



DEPARTEMENT ELECTRICITE

FILIERE D'INGENIEUR EN ELECTRONIQUE

PROJET DE FIN D'ETUDES

ETUDE D'UNE COMMANDE
ELECTRONIQUE DE VITESSE D'UN
MOTEUR POUR ENGIN
DE LEVAGE

المدرسة الوطنية للعلوم الهندسية
المكتبة
ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE
BIBLIOTHÈQUE

Proposé Par :

Mr. N. MAAFI

Ingénieur

Etudié Par :

M. SAIDI

M. A. BENDAHMANE



DEPARTEMENT ELECTRICITE

FILIERE D'INGENIEUR EN ELECTRONIQUE

PROJET DE FIN D'ETUDES

ETUDE D'UNE COMMANDE
ELECTRONIQUE DE VITESSE D'UN
MOTEUR POUR ENGIN
DE LAVAGE

Proposé Par :

Mr. N. MAAFI

Ingénieur

Etudié Par :

M. SAIDI

M. A. BENDAHDANE

A nos parents et
amis.

Waku - Habib.

A la
mémoire de mon
cher frère Foudil
Arezki.

Remerciements

Nous remercions M^r: N. Moafi pour ses conseils fructueux qui nous ont été d'une grande utilité dans la bonne marche de la présente étude, ainsi que tous ceux qui y ont collaborés de près ou de loin.

Que M^r: Adane, chef du département d'électricité, et tous les professeurs qui ont contribué à notre formation trouvent ici notre gratitude.

PLAN

Introduction

I- Généralités

- 1°) Les engins de Levage
- 2°) Moteurs à courant alternatif
- 3°) Propriétés .
- 4°) Dispositif de variation de la tension statorique

II - Etude du variateur de vitesse (ROTOVAR)

- 1°) Principe de fonctionnement en Levage
- 2°) Le rotovar
- 3°) Etude du dispositif de contrôle .
 - Mise en forme
 - Générateur d'impulsions
 - Allumeurs
 - Periodometre
 - Relais statique de fréquence
 - Fréquence metre
 - L'amplificateur de vitesse
 - Fonctionnement descente crochet à vide .

CONCLUSION

INTRODUCTION

Les équipements de remontées mécaniques constituent un domaine restreint, mais fort intéressant. La vitesse variable est obtenue en faisant appel à des moteurs électriques de toutes sortes et les automatismes s'y développent grâce au développement de l'électronique de puissance.

Les solutions mécaniques et hydrauliques laissent de plus en plus la place à l'électricité.

A l'heure actuelle, les moteurs à courant continu qui sont par nature des machines à vitesse variable sont les plus utilisés. Cependant et grâce au développement constant de l'électronique de puissance, les moteurs à courant alternatif sont maintenant en mesure de pénétrer les secteurs qui sont interdits aux moteurs à courant continu.

L'objet de notre étude est :

commande électronique de vitesse d'un
moteur asynchrone pour engins de levage

I Généralités

1. Les engins de levage

Les engins de levage sont des appareils que l'on utilise pour déplacer des charges dans les trois directions de l'espace

Pour pouvoir atteindre un point quelconque de l'espace, il faudrait la combinaison de ces différents mouvements :

- Mouvement de levage : variation d'altitude de la charge.
- Mouvements horizontaux.

Ces appareils se classent en trois genres différents :

- Ponts roulants.
- Portiques.
- Grues.

1.1 Les ponts roulants

Ce sont des engins utilisés principalement à l'intérieur des bâtiments dont l'ossature supporte des rails

1.2 Les portiques

Ce sont des ponts possédant des pieds ou paliers qui permettent de placer au sol les rails de roulement. Les mouvements horizontaux sont généralement : la direction du chariot treuil et la translation du portique. Les portiques sont souvent des becs permettant la circulation du chariot au delà des paliers.

1.3. Les grues

Le caractère principal des grues est que l'un des mouvements horizontaux est une rotation par rapport à l'axe vertical.

Pour permettre la translation, la grue est souvent placée sur un portique roulant sur des rails.

2. Dispositifs d'entraînement.

Pour les engins de levage, les temps de marche sont suivis de temps d'arrêt, puis la marche reprend souvent en sens inverse. C'est ainsi que lorsqu'on déplace une charge d'un endroit à un autre, l'opération nécessite un mouvement de levage, un mouvement d'orientation puis un mouvement de descente de la charge.

Les problèmes rencontrés sur ce genre d'appareils sont souvent des problèmes de levage.

2.1 Moteurs à courant alternatif

Les moteurs à courant alternatif se classent en deux groupes principaux: les machines synchrones et les machines asynchrones.

2.1.1. Les machines synchrones.

Les machines synchrones sont basées sur l'action d'un champ tournant sur un rotor excité par du courant continu. Ces moteurs doivent tourner strictement à la vitesse du champ tournant.

2.1.2. Les machines asynchrones.

Ces machines sont basées sur l'action d'un champ tournant inducteur sur un enroulement rotorique électriquement indépendant du réseau. Si le rotor a $2p$ pôles par exemple, il engendre un champ tournant de pulsation $\Omega = \frac{\omega}{P}$ (ω étant la pulsation du réseau). Le champ tournant du rotor a la même vitesse que celui du stator mais décalé d'un certain angle par rapport à celui-ci.

2.1.3. Notion de glissement.

Dans le cas des machines d'induction, le rotor ne peut pas tourner à la vitesse du champ tournant (que l'on appelle aussi vitesse synchrone). Cette propriété découle du principe de fonctionnement même du moteur asynchrone. On dira donc que le moteur glisse par rapport au champ tournant du stator. C'est ainsi que l'on introduit la notion de glissement (g)

$$g = \frac{\text{vitesse synchrone} - \text{vitesse rotor}}{\text{vitesse synchrone}} = \frac{N_s - N}{N_s} = 1 - \frac{N}{N_s}$$

La vitesse du moteur asynchrone est donc:

$$N = N_s (1 - g)$$

$$N_s = 2\pi\Omega \cdot 60 \text{ tr/mn} = 60 \frac{2\pi\omega}{P} = 60 \frac{f}{P} \text{ tr/mn}$$

$$N = 60 \frac{f}{P} (1 - g) \text{ tr/mn}$$

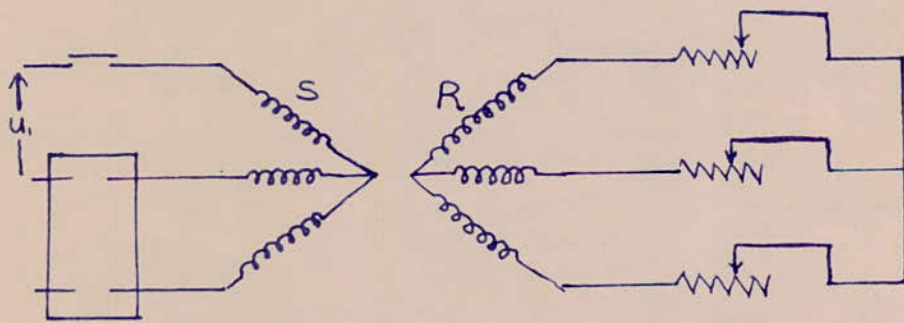
p représente ici le nombre de paires de pôles

3 - Propriété du moteur asynchrone (à rotor bobiné)

Le moteur asynchrone triphasé est devenu le moteur le plus important dans les applications industrielles, à cause de ses avantages du point de vue simplicité de construction, prix de revient bas, facilité d'entretien ainsi que pour la stabilité de vitesse. Le changement du sens de rotation s'obtient aisément en intervertissant deux phases du réseau d'alimentation.

3.1. Démarrage du moteur asynchrone.

Le moteur asynchrone est constitué d'un enroulement statorique et d'un enroulement rotorique fermé sur une résistance. Les deux enroulements sont triphasés.



considérons l'enroulement rotorique ouvert. Soit u_1 la tension à une phase du stator ; le champ tournant statorique engendre une fem E_1 telle que $E_1 \approx u_1$.

Ce même champ engendre dans le circuit rotorique une fem E_2 notons que le moteur peut être comparé à un transformateur dont le secondaire est à vide.

En principe le moteur à rotor ouvert ne peut pas démarrer. En l'absence de courant rotorique, il ne peut y avoir de couple moteur. En réalité ce moteur démarre péniblement (s'il est à vide). En effet les faibles courants de Foucault dans les totes suffisent à produire un couple capable de vaincre le faible couple résistant dû au poids du rotor.

Considérons maintenant l'enroulement fermé sur une résistance R manuellement réglable.

Le champ tournant du stator produit sur l'enroulement rotorique des forces qui donneront lieu à un couple moteur.

Sous l'effet de ce couple le rotor démarre. Au fur et à mesure qu'il accélère, le glissement diminue, il en est de même pour la fem E_2 et la fréquence F_2 du rotor. Car l'amplitude et la fréquence de cette fem E_2 sont proportionnelles au glissement. C'est ainsi que l'on aura en marche :

$$E'_2 = g E_2$$

$$F'_2 = g F_2$$

Ces deux relations sont très importantes pour la suite de notre étude. Notons que la résistance insérée dans le circuit rotorique a pour effet de faire varier la valeur du courant rotorique.

Pour soulever une charge quelconque, on aura intérêt à réaliser lors du démarrage le couple le plus élevé que le moteur fournit. On peut y arriver en majorant la résistance du circuit rotorique du moteur.

3.2. Caractéristique du couple en fonction du glissement.

L'expression générale du couple est

$$C = K u^2 R \frac{g}{R^2 + g^2 X^2} \quad \text{avec } X = L\omega$$

K est une constante caractéristique du moteur

g : le glissement

L : Self rotorique

ω : pulsation du réseau

u : la tension d'alimentation d'une phase du réseau

3.3 Les différents modes de variation de vitesse des moteurs asynchrones.

On avait vu que la vitesse du moteur d'induction était

$$N = 60 \frac{f}{P} (1 - g)$$

cette formule nous désigne trois manières de modifier la vitesse.

- Par variation du nombre de pôle.
- Par variation de la fréquence du réseau.
- Par action sur le glissement.

Notre étude se limitera au dernier cas.

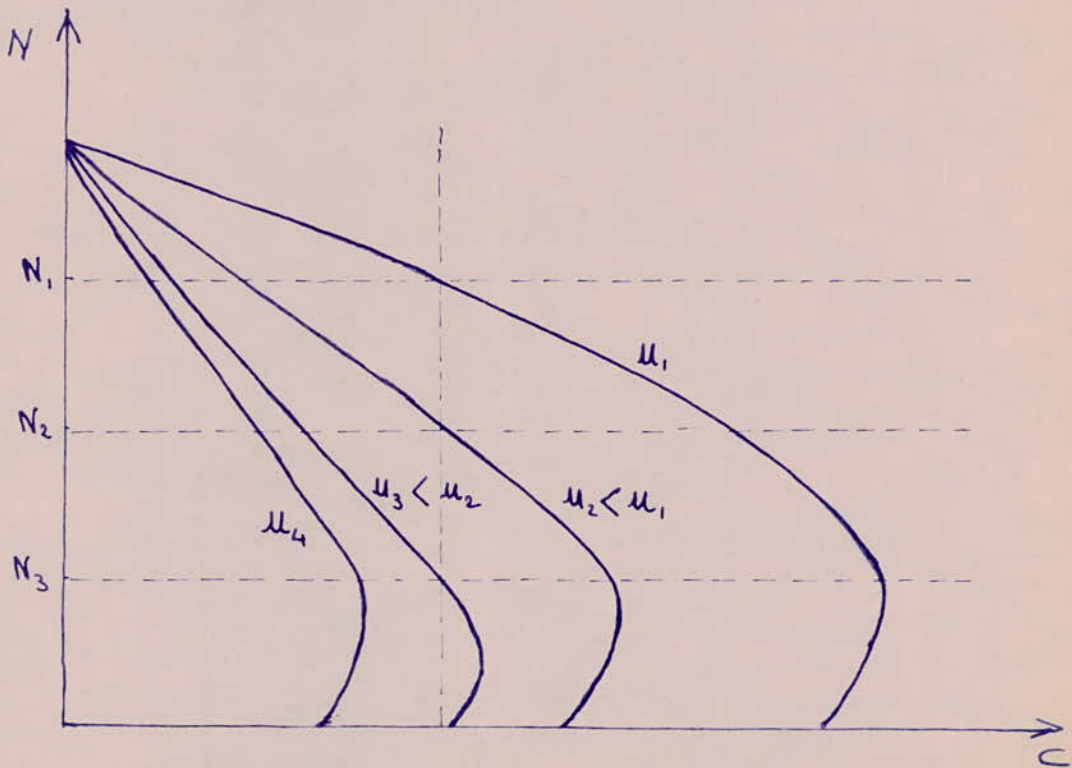
3.4 Variation de la vitesse par action sur le glissement.

En maintenant la fréquence statorique constante, deux moyens nous permettent de faire varier le glissement

- Variation de la tension statorique
- Variation de la résistance rotorique.

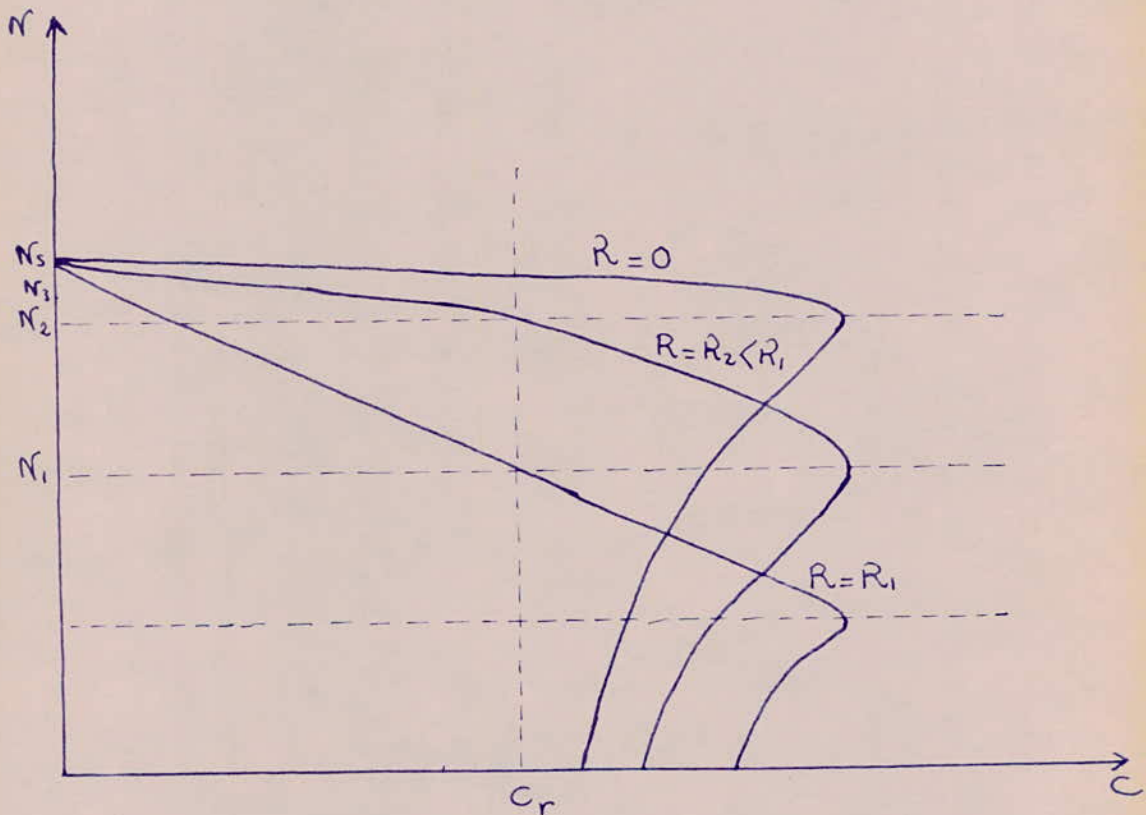
3-4-1 Variation de la tension statologique.

considérons le cas d'un moteur fermé sur une résistance rotorique constante. Supposons que ce moteur ait à vaincre un couple résistant C_r . Si l'on réduit progressivement la tension d'alimentation de u_1 à u_2 , la vitesse décroît de façon continue. On peut continuer à diminuer la tension d'alimentation jusqu'au voisinage de la vitesse N_3 . La vitesse N_3 ne peut jamais être atteinte pour une tension d'alimentation u_4 , car ce point correspond à une instabilité; le moteur calera car son couple maximal est toujours inférieur à C_r . La figure suivante représente la caractéristique couple-vitesse pour différentes valeurs de la tension d'alimentation.



3.4.2. Variation de la résistance rotorique R .

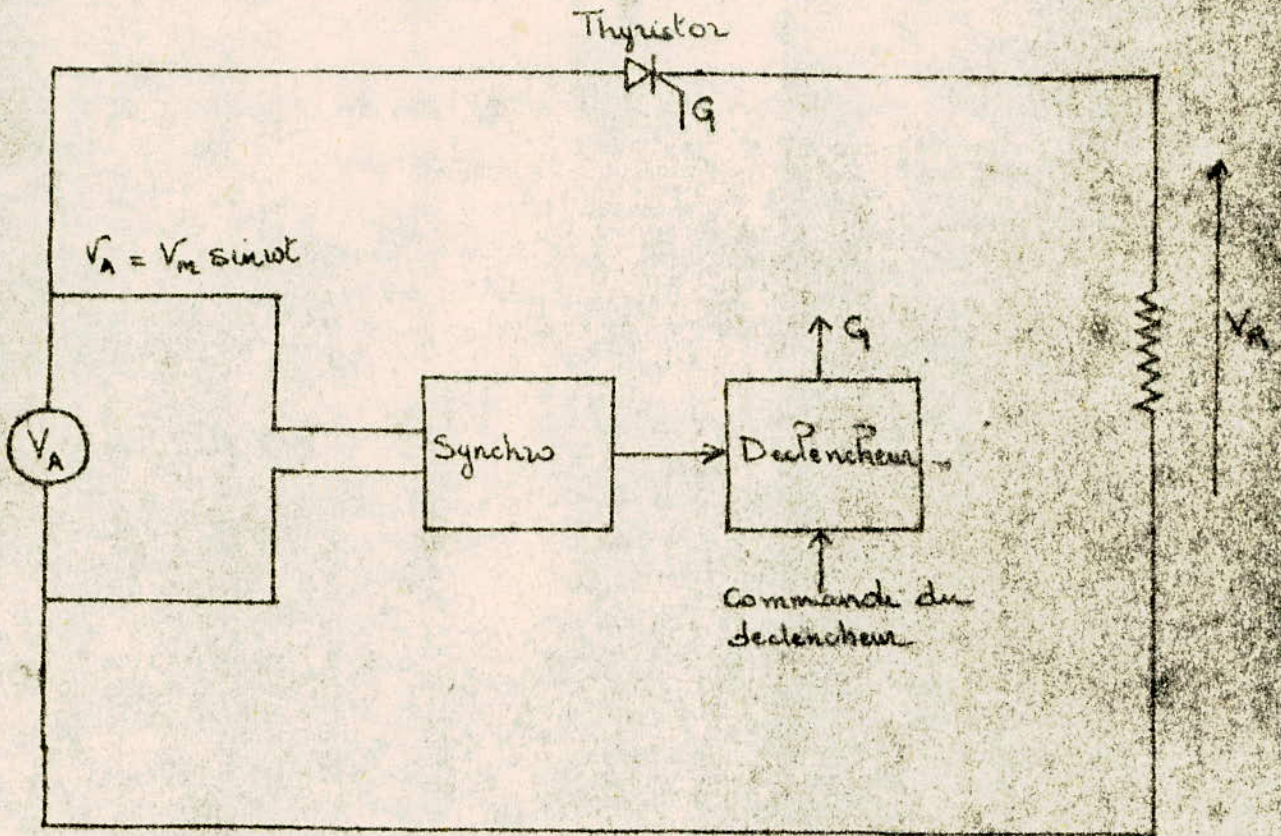
On maintient la tension d'alimentation à une valeur constante.
Pour une résistance $R = R_1$, la vitesse s'établira à N_1 pour un couple résistant C_r , si l'on diminue progressivement la résistance R , la vitesse augmentera de façon continue.



On voit donc qu'en combinant plusieurs valeurs de R et de u , il est possible de couvrir une plage de variation très importante.

4 - Dispositif de variation de la tension statorique.

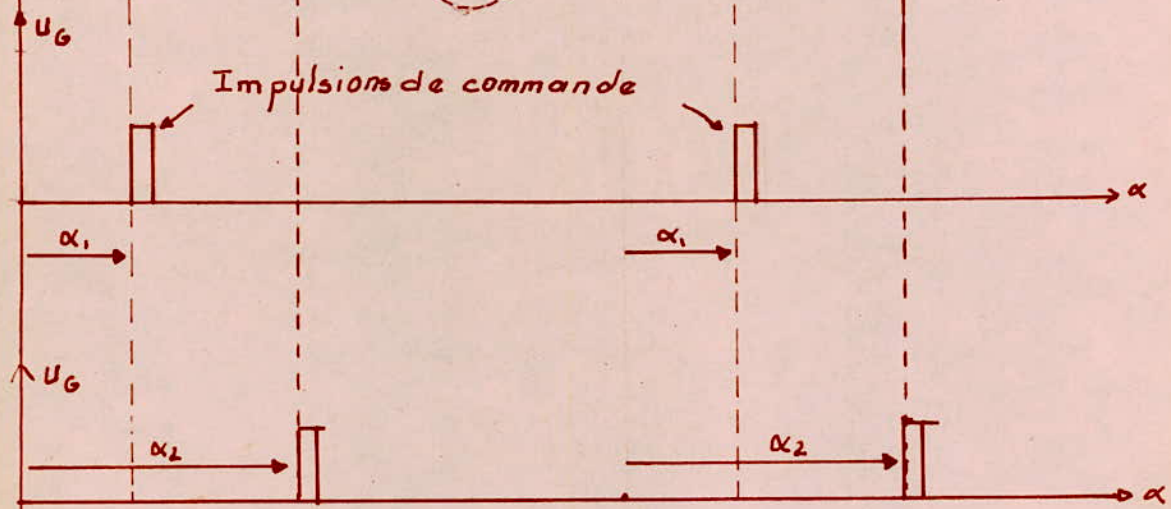
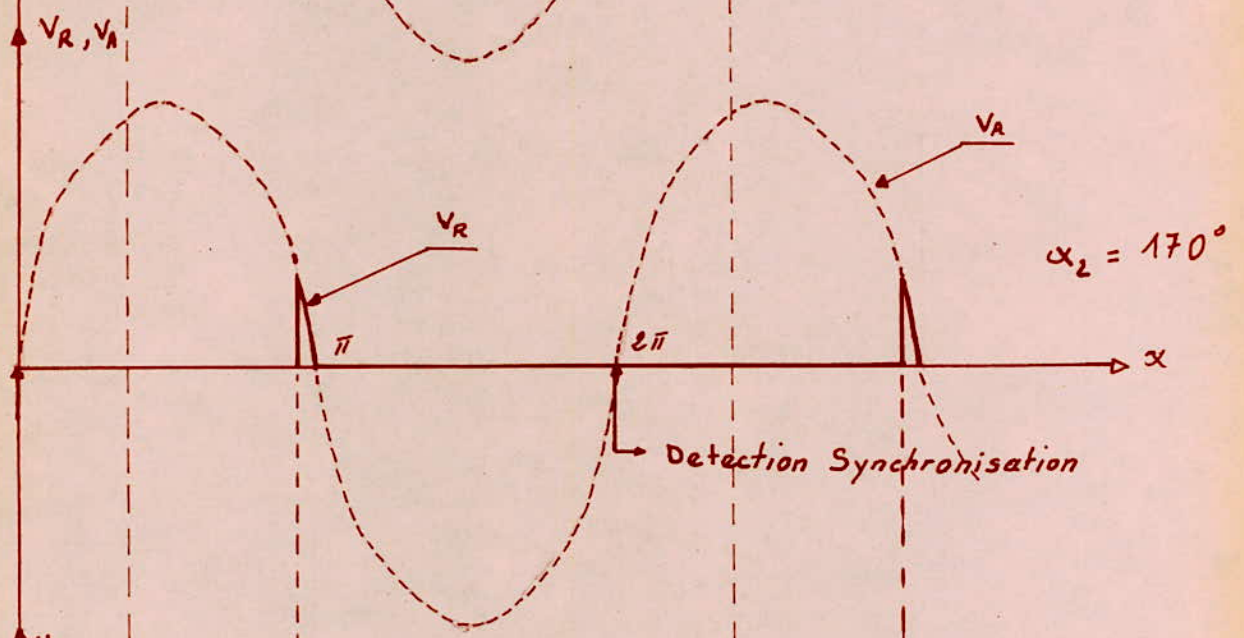
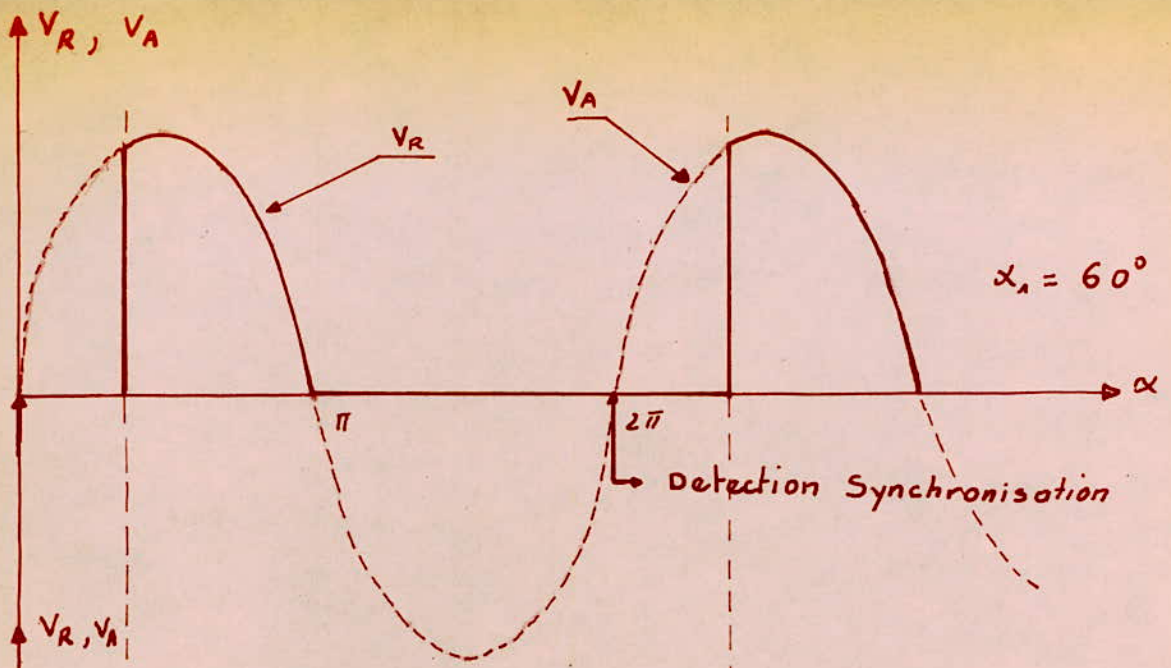
Nous allons montrer par un schéma simple comment peut se faire la variation de la tension aux bornes d'une charge alimentée par une tension monophasée.



Rappelons qu'un thyristor est pratiquement une diode dont on peut déclencher la conduction par un dispositif pouvant fournir des impulsions à un moment déterminé (variable) sur son électrode de commande. Ces impulsions doivent être positives par rapport à la cathode. Son extinction n'est obtenue que lorsque sa tension d'anode est inférieure ou égale à sa tension de cathode.

Un dispositif de synchronisation détectera l'instant où la tension V_A deviendra positive. A partir de ce moment le déclencheur est prêt à délivrer l'impulsion de commande.

Les figures suivantes nous montrent que l'on peut régler à volonté la valeur de la tension aux bornes de la charge et ce en agissant sur l'angle de retard à l'amorçage.



Forme de la tension V_R pour deux valeurs différentes de α

4-1 Tension moyenne redressée.

$$V_{r \text{ moy}} = \frac{V_m}{2\pi} \int_{\alpha}^{\pi} \sin x \, dx = \frac{V_m}{2\pi} (1 + \cos \alpha)$$

$$V_{r \text{ moy}} = V_{r0} \left(\frac{1 + \cos \alpha}{2} \right) \quad \text{en posant } \alpha = 0 \quad V_{r0} = \frac{V_m}{\pi}$$

4-2 Tension efficace redressée.

$$V_{r \text{ eff}}^2 = \frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{\pi} V_m^2 \sin^2 x \, dx = \frac{V_m^2}{2\pi} \int_{\alpha}^{\pi} \frac{1 - \cos 2x}{2} \, dx$$

$$V_{r \text{ eff}}^2 = \frac{V_m^2}{2\pi} \left(\frac{x}{2} - \frac{\sin 2x}{4} \right) \Big|_{\alpha}^{\pi} = \frac{V_m^2}{2\pi} \left(\frac{\pi}{2} - \frac{\alpha}{2} + \frac{\sin 2\alpha}{4} \right)$$

$$= \frac{V_m^2}{4} \left(1 - \frac{2\alpha - \sin 2\alpha}{2\pi} \right) = \frac{V^2}{2} \left(1 - \frac{2\alpha - \sin 2\alpha}{2\pi} \right)$$

$$V_{r \text{ eff}} = \frac{V}{\sqrt{2}} \sqrt{1 - \frac{2\alpha - \sin 2\alpha}{2\pi}}$$

$$V_{r \text{ eff}} = V_{r0 \text{ eff}} \sqrt{1 - \frac{2\alpha - \sin 2\alpha}{2\pi}}$$

II Etude du variateur de vitesse (Le rotovar)

Principe de fonctionnement au levage.

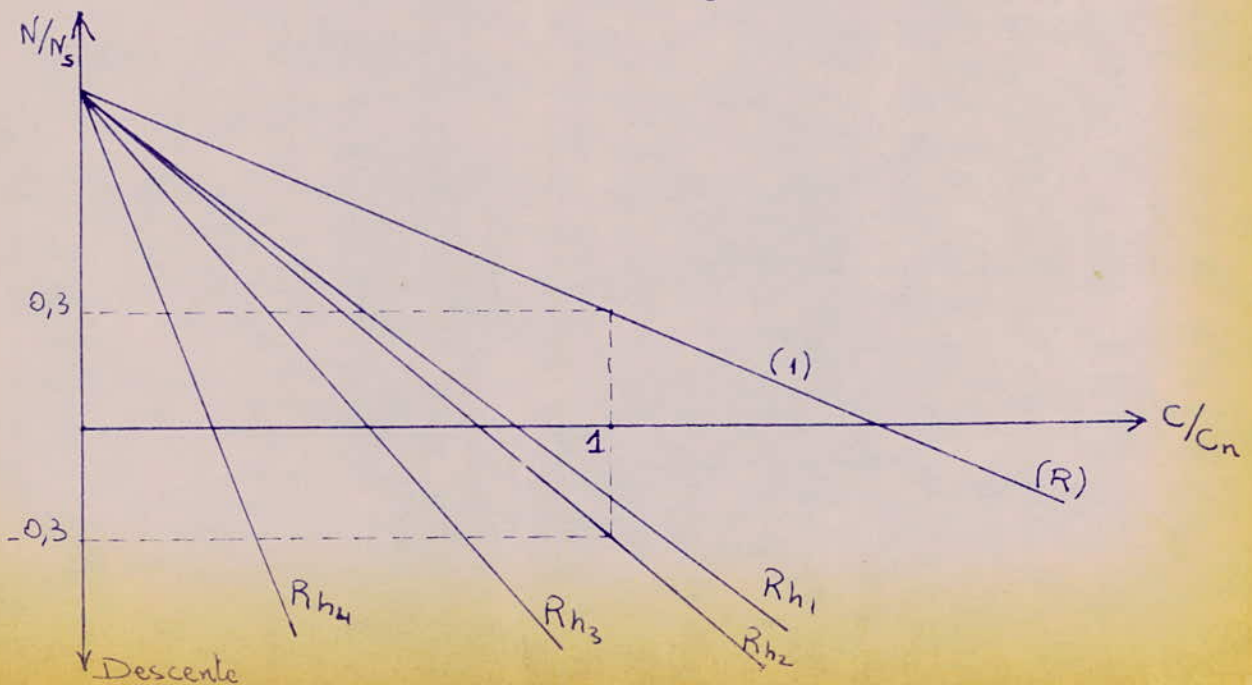
Remarquons qu'au mouvement de levage le réglage de vitesse n'est bien souvent utile qu'aux très faibles valeurs (pour poser ou soulever doucement une charge) de manière à réaliser un positionnement précis.

Afin de pouvoir contrôler l'approche des charges sur le plan de pose, avec le moins de pertes de temps possible, il convient donc de fixer la plage de réglage de vitesse.

Cette plage de réglage de vitesse a été fixée entre les limites de 30% de la vitesse maximale de part et d'autre du colage.

Il convient donc d'utiliser une commande électronique capable de fonctionner à fréquence variable dans la bande de réglage choisie.

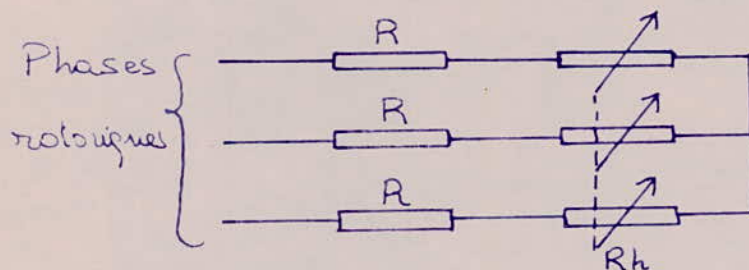
1.1 Principe de fonctionnement au levage



La caractéristique (1) correspondant à la résistance rotorique R nous montre que :

- Si le couple résistant était égal à $1,4 C_n$ le rotor resterait immobile
- Pour la même résistance rotorique ; si le couple antagoniste était compris entre C_n et $1,4 C_n$ le rotor tournerait à une vitesse comprise entre 0 et $0,3 N_s$.
- Si le couple résistant était inférieur à C_n , la vitesse du rotor serait supérieure à $0,3 N_s$
- Si le couple résistant était supérieur à $1,4 C_n$, sous l'effet de ce couple le rotor tournerait dans l'autre sens correspondant à la descente.

1.2 Réglage de la vitesse au moyen d'un Rheostat



Supposons que le couple résistant soit constant et est égal au couple nominal du moteur. Les caractéristiques couple - vitesse de la figure nous montrent que l'on peut régler de manière continue la vitesse du rotor en agissant sur la valeur de la résistance du Rheostat. La résistance R serait donc choisie de manière à ce que la vitesse

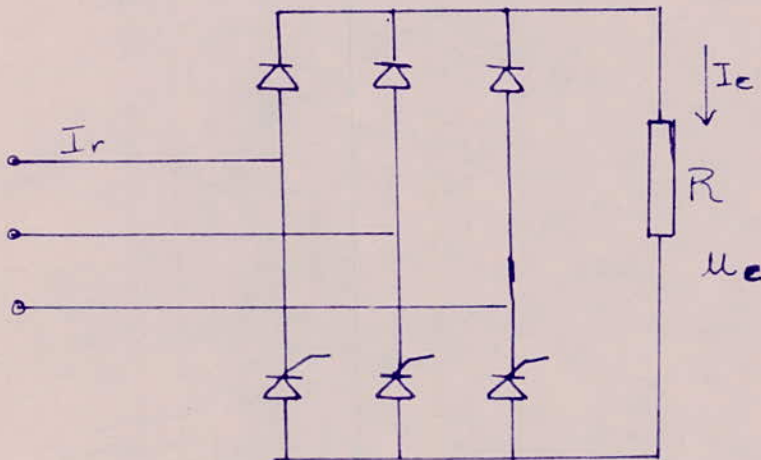
du rotor puisse s'établir à $0,3 N_s$ lorsque le rhéostat est court-circuité.

Si l'on remplace le rhéostat triphasé par un dispositif à semi-conducteurs voir par un pont de Graetz, le courant rotorique ne serait plus modifié par la valeur de la résistance du rhéostat mais par l'angle de conduction des thyristors.

1.3. Variation du courant rotorique par pont de Graetz.

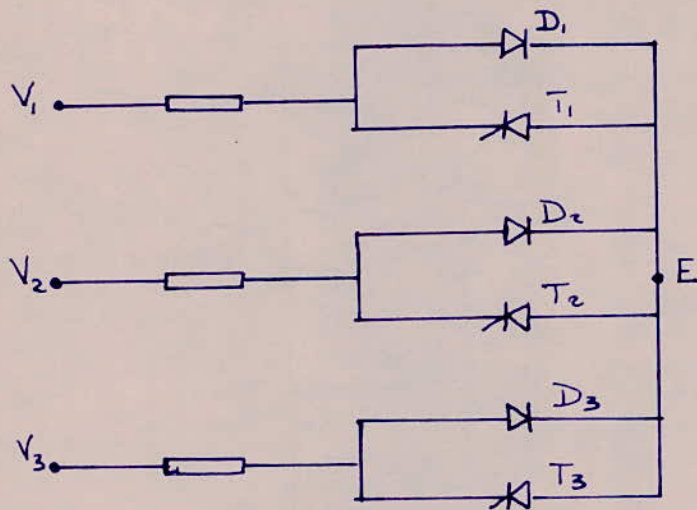
Nous avons vu au paragraphe comment il est possible de faire varier la tension aux bornes d'une charge pour une alimentation monophasée. Remarquons que le même dispositif nous permet aussi de faire varier le courant aux bornes de cette charge.

Pour une alimentation triphasée on utilisera le pont de Graetz mixte (3 thyristors 3 diodes).



des thyristors permettent ici de faire varier la tension redressée U_c aux bornes de la charge et par le même courant I_c donc I_r .
 Pour l'application qui nous intéresse, il est préférable de répartir la résistance de charge dans les trois phases. Cette résistance sera déterminée de manière à ce qu'elle serve au démarrage ou en fonctionnement en grande vitesse du moteur en cas de panne ou de saturation des thyristors.

Le pont de puissance (pont de Graetz) sera donc court-circuité du côté continu, ce qui revient au schéma ci-dessous et crée ainsi toute tension inverse aux bornes des thyristors



$$V_1 = V_m \sin \omega t$$

$$V_2 = V_m \sin \left(\omega t - \frac{2\pi}{3} \right)$$

$$V_3 = V_m \sin \left(\omega t - \frac{4\pi}{3} \right)$$

Pour commander le passage du courant, il suffit d'envoyer les impulsions de commande sur chacun des thyristors.

La commande de T_1 (par exemple) peut se faire à partir du moment où l'anode de T_1 devient positive par rapport à sa cathode. On voit sur les figures suivantes que le déplacement de l'instant d'allumage du thyristor se fait sur 210° (électrique) alors que la conduction maximale du thyristor ne peut se faire sur plus de 180° .

Les figures représentent l'allure du courant qui circule dans la phase 1; pour différents angles de retard à l'amorçage α .

Pour la figure 1 :

$$\alpha = 120^\circ \quad \theta = 90^\circ$$

T_1 et D_3 conduisent

$$i_1 = \frac{V_m}{R} \frac{\sqrt{3}}{4} (\sqrt{3} \sin \omega t - \cos \omega t) = \frac{V_m}{R} \frac{\sqrt{3}}{2} \sin \left(\omega t - \frac{\pi}{6} \right)$$

D_1 et T_2 conduisent

$$i_2 = \frac{V_m}{R} \frac{\sqrt{3}}{4} (\sqrt{3} \sin \omega t + \cos \omega t) = \frac{V_m}{R} \frac{\sqrt{3}}{2} \sin \left(\omega t + \frac{\pi}{6} \right)$$

Le courant est nul ailleurs.

Pour la figure 2.

$$\alpha = 90^\circ \quad \theta = 120^\circ$$

T_1, D_2, D_3 conduisent

$$i_1 = \frac{V_m}{R} \sin \omega t$$

T_1, D_3 conduisent

$$i_2 = \frac{V_m}{R} \frac{\sqrt{3}}{4} (\sqrt{3} \sin \omega t - \cos \omega t)$$

D_1, T_2, D_3 conduisent

$$i_3 = \frac{V_m}{R} \sin \omega t$$

D_1, T_2 conduisent

$$i_4 = \frac{V_m}{R} \frac{\sqrt{3}}{4} (\sqrt{3} \sin \omega t + \cos \omega t)$$

D_1, D_2, T_3 conduisent

$$i_5 = \frac{V_m}{R} \sin \omega t$$

Pour la figure 3

$$\alpha = 30^\circ \quad \theta \approx 150^\circ$$

$T_1, D_2, (T_3 \text{ ou } D_3)$ conduisent

$$\frac{\pi}{6} \leq \omega t \leq \frac{2\pi}{3} \quad i_1 = \frac{V_m}{R} \sin \omega t$$

T_1 et D_3 conduisent

$$\begin{aligned} \frac{2\pi}{3} \leq \omega t \leq \frac{5\pi}{6} \quad i_2 &= \frac{V_m}{R} \frac{\sqrt{3}}{4} (\sqrt{3} \sin \omega t - \cos \omega t) \\ &= \frac{V_m}{R} \frac{\sqrt{3}}{2} \sin \left(\omega t - \frac{\pi}{6} \right) \end{aligned}$$

$D_3, T_2, (D_1 \text{ ou } T_1)$ conduisent

$$\frac{5\pi}{6} \leq \omega t \leq \frac{4\pi}{3} \quad i_3 = \frac{V_m}{R} \sin \omega t$$

D_1 et T_2 conduisent

$$\frac{4\pi}{3} \leq \omega t \leq \frac{3\pi}{2} \quad i_4 = \frac{V_m}{R} \frac{\sqrt{3}}{4} (\sqrt{3} \sin \omega t + \cos \omega t) = \frac{V_m}{R} \frac{\sqrt{3}}{2} \sin \left(\omega t + \frac{\pi}{6} \right)$$

$D_1, T_3, (D_2 \text{ ou } T_2)$ conduisent

$$\frac{3\pi}{2} \leq \omega t \leq 2\pi \quad i_B = \frac{V_m}{R} \sin \omega t$$

Pour la figure 4.

On peut négliger les petits pics et dire que le signal est presque sinusoïdal.

$$I_r \approx \frac{V_m}{R} \sin \omega t \quad \text{pour } 0 \leq \omega t \leq 2\pi.$$

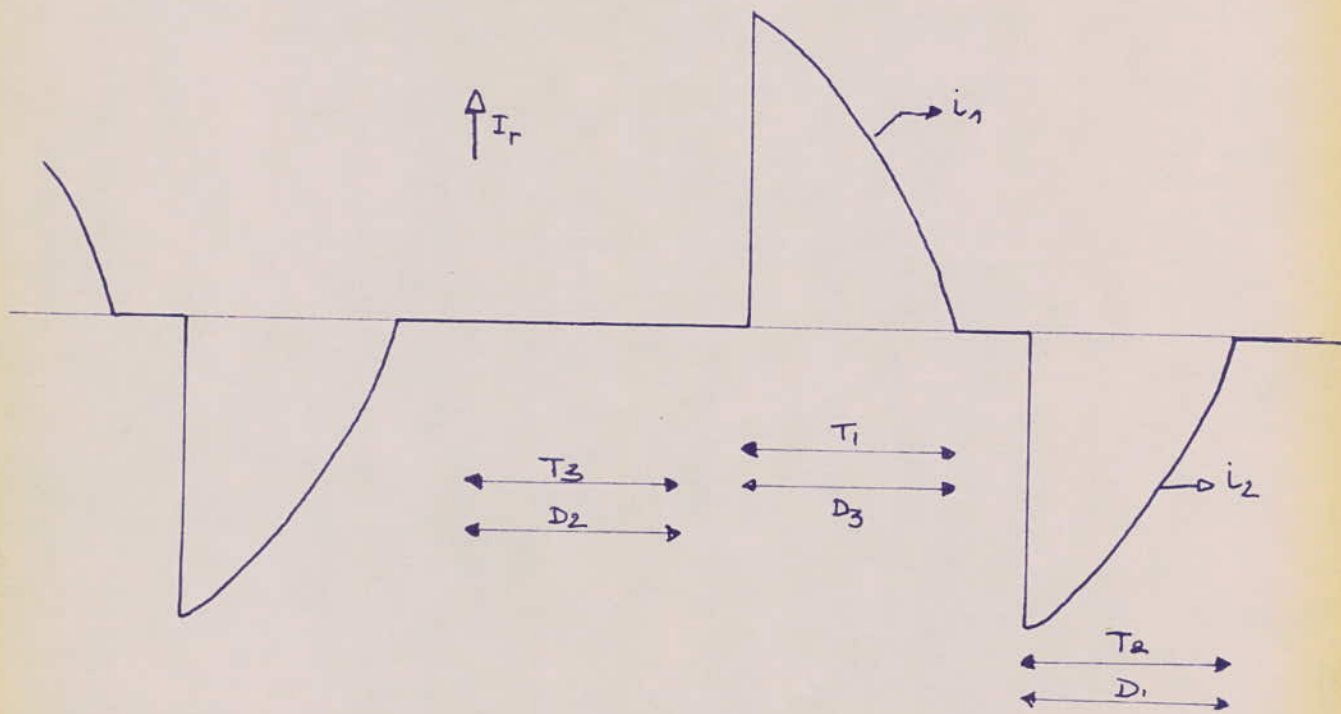
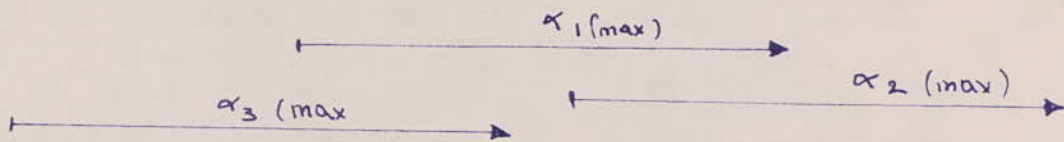
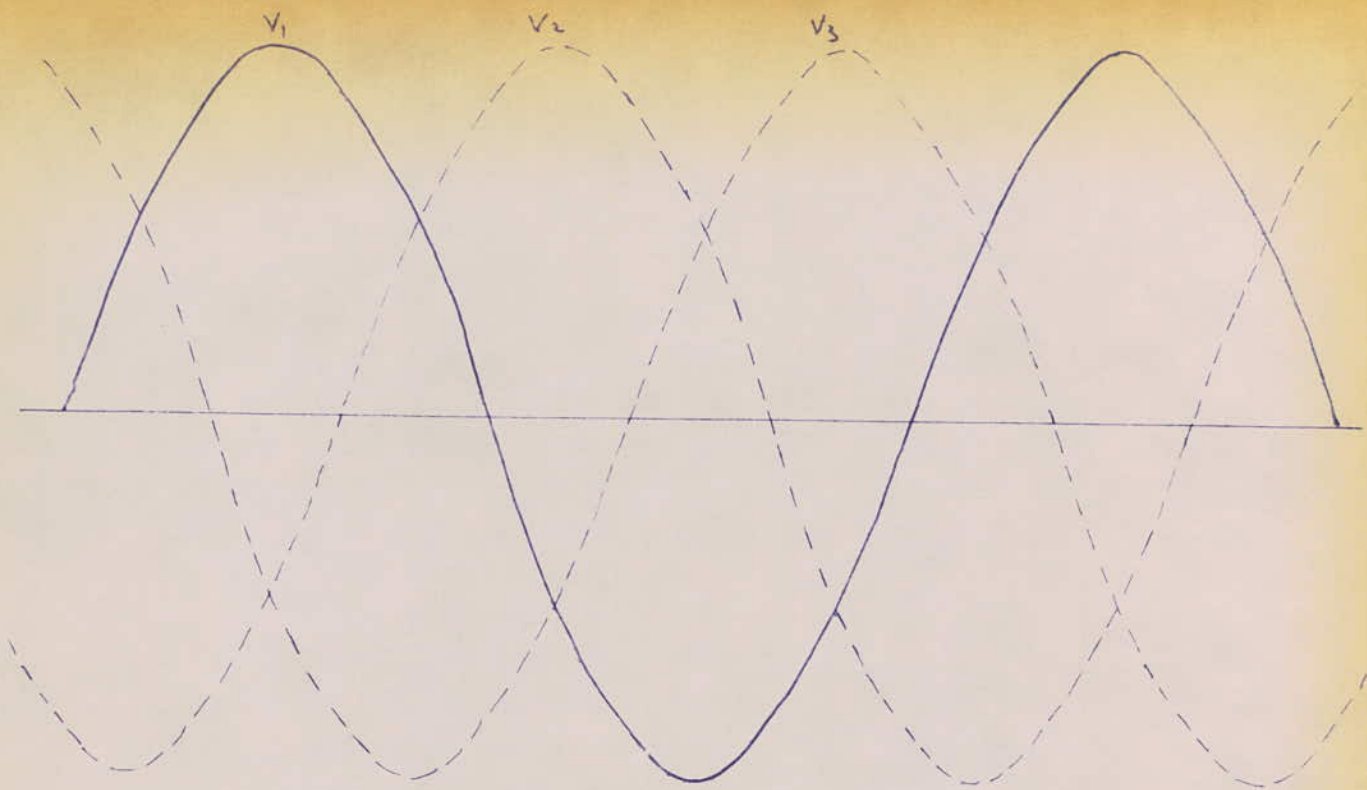


fig 1

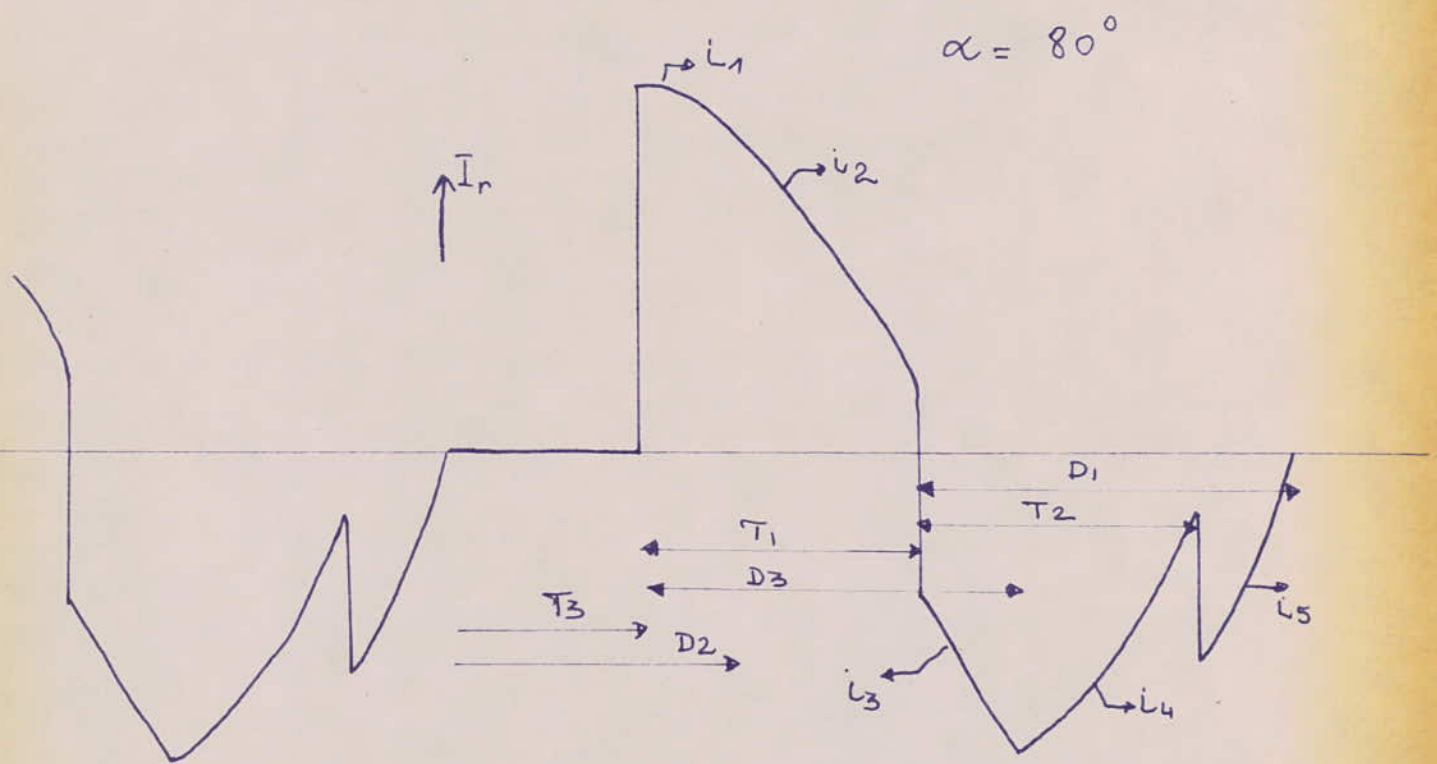
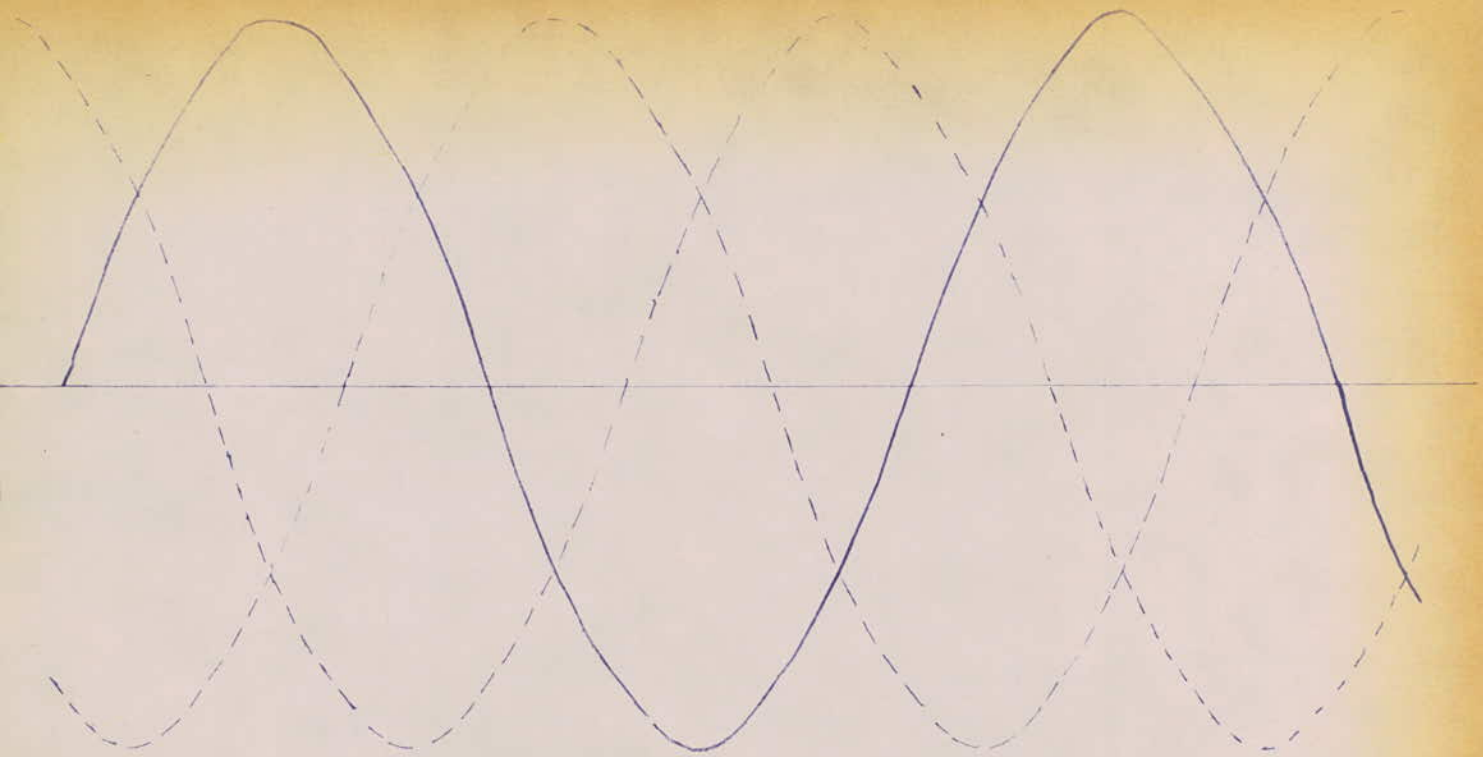
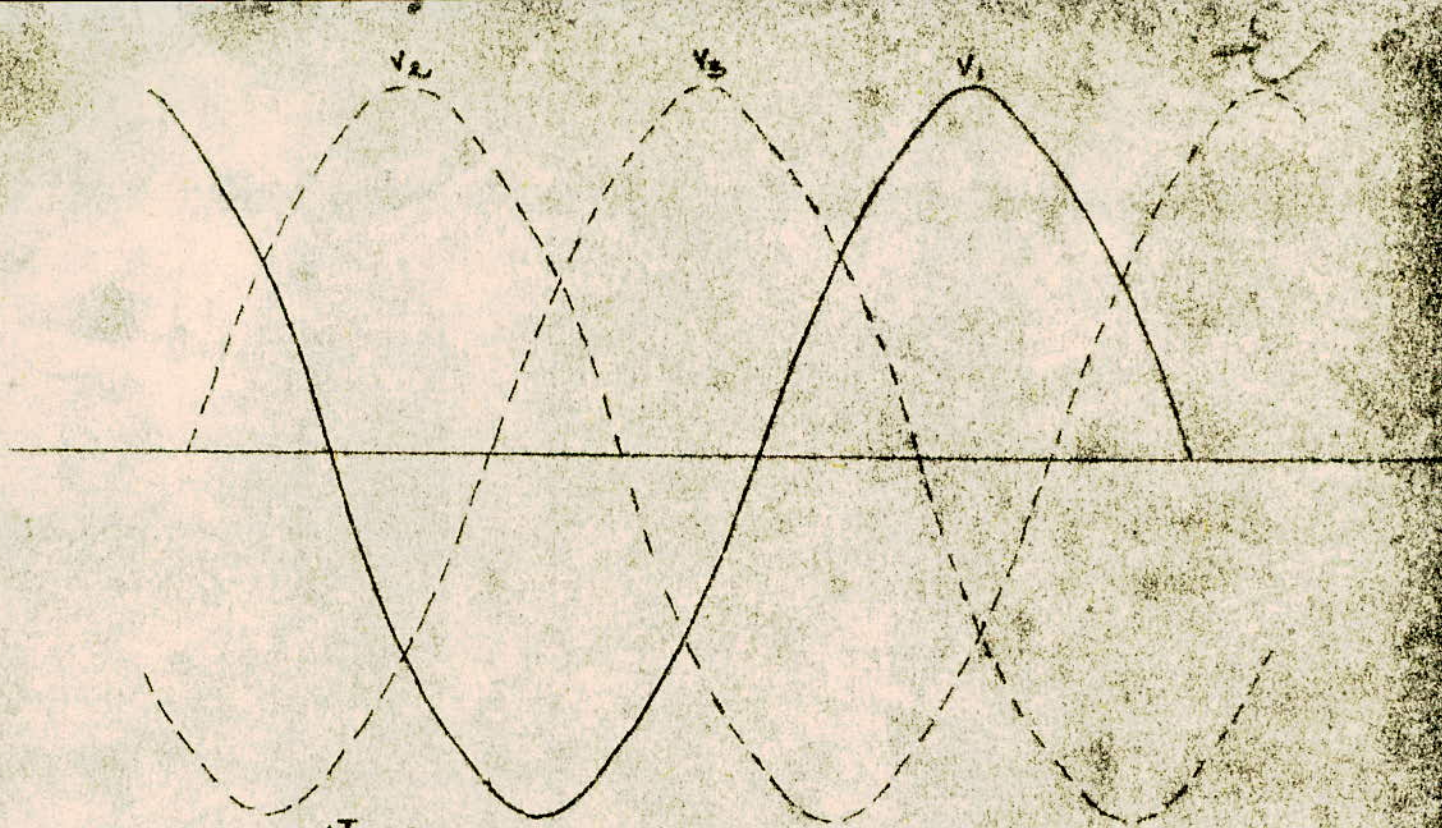


fig 2.



ΔI_r
 $\alpha = 30^\circ$

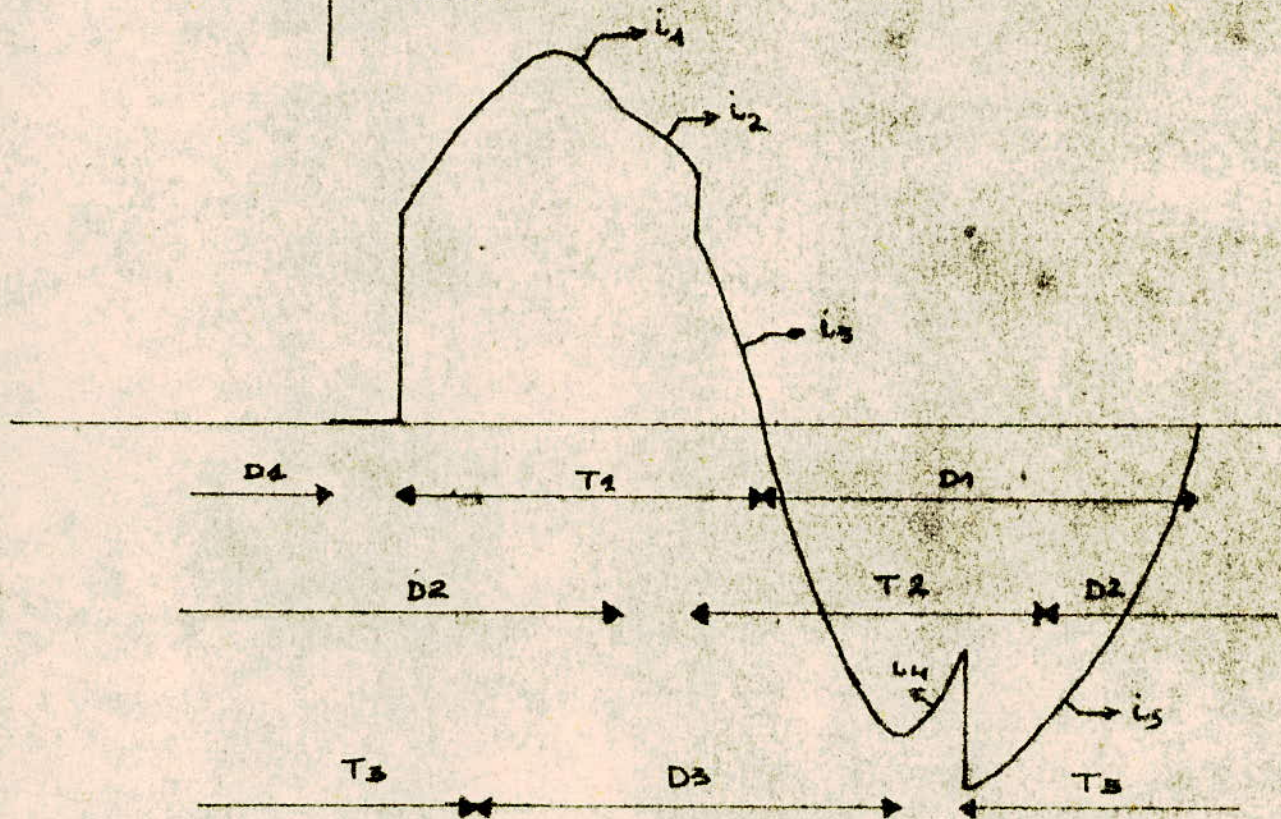


fig 3

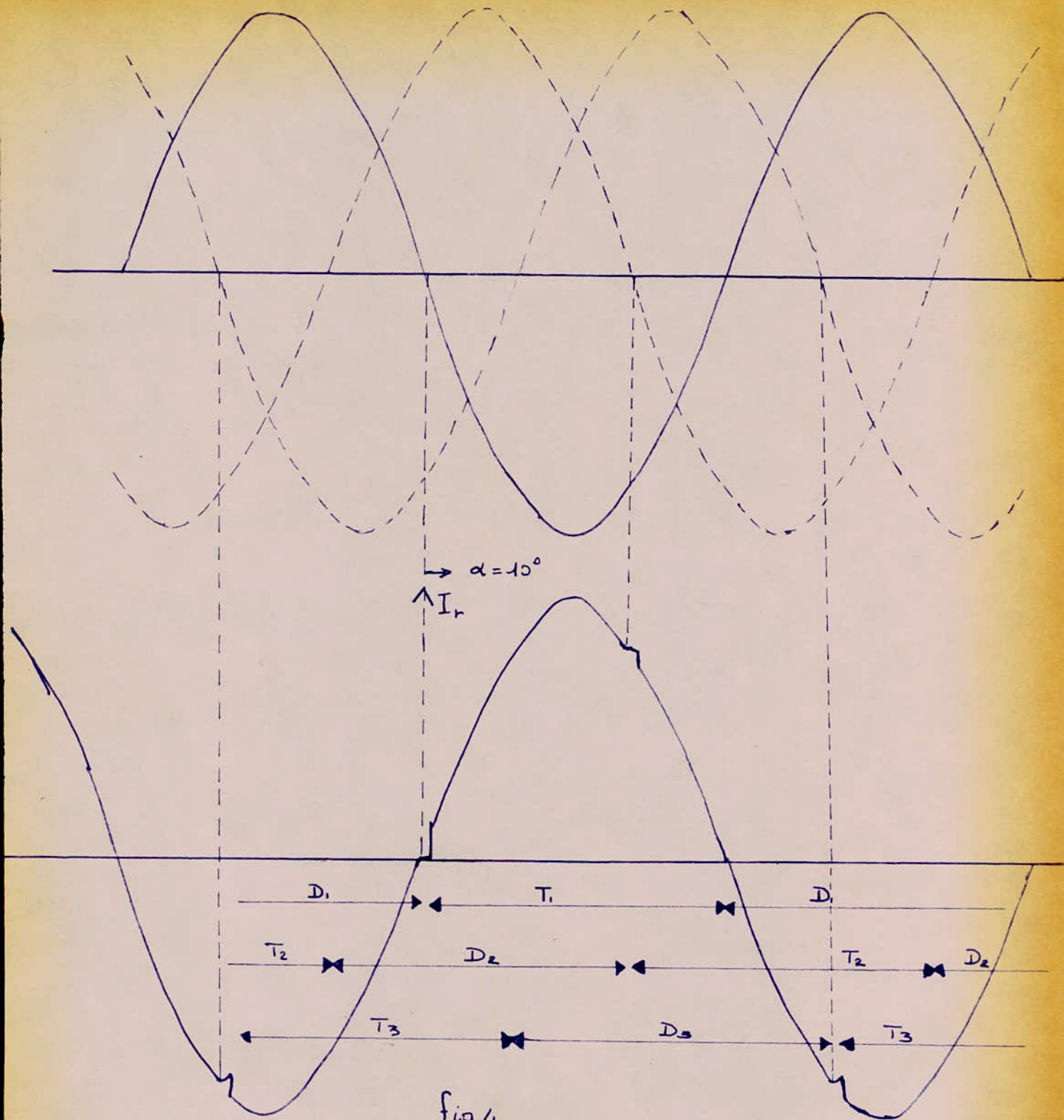


fig 4

1.3.2. Calcul du courant efficace

Nous allons essayer de montrer comment varie le courant efficace parcourant une phase du pont de puissance utilisée.

Pour les cas de figures précédentes, le courant efficace sera :

1) Cas où $\alpha = 2\pi/3$ (fig 1) on pose $\omega t = x$

$$I_{1\text{eff}}^2 = \frac{1}{2\pi} \int_{\frac{2\pi}{3}}^{\frac{7\pi}{6}} \left(\frac{V_m}{R} \frac{\sqrt{3}}{2} \right)^2 \sin^2 \left(x - \frac{\pi}{6} \right) dx$$

$$= \frac{1}{2\pi} \left(\frac{V_m}{R} \frac{\sqrt{3}}{2} \right)^2 \left\{ \frac{\pi}{4} - \frac{1}{4} \sin \left(2x - \frac{\pi}{3} \right) \right\} \Bigg|_{\frac{2\pi}{3}}^{\frac{7\pi}{6}}$$

$$= \left(\frac{V_m}{R} \frac{\sqrt{3}}{2} \right)^2 \left\{ \frac{1}{8} \right\} = \frac{1}{2} \left(\frac{V_m}{R} \frac{\sqrt{3}}{4} \right)^2$$

$$I_{2\text{eff}}^2 = \frac{1}{2\pi} \int_{\frac{4\pi}{3}}^{\frac{11\pi}{6}} \left(\frac{V_m}{R} \frac{\sqrt{3}}{2} \right)^2 \sin^2 \left(x + \frac{\pi}{6} \right) dx = \frac{1}{8} \left(\frac{V_m}{R} \frac{\sqrt{3}}{2} \right)^2$$

$$= \frac{1}{2} \left(\frac{V_m}{R} \frac{\sqrt{3}}{4} \right)^2$$

$$I_{\text{eff}}^2 = \left(\frac{V_m}{R} \frac{\sqrt{3}}{4} \right)^2 \Rightarrow I_{\text{eff}} = \frac{V_m}{R} \frac{\sqrt{3}}{4}$$

Si l'on appelle u_m la tension maximale composée et u_r la tension efficace composée on aura :

$$V_m = \frac{u_m}{\sqrt{3}} = \frac{u_r \sqrt{2}}{\sqrt{3}} \Rightarrow I_{\text{eff}} = \frac{u_r \sqrt{2}}{R \sqrt{3}} \frac{\sqrt{3}}{4} = \frac{u_r \sqrt{2}}{4R}$$

2) Cas où $\alpha = \frac{4\pi}{9}$ (fig 2)

$$I_{1\text{eff}}^2 = \frac{1}{2\pi} \left(\frac{V_m}{R} \right)^2 \int_{\frac{4\pi}{9}}^{\frac{2\pi}{3}} \sin^2 x dx = \frac{1}{2\pi} \left(\frac{V_m}{R} \right)^2 \left[\frac{\pi}{9} + 0,3 \right]$$

$$I_{1\text{eff}}^2 = \left(\frac{V_m}{R}\right)^2 0,194$$

$$I_{2\text{eff}}^2 = \frac{1}{2\pi} \left(\frac{V_m}{R} \cdot \frac{\sqrt{3}}{2}\right)^2 \int_{\frac{2\pi}{3}}^{\frac{5\pi}{6}} \sin^2\left(x - \frac{\pi}{6}\right) dx$$

$$= 0,076 \left(\frac{V_m}{R} \cdot \frac{\sqrt{3}}{2}\right)^2$$

$$I_{3\text{eff}}^2 = \frac{1}{2\pi} \left(\frac{V_m}{R}\right)^2 \int_{\frac{5\pi}{6}}^{\frac{4\pi}{3}} \sin^2 x dx = 0,056 \left(\frac{V_m}{R}\right)^2$$

$$I_{4\text{eff}}^2 = \frac{1}{2\pi} \left(\frac{V_m}{R} \cdot \frac{\sqrt{3}}{2}\right)^2 \int_{\frac{4\pi}{3}}^{\frac{3\pi}{2}} \sin^2\left(x + \frac{\pi}{6}\right) dx$$

$$= 0,076 \left(\frac{V_m}{R} \cdot \frac{\sqrt{3}}{2}\right)^2$$

$$I_{5\text{eff}}^2 = \frac{1}{2\pi} \left(\frac{V_m}{R}\right)^2 \int_{\frac{3\pi}{2}}^{2\pi} \sin^2 x dx = 0,125 \left(\frac{V_m}{R}\right)^2$$

$$I_{\text{eff}}^2 = \left(\frac{V_m}{R}\right)^2 \left[0,194 + 0,125 + 0,056\right] + \left(\frac{V_m}{R} \cdot \frac{\sqrt{3}}{2}\right)^2 (0,076 \cdot 2)$$

$$= \left(\frac{V_m}{R}\right)^2 0,375 + 0,152 \left(\frac{V_m}{R} \cdot \frac{\sqrt{3}}{2}\right)^2 \approx 0,49 \left(\frac{V_m}{R}\right)^2$$

$$I_{\text{eff}} = 0,7 \frac{V_m}{R}$$

4) Cas où $\alpha = 0^\circ$

Dans ce cas le courant dans la phase 1 est presque sinusoïdal et le courant efficace serait donc

$$I_{\text{eff}}^2 = \frac{1}{2\pi} \left(\frac{V_m}{R} \right)^2 \int_0^{2\pi} \sin^2 x \, dx$$

$$= \frac{1}{2\pi} \left(\frac{V_m}{R} \right)^2 \left[\frac{x}{2} - \frac{1}{4} (\sin 2x) \right]_0^{2\pi}$$

$$I_{\text{eff}}^2 = \frac{1}{2\pi} \left(\frac{V_m}{R} \right)^2 \cdot \pi = \frac{1}{2} \left(\frac{V_m}{R} \right)^2$$

$$I_{\text{eff}} = \frac{V_m}{R\sqrt{2}} = \frac{U_r \sqrt{2}}{\sqrt{3} \cdot \sqrt{2} \cdot R} = \frac{U_r}{R\sqrt{3}} = I_0$$

En prenant comme courant efficace de référence, le courant I_0 correspondant en la conduction maximale des thyristors, on pourrait exprimer les courants efficaces calculés en fonction de I_0 . C'est ainsi que :

$$I \approx 0,61 I_0 \quad \text{pour la figure 1.}$$

$$I \approx 0,84 I_0 \quad \text{pour la figure 2}$$

$$I \approx 0,98 I_0 \quad \text{pour la figure 3}$$

$$I \approx 0 \quad \text{pour } \alpha = 120^\circ$$

L'évolution de l'intensité efficace est représentée sur la figure suivante (fig 5)

Elle n'est valable que pour une tension d'alimentation, du pont de puissance, constante c'est à dire à glissement du moteur constant.

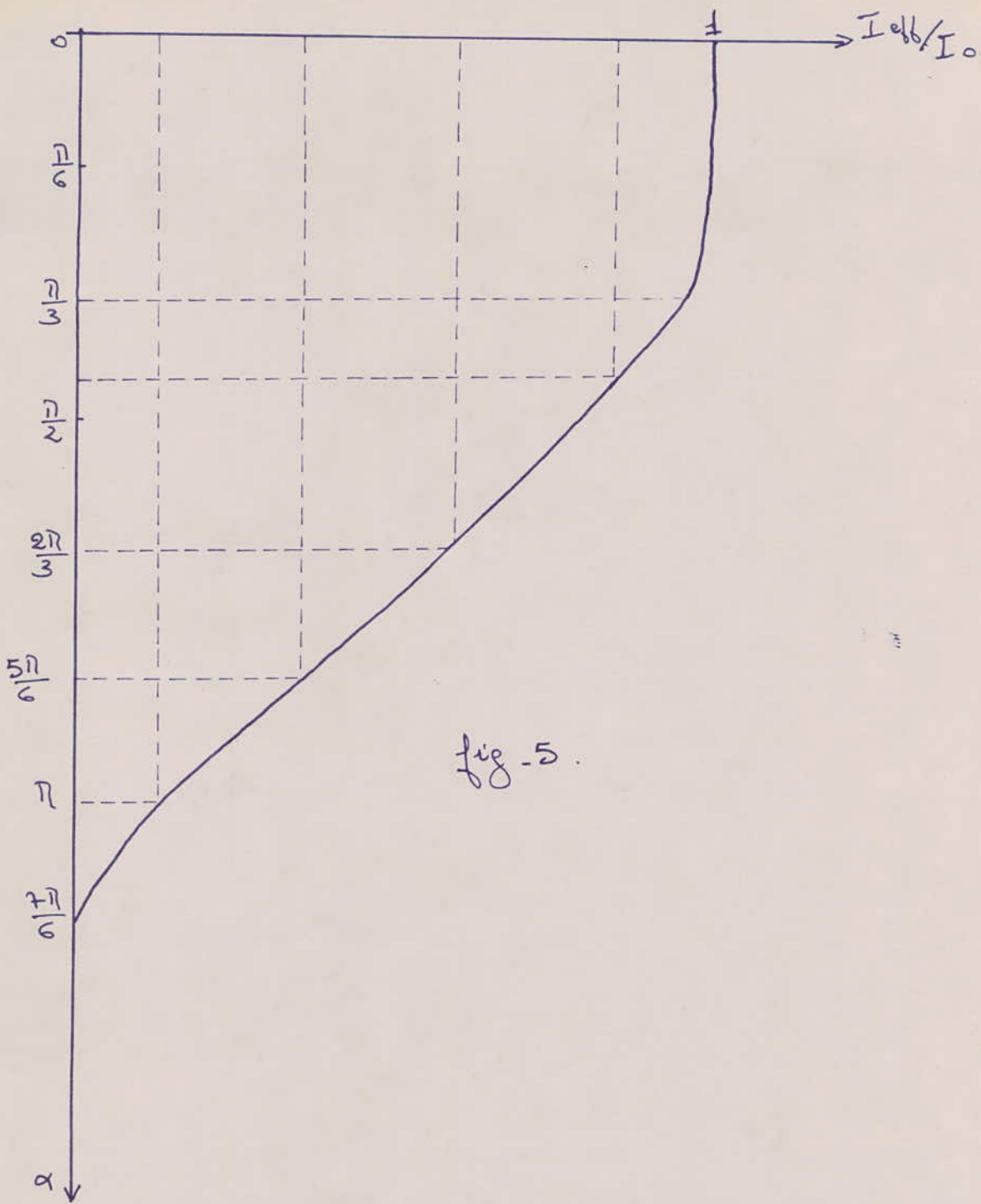


fig-5.

2. de rotovar

2.1. Principe de fonctionnement

On règle la vitesse par le contrôle de la valeur du courant rotorique. Les schémas précédents nous montrent comment s'effectue ce contrôle. Une boucle de régulation fermée assure le maintien de la vitesse à la valeur désirée et ce quelle que soit la charge.

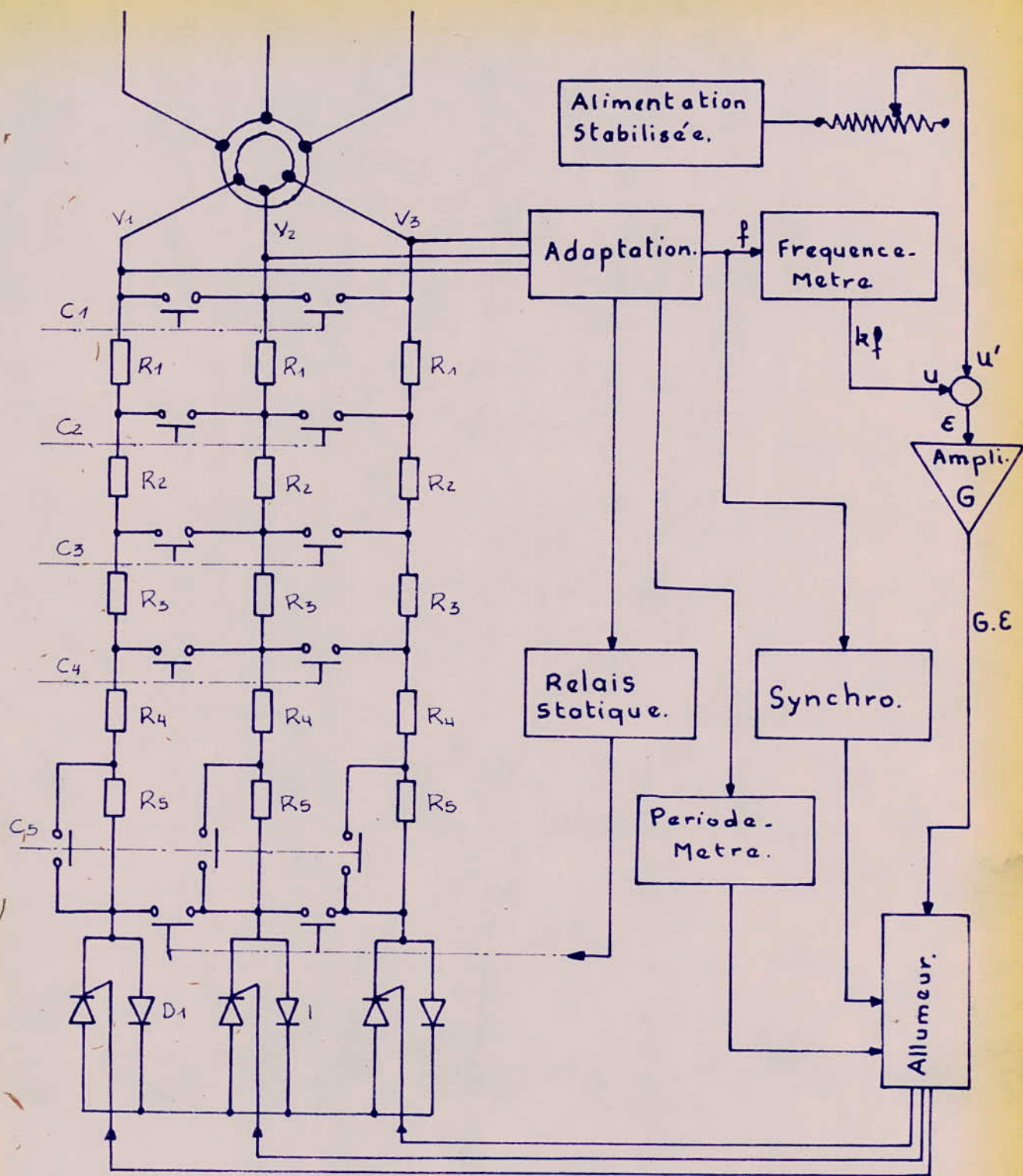
2.2. Schéma de principe

Un ensemble de trois diodes et de trois thyristors insérées dans le point neutre de la résistance rotorique permet de faire varier la valeur apparente de celle-ci.

L'affichage de la vitesse est réalisé par un potentiomètre à la sortie d'une alimentation stabilisée.

Dans la zone de réglage, on compare une tension qui est fonction de la fréquence rotorique, (on rappelle que cette fréquence est dépendante du glissement, donc de la vitesse du rotor), à la tension de consigne imposée par le potentiomètre.

L'écart éventuel qui résulte de cette comparaison vient après amplification piloter le dispositif de commande des thyristors. Dans la zone de réglage, le stator est toujours alimenté dans le sens de la montée. En dehors de



la zone de régulation le fonctionnement est identique à un mouvement de levage classique.

2.3. Fonctionnement.

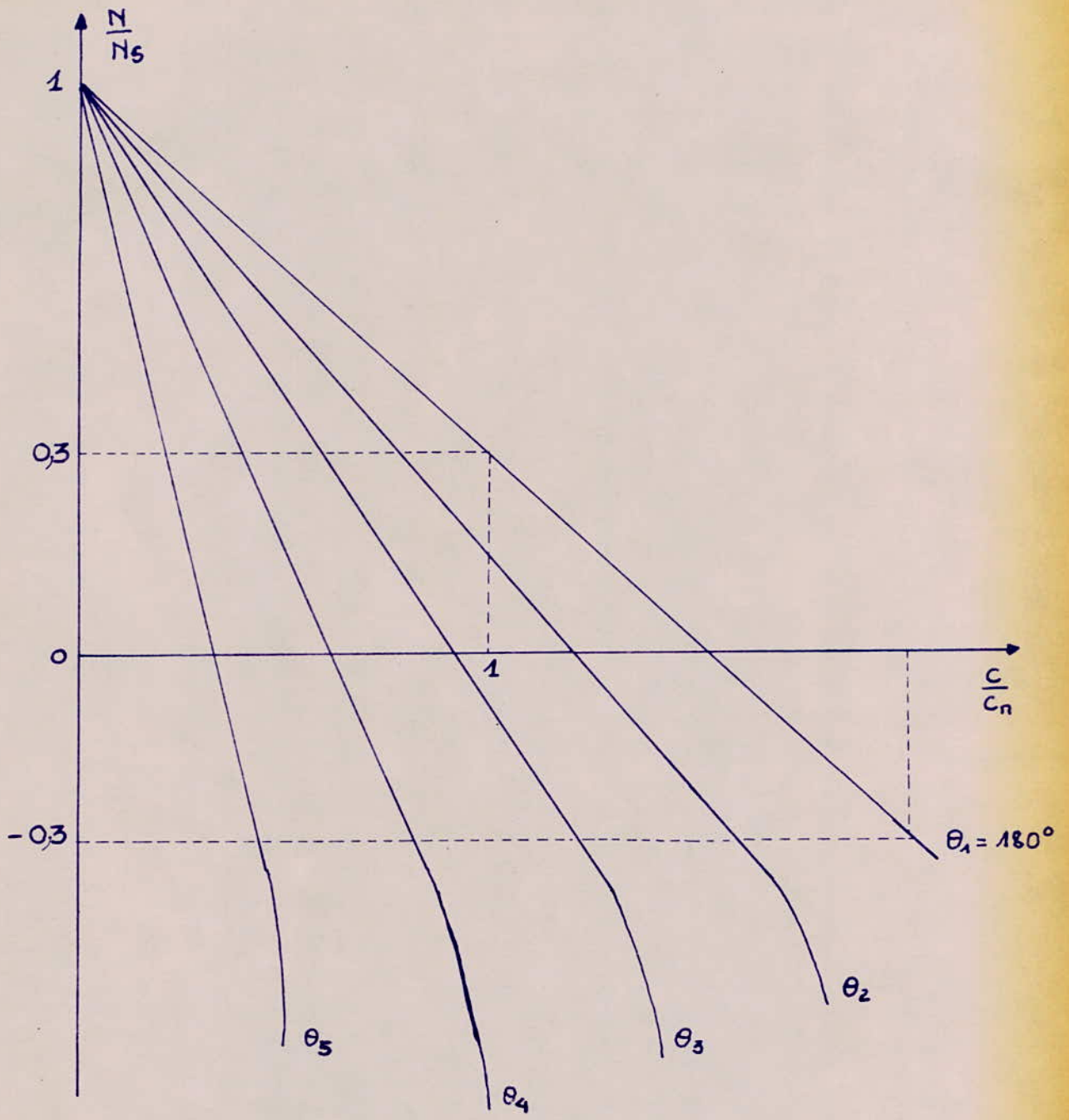
La résistance rotorique mise dans le pont de puissance est déterminée de manière à ce que lorsque l'angle de conduction des thyristors est égal à 180° , la caractéristique couple - vitesse passe par un point tel que :

$$\frac{C}{C_n} = 1 \quad C_n \text{ étant le couple minimal du moteur}$$

$$\frac{N}{N_s} = 0,3$$

La réduction de l'angle de conduction entraîne à une vitesse donnée la diminution du couple moteur. Cette diminution se traduit par la rotation de la caractéristique autour du point correspondant à $N = N_s$. Le système de réglage de vitesse (le rotorar) permet d'obtenir une variation continue de vitesse entre 0 et 30% de la vitesse de synchronisme en montée et en descente quelle que soit la charge.

Le schéma ci-après représente les caractéristiques couple - vitesse en fonction de l'angle de conduction des thyristors.



Caracteristiques Couple - vitesse

3. Etude du dispositif de contrôle

Le dispositif de contrôle de la figure de la page 30 comprend plusieurs étages qui nous permettent de contrôler la valeur du courant rotorique. Ce contrôle fixera la vitesse du moteur utilisé.

Nous essayerons de montrer le fonctionnement de ce dispositif en étudiant tour à tour chaque étage constituant ce dispositif.

3-1. Mise en Forme.

3-1.1 Transformateurs

A partir de la tension rotorique, il faudra réaliser les différents dispositifs électroniques. Il est donc nécessaire de rabaisser cette tension pour ensuite l'adapter aux différents circuits de mesure.

Cette tension rotorique triphasée sera captée à l'aide de trois transformateurs monophasés dont les primaires et secondaires sont couplés en triangle.

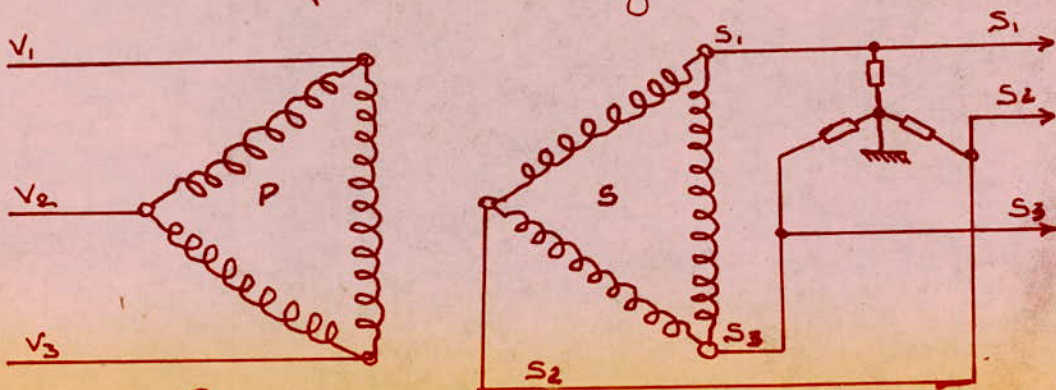


Fig 1

Si V_1, V_2 et V_3 sont les tensions simples rotoriques les tensions simples S_1, S_2 et S_3 délivrées par les secondaires seront en phase avec V_1, V_2 et V_3 .

$$V_1 = V_m \sin \omega t, \quad V_2 = V_m \sin \left(\omega t - \frac{2\pi}{3} \right), \quad V_3 = V_m \sin \left(\omega t - \frac{4\pi}{3} \right)$$

$$S_1 = S_m \sin \omega t, \quad S_2 = S_m \sin \left(\omega t - \frac{2\pi}{3} \right), \quad S_3 = S_m \sin \left(\omega t - \frac{4\pi}{3} \right)$$

Ce sont ces trois tensions qui seront mises en forme.

3-1-2 - La mise en forme.

Pour exploiter au mieux le signal délivré par l'enroulement rotorique, il est nécessaire de le filtrer.

Il sera utilisé pour la mise en forme des signaux de synchronisation et des impulsions de mesure.

La mise en forme consiste tout d'abord à réaliser les intégrales des tensions simples rotoriques (S_1, S_2 et S_3)

Ces intégrales seront comparées entre elles et par rapport au zéro. On emploie pour ces opérations des amplificateurs opérationnels

1) Schema de principe.

Le schéma de principe de la figure suivante nous montre comment réaliser les intégrales des signaux S_1, S_2 et S_3 ainsi que leur comparaison.

Les signaux $\int S_i - \int S_j$ seront des cransaux dont les parties négatives seront par la suite écartées.

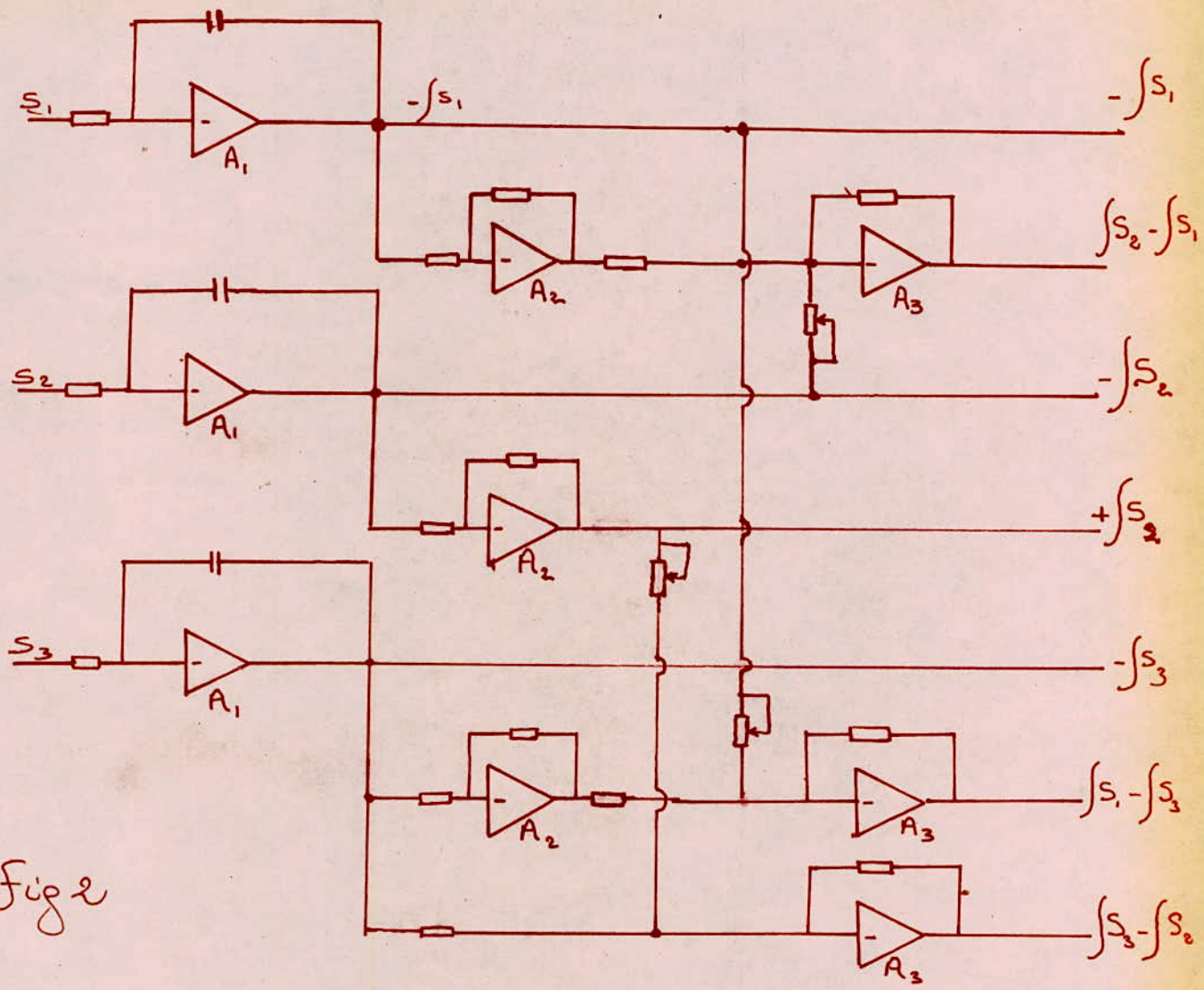


Fig 2

Le circuit de mise en forme est constitué de trois intégrateurs A_1 , trois inverseurs A_2 et de trois comparateurs. nous allons essayer d'étudier tour à tour ces différents dispositifs.

2. Intégrateur

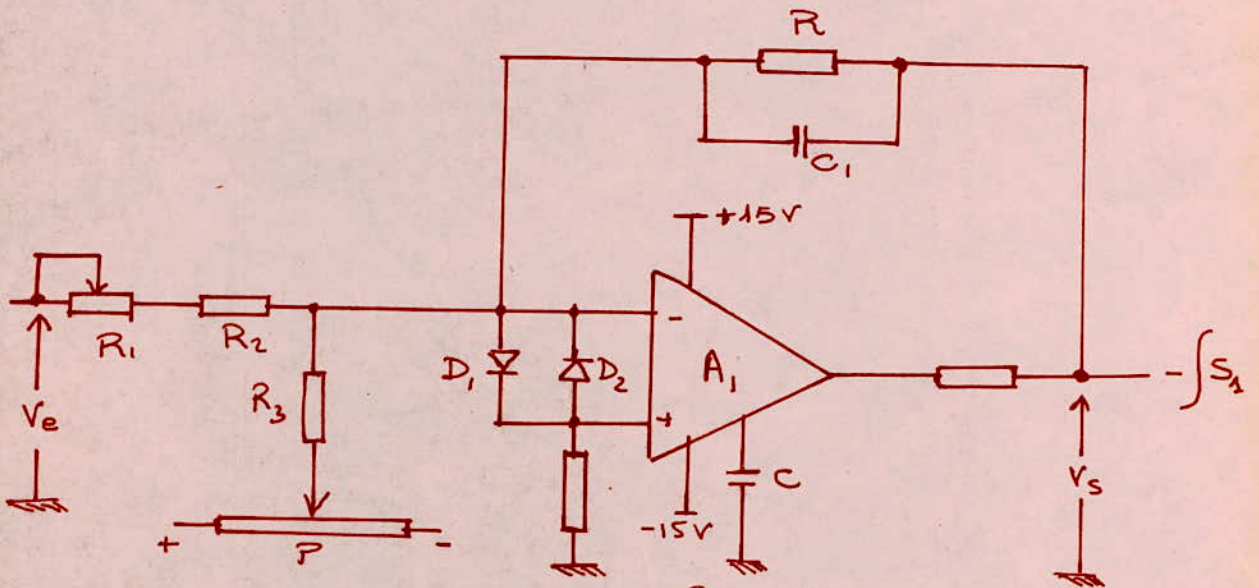


Fig 3.

Fonction de transfert

$$\frac{V_s}{V_e} = - \frac{\frac{1}{1/R + pC_1}}{R_1 + R_2 + \frac{1}{1/R + pC_1}} = - \frac{1}{1 + \left(\frac{1}{R} + pC_1\right)(R_1 + R_2)}$$

$$\approx - \frac{R}{R_1 + R_2} \cdot \frac{1}{1 + pRC_1}$$

Les diodes D_1 et D_2 limitent la tension différentielle V_d .
On prévoit pour cet amplificateur opérationnel une compensation de la tension de décalage à l'entrée.

La compensation en fréquence est réalisée par la capacité C . Le potentiomètre R_1 sert à ajuster le gain afin d'équilibrer les niveaux de sortie des trois intégrateurs.

3 - L'inverseur.

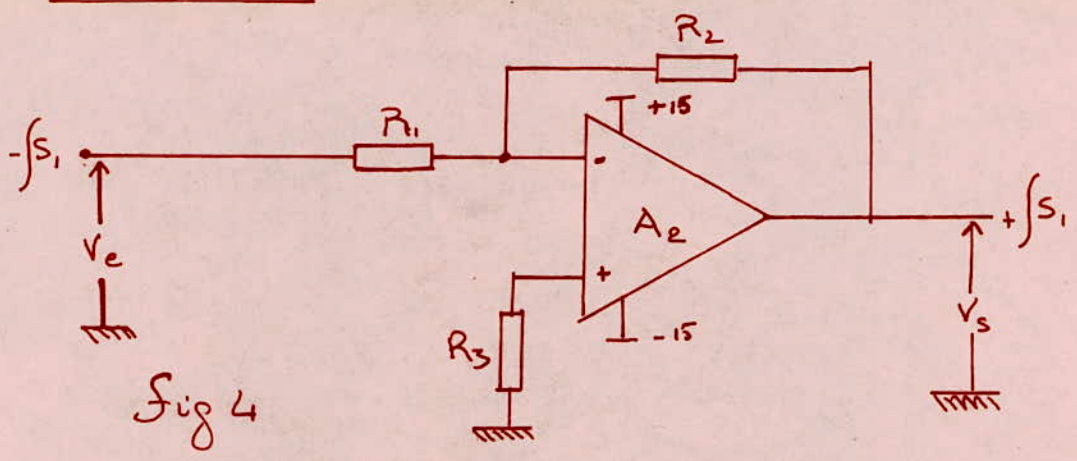


Fig 4

Lorsque les entrées d'un amplificateur opérationnel ne sont pas attaquées à travers des résistances de sources identiques, il apparaît une tension d'erreur à la sortie. Il est donc nécessaire d'équilibrer les impédances d'entrées pour réduire les tensions de décalage.

Dans le cas de cet amplificateur opérationnel monté en inverseur le meilleur équilibre sera obtenu avec $R_3 = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}$

4 - L'additionneur inverseur.

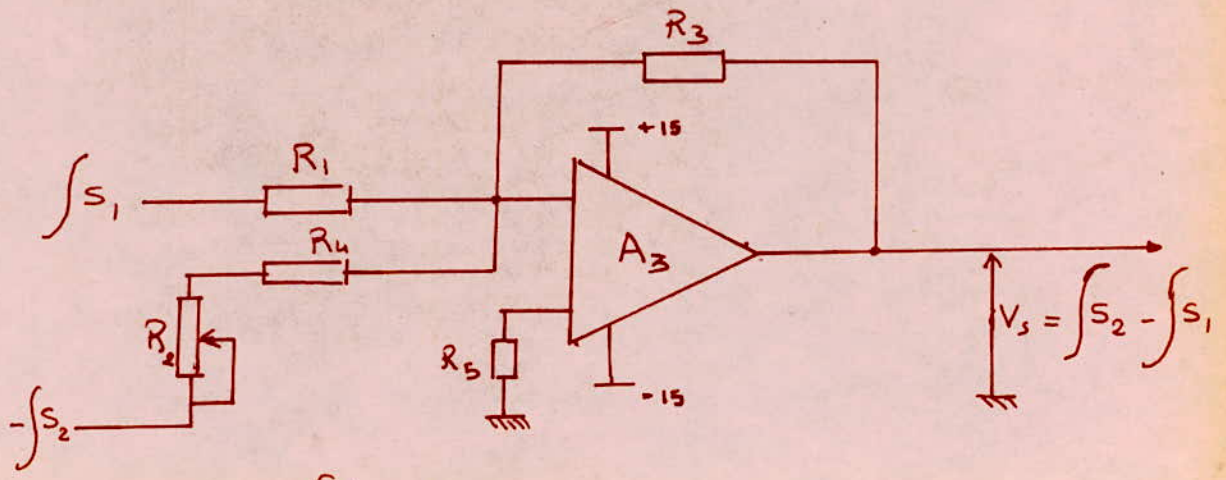


Fig 5

Il s'agit ici d'additionner deux tensions $\int s_1$ et $-\int s_2$ la somme se fera sur l'entrée inverseuse. R_2 sert à ajuster le niveau de déphasage entre $-\int s_1$ et $\int s_2 - \int s_1$, en influant sur l'amplitude de $-\int s_2$

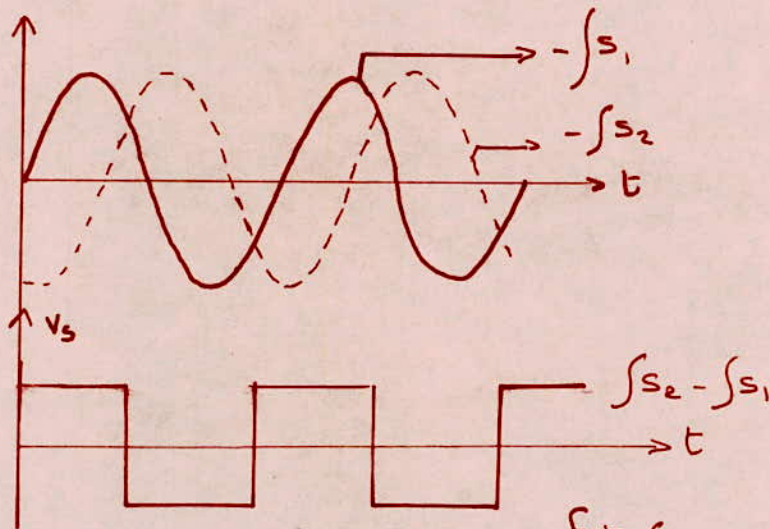


Fig 6

Nous avons représenté sur la figure suivante (fig 7) les signaux résultant de l'opération de mise en forme. Les signaux représentés ne sont en réalité pas ceux délivrés par le montage précédent car ils subissent encore des opérations d'échantillonnage pour les signaux A, B, C; de mise en forme et d'échantillonnage pour les signaux A', B' et C'.

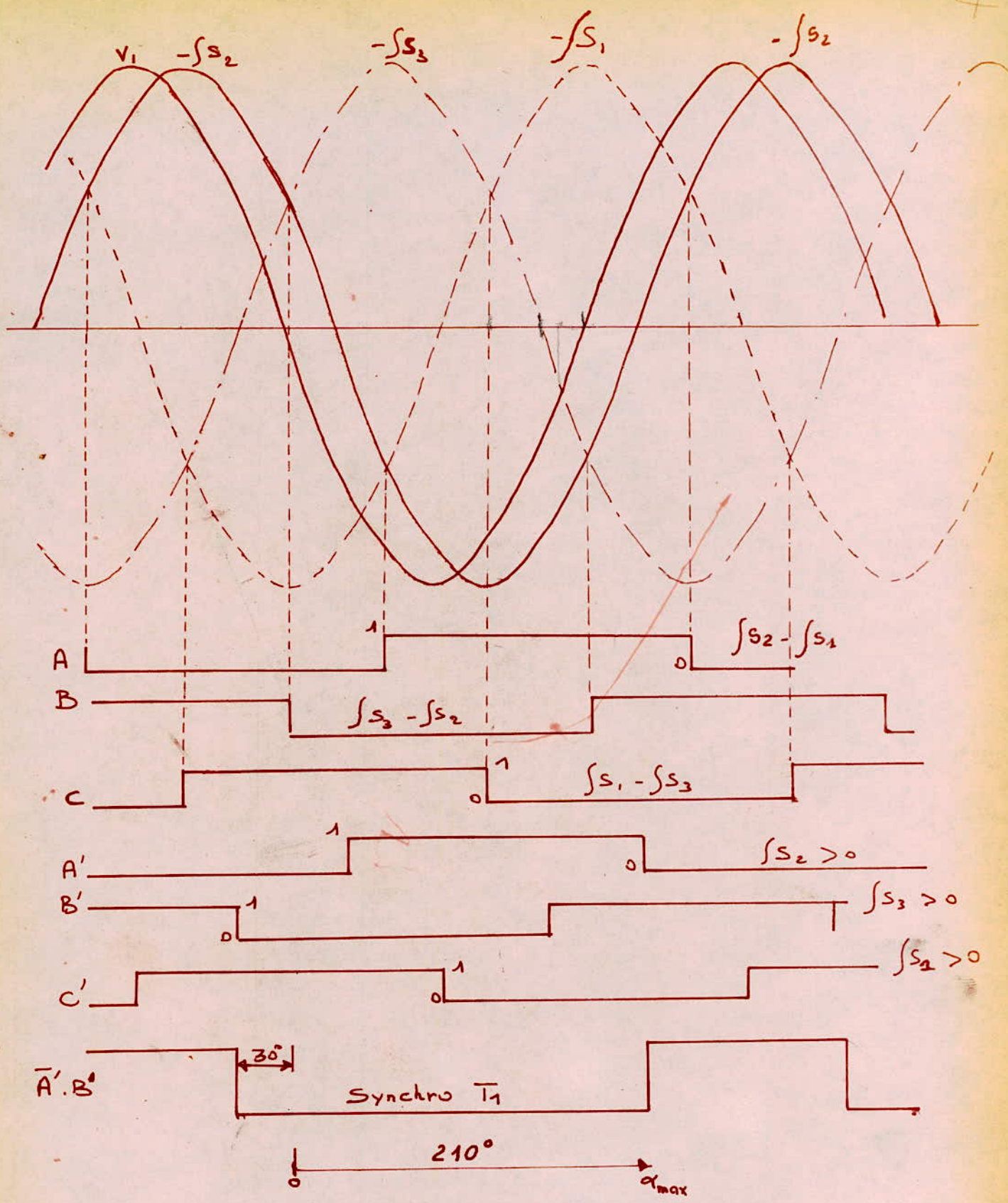


Fig. 7

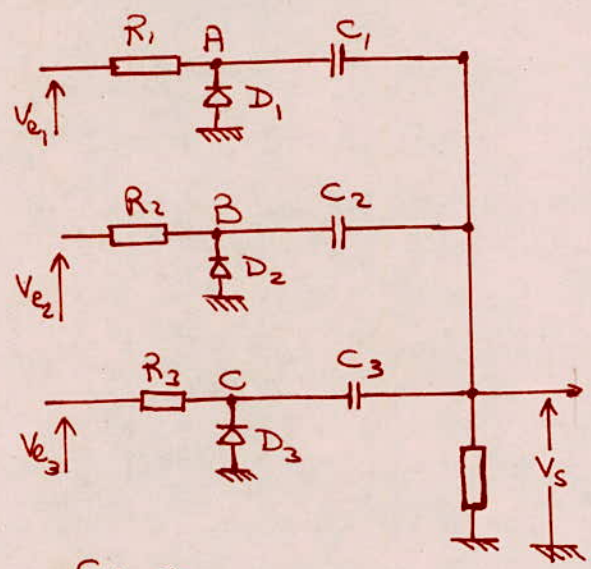
Signaux de mise en forme

3-1.3. Générateur d'impulsions

C'est un dispositif qui permet de réaliser à partir des tensions triphasées des signaux rectangulaires ainsi que des trains d'impulsions.

Les signaux attaqueront l'entrée des différents dispositifs (période-mètre, fréquence-mètre et allumages)

1- Impulsions de mesure de la période :



$$V_{e1} = \int s_2 - \int s_1$$

$$V_{e2} = \int s_3 - \int s_2$$

$$V_{e3} = \int s_1 - \int s_3$$

fig 8

La tension de sortie est une série d'impulsions positives et négatives. Si T est la période du signal rotorique, la période des impulsions V_s sera $T/3$.

Les diodes D_1, D_2 et D_3 court-circuitent les alternances négatives des signaux V_{e1}, V_{e2}, V_{e3} . C'est ainsi qu'aux points A, B, C on obtient les signaux A, B, C représentés sur la figure précédente (fig 7)

Les tensions v_{e1} , v_{e2} , v_{e3} sont décalées de 60° électriques.

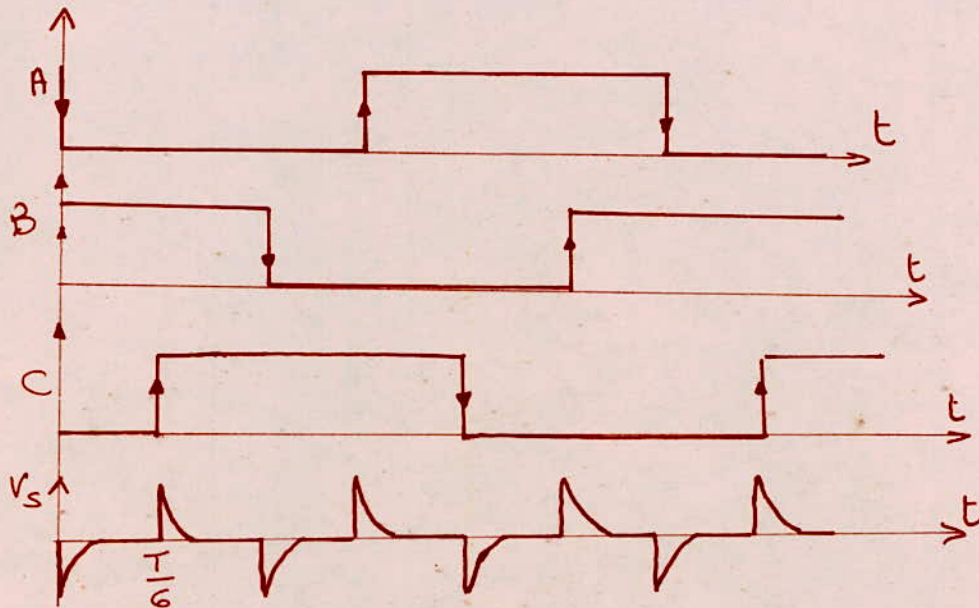


fig 9

La dérivation des signaux (v_{e1} , v_{e2} , v_{e3}) nous donnent

- Front montant

$$\text{à } t = \frac{T}{6} \Rightarrow v_s(t) = U e^{-\frac{t}{RC_2}}$$

$$\text{à } t = T/2 \Rightarrow v_s(t) = U e^{-\frac{t}{RC_1}}$$

$$\text{à } t = 5T/6 \Rightarrow v_s(t) = U e^{-\frac{t}{RC_2}}$$

- Front descendant

$$\text{à } t = T/3 \Rightarrow v_s(t) = -U e^{-\frac{t}{RC_2}}$$

$$\text{à } t = \frac{2T}{3} \Rightarrow v_s(t) = -U e^{-\frac{t}{RC_3}}$$

$$\text{à } t = T \Rightarrow v_s(t) = -U e^{-\frac{t}{RC_1}}$$

La constante de temps doit être choisie de manière à ce que $RC < \frac{T}{12}$. Dans notre cas la valeur minimale de T étant $T \leq \frac{1}{100} = 0,01s = 10ms$
 $\Rightarrow RC < 800 \mu s$.

2. Signaux de synchronisation.

On ne représentera ici que le signal de synchronisation de T₁. Les autres signaux de synchronisation de T₂ et T₃ sont obtenus de la même manière

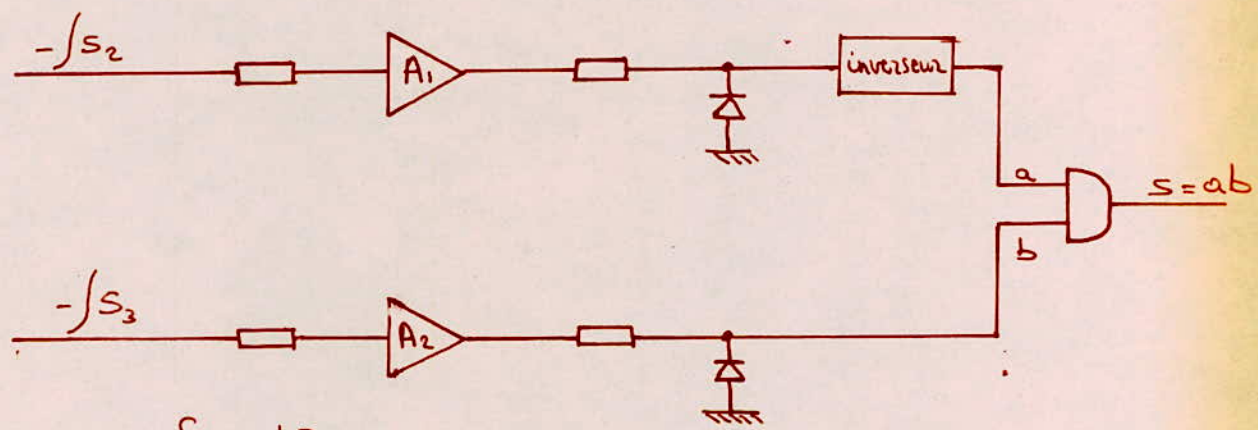


Fig 10.

Le signal de sortie n'est à 1 que si $a = b = 1$.
 Pour la mise en forme des signaux $-s_2$ et $-s_3$ on utilise des amplificateurs opérationnels montés en trigger de Smith. Ce trigger est utilisé pour la génération de creneaux à partir d'un signal d'entrée quelconque. Les diodes D₁ et D₂ court-circuitent les parties négatives des creneaux délivrés par le trigger.

3) impulsions de mesure de fréquence.

Comme pour les signaux (A, B, C) on effectue la somme des dérivées des signaux A', B', C'. On obtient la même série d'impulsions que précédemment, mais décalés de 30°.

En faisant la somme de toutes ces impulsions on obtient le signal d'entrée du fréquence - mètre. Les impulsions seront positives et négatives deux à deux.

3.2 Etude de l'allumeur.

1) Principe de fonctionnement.

Le dispositif de déclenchement des thyristors est composé de trois parties identiques. L'amorçage de chaque thyristor ne peut se faire que pendant les 2/3 de la période.

Chaque déclencheur fonctionne suivant le principe de la rampe qui lorsqu'elle atteint un certain seuil provoque l'ordre d'allumage du thyristor (fig 12-14.)

La pente de la rampe est variable, son augmentation provoque le déplacement de l'ordre d'allumage.

Le niveau de sortie de l'amplificateur d'écart de vitesse est la tension d'entrée du générateur de rampe.

Cette rampe sera comparée à une tension de référence U. Cette opération sera faite par un comparateur qui

fournira les niveaux logiques 0 ou 1. Le signal de sortie de ce comparateur déclenchera un multivibrateur, lequel envoie une série d'impulsions au circuit de commande de gâchette

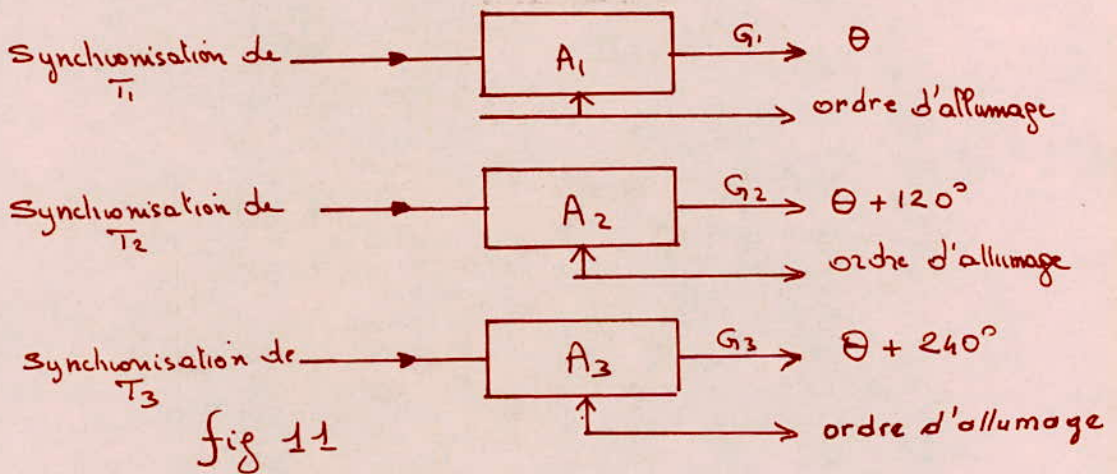
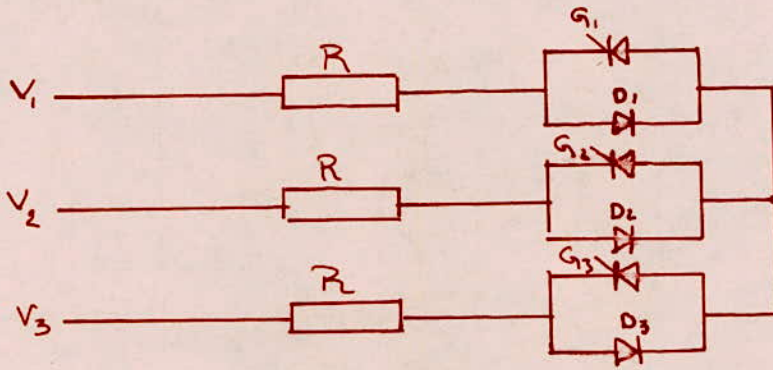


fig 11

2) Schema de principe de l'allumeur.

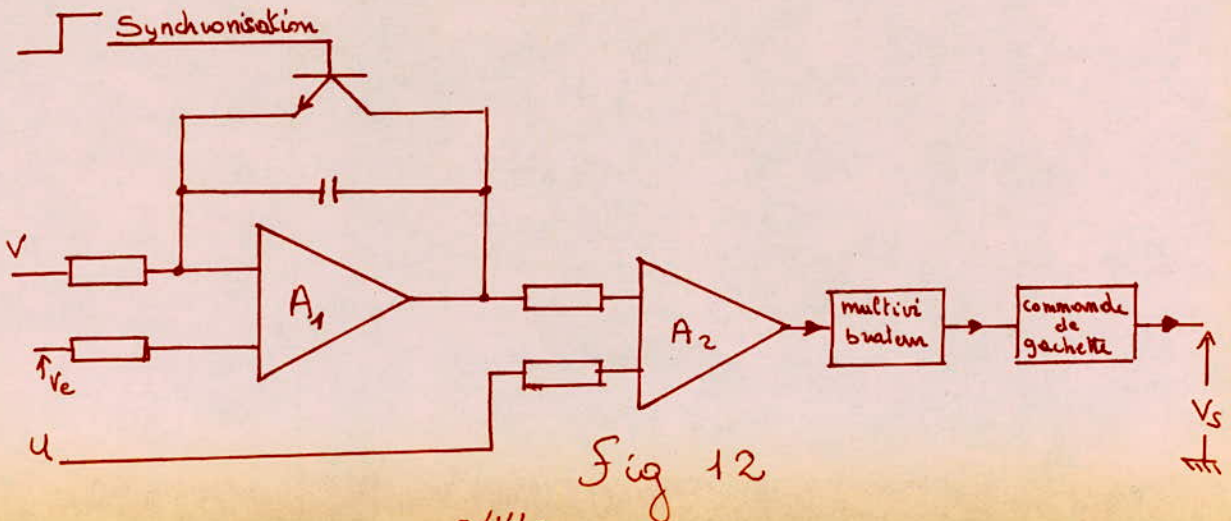
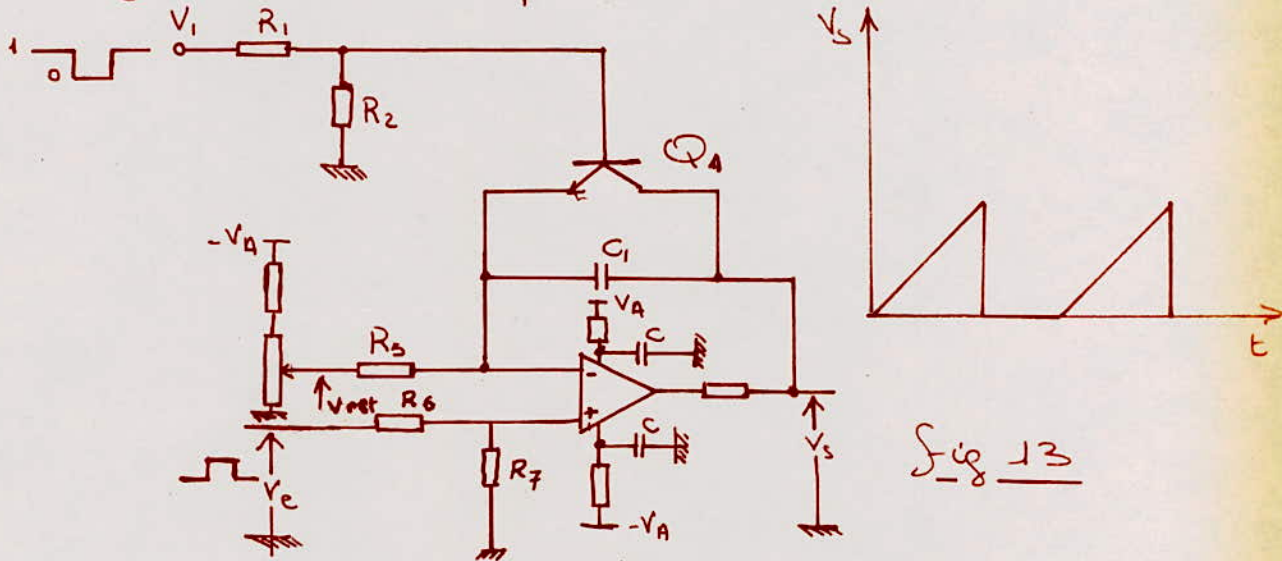


Fig 12

L'allumeur est constitué :

- D'un générateur de rampe A_1
- D'un amplificateur opérationnel A_2 monté en comparateur.
- D'un multivibrateur à circuit intégré.
- D'un circuit de commande de gâchette

3) Le générateur de rampe.



• Quand V_i est à 1, Q_1 est saturé, l'amplificateur est court-circuité $V_s \approx 0$.

Quand V_i est à 0, Q_1 est bloqué, l'amplificateur intègre V_e et V_{ref} .

On voit donc que l'ordre d'amorçage des thyristors ne peut se faire que sur les 2/3 de la période.

La fonction de transfert de l'ensemble est :

$$V_s(t) = V_e \left(\frac{R_7}{R_6 + R_7} \right) \left(1 + \frac{t}{R_5 C_1} \right) - V_{ref} \frac{t}{R_5 C_1}$$

où
$$\underline{V_s(t) = A v_e t - B V_{ref} t}$$

avec $A = \left(\frac{R_7}{R_6 + R_7} \right) \frac{1}{R_5 C_1}$ et $B = \frac{1}{R_5 C_1}$

La pente de rampe ainsi obtenue est bien proportionnelle à v_e (V_{ref} étant constante).

Notons que ~~la~~ tension V_{ref} sert pour un réglage éventuel de pente.

Pour illustrer le fonctionnement de l'allumeur, nous allons représenter sur un schéma la position de la première impulsion d'allumage d'un thyristor pour différentes tensions d'entrées v_{e1}, v_{e2}, v_{e3} correspondant aux écarts de vitesse $\epsilon_1, \epsilon_2, \epsilon_3$ (voir figure 14).

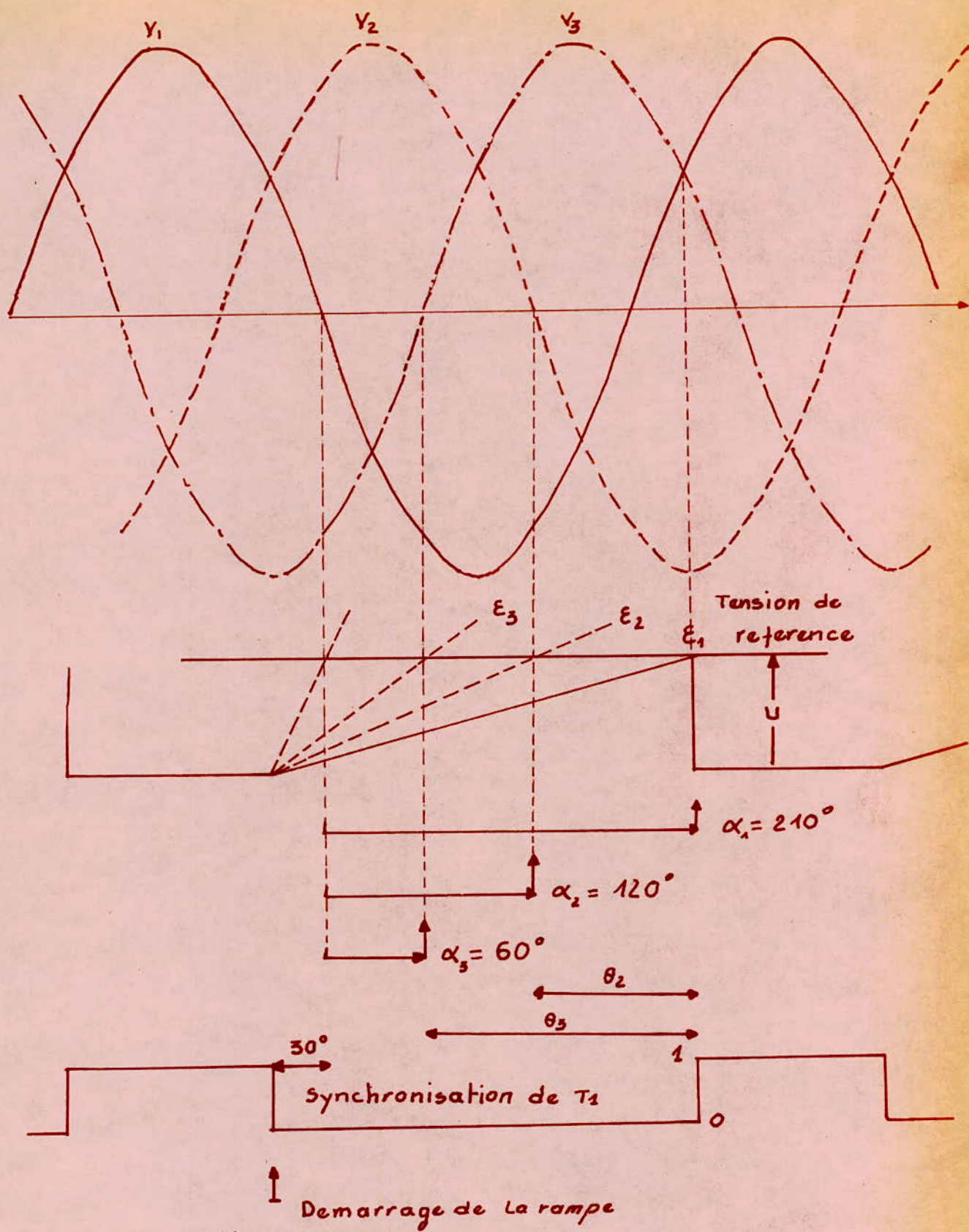


fig 14

Position de la premiere impulsion d'allumage d'un thyristor

Pour differentes tensions d'entree

4) Le comparateur

L'amplificateur opérationnel (A_2) représenté ci-dessous nous permet de comparer la tension de sortie du générateur de rampe à une tension de référence U .

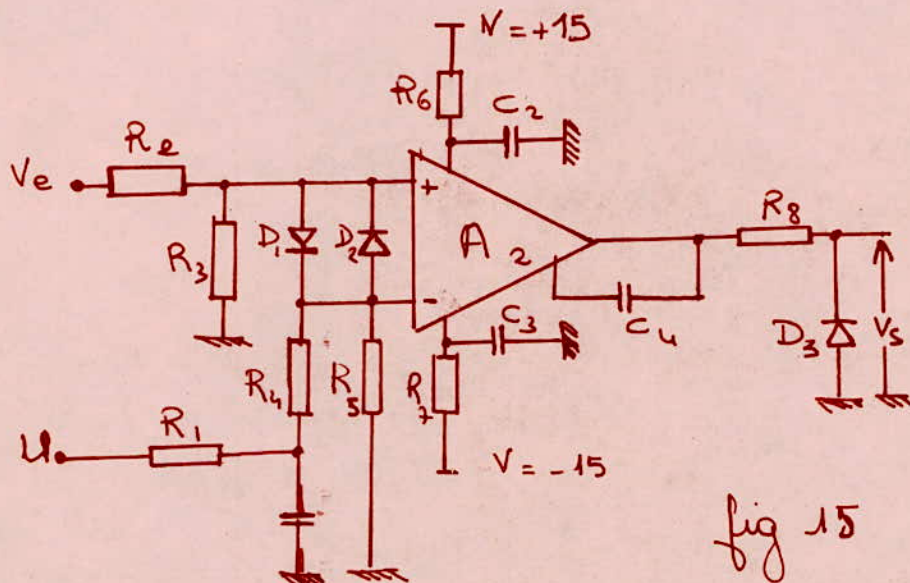


fig 15

Le résultat de cette comparaison permettra la commande du multivibrateur (fig 18)

Cet amplificateur opérationnel est muni d'éléments réalisant la compensation en fréquence ainsi que la protection.

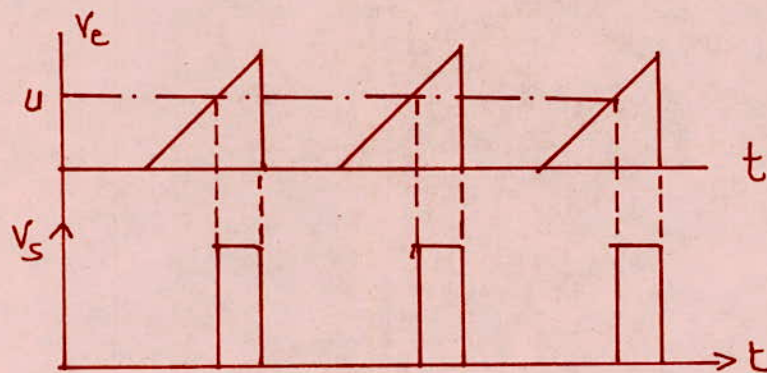


Fig 16

Le temps d'ameçage se produira constamment pour une fraction déterminée de la période rotorique à V_c donné. Ce temps sera déterminé par la durée de l'impulsion à la sortie de chaque comparateur.

5) Forme de la tension de référence (u).

Nous venons de voir le principe de la commande de l'angle d'allumage d'un thyristor à une fréquence déterminée du réseau.

La fréquence de la tension rotorique étant proportionnelle au glissement elle sera donc variable.

Il faudrait donc étudier l'influence de cette variation sur l'angle d'ouverture des thyristors.

Forme de la tension de référence

Étudions parallèlement deux signaux rotoriques à des fréquences différentes (fig 17)

$$\left. \begin{aligned} V_1 &= V_{m1} \sin \omega_1 t \\ V_2 &= V_{m2} \sin \omega_2 t \end{aligned} \right\} \frac{V_1}{\omega_1} = \frac{V_2}{\omega_2}$$

cel exemple nous montre que si la tension de référence était constante l'angle de conduction du thyristor α varie pour un écart de vitesse constant (pente constante)

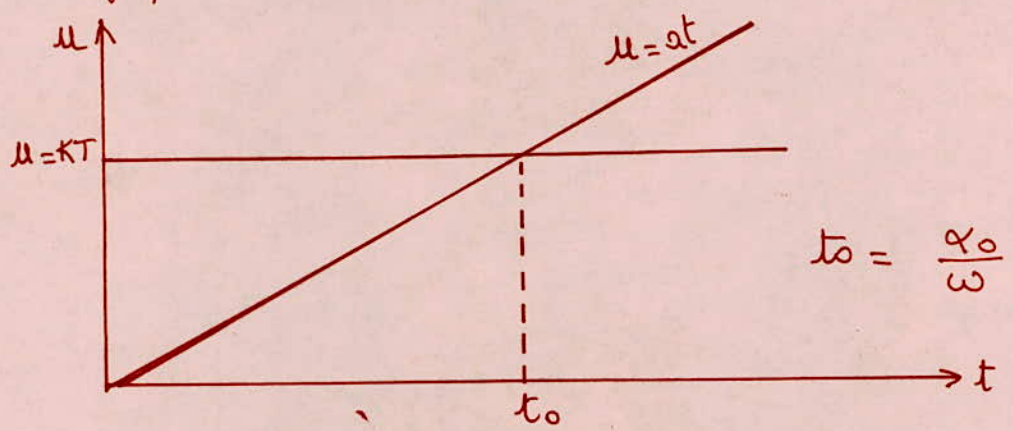
En effet l'angle de conduction θ passe de 75° pour le signal V_1 à $16,5^\circ$ pour V_2 .

Il faudrait rendre l'allumeur indépendant de cette variation, il

ne devra dépendre que de la tension de commande $V_c = GE$.

Le problème est résolu en rendant la tension de comparaison proportionnelle à T soit $\mu = KT$.

Montrons qu'avec $\mu = KT$, l'allumage est indépendant de la variation de fréquence pour un écart de vitesse constant



Le point de rencontre a lieu à l'instant t_0 . A cet instant $KT = at_0 = \frac{2\pi}{\omega} K$. t_0 détermine un angle électrique α_0

$$\alpha_0 = \omega t_0 \Rightarrow \frac{2\pi}{\omega} K = a \frac{\alpha_0}{\omega} \Rightarrow \alpha_0 = \frac{2\pi K}{a}$$

α_0 ne dépend donc que de la pente de la rampe. Cette pente étant proportionnelle à la tension d'écart de vitesse, on aura donc déterminé une relation entre l'affichage de la vitesse désirée et l'angle de conduction des thyristors. D'autre part la courbe correspondant à la figure 5 représentant la valeur efficace du courant de phase rotorique en fonction de α nous montre l'évolution du courant d'une phase rotorique en fonction de α . Ce courant lui-même détermine la valeur du couple moteur donc de la vitesse

du moteur pour un couple résistant donné. Ce raisonnement nous donne un bref aperçu sur le fonctionnement du dispositif de contrôle.

Notons que l'allure du signal de synchronisation représenté sur la figure suivante (fig 17) nous montre que l'angle d'allumage est obtenu par la relation

$$\alpha = \alpha_0 - \frac{\pi}{6}$$

$$\text{soit } \alpha = \frac{2\pi K}{a} - \frac{\pi}{6} = \pi \left(\frac{2K}{a} - \frac{1}{6} \right)$$

Pour illustrer ce raisonnement nous avons représenté sur la fig 17 la position de la première impulsion de commande du thyristor T_1 pour deux valeurs différentes de la période rotorique.

Ce schéma nous montre que pour une valeur donnée de la tension d'écart de vitesse l'angle de conduction varie suivant la valeur de la période rotorique. Lorsque la tension de comparaison était constante. C'est pour palier à cet inconvénient qu'il a été nécessaire d'introduire le période-mètre permettant de réaliser cette tension de comparaison $u = K\dot{T}$.

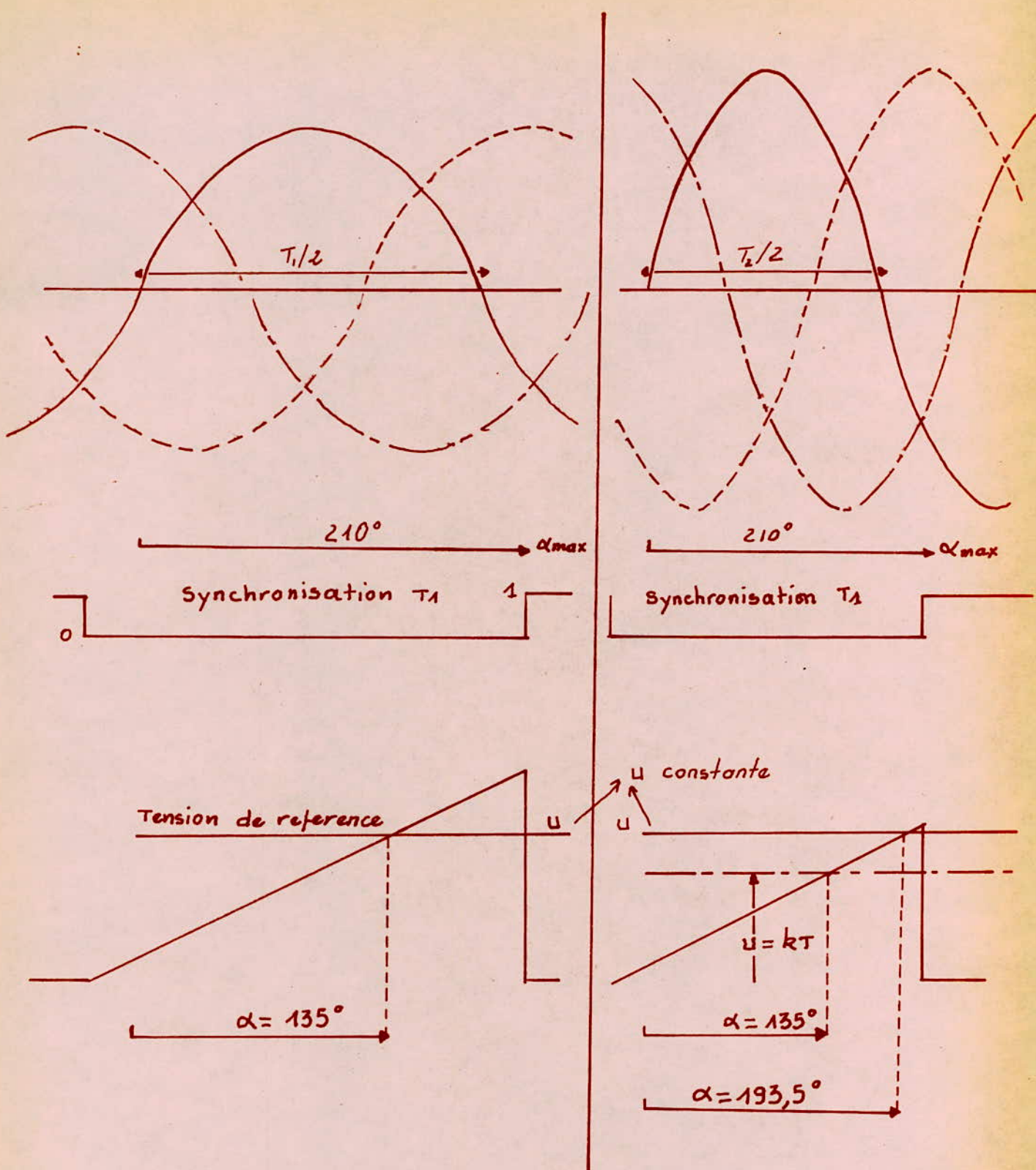


Fig 17

Forme de la tension de reference u

5) Le multivibrateur.

L'oscillateur utilisé est un multivibrateur classique auquel on a ajouté une contre réaction sur chaque élément (R_3, R_4, R_5, R_6).
 Ces résistances ont pour rôle de limiter l'amplitude des signaux de sortie.

schéma du multivibrateur

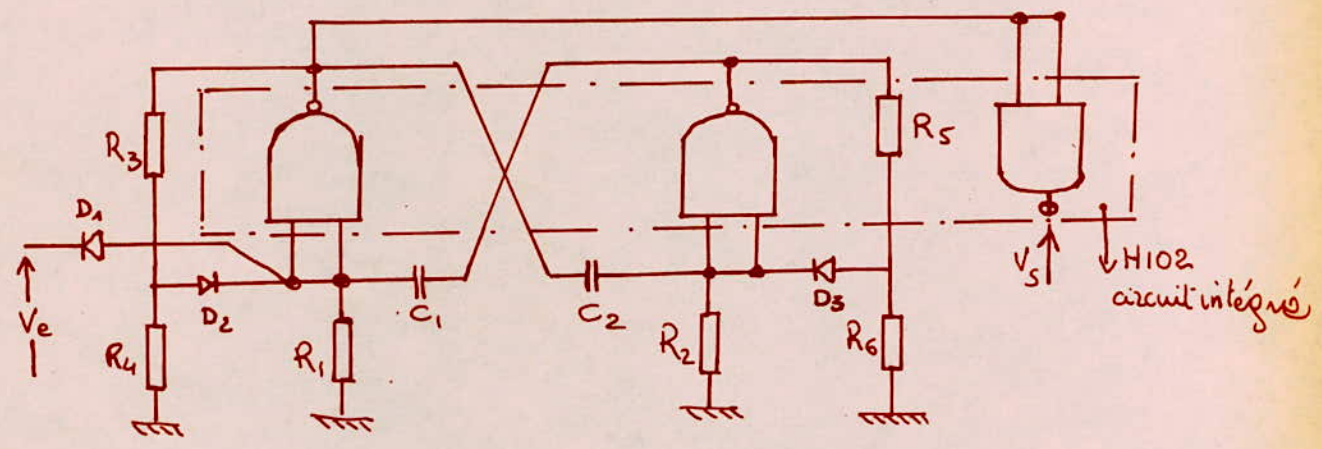


Fig 18.

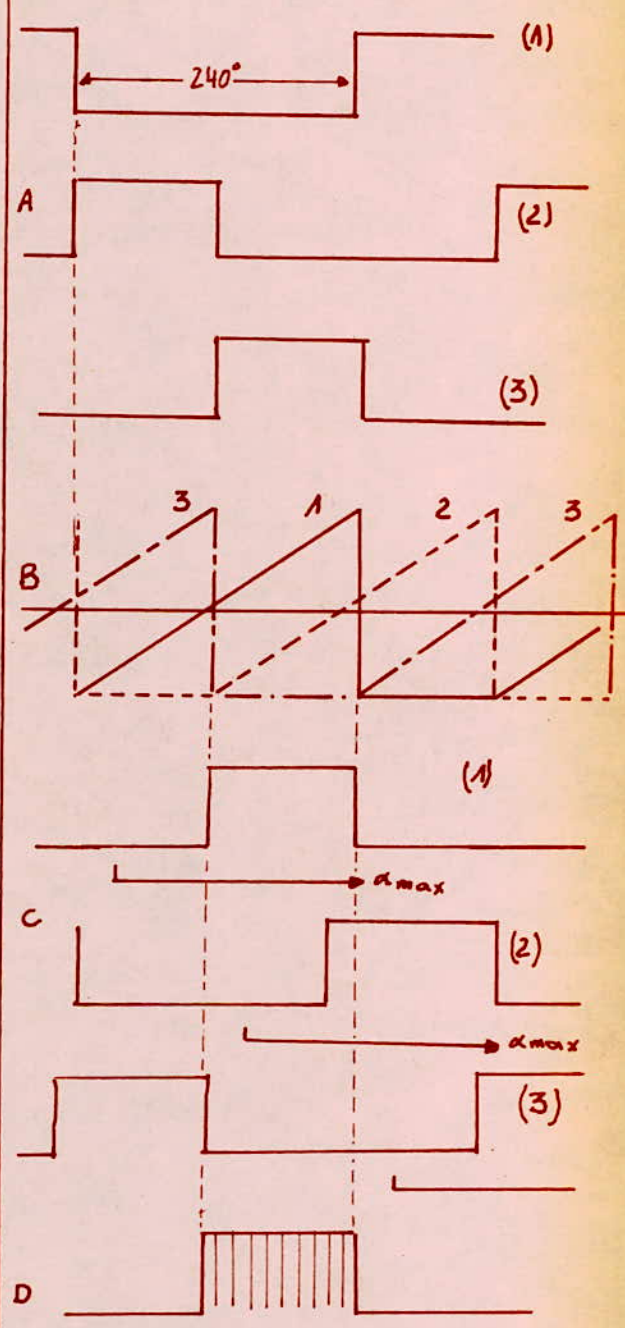
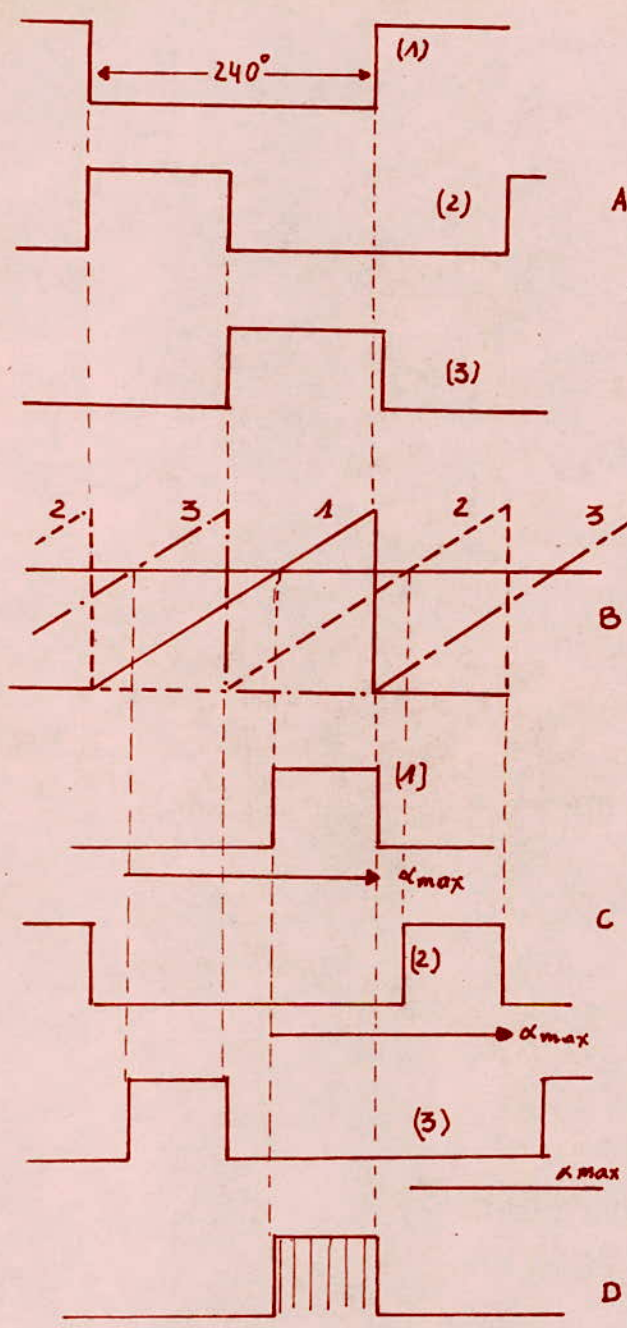
Quand $V_e = 0$, D_1 conduit et empêche ainsi la charge de C_2 , ce qui entraîne le blocage des oscillations.

Quand $V_e = +15V$, D_1 se bloque, C_2 se charge et les oscillations reprennent.

La période des oscillations est :

$$\text{si } R_1 C_1 = R_2 C_2 = RC \Rightarrow T \approx 1,4 RC$$

La figure suivante fig (19) nous montre la variation de l'angle de conduction d'un thyristor pour deux fréquences rotoriques différentes.



A (1, 2, 3) Synchronisation

B (1, 2, 3) Generateurs de rampe.

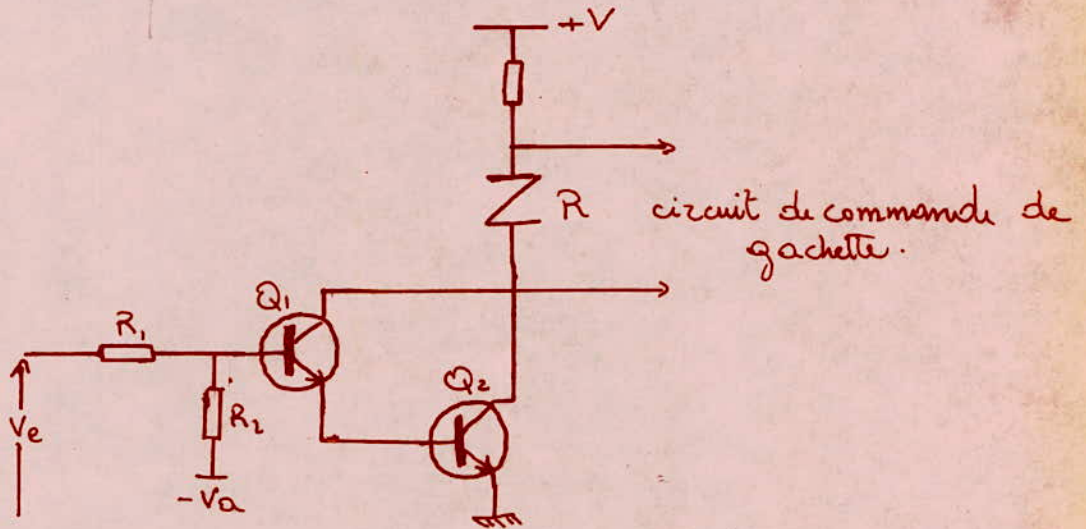
C (1, 2, 3) Sorties comparateurs

D : Sorties multivibrateurs

fig 19

7) Amplificateur de puissance

La rafale d'impulsions délivrée par le multivibrateur doit être amplifiée afin de pouvoir commander l'amorçage de thyristors. L'amplificateur est le montage Darlington.



La varistance R a pour objet de démagnétiser rapidement le transformateur d'impulsions.

8) Circuit de commande de gachette.

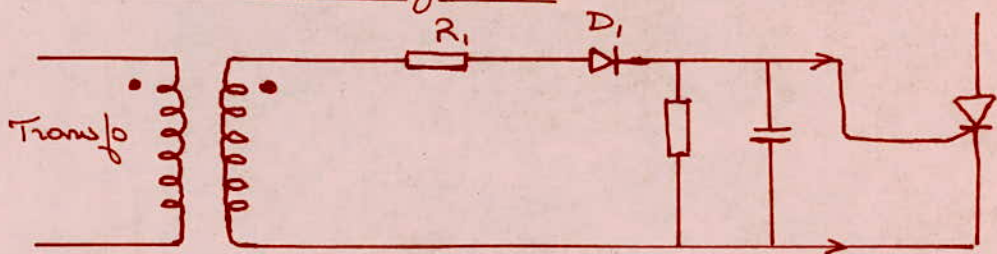


Fig 20

Un transformateur d'impulsions est souvent utilisé comme élément de couplage entre le générateur de déclenchement et le thyristor, le transformateur réalise un isolement électrique entre les deux.

circuits. Ce transformateur appelé transformateur d'isolement a un rapport de transformation égal à 1.

L'utilisation de la diode D_1 dans le circuit de la figure 20 a pour effet d'empêcher l'application d'une tension négative sur la gâchette.

a) Procédé d'amorçage du Thyristor.

L'amorçage du thyristor est obtenu grâce à l'action de l'électrode de commande.

Lorsque la conduction est amorcée, la gâchette n'a plus d'action de commande, le thyristor ne reprendra son état de non conduction qu'en réduisant suffisamment le courant anodique. La valeur critique de ce courant est appelée courant de maintien I_H . La figure 21 représente la caractéristique courant-tension du thyristor pour différentes valeurs de la tension dite de retournement.

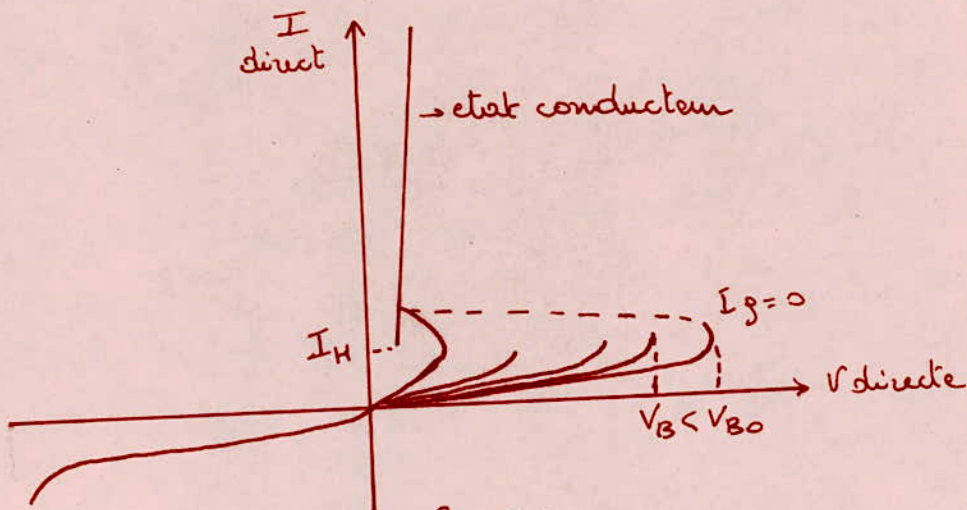


Fig 21

b) Protection.

On utilise ici le système de protection le plus classique qui consiste à monter en parallèle sur le thyristor à protéger un condensateur C et une résistance R . Cette résistance limite le courant de décharge du condensateur lors de l'amorçage du thyristor.

Sa valeur usuelle est de quelques dizaines d'ohms, et la constante de temps RC de quelques dizaines de microsecondes.

Ce circuit RC permet de limiter la vitesse de croissance $\frac{dV}{dt}$.

Les thyristors sont montés sur des radiateurs qui permettent d'assurer la dissipation de l'énergie thermique qui prend naissance au niveau des jonctions.

3.3 Le période mètre.

1) Principe du période-mètre.

Nous avons vu lors de l'étude de l'allumeur que la tension de comparaison u devrait être dépendante de la période : ce dispositif sera donc destiné à fournir une tension proportionnelle à la période du signal rotorique.

2) Schema du période-mètre (cf fig 22)

3) Fonctionnement.

L'impulsion positive passant par la diode D_2 réalise le transistor (Q_6) . La saturation de ce transistor a pour effet de décharger la capacité (C_4) . A la fin de l'impulsion (Q_6) se bloque et (C_4) se charge rapidement à travers les résistances (R_{24}) et (R_{25}) . L'impulsion positive produite amorce le thyristor (Th_1) . L'amorçage de ce thyristor décharge la capacité (C_2) . La diode (D_3) sert à court-circuiter l'impulsion négative produite par la décharge de (C_4) et la résistance (R_{23}) limite le courant dans le thyristor Th_1 .

La capacité C_2 est chargée par le courant collecteur constant de Q_5 . Le courant est maintenu constant par la stabilisation de la polarisation de Q_5 . Cette stabilisation est réalisée grâce aux transistors Q_3, Q_4 et la diode Zener D_{31} . La tension obtenue aux bornes de C_2 est donc

$$u = \frac{1}{C_2} \int I_0 dt = \frac{I_0}{C_2} t .$$

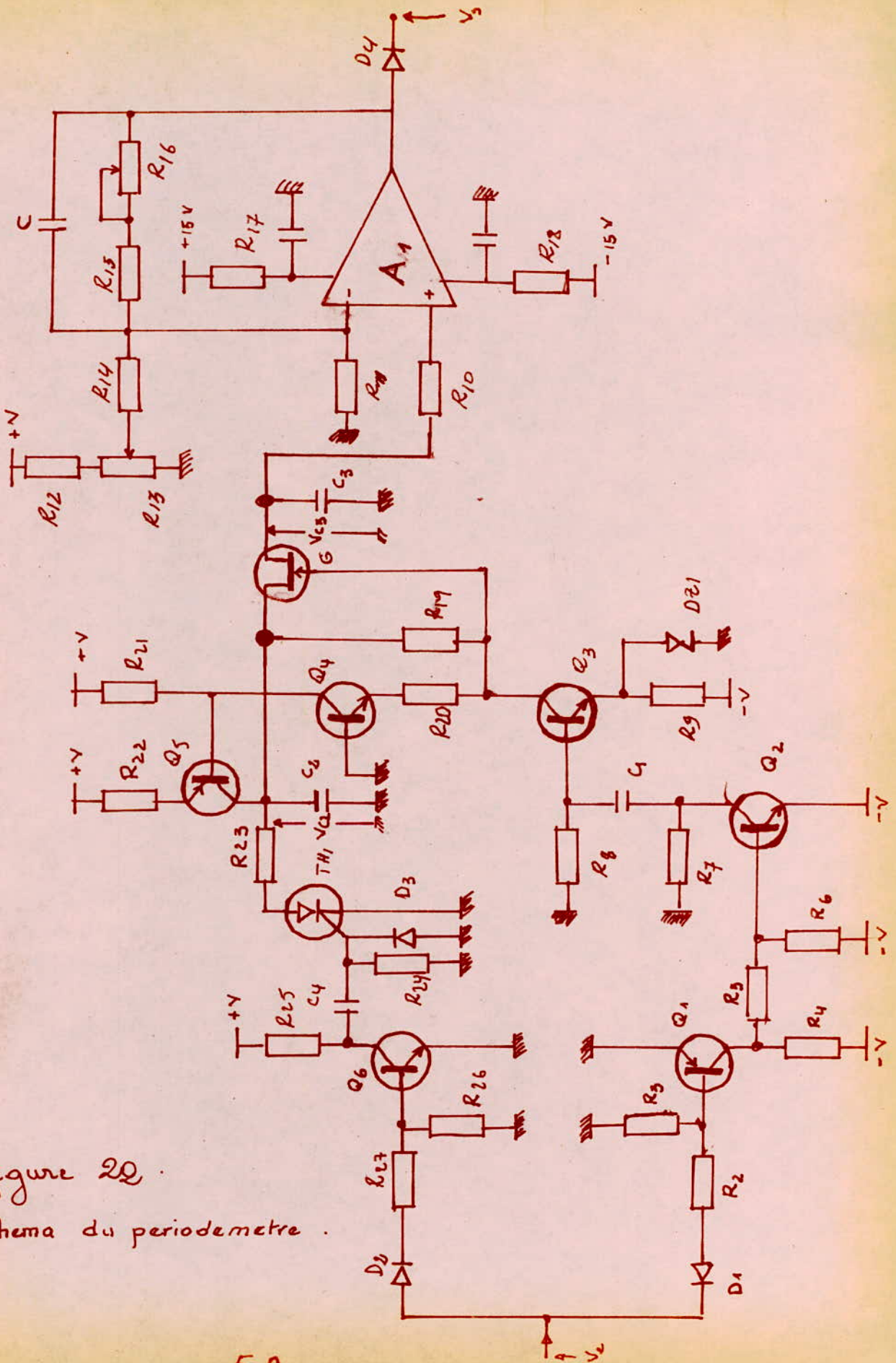


figure 20.
 Schema du periodometre.

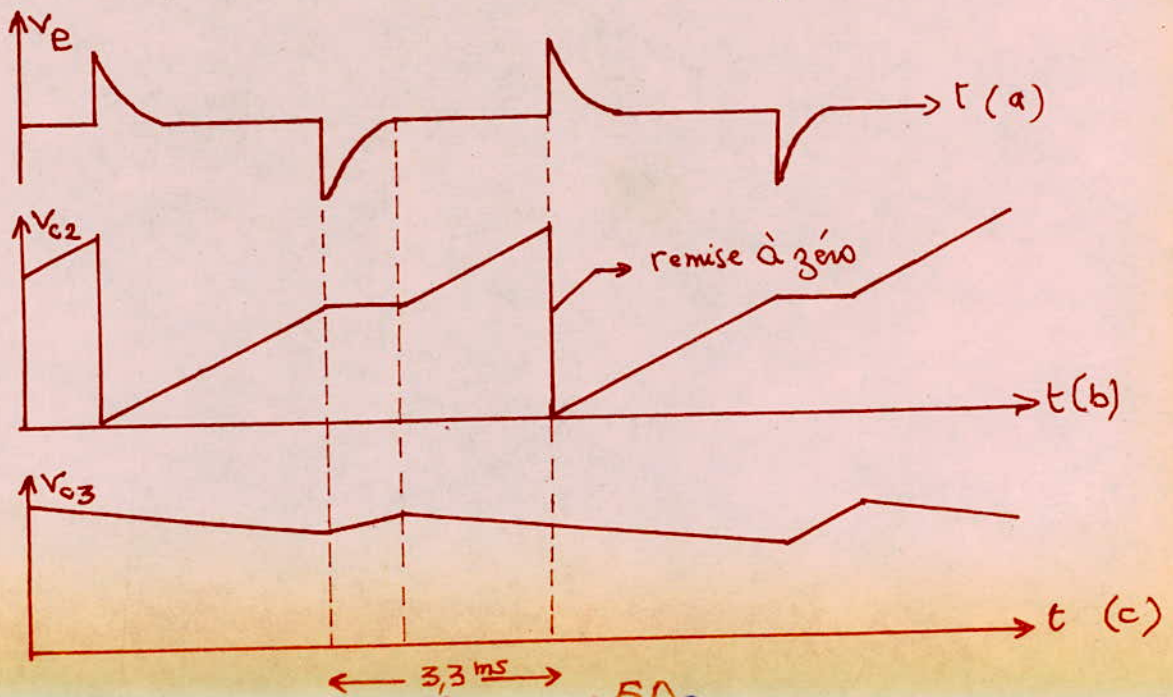
L'impulsion négative passant par D_3 bloque le transistor Q_{10} et par conséquent le générateur de courant. Une tension apparaît au collecteur de Q_3 et à la base du FET Q_2 .

Cette tension sature le FET. La charge de C_2 est ainsi transférée en C_3 . Cette tension sera amplifiée par l'amplificateur opérationnel A_1 .

A la fin de l'impulsion négative, le générateur de courant continue de charger C_2 . Cette charge sera court-circuitée par l'impulsion positive suivante.

La résistance d'entrée de l'amplificateur opérationnel étant très grande, la constante de temps de décharge du condensateur C_3 sera donc très grande devant la période du signal d'entrée.

La tension aux bornes de C_3 sera donc sensiblement constante. Cette tension sera amplifiée par A_1 (741C).



(a) signal d'attaque du période-mètre. (b) signal recueilli aux bornes de la capacité C_2 . (c) tension aux bornes de C_3 .

À l'arrêt du moteur la période de la tension rotorique est de 20 ms. C'est pour cette valeur de la période que les courbes précédentes ont été tracées. La remise à zéro de la capacité C_2 se fait toutes les 6,6 ms. Le transfert de la charge de C_2 sur la capacité C_3 se fait pendant la durée de l'impulsion négative aiguillée par la diode D_1 .

Le signal V_{C_3} va après amplification vers le dispositif d'allumage. L'amplificateur opérationnel A_1 est muni d'un réglage de pente ainsi que d'un réglage de gain. Le réglage de pente est obtenu par le réglage du potentiomètre R_{13} . Le réglage de gain par le potentiomètre R_{16} .

3.4 Relais statique de Fréquence

1) Principe de fonctionnement

Le relais statique de fréquence est un dispositif permettant de détecter l'instant où le moteur atteint le glissement $g = 1,3$ lors d'un ralentissement en descente.

Au moment de l'inversion des contacteurs statiques, pour déclencher le freinage en contre-courant, les thyristors n'ont pas à travailler car il apparaît au rotor une tension qui est le double de la tension nominale.

Les thyristors seront donc court-circuités par un contacteur. Lorsque la vitesse du moteur atteint la limite fixée de fonctionnement dans la zone de réglage, il faudra court-circuiter les thyristors pour remettre en marche le dispositif électronique.

Le relais de fréquence donnera donc l'ordre de court-circuiter ces thyristors au point de fonctionnement correspondant à $g = 1,3$. Cet ordre interviendra donc à la fréquence

$$f = 50g = 65 \text{ Hz}.$$

Le détecteur de suritesse ainsi défini peut être attaqué par un des signaux de synchronisation des allumens.

Ce dispositif est constitué par un oscillateur astable à transistor unijonction et d'un détecteur d'impulsions.

2) Schéma du relais statique

(cf figure 23)

Vers circuit de commande
du triac

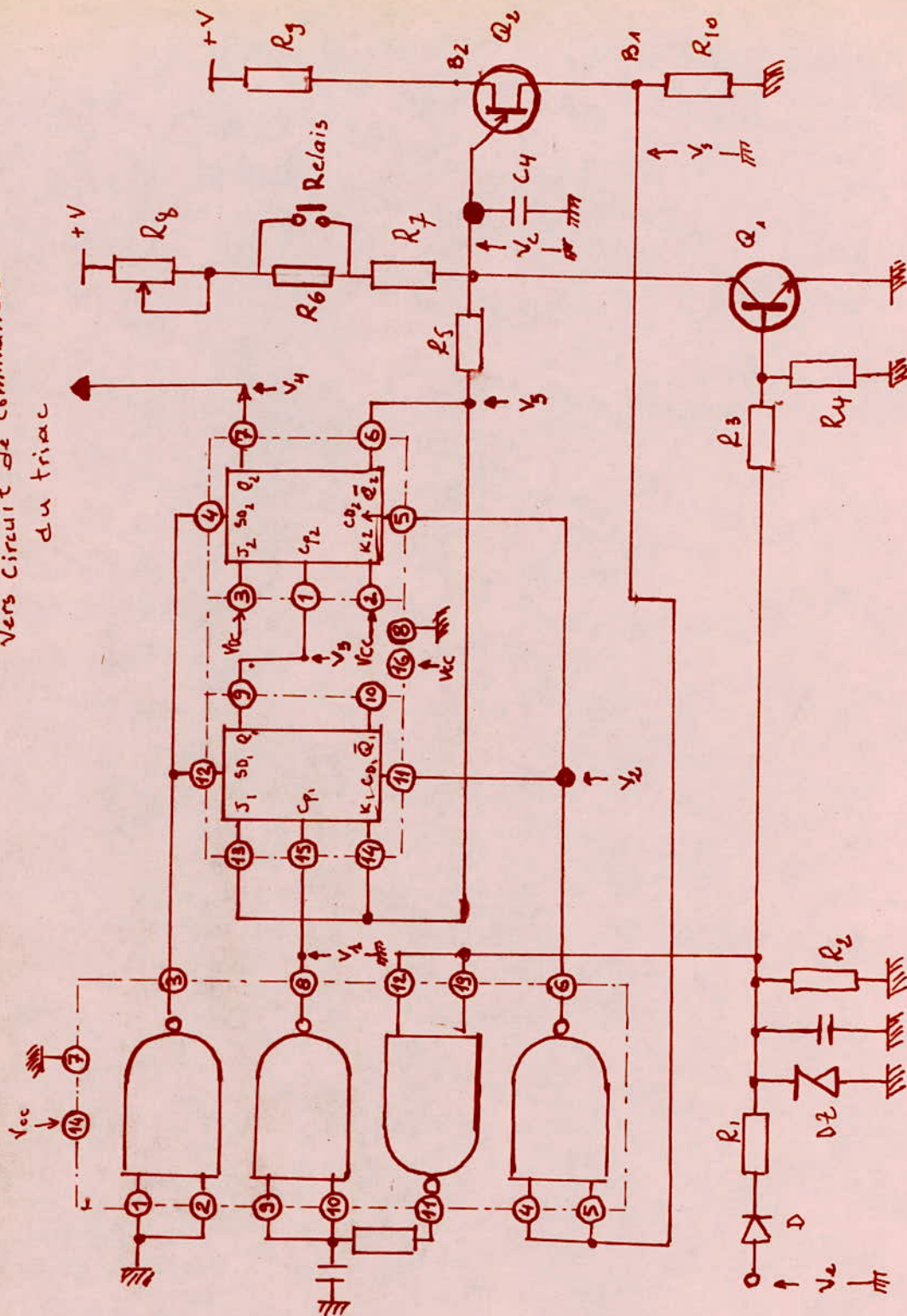


figure 23 Detecteur de survitasse .

3) Fonctionnement de l'oscillateur astable (voir fig 24)

Le temps t_1 représentant les $\frac{2}{3}$ de la période rotative sera comparé au temps t_0 représentant la période des impulsions délivrées par cet oscillateur. Ce temps t_0 représentera aussi les $\frac{2}{3}$ de la période de la tension rotative correspondant au glissement $g = 1,3$.

$$t_0 = \frac{2}{3} T \quad \text{avec} \quad T = \frac{1}{65} \approx 0,0154 = 15 \text{ ms.}$$

$$t_0 = \frac{2}{3} T = 10 \text{ ms.}$$

La période des impulsions de cet oscillateur sera donc égale à 10 ms.

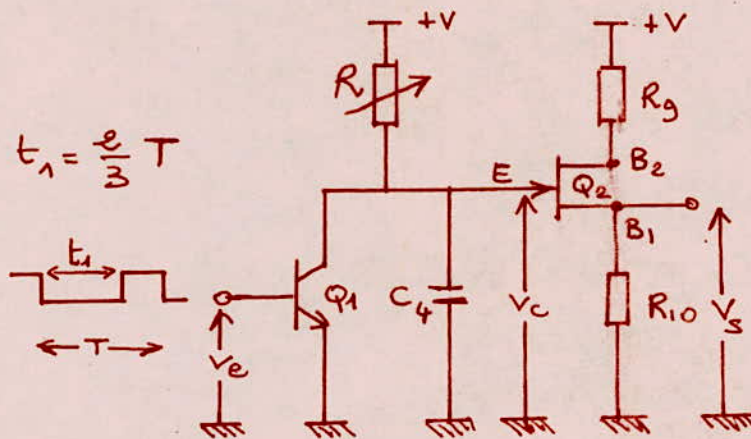


fig 24

Rappelons qu'un transistor unijonction est un semi conducteur qui ne comporte qu'une seule jonction. C'est pour cette raison qu'il possède des caractéristiques très différentes de celles d'un transistor classique.

La figure 25 représente la caractéristique $V_e(I_e)$ pour une certaine valeur du courant de base I_{B2} . Lorsque I_{B2} croît V_p augmente.

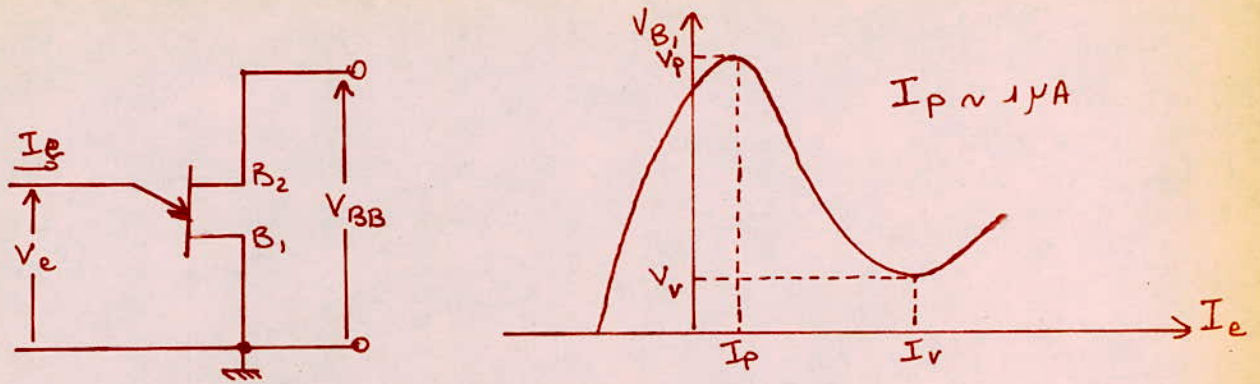


fig 25

Cette propriété est utilisée pour la réalisation d'un oscillateur astable à (UJT) cet oscillateur est représenté sur la fig 24. Ce montage consiste à charger la capacité C_u à travers la résistance R . Lorsque la tension aux bornes de la capacité C_u atteint la tension de pic, le condensateur se décharge rapidement à travers l'UJT jusqu'à la tension de vallée V_V puis un nouveau cycle recommence. La résistance R_{10} sert à limiter le courant de décharge de C_u .

La période des impulsions est donnée par

$$T = RC \log\left(\frac{1}{2-\tau}\right) = t_0 = 10 \text{ ms.}$$

τ est appelé rapport intrinsèque. Le rapport lie la tension de pic à la tension interbase. $0,4 < \tau < 0,8$.

Cet oscillateur est commandé par un transistor Q_1 qui est soit bloqué soit saturé suivant la tension appliquée à sa base. Ce transistor permet de réaliser la comparaison

des temps t_1 et t_0 .

1^{er} cas : $t_1 > t_0$.

Lorsque $V_c = 0$, Q_1 est bloqué, C_u se charge à travers R ; la tension V_s sera une impulsion.

Quand V_c devient inférieure à $V_r = V_{EB_{min}}$ la jonction émetteur base se bloque et le cycle recommence

2^e cas : $t_1 < t_0$.

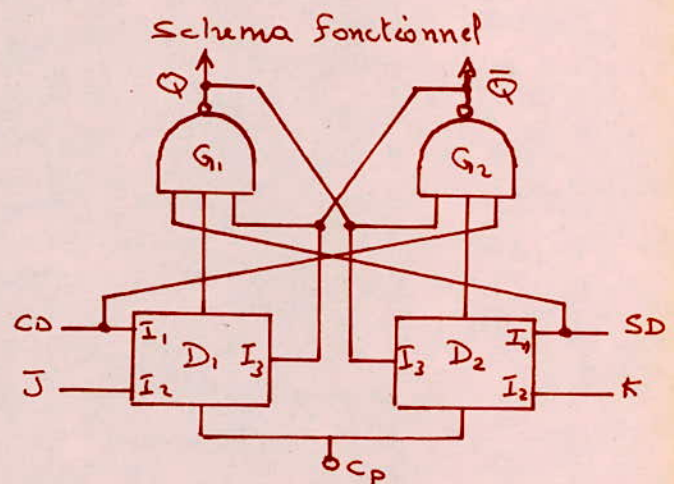
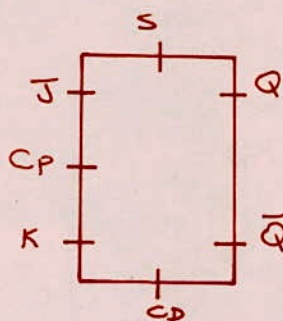
V_c est toujours inférieure à V_p : $V_s = 0$

Dans les deux cas lorsque $V_c = 1$ Q_1 est conducteur la capacité C_u se décharge. (cf 24)

4) Fonctionnement des bascules JK:

- Rappel

Symbole



- Les boîtes D_1 et D_2 représentent des circuits qui délivrent des fronts descendants quand leurs entrées I_1, I_2, I_3 sont au niveau logique 1 et que l'entrée C_p reçoit un front descendant (passage de 1 à 0).

Les entrées I_1, I_2, I_3 sont telles que si l'une d'entre elles est à 0, la production d'impulsions en sortie de D_1 ou D_2 est bloquée.

C_D et S_D sont des entrées telles que :

• $C_D = 0 \Rightarrow \bar{Q} = 1 \quad Q = 0$

• $S_D = 0 \Rightarrow Q = 1 \quad \bar{Q} = 0$

— Description du fonctionnement. (voir fig 27)

a) Plaçons-nous juste avant la ligne 0.

Quel que soit l'état des sorties Q_1 et Q_2 , à ce moment quand C_D passe à 0, Q_1 et Q_2 passent à 0 également :

$\Rightarrow \bar{Q}_1 = \bar{Q}_2 = \bar{J}_1 = K_1 = 1$

• ligne (-1)

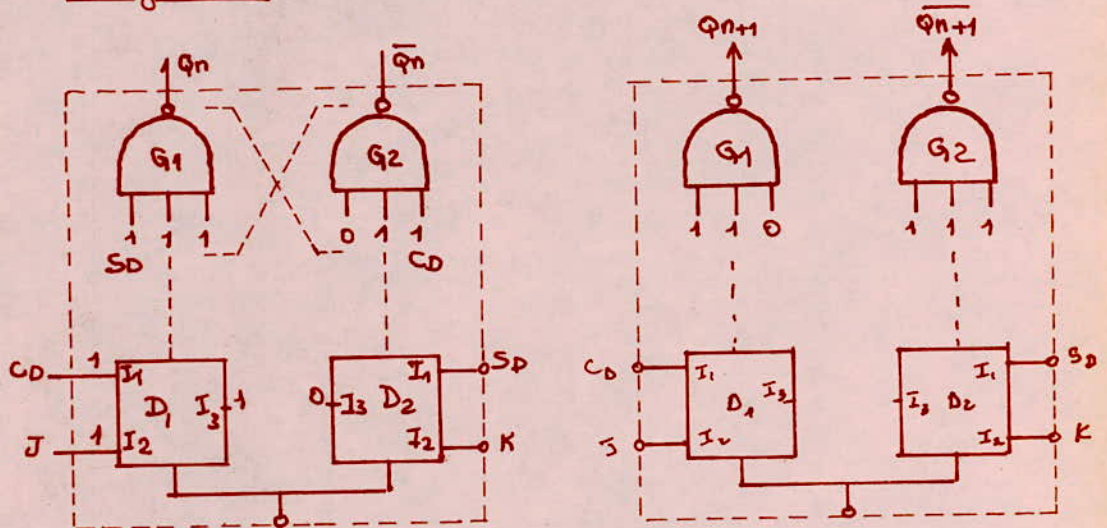


Fig 26

D_1 est susceptible de produire un front

D_2 est bloquée ($I_3 = 0$)

une impulsion sur C_D provoquera le basculement de $G_1 \Rightarrow$

$$\Rightarrow \left. \begin{array}{l} \text{changement d'état} \\ Q_n = 0 \\ \overline{Q}_n = 1 \end{array} \right\} \Rightarrow \begin{array}{l} Q_{n+1} = 1 \\ \overline{Q}_{n+1} = 0 \end{array}$$

• ligne (2)

$C_D = 0 \Rightarrow$ les 2 bascules se remettent simultanément à zéro $\Rightarrow Q_1 = 0 \quad Q_2 = 0$

Remarque :

Le front descendant qui apparaît en C_{p2} n'influe pas sur l'état de sortie de JK_2 puisque l'entrée préférentielle C_{D2} passe à 0.

• ligne (3), (4) ...

Le cycle se reproduit de manière identique aux lignes (1), (2).

Conclusion :

Tant que $T_1 > T_0$ les fronts apparaissent en C_{D1} et C_{D2} et la bascule JK_2 reste à zéro

b) $T_1 < T_0$

Supposons qu'à l'instant suivant l'impulsion disparaît.

- Sur le front descendant C_{p1} , Q_1 passe de 0 à 1
 Q_2 ne change pas d'état (front montant en C_{p2})

- sur le 2^{ème} front descendant de C_{p1} , Q_1 passe de 1 à 0 \Rightarrow front descendant en $C_{p2} \Rightarrow$ basculement de JK₂
 $Q_2 = 1$, $\bar{Q}_2 = 0 \Rightarrow J_1 = K_1 = 0$
- $J_1 = K_1 = 0$, JK₂ ne changera plus d'état sur les fronts descendants de C_{p1} (circuits D₁ et D₂ bloqués $I_2 = 0$).

Conclusion:

les bascules resteront dans cet état:

$$Q_1 = 0 \quad Q_2 = 1$$

Jusqu'à ce que les impulsions en C_{D1} et C_{D2} reapparaissent, c'est-à-dire que $T_1 \geq T_0$ (T_0 réglé par R_2).

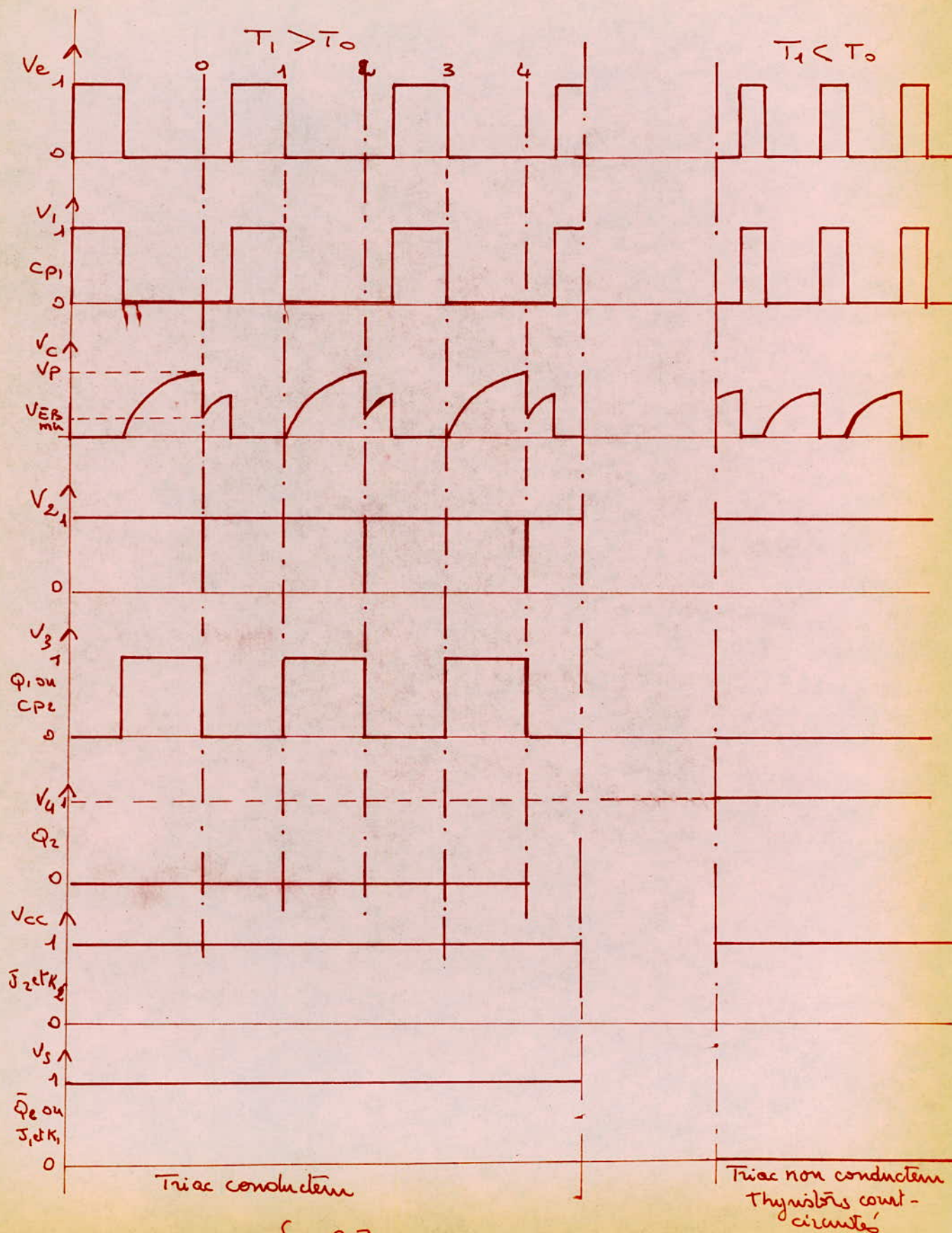


fig 27

3.5 Frequence-mètre

Le frequence-mètre permet d'établir une relation lineaire entre la frequence et une tension. Il joue le rôle de generateur tachymetrique utilisée sur la plupart des systemes de commande de vitesse.

Le generateur d'impulsions delivre une serie d'impulsions positives et negatives. Ce signal impulsionnel attaque l'entree du frequence-metre.

Schema simplifie du frequence metre.

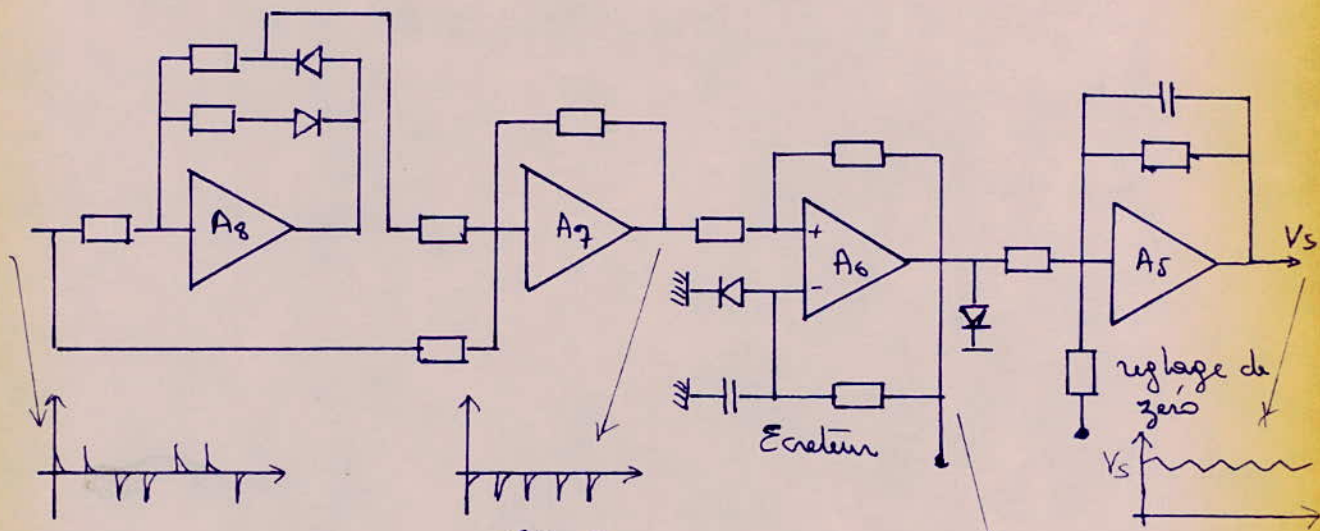
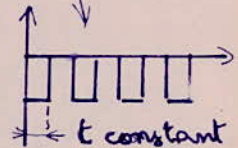


Fig 28

Constitution.

- Un doubleur de frequence
- Un monostable à amplificateur operationnel
- Un integrateur à " "



1) Doubleur de fréquence

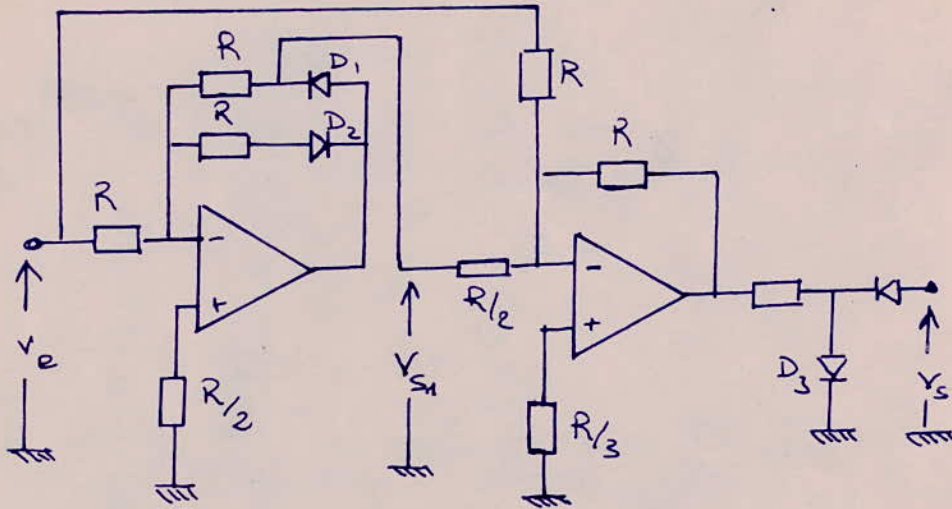


Fig 29

Le montage est destiné à fournir des impulsions négatives capables de commander un monostable à amplificateur opérationnel. La distance entre deux impulsions successives (V_s) doit être constante. Le dispositif de la figure (29) réalise cette condition en redressant les impulsions d'entrée.

Fonctionnement :

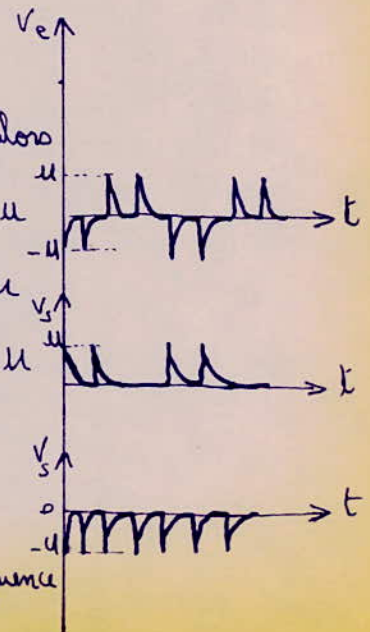
Quand $V_e = -u$ la diode D_1 est conductrice alors que D_2 est bloquée et inversement lorsque $V_e = +u$

$$\text{Ainsi : } V_e = -u \Rightarrow V_{s1} = u \Rightarrow V_s = u - 2u = -u$$

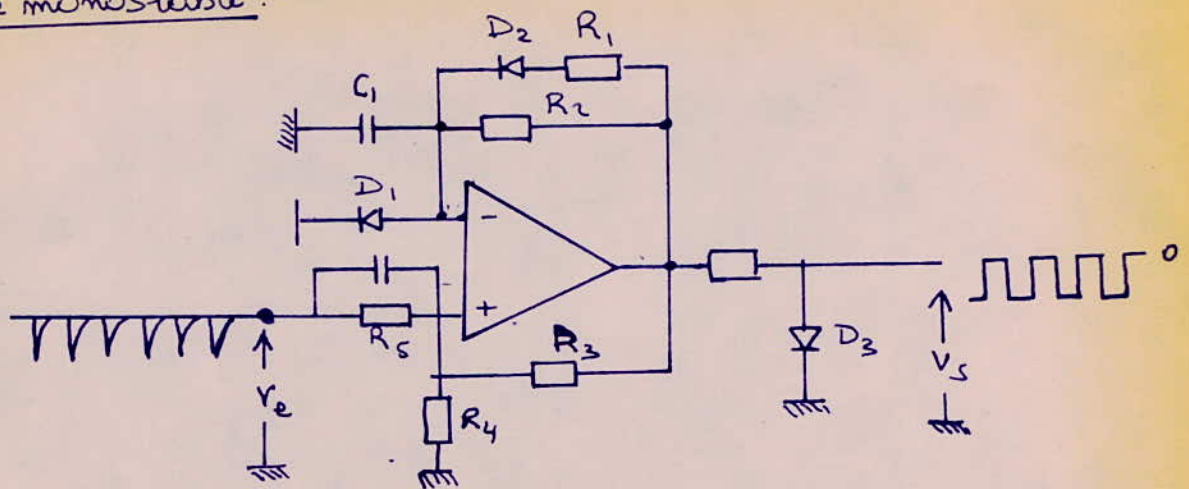
$$V_e = +u \Rightarrow V_{s1} = 0 \Rightarrow V_s = 0 - u = -u$$

La fréquence de répétition du signal d'entrée est donc rendue double.

Si f est la fréquence du courant rotorique, la fréquence de répétition de V_e est $6f$ et celle de V_s de $12f$.



e) le monostable.



Sur une impulsion négative à l'entrée, V_s devient négative et reste ainsi grâce à l'hysteresis introduite par R_3 et R_4 .

V_s étant négative, la capacité C_1 se charge à travers la résistance R_2 (la diode D_2 étant bloquée). Lorsque la tension aux bornes de C_1 devient supérieure à V_e , le monostable bascule et V_s positive est court-circuitée par la diode D_3 . L'hysteresis ramène une tension positive à l'entrée le maintenant dans cet état jusqu'à l'apparition d'une nouvelle impulsion négative.

Le temps pendant lequel V_s est négatif est constant, il est donné par:

$$t = R_2 C_1 \log \left(1 - \frac{R_4}{R_3 + R_4} \right)$$

La fréquence maximale d'utilisation du dispositif de contrôle étant fixée à $f = 65 \text{ Hz}$, le temps t sera:

$$t \frac{1}{12f} = \frac{1}{12 \cdot 65} = 1,28 \text{ ms} \Rightarrow t = 1,28 \text{ ms.}$$

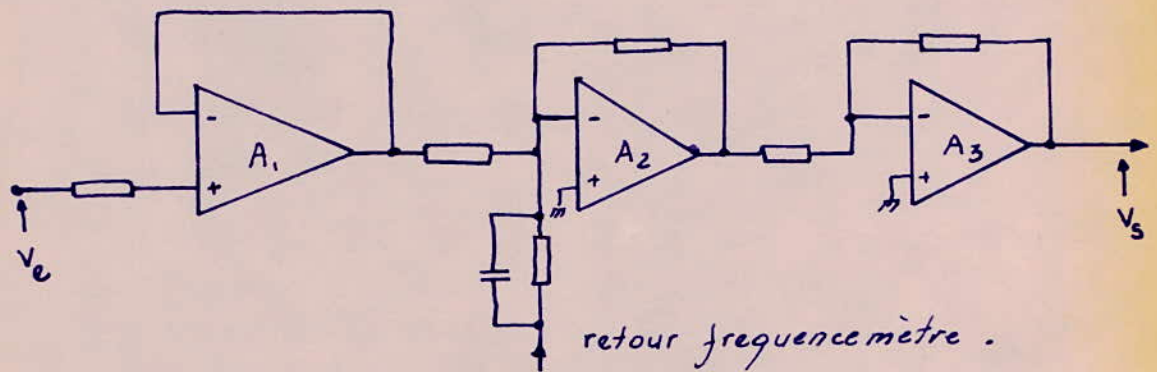
3-6 L'amplificateur de vitesse

1) Principe de la régulation

Il s'agit ici d'une régulation à action proportionnelle dont le gain est généralement compris entre 6 et 10.

Pour améliorer la réponse du système, il a été placé une avance de phase dans le retour fréquence mètre.

2) Schéma de principe



L'amplificateur de vitesse comporte :

- Un ampli suiveur à grande impédance d'entrée A_1
- Un ampli comparateur à grand gain A_2
- Un ampli à faible gain donnant la référence d'allumage

3) Fonctionnement

L'amplificateur A_1 est un transformateur d'impédance sans gain ou suiveur dont les caractéristiques sont :

$$\text{Gain} \approx 1 - \frac{1}{G_{BO}} \approx 1$$

$$G_{BO} = \text{gain en boucle ouverte} \\ = 100.000$$

son impédance est très élevée.

$$Z_{eBF} = G_{B0} Z_{eB0}$$

Z_{eBF} : impédance d'entrée en boucle fermée

Z_{eB0} : " " " " ouverte

Les amplificateurs A_2 et A_3 ont des gains en boucle fermée très différents. Le gain de A_2 est de l'ordre de 18 alors que celui de A_3 de l'ordre de 0,35. Cette répartition dissymétrique des gains a pour effet:

- d'avoir une plus grande précision dans la détermination de l'erreur.
- D'éviter la saturation de A_3 qui entraîne des non linéarités préjudiciables au fonctionnement.

Fonctionnement $|V_e| < |V_r| \Rightarrow \varepsilon > 0 \Rightarrow V_s > 0$

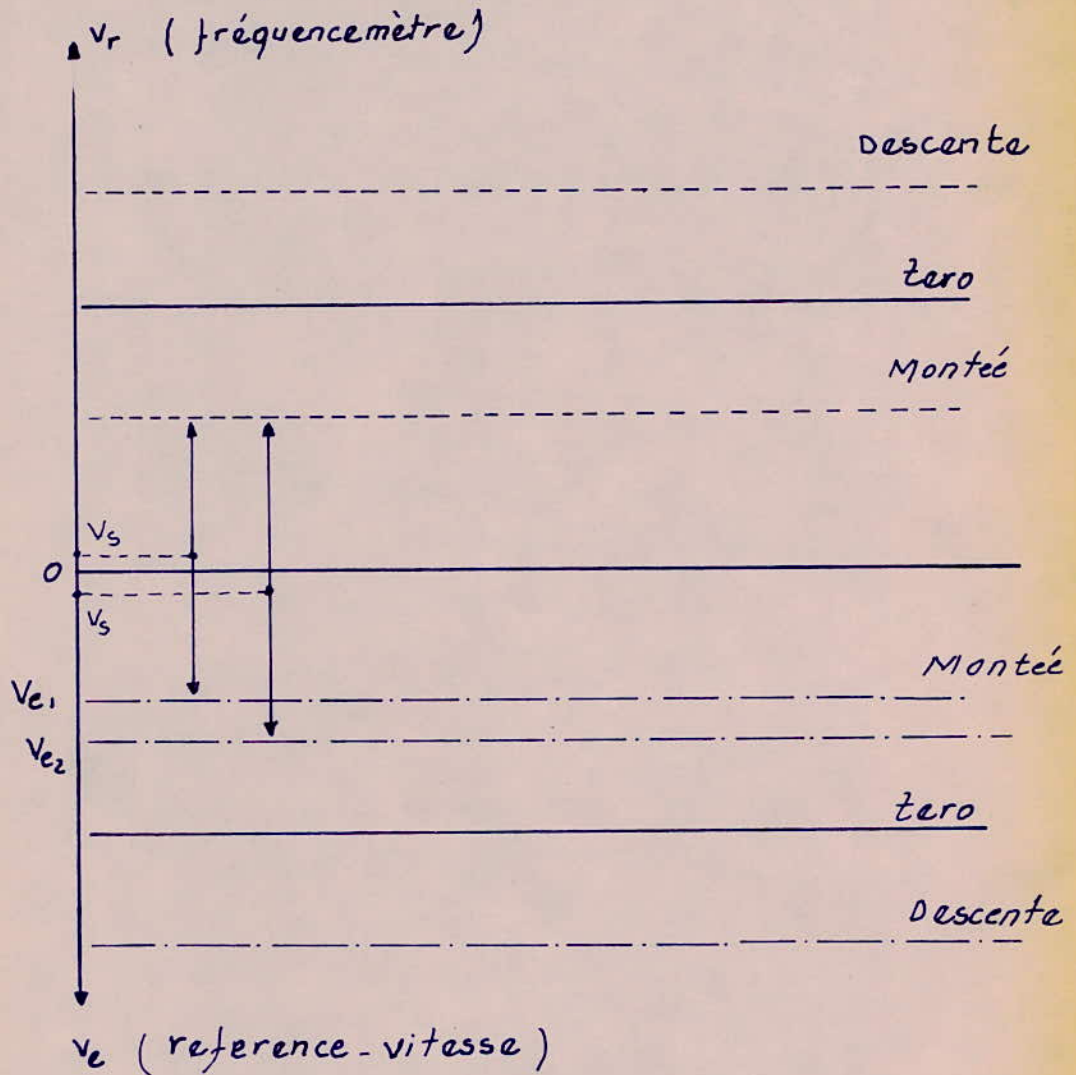
La tension de sortie V_s fournit ainsi la valeur de consigne à l'allumeur qui amorce les thyristors.

si $|V_e| > |V_r| \Rightarrow \varepsilon < 0 \Rightarrow V_s < 0$

Dans ce cas, la pente de la rampe (délivrée par le générateur de rampe de l'allumeur) serait égale à la tension de référence de ce même générateur. C'est ainsi que l'on peut régler cette tension de référence de manière à ce que les thyristors ne s'amorcent pas.

Le signal V_s allant vers les allumeurs est proportionnel à l'angle d'allumage des thyristors.

Le principe de fonctionnement est décrit sur le schéma ci-dessous



si $|V_e| < |V_r| \Rightarrow E > 0 \Rightarrow$ Amorçage des thyristors.

si $|V_e| > |V_r| \Rightarrow E < 0 \Rightarrow$ Blocage des thyristors.

3.7. Fonctionnement descente crochet à vide

Ce système de réglage de vitesse comporte un réglage de sens de rotation des phases. Ce réglage est indispensable au bon fonctionnement du dispositif de contrôle. En effet lorsque le moteur est couplé dans le sens "montée"; le dispositif fonctionne normalement comme il a été déjà montré. Lorsque le dispositif de contrôle doit fonctionner dans le sens de rotation des phases (rotor) inverse du sens "montée", il est nécessaire

- D'inverser (rotation de 180°) les signaux de synchronisation
- De modifier le réglage du détecteur de suritesse pour provoquer la conduction du triac à une fréquence rotorique inférieure à 35 Hz.

Il a donc été placé à cet effet un contacteur (que l'on désignera par D) qui est relié au +15V dans le cas de la descente crochet à vide. Montrons comment se fait la rotation des signaux de synchronisation ainsi que le réglage du détecteur de suritesse.

Le générateur d'impulsions.

schema logique (fig 31)

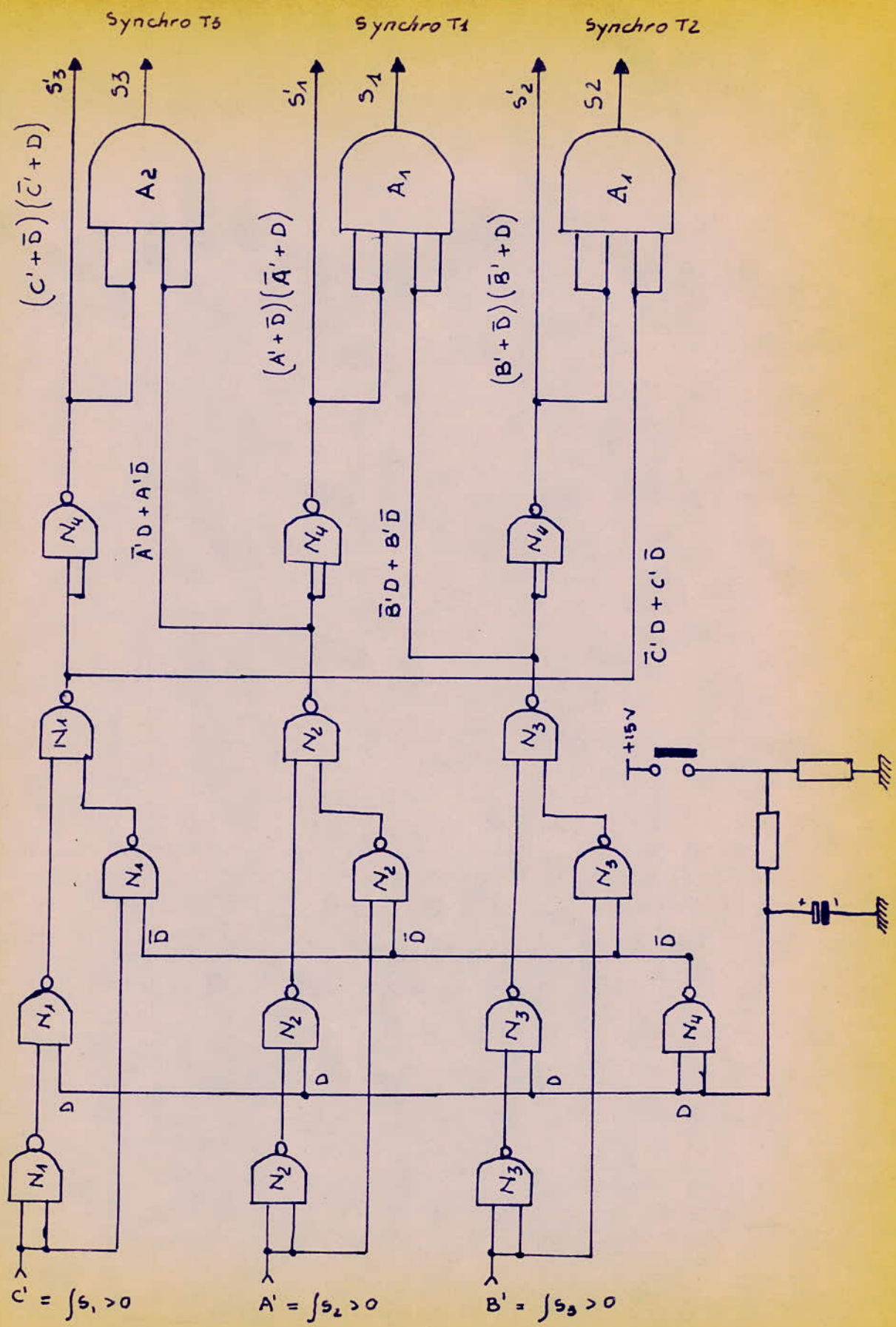


Fig 31 Partie logique du générateur d'impulsions.

Les signaux obtenus en sorties S_1, S_2, S_3 sont dérivés puis additionnés aux signaux de même de la période. Les impulsions résultant de cette addition attaqueront l'entrée du fréquence mètre.

Les signaux obtenus en sorties S_1, S_2 et S_3 serviront pour la synchronisation des trois thyristors.

$$S_1 = (\bar{B}'D + B'\bar{D})(A'D + \bar{A}'\bar{D})$$

$$S_2 = (\bar{C}'D + C'\bar{D})(B'D + \bar{B}'\bar{D})$$

$$S_3 = (\bar{A}'D + A'\bar{D})(C'D + \bar{C}'\bar{D})$$

• Lorsque le relais n'est pas alimenté

$$D=0 \Rightarrow \bar{D}=1$$

$$S_1 = B'\bar{A}', \quad S_2 = C'\bar{B}', \quad S_3 = A'\bar{C}'$$

Dans ce cas S_1, S_2, S_3 sont les signaux de synchronisation lorsque le moteur est couplé dans le sens "montée"

• Lorsque le relais est alimenté :

$$D=1 \Rightarrow \bar{D}=0$$

$$S_1 = \bar{B}'A', \quad S_2 = B'\bar{C}', \quad S_3 = \bar{A}'C'$$

Dans ce cas S_1, S_2 et S_3 sont les signaux de synchronisation des allumateurs lorsque le moteur est couplé dans le sens "descente" crochet à vide. Ces nouveaux signaux seront déphasés de 180° par rapport aux précédents.

Reglage du détecteur de surtension

Sur la figure 23 (détecteur de surtension), il a été placé une résistance additive R_6 qui est soit mise en service soit court-circuitée en fonction de la position du relais R. Ce relais est solidaire du relais D.

La période des impulsions de l'oscillateur stable devra être :

$$t_0 = \frac{2}{3} T \quad \text{avec } T = \frac{1}{35} \approx 0,03 \text{ s} = 30 \text{ ms}$$

$$t_0 = 20 \text{ ms} = RC \log \left(\frac{1}{1-z} \right)$$

La résistance additive R_6 permet donc de ramener la période des impulsions de cet oscillateur de la valeur $t_0 = 10 \text{ ms}$ à $t_0 = 20 \text{ ms}$. On aura ainsi modifié le réglage de ce détecteur.

- CONCLUSION -

La variation de vitesse s'étend, à la précision près du système, entre les limites $+30\%$ et -30% de la vitesse de synchronisme, ou plus exactement dans le domaine des glissements compris entre 0,7 et 1,3. En effet, le système ne fonctionne que pour un sens bien défini du couple développé par la charge (couple résistant).

Ce système ne peut donc être utilisé dans les applications où la variation de vitesse est nécessaire jusqu'à la vitesse de synchronisme et dans les applications où le signe du couple dû à la charge est aléatoire. La précision de ce système est meilleure au voisinage du calage qu'au glissement 0,7 pour les raisons suivantes.

- La marge du couple moteur est pratiquement nulle à cette vitesse du fait de la détermination de la résistance rotorique. - La réduction du couple moteur due à un échauffement excessif des résistances rotoriques ou du moteur, ou à une chute de la tension d'alimentation ne peut être rattrapée par la régulation.

Pour l'application envisagée la précision de la vitesse n'est nécessaire qu'au voisinage du calage pour réaliser le positionnement dans les meilleures conditions (pose de charge délicate).

Augmenter la précision au glissement 0,7 conduirait à augmenter sensiblement le prix de l'équipement sans apporter un avantage pratique. Le système est réglé pour que le moteur maintienne la charge immobile en affichant la référence "vitesse nulle". Le réglage effectué pour cela consiste à créer dans la boucle d'asservissement l'écart E_c à l'entrée de l'amplificateur de vitesse en agissant sur le fréquencemètre. Cet écart E_c aie un angle de conduction tel que la caractéristique couple - vitesse ainsi obtenue à l'aide de la résistance R passe par le point $G = 1$; $C = 1$. Le système alors immobile peut être considéré comme étant en boucle ouverte avec E_c comme valeur d'entrée.

OUVRAGES CONSULTÉS



- ↳ Revues R-G-E .
- ↳ Etude des circuits électriques (Par J. Lagasse)
- ↳ Emploi rationnel des circuits intégrés (Par J.P. æhmichen)
- ↳ Principes et applications des circuits intégrés linéaires .
- ↳ Thyristors et Triacs (M. Mounic)
- ↳ Thyristors et Triacs (R. Renucci)
- ↳ Les oscillateurs (R. DAMAYE)
- ↳ Machines électriques . Notions fondamentales (E. Gillons)
- ↳ Schémas d'électronique (J. Morand)
- ↳ Commande électronique des moteurs à courant continu .
- ↳ Machines électriques (M. KOSTENKO)