

3/78

UNIVERSITE D'ALGER



ECOLE NATIONALE  
POLYTECHNIQUE

Aex

DEPARTEMENT ELECTRICITE

# PROJET DE FIN D'ETUDES

ENTRAINEMENT D'UNE  
FRAISEUSE PAR MOTEUR  
A COURANT CONTINU



Proposé et dirigé par :

Mr. V. BOUTENKO

Etudié Par :

Khaled ARFA

Salah MESSIKH

UNIVERSITE D'ALGER

ECOLE NATIONALE  
POLYTECHNIQUE

DEPARTEMENT ELECTRICITE

# PROJET DE FIN D'ETUDES

ENTRAINEMENT D'UNE  
FRAISEUSE PAR MOTEUR  
A COURANT CONTINU

Proposé et dirigé par :

Mr. V. BOUTENKO

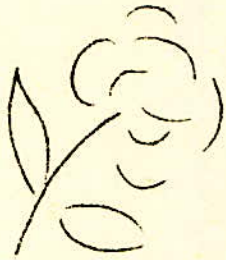
Etudié Par :

Khaled ARFA

Salah MESSIKH

PROMOTION JUIN 1978

# Dédicaces



A mon père, à ma mère,  
à mon frère et mes sœurs,  
et à toute la famille ARFA.  
Khaled

à mon père, à ma mère,  
à mes frères et sœurs,  
à mes oncles et tantes  
et leurs familles.

- Salah -

--- R E M E R C I E M E N T S ---

-----

Par ce modeste travail, nous tenons à remercier tous les enseignants qui ont participé de près ou de loin à notre formation, en particulier Monsieur V.BOUTENKO notre promoteur.

Nous tenons à remercier également, Monsieur ARFA Allaoua et Mademoiselle SLIMANI Karima pour leur aide précieuse.

SALAH et KHALED.



--- INTRODUCTION

-----

Dans l'industrie moderne, on trouve un grand nombre de machines fonctionnant à vitesse variable, notamment les machines outils qui travaillent les métaux par enlèvement de matière, les laminoirs, les ponts roulants, les dispositifs de manutention ainsi que les différentes machines des industries papetière, minière, textiles, etc....

Pour les machines outils à travailler les métaux, comme dans notre cas la fraiseuse, la vitesse de rotation du moteur d'entraînement est fonction de la nature du métal travaillé, de la forme et de la qualité de l'outil de coupe, de la forme et des dimensions de la pièce à usiner, ainsi que d'autres facteurs.

La productivité et la qualité des pièces obtenues dépendent donc du réglage adéquat de la vitesse de rotation du moteur d'entraînement.

Dans l'histoire du développement des systèmes d'entraînement, les procédés mécaniques de réglage de la vitesse ( poulies étagées, jeux de pignons, systèmes de transmission ) sont les premiers à permettre le passage des systèmes d'entraînement non réglables aux systèmes d'entraînement réglables. Mais à l'heure actuelle, c'est le réglage électrique de la vitesse qui est utilisé à cause de ses avantages techniques et économiques.

-- CHAPITRE I. --

-----

SYSTEMES DE COMMANDE ET D'ENTRAINEMENT.

I. 1 - GENERALITES :

Tout système d'entraînement et de commande doit être principalement constitué d'un moteur, dans notre cas ce sera un moteur électrique qui sera destiné à faire tourner la broche d'une fraiseuse et ceci à différentes vitesses.

La vitesse de n'importe quel moteur électrique qu'il soit alternatif ou continu, peut être variée si on peut agir sur une des grandeurs électriques qui la déterminent, pour ceci il suffit d'intercaler un système de réglage entre le réseau triphasé et le moteur d'entraînement.

Nous allons étudier trois systèmes d'entraînement et de commande et nous choisirons le système qui satisfait le plus les caractéristiques recherchées et les conditions d'emploi qui sont par exemple la puissance, la vitesse maximale, la plage de réglage de la vitesse, la caractéristique mécanique de la machine entraînée, les conditions de démarrage, le freinage de réversibilité....

I. 2 - ENTRAINEMENT ET COMMANDE PAR GROUPE WARD LEONARD.

Comme on le voit dans la figure ( I.1 ) où est représenté un système Ward Léonard sans boucle de retour, l'induit de la génératrice est connecté directement à l'induit du moteur sans rhéostat de démarrage ou de réglage.

La tension aux balais de la génératrice peut être diminuée à volonté en diminuant le courant d'excitation. Le changement du sens de rotation du moteur se fait par l'inversement de la polarité de l'enroulement d'excitation de la génératrice.

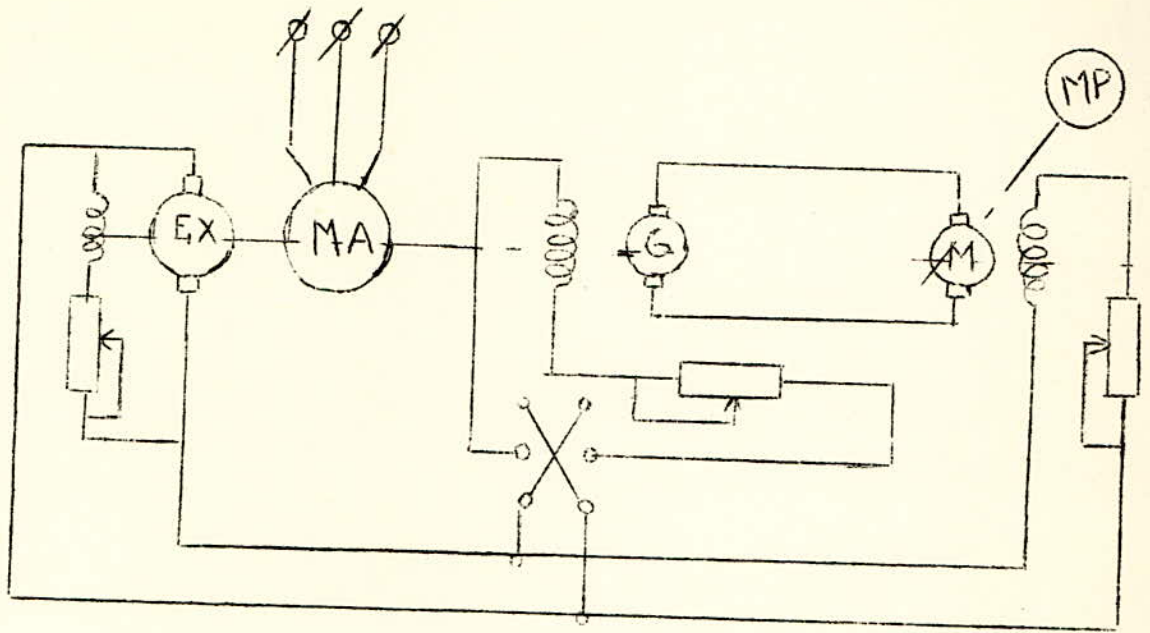


fig I.1

- MA : Moteur Asynchrone
- M : Moteur à courant continu
- G : Génératrice
- MP : Machine de service

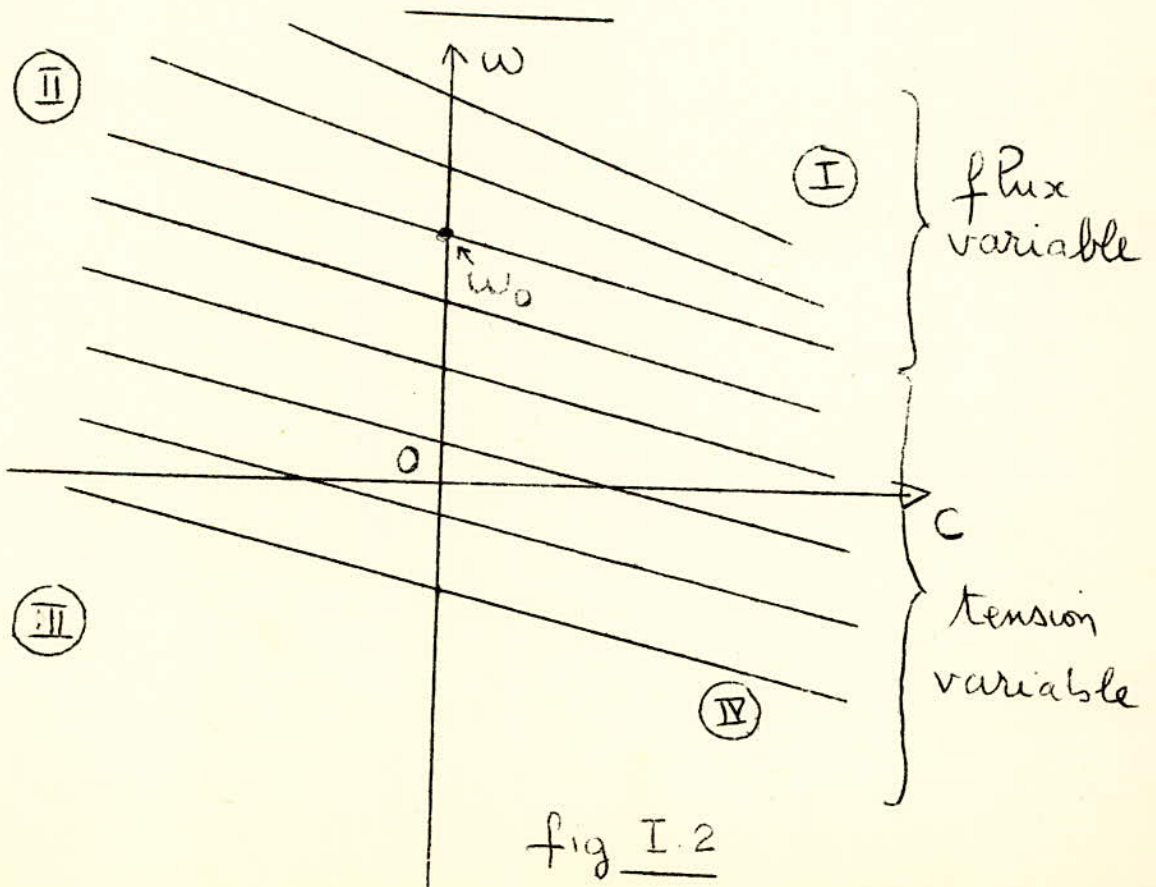


fig I.2



Pour une force - électromotrice  $E_g$  de la génératrice :

$$\omega = \frac{E_g - I (R_m + R_g)}{k \Phi_m}$$

$R_m$  : Résistance de l'induit du moteur

$R_g$  : Résistance de l'induit de la génératrice

$\Phi_m$  : Flux du moteur

$\omega$  : Vitesse angulaire du moteur

La valeur supérieure de la vitesse est limitée par les conditions de la commutation qui deviennent plus mauvaises avec l'accroissement de la vitesse.

La valeur inférieure de la vitesse est limitée par le fait qu'aux faibles vitesses, la chute de tension dans le circuit d'induit, à pleine charge, devient du même ordre de grandeur que la tension de la génératrice et de petites variations de la charge provoquent de fortes perturbations de la vitesse et même l'arrêt du moteur. De plus, pour les faibles vitesses la stabilité de fonctionnement est influencée par l'action démagnétisante de la réaction d'induit de la génératrice .

L'Equation de la caractéristique mécanique est :

$$\omega = \frac{E_g}{k \Phi_m} - C \frac{R_m + R_g}{k^2 \Phi_m^2} \quad \omega_0 = \frac{E_{g_0}}{k \Phi_m}$$

$C$  : Couple du moteur

$\omega_0$  : Vitesse idéale de marché à vide

Le nombre de caractéristiques et par conséquent la progressivité du réglage est déterminée par le nombre d'échelons du rhéostat, inséré dans le circuit d'excitation de la génératrice ( figure I-2 ).

Le système Ward - Leonard comporte deux zones de réglage, le réglage économique par variation de la tension qui doit être réalisé à couple



constant et le réglage par variation de flux du moteur qui doit se faire à puissance constante.

Dans le quadrant I ( Fig. I-2 ), la machine A fonctionne en génératrice, la machine B fonctionne en moteur.

Dans le quadrant II, la machine B fonctionne en génératrice avec retour de l'énergie de B à A, la machine A fonctionne en régime moteur en diminuant la charge du moteur asynchrone et obligeant parfois ce dernier à rendre de l'énergie au réseau.

Dans le quadrant III, la machine A fonctionne en génératrice et B fonctionne en moteur mais dans le sens inverse.

Dans le quadrant IV, il se passe la même chose que pour le quadrant II, mais avec le sens de rotation inversé.

Dans le but d'élargir la gamme de réglage des vitesses de rotation, on utilise des schémas de maintien automatique pour des charges du moteur très variables de grande précision, on utilise, par exemple, le groupe Ward-Leonard à contre réaction ( fig. I-3 ).

En bout d'arbre du moteur on monte une génératrice tachymétrique qui délivre une tension proportionnelle à la vitesse du moteur, cette tension est comparée à la tension pilote recueillie aux bornes du potentiomètre P. La différence entre les deux tensions après passage par l'amplificateur est appliquée à l'enroulement d'excitation de la génératrice.

Une diminution éventuelle de vitesse du moteur fait baisser la tension de la génératrice tachymétrique et par suite, élève le courant d'excitation de la génératrice, ceci a pour effet un accroissement de la force électromotrice de la génératrice qui compense la chute de vitesse du moteur. Le degré de compensation est fonction du gain qu'offre l'amplificateur.

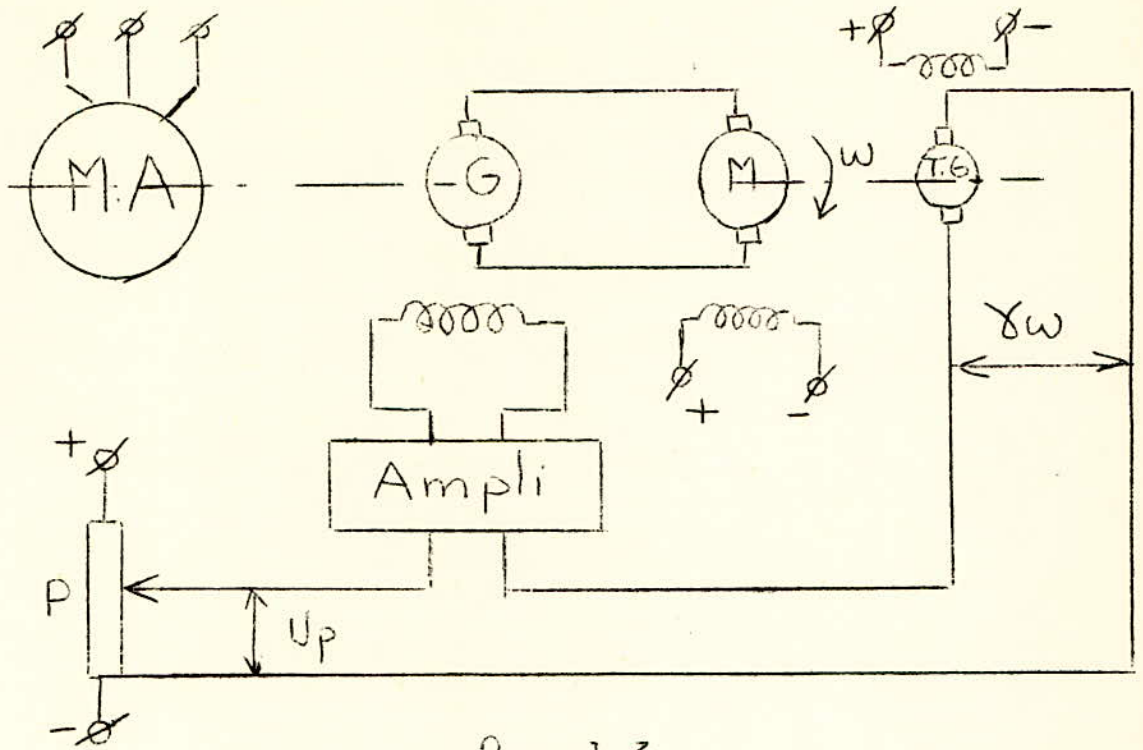


fig 1-3

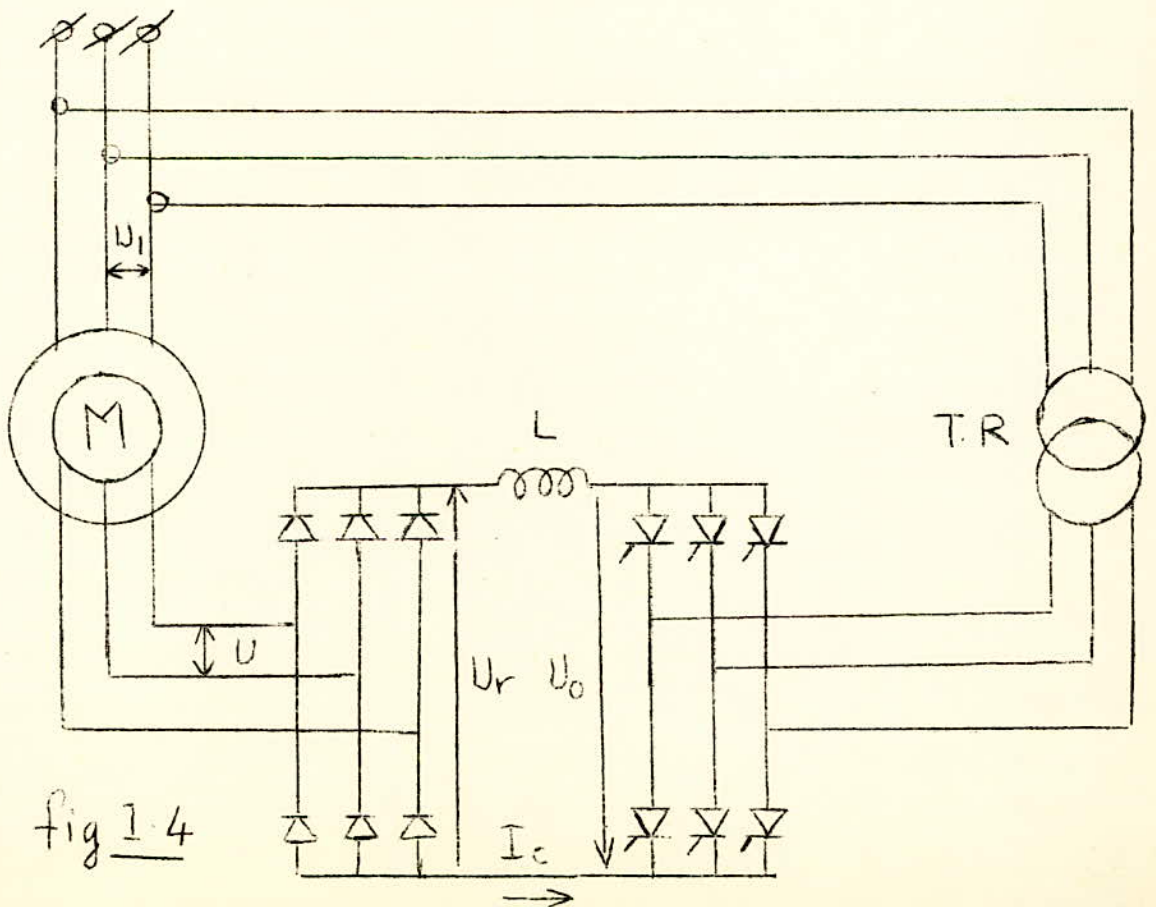


fig 1-4

$$U_{ex} = (U_p - \gamma \omega) k_1$$

$$E_g = U_{ex} k_2$$

$$E_g = RI + C\omega$$

K1 : Gain de l'ampli

K2 : Gain de la génératrice .

R : Résistance du circuit induit du groupe.

$$\omega = \frac{U_p k}{1 + \gamma k} - \frac{CRI k'_3}{1 + \gamma k}$$

$$k = k_1 k_2 k_3$$

$$k_3 = \frac{1}{C}$$

$$k'_3 = \frac{1}{C^2}$$

D'Après cette dernière formule, on voit que si le gain du système augmente, la caractéristique mécanique du moteur devient plus rigide, à la limite, si  $k$  tend vers l'infini, on aura :

$$\omega = \frac{U_p}{\gamma}$$

$\omega = \text{constante}$



Donc le groupe Ward-Leonard à contre réaction permet d'étendre notablement la gamme de réglage de vitesse.

Grace aux avantages offerts par ce système, autorisant un contrôle plus simple, des marges de vitesse étendues et assurant une rigidité satisfaisante des caractéristiques mécaniques, il est beaucoup appliqué dans la métallurgie, dans l'industrie mécanique pour la commande électrique de certaines machines outils et dans l'appareillage de manutention.

Mais le système Ward-Léonard présente aussi beaucoup d'inconvénients :

- Servitude d'une double transformation d'énergie.
- Présence de trois machines dont la puissance globale est triple de celle du moteur à régler.
- Encombrement de l'ensemble ~~et exige~~ de fondations pour le groupe
- Beaucoup de pièces tournantes, la stabilité ne sera pas beaucoup avantagée.
- Investissements et frais d'exploitation exorbitants.

### I.3 ENTRAINEMENT ET COMMANDE PAR MOTEUR A COURANT ALTERNATIF.

Les moteurs à courant alternatif sont meilleur marché, plus simples et plus économiques en service, cependant ils ne peuvent remplacer les moteurs à courant continu, ils leur sont complémentaires.

Il y a deux types de moteurs à courant alternatif :

- Moteurs synchrones.
- Moteurs asynchrones.

#### I.3.1 MOTEURS SYNCHRONES.

Les moteurs synchrones sont utilisés dans les installations de puissance élevée ou moyenne qui n'exigent pas de réglage de la vitesse. Bien qu'en principe il soit possible de régler leur vitesse, en général on les considère comme des moteurs à vitesse non réglable.



### 1.3.1. MOTEURS ASYNCHRONES.

La vitesse de rotation du moteur asynchrone est donnée par la relation :

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

f : Fréquence

2p : Nombre de pôles

g : Glissement

Il y a dans cette relation trois paramètres donc trois manières de changer la vitesse.

#### a) VARIATION DE LA VITESSE PAR p.

On ne peut varier p que d'une façon discrète, ce qui nous donne une variation discontinue de la vitesse ( 2 ou 3 vitesses ).

#### b) VARIATION DE LA VITESSE PAR LA FREQUENCE f.

Trois modes de fonctionnement sont possibles.

- à couple constant : La machine travaille à induction constante, donc on doit avoir  $U/f = \text{Cste}$ . Le moteur ainsi contrôlé fonctionne à couple imposé.

- à puissance constante : Le couple du moteur varie à raison inverse de la vitesse et donc de la fréquence. ~~Mais~~ ce mode est peu utilisé; en effet la tension doit augmenter ~~au prorata~~ de diminution du facteur de la puissance du moteur qui se dégrade.

- à tension constante : Ce mode est surtout utilisé en traction où le couple nécessaire doit être élevé à l'arrêt et aux basses vitesses et faible à grande vitesse, exactement comme le permet ce mode.

C ) VARIATION DE LA VITESSE PAR LE GLISSEMENT g.

On maintient la fréquence statorique constante. On dispose alors de deux moyens pour faire varier le glissement g.

- Par variation de la tension statorique
- Par variation des caractéristiques rotoriques, soit par modification de la résistance rotorique, soit par récupération de l'énergie ou cascade hyposynchrone .

A titre d'exemple, nous allons exposer cette dernière méthode ( cascade hyposynchrone ) dont le schéma est représenté dans la figure ( I.4 ).

Le courant alternatif, à fréquence variable, du rotor est redressé par un pont de diodes, filtré par une inductance L, et renvoyé au réseau par un onduleur assisté. Le réglage de la vitesse se fait en agissant sur l'angle de retard à l'amorçage des thyristors du pont onduleur . Un transformateur est nécessaire pour adapter la tension de l'onduleur à celle du réseau.

PRINCIPE.

La tension rotorique entre bagues, développée par le moteur à la vitesse de rotation N est donnée par :

$$U = \frac{N_s - N}{N_s} k' U_1 = k' g U_1$$

k' : rapport de transformation du moteur

La valeur moyenne de la tension rotorique redressée est :

$$U_r = 1,35 U = 1,35 g U_1 \cdot k'$$

La tension continue créée par le pont à thyristors est :

$$U_0 = 1,35 U_2 \cos \alpha = 1,35 U_1 \cos \alpha \cdot k''$$

$\alpha$  : Angle de retard à l'amorçage des thyristors :

k'' : Rapport du transformateur de récupération . Le pont à thyristors fonctionnant en onduleur, on a :

$$90^\circ < \alpha < 180^\circ$$

$$\text{On a } U_r = -U_0 \Rightarrow g = -\frac{k''}{k'} \cos \alpha$$

La vitesse du moteur est donc imposé par l'angle de retard à l'amorça :  
- ge de l'onduleur.

La puissance mécanique est donnée par :

$$P_m = (1-g) P_1 \text{ et } P_1 = C N_s$$

La puissance dans le circuit du rotor est donnée par :

$$P_2 = g P_1 = U_r I_c = 1,35 k' g U_1 I_c$$

On en déduit le couple :

$$C = \frac{1,35 k' U_1 I_c}{N_s}$$

Le couple est proportionnel au courant continu  $I_c$ , donc proportionnel à  $U_r - U_0$ . Il suffit donc de faire varier cette différence en jouant sur l'angle de retard à l'amorçage  $\alpha$  pour augmenter ou diminuer le couple moteur.

Pour un couple résistant  $C_r$ , la vitesse d'équilibre est atteinte lorsque :

$$I_c = \frac{C_r N_s}{1,35 k' U_1}$$



Enfin, grâce à la récupération de la puissance de glissement  $P_2$ , la puissance active absorbée au réseau est égale à :

$$P_a = P_1 - P_2 = P_m$$

C'est à dire la seule puissance mécanique sur l'arbre, au rendement près.

La cascade hyposynchrone est surtout utilisée pour l'entraînement des pompes, des gros ventilateurs, des compresseurs....

#### I. 4 - ENTRAÎNEMENT ET COMMANDE PAR MOTEUR A COURANT CONTINU :

Pour le réglage de la vitesse dans de larges limites, on peut utiliser les systèmes de commande à courant continu avec alimentation par convertisseurs statiques assistés.

Dans ces systèmes on aura des moteurs à courant continu à excitation en dérivation ( excitation séparée ) ou excitation série, les redresseurs seront des thyratrons, des soupapes à vapeur de mercure à grille de réglage, des soupapes à vapeur de mercure à allumage périodique ( ignitrons ), ainsi que des redresseurs à semi - conducteurs ( thyristors ).

Le convertisseur statique sert en plus du redressement du courant alternatif, à contrôler le moteur, c'est à dire à régler sa vitesse, le démarrage, le freinage, etc...; ceci se fait par le réglage de la tension redressée en variant l'instant d'amorçage des soupapes.

#### I. 5 - CHOIX DU SYSTEME D'ENTRAÎNEMENT ET DE COMMANDE.

La fraiseuse est une machine-outil qui demande une puissance assez faible et une certaine souplesse dans le réglage de la vitesse, on est donc amené à choisir le système de commande et d'entraînement par moteur à courant continu alimenté par convertisseur statique, au détriment, du système à courant alternatif qui comme on l'a vu est surtout utilisé pour les grandes puissances, et du système Ward Léonard, qui par ses inconvénients déjà énumérés est complètement à écarter.

Toujours à cause de la faible valeur de la puissance, le moteur sera alimenté par un convertisseur à thyristors.



--- CHAPITRE II. ---

-----

ENTRAINEMENT ET COMMANDE PAR MOTEUR A COURANT CONTINU.

II. 1 - GENERALITES -

Pour un bon fonctionnement du groupe moteur électrique - machine entraînée, il faut qu'il y ait une bonne adaptation des propriétés mécaniques du moteur d'entraînement et de celles de la machine entraînée.

En effet, le fonctionnement en régime transitoire ( au démarrage, au freinage et pendant le réglage de la vitesse ) dépend de la variation du couple résistant de la machine en fonction de la vitesse de rotation.

L'Etude correcte et l'exploitation économique d'un système de commande et d'entraînement nécessitent donc l'étude des caractéristiques de la machine entraînée et celles du moteur d'entraînement.

II. 2 - LA MACHINE ENTRAINÉE -

II. 2. 1 Caractéristique mécanique de la machine entraînée : La caractéristique mécanique d'une machine entraînée est donnée par la formule expérimentale suivante.

$$C_r = C_0 + (C_{rn} - C_0) \left( \frac{N}{N_n} \right)^x$$

$C_r$  : Couple résistant

$C_0$  : Couple résistant de frottement dans les parties mécaniques mobiles de la machine entraînée.

$C_{rn}$  : Couple résistant à la vitesse de rotation nominale  $N_n$

$x$  : Coefficient qui caractérise la variation du couple résistant en fonction de la vitesse.

$x$  peut prendre les valeurs - 1, 0, 1, 2, donc quatre cas peuvent se présenter ( Fig. II-4 ).

a)  $x = - 1$

On a une caractéristique décroissant de façon non linéaire, le couple résistant est inversement proportionnel à la vitesse, la puissance absorbée par la machine restant constante .

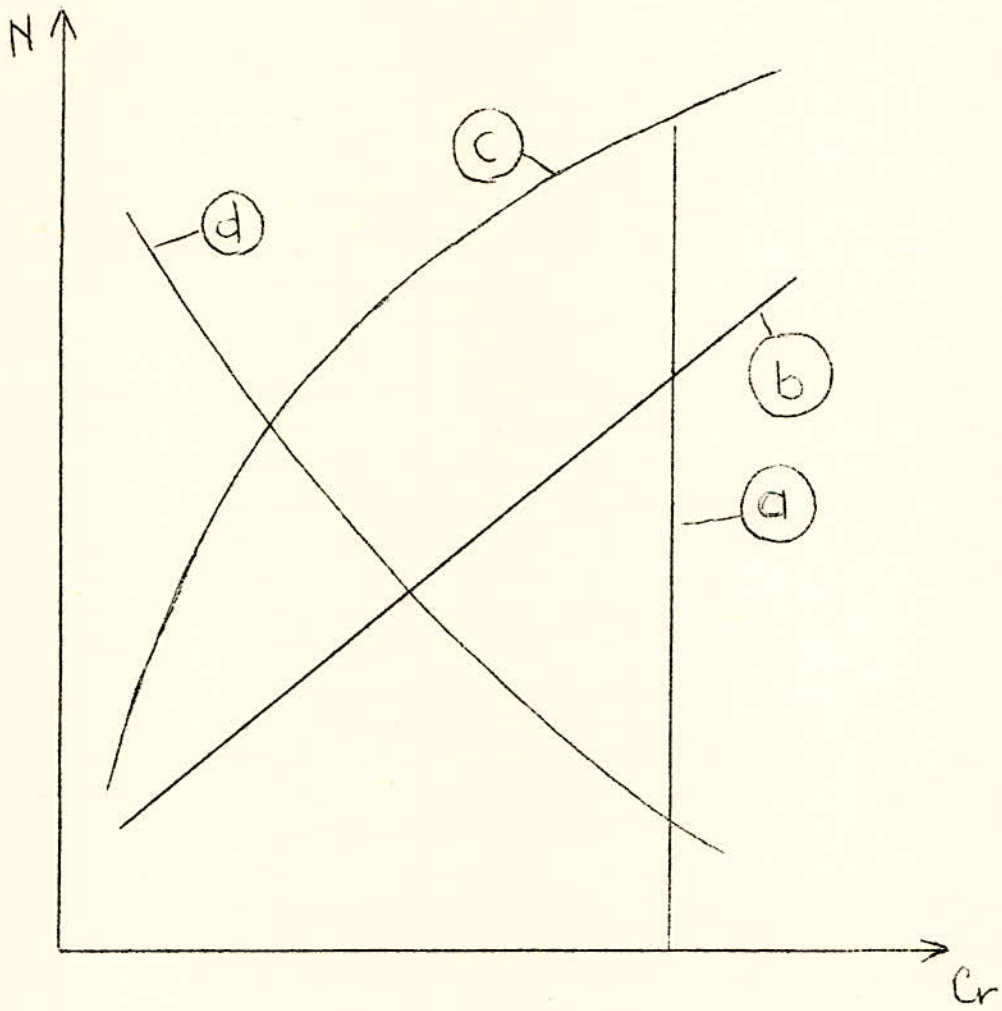


fig II.1

- (a)  $x = 0$
- (b)  $x = 1$
- (c)  $x = 2$
- (d)  $x = -1$

b)  $x = 0$

Le couple résistant est constant et est égal au couple résistant nominal. Avec une certaine approximation, on peut faire correspondre à ce cas tous les mécanismes où le couple résistant principal est le couple de frottement, car généralement dans les limites des vitesses de service, le couple de frottement varie peu.

c)  $x = 1$

On a une caractéristique mécanique qui croît linéairement. Le couple résistant varie linéairement avec la vitesse  $N$ .

d)  $x = 2$

La caractéristique mécanique a la forme d'une parabole le couple résistant croît avec le carré de la vitesse. Pour notre machine outil, qui est une fraiseuse, le couple résistant n'est autre que le couple de frottement exercé par la pièce sur la fraise, et qui ne varie pas dans les limites des vitesses de service donc  $C_r = C_{rn} =$  constante.

## II. 2 - 2 - FONCTIONNEMENT DE LA FRAISEUSE -

La fraiseuse est une machine - outil qui permet la fabrication de diverses formes de pièces sur divers matériaux. Elle doit fournir une certaine puissance qui varie avec le travail demandé et le matériau à travailler.

En effet, le travail sur un acier quelconque, donc la vitesse de rotation de l'outil, dépendent de la nature de cet acier et de la forme de la pièce demandée. La fraiseuse doit donc assurer une certaine gamme de vitesse. Cette vitesse doit être égale à la vitesse de coupe donnée par les normes en fonction du travail demandé et du type d'acier utilisé.

Le sens de rotation de la fraise diffère selon que le mode d'usinage soit en opposition ou en aval, le moteur d'entraînement doit donc permettre à la fraise de tourner dans les deux sens.

Il se peut qu'à cause d'une mauvaise homogénéité de l'acier utilisé ou à cause d'une erreur de l'opérateur, la fraiseuse soit bloquée, il faut donc pouvoir changer de sens de rotation aussi rapidement que possible pour



~~pour~~ éviter d'endommager l'appareil. Il faut donc pouvoir freiner puis redémarrer dans l'autre sens le moteur d'entraînement et ceci le plus rapidement possible.

L'avance de la table est assurée par un moteur électrique indépendant de celui entraînant la broche, mais pour pouvoir assurer des travaux complexes, comme le taillage des engrenages, meplats..., la rotation de la broche est liée à l'avance de la table par un système d'engrenages.

Le moteur à courant continu que nous allons étudier et dont nous allons étudier l'alimentation et la régulation est celui assurant la rotation de la broche uniquement.

### 11-3 LE MOTEUR A COURANT CONTINU:

On appelle caractéristique mécanique d'un moteur électrique, la relation entre sa vitesse de rotation et son couple moteur.

Presque tous les moteurs électriques ont une vitesse qui décroît quand le couple moteur augmente. Ceci est vrai pour tous les moteurs ordinaires utilisés dans l'industrie, c'est-à-dire les moteurs à courant continu à excitation série, à excitation séparée, à excitation en dérivation (shunt) ou à excitation composée (compound), ainsi que les moteurs à synchrones alternatifs avec ou sans collecteur dans leur partie stable de fonctionnement. Mais le degré de variation de la vitesse avec la variation du couple n'est pas la même pour différents moteurs et il est caractérisé par la rigidité de leurs caractéristiques mécaniques;

Dans les moteurs à courant continu à excitation shunt et à excitation séparée, la tension appliquée à l'enroulement d'excitation et par <sup>leur</sup> le courant d'excitation sont indépendants de la charge du moteur aussi leurs propriétés sont-elles identiques.

La caractéristique mécanique du moteur à courant continu à excitation série a la forme de la branche positive d'une hyperbole, donc la vitesse du moteur varie beaucoup avec la charge, ce qui ne convient pas à l'entraînement d'une fraiseuse qui demande une vitesse qui ne doit pas varier avec la charge.

Ces différentes considérations nous amènent à choisir un moteur à courant continu à excitation séparée.



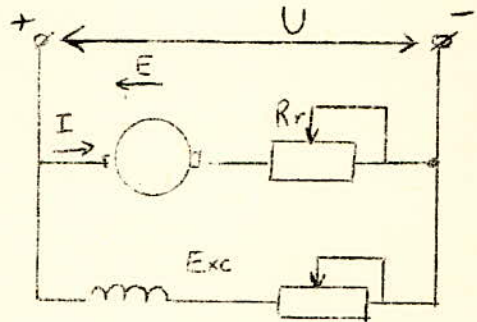
II. 3 - 1 - CARACTERISTIQUE MECANIQUE DU MOTEUR A COURANT CONTINU A  
EXCITATION INDEPENDANTE :

Le schéma usuel d'un moteur à courant continu à excitation indépendante est indiqué sur la figure . Lorsque le moteur fonctionne en régime permanent :

$$U = E + RI \quad (1)$$

D'Autre part :

$$E = k \phi \omega \quad (2)$$



k : Coefficient qui dépend de la construction d'un moteur :

R : Résistance de l'induit.

$$k = \frac{p n}{2 \pi a}$$

p : Nombre de paires de poles

a : Nombre de paires de branches parallèles de l'enroulement d'induit,

n : Nombre de conducteurs actifs de l'enroulement d'induit.

$\phi$  : Flux magnétique par pôle.

$\omega$  : Vitesse angulaire du moteur

de ( 1 ) et ( 2 ) on tire.

$$\omega = \frac{U - RI}{k \phi} \quad (3)$$

Or on sait que :

$$C = k \phi I \Rightarrow I = \frac{C}{k \phi} \quad (4)$$

Et en portant (4) dans (3), on a :

$$\omega = \frac{U}{k \Phi} - \frac{RC}{k^2 \Phi^2}$$

D'où :

$$\omega = \frac{U}{c} - \frac{RC}{c^2} \quad \text{avec} \quad c = k \Phi$$

Le coefficient  $c$  est considéré constant, indépendant de la charge si le moteur à excitation indépendante comporte un enroulement de compensation. Il peut aussi être considéré constant, si pour les moteurs normaux, on néglige la réaction d'induit.

Pour des valeurs données de  $V$ ,  $I$  et  $\phi$ , la caractéristique mécanique du moteur est représentée par une droite.

En faisant varier la valeur de tel ou tel autre paramètre parmi  $V$ ,  $I$  et  $\phi$ , on peut avec un couple résistant déterminé sur l'arbre du ~~moteur~~ moteur obtenir différentes vitesses de rotation du moteur, c'est à dire régler la vitesse de la machine entraînée.

## II. 3 - 2 - CHOIX DU MODE DE REGLAGE DE LA VITESSE DU MOTEUR A EXCITATION INDEPENDANTE.

On a déjà vu que notre machine a entraînée ( la fraiseuse ), présente un couple résistant <sup>constant</sup> on se propose d'étudier les différentes possibilités de variation de la vitesse du moteur d'entraînement.

### II. 3.- 2 a - REGLAGE RHEOSTATIQUE :

La tension et le flux étant fixés à leurs valeurs nominales, on peut réduire la vitesse en augmentant la résistance de l'induit avec un rhéostat de résistance variable  $R_h$  placé en série avec l'induit.

L'Equation des caractéristiques mécaniques devient :

$$\omega = \frac{U}{c} - \frac{C(R + R_h)}{c^2}$$

On obtient ainsi un faisceau de droites concourantes, comme on le voit dans la figure (II 2 a). Ce type de réglage est mauvais à la fois sur le plan technique et sur le plan économique.

En effet, du point de vue technique, les caractéristiques étant concourantes, elles acquièrent de plus en plus une allure " série " au fur et à mesure, qu'on augmente la résistance  $R_h$ . Donc avec une résistance insérée, la chute de vitesse augmente avec la charge.

De plus, du point de vue économique, ce réglage est mauvais, car la consommation de l'énergie dans le rhéostat est d'autant plus importante que la chute de la vitesse réclamée est plus élevée. C'est ainsi qu'à la demi-vitesse, on consomme autant d'énergie dans le rhéostat que dans le moteur.

Dans la ~~pratique~~ pratique, ce procédé de réglage n'est utilisé que pour le démarrage ou le freinage.

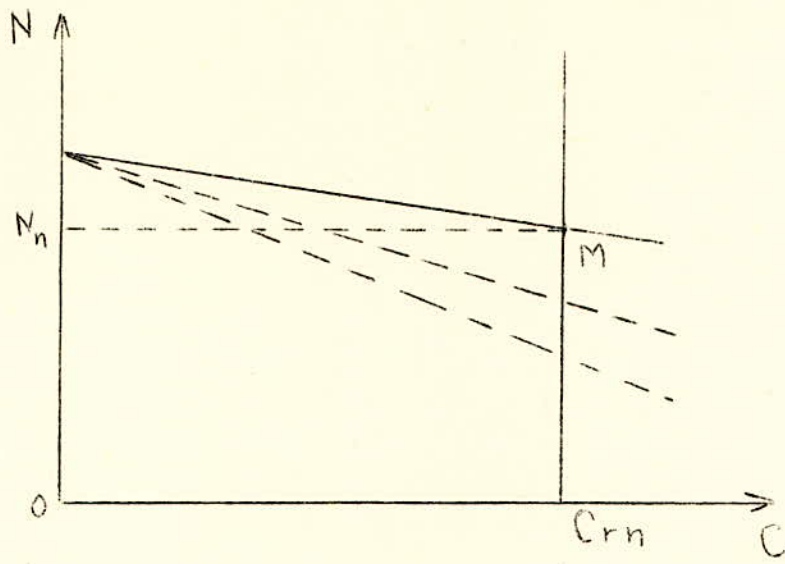
### III 3 - 2 - b REGLAGE PAR LE FLUX :

Le couple moteur au démarrage doit être élevé pour que le moteur puisse porter à la vitesse nominale toutes les masses qui sont initialement au repos, la tension étant constante. Donc d'après la relation :

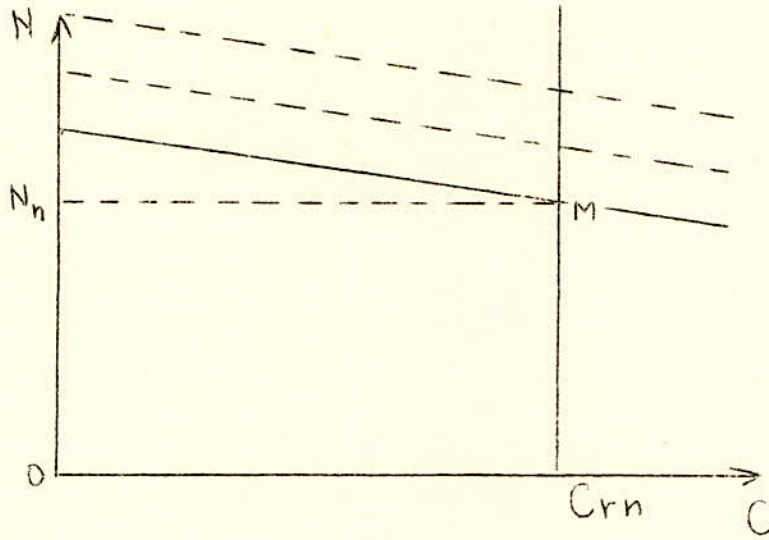
$C = k \Phi I$ , pour avoir un couple élevé, on doit appliquer un flux maximal lors du démarrage. Ensuite, dès que la vitesse nominale est atteinte, on peut réduire le flux en insérant en série avec l'inducteur un rhéostat de champ, rhéostat qui était en court circuit au démarrage

Dans le réglage de la vitesse par le flux, on obtient donc des vitesses supérieures à la vitesse nominale, et les caractéristiques seront des droites parallèles au dessus de la caractéristique naturelle calculée à la vitesse nominale. (fig II 2 b)

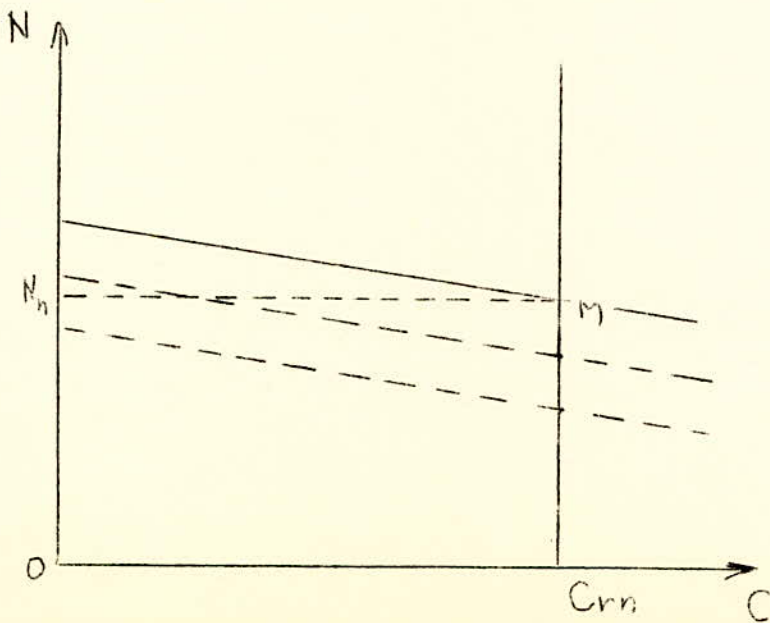




(a)



(b)



(c)

fig II.2

Donc le réglage est bon du point de vue technique, puisque les caractéristiques gardent leur rigidité. Il est aussi bon du point de vue économique, car la puissance dissipée dans l'inducteur étant très faible par rapport à la puissance absorbée, le rendement du moteur n'est pas modifié. Toutefois il y a lieu de faire les remarques suivantes :

a) Avec ce procédé on ne peut qu'augmenter la vitesse du moteur par rapport à la vitesse nominale.

b) Si le couple résistant est constant, comme c'est le cas pour notre fraiseuse.

$$C = C_r = \text{cste} \Rightarrow C_r = k \Phi I = \text{cste} .$$

L'Intensité augmentera quand on diminuera le flux et le moteur risquera de chauffer, ce qui impose un dimensionnement en conséquence du moteur. Cet inconvénient n'a pas lieu si l'entraînement est à puissance constante, car d'après la relation

$$P = U I = \text{Constante}$$

Et comme  $U$  est constante,  $I$  demeure constant.

### II. 3 - 2 - C REGLAGE PAR LA TENSION.

On règle le flux à sa valeur maximale en mettant le rhéostat de champ en court circuit pour le courant absorbé soit minimal, on obtient ainsi la caractéristique à tension maximale ( nominale ). Si on applique maintenant des tensions de plus en plus faibles :

$$U_2 < U_1 < U_n$$

On obtient une famille de caractéristiques parallèles, au dessous de la caractéristique naturelle à la tension nominale, le couple restant constant. (fig II 2 c)

Ce mode de réglage qui ne permet que de réduire la vitesse du groupe moteur machine entraînée à partir de la vitesse nominale est excellent, aussi bien du point de vue technique car les caractéristiques ne sont pas déformées ( elles conservent leur rigidité ).

que du point de vue économique car aucune énergie n'est gaspillée dans des rhéostats, le rendement demeure élevé à toutes les vitesses.

La fraiseuse travaillant à couple constant, c'est le réglage par la tension qu'on utilisera. La variation de la tension sera obtenu par un convertisseur électrique à thyristors. Puisque ce procédé ne permet que la diminution de la vitesse à partir à la vitesse nominale, on choisit un moteur avec une vitesse nominale égale à la vitesse maximale de la marge des vitesses de service, et en diminuant la tension, on obtient les vitesses inférieures désirées.

#### II. 4 - STABILITE DE FONCTIONNEMENT DU GROUPE MOTEUR MACHINE ENTRAINEE.

Les courbes (1) et (2) de la figure (II. 3) donnent respectivement le couple du moteur  $C$  en fonction de la vitesse de rotation  $N$  et le couple résistant  $C_r$  de la machine entraînée en fonction de la vitesse de rotation  $N$ . Les deux courbes se coupent en A.

Si la vitesse de rotation change, par exemple si elle diminue en passant de la valeur  $N_1$  à la valeur  $N_2$ , il apparaît sur l'arbre du moteur un couple dynamique positif.

$$C_d = C - C_r = bd - bc = cd$$

Sous l'effet duquel la vitesse du moteur commencera à croître pour atteindre sa valeur précédente  $N_1$ . Dans le cas contraire, si la vitesse augmente de  $N_1$  jusqu'à  $N_3$ , on aura  $C_r > C$ , et un couple dynamique négatif prendra naissance et la vitesse commencera à diminuer pour atteindre sa valeur précédente  $N_1$ .

Il en résulte que le point A est le point de fonctionnement stable du groupe moteur - machine entraînée.

Dans le cas général, le fonctionnement du groupe est stable lorsque :

$$\frac{dC}{dN} < \frac{dC_r}{dN}$$

De même, on peut montrer que le fonctionnement du groupe est instable lorsque :



$$\frac{dC}{dN} > \frac{dC_r}{dN}$$

Dans notre cas,  $C_r$  est constant donc

$$\frac{dC_r}{dN} = 0$$

Le couple moteur est, comme on la vu, pour un moteur à courant continu à excitation séparée, tel que :

$$\frac{dC}{dN} < 0$$

Donc, pour notre groupe, moteur - fraiseuse :

$$\frac{dC}{dN} < \frac{dC_r}{dN}$$

Notre groupe, moteur-fraiseuse est donc toujours stable.

## II. 5 - 1 CHOIX DU MOTEUR A COURANT CONTINU A EXCITATION INDEPENDANTE:

### II. 5.1. - CALCUL DE LA PUISSANCE :

La fraiseuse considérée est conçue pour travailler l'acier ayant sa résistance à la rupture  $R > 75 \text{ kgf/mm}^2$

Nous allons calculer la puissance du moteur d'entraînement à partir des données suivantes donnant un couple maximum.

L'Usinage effectué par une fraise rouleau à  $Z = 10$  dents, hélicoïdale de diamètre  $D = 100 \text{ mm}$ .

Profondeur de coupe :  $P = 10 \text{ mm}$

Largeur de coupe :  $B = 100 \text{ mm}$

Angle d'inclinaison de le denture :  $W = 30^\circ$

L'Etat surface ou microaspérité :  $H_r = 50 \mu$  l'angle de contact :

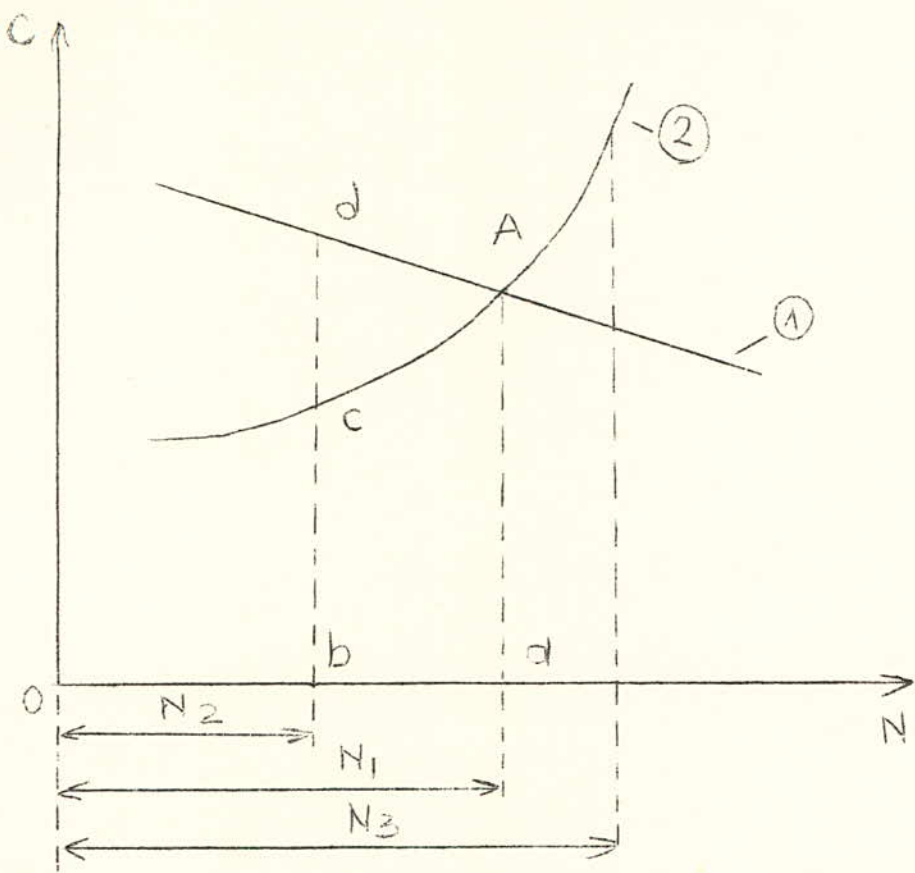


fig II 3

$$\cos \psi = \frac{D - 2P}{D} = \frac{100 - 2 \cdot 10}{100} = 0,8$$

$$\Rightarrow \psi = 36^\circ$$

Nombre de dents en prise :

$$m = \frac{\psi Z}{3600} + \frac{B Z}{\pi D \cot \psi} = \frac{36 \cdot 10}{3600} + \frac{100 \cdot 10}{\pi \cdot 100 \cdot 1,73}$$

$$m = 2,84$$

Avance par dent ( relevé d'après les normes )

$$S_z = 0,07 \text{ mm/dent}$$

Choix de la vitesse de coupe : ( D'Après les normes )

$$V = 22 \text{ m/min}$$

Vitesse en tours par minute de la fraise :

$$n = \frac{1000V}{\pi D} = \frac{1000 \cdot 22}{\pi \cdot 100} = 70 \text{ tr/min}$$

$$n = 70 \text{ tr/min}$$

Avance par minute :

$$S = S_z \cdot Z \cdot n = 0,07 \cdot 10 \cdot 70 = 49$$

$$S = 49 \text{ mm/min}$$

Epaisseur maximale du copeau :  $e_{\max}$

$$e_{\max} = S_z \sin \psi = 0,07 \cdot 0,59 = 0,041$$

$$e_{\max} = 0,041 \text{ mm}$$



Section transversale du copeau :  $S_{moy}$

$$S_{moy} = \frac{B.P.Z.S_z}{\pi.D} = \frac{100.10.0,07.10}{\pi.100}$$

$$S_{moy} = 2,23 \text{ mm}^2$$

Pression évaluée ( d'après les normes )

$$P_c = 627 \text{ kgf/mm}^2$$

Force de coupe :

$$F_c = P_c \cdot S_{moy} = 627 \cdot 2,23 = 1398$$

$$F_c = 1398 \text{ kgf}$$

Puissance utile  $P_u$  :

$$P_u = \frac{F_c \cdot V}{60} \cdot 9,8 = \frac{1398 \cdot 10^{-3} \cdot 22 \cdot 9,8}{60}$$

$$P_u = 5,02 \text{ kW}$$

Si on suppose que le rendement de la fraiseuse égal à 0,8 ce qui est pratiquement vrai, on peut calculer la puissance  $P_m$  que doit fournir le moteur :

$$P_m = \frac{P_u}{0,8} = 6,275 \text{ kW}$$

On choisit le moteur type  $\pi H 6 B$  (normes soviétiques) qui a une puissance nominale,

$$P_n = 6,5 \text{ kW}$$

Dont nous donnons les principales données dans la page suivante :



II.5-3 CARACTERISTIQUE MECANIQUE NATURELLE DU MOTEUR CONSIERE :

La caractéristique mécanique étant une droite, il suffit d'en connaître deux points pour la tracer.

On considère les deux points :

$$C = C_n \Rightarrow \omega = \omega_n$$

$$C = 0 \Rightarrow \omega = \omega_0$$

Le couple électromagnétique nominal est donné par la formule :

$$C_n = c I_n$$

où  $c = k \Phi$

La vitesse de marche à vide est obtenue à partir de :

$$\omega_0 = \frac{U_n}{k \Phi}$$

En effet, en multipliant le dénominateur et le numérateur par  $\omega_n$ , on obtient :

$$\omega_0 = \frac{U_n \omega_n}{k \Phi \omega_n}$$

or  $E = k \Phi \omega_n = U_n - I_n R_{ind}$

$R_{ind}$  : Résistance de l'induit :

On obtient donc,

$$\omega_0 = \frac{U_n}{U_n - I_n R_{ind}} \omega_n$$

$$\omega_n = \frac{2 \pi N_n}{60} \quad \text{avec} \quad N_n = 1550 \text{ tr/min}$$

$$\omega_n = 162,3 \text{ rad/s}$$



$$\omega_0 = \frac{162,3 \cdot 220}{220 - 35 \cdot 0,257} = 169,2 \text{ rad/s}$$

Donc on a obtenu deux points :

\*  $I = 0$  c'est à dire  $C = 0 \Rightarrow \omega_0 = 169,2 \text{ rad/s}$

\*  $I = I_n = 35 \text{ A}$  c'est à dire  $C = C_n \Rightarrow \omega_n = 162,3 \text{ rad/s}$

Ces deux points suffisent de tracer la caractéristique  $\omega = f(I)$   
donc la caractéristique mécanique  $\omega = f(C)$  cette caractéristique  
est représentée dans la figure ( II.4 ).

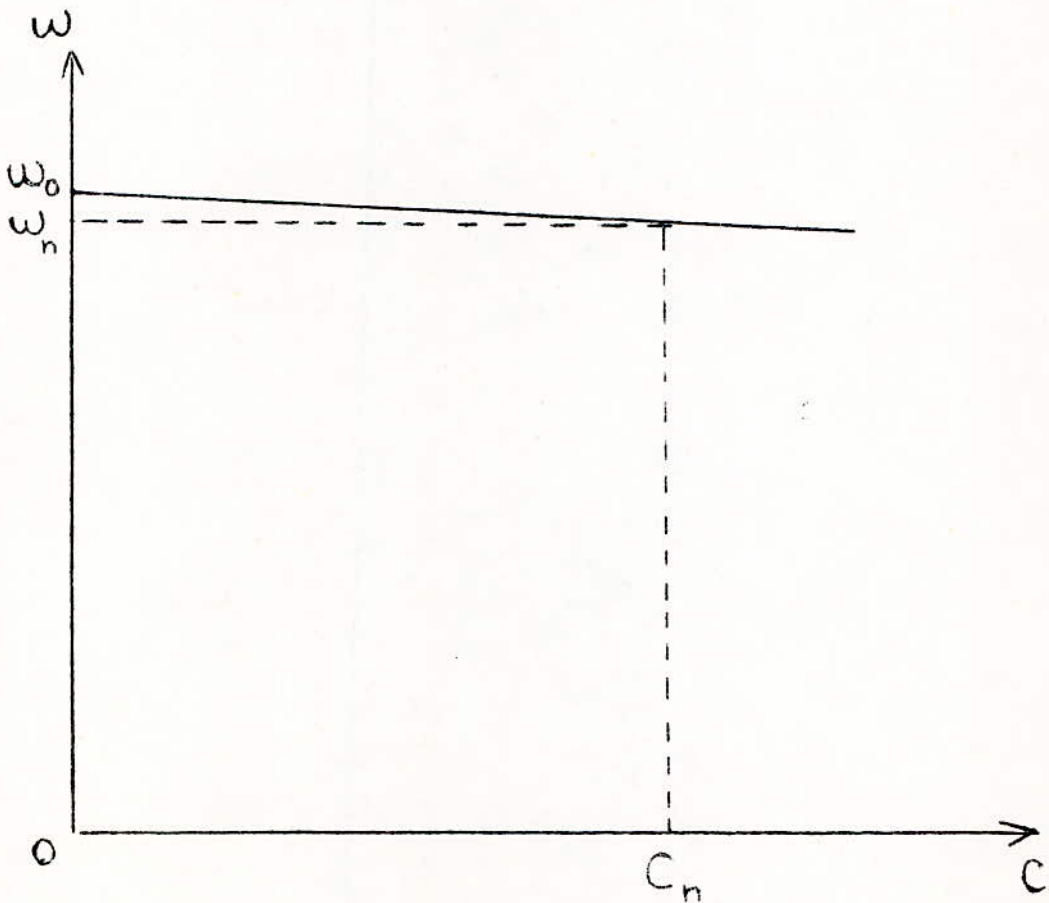


fig II.4

CHAPITRE III

ETUDE ET CALCUL DU GROUPE REDRESSEUR-TRANSFORMATEUR

III-1 Généralités

Le moteur d'entraînement subit beaucoup de contraintes lors du fonctionnement de la fraiseuse, il peut être freiné ou arrêté, on peut même inverser son sens si c'est nécessaire, et ceci d'une façon répétée.

La figure ( III-1 ) représente les quatre régimes de fonctionnement du moteur; dans le quadrant I, il fonctionne en moteur dans un certain sens, dans le quadrant III il fonctionne toujours en moteur mais dans le sens inverse ; dans le quadrant II il fonctionne en génératrice-frein dans un certain sens, dans le quadrant IV il fonctionne toujours en génératrice-frein mais dans le sens inverse.

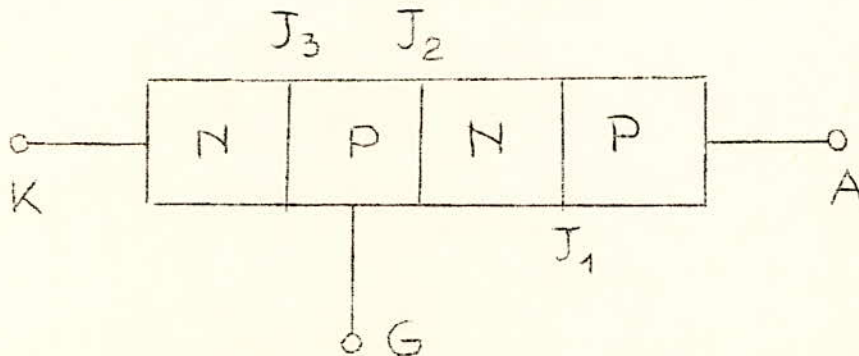
Le convertisseur alimentant le moteur doit permettre les changements de tension et de courant qui permettent le passage de l'un des régimes de fonctionnement à un autre, il doit être réversible c'est-à-dire qu'il doit pouvoir fonctionner soit en redresseur soit en onduleur.

La puissance appelée par le moteur nous amène à choisir un convertisseur triphasé pour obtenir facilement cette puissance.

III -2 Convertisseur à thyristors alternatif-continu.

III-2-1 Les thyristors ;

Le thyristor est un dispositif semi-conducteur composé d'une pastille de silicium comportant quatre couches alternativement du type N et du type P. Ces quatre couches forment trois jonctions J<sub>1</sub>, J<sub>2</sub>, J<sub>3</sub>.



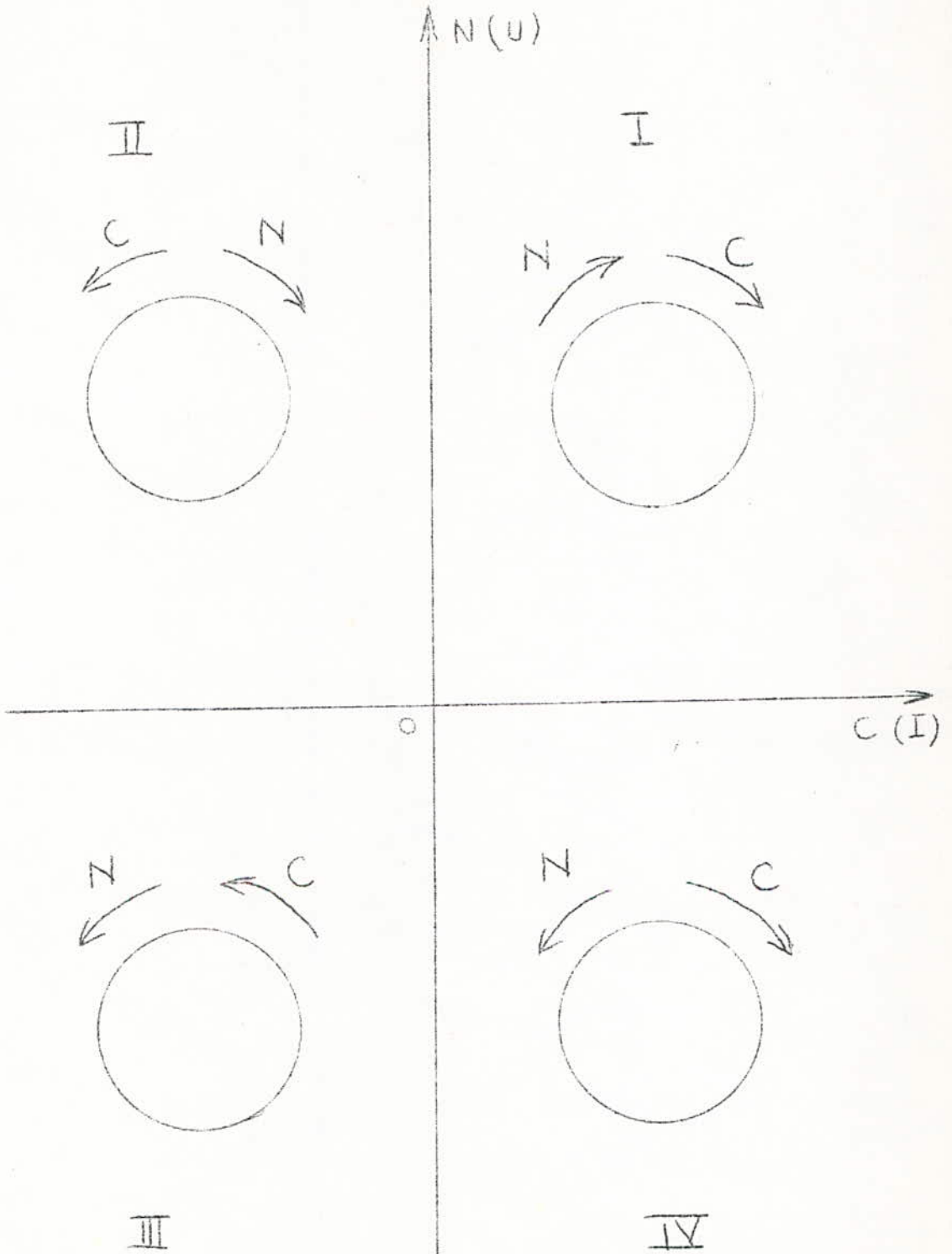
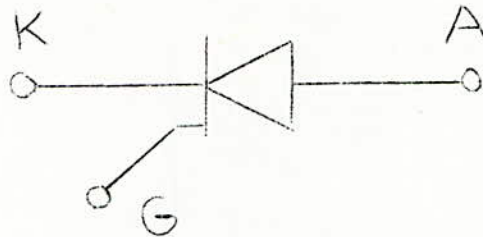


fig III.1





Le thyristor, comporte une anode A et une cathode K comme la diode, mais contrairement à cette dernière il est commandé par la gachette G.

#### Principe de fonctionnement d'un thyristor.

Le fonctionnement des thyristors, doit être, comme celui des diodes étudié séparément suivant les sens inverse ou direct.

##### a) Thyristor polarisé en inverse.

Le cathode est positive par rapport à l'anode et les fonctions  $J_1$  et  $J_3$  sont polarisées en inverse, le thyristor se comporte comme une diode polarisée en inverse et ne laisse passer qu'un très faible courant de fuite.

##### b) Thyristor polarisée en direct.

La tension anode cathode est positive, les fonctions  $J_1$  et  $J_3$  sont polarisées en direct, la fonction  $J_2$  est polarisée en inverse. Pour amorcer le thyristor, il faut soit augmenter la tension directe jusqu'à une valeur  $V_{BO}$ , dite tension de retournement soit par action sur la gachette en injectant un courant  $I_G$  dont la polarité est positive par rapport à la cathode, la tension critique d'amorçage sera d'autant plus faible que le courant  $I_G$  sera important..

#### II. 2. 2 CHOIX DU SYSTEME CONVERTISSEUR :

Deux systèmes se présentent à nous. Le pont de graetz triphasé et le système composé de deux montages triphasés simple voie montés en antiparallèle. La figure (III.2.a) représente un pont de graetz triphasé, la figure (III.2.b) représente deux montages triphasés simple voie montés en antiparallèle.

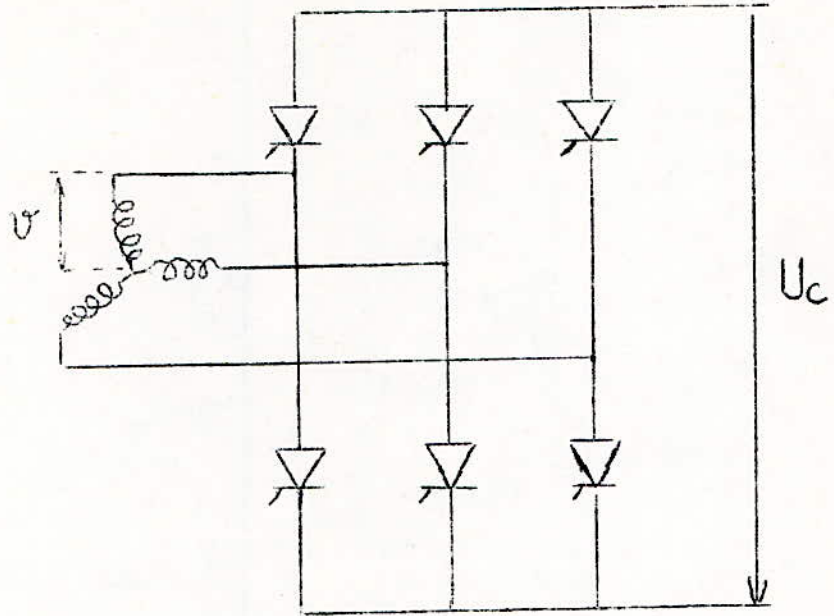


fig III. 2 a.

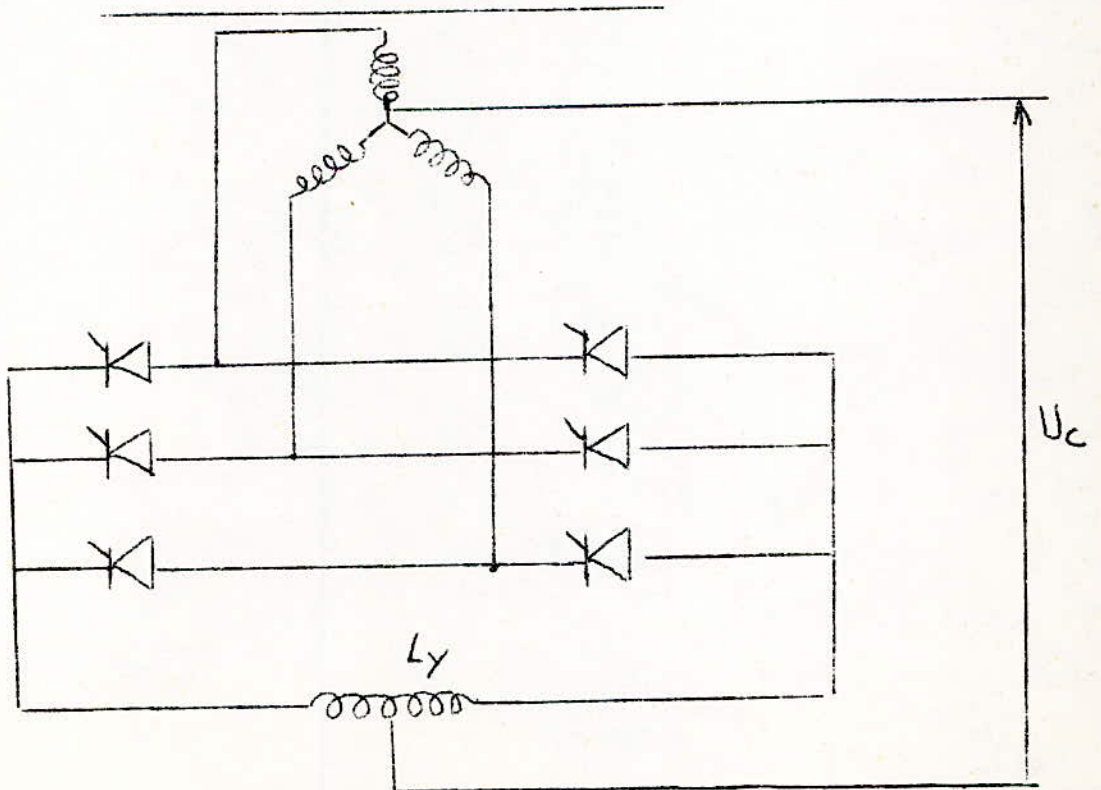


fig III 2. b

## II. 2-2 a LE PONT DE GRAETZ TRIPHASE :

Le pont de graetz triphasé est un montage triphasé double voie, son indice de pulsation est égal à 6, il est équivalent à deux montages triphasés simple voie en série. Par l'amorçage simultané d'un thyristor de chaque demi-pont, on redresse les deux alternances de chacune des tensions composées chaque thyristor conduit durant un intervalle de temps correspondant à  $120^\circ$  ( en conduction continue )

Si la tension simple d'une phase du secondaire du transformateur est :

$$v = V_m \sin \omega t$$

La tension moyenne redressée sera, en négligeant les chutes de tension :

$$U_c = 1,655 V_m \cos \alpha$$

Où  $\alpha$  représente l'angle de retard à l'amorçage. Son indice de pulsation étant égal à 6, l'ondulation de la tension redressée est faible. Les facteurs de puissance primaire et secondaire sont très satisfaisants. Mais le pont de graetz triphasé est surtout utilisé pour des montages d'une puissance supérieure à quelques centaines de kilowatts et délivrant des tensions supérieures à 300 ou 400 V..

## II. 2-2 b SYSTEMES A DEUX MONTAGES TRIPHASES SIMPLE VOIE EN ANTIPARALLELE.

La figure ( III. 2 b ) représente un tel système. les deux montages triphasés montés en antiparallèle sont identiques mais l'un fonctionne en redresseur alors que l'autre fonctionne en onduleur, les angles de retard à l'amorçage des deux montages doivent être supplémentaires pour que les tensions redressées aux bornes des deux montages soient égales en valeur absolues.



En effet, comme nous le verrons plus tard, si on néglige les chutes de tension, la tension redressée aux bornes d'un de ces deux montages est donnée par :

$$U_2 = U_{CM} \cos \alpha$$

et l'angle de retard à l'amorçage  $\alpha$  est pour le fonctionnement en onduleur, tel que :

$$90^\circ < \alpha < 180^\circ$$

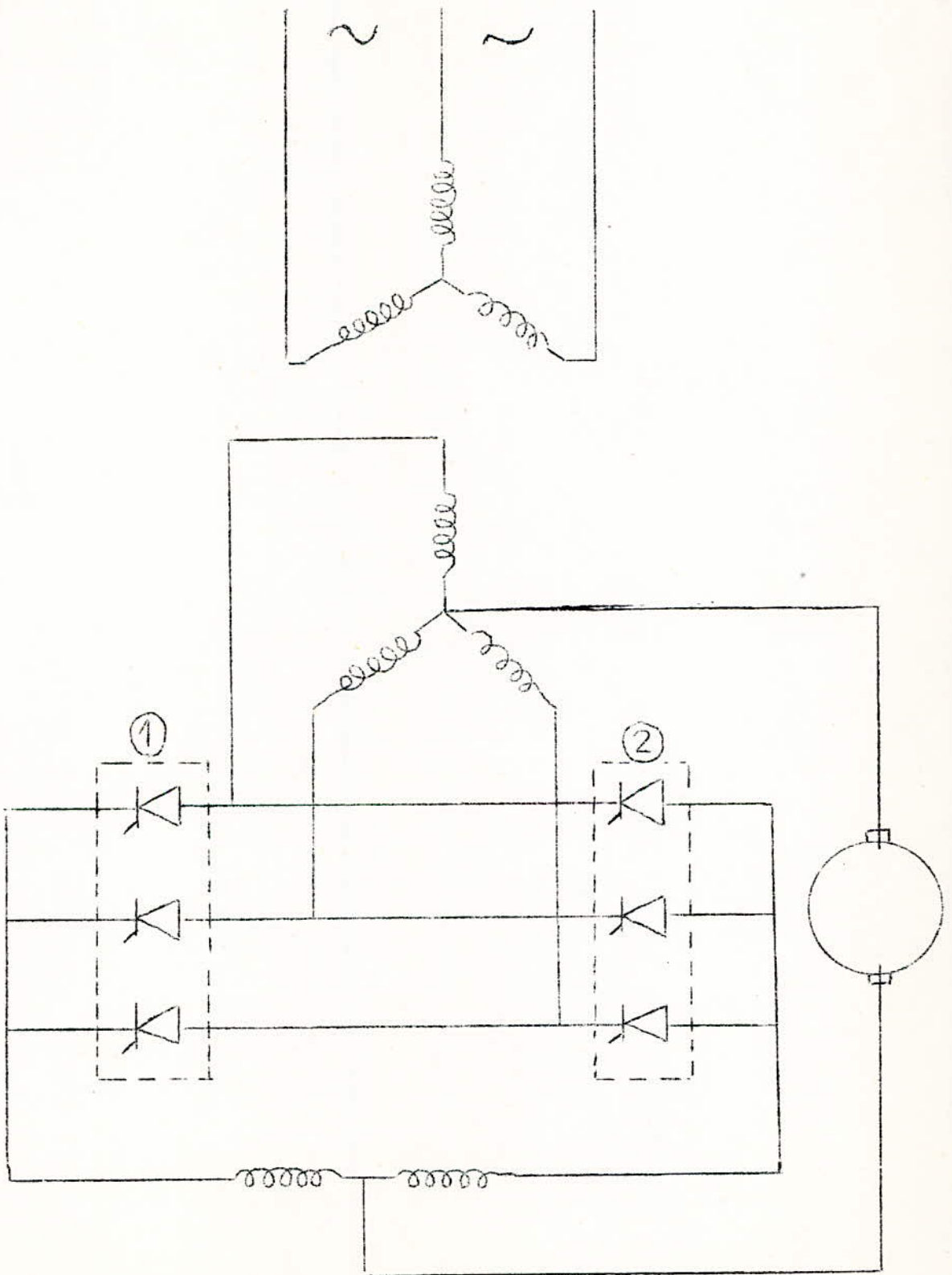
et l'angle de retard à l'amorçage  $\alpha$  est, pour le fonctionnement en redresseur, tel que :

$$0^\circ < \alpha < 90^\circ$$

On a deux possibilités pour commander un tel système, soit utiliser une commande normale, soit utiliser une commande sélective.

Avec la commande normale, c'est à dire que les deux systèmes fonctionnent simultanément, l'un en onduleur, <sup>l'autre en redresseur</sup> avec ce type de fonctionnement, il apparaît un courant de circulation  $I_y$  qui parcourt le circuit fermé formé par les deux montages triphasés, d'où la nécessité d'insérer dans ce circuit, une inductance  $L_y$  qui limite ce courant de circulation. Avec la commande sélective, le courant de circulation est éliminé. En effet, avec ce mode de commande, si l'un des deux montages triphasés fonctionne soit en onduleur soit en redresseur, l'autre est bloqué, il n'y a donc pas de circuit fermé.

Dans notre cas, s'il y a un courant de circulation, il est très faible,  $I_y = 0,1 I_n$ , on préfère utiliser la commande normale avec deux bobines égales  $L_y$  pour limiter ce courant de circulation plutôt qu'utiliser la commande sélective, avec les circuits électroniques nécessaires pour assurer cette commande. La figure (III. 3) représente le



- fig III.3. -

système triphasé tel qu'on l'utilisera, et où l'inductance  $L_y$  qui limite le courant de circulation est :

$$L_y = 2 L'_y$$

- REVERSIBILITE DU SYSTEME :

Notre système a une recersibilité totale. En effet, comme on le voit dans la figure ( III 4 ), le fonctionnement de notre système dépend du régime de fonctionnement du moteur à courant continu.

Dans le quadrant I, Le moteur fonctionne en régime moteur et le montage 1 fonctionne en redresseur, on a :

$$U_c I_c > 0 \text{ et } U_c > E$$

Dans le quadrant II, le moteur fonctionne en régime génératrice - frein et le montage triphasé 2 fonctionne en onduleur, on a :

$$U_c I_c < 0 \text{ et } U_c < E$$

Dans le quadrant III, le moteur fonctionne en régime moteur et le montage triphasé 2 fonctionne en redresseur, on a :

$$U_c I_c > 0 \text{ et } |U_c| > |E|$$

Dans le quadrant IV, le moteur fonctionne en régime génératrice - frein et le montage 1 fonctionne en onduleur, on a :

$$U_c I_c < 0 \text{ et } |U_c| < |E|$$

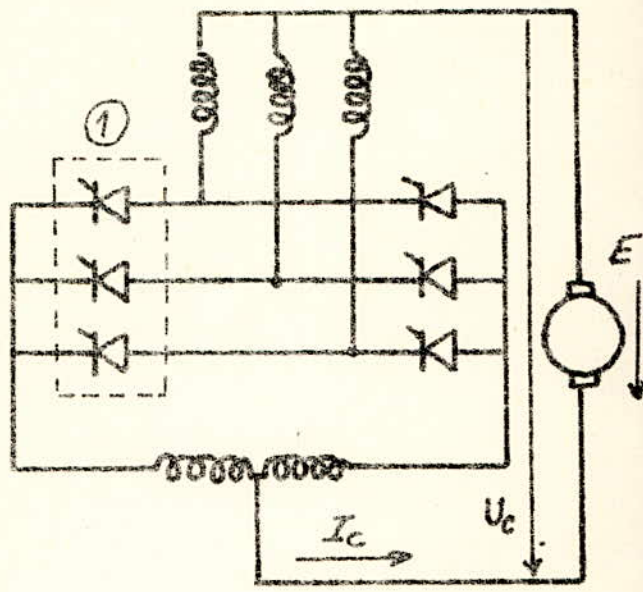
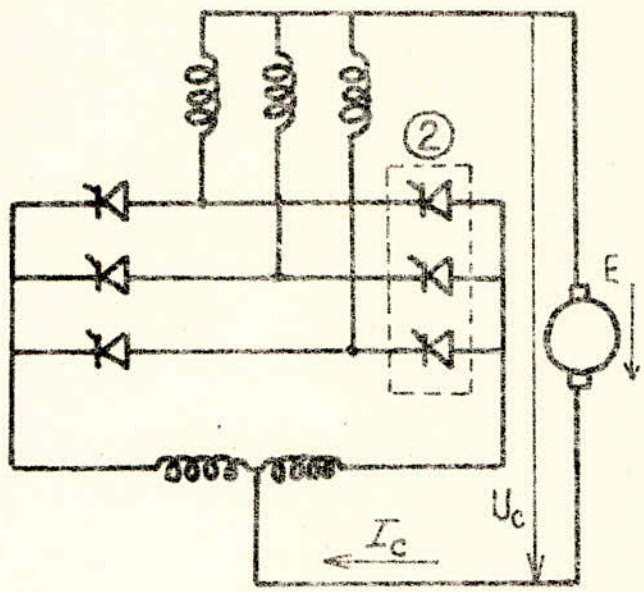


Régime Génératrice -  
-frein

Régime Moteur

II  $\left\{ \begin{array}{l} U_c I_c < 0 \\ |U_c| < |E| \end{array} \right.$

I  $\left\{ \begin{array}{l} U_c I_c > 0 \\ U_c > E \end{array} \right.$



② ONDULEUR

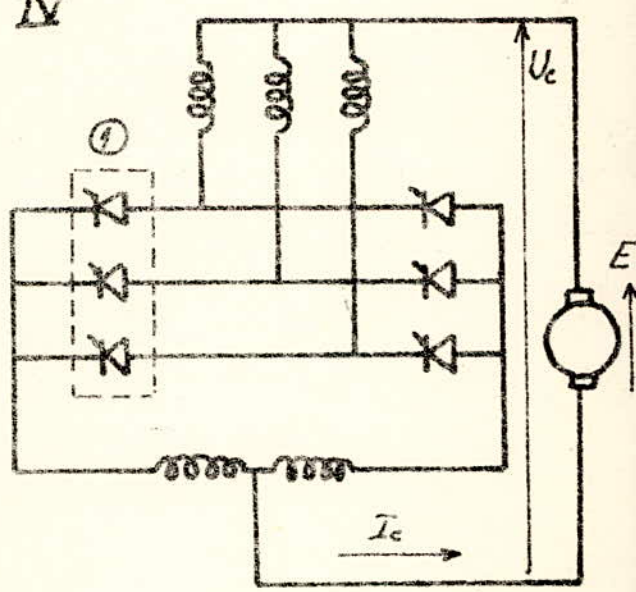
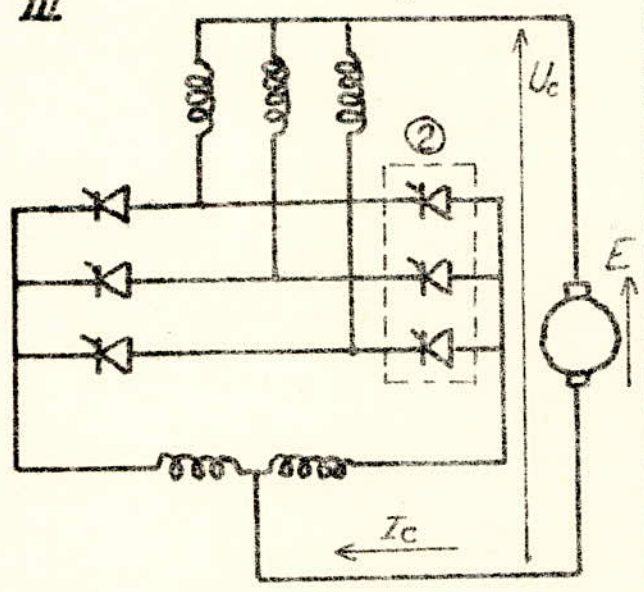
① REDRESSEUR

② REDRESSEUR

① ONDULEUR

III

IV



$\left\{ \begin{array}{l} U_c I_c > 0 \\ |U_c| > |E| \end{array} \right.$

$\left\{ \begin{array}{l} U_c I_c < 0 \\ |U_c| < |E| \end{array} \right.$

Régime Moteur

Régime Génératrice -  
-frein

fig III.4

L'Etude du système composé de deux montages triphasés montés en antiparallèle peut être faite en étudiant un montage triphasé simple voie dans son fonctionnement en redresseur et en onduleur.

### III. 3 - ETUDE DU CONVERTISSEUR CHOISI.

Pour étudier le système convertisseur à deux montages triphasés simple voie montés en antiparallèle, il suffit d'étudier le montage triphasé simple voie.

#### III. 3-1 MONTAGE TRIPHASÉ SIMPLE VOIE.

Nous considérons d'abord le cas où la commutation se fait instantanément, c'est à dire, que les impédances des circuits de couplage au réseau alternatif sont négligeables. Nous supposons en outre que le courant dans le circuit continu passe sans interruptions dans le sens imposé par les thyristors. Nous verrons plus loin les conditions de ce débit ininterrompu.

##### III. 3-1-1 TENSION REDRESSEE D'UN MONTAGE TRIPHASÉ SIMPLE VOIE EQUILIBRE:

La figure ( III. 5 ) représente un montage triphasé simple voie.

a) Forme de la tension aux bornes du circuit continu v

Les tensions simple au secondaires du transformateur sont, si on pose :  $x = \omega t$

$$v_1 = V_m \cos \left( x + \frac{2\pi}{3} \right)$$

$$v_2 = V_m \cos x$$

$$v_3 = V_m \cos \left( x - \frac{2\pi}{3} \right)$$

Représentons dans la figure ( III 6 ), les sinusoïdes des tensions de phase  $v_1$  et  $v_2$  de notre montage en fonction de  $x$ . Elles sont déphasées de  $\frac{2\pi}{3}$  et se coupent en 0 et 0' déphasés eux mêmes de  $\frac{\pi}{3}$ , dans cet intervalle de phase, on a  $v_2 > v_1$ . Supposons qu'un peu avant



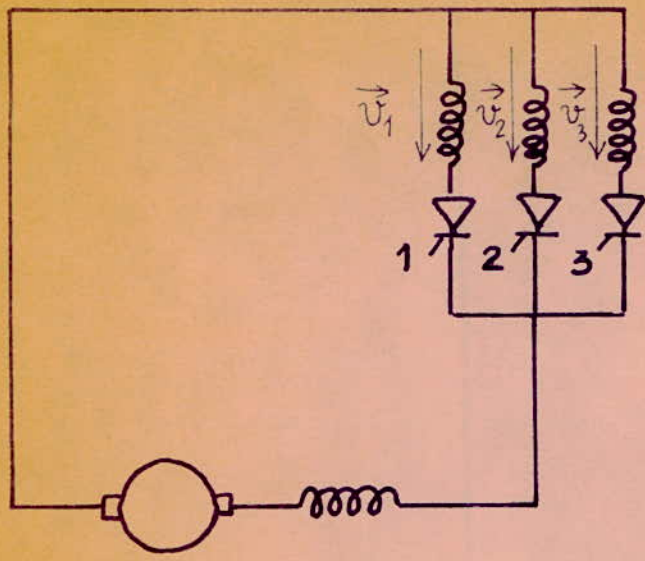
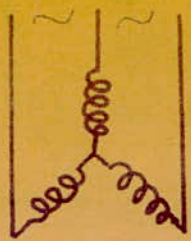


fig III.5

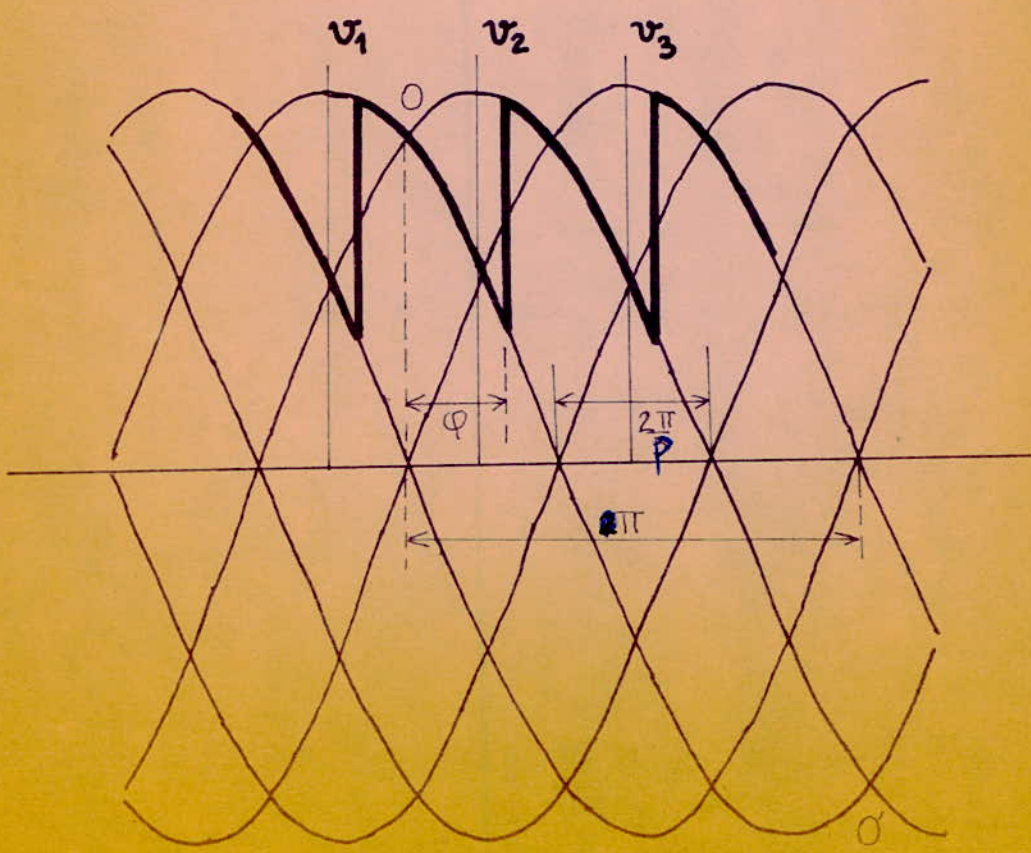


fig III.6



l'instant de commande du thyristor (2), en retard de  $\alpha$  sur le point O, le thyristor (2) soit bloqué et que le courant continu  $I_c$  passe par le thyristor (1). La tension instantanée <sup>tanée  $u_c$</sup>  aux bornes du circuit continu est alors  $V_1$  si le thyristor est parfait; s'il a une chute de tension interne, on peut l'incorporer à  $u_c$ .

La commutation du thyristor (1) au thyristor (2) est possible tant que  $0 < \alpha < \pi$ . La commutation est instantanée et le courant  $I_c$  se trouve transféré sur le thyristor (2), la tension continue se confond alors avec  $V_2$ . Supposons que l'on répète la commutation pour tous les couples de phases successives, avec la même valeur de l'angle de retard à l'amorçage  $\alpha$ . On voit alors immédiatement que la tension instantanée  $u_c$  aux bornes du circuit continu est formée d'une succession d'arcs de sinusoides tous identiques et qui se succèdent à des intervalles de  $\frac{2\pi}{3}$ . Le passage d'un arc au suivant se fait par une discontinuité en retard d'un angle  $\alpha$  sur le point d'égalité des deux sinusoides considérées dans leurs ordonnées positives. ( Voir la figure ( III . 6 ) ).

b) VALEUR MOYENNE DE LA TENSION AUX BORNES DU CIRCUIT CONTINU :

Prenons l'origine des phases au sommet de la sinusoides  $V_2$ . La tension  $u_c$  dans laquelle nous incorporons la chute interne des thyristors se confond avec  <sup>$V_2$</sup>  dans l'intervalle s'étendant de  $\alpha - \frac{\pi}{3}$  à  $\alpha + \frac{\pi}{3}$ ; on a donc dans cet intervalle:

$$u_c = V_m \cos \alpha$$

La valeur moyenne de  $u_c$  sera :

$$U_c = \frac{3}{2\pi} \int_{\alpha - \frac{\pi}{3}}^{\alpha + \frac{\pi}{3}} V_m \cos x \, dx = \frac{3}{2\pi} V_m \left[ \sin\left(\alpha + \frac{\pi}{3}\right) - \sin\left(\alpha - \frac{\pi}{3}\right) \right]$$

$$U_c = \frac{3}{\pi} V_m \sin \frac{\pi}{3} \cos \alpha$$

$$U_c = \frac{3\sqrt{3}}{2\pi} V_m \cos \alpha$$

La valeur moyenne de la tension aux bornes du circuit continu comptée avec le sens positif dans la figure (III.6) a le même signe que  $\cos \alpha$

- Pour  $\cos \alpha > 0 \Rightarrow U_c > 0$  Le montage fonctionne en redresseur.
- Pour  $\cos \alpha < 0 \Rightarrow U_c < 0$  Le montage fonctionne en onduleur.

Lorsque  $\alpha = 0$ , on a affaire à un redresseur à commutation naturelle, sa tension moyenne, qui a la plus grande valeur possible, est donnée par

$$U_{CM} = \frac{3\sqrt{3}}{2\pi} V_m = 0,827 V_m$$

Donc, on a :

$$U_c = U_{CM} \cos \alpha$$

D'Après cette valeur, lorsqu'on fait varier  $\alpha$  de 0 à  $\frac{\pi}{2}$ , la tension moyenne du redresseur est réduite dans le rapport  $\cos \alpha$ , on a ainsi un redresseur à réglage de tension par retard à la commutation. Comme ce retard  $\alpha$  peut être asservi d'une manière quelconque, par des dispositifs consommant peu d'énergie, on a ainsi un moyen de réglage extrêmement souple.

Ce réglage se fait donc sans perte de puissance active, mais avec consommation de puissance réactive. Nous verrons en effet que pour ce couplage normal le facteur de puissance alternatif est de l'ordre de  $\cos \alpha$

Lorsqu'on a  $\alpha > \frac{\pi}{2}$ ,  $U_c < 0$  et le montage fonctionne en onduleur non autonome. Le circuit continu doit nécessairement renfermer une génératrice dont la force électromotrice est égale en valeur absolue à  $U_c$ . Celle-ci est alors une force contre électromotrice, qui peut être asservie par variation de l'angle  $\alpha$ .

Un même montage peut jouer le rôle de redresseur et d'onduleur non autonome, mais le sens du courant reste invariable, de sorte que pour passer d'une fonction à l'autre, on doit inverser la polarité de tension du circuit continu.



Mais notre montage, comme on l'a déjà vu, formé de deux montages triphasés simples placés en antiparallèle, permet cette réversibilité, c'est à dire le passage du fonctionnement en redresseur au fonctionnement en onduleur chaque fois que c'est nécessaire.

c) HARMONIQUES DE LA TENSION DU CIRCUIT CONTINU :

HARMONIQUES REGULIERS DE LA TENSION DU CIRCUIT CONTINU :

On a déjà vu que la tension redressée est formée d'arcs de sinusoides identiques de période  $\frac{2\pi}{3}$  et elle a pendant la conduction du thyristor (2) par exemple, la valeur de  $v_2$ .

$$u_c = V_m \cos x \quad \text{avec } x = \omega t$$

La valeur moyenne de  $u_c$  est  $U_c$ , elle est donnée par :

$$U_c = U_{cm} \cos \alpha$$

Si on développe en série de fourier  $u_c$ , on remarque qu'elle est la somme de sinusoides de fréquences égales à  $k$  fois de  $u_c$  qui est elle même 3 fois celle du réseau. *celle*

La tension continue de notre convertisseur à 3 phases renferme donc des harmoniques de tous les rangs multiples de 3 de la fréquence du réseau alternatif.

Notre montage donnera donc les harmoniques de fréquences de rang 3, 6, 9, 12, .....

L'Amplitude du terme  $3kw$  est :

$$U_{3kmax} = U_{cm} \cos \alpha \frac{2}{9k^2 - 1} \sqrt{1 + 9k^2 \tan^2 \alpha}$$

$$\frac{U_{3kmax}}{U_{cm}} = \cos \alpha \frac{2}{9k^2 - 1} \sqrt{1 + 9k^2 \tan^2 \alpha}$$



Dans la figure ( III 7 ), sont tracées les courbes donnant le rapport  $\frac{U_{3k\max}}{U_{CM}}$  en fonction de  $\cos\alpha$  et ceci pour plusieurs valeurs de  $k$ .

- HARMONIQUES IRREGULIERS DE LA TENSION DU CIRCUIT CONTINU :

si le transformateur d'alimentation est alimenté par des tensions triphasées déséquilibrées, ayant une composante symétrique directe  $U_d$  et une composante symétrique inverse  $U_i$ , la composante symétrique directe donnera des harmoniques de la même forme que les harmoniques réguliers que nous venons de voir. La composante symétrique inverse donnera des harmoniques supplémentaires de rang.

$$n = 3k + 2$$

Pour  $n = 3k + 2 (k \geq 0)$ , on a  $\frac{U_n}{U_{CM}} = \frac{1}{n-1} \cdot \frac{U_i}{U_d}$

Pour :  $n = 3k - 2 (k \geq 1)$ , on a  $\frac{U_n}{U_{CM}} = \frac{1}{n+1} \cdot \frac{U_i}{U_d}$

d) EFFETS DES HARMONIQUES.

Les fréquences des harmoniques peuvent atteindre rapidement celles qui correspondent au maximum de la sensibilité auditive ( 1000 Hz environ ) Les redresseurs ou onduleurs sont donc susceptibles donner parfois des troubles sur les circuits téléphoniques du voisinage, soit par mauvais isolement, soit par induction. Lorsque l'amélioration des lignes ne suffit pas, on doit recourir au filtrage des tensions continues.

Comme on le voit dans les courbes de la figure ( III. 7 ) : la décroissance de l'amplitude en fonction du rang est beaucoup plus lente dans le montage à commutation retardée ( $\cos\alpha \neq 1$ ), que dans celui à commutation naturelle ( $\cos\alpha = 1$ ). Ceci se poursuit jusqu'à des valeurs très élevées du rang correspondant aux radio-fréquences. Ainsi peut s'expliquer le fait de la génération de radio-parasites par le montage utilisant le retard à la commutation, alors que le montage à commutation naturelle n'en donne généralement pas.

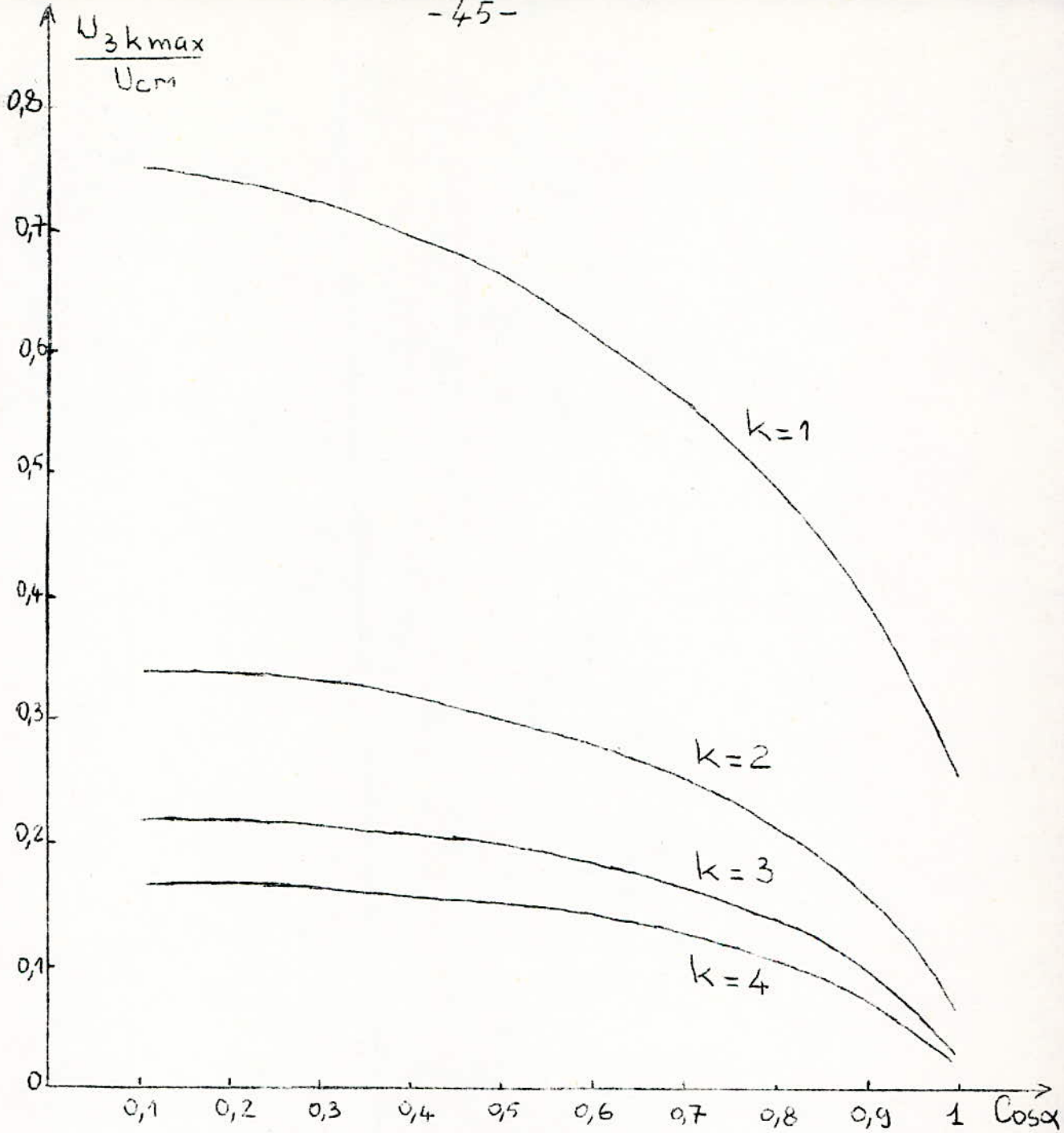


fig III.7.

| $\cos \alpha$ | 1     | 0,9   | 0,8  | 0,7  | 0,5  | 0,3  | 0,1   |
|---------------|-------|-------|------|------|------|------|-------|
| $k=1$         | 0,25  | 0,4   | 0,49 | 0,56 | 0,66 | 0,74 | 0,75  |
| $k=2$         | 0,057 | 0,16  | 0,21 | 0,25 | 0,30 | 0,33 | 0,34  |
| $k=3$         | 0,025 | 0,1   | 0,14 | 0,16 | 0,20 | 0,21 | 0,224 |
| $k=4$         | 0,01  | 0,074 | 0,1  | 0,12 | 0,15 | 0,16 | 0,167 |

III. 3-1-2 : COURANT CONTINU D'UN MONTAGE TRIPHASE SIMPLE VOIE AVEC  
COMMUTATION INSTANTANEE.

Pour traiter le problème de la valeur et de la forme du courant dans le circuit continu, en régime permanent, on utilise les expressions de la tension entre ses bornes obtenues précédemment et qui demeurent valables tant que le courant continu demeure ininterrompu. Les expressions du courant continu qu'on obtient alors, permettent de préciser les conditions dans lesquelles il en est ainsi.

On traitera le cas où le circuit continu renferme une force contre-électromotrice  $E$  en série avec une résistance et une inductance  $L_d$  c'est notre propre cas et il est assez général pour renfermer beaucoup d'applications des redresseurs et des onduleurs. L'inductance  $L_d$  est dans notre cas, la somme de  $L_y$  ( pour la limitation du courant de circulation ), de  $L_s$  ( pour le lissage du courant continu, si c'est nécessaire ) et de  $L_a$  ( l'inductance de l'induit du moteur ).

a) composante moyenne du courant continu :

La valeur moyenne du courant continu ou composante continue a pour expression :

$$I_c = \frac{U_c - E}{R} = \frac{U_{cm} \cos \alpha - E}{R}$$

Dans tous les cas,  $I_c > 0$ , nous distinguons deux cas :

- Celui d'un redresseur,  $U_c$  et  $E$  sont positifs on doit avoir :

$$U_c > E$$

C'est à dire, la force électromotrice du redresseur doit être plus grande que la force contre électromotrice du circuit continu.

- Celui d'un onduleur,  $U_c$  et  $E$  sont négatifs, on doit avoir :

$$|U_c| < |E|$$



C'est-à-dire, la force électromotrice du circuit continu doit être plus grande que la force contre électromotrice de l'onduleur.

b) Composante alternative du courant continu :

La composante alternative du courant continu est donnée par la composante alternative de la tension continu débitant sur l'ensemble  $L_d$  et  $R$ .

En général,  $R$  est petit devant  $3\omega L_d$ , où  $3\omega$  est la pulsation du 1<sup>er</sup> harmonique régulier de la tension continu. Donc, tous les harmoniques du courant continu sont indépendants de  $R$  et la composante alternative globale du courant continu ne dépend que de  $L_d$ .

La composante alternative de la tension continu  $u_c$  a pour valeur :

$$u_{ca} = u_c - U_c = u_c - U_{cm} \cos \alpha$$

Dans l'intervalle de  $\alpha - \frac{\pi}{3}$  à  $\alpha + \frac{\pi}{3}$ , on a :

$$u_c = V_m \cos x = \frac{2\pi}{3\sqrt{3}} U_{cm} \cos x \text{ avec } x = \omega t$$

Donc :

$$u_{ca} = U_{cm} \left( \frac{2\pi}{3\sqrt{3}} \cos x - \cos \alpha \right)$$

L'Equation différentielle de la composante alternative  $i_{ca}$  du courant continu est, dans l'intervalle de  $\alpha - \frac{\pi}{3}$  à  $\alpha + \frac{\pi}{3}$

$$u_{ca} = \omega L_d \frac{di_{ca}}{dt} = U_{cm} \left( \frac{2\pi}{3\sqrt{3}} \cos x - \cos \alpha \right)$$

On en déduit.

$$i_{ca} = \frac{U_{cm}}{\omega L_d} \left( \frac{2\pi}{3\sqrt{3}} \sin x - x \cos \alpha \right) + A$$

La constante A est obtenue en exprimant que la valeur moyenne de la composante alternative du courant continue est nulle dans l'intervalle de  $\alpha - \frac{\pi}{3}$  à  $\alpha + \frac{\pi}{3}$ , qui est sa période, on trouve :

$$A = \frac{U_{cm}}{\omega L_d} (\alpha \cos \alpha - \sin \alpha)$$

D'où l'expression \_\_\_\_\_ de la composante alternative du courant continu :

$$i_{ca} = \frac{U_{cm}}{\omega L_d} \left[ \frac{2\pi}{3\sqrt{3}} \sin x + (\alpha - x) \cos x - \sin x \right]$$

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

Pour connaître le taux d'ondulation du courant continu et pour pouvoir calculer l'inductance de lissage, il faut calculer le maximum et le minimum de la composante alternative du courant ~~alternatif~~ continu.

$$i_{ca} \text{ passe par un maximum ou par un minimum pour } \frac{di_{ca}}{dt} = 0$$

ou  $u_{ca} = 0$

Il nous fait aussi connaître l'angle de retard minimal pour lequel il y a possibilité de redressement. Cet angle que nous désignons par  $\alpha_0$  est donné par :

$$u_c = E = U_{cm} \cos \alpha_0$$

Et comme on le voit dans la figure ( III . 8 )

$$x = \alpha_0 - \frac{\pi}{3}$$

$$u_{ca} = u_c - U_{cm} \cos \alpha_0 = 0$$

$$\frac{2\pi}{3\sqrt{3}} \cos \left( \alpha_0 - \frac{\pi}{3} \right) - \cos \alpha_0 = 0$$

$$\operatorname{tg} \alpha_0 = \frac{3\sqrt{3} - \pi}{\sqrt{3} \pi}$$

$$\operatorname{tg} \alpha_0 = 0,37758$$

$$\alpha_0 = 20^\circ 41'$$

Pour  $\alpha > \alpha_0$ ,  $U_{ca}$  s'annule seulement au point correspondant au maximum. Les minimums de courant se produisent alors aux extrémités de l'intervalle et correspondent à des points anguleux. Ceux-ci proviennent des discontinuités de tension qui donnent une variation brusque de  $\frac{d u_a}{dt}$ . Désignons par  $i_{caM}$  le maximum de courant et par  $i_{cam}$  le minimum de courant. ( Voir figure ( III - 8 ) ).

L'Abscisse du maximum qu'on désigne par  $x_M$  compris dans l'intervalle de 0 à  $\frac{\pi}{2}$ , est donné par la formule suivante :

$$\cos x_M = \frac{3\sqrt{3}}{2\pi} \cos \alpha$$

L'Abscisse du minimum qu'on désigne par  $x_m$  est donc,

$$x_m = \alpha - \frac{\pi}{3}$$

La valeur maximale de la composante alternative du courant continu est:

$$i_{caM} = \frac{U_{cm}}{L_{dw}} \left[ \frac{2\pi}{3\sqrt{3}} \sin x_M + (\alpha - x_M) \cos \alpha - \sin \alpha \right]$$

La valeur minimale de la composante alternative du courant continu est:

$$i_{cam} = - \frac{U_{cm}}{L_{dw}} \sin \alpha \left( 1 - \frac{2\pi}{3\sqrt{3}} \right)$$

$$i_{cam} = - \frac{U_{cm}}{L_{dw}} \sin \alpha (0,3954)$$



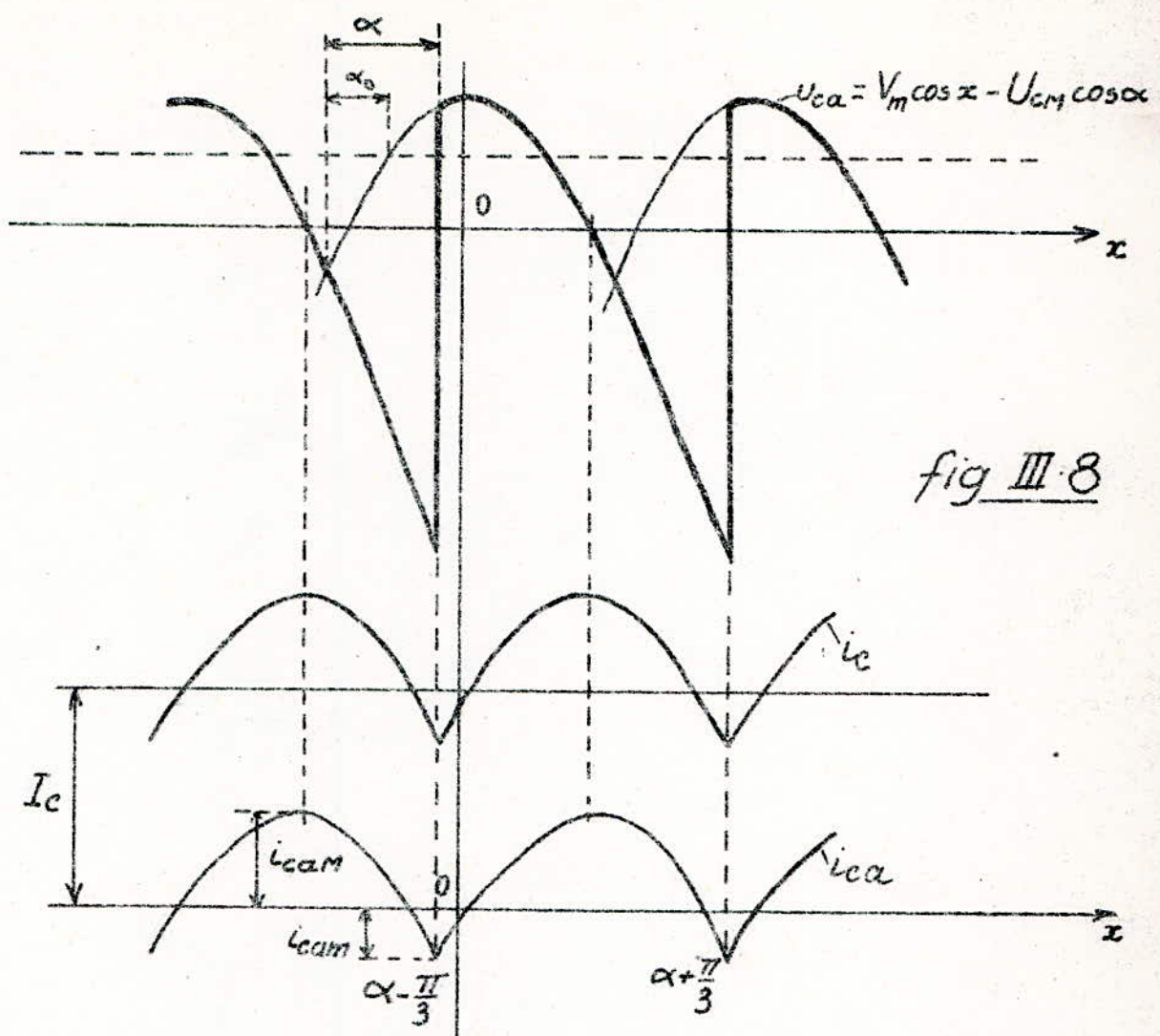


fig III.8

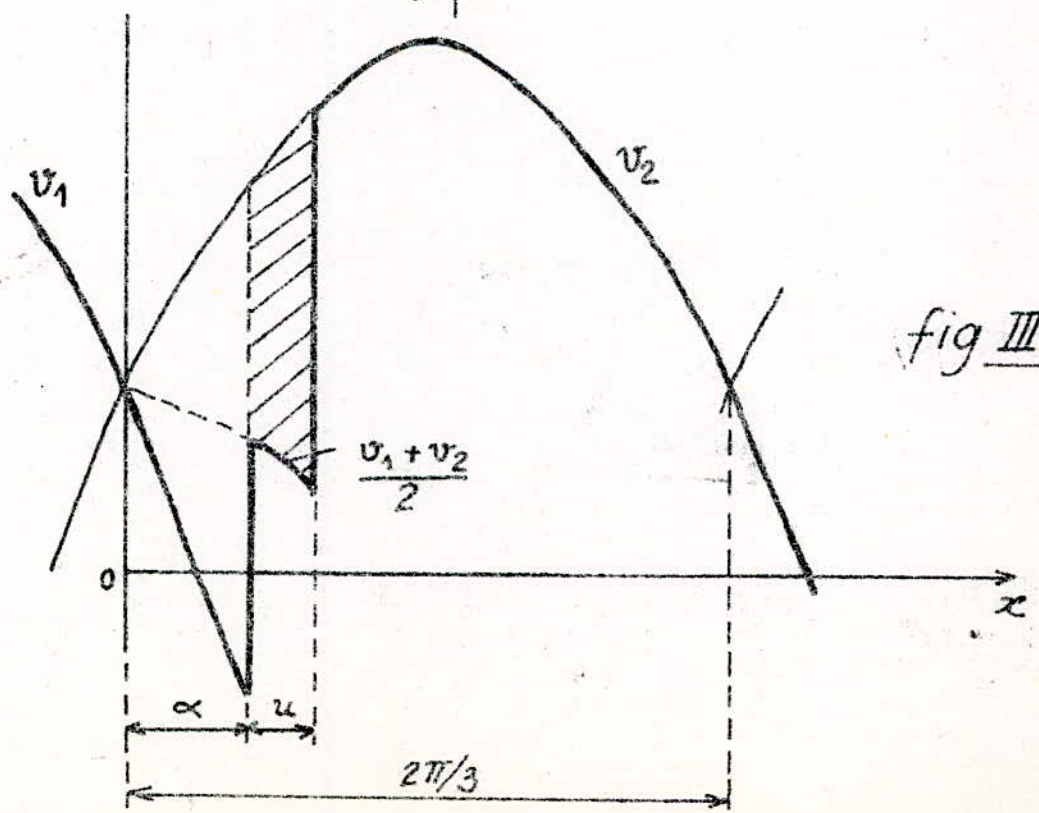


fig III.9

Le courant continu instantané est obtenu en ajoutant la composante continue  $I_c$  à la composante alternative  $i_{ca}$ .

Le débit du courant se fera de façon ininterrompue si :

$$I_c > -i_{cam}$$

On pose  $I_{ck} = -i_{cam}$ , qu'on appelle le courant critique :

$$\Rightarrow I_c > I_{ck}$$

$$\text{avec } I_{ck} = \frac{0,3954 U_{cm}}{L_d \omega} \sin \alpha$$

Si on désigne par taux d'ondulation négative le rapport  $-\frac{i_{cam}}{I_c}$ , on peut calculer l'inductance de lissage  $L_d$  si on connaît la valeur de ce taux d'ondulation négative. Dans notre cas, on prend généralement :

$$i_{cam} = -0,1 I_c$$

$$\Rightarrow -i_{cam} = 0,1 I_c = \frac{0,3954 U_{cm}}{L_d \omega} \sin \alpha$$

$$L_d = \frac{0,3954 U_{cm} \sin \alpha}{0,1 \omega I_c}$$

### III.3.1. LES CHUTES DE TENSION :

Jusqu'ici nous avons négligé les différentes chutes de tension qui interviennent dans notre montage triphasé, ces chutes de tension sont de trois types/

- Chute de tension résistive :  $U_r$
- Chute de tension inductive :  $U_x$
- Chute de tension dans les thyristors :  $U_T$

La tension redressée, en tenant compte des chutes de tension, devient :

$$U_c = U_{cm} \cos \alpha - U_x - U_r - U_T$$

On peut tracer les caractéristiques  $U_c = f(I_c)$ , variants avec l'angle de retard à l'amorçage, on le fera après les calculs des différents éléments de notre convertisseur.

a) Chute de tension résistive :  $U_r$

La chute de tension résistive est due aux différentes résistances du convertisseur. Elle est donc due aux différentes pertes dans les conducteurs du convertisseur ( enroulements du transformateur et de la bobine de limitation du courant de circulation  $L_y$  et de la bobine de lissage du courant  $L_s$ , si c'est nécessaire ).

$$U_r = R_c I_c$$

$R_c$  représente la résistance globale du convertisseur ramené du côté continu.

La chute de tension relative  $\Delta U_r$  sera :

$$\Delta U_r = \frac{U_r}{U_{cm}} = \frac{R_c I_c}{U_{cm}}$$

b) Chute de tension dans les thyristors :  $U_T$

La chute de tension dans les thyristors est faible, elle varie de 1 à 1,5 V par thyristor dans la zone du courant nominal d'utilisation et augmente avec les courants de surcharge.

c) Chute de tension inductive :  $U_x$

Jusqu'ici nous avons négligé les inductances présentes dans les divers circuits de liaison entre les thyristors et le réseau alternatif. Ce sont les inductances du transformateur qu'on peut supposer également réparties dans chacun des bras du montage triphasé.

La présence de ces inductances fait que le transfert du courant d'un bras <sup>au</sup> suivant ne se fait pas instantanément. Cette opération de transfert est appelée commutation.

La durée de cette commutation, pendant laquelle deux thyristors sont traversés simultanément par le courant, est représenté par l'angle de commutation ou encore l'angle d'empiètement qu'on désigne par  $\alpha$ .



- Détermination de l'angle de commutation  $u$  :

Pendant la commutation, on démontre que si  $L_c$  représente les inductances précitées, on a :

$$\int_0^{\tau} (v_2 - v_1) dt = 2 L_c I_c$$

Où  $\tau$  représente le temps de commutation ou d'empiètement de  $v_1$  à  $v_2$  ( Voir figure (III.9) ).

Si on prend l'origine à l'instant de début de la commutation,  $v_1$  et  $v_2$  sont égales pour  $x = -\alpha$ .

Donc la commutation est retardée d'un angle  $\alpha$  .

$$v_2 - v_1 = \sqrt{3} V_m \sin(x + \alpha) \text{ avec } x = \omega t$$

$$\int_0^{\tau} (v_2 - v_1) dt = \sqrt{3} V_m \int_0^{\tau} \sin(\omega t + \alpha) dt$$

$$\int_0^{\tau} (v_2 - v_1) dt = \frac{-\sqrt{3} V_m}{\omega} \left[ \cos(\omega t + \alpha) \right]_0^{\tau}$$

$$\int_0^{\tau} (v_2 - v_1) dt = \frac{\sqrt{3} V_m}{\omega} \left[ \cos \alpha - \cos(\omega \tau + \alpha) \right]$$

$$\Rightarrow \cos \alpha - \cos(\omega \tau + \alpha) = \frac{2 \omega L_c I_c}{\sqrt{3} V_m}$$

Si on a  $u = \omega \tau$ , angle de commutation.

et  $X_c = L_c \omega$ , réactance présente entre les thyristors et le réseau alternatif.

$$\cos \alpha - \cos(u + \alpha) = \frac{2 X_c I_c}{\sqrt{3} V_m}$$

Cette relation nous permet de calculer l'angle de commutation.

- Détermination de la chute de tension inductive :

Pendant la commutation; les thyristors 1 et 2 conduisent simultanément, donc la tension redressée se confond avec  $\frac{v_1 + v_2}{2}$ , voir figure (III-9).

La chute de tension due à la commutation entre les thyristors 1 et 2, est donc :

$$U_x = \frac{3}{2\pi} \int_{\alpha}^{\alpha+\mu} \left( v_2 - \frac{v_1 + v_2}{2} \right) dx = \frac{3}{2\pi} \int_{\alpha}^{\alpha+\mu} \frac{v_2 - v_1}{2} dx$$

Si on prend, dans la figure (III-9) le point d'égalité entre  $v_1$  et  $v_2$ , comme origine, on a :

$$v_1 = V_m \cos\left(\alpha + \frac{\pi}{3}\right)$$

$$v_2 = V_m \cos\left(\alpha - \frac{\pi}{3}\right)$$

$$\Rightarrow \frac{v_2 - v_1}{2} = \frac{\sqrt{3}}{2} V_m \sin \alpha$$

Donc  $U_x$  est :

$$U_x = \frac{3}{2\pi} \frac{\sqrt{3}}{2} V_m \int_{\alpha}^{\alpha+\mu} \sin \alpha dx = \frac{3}{2\pi} \frac{\sqrt{3}}{2} V_m \left[ \cos \alpha \right]_{\alpha}^{\alpha+\mu}$$

$$U_x = \frac{3}{2\pi} \frac{\sqrt{3}}{2} V_m \left[ \cos \alpha - \cos(\alpha + \mu) \right]$$

$$\text{or } U_{CM} = \frac{3\sqrt{3}}{2\pi} V_m$$

$$\Rightarrow U_x = \frac{1}{2} U_{CM} \left[ \cos \alpha - \cos(\alpha + \mu) \right]$$

Or, comme on l'a montré précédemment :

$$\cos \alpha - \cos(\alpha + u) = \frac{2 X_c I_c}{\sqrt{3} V_m}$$

$$\Rightarrow \cos \alpha - \cos(\alpha + u) = \frac{3 X_c I_c}{\pi U_{CM}}$$

La chute de tension inductive est donc :

$$U_x = \frac{3}{2\pi} X_c I_c$$

La chute de tension relative est :

$$\Delta U_x = \frac{U_x}{U_{CM}} = \frac{3}{2\pi} X_c \frac{I_c}{U_{CM}}$$

La réactance du réseau alternatif peut entraîner une chute de tension inductive, mais dans notre cas, celle-ci est négligeable. En effet, la puissance du réseau alternatif est infinie devant la puissance <sup>par le</sup> ~~metteur.~~ <sub>demandée</sub>

### III. 3-1. Tension et courant dans les thyristors.

#### a) Tension aux bornes des thyristors :

Comme on le voit dans la figure (III. 10), lorsque le thyristor 1 débite, seul ~~est~~ <sup>est</sup> en commutation avec un autre thyristor, sa tension entre anode et cathode <sup>est</sup> égale à sa chute de tension interne.

$$u_1 = \eta$$

$$u_1 - \eta = 0$$

Lorsque le thyristor 1 ne débite plus, sa tension anodique est  $v_1$  et sa tension cathodique est donnée par le ou les thyristors en débit. Deux cas peuvent se présenter :



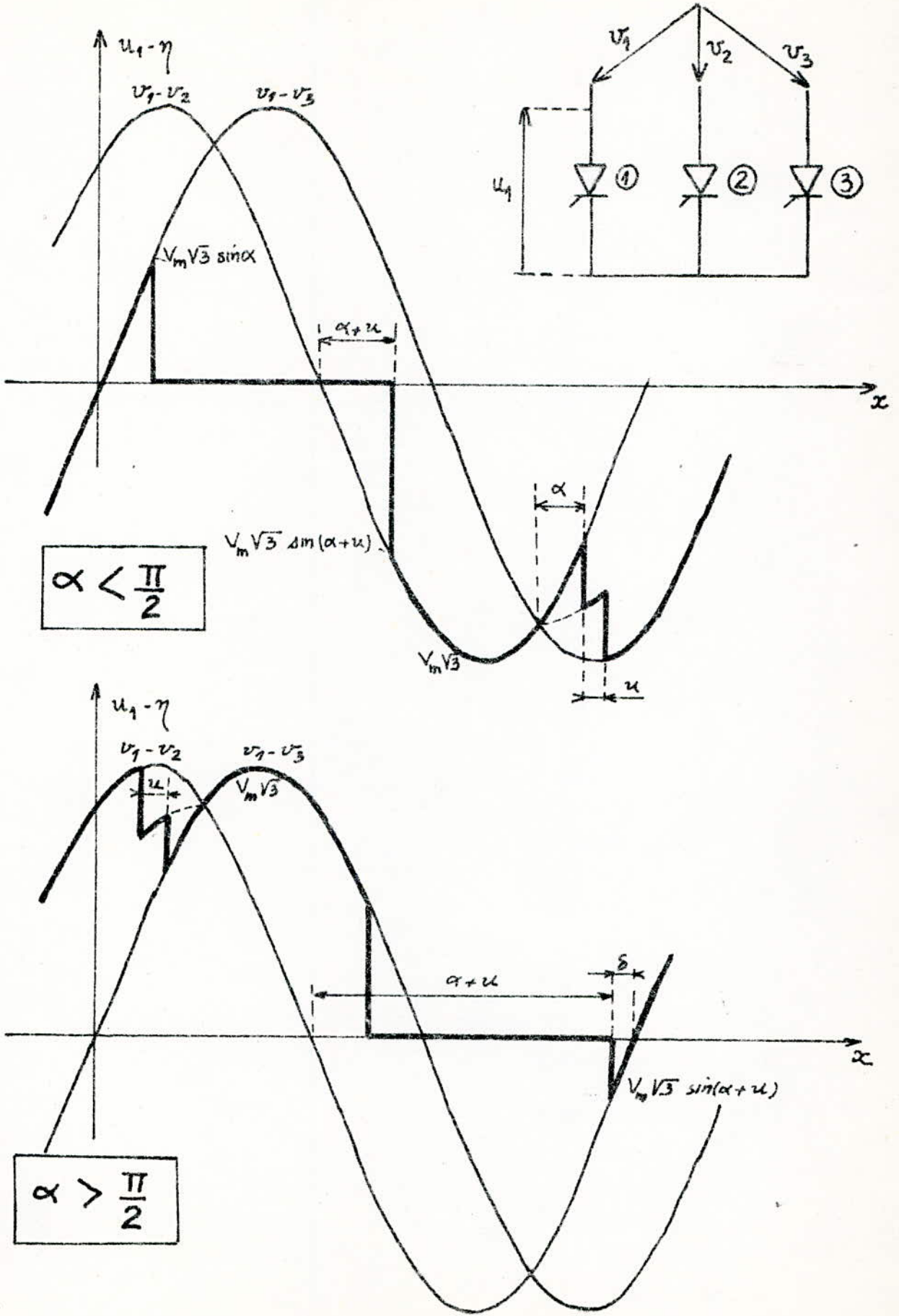


fig III · 10

- Le thyristor 2 débite seul :

$$u_1 = v_1 - (v_2 - \eta)$$

$$u_1 - \eta = v_1 - v_2$$

- Le thyristor 2 débite en commutation avec le thyristor 3.

$$u_1 = v_1 - \frac{v_2 + v_3}{2} + \eta$$

$$u_1 - \eta = \frac{(v_1 - v_2) + (v_1 - v_3)}{2}$$

Comme nous pouvons le voir dans la figure (III.10), le thyristor subit à ses bornes une tension inverse de crête:

$$\hat{U}_i = V_m \sqrt{3}$$

b) Courants dans les thyristors :

Notre montage débite un courant de valeur instantanée  $i_c$ . Supposons d'abord que les commutations sont instantanées. Dans ce cas, chaque thyristor débite seulement pendant un tiers de la période du réseau.

- La valeur moyenne du courant dans un thyristor :

$$\bar{i} = \frac{I_c}{3}$$

- La valeur efficace du courant dans un thyristor :

$$i_{ef} = \frac{i_{cef}}{\sqrt{3}}$$

$i_{cef}$  : valeur efficace du courant continu. Si le courant continu est bien lissé  $i_{cef} = I_c$ , donc

$$i_{ef} = \frac{I_c}{\sqrt{3}}$$

- La valeur de crête du courant :

La valeur de crête limitée du courant que doit supporter le thyristor est celle qui peut être atteinte lors d'un court circuit continu.

Lorsque les commutations ne sont pas instantanées, les formules précédentes relatives aux courants moyens des thyristors, ainsi qu'aux courants de crête en régime permanent restent valables. Celles relatives aux courants efficaces restent suffisamment approchées tant que l'angle de commutation conserve les valeurs relatives aux charges normales.

III. 3-1. Fonctionnement en onduleur ( Conditions de stabilité ) :

En onduleur, on fait passer le courant dans une phase secondaire non ~~pas~~ pas quand sa tension est positive, c'est à dire quand elle tend à débiter, mais quand elle est négative. Il faut donc veiller à ce que le débit des thyristors ne leur soit pas imposé par les tensions anodiques. Donc, il faut prendre certaines précautions lors du fonctionnement en onduleur.

a) Nécessité d'une commande énergétique :

Si on ne bloque pas les thyristors quand les phases secondaires, sièges de tension positives, tendent à débiter, il se produit un court circuit.

Préons notre montage triphasé, représenté dans la figure (III.11) dans son fonctionnement en onduleur. L'inductance L supposée infinie absorbe les fluctuations de la tension instantanée  $u_c$ , mais pour ce qui est de la valeur moyenne, on a la relation :

$$R_c I_c = E + U_c$$

Avec  $U_c$  négatif et peu différent de - E

Si l'on perd le contrôle des thyristors pendant ce fonctionnement en onduleur,  $U_c$  devient positif et sa valeur est de même ordre que la force électromotrice E du moteur qui fonctionne en génératrice. Le courant  $I_c$  prend une valeur élevée.



Inversement, l'entrée en conduction de chaque thyristor, lorsqu'on applique le signal de déblocage sur son électrode de commande, doit être assurée. Si une impulsion de commande est sans effet, on perd le contrôle de l'onduleur.

b) Nécessité d'un angle mort :

Le rendement d'un onduleur est d'autant plus élevé que le retard à l'amorçage  $\alpha$  est voisin de  $\pi$ , on pourrait être tenté de travailler avec de faibles valeurs de l'écart entre  $\alpha$  et  $\pi$ . Mais plus l'écart est faible, plus le fonctionnement est dangereux. Mais on ne doit pas oublier l'angle de commutation  $u$ .

Les thyristors nécessitent un temps minimum dit de recouvrement (ou de désinnisation), qu'on désigne par  $t_r$ .

$$\text{Soit : } \omega t_r = \delta$$

On doit avoir, pour que le fonctionnement en onduleur soit stable, comme on peut le voir dans la figure ( III.12 ).

$$\alpha + u < \pi - \delta$$
$$\Rightarrow \cos(\alpha + u) > -\cos \delta$$

D'Autre part on a :

$$\cos \alpha - \cos(\alpha + u) = \frac{2 U_x \sin \frac{u}{2}}{U_{CM}}$$
$$\Rightarrow \frac{2 U_x \sin \frac{u}{2}}{U_{CM}} < \cos \alpha + \cos \delta$$

On doit donc satisfaire à cette condition pour que le fonctionnement en onduleur soit stable.

III. 3 - 1-5 Le transformateur d'alimentation :

Le transformateur joue de très importants rôles dans le processus de la conversion :

- Il adapte la tension du réseau à celle demandée par le redresseur.
- Il sépare le circuit continu du réseau alternatif donc évite qu'une composante continue passe dans le réseau alternatif et le perturbe.

fig III.11

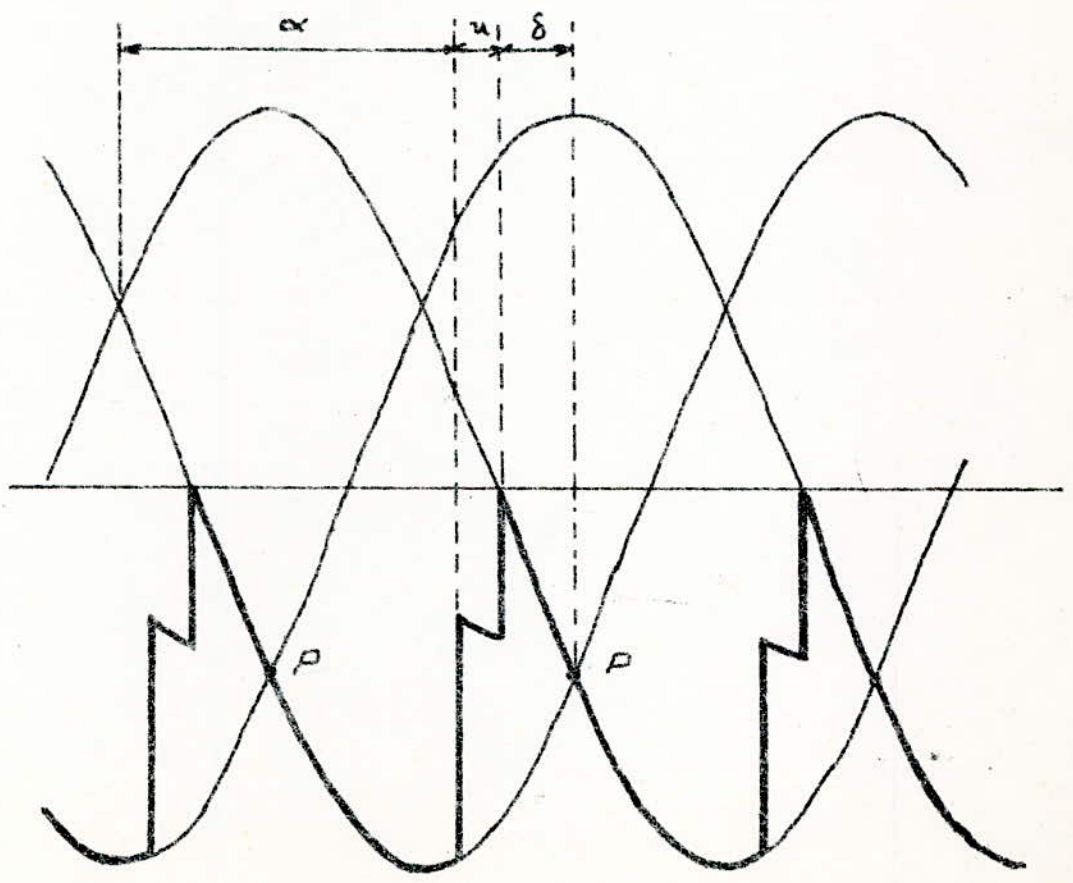
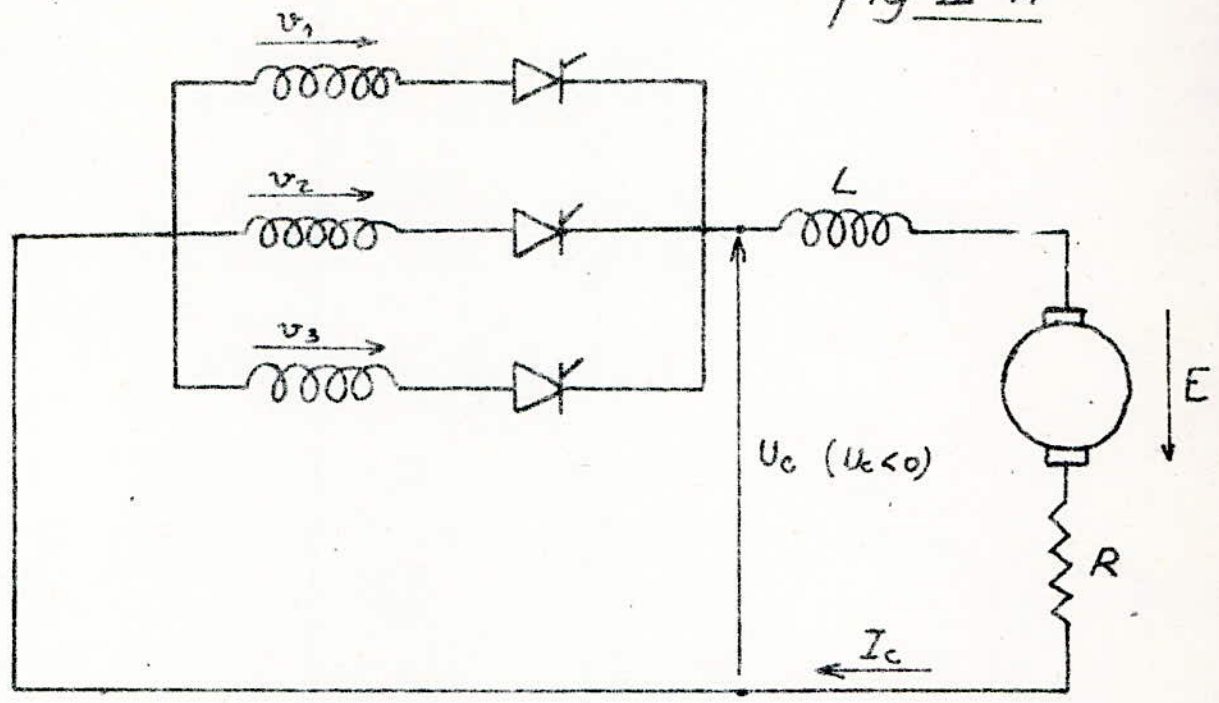


fig III.12

Il amortit les courants de court-circuit du coté continu.

Il permet d'avoir le nombre de phases nécessaires pour l'obtention de la tension redressée désirée.

Pour calculer les différents paramètres du transformateur, on est amené à faire plusieurs hypothèses simplificatrices :

- Les enroulements secondaires seront parcourus par le courant continu que l'on admettra parfaitement constant, on considérera donc la réactance du circuit d'utilisation comme infinie.

- Le courant dans ces enroulements secondaires sera un courant alternatif quoiqu'assez éloigné de la forme sinusoïdale.

a) Forme et valeurs des courants du secondaire :

Nous avons choisi un secondaire en étoile, donc les courants dans le secondaire sont les mêmes que ceux qui circulent dans les thyristors.

- Valeur maximale du courant dans une phase secondaire :

$$I_m = I_c$$

- Forme du courant dans une phase secondaire la figure (III.13) nous donne une idée de la forme du courant dans une phase secondaire si on suppose que les commutations sont instantanées.

b) Forme et valeurs des courants du primaires :

Nous supposerons d'abord que les commutations sont instantanées, la méthode à appliquer c'est d'exprimer que la puissance instantanée fournie ou absorbée par le transformateur est identique à la puissance absorbée ou fournie par le circuit continu.

Pour un réseau triphasé, les tensions instantanées entre phase et neutre au primaire sont :

$$V'_m \cos x ; V'_m \cos(x - \frac{2\pi}{3}) ; V'_m \cos(x - \frac{4\pi}{3})$$

avec  $x = \omega t$



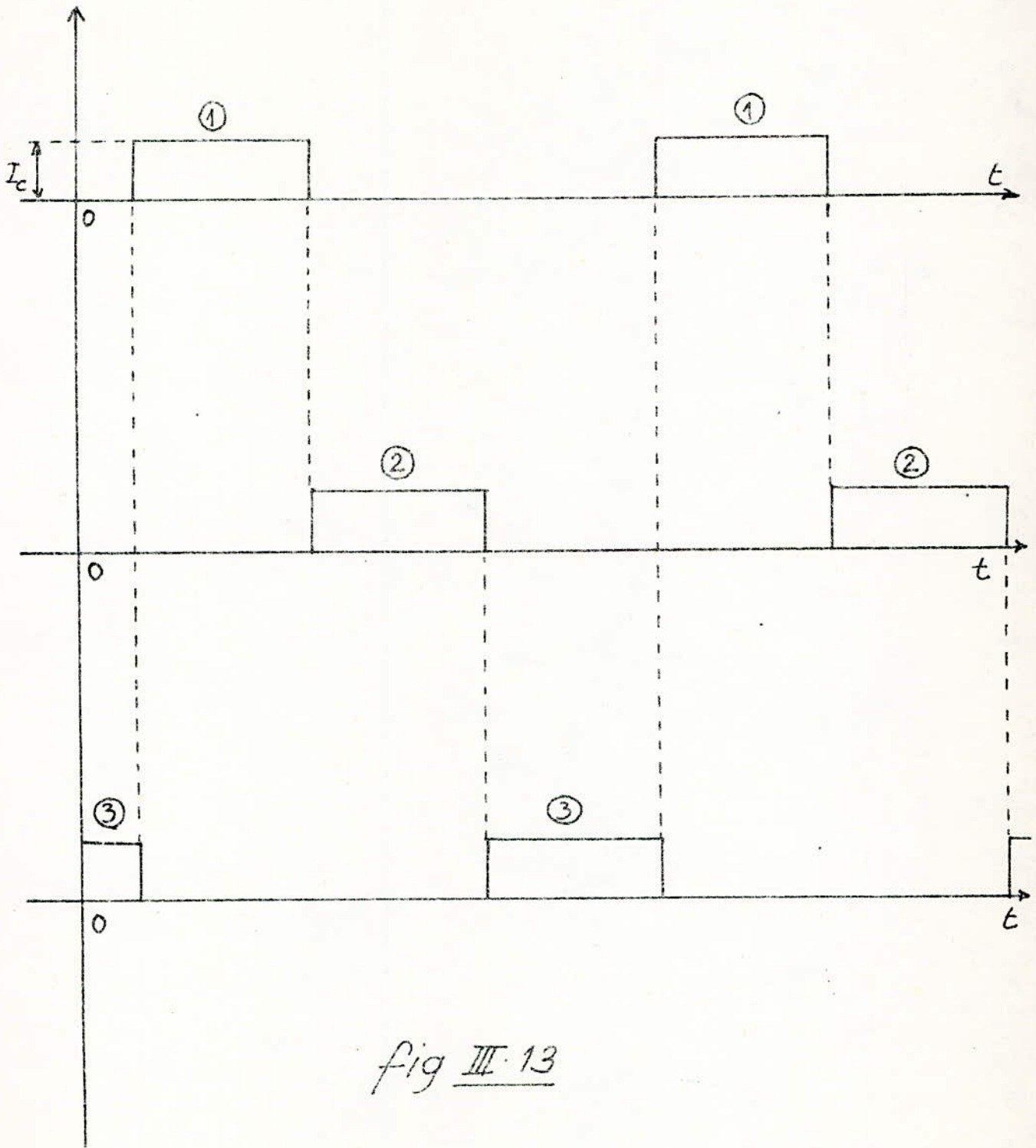


fig III.13

SI  $\theta$  représente le déphasage entre la tension résultante en débit et celle de la phase 1 du primaire,  $\theta$  représente donc l'angle de couplage. Egalons les puissances instantanées des deux côtés du transformateur.

$$V_m i_1' \cos x + V_m i_2' \cos(x - \frac{2\pi}{3}) + V_m i_3' \cos(x - \frac{4\pi}{3}) = V_m i_c \cos(x - \theta)$$

Cette relation est une identité satisfaite quelque soit la valeur de  $x$  dans l'intervalle  $(\alpha - \frac{\pi}{3} + \theta, \alpha + \frac{\pi}{3} + \theta)$ .

On peut en tirer :

$$i_1' = \frac{2}{3} \frac{V_m}{V_m'} i_c \cos \theta$$

$$i_2' = \frac{2}{3} \frac{V_m}{V_m'} i_c \cos(\theta - \frac{2\pi}{3})$$

$$i_3' = \frac{2}{3} \frac{V_m}{V_m'} i_c \cos(\theta - \frac{4\pi}{3})$$

Pour obtenir les expressions de  $i_1', i_2', i_3'$  valables dans les intervalles suivantes, entre commutations, il suffit d'y successivement  $\theta$  par  $\theta + \frac{2\pi}{3}$  puis par  $\theta + \frac{4\pi}{3}$  remplacer

Dans notre cas, nous prenons un transformateur étoile - étoile, avec un angle de couplage nul  $\Rightarrow \theta = 0$

Avec ces considérations, on peut représenter les courants du primaire comme on l'a fait dans la figure ( III. 14 ).

Le fait que les commutations ne sont pas instantanées n'entraîne pas beaucoup de changement dans les formes des courants primaires et secondaires la forme n'est plus rectangulaire mais trapezoïdale.

Les valeurs des courants changent. En effet, on introduit des coefficients qui tiennent compte de la forme des courants.

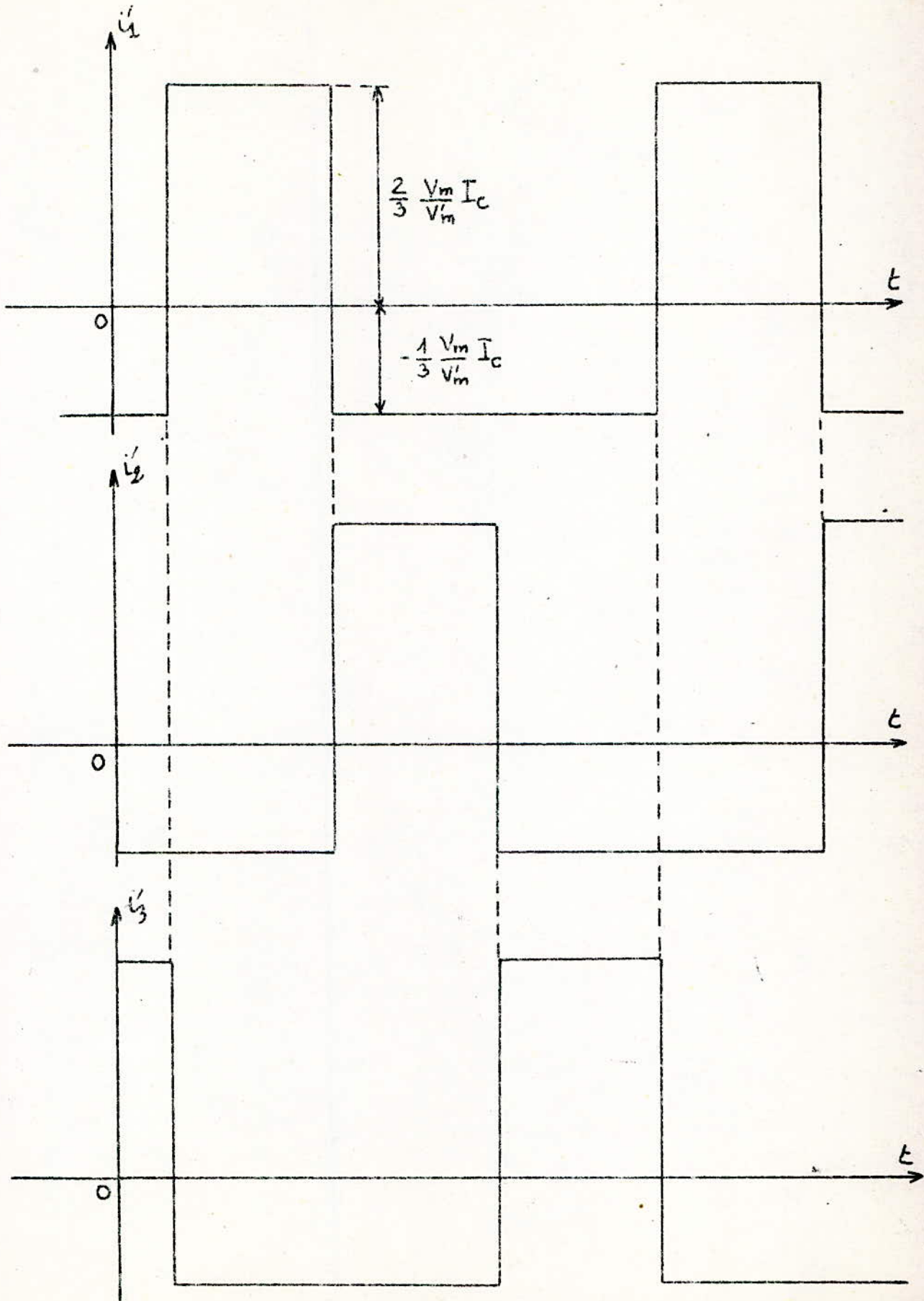


fig III. 14



c) Tension maximale d'une phase du secondaire :

$$U_{CM} = \frac{3\sqrt{3}}{2\pi} V_m$$

$$V_m = \frac{2\pi}{3\sqrt{3}} U_{CM}$$

d) Puissances active et réactive,  $\cos \phi$  et facteur de puissance alternatif :

Supposons que la tension en ligne est sinusoïdale, ce qui est à peu près exact; dans ce cas, le terme fondamental du courant intervient seul dans l'expression des puissances active et réactive échangées avec le réseau.

Les valeurs algébriques des puissances active et réactive fournies par le réseau au transformateur de couplage sont :

$$P = \frac{3V'_m}{\sqrt{2}} \frac{I'_1}{\sqrt{2}} \cos \Phi_1$$

$$Q = \frac{3V'_m}{\sqrt{2}} \frac{I'_1}{\sqrt{2}} \sin \Phi_1$$

$I'_1$  Représente la valeur maximale de l'onde fondamentale du courant primaire.

$\Phi_1$  Représente le déphasage de l'onde fondamentale du courant primaire sur la tension.

Dans notre cas :

$$I'_1 = \frac{\sqrt{3}}{\pi} \frac{V_m}{V'_m} I_C$$

Dans le cas où le courant continu est parfaitement lissé :  $\Phi_1 = \phi'$ , tel que :

$$\operatorname{tg} \varphi' = \frac{1}{2} \frac{2u + \sin 2\alpha - \sin 2(\alpha + u)}{\cos^2 \alpha - \cos^2(\alpha + u)}$$

Pour  $\alpha \neq 0$ , et pour une faible valeur de  $u$ , ce qui est généralement le cas, on a :

$$\varphi' = \alpha + \frac{u}{2}$$

Dans le cas général, il lui faut ajouter un déphasage supplémentaire, provenant de l'ondulation du courant continu. Ce supplément est en général négligeable, sauf dans le cas des couplages monophasés avec forte ondulation du courant continu.

$\Phi_1$  varie de  $0^\circ$  à  $180^\circ$

Dans le fonctionnement en redresseur.  $P > 0$ ,  $\Phi_1 < 90^\circ$

Dans le fonctionnement en onduleur,  $P < 0$ ,  $90^\circ < \Phi_1 < 180^\circ$

Dans les deux cas,  $\Delta \sin \Phi_1$  est positif, on a donc toujours l'énergie réactive  $Q > 0$ . Comme  $\Phi_1$  est un retard, avec les conventions usuelles le réseau fournit de la puissance réactive au montage.

Un redresseur ou un onduleur consomme toujours de la puissance réactive.

Pour dimensionner le primaire du transformateur de couplage, ce qui intervient est la puissance apparente, qui a pour expression.

$$S = \frac{3V'_m}{\sqrt{2}} I'_{ef} = \frac{P}{k'}$$

où  $k'$  représente le facteur de puissance alternatif.

$$k' = \cos \Phi_1 \frac{I_1}{I'_{ef}} = \cos \Phi_1 \cdot k_f$$

Où  $k'_f$  représente le facteur de forme du courant primaire, qui tient compte de la forme réelle du courant alternatif.

$$k'_f = \frac{I_1}{I'_{ef}}$$

Où  $I'_{ef}$  représente la valeur efficace du courant primaire dans notre cas :

$$k'_f = \frac{3\sqrt{3}}{2\pi}$$

Le facteur de puissance alternatif sera donc donné par :

$$k' = \cos \Phi_1 \cdot \frac{3\sqrt{3}}{2\pi}$$

$$k' = \frac{3\sqrt{3}}{2\pi} \cos \varphi'$$

$$\text{or } \varphi' = \alpha + \frac{\mu}{2}$$

$$\Rightarrow k' = \frac{3\sqrt{3}}{2\pi} \cos\left(\alpha + \frac{\mu}{2}\right)$$

Remarque :

$$P = U_{cm} I_c \cos \Phi_1$$

$$Q = U_{cm} I_c \sin \Phi_1$$

On peut donc tracer sur un système d'axes sur lequel on porte en abscisse le rapport  $\frac{P}{U_{cm} I_c}$  et en ordonnées le rapport  $\frac{Q}{U_{cm} I_c}$ . On obtient un demi cercle de rayon égal à l'unité.



On ne tracera ce demi cercle qu'après avoir calculé tous les éléments du convertisseur et en tirera les conclusions qui s'imposent.

III. 3-2 Calcul des caractéristiques du convertisseur :

Pour débiter les calculs, on suppose que les chûtes de tensions présentes dans le système convertisseur sont égales à 20% de la tension redressée maximale

$$U_c = U_{cm} - 0,2 U_{cm}$$

$$U_c = U_{cm} (1 - 0,2) = 0,8 U_{cm}$$

Tension redressée maximale

$$U_{cm} = \frac{U_{c17}}{0,8} = \frac{220}{0,8} = 275$$

$$U_{cm} = 275V$$

Tension secondaire entre phase et neutre maximale

$$V_m = \frac{U_{cm}}{0,827} = \frac{275}{0,827} = 332,53$$

$$V_m = 333V$$

Tension inverse maximale

$$\hat{U}_i = V_m \sqrt{3} = 333 \sqrt{3} = 576,8$$

$$\hat{U}_i = 577V$$

Valeur moyenne du courant dans un bras

$$\bar{i} = \frac{I_{cn}}{3} = \frac{35}{3} = 11,7$$

$$\bar{i} = 11,7A$$

Valeur efficace du courant dans un bras

$$i_{ef} = \frac{I_{cn}}{\sqrt{3}} = \frac{35}{\sqrt{3}} = 20,2$$

$$i_{ef} = 20,2A$$

Les résultats nous permettent de choisir le thyristor à utiliser.

On choisit le thyristor type T57100/8  
(Classification soviétique)

Détermination de l'inductance de lissage

On suppose que le taux d'ondulation négative acceptable est de 10%

$$-\frac{i_{com}}{I_c} = 0,1 \Rightarrow i_{com} = -0,1 I_c$$

$$i_{com} = \frac{-0,3954 U_{CM} \sin \alpha}{L \omega}$$

Pour avoir  $i_{com}$  maximal, c'est-à-dire la valeur la plus défavorable, on prend  $\alpha = 90^\circ$

$$-0,1 I_c = \frac{-0,3954 U_{CM} \sin \alpha}{L \omega}$$

$$L_d = \frac{0,3954 U_{CM} \sin \alpha}{0,1 \cdot \omega \cdot I_c}$$

$$L_d = \frac{0,3954 \cdot 275 \cdot 1}{0,1 \cdot 2\pi f \cdot 35} = 0,0989$$

f: fréquence du réseau d'utilisation  $f = 50 \text{ Hz}$

$$L_d = 0,1 \text{ H}$$

Détermination de l'inductance de limitation du courant de circulation

Elle est donnée par la relation.

$$L_y = \frac{V_m}{\omega \cdot I_y} k_y$$

$I_y$ : courant de circulation

$$I_y = 0,1 I_c = 0,1 \cdot 35 = 3,5$$

$$I_y = 3,5 \text{ A}$$

$k_y$ : coefficient qui dépend du système

$$k_y = 0,65$$

$$L_y = \frac{333}{100 \cdot 3,14 \cdot 3,5} = 0,997 \text{ H}$$

$$L_y = 0,997 \text{ H}$$

Vérification de la nécessité ou non d'une inductance supplémentaire pour le lissage du courant continu.

$$L_d = L_a + L'y + L_s$$

$L_a$ : inductance de l'induit du moteur

$L'y$ : demi inductance de limitation du courant de circulation.

$$L_a = 1,94 \cdot 10^{-3} \text{ H}$$

$$L'y = \frac{L_y}{2} \Rightarrow L'y = 0,098 \text{ H}$$

$$L_d = 0,1 \text{ H}$$

$$L_s = L_d - L'y - L_a$$

$$= 0,1 - 0,098 - 0,00194 = 0,00006$$

$$L_s = 6 \cdot 10^{-5} \text{ H}$$

$L_s$  est négligeable devant  $L_d$ ,  $L_a$  et  $L'y$ , donc une inductance supplémentaire n'est pas nécessaire.

$$L_d = L_a + L'y$$

Chutes de tension.

- chute de tension résistive

$$U_r = R_c I_c$$

$$R_c = R_T + R'y$$

$R_T$ : Résistance du transformateur ramenée au secondaire

$R'y$ : Résistance de la demi-bobine de limitation du courant de circulation

$$R'y = 0,1 \Omega$$



$$R_T = \frac{U_{acc} V_m}{\sqrt{2} \cdot I_2' \cdot 100}$$

$I_2'$  : valeur efficace réelle du courant secondaire  
cest-à-dire dans un bras. cette valeur tient  
compte de la commutation

$$I_2' = 1,1 I_{ef}$$

$$I_2' = 1,1 \cdot 20,2 = 22,22$$

$$I_2' = 22,22 \text{ A}$$

On choisit un transformateur de la catégorie  
TT (Classification soviétique

$U_{acc}$  : tension de court-circuit active en %,  
pour notre cas  $U_{acc} \approx 2,5\%$

$$R_T = \frac{2,5 \times 333}{\sqrt{2} \cdot 22,22 \cdot 100} = 0,26$$

$$R_T = 0,26 \Omega$$

$$\text{d'où } R_c = R_T + R_y = 0,26 + 0,1$$

$$R_c = 0,36 \Omega$$

$$U_r = R_c I_{cn} = 0,36 \cdot 35 = 12,6$$

$$U_r = 12,6 \text{ V}$$

### - Chute de tension dans le thyristor

Le thyristor qu'on a choisi a une chute de  
tension interne égale à 1V dans le fonction-  
nement normal, et comme on a un seul thy-  
ristor par bras

$$U_T = 1 \text{ V}$$

### - Chute de tension inductive

$$U_x = \frac{3}{2\pi} X_c I_c$$

il n'y a que le transformateur qui intervient

$$X_c = \frac{U_{rcc} \cdot V_m}{\sqrt{2} \cdot I_2' \cdot 100}$$

$U_{rcc}$ : tension de court-circuit réactive en % pour notre transformateur TT.  $U_{rcc} = 9,5\%$ .

$$X_c = \frac{9,5 \cdot 333}{\sqrt{2} \cdot 22,22 \cdot 100} = 1$$

$$X_c = 1 \Omega$$

$$U_x = \frac{3 X_c \cdot I_c}{2\pi} = \frac{3}{2\pi} \cdot 1 \cdot 35 = 16,7$$

$$U_x = 16,7V$$

### Chute de tension totale

$$U_0 = U_r + U_x + U_T = 12,6 + 16,7 + 1 = 30,3V$$

$$U_c = U_{cm} - U_0 \Rightarrow U_{cm} = U_c + U_0$$

$$\Rightarrow U_{cm} = 220 + 30,3 = 250,3$$

$$U_{cm} = 250,3$$

$$\frac{U_0}{U_{cm}} = \frac{30,3}{250,3} = 12,1\%$$

On a pris au début 20% de chute de tension, les 8% de différence sont donc une marge de sécurité pour compenser les différentes chutes de tension supplémentaires qui pourraient intervenir on garde les valeurs calculées.

Comme on l'a déjà dit, on peut tracer  $U_c = f(I_c)$  pour plusieurs valeurs de  $\alpha$  fig III-15

Pour le fonctionnement en redresseur

$$U_c = U_{cm} \cos \alpha - R_e I_c$$

$R_e$ : résistance équivalente.

$$R_e = R_T + R_Y + \frac{3}{2\pi} X_c + \frac{U_T}{I_c}$$

$$= 0,26 + 0,1 + 0,48 + 0,028$$

$$R_e = 0,868 \Omega$$

$$U_c = U_{cm} \cos \alpha - 0,868 I_c$$

Calcul de l'angle de retard à l'amorçage dans le fonctionnement nominal

$$U_{cn} = U_{cm} \cos \alpha_n - R_c I_{cn}$$

$$\cos \alpha_n = \frac{U_{cn} + R_c I_{cn}}{U_{cm}} = \frac{220 + 30,3}{275}$$

$$\cos \alpha_n = 0,91$$

$$\alpha_n = 24^\circ 28'$$

Calcul de l'angle de retard à l'amorçage maximal.

$$\cos \alpha + \cos \delta > \frac{2U_x}{U_{cm}}$$

$$\cos \alpha > \frac{2U_x}{U_{cm}} - \cos \delta$$

Le thyristor qu'on a choisi a un angle de recouvrement de  $5^\circ$ , et on prend une marge de sécurité de  $5^\circ$ .

$$\Rightarrow \delta = 5 + 5 = 10^\circ$$

$$\cos \alpha > \frac{2U_x}{U_{cm}} - \cos 10$$

$$\cos \alpha > 0,12 - 0,9848$$

$$\alpha_{max} = 149^\circ 51'$$

L'angle de retard à l'amorçage minimal a été calculé  $\alpha_0 = 20^\circ 41'$

Calcul de l'angle de commutation maximal

$$\alpha_{max} + u < 180^\circ - \delta$$

$$u + 149^\circ 51' < 180^\circ - 10^\circ$$

$$u < 180^\circ - 10^\circ - 149^\circ 51'$$

$$u_{max} = 20^\circ 9'$$



Dimensionnement du transformateur

- Calcul de l'angle de déphasage de l'onde fondamentale sur la tension pour le fonctionnement nominal

$$\Phi_1 = \varphi'$$

$$\varphi' = \alpha_n + \frac{u_{max}}{2} = 24^\circ 28' + \frac{20^\circ 9'}{2}$$

$$\varphi' = 34^\circ 32'$$

$$\Phi_1 = 34^\circ 32'$$

- Courant dans le secondaire.

$I_2$  est la valeur efficace du secondaire si on néglige la commutation

$$I_2 = I_{ef} = 20,2 \text{ A}$$

$$I_2 = 20,2 \text{ A}$$

$I'_2$  est la valeur efficace du courant dans le secondaire si on tient compte de la commutation

$$I'_2 = 1,1 I_2$$

$$I'_2 = 22,22 \text{ A}$$

- Courant dans le primaire.

valeur maximale du courant dans le primaire

On calcule la valeur maximale de l'onde fondamentale du courant dans le primaire.

$$I'_1 = \frac{\sqrt{3}}{\pi} \frac{V_m}{V'_m} I_c$$

$$I'_1 = \frac{\sqrt{3}}{\pi} \frac{333}{\sqrt{2} \cdot 220} \cdot 35$$

$$I'_1 = 20,65 \text{ A}$$

- Puissance active nominale

$$P = \frac{3V'_m}{\sqrt{2}} \frac{I'_1}{\sqrt{2}} \cos \Phi_1$$

$$= \frac{3\sqrt{2} \cdot 220}{\sqrt{2}} \cdot \frac{20,65}{\sqrt{2}} \cdot 0,82$$

$$P = 7,9 \text{ kW.}$$

Puissance réactive nominale

$$Q = \frac{3V'_m}{\sqrt{2}} \cdot \frac{I'_1}{\sqrt{2}} \sin \bar{\Phi}_1$$
$$= \frac{3\sqrt{2} \cdot 220 \cdot 20,65}{\sqrt{2}} \cdot 0,57$$

$Q = 5,5 \text{ KVAR}$

Facteur de puissance nominale

$$k' = \cos \bar{\Phi}_1 \cdot k'_f$$

$k'_f$  : facteur de forme de courant primaire

$$k'_f = \frac{3\sqrt{3}}{2\pi} = 0,827$$
$$k' = \cos \bar{\Phi}_1 \cdot 0,827$$
$$k' = 0,82 \cdot 0,827$$

$k' = 0,68$

Puissance apparente nominale

$$S = \frac{P}{k'} = \frac{7,9}{0,68} = 11,65$$

$S = 11,65 \text{ kW}$

On choisit le transformateur TT 14 (classification soviétique).

On trace comme prévu  $\frac{Q}{U_{CH} I_c} = f\left(\frac{P}{U_{CH} I_c}\right)$  dans la figure III.16.

On en tire le facteur de puissance pour la vitesse de 50 tr/mn.  $k' = 0,22$ .

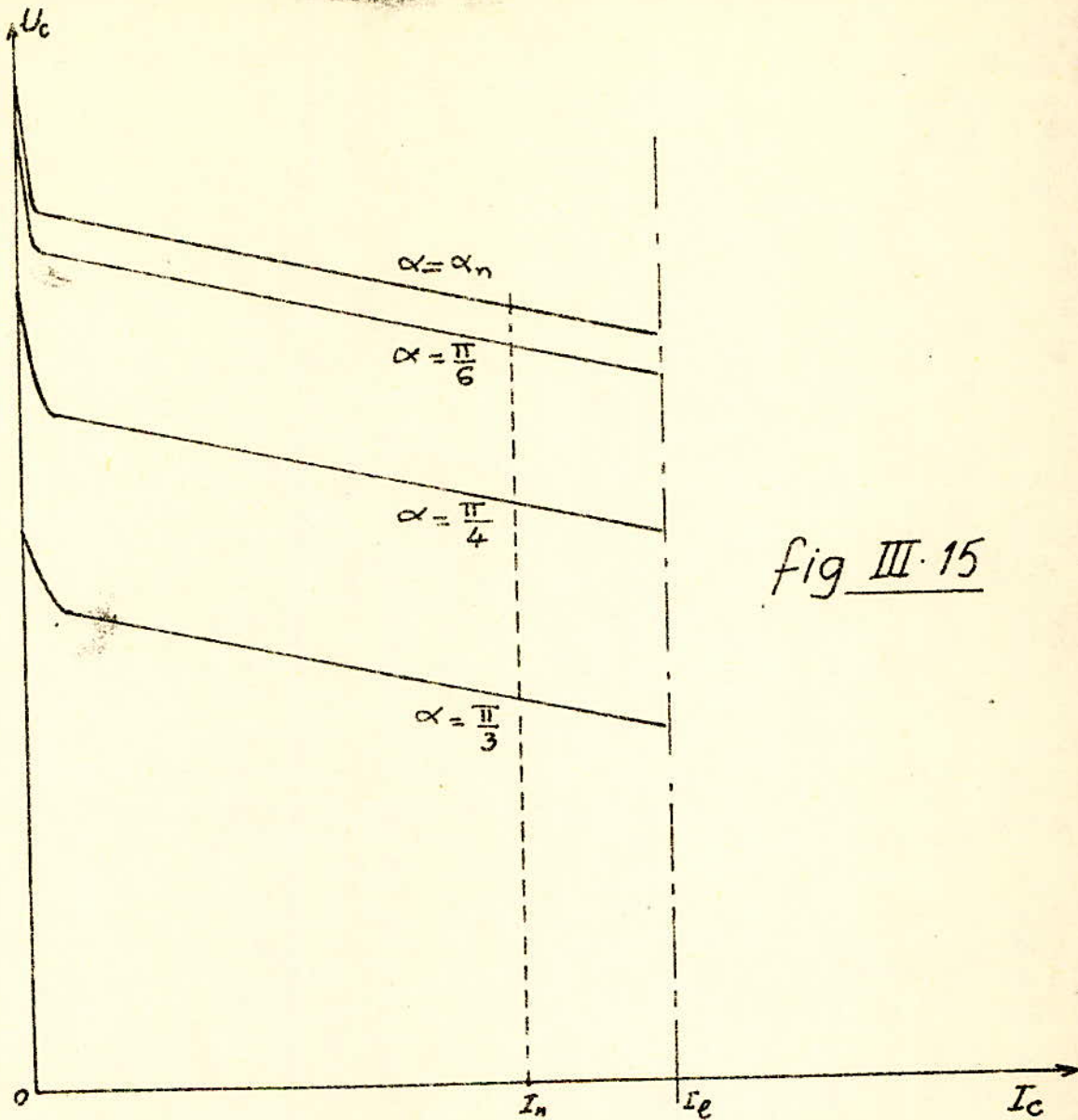


fig III.15

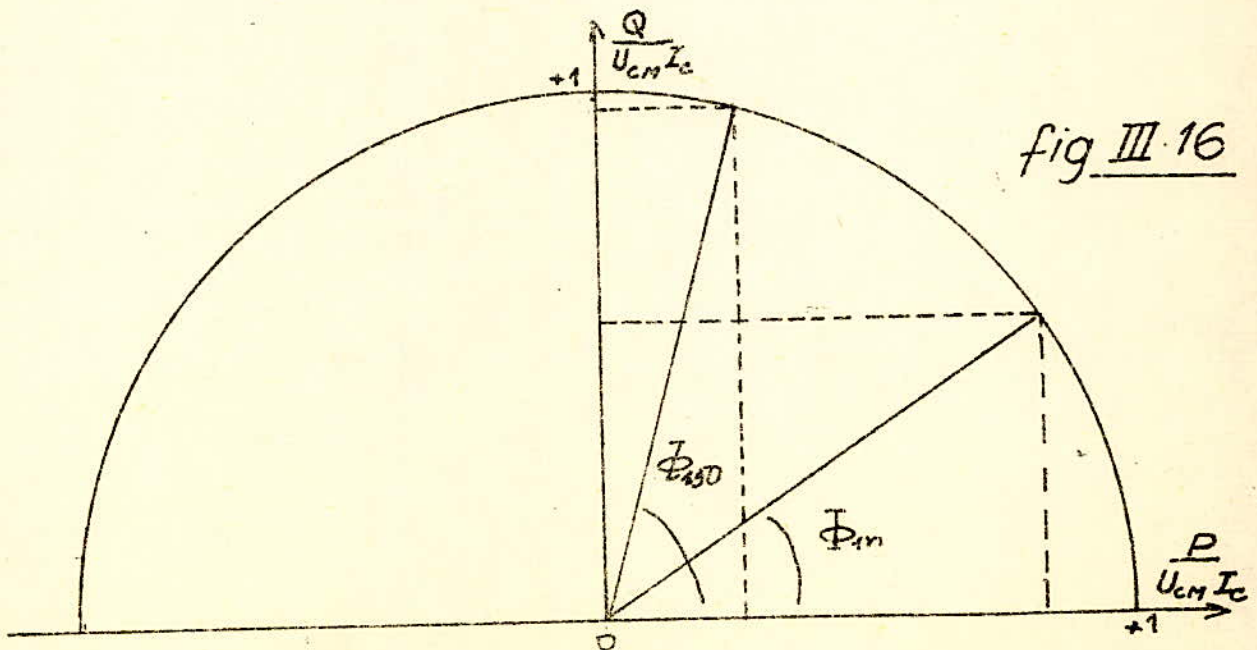


fig III.16



### III. 4 - PROTECTIONS DU CONVERTISSEUR /

#### III. 4-1 Protection contre les surintensités :

##### 1) Origines et effets des surintensités .

a) Les surintensités peuvent avoir une origine extérieure et entraîner une augmentation du courant redressé traversant l'ensemble des thyristors.

- Pour un redresseur, l'augmentation provient soit d'une surcharge, soit d'un court - circuit dans le réseau d'utilisation.

- Pour un onduleur, l'augmentation provient d'une baisse de la tension du réseau à courant alternatif, ou d'une hausse de la tension fournie par la source continue.

b) Les surintensités peuvent aussi avoir une origine interne, elles proviennent d'une avarie d'un ou de plusieurs thyristors du montage.

- Cessation de l'effet redresseur des thyristors :

La cessation de l'effet redresseur peut provenir d'une avalanche, mais ce phénomène ne se produit que pour des tensions nettement supérieures à la tension d'emploi normal.

La cessation de l'effet redresseur qui se produit aux tensions normales dans un thyristor est un claquage, entraînant une avarie définitive du thyristor. Le thyristor, sous l'effet de surintensités inverses, peut être mis soit en court circuit franc, soit mis en circuit ouvert par effet de fusible.

Perturbation de la commande à l'amorçage :

\*Raté d'amorçage :

L'Amorçage ne se produit pas quand on le désire. L'Effet d'un raté d'amorçage est différent pour le fonctionnement en redresseur et pour le fonctionnement en onduleur. Pour le fonctionnement en redresseur, il n'y a aucune surintensité, mais seulement une baisse fugitive de la tension continue. Pour le fonctionnement en onduleur, il y a une surintensité qui peut être limitée par l'inductance de lissage présente dans le circuit continu.

- Déblocage intempestif d'un thyristor

L'Amorçage dans ce cas, se produit inopinément à un instant quelconque Il y a surintensité aussi bien dans le fonctionnement en redresseur que dans celui en onduleur, là encore, les inductances de lissage présentes dans le circuit continu peuvent jouer un rôle de limitation.

2) Protection globale du montage redresseur onduleur; la protection globale du montage redresseur onduleur, contre l'ensemble des surintensités internes ou externes, peut être assurée par disjoncteur multipolaire inséré dans l'alimentation alternative. Dans notre cas le réseau d'alimentation étant à basse tension des disjoncteurs alternatifs à coupure rapide qui peuvent jouer un rôle équivalent à celui du disjoncteur à courant continu, puisque les surcharges du circuit continu sont répercutées instantanément sur le réseau alternatif mais ceci n'est valable que pour le fonctionnement en redresseur. Pour le fonctionnement en onduleur il faut prévoir aussi en plus du disjoncteur alternatif un disjoncteur continu et il faut faire de façon à empêcher l'ouverture du premier avant le second autrement il y'aurait disparition de la force contre électromotrice de l'onduleur; et surintensité provenant de la source de courant continu.

3) Protection individuelle des thyristors.

La protection individuelle des thyristors d'un montage redresseur onduleur vise deux buts différents .

- Interrrompée une surintensité brutale avant qu'elle ait pu causer une avarie définitive.

- Eliminer un thyristor avarié par un court circuit franc.

On utilise par cela soit des fusibles, soit des disjoncteurs à déclenchement électromagnétique.

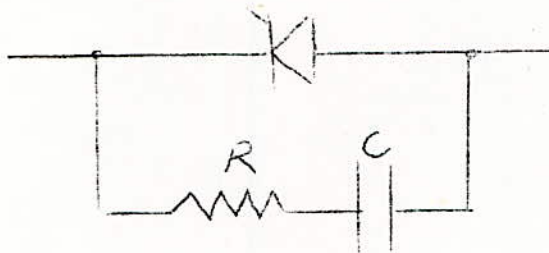
### III. 4 2 PROTECTION CONTRE LES SURTENSIONS :

Les thyristors des montages redresseurs onduleurs peuvent être détériorés par des surtensions qui même pendant un temps très bref, excèdent leurs tensions d'avalanche.

- Les surtensions de causes très variées :

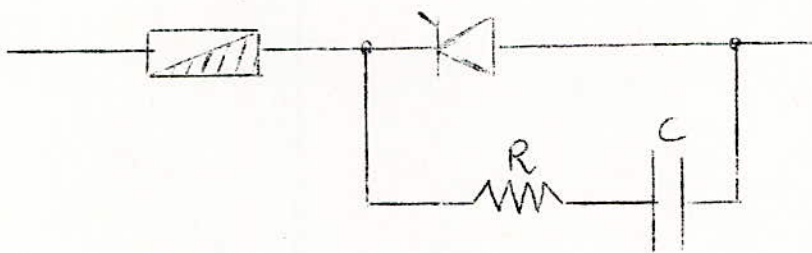
- Mise sous tension du transformateur d'alimentation.
- Coupure du circuit continu inductif, avec inductance série dans le circuit alternatif.
- Coupure d'une charge inductif en dérivation sur l'alimentation des thyristors.
- Surtensions dues au courant inverse dynamique des thyristors.

Dans notre cas, où la valeur de la puissance transistée, on utilise pour protéger chaque thyristor individuellement, un circuit RC monté parallèlement à chaque thyristor.



avec  
 $R = 22 \Omega$   
 $C = 0,5 \mu F$

La protection individuelle de chaque thyristor contre les surintensités et les surtensions sera donc :






FONCTIONNEMENT DU SYSTEME.

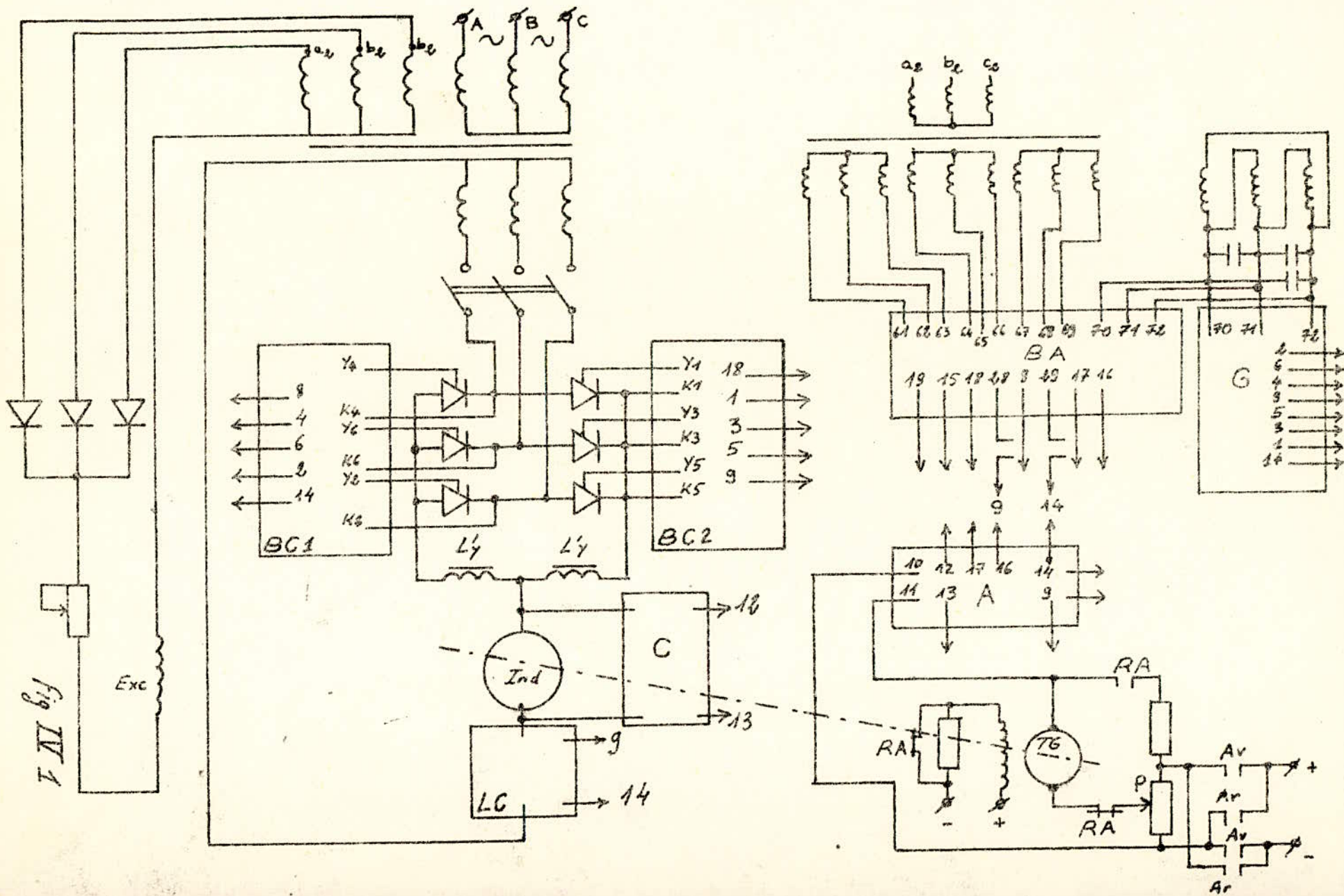
IV. 1 Description du système.

La figure(IV.1) représente le schéma complet d'entraînement et de commande.

L'induit du moteur est branché entre le point commun des inductances de limitation  du courant de circulation  $I_y$  et le neutre du secondaire du transformateur d'alimentation T.

L'Alimentation et la commande du moteur d'entraînement sont assurées par un convertisseur composé de deux systèmes triphasés simple voie montés en antiparallèle. Ce convertisseur est composé de six thyristors commandés par les deux blocs de commande BC1 et BC2 dont l'un deux est représenté par la figure ( IV.2 ).

La commande de chaque thyristor est individuelle, elle est assurée par quatre transistors. A l'entrée des transistors T1, la tension est périodique en dents de scie, elle est constante en amplitude et en phase La tension continue varie en valeur et en signe proportionnellement à la valeur du signal d'entrée, c'est à dire la tension aux bornes du potentiomètre de commande P. Les diodes D1 branchées entre la base et l'émetteur des transistors 1 empêchent que la tension d'entrée dépasse la tension de saturation de ces transistors. Les transistors 2 travaillent en régime impulsionnel, ils amplifient la tension de sortie des transistors 1 et changent sa phase de  $180^\circ$  . Le signal de sortie des transistors 2 est une dérivée de leur tension d'entrée à cause de la présence du condensateur. L'Impulsion positive est shuntée par les diodes D2, l'impulsion négative passe à travers la diode D3 pour arriver à l'entrée de l'oscillateur bloqué formé par les transistors 3 et 4 et les transformateurs . Cet oscillateur génère l'impulsion de commande qui, sera très brève à cause du gain élevé de l'oscillateur . Pour la protection des transistors de sortie contre les surtensions, l'enroulement  $w_1$  du transformateur est shunté par la chaîne de décharge composé de la diode D4 et de la résistance R. Un condensateur est aussi prévu pour assurer la protection contre les perturbations.





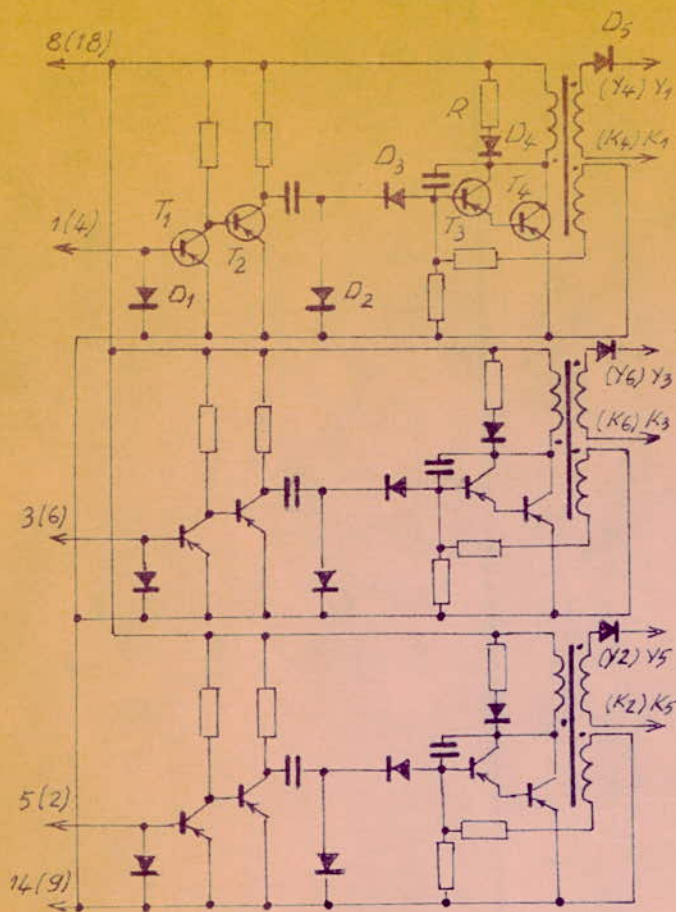


fig IV.2

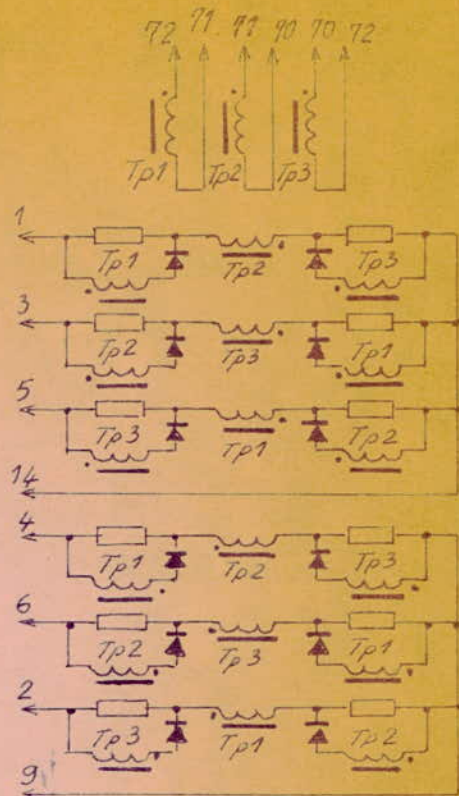


Fig IV.5

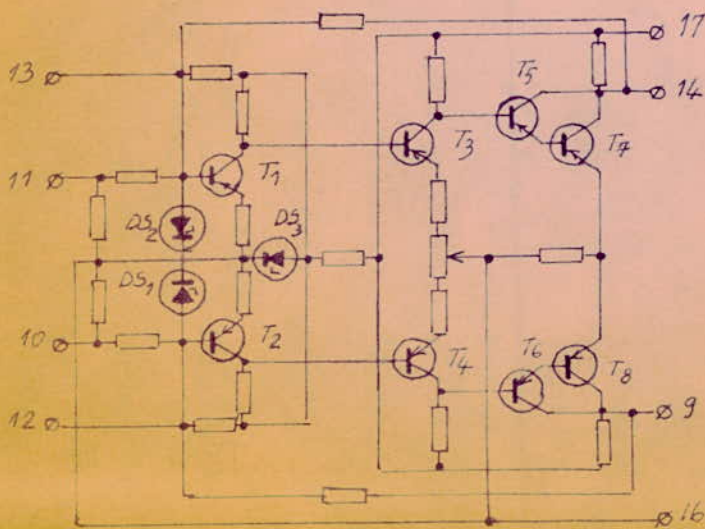


fig IV.4

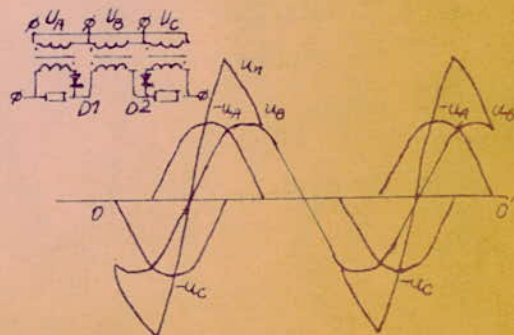


Fig IV.6



La diode D5 sert à la protection de la gachette du thyristor de la tension inverse qui est élevée.

Pour le bon fonctionnement de l'oscillateur bloqué, la tension continue d'entrée doit être bien lissée.

La variation de la phase des impulsions pour la commande des thyristors est réalisée par la variation de la tension prise à la sortie de l'amplificateur figure ( IV. 3 )

La figure ( IV. 4 ) représente le schéma de l'amplificateur, celui ci a 3 étages, il est composé de 8 transistors branchés en emetteur commun. Les diodes stabilisatrices DS1 et DS2 shuntent l'entrée de l'amplificateur et protègent les transistors des surtensions des signaux de commande.

La tension en dents de scie à l'entrée du bloc de commande est donnée par le générateur de tension en dents de scie G qui est représenté dans la figure ( IV. 5 ) la forme de la tension en dents de scie est représentée dans la figure ( IV. 6 ).

La figure ( IV. 7 ) représente le schéma de principe du bloc d'alimentation BA.

Le bloc IC assure la limitation du courant d'induit, il est représenté par la figure ( IV. 8 ) .

Le bloc C assure quand à lui la correction du système,

## IV.2 La régulation.

### IV.2-1 Généralités :

Pour effectuer un certain travail avec des performances données, le système doit être asservi. Le premier rôle d'un système de régulation est d'obliger la ou les grandeurs asservies ( " Sorties du système ) à conserver des valeurs aussi proches que possible de celles que l'on considère comme idéales. Ces valeurs idéales sont à leur tour des fonctions des grandeurs d'entrée du système : " référence " et " perturbation " Si l'on s'arrange pour utiliser des fonctions des grandeurs de sortie comme entrées supplémentaires, on a créé une boucle fermée, ou commandé à rétro-action Il y a trois raisons de se servir de la commande à rétroaction. Tout d'abord c'est le moyen le plus commode de réaliser les relations désirées entre entrées et sorties. Ensuite, elle permet de compenser, de façon interne

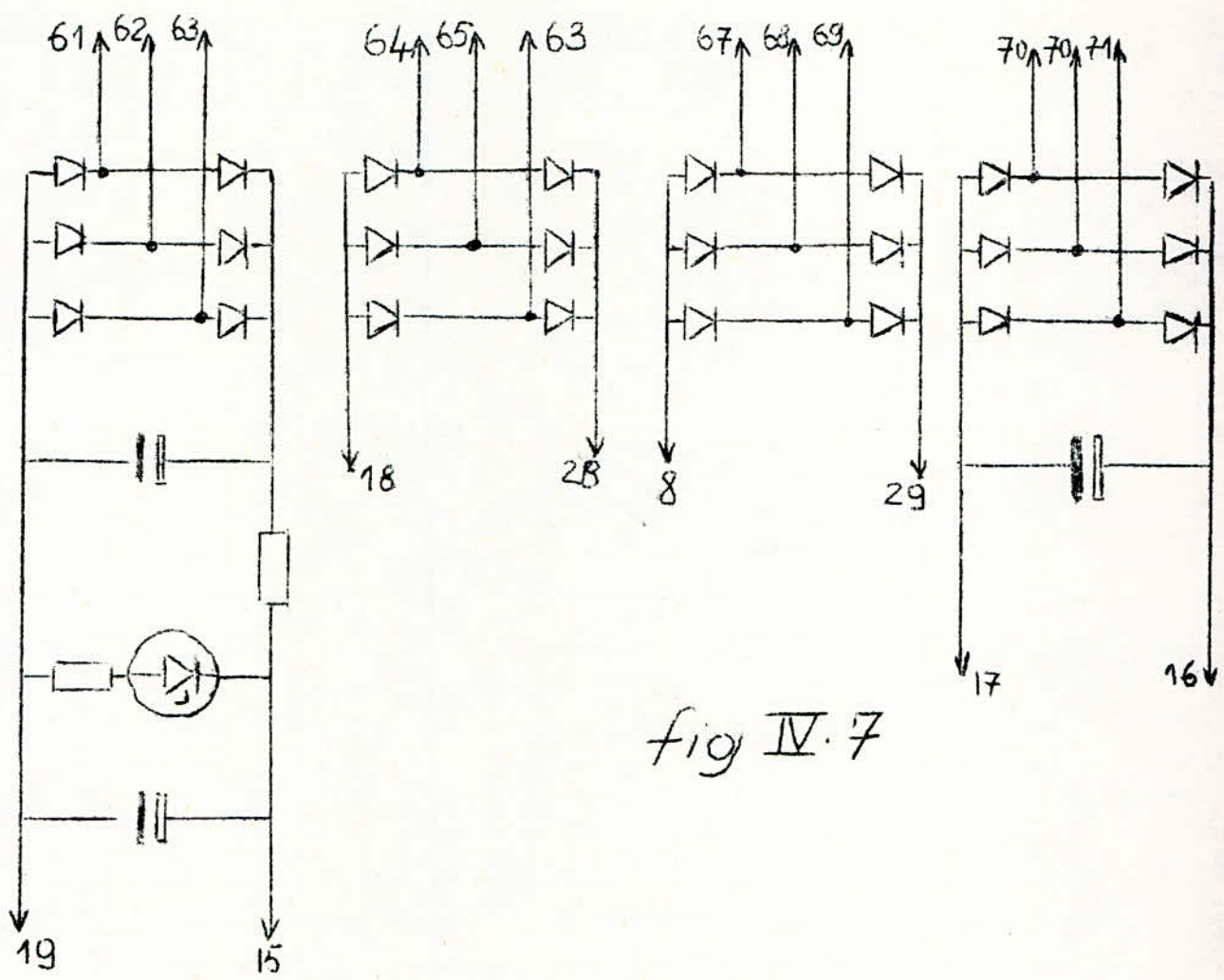


fig IV. 7

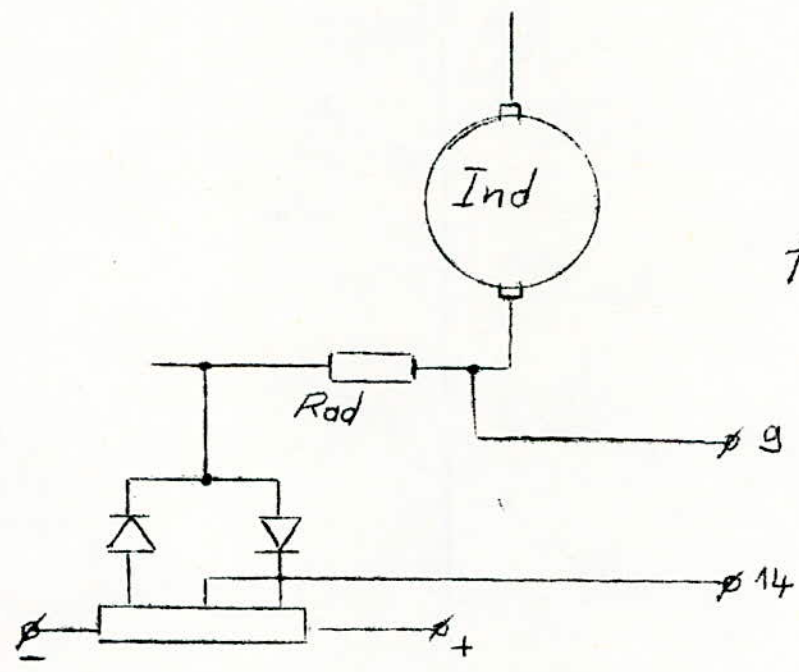


fig IV. 8

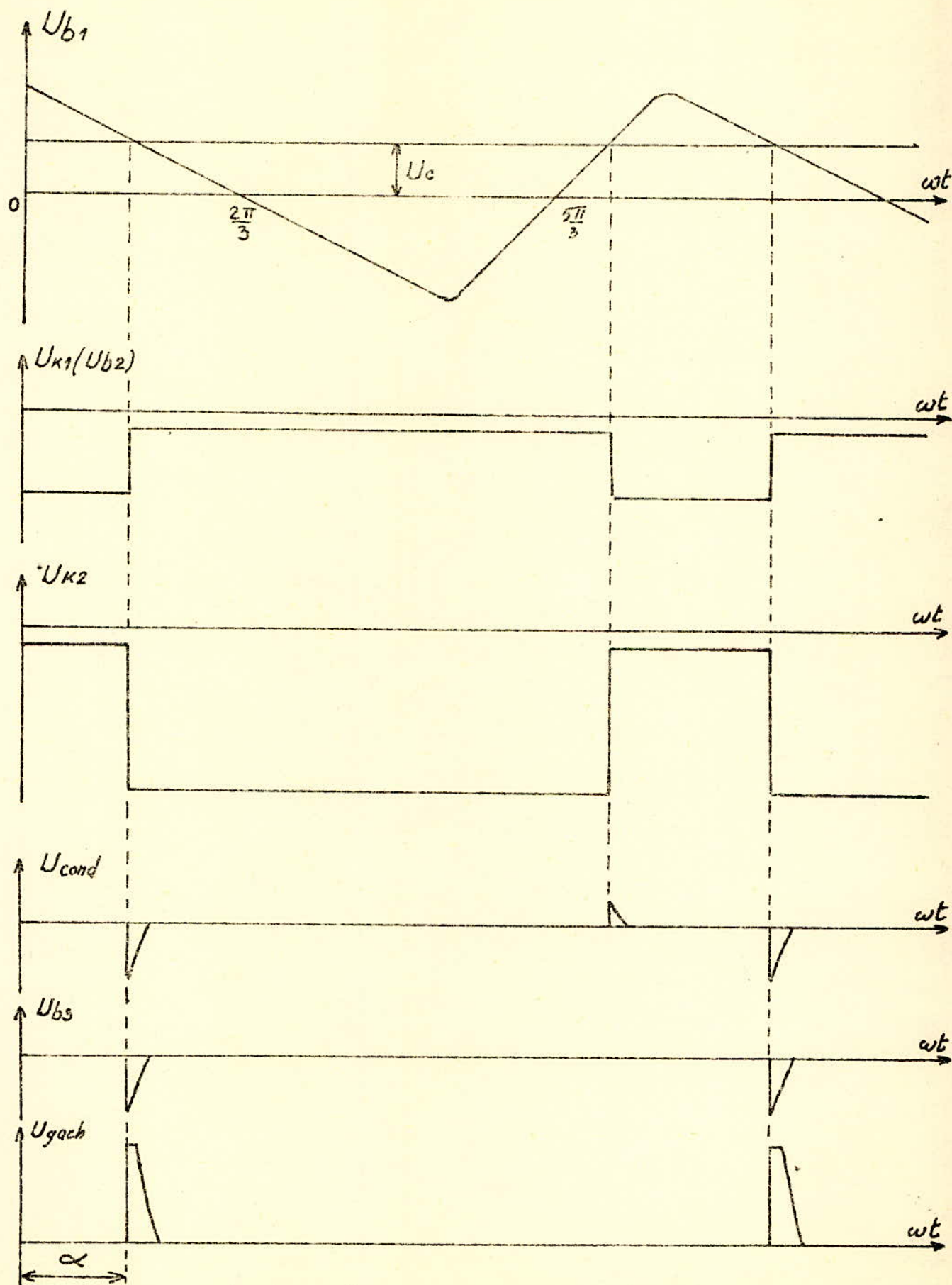


fig IV.3 GÉNÉRATION DES IMPULSIONS  
DE GACHETTE



les imprécisions et les dérives des caractéristiques des composants du système. Enfin et c'est le point le plus important, elle minimise les effets des perturbations qui <sup>son</sup> nées hors du système, en affectant la sortie.

1°) Fonctions d'un régulateur.

On ne demande pas seulement à un régulateur de faire concorder la valeur de la variable primaire, par exemple la vitesse, avec une grandeur de référence, mais encore de remplir un certain nombre de fonctions nécessaires au bon comportement des machines.

a) Limitation des grandeurs critiques : comme le courant ou la tension d'induit. C'est là une fonction de protection. Si la valeur limitée de la variable secondaire est atteinte, le système de régulation abandonne le contrôle de la variable primaire et se consacre à la surveillance de la variable secondaire en la maintenant autant que de besoin à sa valeur de limitation.

b) Commande précise des variables de façon à éviter une rapidité excessive dans leurs évolutions.

c) transfert sans à coup d'un mode de commande à un autre.

d) Ajustement et optimisation aisés d'une boucle de commande, indépendamment des autres.

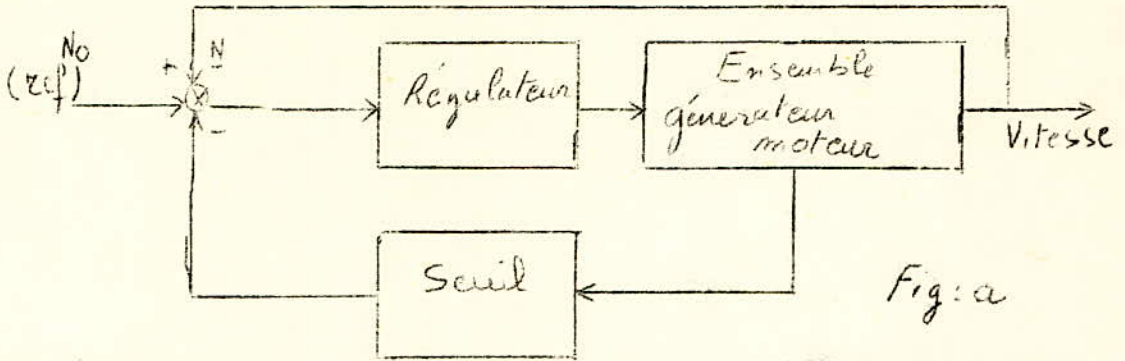
2°) Principes de régulation.

Il y a essentiellement trois concepts de systèmes d'asservissement en usage aujourd'hui, qui permettent, tous, de contrôler la variable principale et de limiter les variables secondaires.

a) Régulation en boucles convergentes :

Dans le système convergent représenté dans la figure ( a ) le signal de réaction venant de la variable asservie principale ( vitesse ), est constamment présent à l'entrée du régulateur. Celui qui provient de la variable secondaire ( le courant ), est comparée à un seuil et, en quelque sorte bloqué tant que la valeur de limitation n'est pas atteinte.

Au delà du seuil, le dépassement atteint l'entrée du régulateur et combat le signal de retour de vitesse, tendant ainsi à limiter le courant dans l'induit.



Les avantages et les inconvénients du système de régulation en boucles convergentes peuvent se résumer comme suit :

- C'est une solution bon marché, n'exigeant qu'un petit nombre de composants, pour contrôler une variable et en limiter une autre.

- La caractéristique dynamique et la caractéristique statique s'influencent réciproquement et ne peuvent être ajustées indépendamment.

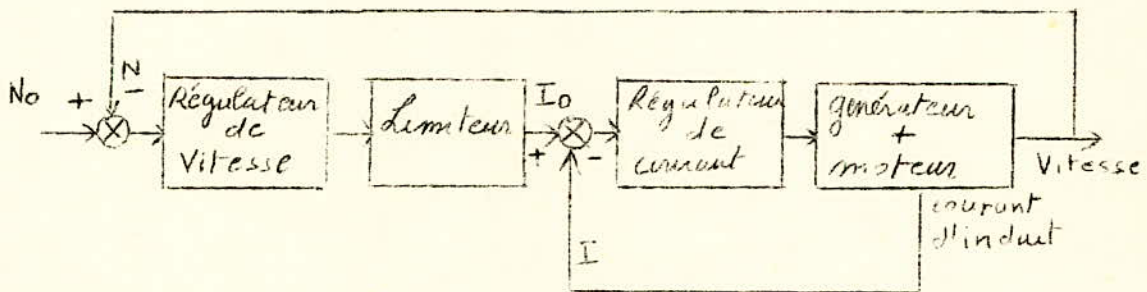
- Les réglages du régulateur résultent d'un compromis, puisqu'il y a deux variables pour un seul régulateur.

- La mise en service n'est donc pas simple, elle requiert pas mal de temps et d'expérience.

- Le transfert entre deux modes de fonctionnement ( régulation de vitesse à régulation de courant ) est très difficile et exige des composants additionnels.

b) Régulation linéaire à boucles multiples ( système en cascade )

Dans la figure ( b ) qui représente un tel système de régulation, on peut voir qu'il y a régulateur individuel pour chacune des variables contrôlées.





La variable principale ( vitesse ) est réglée par la boucle extérieure. La sortie du régulateur de vitesse sert d'entrée, c'est à dire de signal de référence au régulateur de la boucle intérieure, la boucle de courant. En limitant la sortie du régulateur externe de vitesse, on limite donc la référence du régulateur de courant et on obtient très simplement la caractéristique de limitation désirée. Le concept de régulation à boucles multiples s'est montré très efficace pour la commande des moteurs d'entraînement de machines et aujourd'hui, c'est celui qu'on utilise le plus fréquemment. Résumons ses aspects caractéristiques.

- Il y a un régulateur séparé pour chacune des variables contrôlées. Chaque boucle peut donc être ajustée à l'optimum.

- On ajuste successivement les caractéristiques ( statiques et dynamiques ) des différentes boucles en partant de la plus interne.

- On passe aisément et sans à coup d'un mode de fonctionnement à un autre.

- L'Etude, le calcul et la mise en route sont simples et suivent une méthode directe.

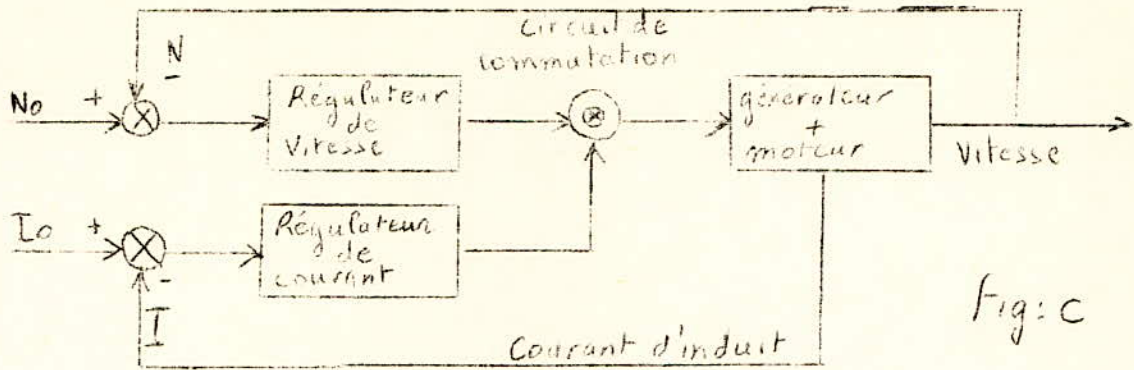
- On peut avoir une réponse assez lente de la boucle la plus externe si elle enveloppe trop de boucles internes, car la séparation dynamique des boucles exige un rapport minimal de 2 entre les rapidités de deux boucles adjacentes. Il peut alors se poser des problèmes de stabilité si un régulateur interne se sature avant que le régulateur de la boucle extérieure n'ait atteint lui même la saturation.

#### c) Régulation parallèles :

De même que dans le système en cascade, en parallèle utilise un régulateur séparé par variable sous contrôle figure ( C ).

Par contre, les sorties de ces régulateur sont connectées, grâce à un dispositif de commutation, à une sortie commune qui est la borne d'entrée du système de puissance qui alimente le moteur. Dans un tel dispositif, seul un régulateur est en service à tout instant; c'est la différence fondamentale avec le montage en cascade, où tous les régulateur agissant en permanence.





Le régulateur de vitesse seul est en fonctionnement aussi longtemps que le courant n'atteint pas sa valeur de limitation. Dès que cela arrive, c'est le régulateur de courant qui prend la suite et le régulateur de vitesse est commuté hors du circuit. Cela signifie que, dans ce système le régulateur de courant travaille en régulateur limiteur, tandis que le régulateur de vitesse a le fonctionnement habituel tant que le courant évolue à l'intérieur des limites prévues.

Les principales caractéristiques de la régulation parallèle se resument ainsi :

- Chaque variable sous contrôle correspond à un régulateur séparé; chaque boucle peut donc être réglée à l'optimum.
- On peut régler les caractéristiques dynamiques et statiques d'une régulation parallèle indépendamment les unes des autres.
- On peut prévoir le transfert sans à coup d'un mode de régulation à un autre.
- L'Etude, le calcul et la mise en service des régulateurs sont simples du fait de l'indépendance de chaque boucle par rapport aux autres.
- On peut obtenir, avec une régulation en parallèle, une réponse plus rapide qu'avec un système en cascade, à condition toutefois que le système ne comporte pas plus de deux constantes de temps majeures.

### 3°) Choix de la régulation.

On voit que d'après ce qui précède, le choix de la régulation se fait uniquement entre la régulation en cascade et la régulation parallèle, la régulation convergente est complètement à écarter. Dans notre cas, où le temps de réponse de réponse ne doit pas être très petit puisque le démarrage du moteur se fait à vide, et la fraiseuse ne travaille qu'en régime permanent déjà établi, donc le montage en cascade apporte toutes les satisfactions nécessaires.

#### IV. 2.2. FONCTION DE TRANSFERT DU SYSTEME

##### 0) MOTEUR.

L'équation de l'équilibre électrique pour le circuit de l'induit du système convertisseur-moteur est

$$U_d = e_m + \Delta U \quad (1)$$

$U_d$ : tension à la sortie du convertisseur

$e_m$ : f.c.e.m du moteur

$\Delta U$ : chute de tension dans le circuit de l'induit

La chute de tension  $\Delta U$  est donnée par l'expression

$$\Delta U = I_{in} R_0 + L_0 \frac{dI_{in}}{dt} \quad (2)$$

$I_{in}$ : courant dans le circuit de l'induit.

$R_0$ : Résistance sommaire du circuit de l'induit du moteur dans notre système, elle tient compte de la résistance de l'induit du moteur proprement dite, de la résistance du transformateur, de la résistance de la bobine de lissage et de la résistance des balais.

$$R_0 = R_d + 1,2 R_a + R_b$$

$R_d$ : résistance du transformateur ajoutée à celle de la bobine de lissage.

$R_a$ : résistance de l'induit du moteur.

$R_b$ : résistance des balais.

$L_0$ : Inductance sommaire du circuit de l'induit, elle tient compte du moteur, du transformateur et de la bobine de lissage.

$$L_0 = L_a + L'_y + L_T$$



$L_a$ : Inductance du moteur.

$L'y$ : Inductance d'une demi-bobine de lissage.

$L_T$ : Inductance du transformateur.

En introduisant l'opérateur de Laplace "p" l'équation (2) devient.

$$\begin{aligned}\Delta U(p) &= i_{in}(p) R_0 + L_0 i_{in}(p) p \\ &= i_{in}(p) R_0 \left( 1 + \frac{L_0 i_{in}(p) p}{R_0 i_{in}(p)} \right)\end{aligned}$$

$$\Delta U(p) = i_{in}(p) R_0 (1 + T_0 p)$$

avec  $T_0 = \frac{L_0}{R_0}$ : constante de temps électromagnétique du moteur dans notre système, et l'équation fonction de transfert est.

$$W(p) = \frac{i_{in}(p)}{\Delta U(p)} = \frac{1}{R_0 (1 + T_0 p)} \quad (3)$$

Pour obtenir la fonction de transfert ayant pour valeur d'entrée la tension et comme variable de sortie la vitesse, il faut écrire l'équation du mouvement, soit:

$$M_d = M_m - M_s = J_m \frac{dn}{dt}$$

avec:  $M_d$ : Couple dynamique du moteur

$M_m$ : couple moteur

$J_m$ : Moment d'inertie des masses tournantes ramenées à l'arbre du moteur.

$$M_m = C_M i_m$$

$C_M$ : coefficient de proportionnalité entre le courant et le couple.



$$M_s = C_M I_s$$

$I_s$  = courant statique

$$I_d = I_{in} - I_s \quad \text{et} \quad I_d(p) = I_m(p) - I_s(p) \quad (4)$$

donc :

$$C_M I_{in} - C_M I_s = J_m \frac{dn}{dt} = I_d C_M$$

d'autre part :

$$e_m = C_e \cdot n \Rightarrow \frac{dn}{dt} = \frac{1}{C_e} \frac{de_m}{dt}$$

$$\text{On obtient} \quad I_d = \frac{J_m}{C_e C_M} \cdot \frac{de_m}{dt}$$

et en introduisant l'opérateur de Laplace "p",  
et en tenant compte de  $T_M = \frac{J_m R_0}{C_e \cdot C_M}$ , constante  
de temps électromécanique du moteur  
on obtient  $I_d(p) = \frac{T_M}{R_0} p e(p)$  ou aussi

$$e(p) = \frac{R_0 \cdot I_d(p)}{T_M \cdot p}$$

et la fonction de transfert sera  $W(p)$ ,

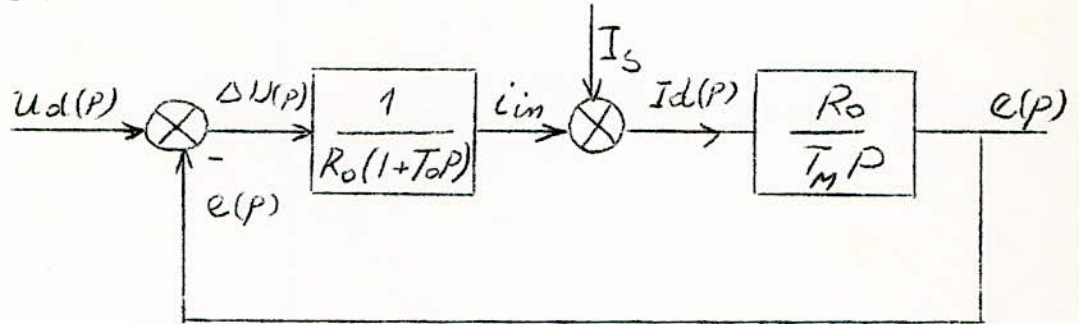
$$W(p) = \frac{e(p)}{I_d(p)} = \frac{R_0}{T_M p} \quad (5)$$

cette expression est la fonction de transfert  
de l'élément intégrateur. Dans cette expression  
la force contre-électromotrice est la valeur  
de sortie, et le courant est la valeur d'entrée.

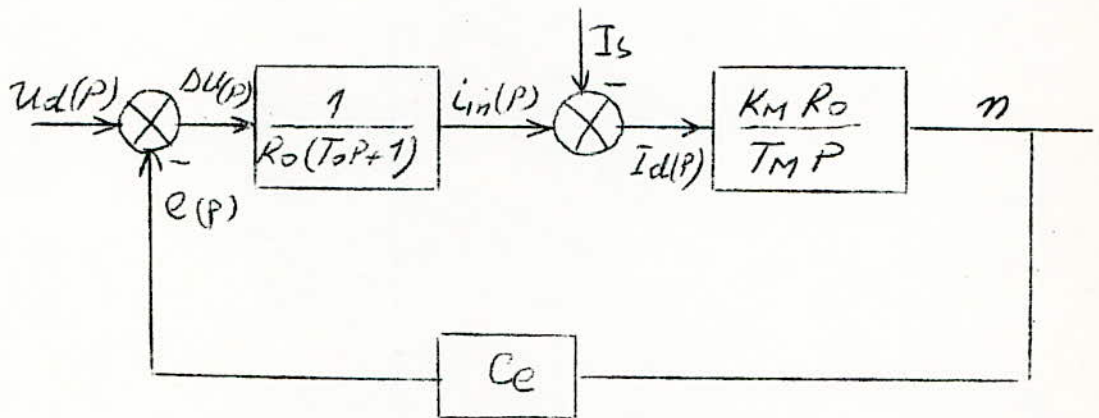
L'expression (1) peut aussi être écrite sous  
la forme :

$$\Delta U(p) = U_d(p) - e(p) \quad (6)$$

En tenant compte des expressions 3, 4, 5, 6, on peut tracer le schéma fonctionnel de l'entraînement électrique du moteur qui le suit :



Si on prend comme variable de sortie la vitesse le schéma fonctionnel devient :



Calcul des différentes constantes relatives à la fonction de transfert du moteur

$$- R_o = R_d + 1,2 R_a + R_b$$

$$R_d = 0,84 \Omega; R_{Rb} = 0,257 \Omega; R_b = \frac{2}{I_n} = \frac{2}{35}$$

$$\underline{R_o = 1,2 \Omega}$$

$$- C_e = \frac{U_n - 1,2 I_n R_a}{n_n}$$

$$U_n = 220 \text{ V}$$

$$n_n = 1550 \text{ tr/min.}$$

$$C_e = \frac{220 - 1,2 \cdot 35 \cdot 0,257}{1550} = 0,135$$

$$\underline{C_e = 0,135}$$

$$- C_M = \frac{C_e}{1,03} = \frac{0,135}{1,03} = 0,131$$

$$\underline{C_M = 0,131}$$

$$- T_M = \frac{J_m R_0}{C_e C_M}$$

$$J_m = \frac{0,5}{375} = 13,33 \cdot 10^{-4}, \quad J_m = 13,33 \cdot 10^{-4} \text{ Kg m}^2$$

$$T_M = \frac{0,5 \cdot 1,2}{0,135 \cdot 0,131} = 0,09$$

$$\underline{T_M = 0,09 \text{ s}}$$

-  $K_M = \frac{1}{C_e}$  : facteur de transmission du moteur par la vitesse.

$$K_M = \frac{1}{C_e} = \frac{1}{0,135} = 7,4$$

$$\underline{K_M = 7,4}$$

$$- T_0 = \frac{L_0}{R_0} \quad \text{avec } L_0 = L_a + L_y + L_T$$

$$L_a = 1,94 \cdot 10^{-3} \text{ H}$$

$$L_y = 98 \cdot 10^{-3} \text{ H}$$

$$L_T = 3,2 \cdot 10^{-3} \text{ H}$$

$$\underline{L_0 = 0,103 \text{ H}}$$

$$T_0 = \frac{L_0}{R_0} = \frac{0,103}{1,2} = 0,086$$

$$\underline{T_0 = 0,086 \text{ s}}$$

### b) POTENTIOMETRE

La fonction de transfert du potentiomètre n'est autre qu'une constante soit

$$W_p = K_p = 0,25$$



c) CONVERTISSEUR

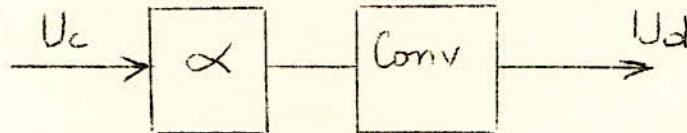
La fonction de transfert du convertisseur, avec une bonne approximation peut être la suivante.

$$W_c(p) = \frac{K_c}{T_c p + 1}$$

avec  $T_c = \frac{2}{\omega} \approx 0,007$

$T_c = 0,007 \text{ s}$

et  $K_c = \frac{\Delta U_d}{\Delta U_c}$



La tension  $U_d$  à la sortie du convertisseur est donnée par l'expression.

$$U_d = U_{d0} \cos \alpha - I_{en} R_d - U_T$$

avec  $U_{d0} = 275 \text{ V}$

$R_d = 0,84 \Omega$

$I_{en} = 35 \text{ A}$

$U_T = 1 \text{ V}$

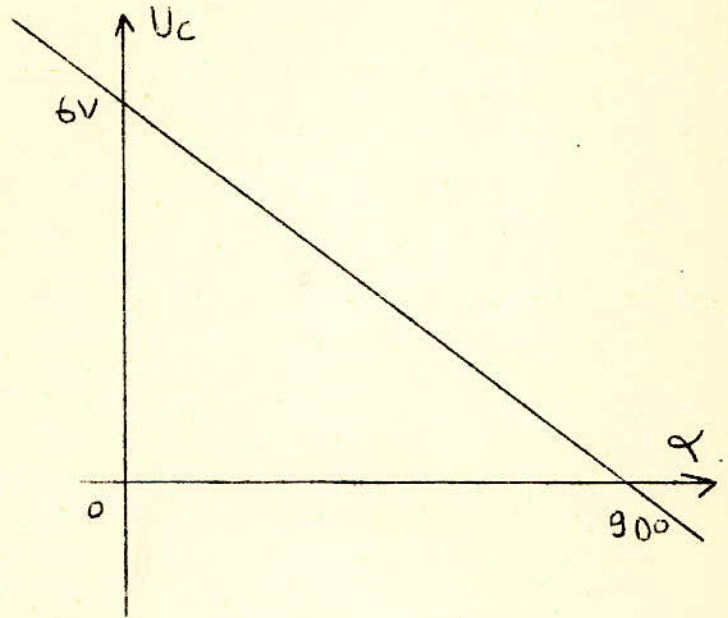
On obtient  $U_d = 275 \cos \alpha - 30,4$

On peut dresser un tableau de valeurs de  $U_d$  en fonction de  $\alpha$ . soit.

|                      |       |       |       |       |      |     |     |     |
|----------------------|-------|-------|-------|-------|------|-----|-----|-----|
| $\alpha$             | 0     | 10    | 20    | 24    | 24,4 | 30  | 40  | 45  |
| $U_{d0} \cos \alpha$ | 275   | 271   | 258   | 251   | 250  | 238 | 211 | 197 |
| $U_d$                | 261,4 | 240,2 | 228,2 | 220,4 | 220  | 207 | 180 | 164 |

Courbe de commande  $U_c = f(\alpha)$ .

$$\begin{cases} \alpha = 0 & U_c = 6V \\ \alpha = 90^\circ & U_c = 0 \end{cases}$$

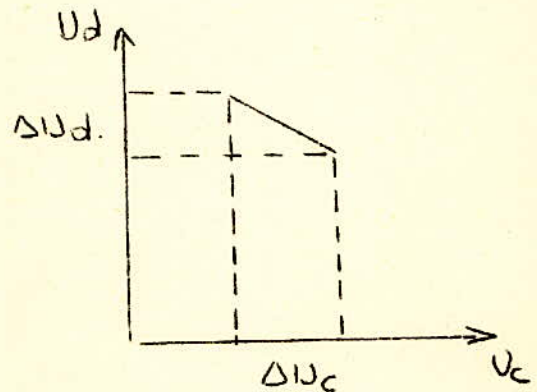


l'équation de la droite est :

$$U_c = -\frac{6}{90} \alpha + 6 = -0,066\alpha + 6$$

$$U_c = -0,066\alpha + 6 \quad \text{avec } U_c \text{ en V} \\ \text{et } \alpha \text{ en } ^\circ$$

Calcul de  $K_c$



calculons les valeurs de  $U_c$  pour  $\alpha = 20^\circ$  puis pour  $\alpha = 40^\circ$  soit :

$$\alpha = 20^\circ \Rightarrow U_c = 4,68V$$

$$\alpha = 40^\circ \Rightarrow U_c = 3,36V$$

on obtient pour l'intervalle considéré :

$$\Delta U_c = 1,32 \text{ V}$$

on peut aussi relever du tableau précédemment dressé la valeur de  $\Delta U_d = 228,2 - 180,2$

$$\Delta U_d = 48 \text{ V}$$

$$\text{et donc } K_c = \frac{\Delta U_d}{\Delta U_c} = \frac{48}{1,32} = 36,4$$

$$\underline{K_c = 36,4.}$$

#### d) GENERATRICE TACHYMÉTRIQUE

La génératrice tachymétrique, délivre une tension proportionnelle à la vitesse, et la compare à la tension pulsée, sa fonction de transfert est donc une constante soit :

$$W_{Tg} = K_{Tg} = \frac{U_{Tg}}{n_{nTg}}$$

La génératrice tachymétrique qu'on a utilisée a les données suivantes :

Puissance nominale  $P = 15 \text{ W}$

Tension nominale  $U_{Tg} = 100 \text{ V}$

Tension d'excitation  $U_{ex} = 55 \text{ V}$

Résistance de l'induit  $R_{ind} = 60 \Omega$

Vitesse nominale  $n_{nTg} = 3000 \text{ tr/mn.}$

$$\text{donc } K_{Tg} = \frac{U_{Tg}}{n_{nTg}} = \frac{100}{3000} = 0,033$$

$$W_{Tg} = K_{Tg} = 0,033.$$

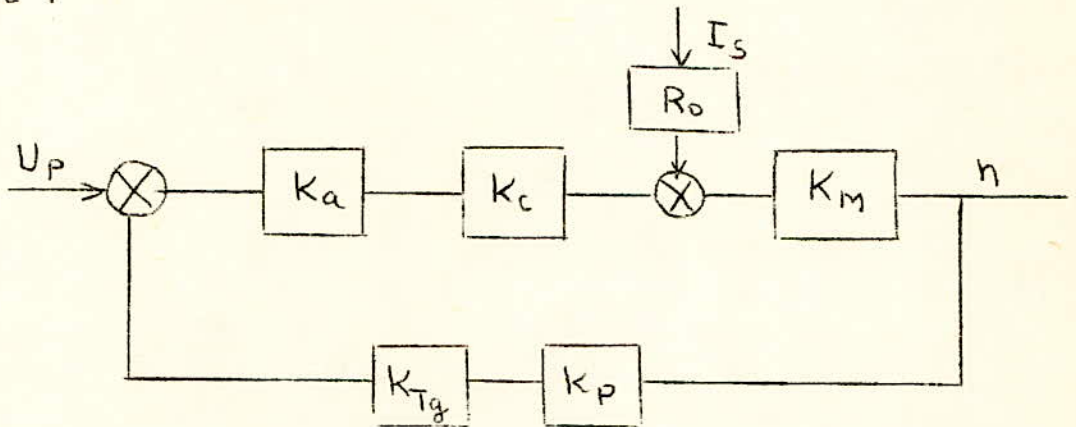


e) AMPLIFICATEUR

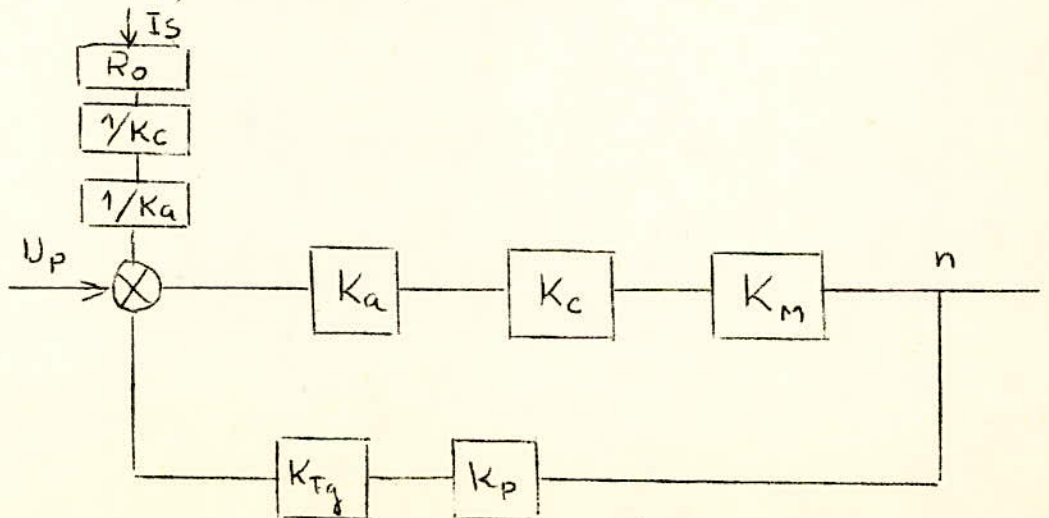
Etude du régime statique pour le système fermé par la vitesse, pour le calcul du gain de l'amplificateur.

Le régime statique est obtenu en posant  $p=0$  dans chacune des fonctions de transfert des éléments qui composent le système d'entraînement et de commande.

D'après la forme de ces fonctions de transfert, le schéma fonctionnel en régime statique ne sera constitué que des gains des différents éléments soit :



ou encore après transformation.



fonction de transfert

$$\frac{n_f}{U_p - I_s \frac{R_0}{K_a K_c}} = \frac{K_a K_c K_M}{1 + K_a K_c K_M K_{Tg} K_p}$$

et pour  $I_s = 0$  (courant imposé par la charge, dans ce cas nul) on aura

$$n_f = \frac{U_p K_a K_c K_M}{1 + K_a K_c K_M K_{Tg} K_p K_c} = \frac{K_a K_c K_M}{1 + K'}$$

avec  $K' = K_a K_c K_M K_{Tg} K_p K_c$   
 et d'autre<sup>part</sup> pour le système ouvert :

$$n_{ouv} = U_p K_a K_c K_M$$

et en calculant la précision pour le système ouvert,

$$\Delta U_{ouv} = I_s R_0 K_M$$

$$\text{et } \delta_{ouv} = \frac{\Delta U_{ouv}}{n_n}$$

et en imposant une certaine précision pour le système fermé soit 10% au maximum pour les petites vitesses, on pourra trouver la valeur de  $K'$  et par suite celle de  $K_a$ .

$$\Delta U_{ouv} = I_s R_0 K_M = 35 \cdot 1,2 \cdot 7,4 = 311$$

$$\delta_{ouv} = \frac{\Delta U_{ouv}}{n_n} = \frac{311}{1550} = 0,2$$

$$\delta_{ouv} = 20\%$$

$$\delta_f\% \text{ (imposée)} = 100 \frac{U_f}{n_0} = 10\%$$

avec ces considérations  $K'$  est donnée par

$$K' = \frac{\delta_{ouv}}{\delta_f} D - 1 = \frac{0,2}{0,1} 31 - 1 = 61$$

avec  $D$ : marge de variation de la vitesse

$$D = \frac{n_n}{n_0} = \frac{1550}{50} = 31$$

$n_0$  : vitesse la plus petite de la plage de variation des vitesses  $n_0 = 50 \text{ tr/min}$

donc  $K' = K_a K_c K_M K_{Tg} K_p = 61$

et 
$$K_a = \frac{K'}{K_c K_M K_p K_{Tg}}$$

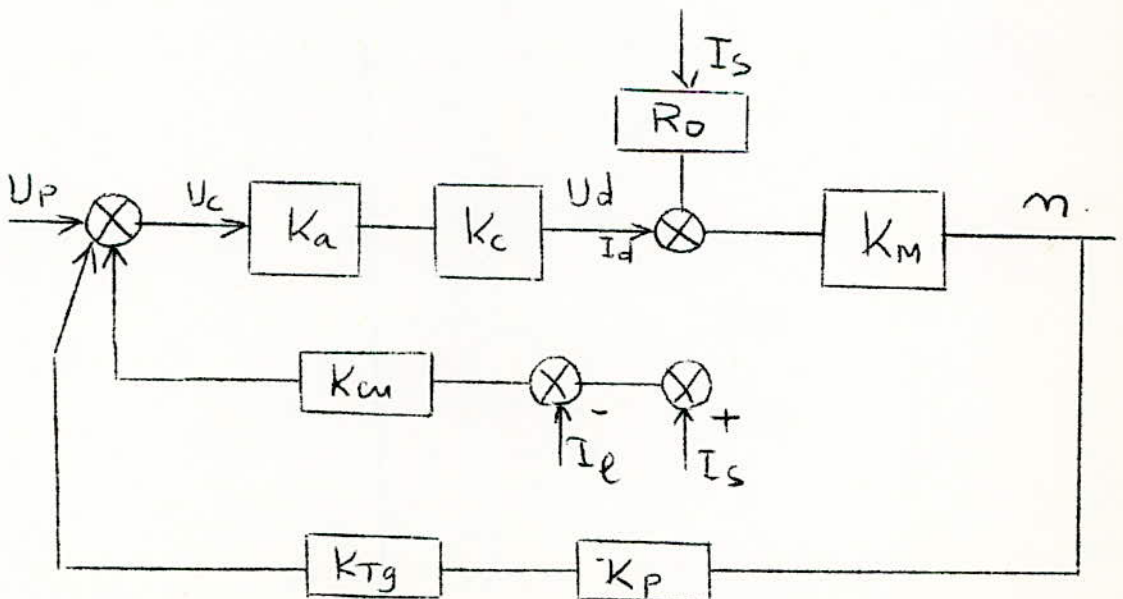
soit 
$$K_a = \frac{61}{36,4 \cdot 7,4 \cdot 0,25 \cdot 0,033} = 27,5$$

$K_a = 27,5$

f) BOUCLE DE LIMITATION DE COURANT.

Etude du système fermé par la vitesse et par le courant, pour le calcul du gain de la boucle de courant ( $K_{cu}$ )

le schéma fonctionnel d'un tel système est le suivant.



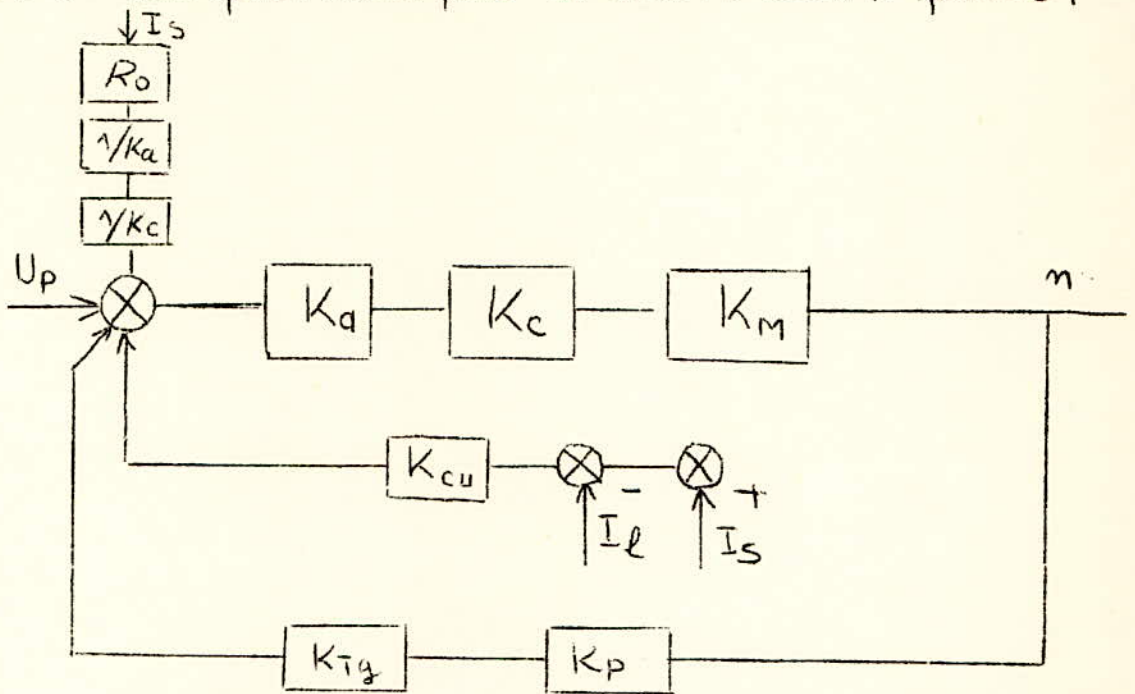
$K_{cu}$  : gain de la boucle de courant.

$I_s$  : courant statique

$I_l$  : courant de limitation



Le schéma fonctionnel peut se mettre sous la forme.



fonction de transfert

$$\frac{n}{U_p - I_s \frac{R_0}{K_a K_c} - (I_s - I_e) K_{cu}} = \frac{K_a K_c K_M}{1 + K'}$$

et  $\eta = \frac{U_p K_a K_c - I_s R_0 - (I_s - I_e) K_{cu} K_a K_c}{1 + K'} K_M$

Calcul de  $K_{cu}$ .

1) si  $I_s \leq I_e$ ,  $K_{cu} = 0$

2) si  $I_s > I_e$ ,  $K_{cu} \neq 0$

d'autre part si  $I_s = I_{arr}$  on aura  $n = 0$   
c'est-à-dire:

$$U_p K_a K_c - I_s R_0 - (I_s - I_e) K_{cu} K_a K_c = 0$$

On tire l'expression de  $K_{cu}$ .

$$K_{cu} = \frac{U_p K_a K_c - I_s R_0}{(I_s - I_e) K_a K_c} \quad \text{avec } I_s = I_{arr}$$

Prenons le courant limite égal à  $1,3 I_n$ , et le courant d'arrêt égal à  $1,5 I_n$ :

$$I_e = 1,3 I_n = 1,3 \cdot 35 = 45,5 \quad I_e = 45,5 A$$

$$I_{ar} = 1,5 I_n = 1,5 \cdot 35 = 52,5$$

- Calcul de la tension  $U_p$  pour la vitesse nominale (système fermé) le courant est le courant nominal.

Dans ce cas  $I_s = I_n < I_e$  donc  $K_{cu} = 0$

$$U_p = \frac{n_n(1+K') + K_m I_n R_o}{K_m K_a K_c}$$

$$\text{donc } U_p = \frac{1550(1+61) + 7,4 \cdot 35 \cdot 1,2}{7,4 \cdot 24,5 \cdot 36,4} = 13,015 \quad U_p = 13V$$

On peut donc déterminer  $K_{cu}$

$$K_{cu} = \frac{13 \cdot 36,4 \cdot 27,5 - 52,5 \cdot 1,2}{52,5 \cdot 36,4 \cdot 27,5 - 45,5 \cdot 36,4 \cdot 27,5} = 1,85 \quad K_{cu} = 1,85$$

On peut maintenant tracer la caractéristique  $\eta = f(I_s)$  pour le système fermé. (voir fig. ci-après)

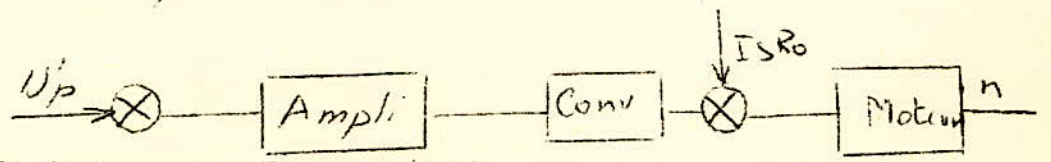
$$\eta = \frac{U_p K_a K_c K_m - I_s R_o K_m - (I_s - I_e) K_{cu} K_a K_c K_m}{1 + K'}$$

$$I_s \leq I_e \quad K_{cu} = 0$$

$$I_e \leq I_s \leq I_{ar} \quad K_{cu} = 1,85$$

On peut aussi prendre le système ouvert et tracer la caractéristique  $\eta = f(I_s)$ .

Le schéma fonctionnel est:



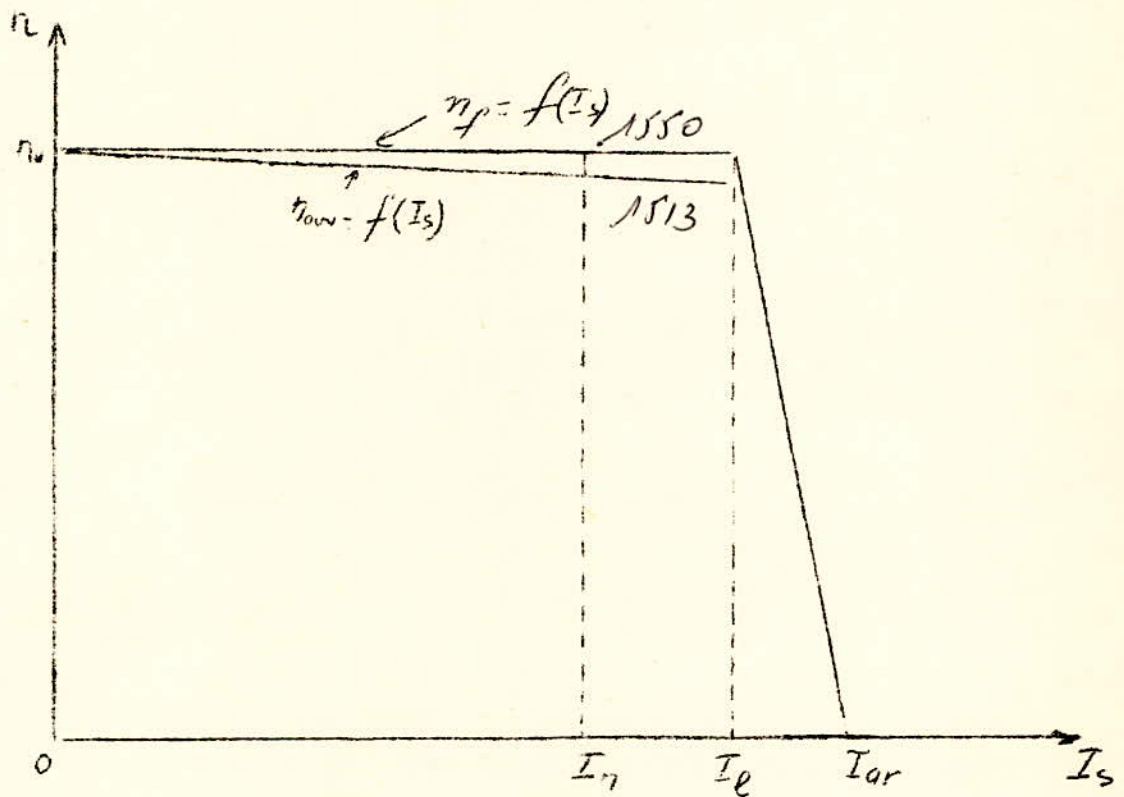
et  $\eta$  aura pour expression:

$$\eta = U_p K_a K_c K_m - I_s R_o K_m$$

pour le système fermé si  $I_s = 0$   $\eta_v = 1555 \text{ L/m}^2$ ,  
Calculons la tension à appliquer la tension à appliquer ( $U_p$ )  
pour l'obtention de la vitesse  $\eta_v$  pour  $I_s = 0$  dans le cas du  
système ouvert.

$$\eta_v = U_p K_a K_c K_M \Rightarrow U_p = \frac{\eta_v}{K_a K_c K_M} = \frac{1555}{27,5 \cdot 36,4 \cdot 7,4} = 0,21$$

On peut tracer les caractéristiques  $\eta = f(I_s)$  en boucle  
ouverte et en boucle fermée.



$$\Delta \eta_p = \eta_v - \eta_n = 1555 - 1550 = 5$$

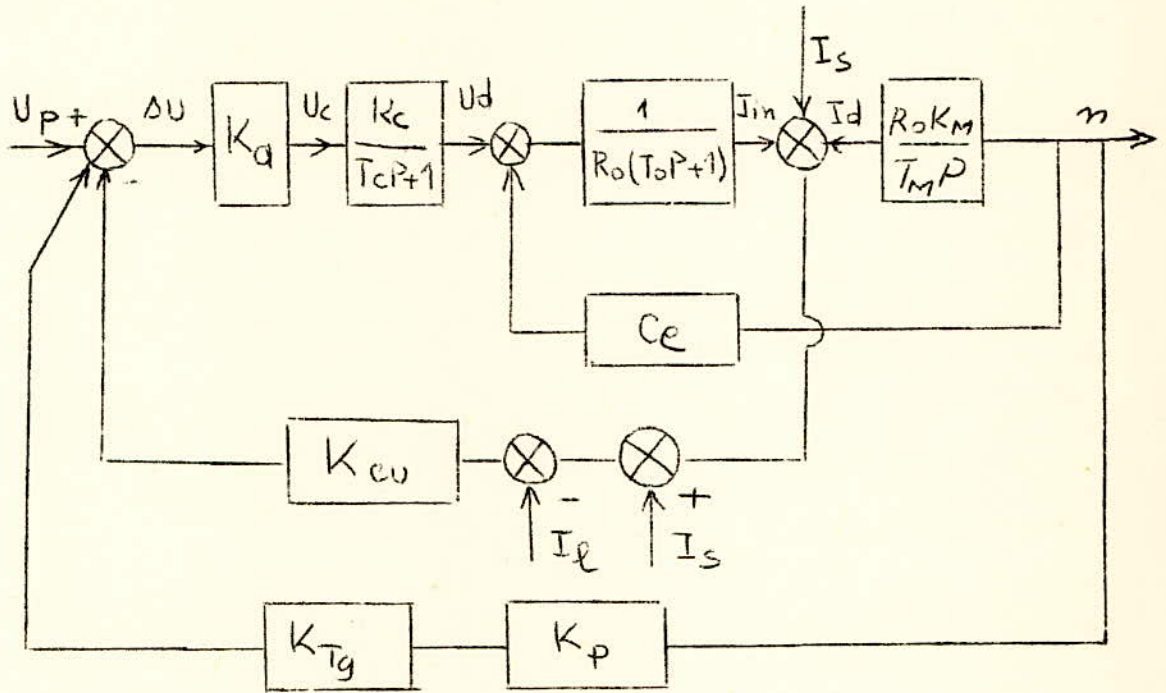
$$\Delta \eta_{ouv} = \eta_v - \eta_{ouv(n)} = 1555 - 1513 = 42$$

On voit très bien que la caractéristique  $\eta = f(I_s)$   
pour le système fermé est plus rigide que celle pour  
le système ouvert, c'est une qualité recherchée.

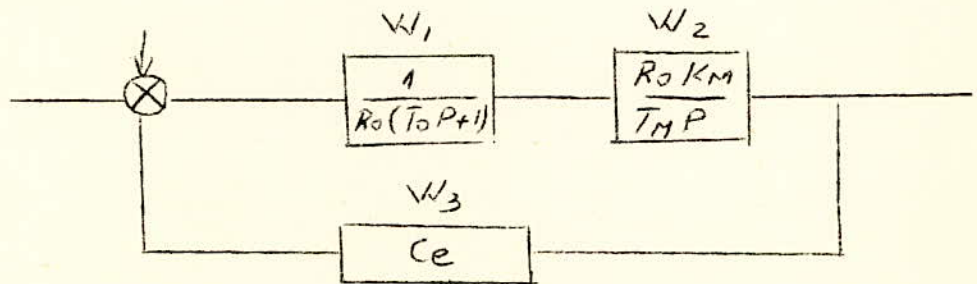


Fonction de transfert en régime dynamique

Le schéma fonctionnel de notre système d'entraînement et de commande fermé par la vitesse avec limitation de courant est le suivant :



qui peut aussi se mettre sous la forme ci-après, en supprimant le croisement des deux boucles et en remplaçant la boucle



par une fonction de transfert unique

$$W = \frac{K_M}{T_o T_M P^2 + T_M P + 1}$$

En effet 
$$W = \frac{W_1 \cdot W_2}{1 + W_1 W_2 W_3}$$

et en remplaçant  $W_1$ ,  $W_2$  et  $W_3$  par leurs valeurs respectives, on a :

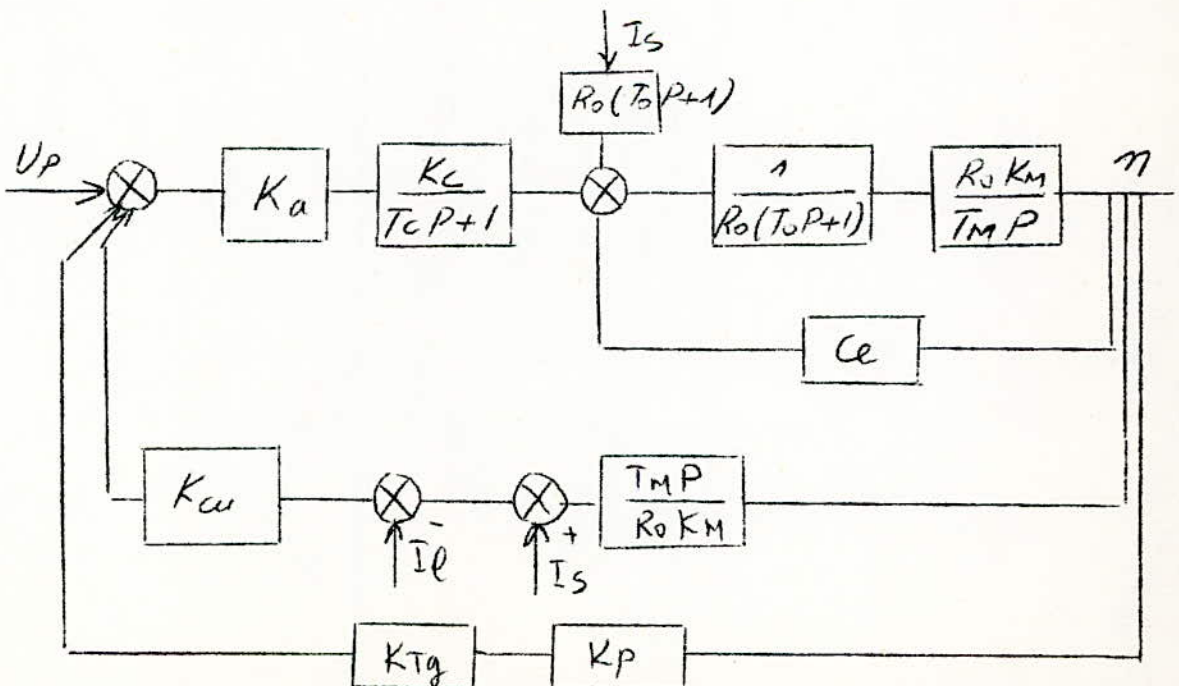
$$W = \frac{\frac{1}{R_0(T_0P+1)} \cdot \frac{K_M R_0}{T_M P}}{1 + \frac{1}{R_0(T_0P+1)} \cdot \frac{K_M R_0}{T_M P} C_e}$$

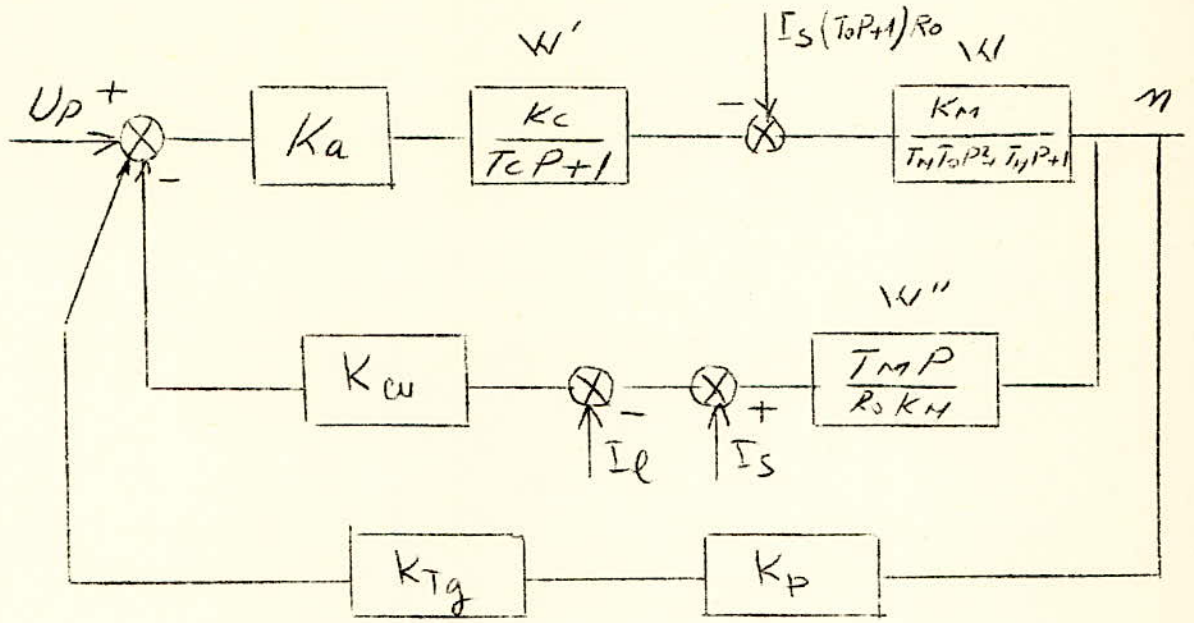
$$W = \frac{K_M}{(T_0P+1) T_M P + K_M C_e}$$

et comme  $K_M = \frac{1}{C_e}$  ; on obtient

$$W = \frac{K_M}{T_0 T_M P^2 + T_M P + 1}$$

et le schéma fonctionnel en considérant ces transformations successives.





Fonction de transfert en boucle fermée. (par la vitesse et par le courant)

$$\left\{ \left\{ U_p - (nW'' + (I_s - I_e)) K_w - nK_{Tg} K_P \right\} K_a W' - I_s R_o (T_o P + 1) \right\} W = n$$

$$\left\{ \left\{ U_p - nW'' K_w - I_s K_w + I_e K_w - nK_{Tg} K_P \right\} K_a W' - I_s R_o (T_o P + 1) \right\} W = n$$

$$\begin{aligned} * U_p K_a W' W - nW'' W' W K_a K_c - I_s K_w K_a W' W + I_e K_w K_a W' W \\ - nK_{Tg} K_P K_a W' W - I_s R_o (T_o P + 1) W = n \\ * n(1 + K_{Tg} K_P K_a W' W + K_w K_a W' W' W'') = U_p K_a W' W' \\ - I_s R_o (T_o P + 1) - I_s K_w K_a W' W' + I_e K_w K_a W' W \\ * n(1 + K_{Tg} K_P K_a W' W + K_w K_a W' W' W'') = \\ = U_p K_a W' W' - I_s R_o W (T_o P + 1) - \frac{I_e K_w K_a W'}{I_s R_o} + \frac{K_w K_a W'}{R_o} \end{aligned}$$



$$n = \frac{U_p K_a W W' - I_s R_o W (T_o P + 1) - \frac{I_l}{I_s} \frac{K_w}{R_o} K_a W' + \frac{K_{cu} K_a W'}{R_o}}{(1 + K_T K_p K_a W W' + K_{cu} K_a W W' W'')}$$

si on pose  $K_{cu} = 0$  on retrouve le cas du système fermé par la boucle de vitesse et sans boucle de courant, en régime statique  $p = 0$  soit :

$$W = K_M$$

$$W' = K_c$$

$$n = \frac{U_p K_a K_M K_c - I_s R_o K_M}{1 + K'}$$

Pour le régime dynamique, il faut remplacer  $W$ ,  $W'$ ,  $W''$  par leurs valeurs respectives  $\frac{K_M}{T_o T_M P^2 + T_M P + 1}$ ,

$$\frac{K_c}{T_c P + 1}, \frac{T_M P}{R_o K_M}, \text{ mais ceci entraîne d'assez}$$

longs calculs, on plus de la difficulté que présente l'équation qu'on obtiendra qui comprendra deux variables  $U_p$  et  $I_s$ , pour ceci nous allons faire deux simplifications

1)  $K_{cu} = 0$ , c'est-à-dire éliminer la boucle de courant, ceci est possible du moment que notre but essentiel est de contrôler la variable principale que'est la vitesse, le courant n'est qu'une variable secondaire, d'autre part dans ce cas on aura le cas le plus défavorable pour la stabilité, c'est-à-dire si le système obtenu en annulant  $K_{cu}$  sera stable, il le sera d'autant plus si on tient compte de  $K_{cu}$ .

En effet  $i_{in} = \frac{T_M}{K_M R} \frac{dn}{dt}$  est une boucle souple qui stabilise le système.

2)  $I_s = 0$  (dans l'action de la charge).

Notre fraiseuse travaille en régime permanent ce qui nous préoccupe c'est d'obtenir une vitesse stabilisée juste après le démarrage qui se fait en général à vide.

cette simplification nous permet d'éliminer une variable et de pouvoir calculer la fonction de transfert.

on obtient après ces deux simplifications

$$\eta = \frac{U_p K_a W' W}{1 + K_{Tg} K_p K_a W W'}$$

et  $\frac{\eta}{U_p} = \frac{K_a W' W}{1 + K_{Tg} K_p K_a W W'}$

et en remplaçant  $W$  et  $W'$  par leur valeur on aura.

$$\frac{\eta}{U_p} = \frac{K_a \frac{K_c}{T_c P + 1} \cdot \frac{K_M}{T_0 T_M P^2 + T_H P + 1}}{1 + K_{Tg} K_p K_a \frac{K_c}{T_c P + 1} \cdot \frac{K_M}{T_0 T_M P^2 + T_H P + 1}}$$

$$\frac{\eta}{U_p} = \frac{K_a K_p K_c}{(T_0 T_M P^2 + T_H P + 1)(T_c P + 1) + K_{Tg} K_p K_c K_M K_a}$$

$$\frac{\eta}{U_p} = \frac{K_a K_c K_M}{T_0 T_M T_c P^3 + (T_H T_0 + T_H T_c) P^2 + (T_M + T_c) P + K + 1}$$

ou encore

$$= \frac{K_a K_M K_c}{1 + K'} \cdot \frac{1}{\frac{T_0 T_M T_c}{1 + K'} P^3 + \frac{(T_H T_0 + T_H T_c)}{1 + K'} P^2 + \frac{T_M + T_c}{1 + K'} P + 1}$$

c'est de la forme.

$$H(p) = \frac{B_0}{A_0 p^3 + A_1 p^2 + A_2 p + 1}$$

avec.

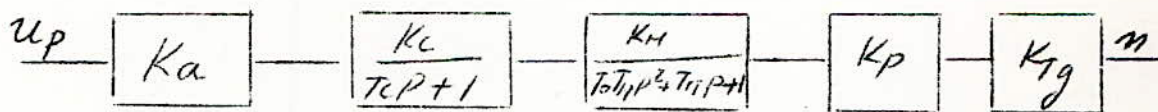
$$B_0 = \frac{K_a K_M K_C}{1 + K'} = 119,47$$

$$A_0 = \frac{T_M T_0 T_C}{K' + 1} = 8,74 \cdot 10^{-7}$$

$$A_1 = \frac{T_M (T_0 + T_C)}{K' + 1} = 13,5 \cdot 10^{-5}$$

$$A_2 = \frac{T_M + T_C}{1 + K'} = 1,56 \cdot 10^{-3}$$

Fonction de transfert en boucle ouverte pour le système fermé par la vitesse



$$\frac{m(p)}{u_p} = \frac{K_a K_c K_M K_P K_{Tg}}{(T_C p + 1) (T_0 T_1 p^2 + T_1 p + 1)}$$

$$= \frac{K'}{T_C T_0 T_1 p^3 + T_M (T_0 + T_C) p^2 + (T_M + T_C) + 1}$$

c'est de la forme.

$$H(p) = \frac{K'}{A'_0 p^3 + A'_1 p^2 + A'_2 p + 1}$$



avec

$$A'_0 = T_0 T_M T_C = 542 \cdot 10^{-7}$$

$$A'_1 = T_M (T_0 + T_C) = 837 \cdot 10^{-5}$$

$$A'_2 = T_M + T_C = 37 \cdot 10^{-3}$$

On a trouvé les fonctions de transfert du système de commande fermé par la vitesse, en boucle fermée et en boucle ouverte, on peut donc passer à la vérification de la stabilité du système

### IV. 2.3. STABILITE DU SYSTEME ET CORRECTION

Un système est dit stable, si après disparition des forces perturbatrices, il passe avec le temps au régime permanent.

Pour la vérification de la stabilité, nous allons appliquer le critère de Hurwitz qui s'applique à la fonction de transfert en boucle fermée, et le critère de Nyquist qui lui s'applique à la fonction de transfert en boucle ouverte.

#### Critère de stabilité de Hurwitz

Pour qu'un système de réglage soit stable, c'est-à-dire pour que les racines de l'équation caractéristique.

$A_0 p^n + A_1 p^{n-1} + A_2 p^{n-2} + \dots + A_{n-1} p + a_n = 0$   
 ait des parties réelles négatives, il faut et il suffit que pour  $A_0 > 0$ , tous les déterminants de diagonale du tableau composés avec les coefficients de l'équation caractéristique soit supérieurs à zéro. il résulte du critère de Hurwitz que tous les coefficients de l'équation caractéristique d'un système stable

sont positifs.

Règle de composition du déterminant de Hurwitz

1. On note sur la diagonale principale tous les coefficients depuis  $A_1$  jusqu'à  $A_n$  dans l'ordre croissant des indices.

2. On complète les colonnes vers le haut depuis les coefficients de la diagonale en notant dans la colonne les coefficients avec indices croissants.

3. Vers le bas depuis les coefficients de la diagonale, on complète les colonnes en y écrivant les coefficients à indices décroissants.

4. A la place des coefficients dont les indices pourraient être supérieurs à  $n$  et inférieurs à zéro on inscrit des zéros

$$\Delta_n = \begin{vmatrix} A_1 & A_3 & A_5 & + & - & 0 \\ A_0 & A_2 & A_4 & + & + & 0 \\ 0 & A_1 & A_3 & - & + & 0 \\ + & + & + & + & + & + \\ - & - & - & - & - & - \\ 0 & 0 & 0 & + & - & 0 \end{vmatrix}$$

Pour qu'un système du 1<sup>er</sup> ou du 2<sup>e</sup> ordre soit stable il faut et il suffit que tous les coefficients de l'équation caractéristique soient positifs.

Pour la stabilité d'un système du 3<sup>e</sup> ou du 4<sup>e</sup> ordre, il faut et il suffit que.

- les coefficients de l'équation caractéristique soient tous positifs.

- l'avant dernier déterminant soit positif.

$\Delta_2$  positif pour le 3<sup>o</sup> ordre

$\Delta_3$  positif pour le 4<sup>o</sup> ordre.

Application pour notre système.

l'équation caractéristique est:  $A_0 p^3 + A_1 p^2 + A_2 p + 1$

avec  $A_0 = 8,74 \cdot 10^{-7}$

$A_1 = 13,5 \cdot 10^{-5}$

$A_2 = 1$

$A_3 = 1,56 \cdot 10^{-3}$

$A_0, A_1, A_2, A_3$  sont tous positifs

$$\Delta_2 = \begin{vmatrix} A_1 & A_3 \\ A_0 & A_2 \end{vmatrix} = A_1 A_2 - A_0 A_3$$

$$\Delta_2 = -6,6 \cdot 10^{-7}$$

$\Delta_2 < 0$  donc le système est instable.

Critère de Nyquist.

$$T(p) = \frac{n(p)}{u(p)} = \frac{K'}{A_0 p^3 + A_1 p^2 + A_2 p + 1}$$

en remplaçant  $p$  par  $j\omega$  on obtient:

$$T(j\omega) = \frac{K'}{-A_0 j\omega^3 - A_1 \omega^2 + A_2 j\omega + 1} = P(\omega) + jQ(\omega)$$

$$P(\omega) = \frac{61(1,837 \cdot 10^{-5} \omega^2)}{(1,837 \cdot 10^{-5} \omega^2)^2 + (97 \cdot 10^{-3} \omega - 542 \cdot 10^{-7} \omega^3)^2}$$

$$Q(\omega) = \frac{-61(97 \cdot 10^{-3} \omega - 542 \cdot 10^{-7} \omega^3)}{(1,837 \cdot 10^{-5} \omega^2)^2 + (97 \cdot 10^{-3} \omega - 542 \cdot 10^{-7} \omega^3)^2}$$



Tracé de la courbe de Nyquist  $Q = f(P)$  (fig IV 9)

Tableau des valeurs.

|             |    |      |       |       |       |       |       |      |
|-------------|----|------|-------|-------|-------|-------|-------|------|
| $\omega$    | 0  | 5    | 10    | 11    | 15    | 20    | 30    | 42,3 |
| $P(\omega)$ | 61 | 56,5 | 11,5  | 0     | -22,5 | -18,4 | -8,9  | -4   |
| $Q(\omega)$ | 0  | -34  | -64,5 | -61,3 | -32,3 | -11,8 | -1,97 | 0    |

|      |     |     |      |       |      |     |
|------|-----|-----|------|-------|------|-----|
| 46   | 50  | 60  | 70   | 90    | 100  | 500 |
| -3,6 | -3  | -2  | -1,4 | -0,75 | 0,51 | 0   |
| 0,18 | 0,3 | 0,4 | 0,41 | 0,35  | 0,3  | 0   |

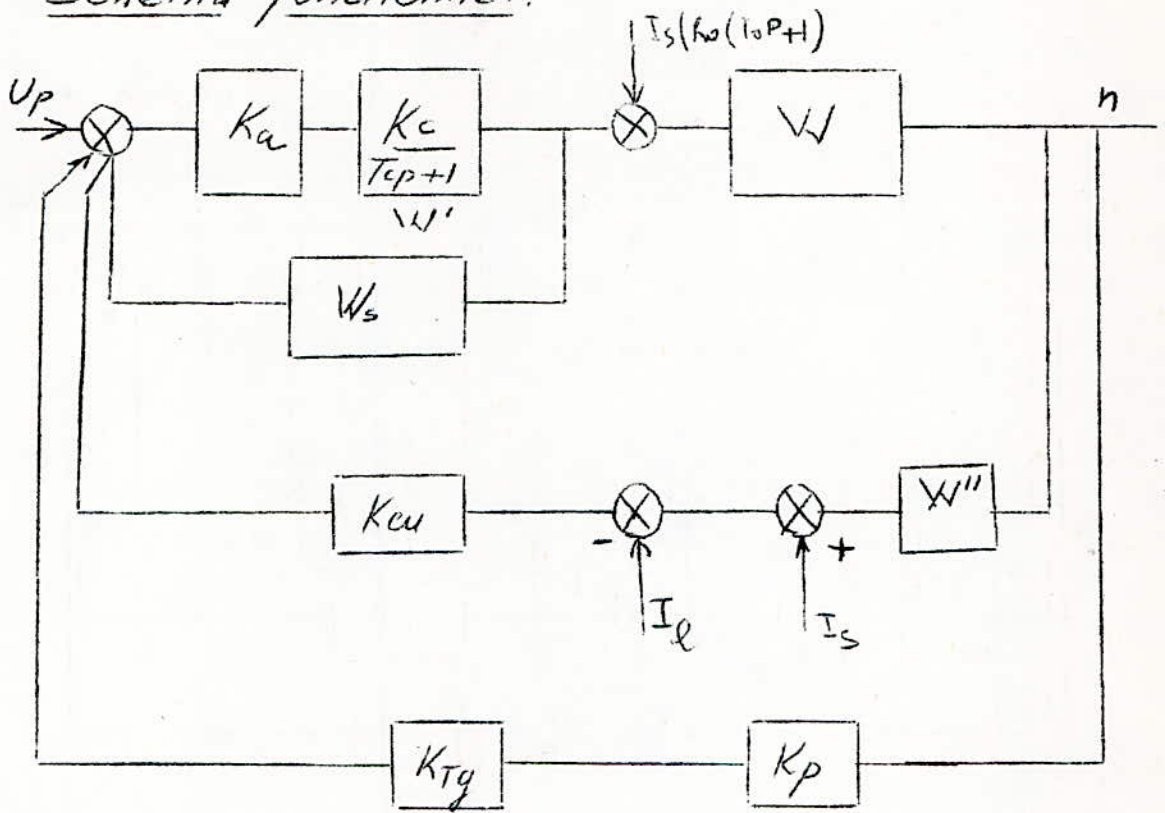
En parcourant la courbe de Nyquist suivant les  $\omega$  croissants on laisse le point  $(-1, j0)$  à notre droite ~~gauche~~ (on le voit d'ailleurs très bien sur le tableau des valeurs pour  $\omega = 42,3$ ), le système est donc instable.

Le système étant instable il faut le rendre stable, une correction est donc nécessaire. Dans notre cas on utilise une réaction souple de fonction de transfert.

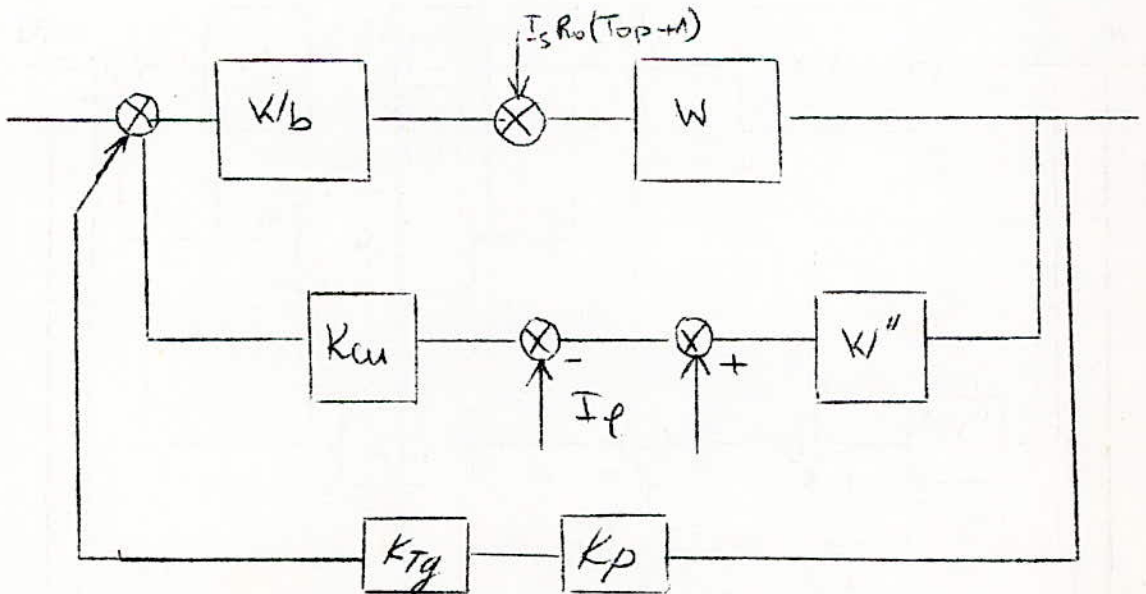
$$W_s = \frac{K_P}{T_p P + 1}$$

qui sera placée comme c'est indiqué sur le schéma fonctionnel du système corrigé.

schéma fonctionnel:



ou après transformation.



avec 
$$W/b = \frac{K_a W'}{1 + W' W_s}$$

$$W_b = \frac{K_a \frac{K_c}{T_c P + 1}}{1 + \frac{K_a K_c}{T_c P + 1} \frac{K_P}{T_P P + 1}} = \frac{K_a K_c T_P P + K_a K_c}{T_c T_P P^2 + (T_c + T_P + K_a K_c K) P + 1}$$

On a exactement le même schéma fonctionnel que pour le système non corrigé en remplaçant le produit  $K_a W'$  par  $W_b$ . Donc pour trouver la fonction de transfert pour le système corrigé (en prenant les mêmes considérations que pour le calcul de la fonction de transfert du système non corrigé), il suffit de remplacer le produit  $K_a W'$  dans la fonction de transfert du système non corrigé par  $W_b$ .

La fonction de transfert du système corrigé est donc :

$$H(p) \frac{n}{u_p} = \frac{K_a W' W_s}{1 + K_T g K_P K_a W' W}$$

$$\frac{n}{u_p} = \frac{W_b W}{1 + K_T g K_P W_b W}, \text{ et en remplaçant}$$

$W$  et  $W_b$  par leur valeur on obtient :

$$H(p) = \frac{\frac{K_a K_c T_P P + K_a K_c}{T_c T_P P^2 + (T_c + T_P + K_a K_c K) P + 1} \frac{K_M}{T_0 T_H P^2 + T_H P + 1}}{1 + K_T g K_P \cdot \frac{(K_a K_c T_P P + K_a K_c) K_M}{(T_c T_P P^2 + (T_c + T_P + K_a K_c K) P + 1) (T_0 T_H P^2 + T_H P + 1)}}$$

$$H(p) = \frac{K_M K_a K_c T_P P + K_M K_a K_c}{T_H T_0 T_c T_P P^4 + T_H (T_0 T_c + T_0 T_P + T_P T_c + K_a K_c K T_0) P^3 + [T_H (T_0 + T_c + T_P + K_a K_c K) + T_c T_P] P^2 + (T_H + T_c + T_P + K_T g K_P K_a K_c T_P + K_a K_c K) P + 1 + K_T g K_P K_a K_M K_c}$$



la fonction de transfert est de la forme

$$H(p) = \frac{B_0 p + B_1}{A_0 p^4 + A_1 p^3 + A_2 p^2 + A_3 p + A_4}$$

avec

$$B_0 = K_M K_a K_c T_p$$

$$B_1 = K_M K_a K_c$$

$$A_0 = T_M T_0 T_c T_p$$

$$A_1 = T_M (T_0 T_c + T_0 T_p + T_p T_c + K_a K_c K T_0)$$

$$A_2 = T_M (T_0 + T_c + T_p + K_a K_c K) + T_c T_p$$

$$A_3 = T_M + T_c + T_p + K_T g K_p K_a K_c T_p + K_a K_c K$$

$$A_4 = 1 + K_T g K_a K_p K_M K_c$$

Pour notre fraiseuse il suffit d'avoir une vitesse stable et une réponse assez rapide. Une très grande rapidité (rapidité optimale) ne nous intéresse pas. Donc il suffit de choisir les paramètres  $T_p$  et  $K$  et de vérifier la stabilité.

prenons les paramètres  $K = 0,03$   $T_p = 0,01$

on aura

$$B_0 = 74$$

$$B_1 = 7400$$

$$A_0 = 54 \cdot 10^{-8}$$

$$A_1 = 0,23$$

$$A_2 = 2,7$$

$$A_3 = 30,8$$

$$A_4 = 62$$

Vérification de la stabilité en utilisant le critère de Hurwitz.

l'équation caractéristique est  $A_0 p^4 + A_1 p^3 + A_2 p^2 + A_3 p + A_4$

Ecrivons le déterminant de Hurwitz

$$\Delta_4 = \begin{vmatrix} A_1 & A_3 & 0 & 0 \\ A_0 & A_2 & A_4 & 0 \\ 0 & A_1 & A_3 & 0 \\ 0 & 0 & A_2 & A_4 \end{vmatrix} \quad \Delta_3 = \begin{vmatrix} A_1 & A_3 & 0 \\ A_0 & A_2 & A_4 \\ 0 & A_1 & A_3 \end{vmatrix}$$

$$\begin{aligned} \Delta_3 &= A_1(A_2 A_3 - A_4 A_1) - A_0 A_3 \\ &= A_1 A_2 A_3 - A_1^2 A_4 - A_0 A_3 \end{aligned}$$

$$\Delta_3 = 15,84 > 0$$

Tous les coefficients de l'équation caractéristique sont positifs ainsi que  $\Delta_3$ , donc le système est stable.

On peut aussi vérifier la stabilité en utilisant le critère de Nyquist (comme on l'a déjà fait pour le système non corrigé) pour cela il faut tout d'abord trouver la fonction de transfert en boucle ouverte soit:

$$H(p) = \frac{K_T K_p}{s(s+1)(s+2)}$$

## Recherche de l'originale $n=f(t)$

On a trouvé la fonction de transfert du système corrigé :

$$H(p) = \frac{B_0 p + A_1}{A_0 p^4 + A_1 p^3 + A_2 p^2 + A_3 p + A_4}$$

les coefficients  $A_0, A_1, A_2, A_3, A_4$  ont été calculés, on remarque que  $A_0$  est très petit par rapport aux autres, on peut donc négliger le terme en  $p^4$ , et la fonction de transfert devient du 3<sup>e</sup> degré en  $p$  au dénominateur soit :

$$H(p) = \frac{B_0 p + B_1}{A_1 p^3 + A_2 p^2 + A_3 p + A_4}$$

et en divisant par  $A_1$  numérateur et dénominateur on aura :

$$H(p) = \frac{\frac{B_0}{A_1} p + \frac{B_1}{A_1}}{p^3 + \frac{A_2}{A_1} p^2 + \frac{A_3}{A_1} p + \frac{A_4}{A_1}}$$

qui peut se mettre sous la forme :

$$H(p) = \frac{b_0 p + b_1}{p^3 + a_1 p^2 + a_2 p + a_3}$$

avec :

$$b_0 = \frac{B_0}{A_1} = 321,74$$

$$b_1 = \frac{B_1}{A_1} = 321,74$$

$$a_1 = \frac{A_2}{A_1} = 11,74$$

$$a_2 = \frac{A_3}{A_1} = 133,9$$

$$a_3 = \frac{A_4}{A_1} = 269,6$$



Décomposons le dénominateur en un produit de facteur en résolvant l'équation par la méthode d'iteration on obtient une première solution

$$p_1 = -2,421$$

et l'équation peut se mettre sous la forme

$$(p+2,421) [p^2 + 9,32p + 111,34]$$

on pourra trouver les solutions de l'équation du 2<sup>e</sup> degré  $p^2 + 9,32p + 111,34$

le discriminant  $\Delta = -358,5$ , il est négatif donc les racines sont complexes, c'est un second ordre pur.

les racines sont

$$p_2 = -4,66 + j 18,93$$

$$p_3 = -4,66 - j 18,93$$

Remarque:

On a obtenu 3 racines, la première  $p_1$  est réelle négative et les deux autres  $p_2$  et  $p_3$  complexes à partie réelle négative, donc le système est stable.

La fonction de transfert peut donc être écrite sous la forme.

$$H(p) = \frac{b_0 p + b_1}{A(p+p_1)(p^2 + 2\alpha p + \beta^2)}$$

avec  $p_1 = 2,421$

$$2\alpha = 9,32 \Rightarrow \alpha = 4,66$$

$$\beta^2 = 111,34 \Rightarrow \beta = 10,55$$

$$b_0 = 321,74$$

$$b_1 = 32174$$

La fonction de transfert étant  $H(p) = \frac{n}{u_p}$   
 donc  $n = H(p) u_p$

$u_p$  : tension pilote.

et sous forme opératoire  $n(p) = H(p) \frac{u_p}{p}$ .  
 c'est-à-dire pour trouver la fonction en  $p$  de la vitesse il faut multiplier la fonction de transfert par un échelon de tension.

on obtient donc :

$$n(p) = \frac{(b_0 p + b_1) u_p}{p(p+p_1)(p^2 + 2\alpha p + \beta^2)}$$

$$n(p) = \frac{b'_0 p + b'_1}{p(p+p_1)(p^2 + 2\alpha p + \beta^2)}$$

avec  $b'_0 = b_0 u_p$ .

$b'_1 = b_1 u_p$ .

On sait que pour une expression en  $p$  de la forme  
 $\frac{Ap+B}{p(p+a)(p^2+2\alpha p+\beta^2)}$ , l'originale est :

$$\frac{B}{\alpha\beta^2} + \frac{A\alpha - B}{a(a^2 - 2\alpha a + \beta^2)} e^{-\alpha t} + \frac{B(2\alpha - a) - A\beta^2}{\beta^2(a^2 - 2\alpha a + \beta^2)} e^{-\alpha t} \cos \delta t$$

$$+ \frac{B(2\alpha^2 - a\alpha - \beta^2) + A\beta^2(a - \alpha)}{\beta^2 \delta (a^2 - 2\alpha a + \beta^2)} e^{-\alpha t} \sin \delta t$$

avec  $\delta^2 = \beta^2 - \alpha^2$

On calcule l'originale  $n = f(t)$  pour l'obtention de la vitesse de 1550 tr/mn c'est-à-dire

$u_p = 13V$ .

$A = b'_0 = 4182,62$

$B = b'_1 = 4182,62$ .

$\delta = \sqrt{\beta^2 - \alpha^2} = 9,467$ .

l'originale  $n = f(t)$  est donc

$$n(t) = 1552 - 1781 e^{-2,421t} + 229 e^{-4,166t} \cos 9,467t - 342 e^{-4,166t} \sin 9,467t$$

la courbe  $n = f(t)$  est représentée dans la fig IV.10.

Tableau des valeurs

|           |     |      |      |      |      |      |
|-----------|-----|------|------|------|------|------|
| t (s)     | 0,1 | 0,5  | 1    | 2    | 3    | 4    |
| n (tr/mn) | 294 | 1036 | 1395 | 1538 | 1551 | 1552 |

On peut tirer le temps de réponse c'est-à-dire le temps au bout duquel la vitesse devient égale à 95% de la vitesse désirée

$$\underline{t_r = 1,5s}$$

le temps de réponse comme on l'a déjà dit n'est donné ici qu'à titre indicatif, car notre machine travaille en régime permanent.



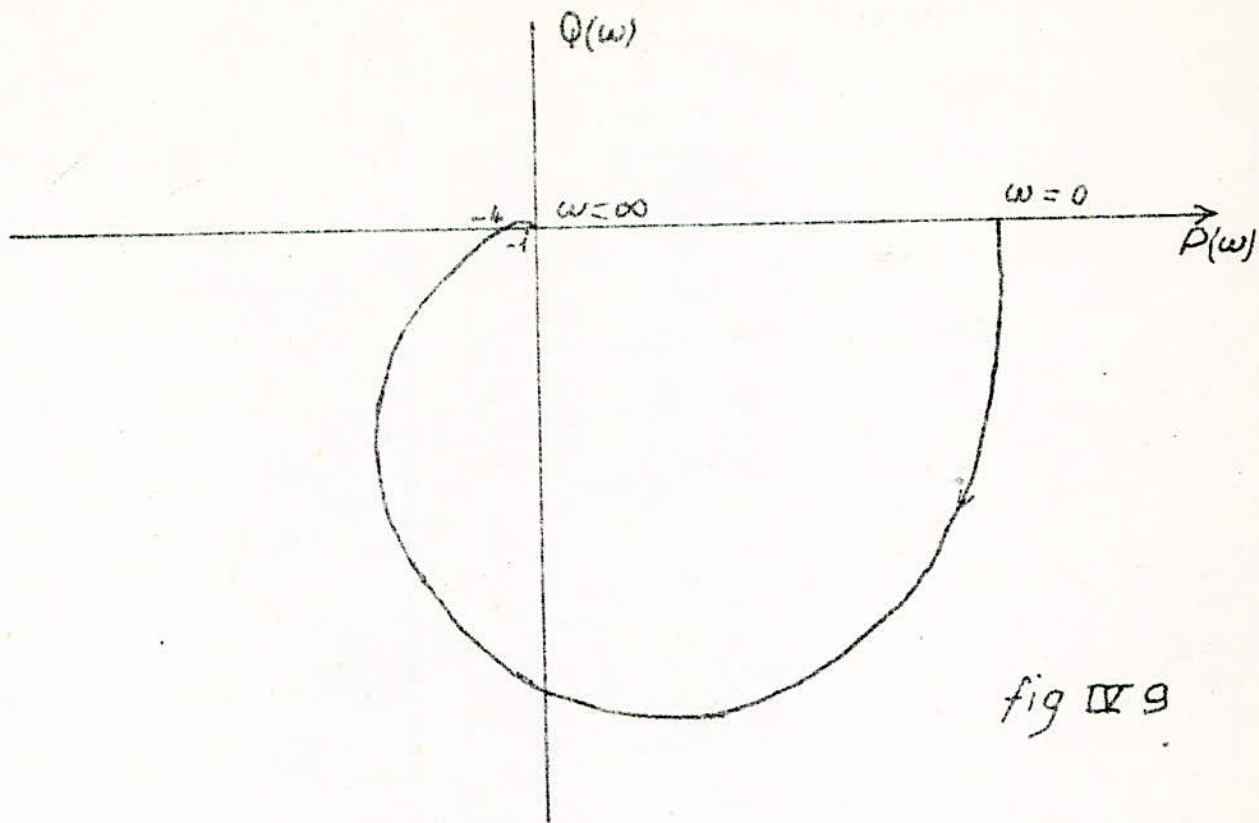


fig IV 9

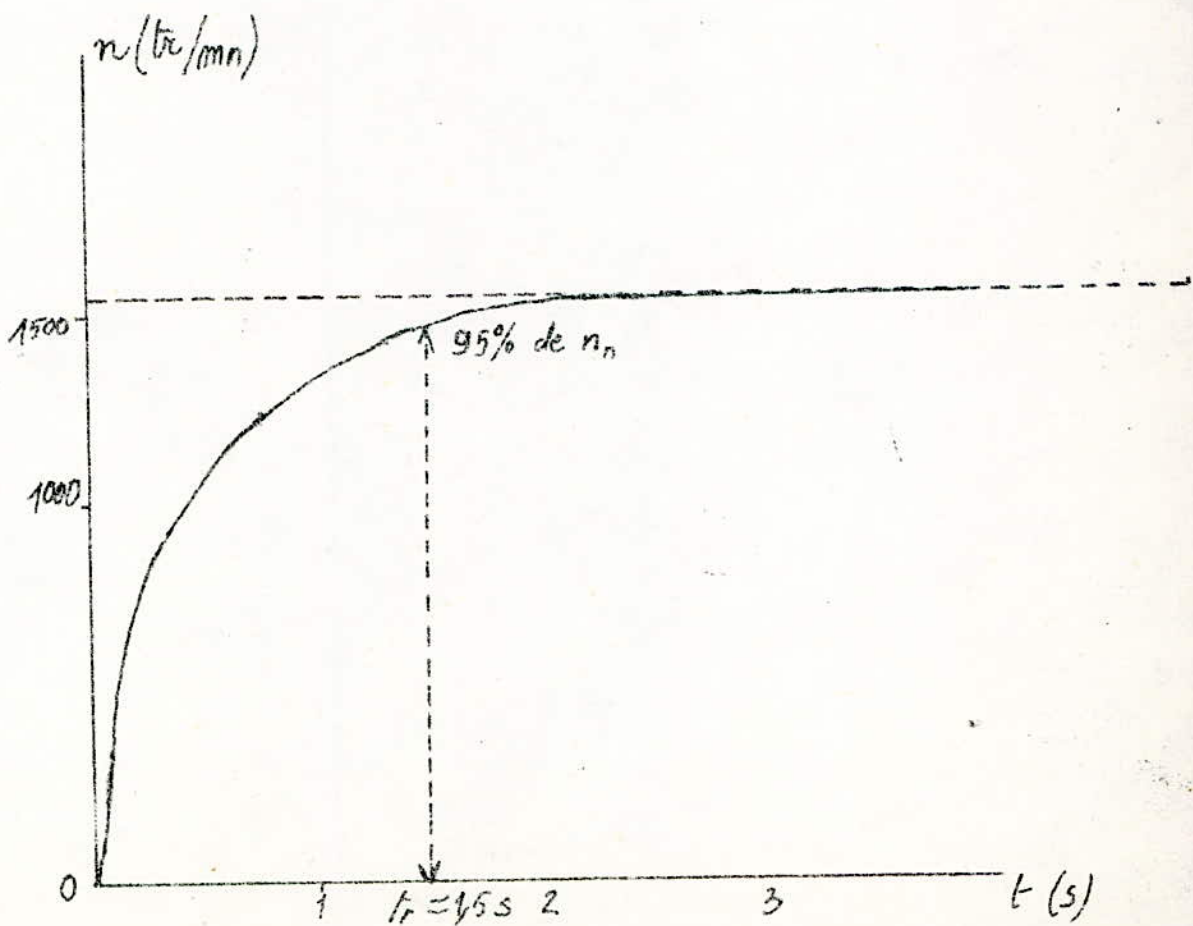


fig IV-10

--- CONCLUSION ---

-----

Les entrainements des machines outils par des moteurs à courant continu alimentés par des redresseurs à thyristors sont très fiables, mais les développements de l'électronique de puissance pourraient assurer leur évolution.

- Développement des thyristors par augmentation de la puissance à transiter et diminution du temps de désamorçage.
- Développement des transistors de puissance qui pourraient remplacer les thyristors.
- Développement de la micro électronique qui permettra l'intégration des fonctions de commande et de régulation et par la même une certaine simplification.
- Développement des asservissements digitaux qui permettront de traiter les systèmes complexes entièrement en technique numérique depuis les régulations du processus jusqu'à la commande des thyristors.

-- TABLE DES MATIERES --

-----

INTRODUCTION :

|  |    |
|--|----|
| I. Systèmes d'entraînement et de commande .....  | 2  |
| I. 1 Généralités .....   | 2  |
| I. 2 Entraînement et commande par groupe Ward Léonard.....                                       | 2  |
| I. 3 Entraînement et commande par moteur à courant alternatif .....                              | 8  |
| I. 3 - 1 - Moteur synchrone.....   | 8  |
| I. 3 - 2 - Moteur asynchrone .....   | 9  |
| I. 4 - Entraînement et commande par moteur à courant continu.....                                | 13 |
| I. 5 - Choix du système d'entraînement et de commande.....                                       | 12 |
| II. Entraînement et commande par moteur à courant continu.....                                   | 13 |
| II. 1- Généralités.....  | 13 |
| II.2 - La machine entraînée.....   | 13 |
| II.2 - 1 Caractéristique mécanique de la machine entraînée.....                                  | 13 |
| II.2 - 2 Fonctionnement de la fraiseuse.....   | 15 |
| II.3 - Moteur à courant continu.....   | 16 |
| II.3 - 1 Caractéristique mécanique du moteur à courant<br>Continu à excitation indépendante..... | 17 |
| II.3 - 2 Choix du moteur de réglage de la vitesse du moteur.....                                 | 18 |
| A excitation indépendante.....   | 18 |
| II.4 Stabilité de fonctionnement du groupe moteur - machine à<br>Entraîner.....                  | 22 |
| II.5 Choix du moteur à courant continu à.....  | 23 |
| excitation indépendante.....   | 23 |
| II.5 - 1 Calcul de la puissance.....   | 23 |
| II.5 - 2 Principales données du moteur.....  | 27 |
| II.5 - 3 Caractéristique mécanique naturelle du moteur considéré.....                            | 28 |
| III. Etude et calcul du groupe redresseur transformateur.....                                    | 30 |
| III. 1 - Généralités.....  | 30 |
| III. 2 - Convertisseur à thyristors alternatif continu.....                                      | 30 |



|   |     |
|---|-----|
| III. 2 - 1 Les thyristors.....  | 30  |
| III. 2-2 Choix du système convertisseur.....                          | 32  |
| III. 3 Etude du convertisseur choisi.....                             | 39  |
| III. 3 - 1 Montage triphasé simple voie.....                          | 39  |
| III. 3 - 1 1 Tension redressée d'un montage triphasé simple.....      | 39  |
| Voie équilibré.....   | 39  |
| III. 3 - 1 2 Courant continu d'un montage triphasé simple - voie..... | 46  |
| Avec commutation instantanée.....                                     | 46  |
| III. 3 1 3 Les chûtes de tension.....                                 | 51  |
| III. 3 1 1 4 Tension et courant dans les thyristors.....              | 55  |
| III. 3 1 5 Fonctionnement en onduleur.....                            | 58  |
| ( Conditions de stabilité ) .....                                     | 59  |
| III. 3 1 6 Le transformateur d'alimentation.....                      | 67  |
| III. 3 2 Calcul des caractéristiques du convertisseur.....            | 76  |
| III. 4 Protections du convertisseur.....                              | 76  |
| III. 4 1 Protection contre les surintensités.....                     | 77  |
| III. 4 2 Protection contre les surtensions.....                       | 77  |
| IV . Fonctionnement du système.....                                   | 79  |
| IV . 1 Description du système.....                                    | 82  |
| IV. 2 La régulation.....  | 82  |
| IV. 2 - 1 Généralités.....  | 89  |
| IV. 2 - 2 Fonctions de transfert du système.....                      | 89  |
| IV. 2- 3 Stabilité du système et correction .....                     | 108 |

Conclusion

--- BIBLIOGRAPHIE ---

-----

- M Demont<sup>v</sup>ignier : Soupapes électriques Redresseurs - Onduleurs  
Tomes 1 et 2 . Editions ESE.
- R Chauprade : Commande électrique des moteurs à courant  
continu Edition Eyrolles 1975.
- G Seguiet : Les montages redresseurs Etude générale.  
Editions Dunod 1970
- I Kaganov : Electronique industrielle  
Editions Mir 1972
- M Tchilikine : Cours de commande électrique Tomes 1 et 2  
Editions Mir 1972
- R Chauprade : Commande électrique des moteurs à courant alternatif.  
RGE, Tome 85, N° 10, Octobre 1976.
- A Sander ; Les variateurs de vitesse électroniques pour moteur à courant  
continu . RGE, tome 85, n° 10, Octobre 1976.
- P Naslin : Les régimes variables dans les systèmes linéaires et non  
linéaire. Editions Dunod 1962.
- P - Naslin Technologie et calcul pratique des systèmes asservis Editions  
Dunod 1962.