Delta\alpha$ , H devient:

$$H = 0,14 \text{ a/cm}$$

Le courant  $I_{pc}$  est déterminé d'après la formule:

$$I_{pc} = \frac{H_c \cdot l_{acier}}{W_f} = \frac{0,14 \cdot 14,4}{590} = 0,0034 = 3,4 \text{ mA}$$

Ainsi  $I_c \text{ max} = I_{pc} - I_p = 0,4 \text{ mA} = 400 \mu\text{A}$ .

# V BLOC DIGITAL DE REGULATION DE LA VITESSE

Ce bloc digital est destiné à assurer la constance de la vitesse désirée avec la plus haute précision d'une manière permanente quelque soit la charge variable du moteur

a<sup>2</sup> Choix du capteur d'impulsions

Considérons un générateur synchrone triphasé de petite puissance du type 96 UC 1 comme capteur de vitesse du moteur, qui donne à la sortie une tension sinusoïdale triphasé à la fréquence de 2400 Hz pour une vitesse de 3000 tr/mn.

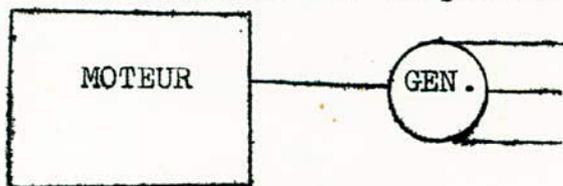
La fréquence de sortie dépend de la vitesse du moteur.

$$n \text{ ---> } f_{\text{max}}$$

Le courant de sortie du bloc code-analogue est maximum) ( $I_{\text{cmax}}$ ) pour  $\Delta f = f_c - f_d$ .

Le compteur est rempli entièrement si  $\Delta f = f_{\text{c max}} \cdot 10^{-3}$

$$(\Delta n^* = 0,1\%)$$



$$f \equiv n$$

On suppose que  $\Delta f = N$  si on tient compte que la constante de temps du moteur utilisé est de l'ordre d'une seconde.

$N =$  nombre de triggers d'un compteur inversible pour le bloc de comptage on utilise un registre de transfert;

ainsi donc  $f_{\text{c max}} = \frac{\Delta f}{10^{-3}} = 10^3 N$ .

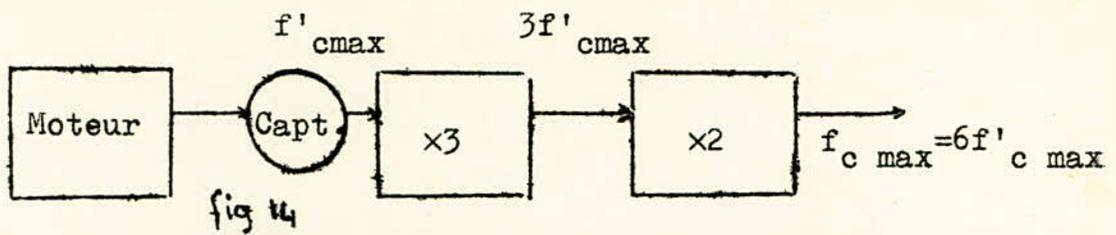
Il est commandé d'avoir  $N$  aux limites:  $N = (4 \div 10)$

Considérons donc  $N = 10$ . Dans ce cas  $f_{\text{c max}} = 10^3 \cdot 10 = 10 \text{ KHZ}$

Pour  $n_{\text{max}} = 2000 \text{ tr/mn}$  la fréquence maximale du capteur sera:

$$f'_{\text{c max}} = \frac{2400 \cdot 2000}{3000} = 1,6 \text{ KHZ}$$

Pour avoir la fréquence nécessaire de 10 KHZ, il faut multiplier celle du capteur par 6. Pour cela on utilise un multiplicateur par 3, ensuite par 2 comme d'indique la Fig:16



On effectue la multiplication de la fréquence du capteur  $f'_c$  par 3 à l'aide du transformateur saturé. Cette fréquence résultante est appliquée à deux amplificateurs en série ayant des différenciateurs à la sortie. (Fig:15)

La période  $T$  donne  $T' = T/6$

Considérons le calcul des éléments de la (Fig:15)

Choisissons les transistor fonctionnant en régime de commutation connaissant:  $f_s \gg f_{c \max} = 10 \text{ MHz}$

Soit le transistor de type BCZII avec les données suivantes.

$$\begin{array}{lll}
 U_{CBadm.} = 25 \text{ V} & I_{COmax.} = 10 \mu\text{A} & \\
 U_{EBadm.} = 20 \text{ V} & I_{Bmax} = 15 \text{ mA} & f(\alpha) = 1 \text{ MHz} \\
 \beta_{min} = 25 & I_{Cm} = 50 \text{ mA} & 
 \end{array}$$

On détermine  $U_{cc}$  d'après la condition suivante:

$$\begin{array}{ll}
 U_{cc} = U_{EB} & \text{Soit } U_{cc} = 10 \text{ V} \\
 I_{\theta sat} = I_{cad} & \text{Soit } I_{CS} = 20 \text{ mA}
 \end{array}$$

$$\text{Donc } R_u = U_{cc} / I_{CS} = 10 / 20 \cdot 10^{-3} = 500 \Omega$$

Determination de la résistance  $R$ :  $R = U_p / I_{comax}$

$$\text{Soit } U_p = 3 \text{ V} \quad R = 3 / 10 \cdot 10^{-6} = 300 \text{ K}\Omega$$

Prenons  $R = 200 \text{ K}\Omega$

Calcul de la résistance de base:

$$I_b = I_{cs} / \beta \cdot N_s \quad \text{avec } N_s = (2 \div 3) \Rightarrow I_b = 20 \cdot 2 / 25 = 1,6 \text{ mA}$$

$$R_b = 10 / 1,6 \cdot 10^{-3} = 6,2 \text{ K}\Omega$$

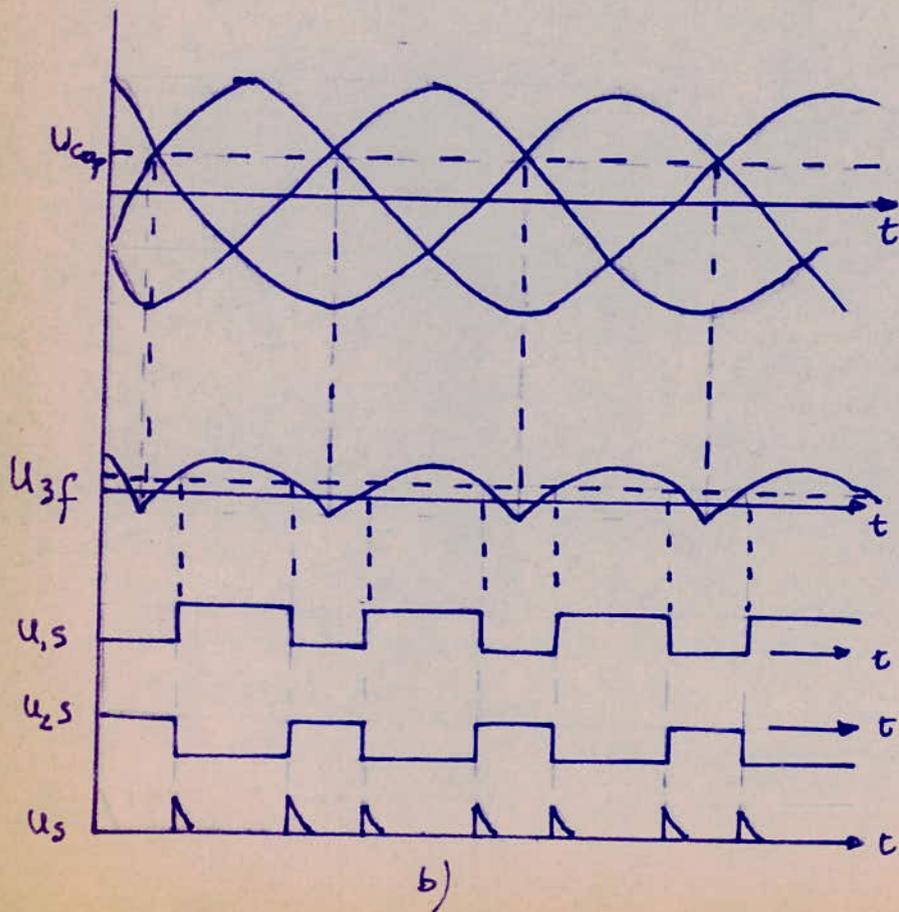
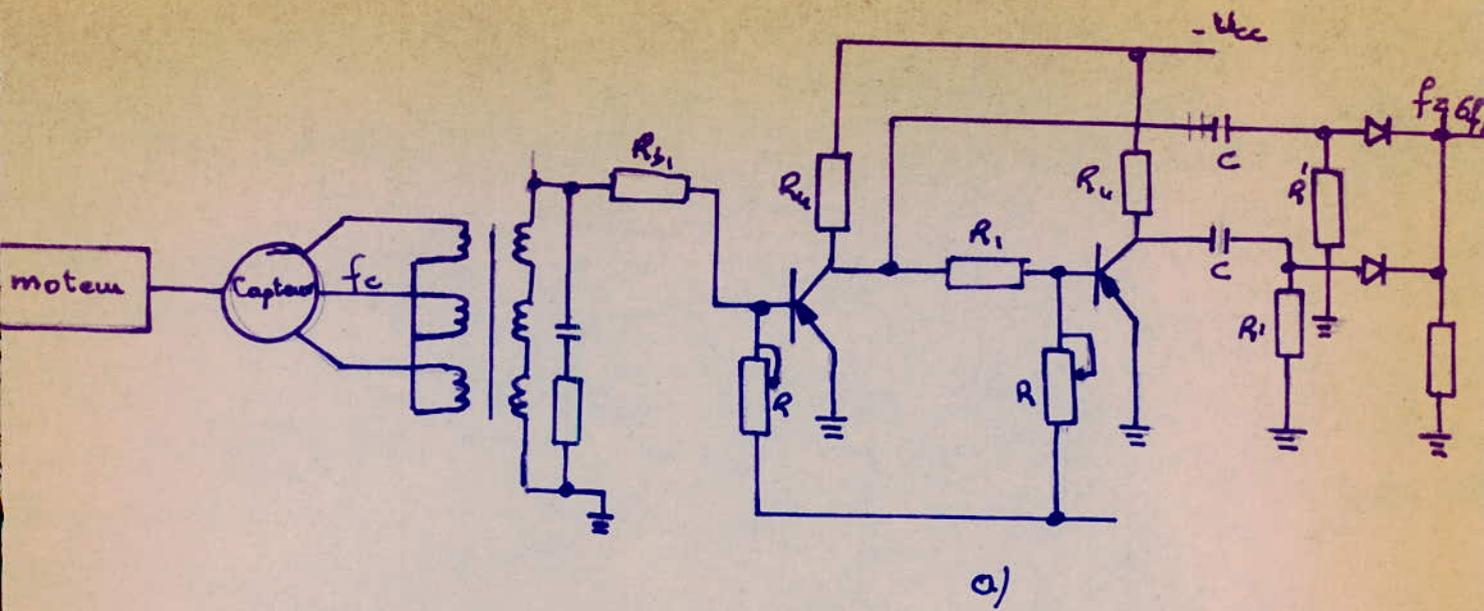


fig: 15

### Calcul du différenciateur.

La durée des impulsions carrées est définie par:

$$t_d = 1/2 f_{cmax}$$

On sait que :  $f_{cmax} = 6f'_{capt max} = 10 \text{ KHZ}$

Dans ce cas on considère  $t_d = 1/12 f_c$

$$t_d = 1/10 \cdot 2 \cdot 10^3 = 0,05 \text{ ms}$$

$$\xi \leq 0,05 t_d$$

Détermination de la résistance  $R'$  d'après la condition:

$$R' \gg R_u$$

$$\text{Soit } R' = 10 R_u$$

$$R' = 10 \cdot 500 = 5 \text{ K}\Omega$$

Calcul de la capacité

$$\xi = R'C = C = \xi / R' = 0,16 \cdot 10^{-4} / 5 \cdot 10^3$$

$$C = 500 \text{ pF}$$

Considérons  $I_{cs} = 20 \text{ mA}$   $I_b = I_{cs} \cdot N_s / \beta = 20 \cdot 10^{-3} \cdot N_s / 25$

$$\text{Prenons } N_s = 2 : I_b = 20 \cdot 10^{-3} \cdot 2 / 25 = 1,6 \text{ mA}$$

Calcul de la résistance  $R_1$  connaissant l'expression

$$R_1 + R_u = U_{cc} / I_b$$

$$R_1 = \frac{U_{cc}}{I_b} - R_u = \frac{10}{1,6 \cdot 10^{-3}} - 500 = 5,7 \text{ K}\Omega$$

### b<sup>2</sup> Générateur d'Étalonnage

Ce générateur est utilisé pour fournir au schéma de commande des impulsions de fréquence stable  $f_0$ .

On considère donc un générateur d'étalonnage avec un oscillateur à quartz. La fréquence maximum du capteur  $f_{cm} = 10 \text{ KHZ}$  correspond à celle du diviseur et à la vitesse maximum de 1999 tr/mn. Chaque chiffre caractérise une position correspondante du dispositif du coefficient variable; et pour chacun de ces chiffres on a le coefficient de division correspondant.

Le schéma de ce générateur est le suivant: (Fig:16)

Il comprend un multivibrateur à transistors  $T_1$  et  $T_2$ , et un amplificateur à transistors  $T_3$  et  $T_4$ .  $K$  est l'oscillateur à quartz à la fréquence nécessaire. Le condensateur  $C_5$  est utilisé pour la régulation de cette fréquence. Le multivibrateur est un formateur à deux états produisant des impulsions rectangulaires se répétant périodiquement. Ces impulsions peuvent varier dans de larges limites.

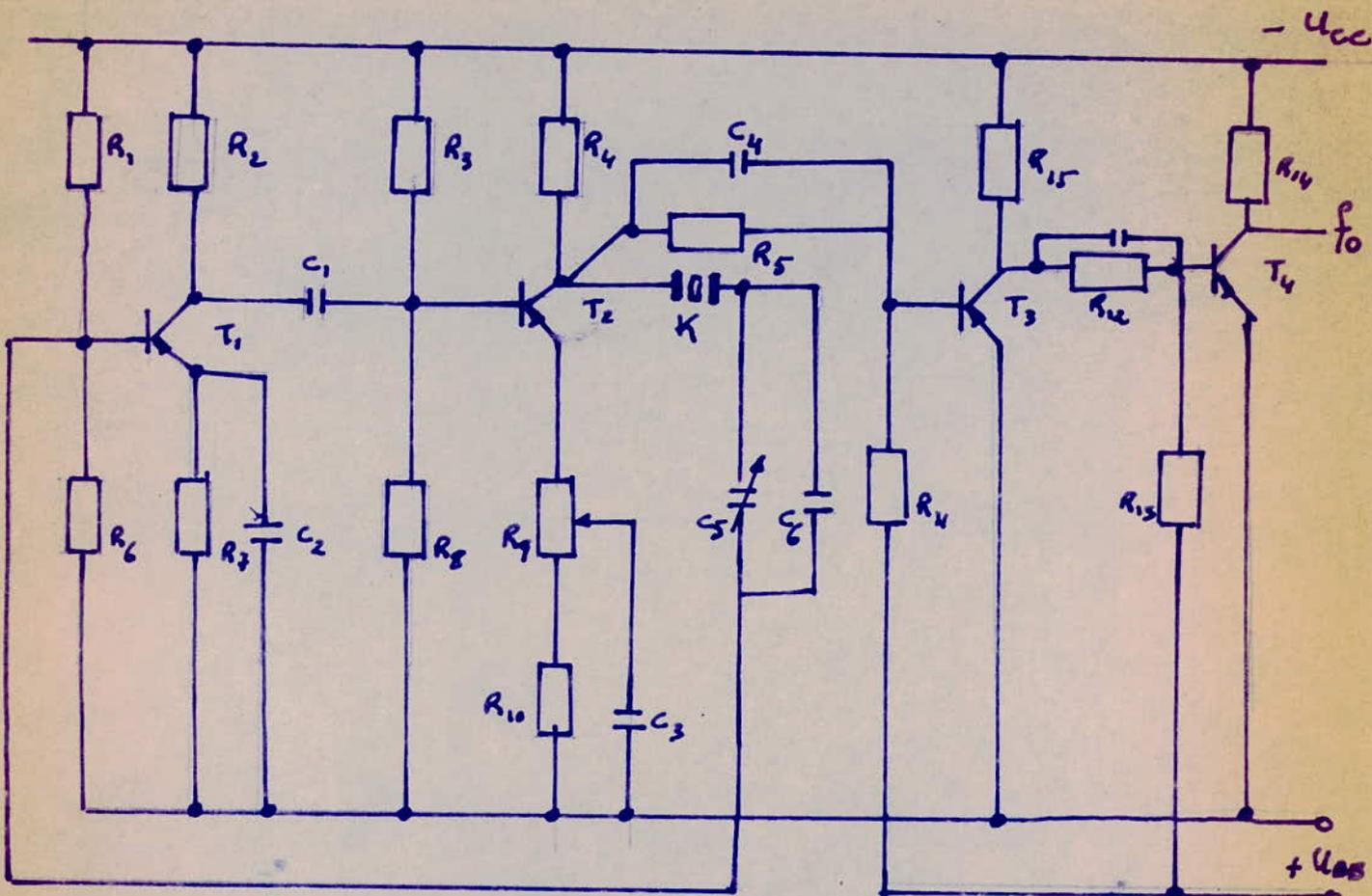


fig: 16

A la sortie de ce générateur nous avons des impulsions carrées. Le quartz permet de maintenir stable la période des signaux carrés de sortie des multivibrateur entraînant ainsi l'obtention d'une fréquence stable  $f_0$ .

### Calcul des éléments du multivibrateur

Considérons les transistors de type BCZII avec les données suivantes:

$$U_{CBadm} = 25 \text{ V}$$

$$I_{Co \text{ max}} = 10 \mu\text{A}$$

$$U_{EBadm} = 20 \text{ V}$$

$$I_{bmax} = 15 \text{ mA} \quad f = 1 \text{ MHz}$$

$$\beta_{\text{min}} = 25$$

$$I_{Cm} = 50 \text{ mA} \quad f_0 = 50 \text{ KHZ}$$

$$U_{cc} = 10 \text{ V}$$

$$U_{cc} = R_u \cdot I_{cm} = R_u = 0,8 - 0,9) \frac{U_{cc}}{I_{cm}}$$

Prenons  $I_{cm} = 20 \text{ mA}$

$$R_u = \frac{10 \cdot 10^3}{20} = 0,5 \cdot 10^3 \cdot 0,9 = 450 \Omega$$

$$R_u = R_2 + R_7$$

$$\text{mais } R_7 = (0,1 - 0,2) R_u$$

Soit  $R_7 = 0,1 R_u = 50 \Omega$

$$R_2 = R_4 = 450 \Omega$$

$$(R_9 + R_{10}) = R_7$$

$$U_{R6} \leq U_{EBmax}$$

$$U_{R6} = U_{RB} = 5 \text{ V}$$

$$(C_5 + C_6) = C_1$$

$$C_1 \approx \frac{1}{2 \cdot f_0 \cdot 0,69 R_b}$$

$$R_1 = R_3 = R_b = \beta^{R_2/N} = 8,35K$$

$$C = 2000PF$$

$$R_{14} = R_{15} \approx \frac{U_{cc}}{I_{cs}} = 10/20 \cdot 10^3 = 500$$

$$(R_4 + R_5) = \frac{\beta \cdot R_{15}}{N} \implies R_5 = 7,8K$$

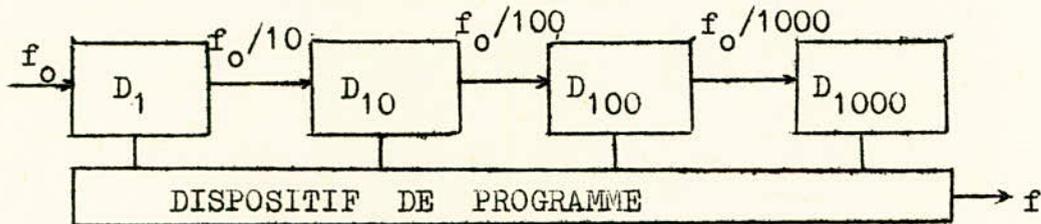
$$(R_{17} + R_{15}) = \frac{\beta \cdot R_{14}}{N} \implies R_{17} = 7,7K$$

$$R_{11} = R_{13} = 0,8 \frac{U_{BB}}{I_{com}} = 120$$

## c<sup>2</sup> Diviseur de fréquence

On considère ce dispositif pour obtenir à la sortie une fréquence proportionnelle à la vitesse du moteur, donnée par le bloc de programme. Cette programmation de vitesse est effectuée par celle du coefficient de division qui est représenté par le dispositif du programme.

Pour ce diviseur de fréquence on utilise des décades à coefficient de division variable:  $k = (0 \div 9)$ .



Ainsi donc pour une variation de vitesse jusqu'à la valeur maximale on utilise 4 décades.

La vitesse maximale mesurable est 1999 tr/mn

Considérons une des décades utilisées.

Cette décade décimale est composée de 4 bascules. Pour 10 impulsions d'entrée ces bascules doivent fournir une seule impulsion. On utilise donc, pour ce besoin, des réactions entre les entrées et les sorties de ces bascules. Nous distinguons des décades à réaction simultanée et à réaction distincte. Soit pour notre cas une décade à réaction simultanée : (Fig: )

### Calcul des éléments d'une bascule

rappelons qu'une bascule ( ou trigger) est un commutateur à deux positions, bistable, qui joue le rôle de formateur d'impulsions rectangulaires ou d'éléments de mémorisation des informations. (Fig: )

Les transistors utilisés sont des type BCZII avec les données suivantes:

$$U_{CBadm} = 25 \text{ V}$$

$$I_{Comax} = 50 \text{ } \mu\text{A}$$

$$U_{EBadm} = 20 \text{ V}$$

$$I_{bmax} = 15 \text{ mA} \quad f_{\alpha} = 1 \text{ MHz}$$

$$\beta_{min} = 25$$

$$I_{Cmax} = 50 \text{ mA}$$

$$U_{CC} = 10 \text{ V}$$

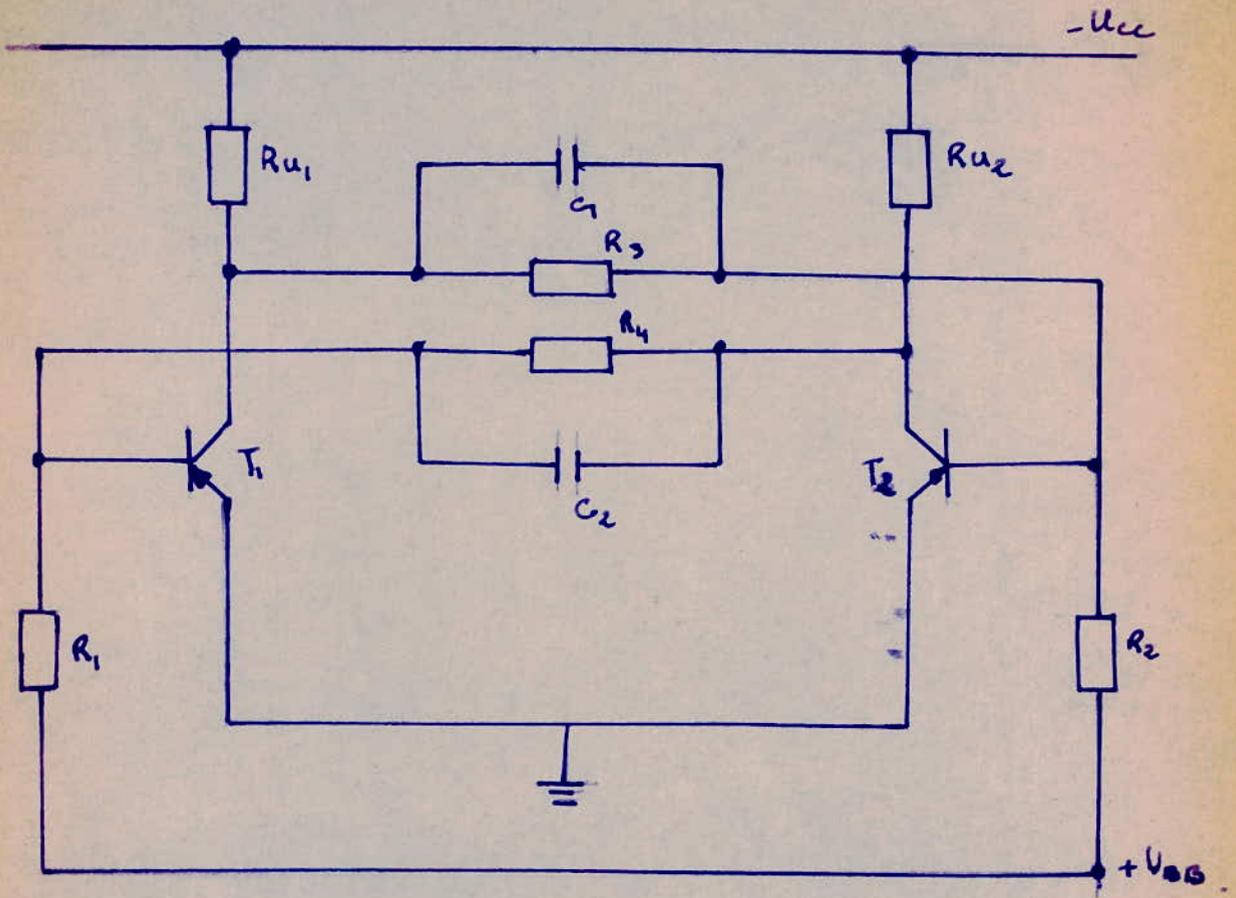


fig: 17

On détermine la tension de sortie  $U_s$  d'après la condition

$$U_s = K \cdot U_{cc} \quad \text{avec } K = (0,7 \div 0,95)$$

Prenons  $K = 0,8$  Ainsi donc  $U_s = 0,8 \cdot 10 = 8 \text{ V}$

Calcul de la résistance  $R_u$ :

$$R_u = R_{u1} = R_{u2} = a \cdot \frac{U_{cc}}{I_c} \quad \text{avec coefficient } a:$$

$$a = (0,8 - 0,9)$$

Prenons  $a = 0,8$

Le courant du collecteur  $I_c$  est déterminé d'après les conditions:

$$20 I_{co \max} < I_{cs} < I_{c \text{ adm}}$$

$$20 I_{co \max} \equiv 20 \cdot 50 \text{ uA} = 1000 \text{ uA} = 1 \text{ mA}$$

Ainsi donc:  $I_{c \text{ adm}} > I_{cs} > 20 I_{co \max}$

$$50 \text{ mA} > I_{cs} > 1 \text{ mA} \quad \text{Soit } I_{cs} = 40 \text{ mA}$$

La résistance  $R_u$  sera donc:  $R_u = 0,8 \cdot \frac{10}{40 \cdot 10^{-3}} = 200 \Omega$

Détermination du condensateur C:  $C = C_f = C_2 = \frac{0,3}{f \cdot U} = \frac{0,3}{10^6 \cdot 200}$

$$C = 150 \text{ pF}$$

La résistance de polarisation R sera:  $R = R_1 = R_2 \leq 0,8 \frac{U_{BB}}{I_{comax}}$

Avec  $U_{BB} = (0,1 - 0,2) \cdot U_{cc}$  Prenons  $U_{BB} = 0,1 U_{cc}$

Mais on a  $U_p = 3 \text{ V}$ ; ainsi donc R devient;

$$R \leq 0,8 \frac{3}{50 \cdot 10^{-6}} = 48 \text{ K}\Omega$$

D'après la condition ci-dessus prenons  $R = 20 \text{ K}$

Calcul de  $R_3$  et  $R_4$

$$R_3 = R_4 = R_u \left( \frac{\beta_{min}}{N+1 + \beta_{min} \frac{U_{BB}}{U_{cc}} \cdot \frac{R_u}{R}} - 1 \right) \quad \text{avec } N = (1 - 2)$$

$$R_3 = R_4 = 200 \left( \frac{25}{1,5 + 1 + 25 \cdot 0,3 \cdot \frac{200}{20 \cdot 10^3}} - 1 \right) = 1,6 \text{ K}\Omega$$

Effectuons la vérification de nos calculs d'après les conditions ci-après:

$$1^{\circ} \frac{U_{cc}}{R_3 + R_u} \cdot R_3 \geq U_s \quad \text{avec } U_s = 8 \text{ V}$$

$$\frac{10}{1600+200} \cdot 1600 \geq 8$$

$$\frac{10}{1800} \cdot 1600 \geq 8 \implies 9 \text{ V} \geq 8 \text{ V}$$

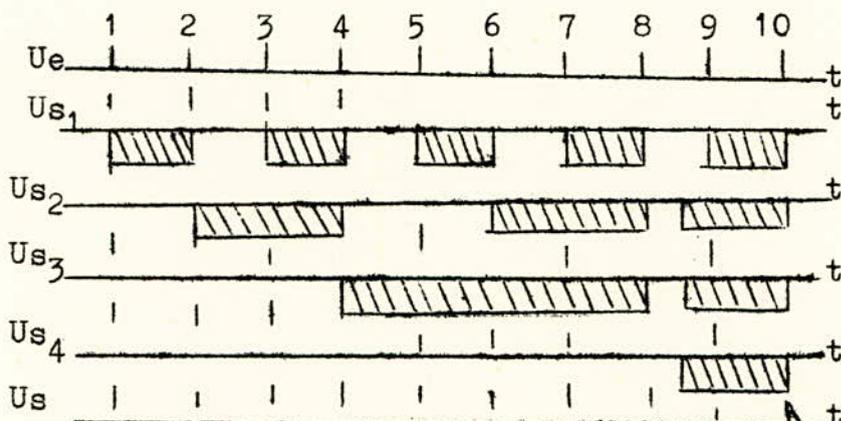
$$2^{\circ} \frac{BR_u}{R_u + R_3} > 1$$

$$\frac{25 \cdot 200}{200+1600} > 1 \implies 2,7 > 1$$

$$3^{\circ} \text{ C } \frac{R \cdot R_3}{R + R_3} \angle T_{\min} = \frac{1}{f_{e \max}} = \frac{1}{f_0}$$

## Principe de fonctionnement d'une décade

Supposons que initialement toutes les bascules sont remises à 0.



0	0	0	0	0
1	1	0	0	0
2	0	1	0	0
3	1	1	0	0
4	0	0	1	0
5	1	0	1	0
6	0	1	1	0
7	1	1	1	0
8	0	1	1	1
9	1	1	1	1
10	0	0	0	0

D'après ce diagramme, nous voyons qu'après la 7<sup>e</sup> impulsion les transistors  $T_2$  des bascules  $B_1$ ,  $B_2$ ,  $B_3$  et le transistor  $T_1$  de la bascule  $B_4$  sont bloqués. La 8<sup>e</sup> impulsion procède à leur débloqué.

Un changement de la tension du collecteur de  $T_1$  de  $B_4$  de  $-U_{cc}$  à 0 entraîne l'apparition d'une impulsion positive entre ce collecteur et la masse.

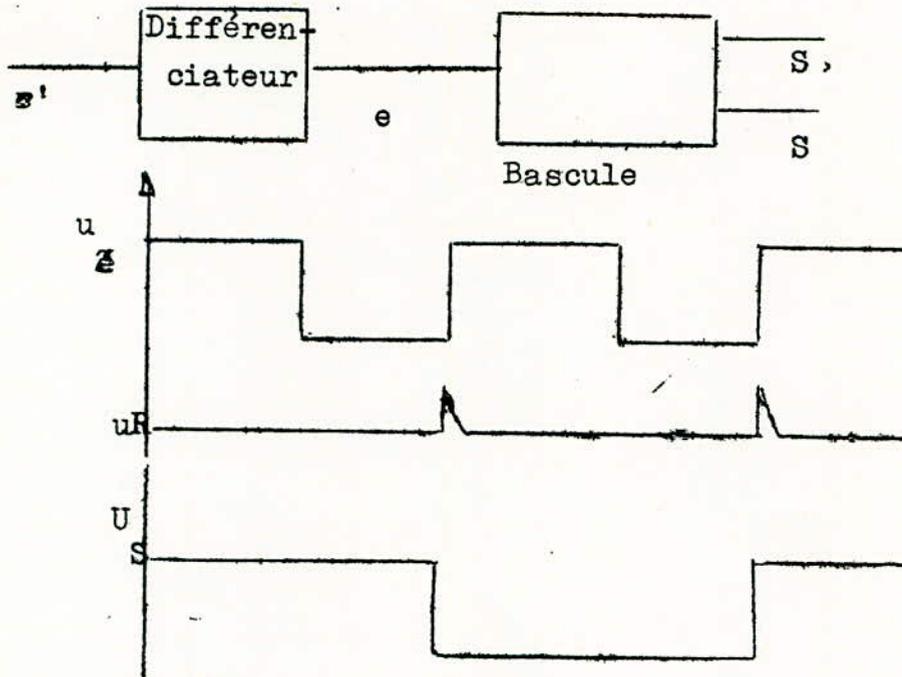
Cette impulsion appliquée aux bases des transistors  $T_2$  de  $B_1$  et  $B_3$  les fait

bloquer. Ainsi après la 8<sup>e</sup> impulsion cette décade indique le nombre binaire 0111 auquel on attribue la valeur décimale 8 ; par la 9<sup>e</sup> impulsion la décade indique 1111 auquel <sup>on attribue</sup> la valeur décimale 9. Après la 10<sup>ème</sup> impulsion tous les transistors  $T_2$

des bascules conduisent. La décades indique le nombre binaire 0000. L'impulsion de sortie  $U_s$  caractérise que la décade est remplie c'est à dire 10 impulsions comptées.

Diagramme des signaux :

\_ d'une bascule



\_ d'un trigger à deux entrées

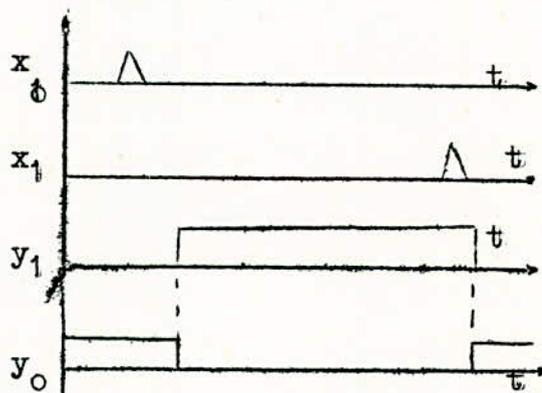
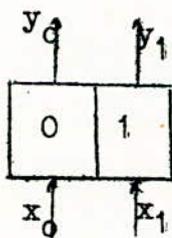
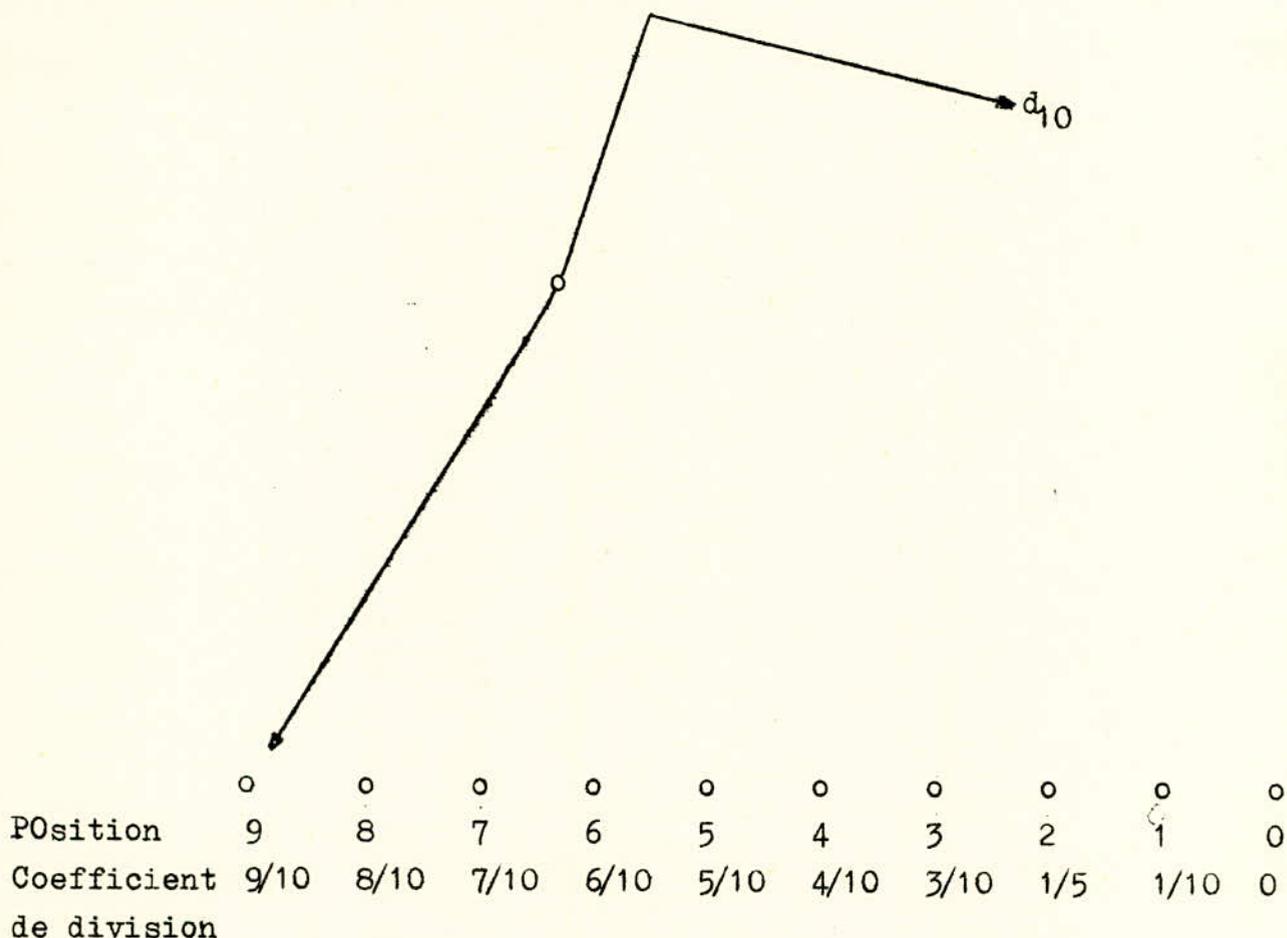


Fig: 18

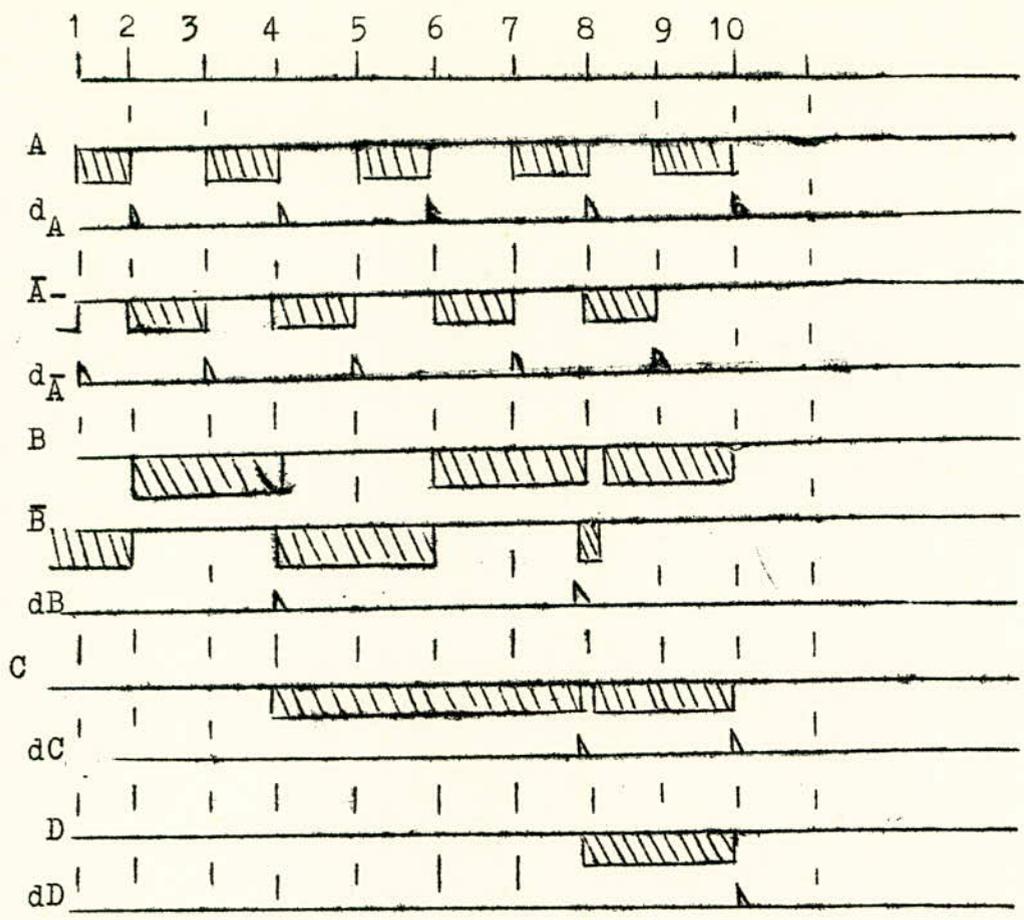
Réalisation d'un dispositif à coefficient de division variable.

Pour réaliser ce dispositif il faut avoir un coefficient de division  $k$  de 0 à 9 pour chaque décade.

Ainsi pour chaque position de ce dispositif on aura un coefficient de division correspondant et le nombre d'impulsions correspondantes . (Fig: 19 )



Pour chaque position il faut réaliser les signaux d'impulsions c'est à dire le nombre d'impulsions correspondantes au coefficient de division. (Fig:20)



Position: nombre d'impulsions à la sortie

Coefficient de division

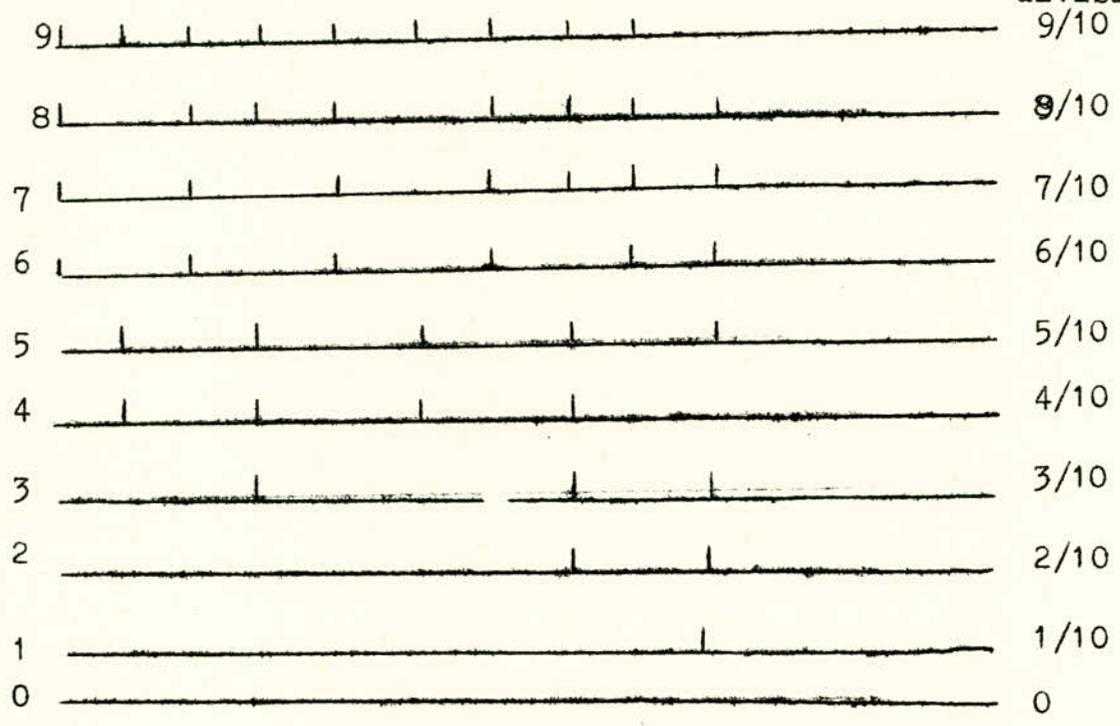


Fig: 20

Dispositif à coefficients de division variable

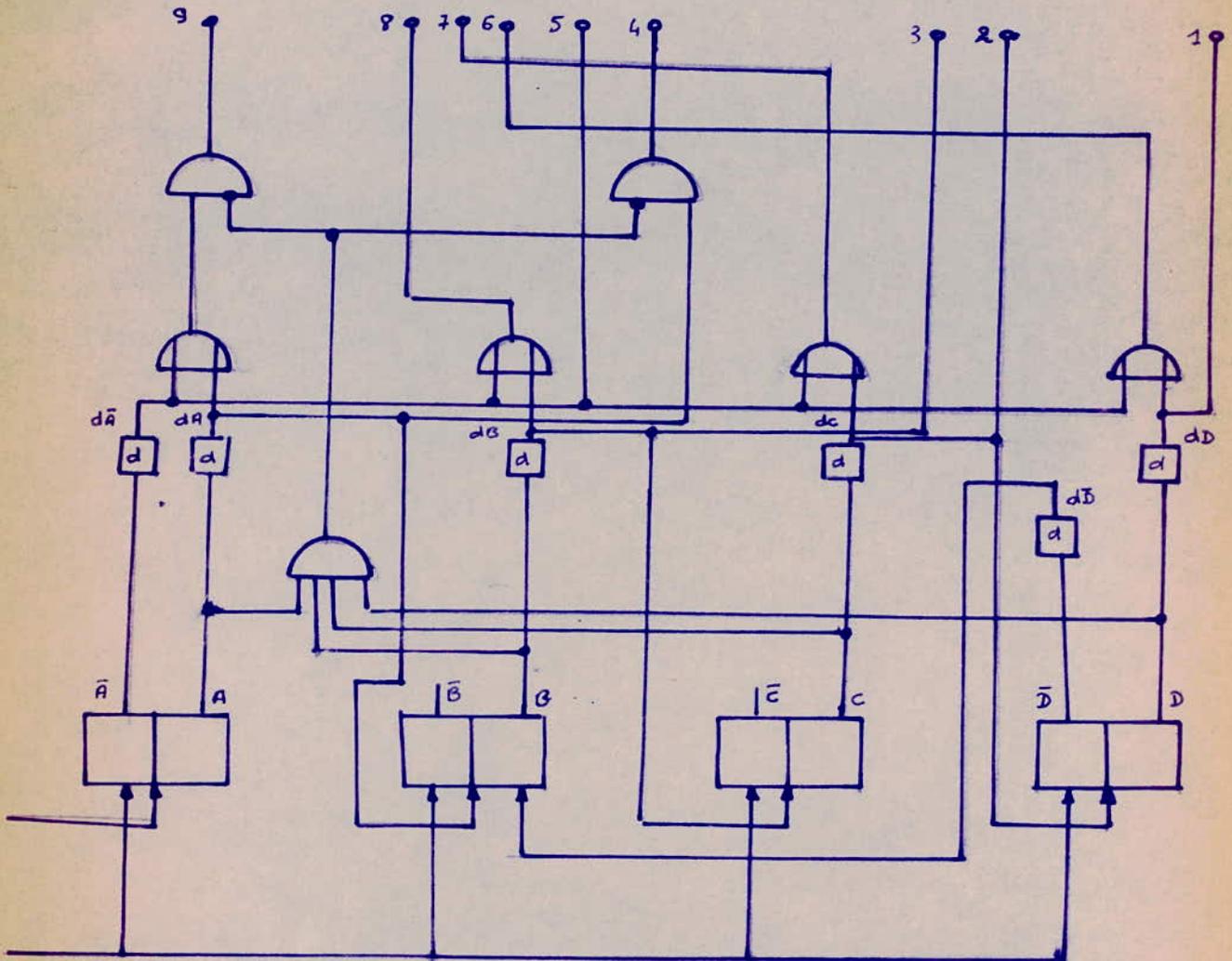
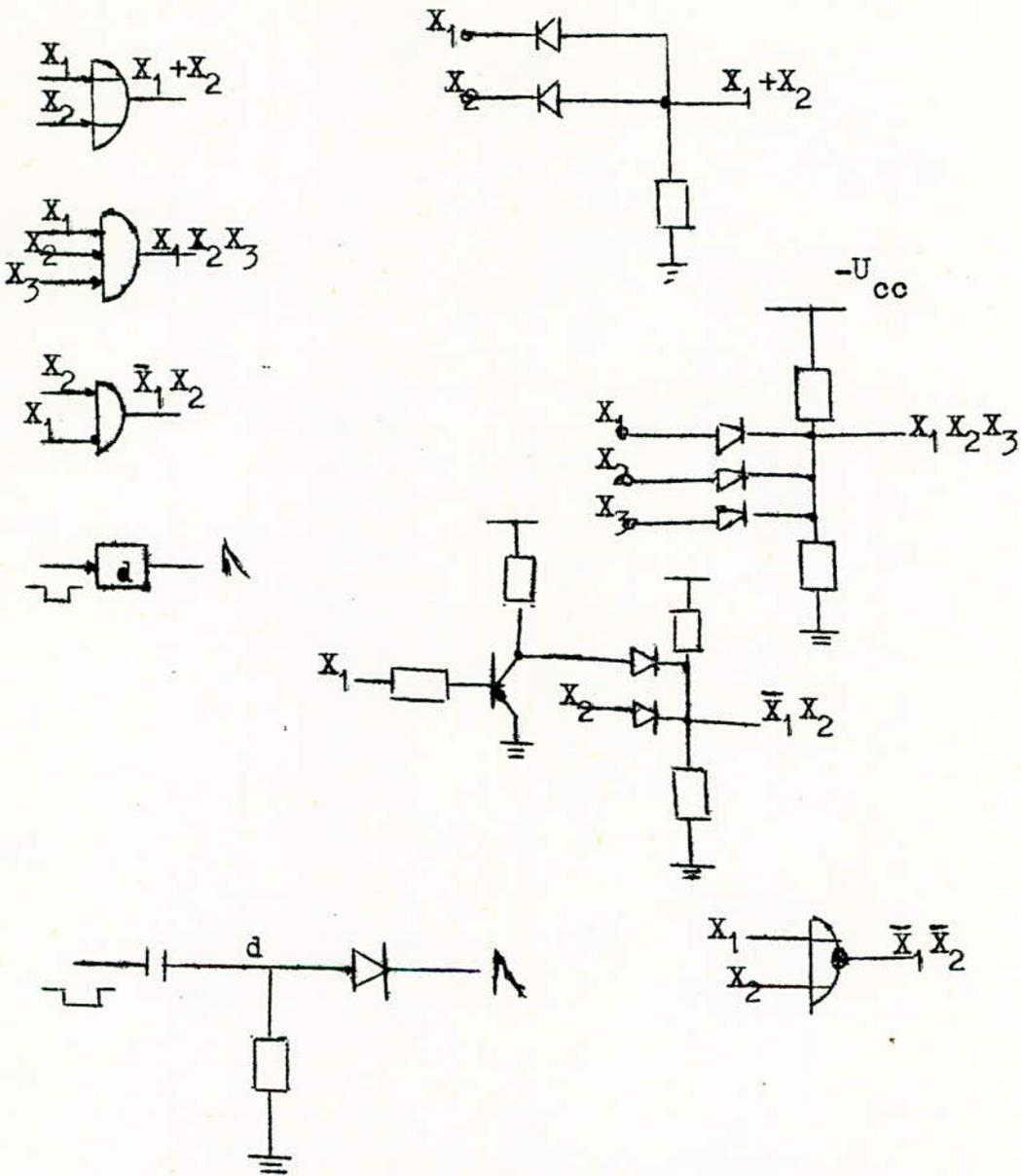


fig: 21

# Représentation des différents circuits logiques



$X_1$	$X_2$	OU $X_1 + X_2$	ET $X_1 \cdot X_2$	$\bar{X}_1 \cdot X_2$	NOR $\bar{X}_1 \cdot \bar{X}_2$
0	0	0	0	0	1
0	1	1	0	1	0
1	0	1	0	0	0
1	1	1	1	0	0

Division de la fréquence  $f_0$  par 10 100 et 1000 avec le coefficient K variant de 0 à 9

$$K = (0 \rightarrow 9)$$

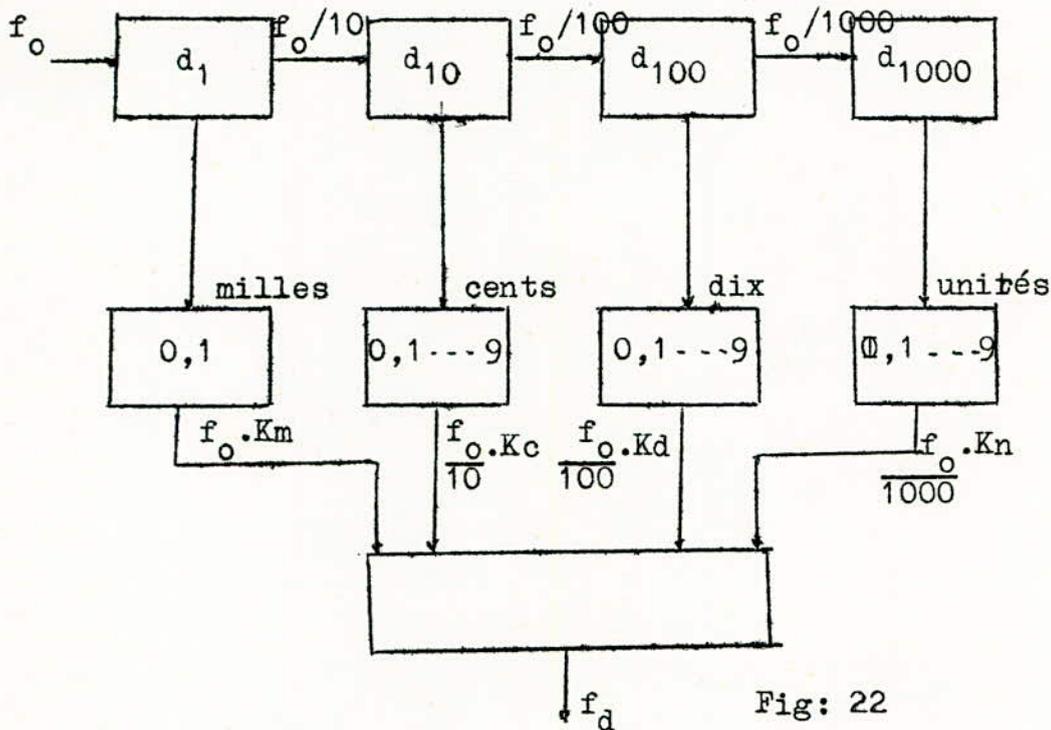


Fig: 22

La vitesse maximum est:  $n_{\max} = 1999$  tr/mn

Déterminons  $f_0$  pour  $f_{dm} = 10^4$

$$f_{dm} = f_0 \cdot \frac{1}{10} + f_0/10 \cdot \frac{9}{10} + \frac{f_0}{100} \cdot \frac{9}{10} + \frac{f_0}{1000} \cdot \frac{9}{10} =$$

$$= \frac{f_0}{10} (1 + 0,9 + 0,09 + 0,009) = \frac{f_0}{10} \cdot 1,999$$

Ainsi donc  $f_0$  devient:  $f_0 = \frac{10 \cdot f_{dm}}{1,999} = \frac{10^5}{1,999} = 5 \cdot 10^4 = 50$  KHZ

Par exemple pour:

$$n = 1000 \text{ --- } f_d = \frac{f_0}{10} (1 + 0,0 + 0,0 + 0,0) = \frac{f_0}{10} = 5 \text{ KHZ}$$

$$n = 856 \text{ --- } f_d = \frac{f_0}{10} (0,0 + 0,8 + 0,05 + 0,006) = \frac{f_0}{10} \cdot 0,856 =$$

$$= 4,28 \text{ KHZ}$$

$$n = 333 \text{ --- } f_d = \frac{f_0}{10} (0,0 + 0,3 + 0,03 + 0,003) = \frac{f_0}{10} \cdot 0,333 = 1,665 \text{ KHZ}$$

d) Dispositif de blocage des impulsions du capteur et du diviseur commandé de fréquence.

Les impulsions des capteur et du diviseur commandé de fréquence sont appliquées à l'entrée du compteur réversible. Ce compteur dispose deux entrées dont l'une pour l'impulsion du capteur et l'autre celle du diviseur. Le dispositif de blocage joue le rôle d'intermédiaire en ne donnant pas la possibilité d'introduire simultanément aux entrées de compteur les impulsions  $f_c$  et  $f_d$ . Ce dispositif comporte des triggers, circuit logique et, des monostables.

Le schéma de ce dispositif est représenté à la Fig: 23 Les impulsions  $f_c$  et  $f_d$  sont appliquées respectivement à l'entrée des triggers  $T_1$  et  $T_2$  alors que celle du générateur d'étalonnage  $f_0$  à l'entrée commune du trigger  $T_3$ .

Aux sorties de  $T_1$  et  $T_2$  on utilise des circuits logiques  $et_1$ ,  $et_2$  dont les signaux de sorties sont appliqués aux entrées des monostables correspondants  $m_1$  et  $m_2$ . Les sorties des monostables sont connectées aux entrées de déclenchement des triggers  $T_1$  et  $T_2$ .

- Considérons que les impulsions  $f_c$  et  $f_d$  sont appliquées simultanément.

L'état initial de  $T_1$  et  $T_2$  est 0. L'impulsion  $f_c$  fait passer le trigger  $T_1$  de l'état 0 à 1. Si  $T_3$  et  $T_1$  sont à l'état 1 la tension de sortie  $et_1$  est appliquée à l'entrée de  $m_1$ .

Après la durée  $t_{m1}$  l'impulsion de sortie procède au changement de  $T_1$  de 1 à 0. Ce changement de sortie de 1 à 0 donne l'impulsion  $f'_c$  de sortie. Lorsque que  $T_2$  et  $T_3$  sont à l'état 1 la tension de sortie de  $et_2$  donne le fonctionnement du monostable  $m_2$ . Après la durée  $t_{m2}$  le trigger  $T_2$  passe de 1 à 0.

Ce changement de 1 à 0 de  $T_2$  entraîne l'apparition de l'impulsion  $f'_d$  à la sortie du dispositif. Ainsi pour des impulsions simultanées à l'entrée nous avons des signaux à des temps différents à la sortie.

- Il en est de même que pour des impulsions non simultanées à l'entrée de ce dispositif de blocage.

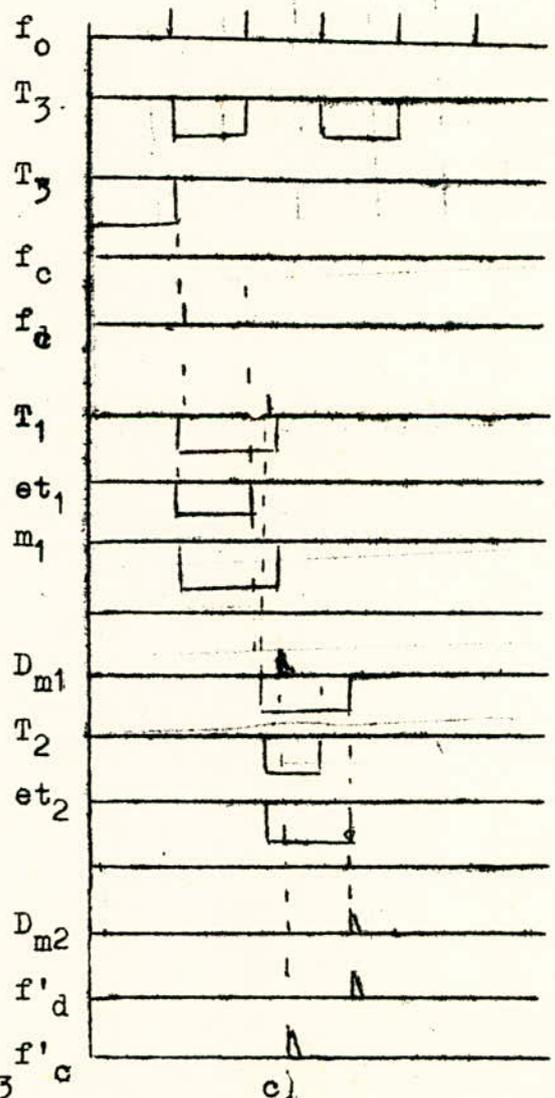
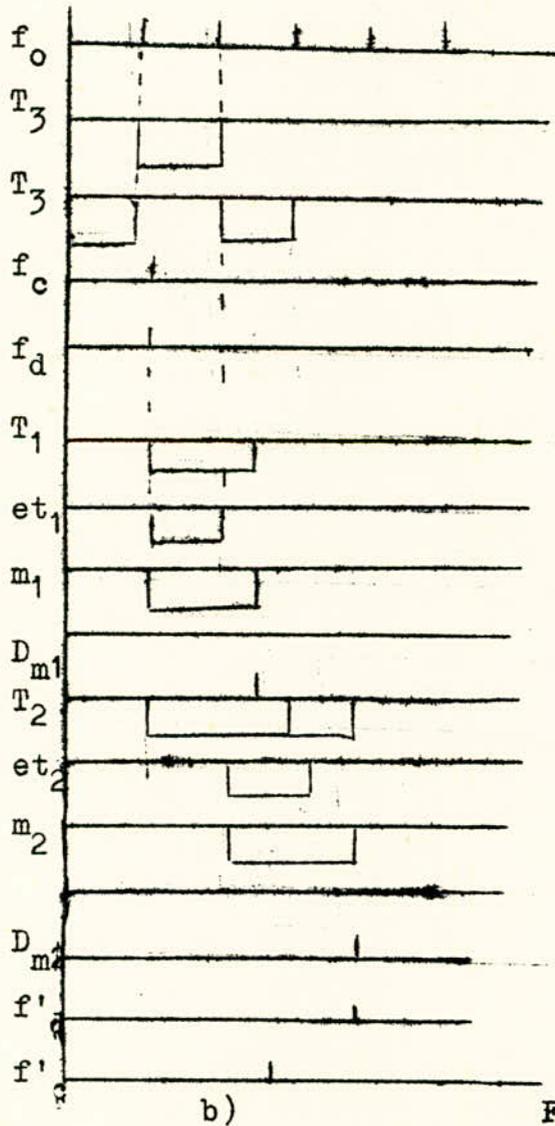
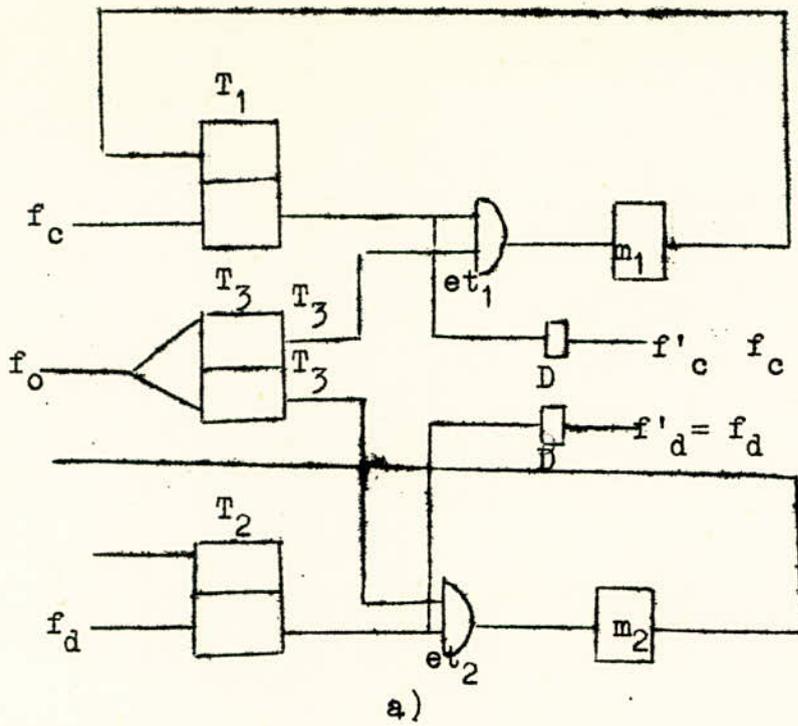


Fig:23

Calcul des éléments d'un monostable.

Soient les transistors PNP de type BC212 utilisés avec les données suivantes:

$$U_{CBadm} = 25 \text{ V}$$

$$I_{Com} = 10 \mu\text{A}$$

$$U_{EBadm} = 20 \text{ V}$$

$$I_{B \text{ max}} = 15 \text{ mA} \quad F = 1 \text{ MHz}$$

$$\beta_{\text{min}} = 25$$

$$I_{cm} = 50 \text{ mA}$$

$$20 I_{Com} < I_{Cs} < I_{Cm}$$

$$20 \cdot 10 \mu\text{A} < I_{Cs} < I_{Cm}$$

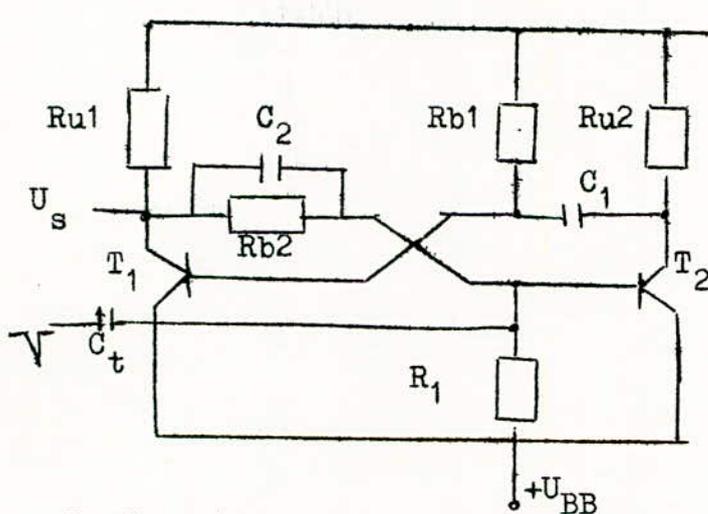
Prenons  $I_{Cs} = 20 \text{ mA}$

$$R_u = a \cdot \frac{U_{cc}}{I_{Cs}} \quad \text{avec } a = (0,8 \text{--} 0,9)$$

$$U_{cc} = 10 \text{ V}$$

Soit  $a = 0,9$

La résistance  $R_u$  devient alors :  $R_u = R_{u1} = R_{u2}$



$$R_u = 0,9 \frac{10}{20 \cdot 10^{-3}} = 450 \Omega$$

$$U_{BB} = 3 \text{ V}$$

Détermination de la résistance  $R_1$  :  $R_1 = 0,8 U_{BB} / I_{Co}$

$$= 0,3 \frac{3}{10 \cdot 10^{-6}} = 0,24 \cdot 10^6$$

$$R_1 = 240 \text{ K}\Omega$$

Calcul de  $R_{b2}$  d'après

la formule: 
$$R_{b2} = R_u \left( \frac{\beta_{\text{min}}}{N+1+\beta_{\text{min}} \frac{R_u}{R_1} \frac{U_{BB}}{U_{cc}}} - 1 \right)$$

$$R_{b2} = 450 \left( \frac{25}{1,5+1+25 \cdot \frac{450}{0,24 \cdot 10^6}} - 1 \right) =$$

$$R_{b1} = \beta \frac{R_u}{N} = 25 \cdot \frac{450}{1,5} = 7,5 \text{ K}\Omega$$

$$f_{cm} = 10^4 \text{ HZ}$$

$$td = \frac{1}{2f_{cm}}$$

$$td = 0,69 \cdot R_{b1} \cdot C_1 = C_1 = \frac{td}{0,69 \cdot R_{b1}}$$

$$C_1 = 200 \text{ pF}$$

## e<sup>2</sup> Compteur digital

On désigne par compteur un dispositif dont les états successifs représentent un nombre binaire croissant ou décroissant en fonction d'une impulsion d'avancement. Les compteurs sont des circuits séquentiels réalisés à l'aide des bascules et répondant à une séquence d'impulsions.

Ainsi donc le compteur réversible est utilisé pour la fixation de la différence de fréquences  $f_c$  et  $f_d$ . Pour ce compteur réversible digital utilisons deux registres connectés l'un de l'autre par des signaux de permission de fonctionnement.

Le schéma est indiqué à la figure:24

Il comporte des triggers à deux entrées séparées, des circuits logiques et, circuit NOR (Fig:26)

le circuit NOR forme le signal de permission lorsque tous les triggers d'un registre se trouvent à la position 0; dans ce cas il y a fonctionnement du second registre. La sortie du circuit NOR est utilisé pour les signaux de permission.

Les éléments de  $et_1$  à  $et_8$  sont employés pour les impulsions de la fréquence  $f_c$  et ceux de  $et_9$  à  $et_{16}$  pour les impulsions de l'entrée:  $f_d$  (Fig:24 )

Lorsque toutes les bascules du registre II sont à la position 0 il y a signal de permission à la sortie du circuit NOR 2 Ce signal est utilisé comme signal de permission du registre I Dans ce cas le 1<sup>er</sup> fonctionne tandis que le 2<sup>er</sup> est à 0, et inversement (Fig:26)

Une partie du registre I est représenté au schéma de la Fig:27

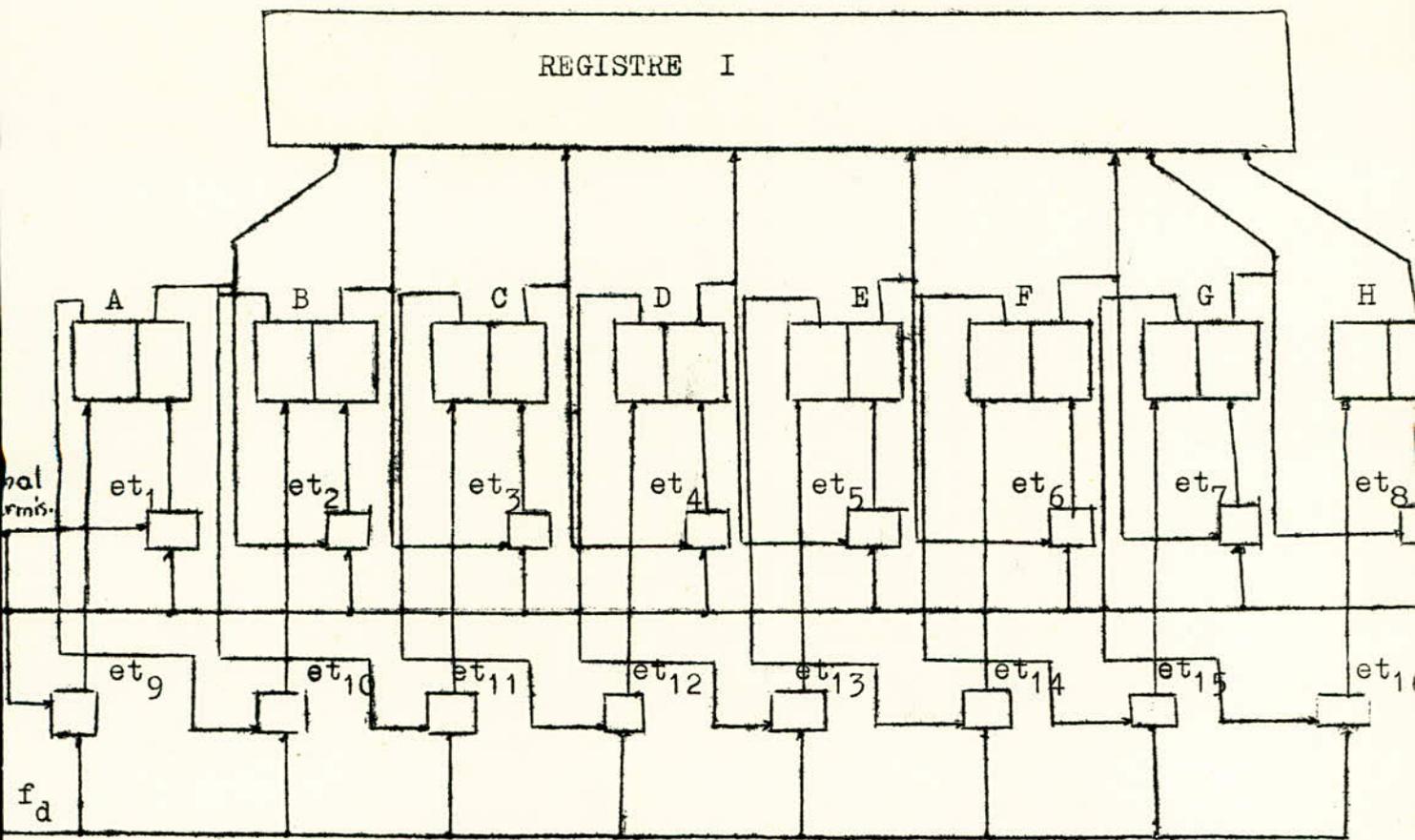


Fig: 24

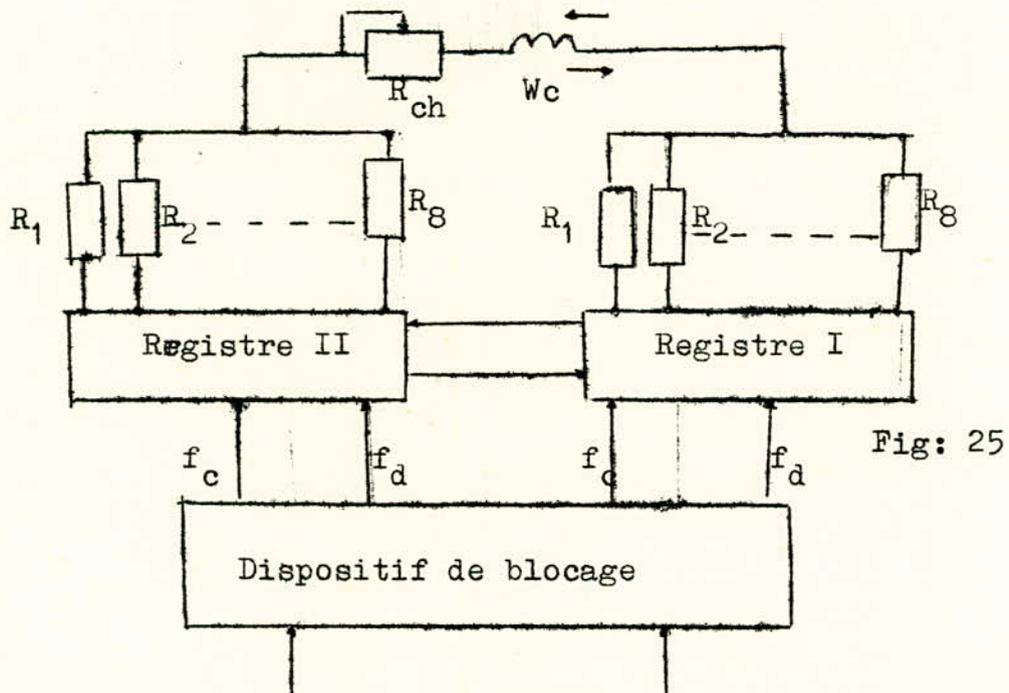
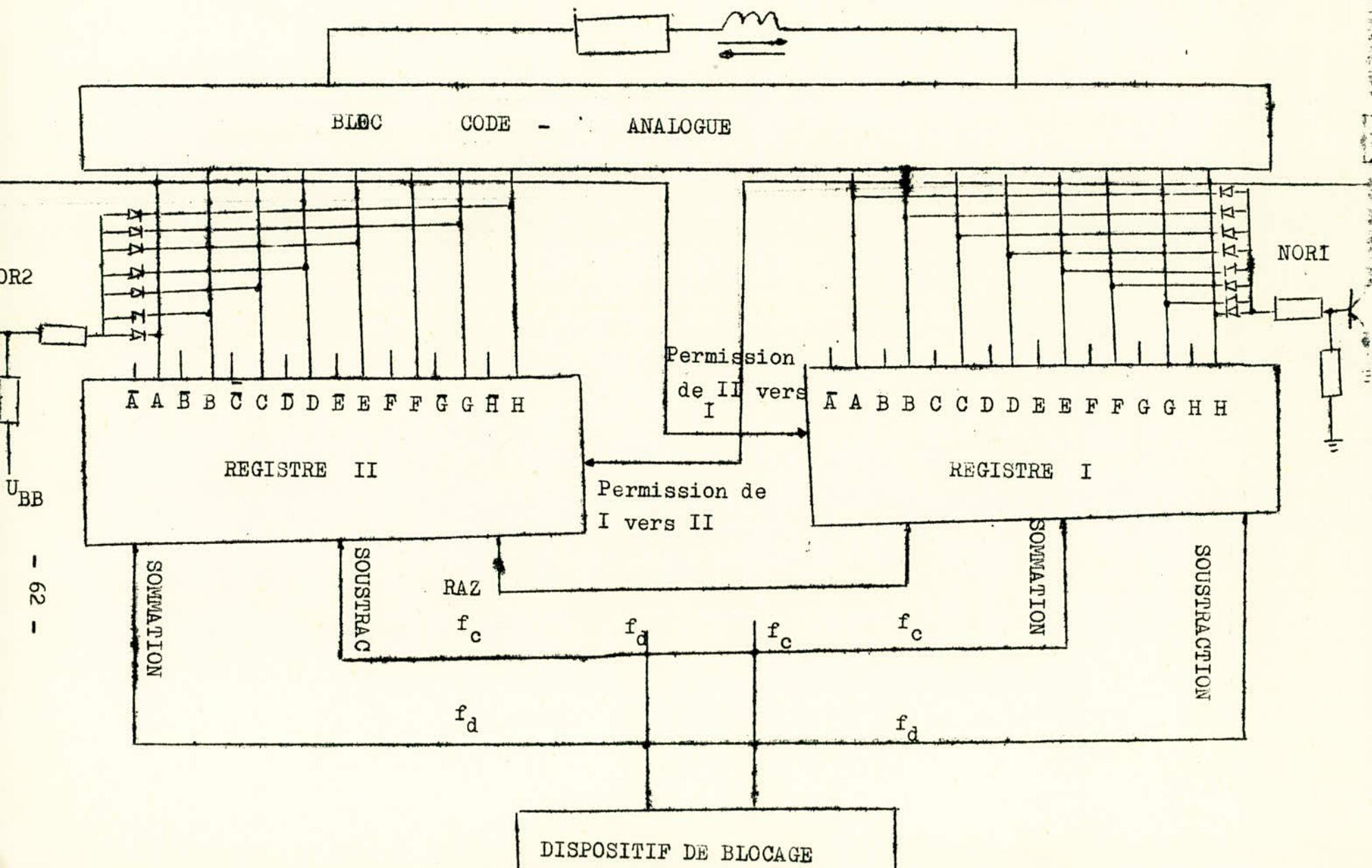


Fig: 25



63

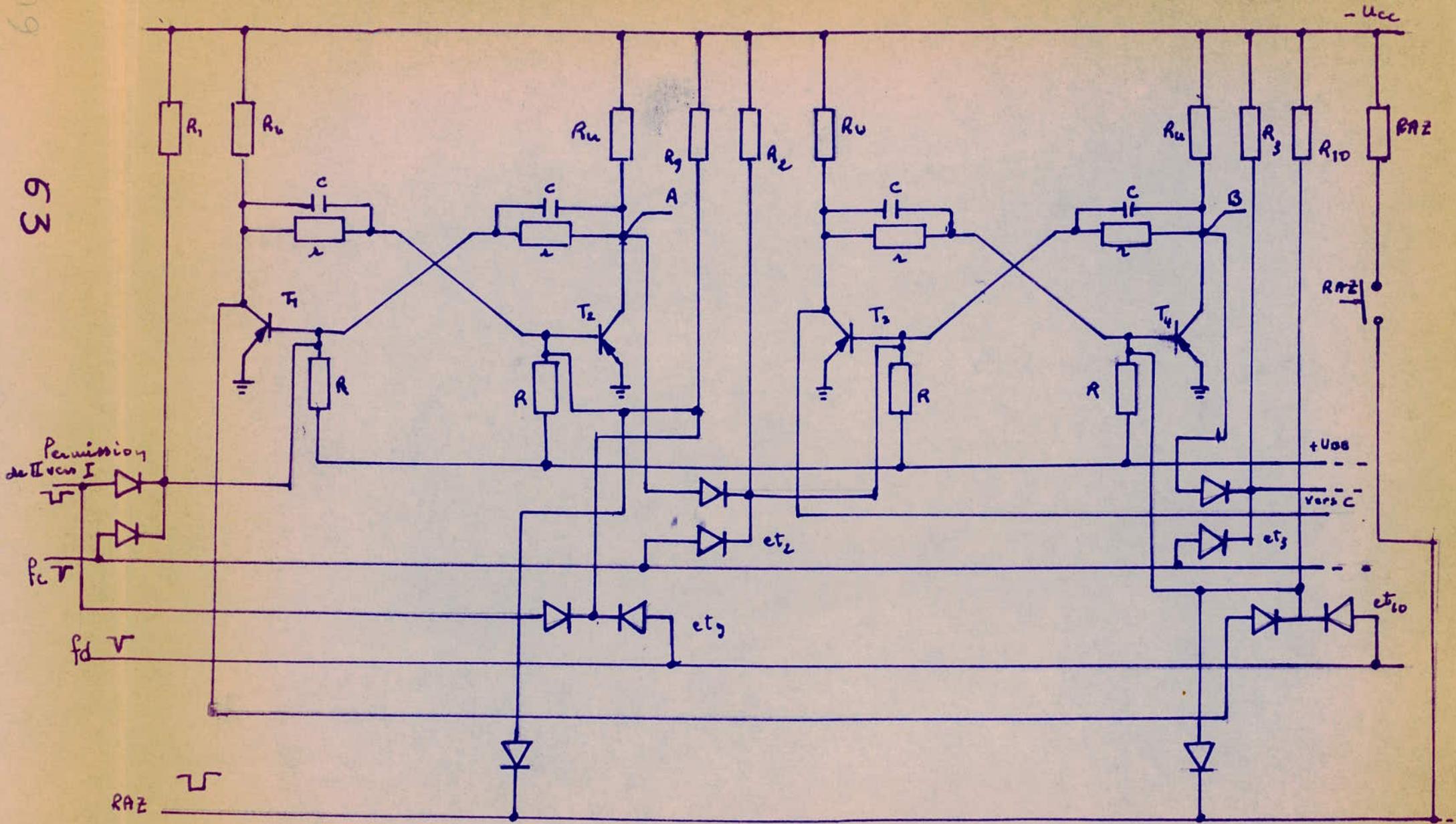


fig: 27

Si  $f_c \gg f_d$  on a une sommation des signaux Fig:28

Si  $f_d \gg f_c$  c'est la soustraction des signaux Fig:29

Lorsque toutes les bascules du registre I sont à l'état 0 nous avons le signal de permission de ce registre vers le 2°. Les signaux de fonctionnement I ou II sont utilisés dans le bloc code-analogue (Fig: 30 )

Dans ce bloc on utilise le circuit de sommation des courants digitaux sur la résistance commune. En qualité de cette résistance commune nous avons une bobine de commande de l'amplificateur magnétique monophasé avec la résistance admissible.

Dans chaque circuit digital il ya un transistor en régime de commutation. Le signal d'entrée de chacun de ces transistors est le signal de sortie d'une bascule correspondante d'un registre. Pour deux registres on considère deux dispositifs code-analogue.

Dans chacun de ces dispositifs nous devons avoir 8 transistors avec des résistances digitales correspondantes couplées dans le circuit du collecteur. Lorsque le 1° registre fonctionne il ya permission du 2° registre au 1°; le transistor T' est ouvert ( saturé ). Si le 2° registre fonctionne le transistor T' est bloqué et T'' est saturé et le courant passe à travers la bobine dans la direction inverse. La valeur de ce courant est égale à la somme des courants digitaux. (Fig:30 )

La chute de tension est déterminée comme suit:

$$U_s = I \sum R = R \left( \frac{U_e}{R_o} \cdot 2^0 \cdot K_0 + \frac{U_e}{R_o} \cdot 2^1 \cdot K_1 + \dots + \frac{U_e}{R_o} \cdot 2^{n-1} \cdot K_{n-1} \right)$$

$$= \frac{R}{R_o} U_e \sum_{i=0}^{i=n-1} 2^i \cdot K_i$$

On a  $U_e = U_{cc} = 10 \text{ V}$

$K =$  Coefficient digital  
 $= (0 \div 1)$

Les résistances sont définies par:

$$R_1 = \frac{R_o}{2^1} \quad R_2 = \frac{R_o}{2^2} \quad \dots \quad R_{n-1} = \frac{R_o}{2^{n-1}}$$

Pour  $n = 8$  on a:

$$U_s = \frac{R}{R_o} \cdot U_e \sum 2^i \cdot K_i \quad I_{c \text{ max}} = \frac{U_e}{R_o} (2^0 + 2^1 + 2^2 + 2^3 + 2^4 + 2^5 + 2^6 + 2^7)$$

$$R_o = \frac{U_e (2^8 - 1)}{I_{c \text{ max}}} = 255 \frac{U_e}{I_{c \text{ max}}} \quad = \frac{U_e}{R_o} (2^8 - 1) = 0,4 \text{ A}$$

$R_1 = 3,2 \text{ K}\Omega, R_2 = 1,6 \text{ K}\Omega$

$$f_c \gg f_d$$

emission  
II vers I

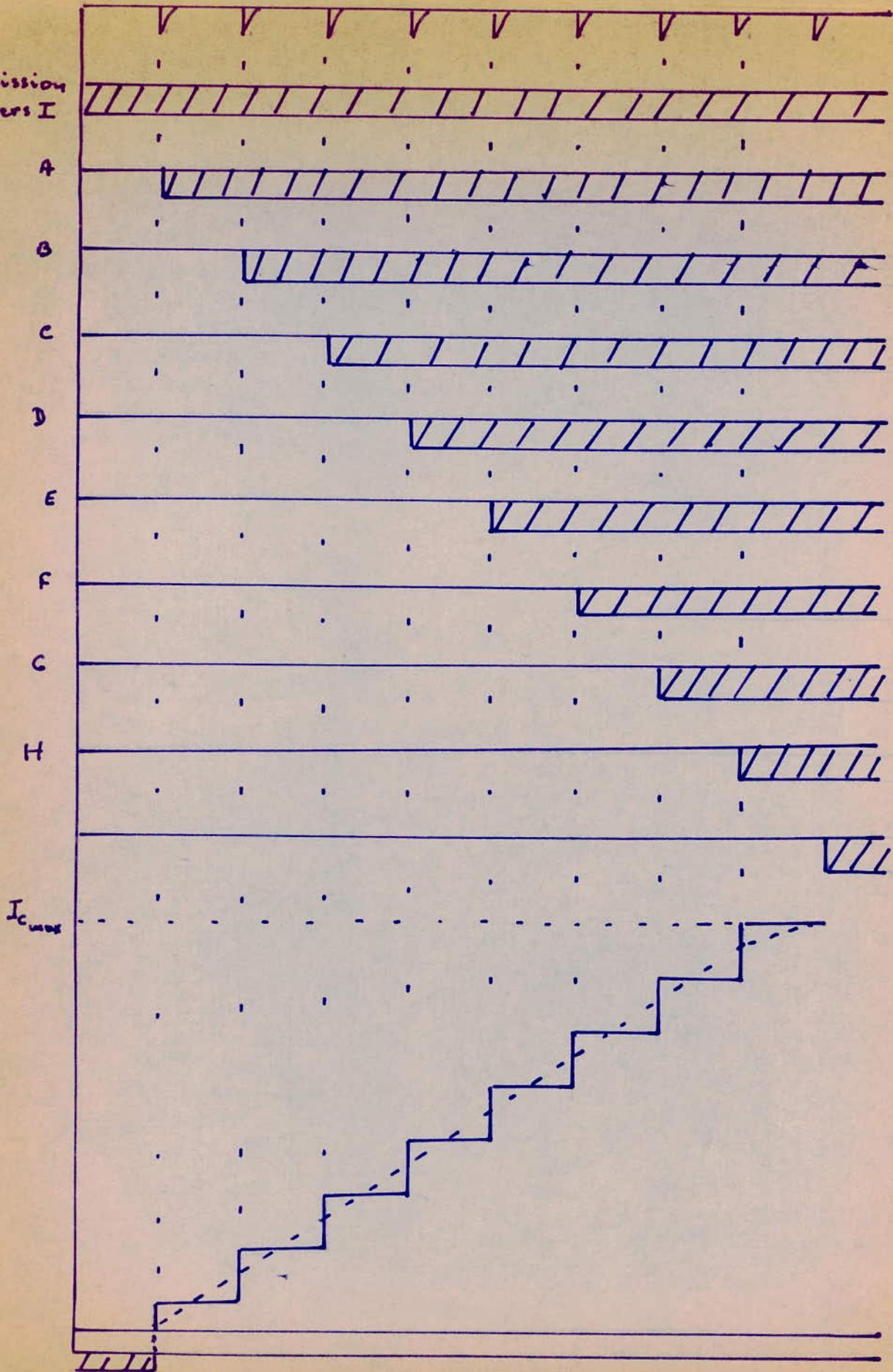


fig: 28

65

$$f_d \gg f_c$$

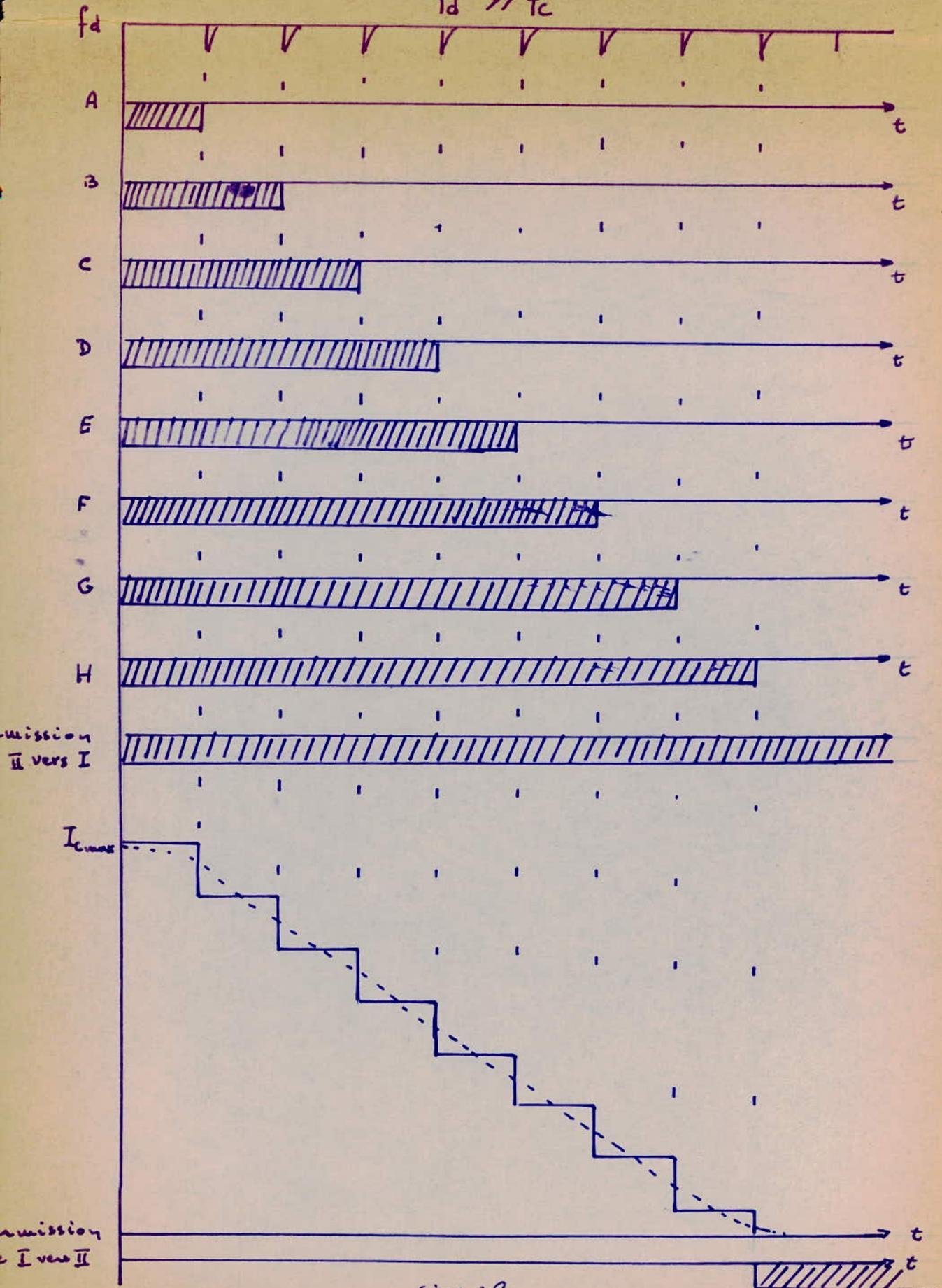


fig: 29

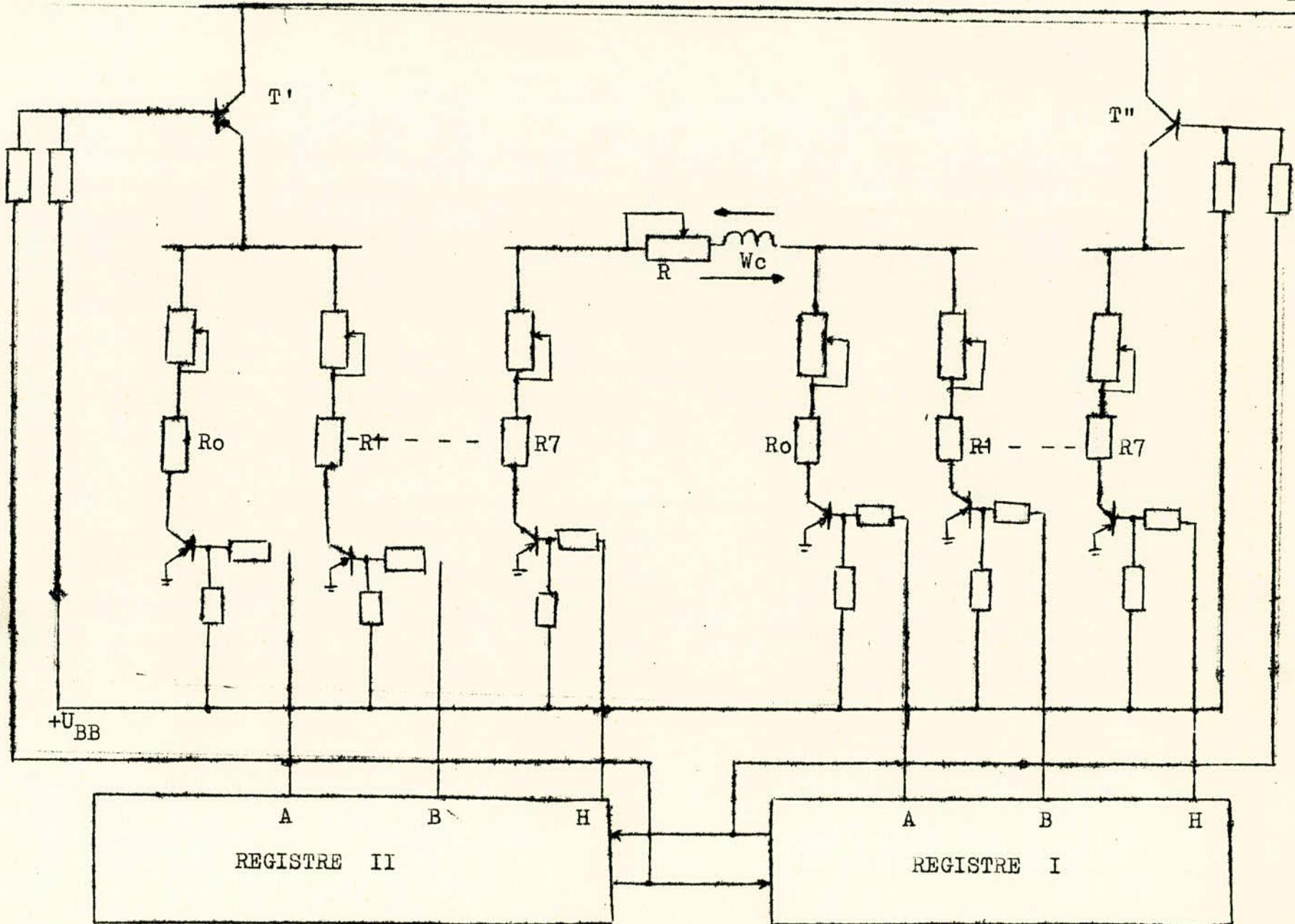


Fig:30

# II CALCUL DE LA STABILITÉ DU SYSTÈME

Considérons l'étude de la stabilité des différents blocs du système en déterminant leur fonction de transfert.

## 1<sup>o</sup> Détermination de la fonction de transfert du moteur.

Données du moteur

Puissance nominale:  $P_n = 29 \text{ KW}$   
 Tension nominale:  $U_n = 220 \text{ V}$   
 Courant nominal:  $I_n = 160 \text{ A}$   
 Vitesse nominale:  $n_n = 2000 \text{ tr / mn}$   
 Résistance (  $70^\circ$  ) =  $0,11 \Omega$

La fonction de transfert du moteur par rapport à la vitesse est déterminée comme suit: 
$$\frac{U(P)}{U(P)} = \frac{1/C_e}{T_e T_M P^2 + T_M P + 1}$$

avec  $T_e$  = constante de temps électromagnétique

$T_M$  = constante électromagnétique

On sait que:  $T_e = \frac{L_R}{R_3}$  et  $T_M = \frac{J R_2}{C_e \cdot C_M}$

D'habitude  $T_e \ll T_M$  ; On néglige donc  $T_e$

La fonction de transfert devient: 
$$\frac{U(P)}{U(P)} = \frac{1/C_e}{T_M P + 1}$$

Détermination des coefficients  $C_e$  et  $C_M$

$$C_e = \frac{U_n - R_{ind} \cdot I_{ind}}{n} \quad \text{avec} \quad n = n_n \cdot \frac{II}{30} = 2000 \frac{II}{30} = 66,6 \text{ II}$$

$$C_e = \frac{220 - 0,11 \cdot 160}{66,6 \text{ II}} = 1,05 \text{ v/rd/s}$$

La constante  $K$  et:  $K = \frac{1}{C_e} = \frac{1}{1,05} = 0,95 \frac{\text{rd/s}}{\text{v}}$

$$C_M = \frac{C_n}{I_n} \quad \text{avec} \quad C_n = 975 \frac{P_n}{n} = \frac{975 \cdot 29}{2000} = 14 \frac{\text{K} \cdot \text{g} \cdot \text{m}}{\text{A}}$$

Détermination de  $C_M$ : 
$$C_M = \frac{C_n}{I_n} = \frac{14}{160} = 0,09$$

Calcul de J :  $J = \frac{GD^2 \cdot 10^5}{4.9,81}$  avec  $GD^2 =$  Constante du moteur = 1,4

Donc  $J = \frac{GD^2 \cdot 10^5}{4.9,81} = \frac{1,4 \cdot 10^5}{4.9,81} = 3,57 \cdot 10^3$  g. cm.s

$T_M$  devient alors:  $T_M = \frac{J \cdot R_i}{C_e \cdot C_M} = \frac{3,57 \cdot 10^3 \cdot 0,11}{1,05 \cdot 0,09 \cdot 10} = 0,04$  sec

$$\frac{\Omega(P)}{U(P)} = \frac{0,95}{0,04 P+1}$$

### 2° Fonction de transfert du redresseur à thyristors.

Cette fonction de transfert peut-être déterminée comme suit:

$$W(P) = \frac{K_{red}}{1+T_P} \quad \text{avec } T = \frac{2 \pi I}{m} = \frac{2 \cdot 3,14}{3} = 2,08$$

$$W(P) = \frac{K_{red}}{1+2,08 P} \quad K = \text{coefficient l'amplificateur}$$

### 3° Fonction de transfert du régulateur digital.

Dans notre système le régulateur digital fonctionne selon la loi d'intégration proportionnelle à la vitesse définie par:

$$M(t_i) = K_P X(t_i) + \frac{1}{T} \int X(t_i) dt$$

La vitesse de comptage caractérise la durée de l'intégration.

La fonction de transfert de ce régulateur est déterminé

comme suit:

$$W(P) = \frac{K_{reg} (1 + T_{in} P)}{T_{in} P}$$

Le coefficient d'intégration est pris aux limites:

(0,5 — 20). La durée de cette intégration est définie par:  $T_{in} = \frac{K_1 \cdot T}{K_2}$  où  $T =$  durée ininterrompue; toujours

considérée aux limites: (0,05 — 1) sec. Prenons  $T = 0,1$  sec.

$$K = K_P = 1,5$$

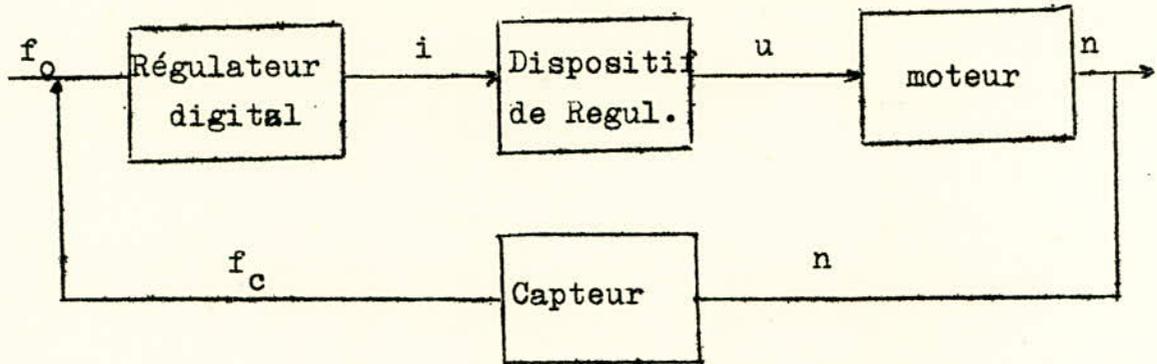
$$T_i \text{ est alors: } T_i = \frac{1,5 \cdot 0,1}{0,1} = 1,5 \text{ sec}$$

Ainsi donc la fonction de transfert de ce régulateur devient:

$$W(P) = \frac{1,5 (1+1,5 P)}{1,5 P}$$

4° Détermination de la stabilité du système.

Le schéma de structure du système étudié est le suivant:



Détermination de la fonction de transfert en boucle ouverte du système:

$$W(P) = W_{\text{moteur}} \cdot W_{\text{red}} \cdot W_{\text{dig}} = \frac{K(1+T_{in}P)}{T_{in}P(1+T_mP)(1+T_{rd}P)}$$

La fonction de transfert en boucle ouverte d'un système est égale au produit des fonctions de transfert des éléments des chaînes directe et de retour. La détermination de la stabilité du système est fonction du coefficient K; en utilisant le critère de Nyquist ou de Gourvitch.

Détermination de la fonction de transfert en boucle fermée.

$$W_f(P) = \frac{W(P)}{1+W(P)}$$

$$= \frac{K(1+T_{in}P)}{T_{in}P(1+T_mP)(1+T_rP) + K(1+T_{in}P)}$$

$$\frac{K(1+1,5P)}{1,5P(1+0,04P)(1+0,48P) + K(1+1,5P)}$$

L'équation caractéristique du système est la suivante:

$$T_{in} P^3 + T_m T_i P^2 + T_i T_r P^2 + T_r T_{in} T_m P^3 + K + K_{in} P = 0$$

Elle peut être définie par:

$$a_0 P^3 + a_1 P^2 + a_2 P + a_3 = 0$$

$$a_0 = T_m \cdot T_{in} \cdot T_r = 1,5 \cdot 2,08 \cdot 0,04 = 0,124$$

$$a_1 = T_{in} \cdot T_r + T_{in} \cdot T_m = 2,08 \cdot 1,5 + 1,5 \cdot 0,04 = 3,18$$

$$a_2 = T_{in} + K T_{in} = 1,5 + 1,5K$$

$$a_3 = K$$

Nous avons un système de 3<sup>e</sup> ordre. Pour la stabilité du système il faut que tous les coefficients de l'équation caractéristique soient positifs ( $> 0$ ). Il est nécessaire et suffisant donc de réaliser l'inégalité suivante:

$$\begin{aligned} \Delta a_2 &= a_1 a_2 - a_0 a_3 > 0 \\ &= 3,18 \cdot 1,5 (1+K) - 0,124 K > 0 \\ &= 4,77 + 4,646 K > 0 \end{aligned}$$

Le coefficient K doit être toujours positif pour réaliser cette condition d'inégalité.

### 5° Détermination des caractéristiques fréquentiels ou logarithmiques

La fonction de transfert en boucle ouverte est déterminée par W(P) définie ci-dessous. On peut représenter cette fonction au moyen logarithmique.

$$20 \log W(P) = 20 \log K + 20 \log (1 + T_{in} P) - 20 \log T_{in} P - 20 \log (1 + T_m P) - 20 \log (1 + T_r P)$$

Détermination des fréquences limites

$$w_1 = \frac{1}{T_r} = \frac{1}{2,08} = 0,48$$

$$w_2 = \frac{1}{T_{in}} = \frac{1}{1,5} = 0,67$$

$$w_3 = \frac{1}{T_m} = \frac{1}{0,04} = 25$$

D'après cette équation logarithmique et les fréquences limites établissons les caractéristiques fréquentiel d'amplitude et fréquentiel de phase. En utilisant ces caractéristiques déterminons le coefficient d'amplification du système:  $K= 126$

( Fig:31 )

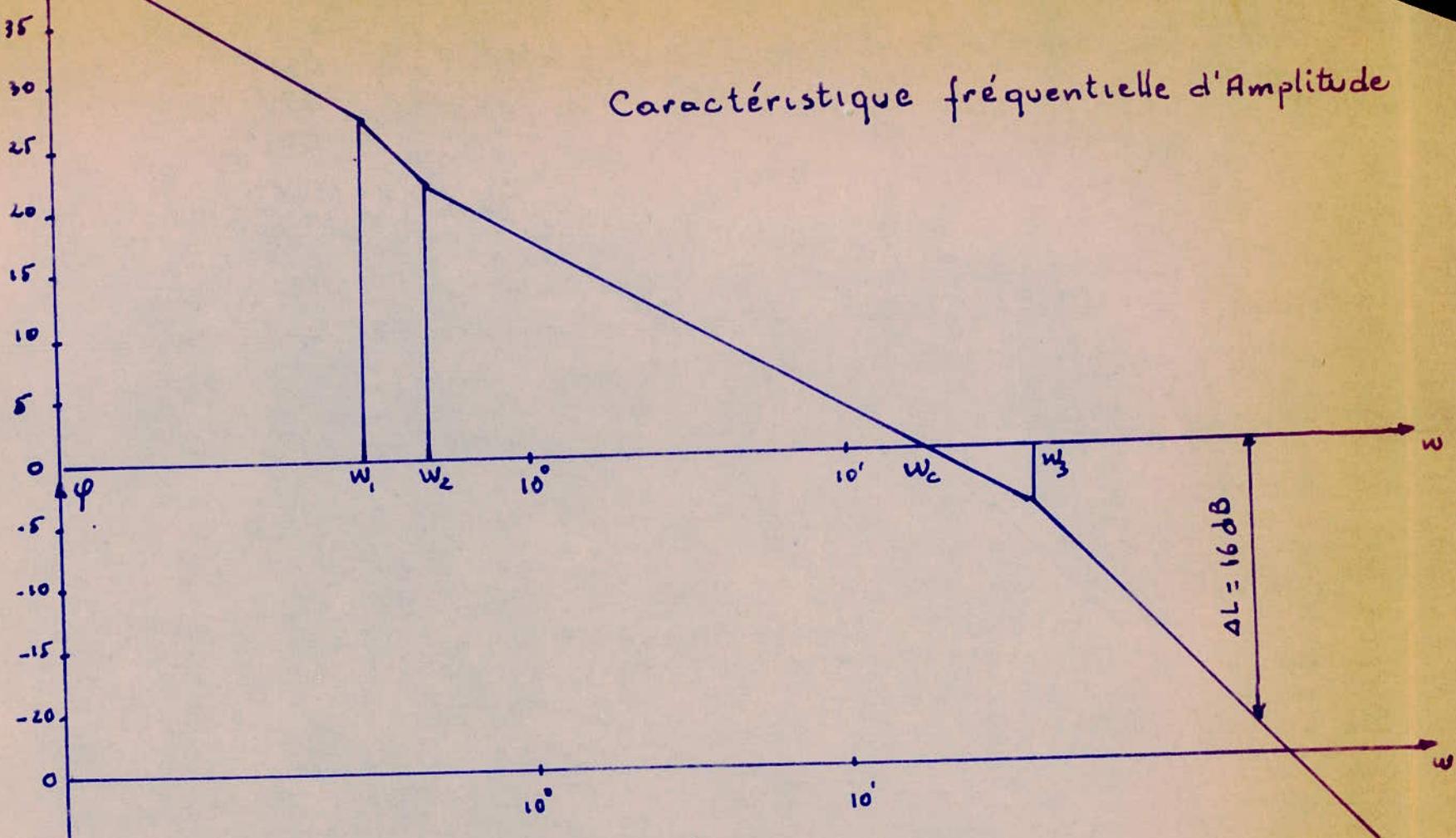
Pour ce coefficient K les gains de stabilité en module et en phase sont:  $= 75^\circ$  et  $= 16$  dB

6° Détermination de la courbe du processus transitoire.

On considère la méthode approximative pour la détermination de cette courbe en utilisant des caractéristiques trapézoïdales. Pour cela il s'agit de construire tout d'abord la caractéristique fréquentielle en boucle fermée  $P(w)$ . La détermination de cette fonction réalisé à l'aide des normogrammes sur lesquels on considère quelques valeurs de  $w$  pour avoir l'amplitude et la phase; comme l'indique le tableau.

73

### Caractéristique fréquentielle d'Amplitude



### Caractéristique fréquentielle de phase

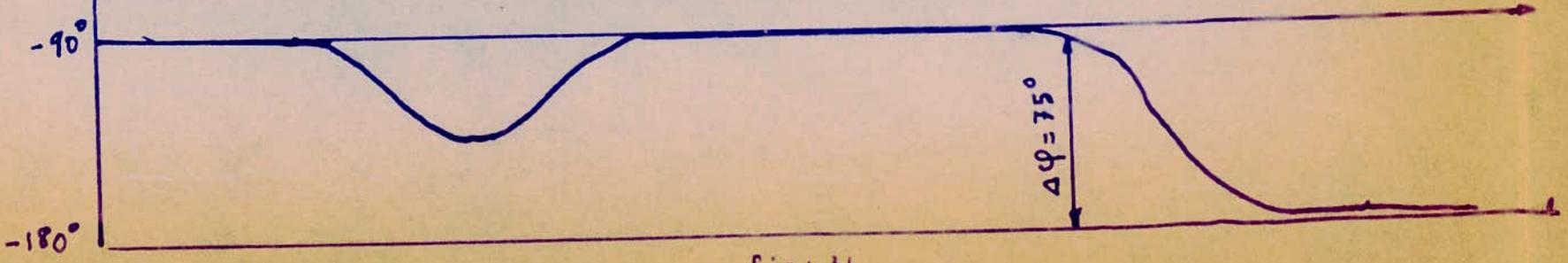


fig: 31

Tableau 1

$w_{i-1}$	L	$\varphi_w$	$P(w)$	$w_{i-1}$	L	$\varphi$	$P(w)$
0,5	30	-124	1	17	-3	-135	-0,05
1	21	-90	0,99	20	-5,5	-155	-0,6
2	15	-90	0,975	30	-12,5	-175,5	-0,35
5	7,5	-90	0,85	40	-17,5	-180	-0,15
10	1,5	-97	0,6	50	-22	-180	-0,08
12	0	-99	0,5	70	-27,5	-180	-0,05

Tableau 2

$N^o$	$w_{i-1}$	$w_{i-1}$	$x = \frac{w_d}{w_0}$	$P(0)$
1	2,5	12,5	0,2	0,56
2	12,5	19,5	0,65	1,06
3	22	40	0,55	-0,46
4	40	53	0,75	-0,14

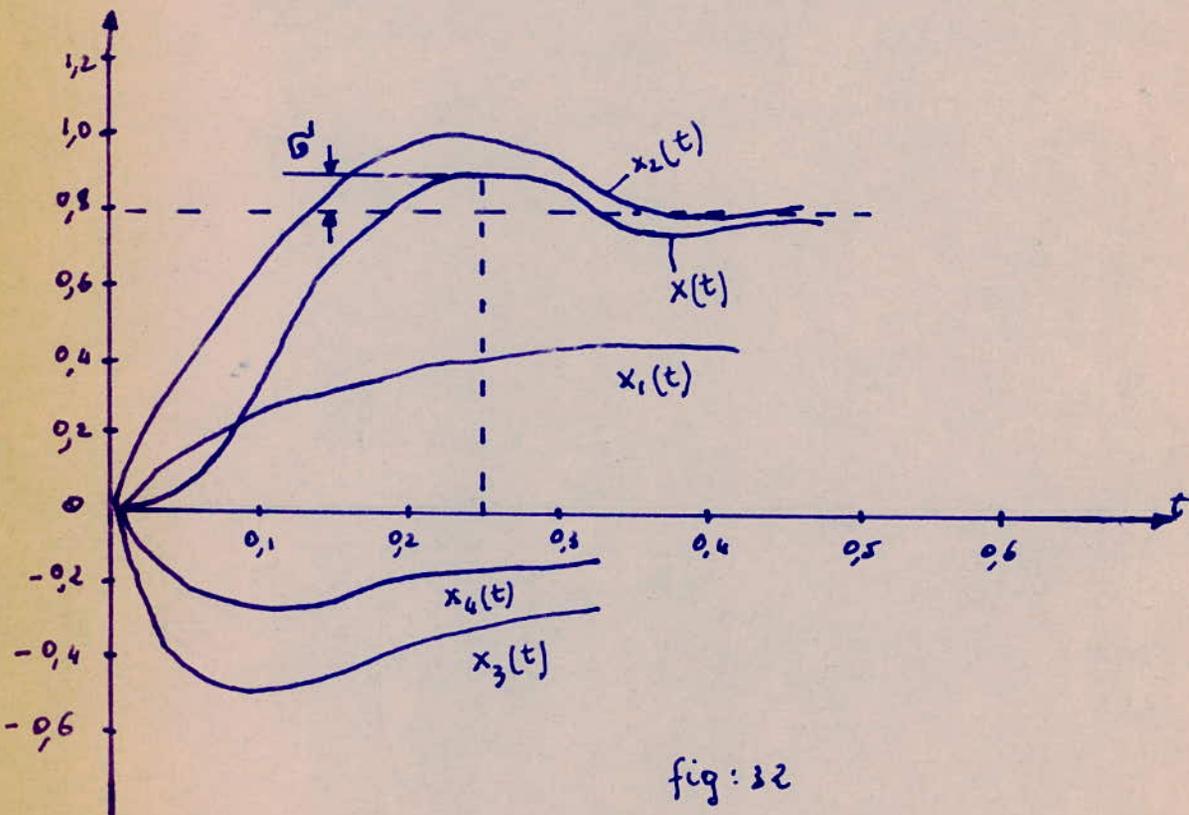
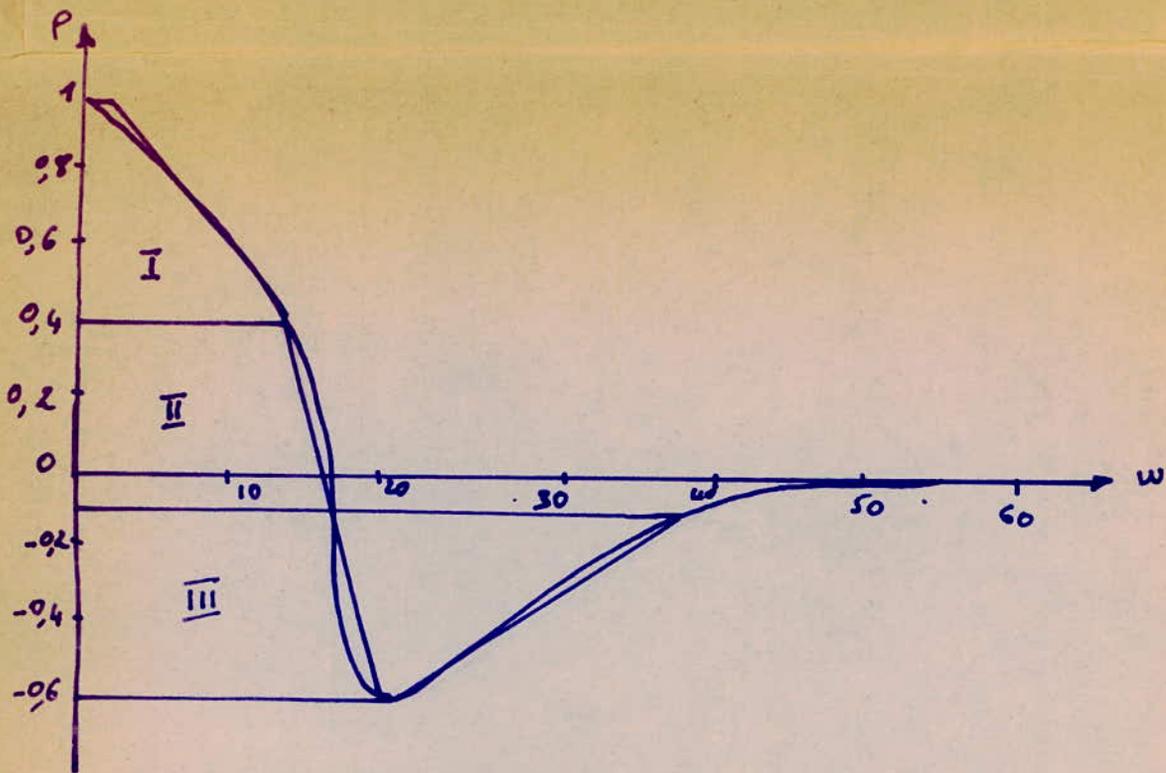


fig: 32

Divisons cette caractéristique en 4 trapèzes :

I II III IV

Chaque paramètre est déterminé par :

$$\chi = \frac{W_d}{W_0}$$

La hauteur d'un trapèze est définie ( d'après le guide mondial ) comme l'indique le tableau

La fonction sommaire est alors :

$$\eta(t) = \chi(t) = \chi(t_4) + \chi(t_3) + \chi(t_2)$$

Ces courbes sont illustrées à la Fig: 32

Pour  $K=126$  coefficient de stabilité on a :

$$\Delta L = 16 \text{ dB} \qquad \Delta \varphi = 75^\circ$$

L'écart maximal est  $\sigma = 8\%$  et la durée du processus transitoire transitoire  $t_n = 0,265 \text{ s}$  ; La variation ne dépasse pas  $M=2$

Tableau 3

$Z$	$h$	$t = \frac{Z}{\omega_{01}}$	$x_1 = hP_1(0)$	$Z$	$h$	$t = \frac{Z}{\omega_{01}}$	$x_2 = hP_2(0)$
0	0	0	0	0	0	0	0
0,5	0,192	0,04	0,197	0,5	0,259	0,2857	0,269
1	0,371	0,08	0,208	1	0,505	0,0564	0,525
2	0,673	0,16	0,366	2	0,899	0,1025	0,935
3	0,896	0,24	0,503	3	1,117	0,154	1,16
4	1,008	0,32	0,564	4	1,159	0,206	1,2
5	1,062	0,4	0,584	5	1,098	0,235	1,14
6	1,037	0,48	0,58	6	1,003	0,309	1,062
7	1,024	0,56	0,573	7	0,941	0,36	0,977
8	1,02	0,64	0,57	8	0,936	0,415	0,972
				9	0,966	0,46	0,91

Tableau 4

$Z$	$h$	$t = \frac{Z}{\omega_{03}}$	$x_3 = hP_3(0)$	$Z$	$h$	$t = \frac{Z}{\omega_{04}}$	$x_4 = hP_4(0)$
0	0	0	0	0	0	0	0
0,5	0,228	0,0125	-0,114	0,5	0,275	0,0094	-0,0385
1	0,476	0,025	-0,219	1	0,758	0,0189	-0,106
2	0,866	0,05	-0,334	2	1,06	0,0378	-0,148
3	1,082	0,075	-0,497	3	1,166	0,0567	-0,163
4	1,152	0,1	-0,53	4	1,127	0,0755	-0,142
5	1,115	0,125	-0,477	5	1,016	0,0945	-0,131
6	1,037	0,15	-0,448	6	0,936	0,1135	-0,1275
7	0,975	0,175	-0,437	7	0,94	0,132	-0,134
8	0,951	0,2	-0,442	8	0,958	0,151	-0,142
9	0,96	0,225	-0,452	9	1,015	0,17	-0,1464
10	0,985	0,25	-0,455	10	1,066	0,189	-0,1468
				11	1,043	0,204	-0,146

## REPRESENTATION A L'AIDE DES CIRCUITS INTEGRES

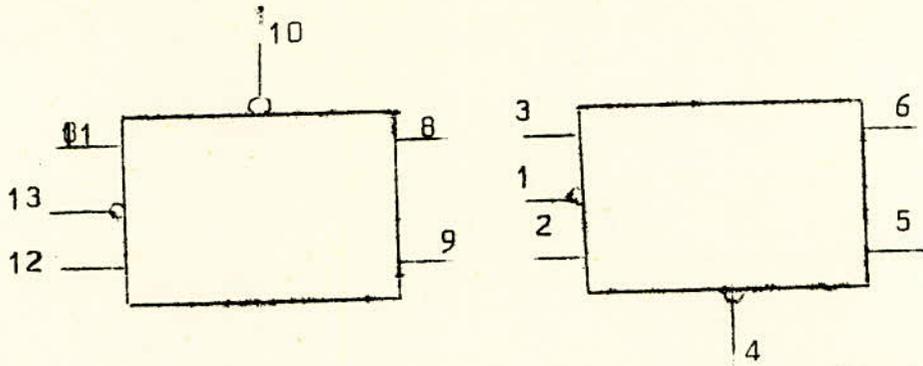
Nous pouvons effectuer la réalisation des différents blocs étudiés à l'aide des circuits intégrés qui présentent plus d'avantages tels que :

- amélioration très nette de la fiabilité
- réduction du poids et volume
- grande performance
- réduction des prix surtout dans ces deux dernières années

Les circuits intégrés permettent de réaliser des systèmes comportant de nombreuses unités

### TRIGGER      FLIP - FLOP

. Circuit	M.C. 853
. Famille	D.T.L.
.Série	M.D.T.L.
.Fonction	J.K.
.Nombre d'opérateurs par boitier	2
.Tension d'alimentation	5V
.Puissance consommée par boitier	120mW
.Températures ambiantes limites de fonctionnement	$t_{\min} = 0^{\circ} \text{c}$ $t_{\max} = 75^{\circ} \text{c}$
.Brochage	F.E.T.
.Sortance	12

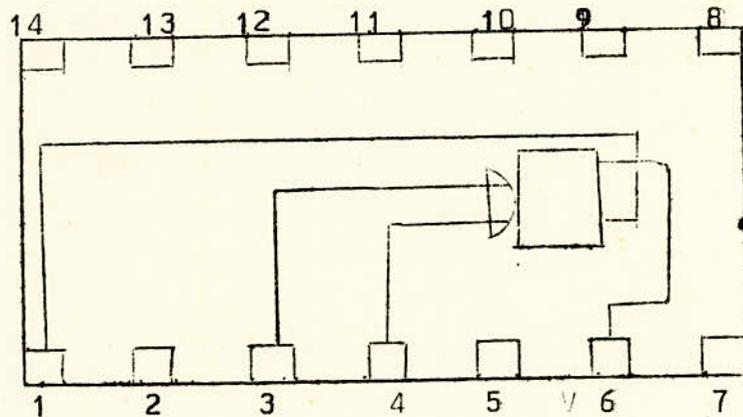


Masse = 7

$V_{cc} = 14$

MONOSTABLE

- Circuit S.N. 15851
- Famille D.T.L.
- Fonction Monostable
- Temps de propagation 20ns  
( ou de commutation )
- Sortance 10
- Tension d'alimentation 5V
- Brochage N.M.3

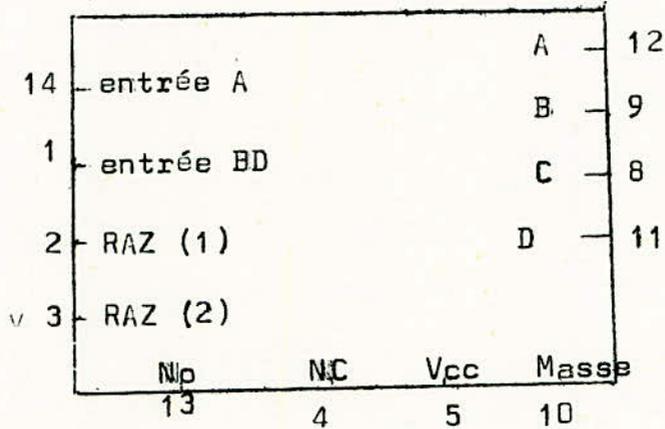


Masse = 7

$V_{cc} = 14$

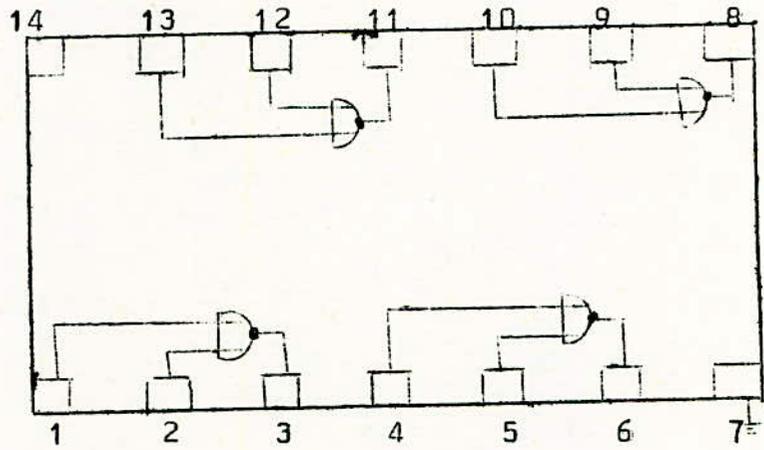
DECADE

SN7490



NOR

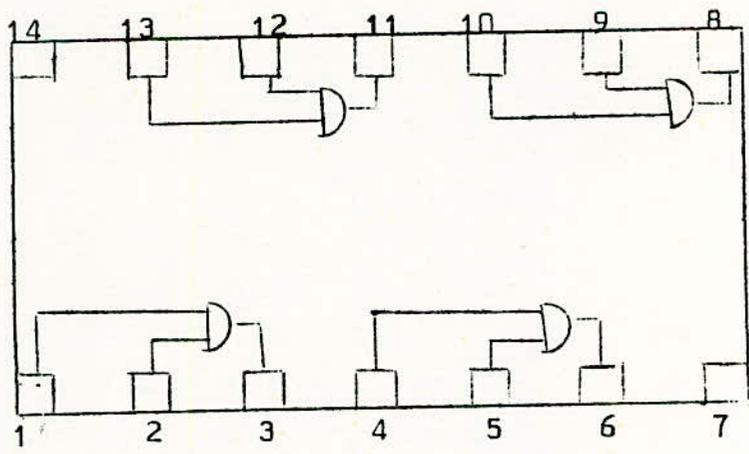
- |  |   |
|--|---|
| • Circuit  | MC 1810   |
| • Famille  | D.T.L.  |
| • Nombre d'opérateurs                              | 4   |
| • Nombre d'entrée par opérateur                    | 2   |
| • Sortance   | 8   |
| • Tension d'alimentation                           | 5V  |
| • Puissance consommée                              | 60mW  |
| • Brochage   | G2R.4   |
| • Temps de propagation                             | 30ns  |
| • Fonction   | NOR   |
| • Températures ambiantes limites de fonctionnement | $t_{min} = 8^{\circ}C$<br>$t_{max} = 75^{\circ}C$ |



Masse = 7

$V_{cc} = 14$

AND

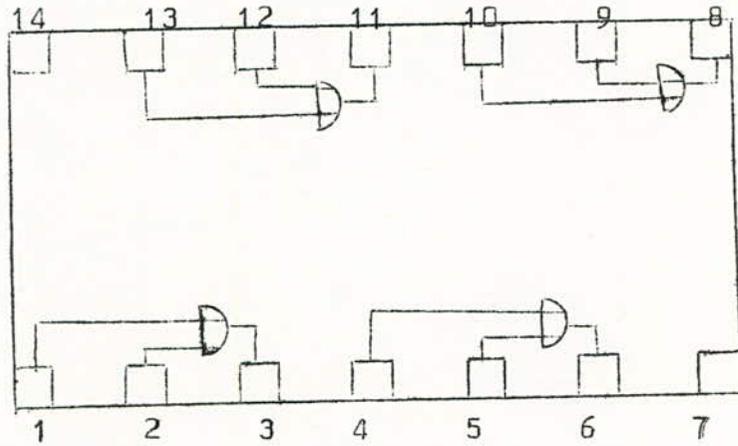


Masse=7

$V_{cc}=14$

Tension d'alimentation=5V

OR



Masse= 7

$V_{cc}= 14$

Type MC 1808

CIRCUITS A UTILISER POUR CHAQUE BLOC

Diviseur de fréquence

4 Décades ( 16bascules )

4x 4 Portes OR

4x 1 Porte AND

Dispositif de blocage

3 Triggers

2 Monostables

2 Portes AND

Compteur digital

2x8 Bascules

2x16 Portes AND

2 Portes OR

## CONCLUSION

Dans l'industrie plusieurs systèmes exigent un contrôle précis et une régulation permanente .

La méthode digitale nous d'assurer cette régulation avec précision . Dans notre étude , nous avons un amplificateur magnétique monophasé, un générateur synchrone comme capteur qui nous délivre des impulsions sur l'état du paramètre à contrôler, des blocs à éléments digitaux tels : bascules, triggers , multivibrateurs.

Nous avons effectuer les calculs de tous les éléments.

Nous pouvons réaliser tous ces blocs à l'aide des circuits intégrés qui augmentent la fiabilité, diminuent le poids et le volume du matériel à utiliser.

BIBLIOGRAPHIE

MESURE ET REGULATION EN AUTOMATISME INDUSTRIEL

ROBERT FARDIN

SERVOMECHANISMES ET REGULATION

H- CHESTNUT

TRAITE DES ORDINATEURS T.II

PET.

C COURS POLYCOPIE DE D<sup>r</sup> M<sup>me</sup> MONDON

COURS POLYCOPIE DE D<sup>r</sup> ILIASOV

ASSERVISSEMENTS LINEAIRES CONTINUS

F. de CARFORT et C. FOULARD

