

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية
République Algérienne Démocratique et Populaire

4/86
222

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

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

DEPARTEMENT D'ELECTROTECHNIQUE

PROJET DE FIN D'ETUDES

pour l'obtention du diplôme d'ingénieur d'état

SUJET

*Etude Théorique de la Machine
Synchrone Autopilotée et réalisation
du Commutateur de courant*

Proposé par :

K. MOUMEN
L. NEZLI

Etudié par :

B. DAHMANE
E.M. DAREM

dirigé par :

K. MOUMEN
L. NEZLI

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
BIBLIOTHEQUE — المكتبة
Ecole Nationale Polytechnique

PROMOTION JANVIER 1986



الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية
République Algérienne Démocratique et Populaire

«O»

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

«O»

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

«O»

DEPARTEMENT D'ELECTROTECHNIQUE

PROJET DE FIN D'ETUDES

pour l'obtention du diplôme d'ingénieur d'état

SUJET

*Etude Théorique de la Machine
Synchrone Autopilotée et réalisation
du Commutateur de courant*

Proposé par :

K. MOUMEN
L. NEZLI

Etudié par :

B. DAHMANE
E.M. DAREM

dirigé par :

K. MOUMEN
L. NEZLI

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
BIBLIOTHEQUE — المكتبة
Ecole Nationale Polytechnique

PROMOTION JANVIER 1986

E.N.P. 10, Avenue Hacem Badi - EL-HARRACH - ALGER

Matériau: ELECTROTECHNIQUE...
Auteurs: K. Moumen et L. Nezli.
Ingénieurs: B. Dahmane...
E.M. Dorem

مادة اليكتروتقني
ر. م. ك. مومن و ل. نزل
مهندسين ب. د. دحمان
ا. دارم

- الموضوع دراسة نظرية لمكنة متزامنة ذات سرعة متغيرة ذاتيا ولانجاز مبدل التيار.
- الملخص هذا المشروع ينعكس على دراسة نظرية لمكنة متزامنة ذات سرعة متغيرة ذاتيا. كما قمنا بإنتاج مبدل التيار وتحليل عمل وطرق ضبط ملتقط الأوضاع الذي هو جزء أساسي في التحكم الذاتي للمكنة

Subject: ... Etude théorique de la Machine synchrone auto pilotée et réalisation du commutateur de courant
Résumé:

Notre projet consiste à faire l'étude théorique de la machine synchrone autopilotée alimentée en courant, et faire la réalisation du commutateur de courant. ainsi nous analysons le fonctionnement et nous proposons des méthodes de réglage du capteur de position qui est l'élément essentiel de l'autopilote de la machine.

Subject: ... the theoretical study of an auto-piloting synchronous machine, and the realization of commutator current.

Abstract:
The main object of this work is to study the piloting synchronous machine fed in current and to realize an electronic commutator current. Then, we analyse the work and we propose the methods of regulation of the captor in position, it is the main-part in the auto-piloting machine.

قال الله تعالى

انزيم ، ايتنا في الافاق
وفي انفسهم ، حتى تبين
لهم أنه الحق

* صدق الله العظيم

— REMERCIEMENTS —

Nous remercions s'adressent

A Mr. MOUMEN et ME NEZLI (promoteurs) pour nous avoir guidés et suivis dans l'élaboration de ce projet ainsi qu'aux enseignants qui nous ont aidés .

A tous les professeurs et assistants qui ont contribué, de loin et de près , à notre formation .

A Messieurs les membres du Jury qui ont bien voulu nous honorer de leur présence à la présentation de ce travail

A Monsieur REKKAB et Monsieur HARROUZI qui nous ont aidés pour le tirage de ce Projet.

B. DAHMANE

E.M DAREM

SOMMAIRE

Nomenclature

Introduction

Chapitre 1 Principe de fonctionnement

1-1 Introduction

1-2 Schéma de Principe

1-3 Tension et courant de la machine

1-3-1 La phase de conduction

1-3-2 La phase de commutation

1-3-2a phénomène d'empiètement

Definition

Détermination de μ_2 (angle de commutation)

1-3-2b Détermination de l'inductance de commutation

1-3-2c Tension continue pendant l'empiètement

1-4 Schéma unifilaire de la machine synchrone Autopilotee

1-4-1 Hypothèses

1-4-2 Schéma unifilaire

1-4-3 Détermination de la tension moyenne redressée $U_d \alpha_1$

1-4-4 Détermination de la tension moyenne redressée $U_d \alpha_2$

1-4-5 Détermination du déphasage φ

1-5 Relation entre α_1 et α_2

1-6 Démarrage ($\Omega < 10\% \Omega_N$: commutation forcée)

1-6-1 Démarrage à l'aide d'un thyristor de roue libre

1-7 Commutation Naturelle ($\Omega > 10\% \Omega_N$)

1-8 Couple électromagnétique

1-8-1 Couple instantané (cas idéal)

1-8.2 Couple électromagnétique moyen (cas idéal)

1-8.3 effets de la commutation sur le couple.

Chapitre-2 Capteur de position

2.1 Introduction

2.2 Description du capteur de position

2.3 Relations entre séquences de conduction des thyristors
- Capteur de position - machine Synchrone.

2.4 Emplacement du capteur de position sur la machine

2.4.1 1^{ère} Méthode

2.4.2 2^{ème} Méthode

Chapitre-3 Electronique de commande.

3-1 Introduction

3-2 - Conception et réalisation de la commande du commutateur

3.2.1 - Schéma du comparateur

3.2.2 - Multivibrateur astable (oscillateur)

3.2.2.1 - Fonctionnement de l'oscillateur

3.2.3 - Bloc d'amplification

3-3 - Circuit d'alimentation de la commande du
Commutateur de courant.

3.3.1 - Alimentation stabilisée et régulée.

Conclusion générale

Annexes

NOMENCLATURE

- v_{r1}, v_{r2}, v_{r3} : des tensions simples du réseau
- V_r : tension simple maximale du réseau
- α_1 : angle de retard à l'amorçage du Redresseur
- I_d : Courant Continu.
- L_d : Inductance de lissage.
- R_d : résistance de la bobine de lissage.
- $u_{d\alpha_1}$: tension redressée instantanée du redresseur
- $U_{d\alpha_1}$: tension moyenne du redresseur.
- $u_{d\alpha_2}$: tension redressée instantanée de l'onduleur
- $U_{d\alpha_2}$: tension moyenne de l'onduleur
- X_1 : réactance de commutation côté réseau par phase.
- X_0 : diverses réactions de l'induit
- X_c : réactance de commutation côté machine
- e_a, e_b, e_c : les f.e.m. simples de la machine.
- v_a, v_b, v_c : les tensions simples de la machine
- i_a, i_b, i_c : les courants dans la machine.
- i_{cc} : courant de court-circuit.
- U_c : tension composée de commutation
- V_m : tension simple maximale de la machine.
- i_1, i_2, i_3 : Courants de l'onduleur
- φ : déphasage entre la tension et courant de la machine
- ψ : déphasage entre la f.e.m. et courant de la machine.
- i_{r1}, i_{r2}, i_{r3} : les courants du réseau.
- Γ_{el} : couple électromagnétique instantané
- $\Gamma_{el(moy)}$: couple électromagnétique moyen.

INTRODUCTION

Dans l'industrie on utilise de plus en plus des entraînements à vitesse variable. Le but recherché par le fonctionnement en vitesse variable est souvent associé au fait que certaines tâches, d'un procédé global, doivent être effectuées dans des conditions bien déterminées.

Le moteur à courant continu se prête bien à ce mode de fonctionnement (vitesse variable), et ce par la simple variation de sa tension d'alimentation de l'induit.

Cependant le collecteur ne permet pas à la machine à courant continu d'avoir des vitesses dépassant certaines valeurs limites ou encore être soumise à une tension élevée.

Ceci détermine les limites d'utilisation du moteur à courant continu.

En plus la présence du collecteur nécessite un entretien suivi et empêche l'emploi dans les atmosphères explosives.

Ces limitations ont motivé le développement d'entraînement à vitesse variable faisant appel à des machines sans collecteur, ou pour certaines la fonction du collecteur est assurée par des semi-conducteurs (cas de la machine autopilotée)

Le choix entre le moteur synchrone et le moteur asynchrone dépend de plusieurs critères (puissance, vitesse, encombrement)

Le moteur asynchrone présente l'inconvénient d'exiger des convertisseurs mettant en oeuvre des circuits auxiliaires de commutation (condensateurs, ...) ce qui limite la gamme de puissances

(ne dépassant guère le MW), Par contre le moteur synchrone autopiloté présente le grand avantage par la simplicité du Convertisseur (commutateur de courant) qui alimente le moteur: onduleur non autonome.

Le moteur synchrone autopiloté présente une similitude avec le moteur à courant continu: La machine synchrone autopilotée n'est autre qu'une machine à courant continu où le Collecteur mécanique est représenté par un Convertisseur statique.

Cependant ce "collecteur" possède 6 lames (correspondant aux trois phases de la machine).

Le moteur synchrone autopiloté se présente comme la seule solution techniquement et économiquement valable pour les applications exigeant de grandes vitesses (> 6000 tr/mn); à des puissances très élevées (> 20 MW) comme c'est le cas dans certains domaines de l'industrie pétrochimique (réinjection du gaz) et dans les industries de transformations.

Notre travail a pour objectif de faire une étude théorique de la machine synchrone autopilotée et de réaliser la commande du commutateur de courant.

dans le chapitre 1 nous donnons le principe de fonctionnement de la machine synchrone autopilotée

dans le deuxième chapitre nous étudions le détecteur de position

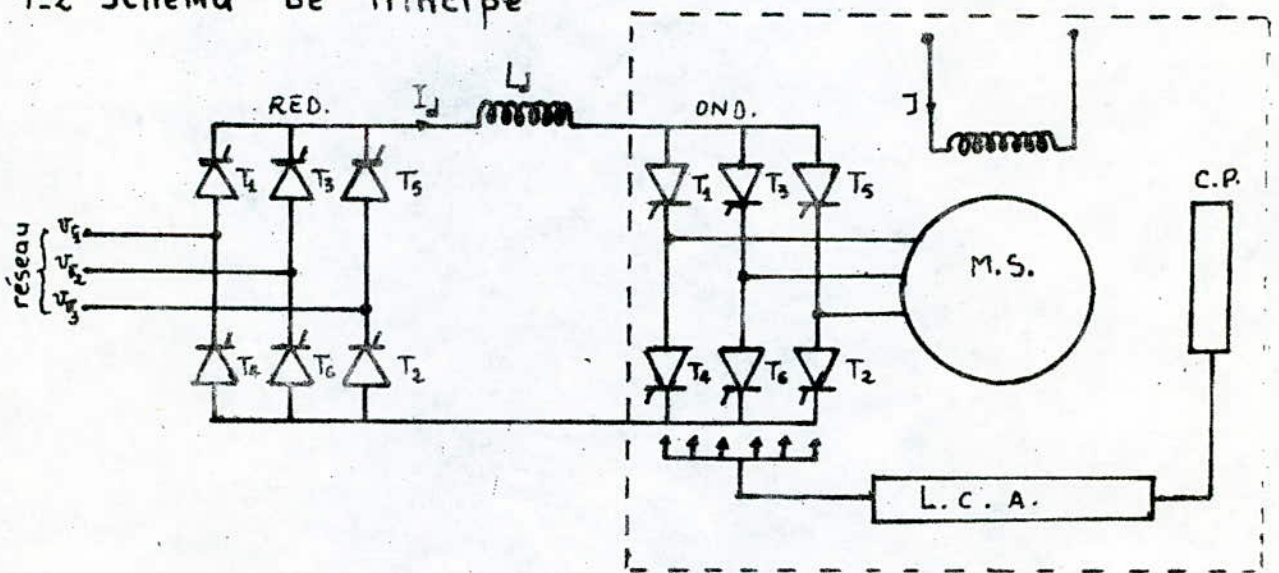
dans le chapitre trois nous faisons la conception et la réalisation de la commande du commutateur de courant.

CHAP.1 PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT

1.1 Introduction

La machine synchrone autopilotée fonctionne selon un principe assimilable à celui de la machine à courant continu. La seule différence est que : dans cette dernière la commutation du courant d'une lame du collecteur à une autre s'effectue par le passage des lames devant les balais, par contre dans la machine synchrone autopilotée, la commutation du courant se fait par les thyristors du commutateur commandés par le capteur de position du rotor. Cette solution écarte tout risque de décrochage. Tout ralentissement lent ou brusque de la machine, conduit automatiquement à une diminution de la fréquence des courants d'alimentation.

1.2 Schéma de Principe



C.P. : capteur de position

L.C.A. : logique de commande et d'amplification

fig (1-1) : Schéma de Principe

La partie électronique de puissance est constituée par deux Convertisseurs, en pont de Graëtz triphasé, reliés par un étage intermédiaire à courant continu lissé par une inductance L_d .

Dans le fonctionnement, en, moteur, le convertisseur côté réseau opère en redresseur et délivre l'énergie active au circuit intermédiaire à courant continu. Le convertisseur côté machine est pilotée par celle-ci et opère en onduleur (Commutateur de courant).

Il prend le courant continu et le commute périodiquement d'une phase du moteur à une autre : donc ce commutateur produit des courants triphasés à fréquence variable, de forme rectangulaire et de durée égale à 120° .

La commutation (désamorçage des thyristors) de l'onduleur est assurée par les forces électromotrices de la machine synchrone.

Cette dernière est surexcitée de manière à fournir l'énergie réactive nécessaire à la commutation.

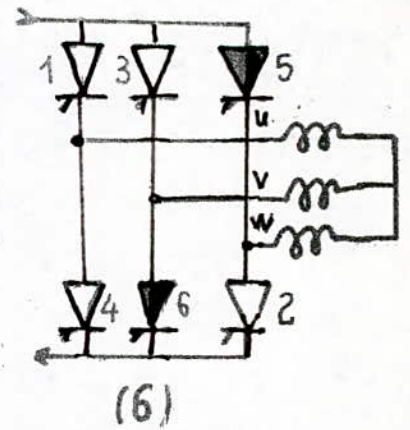
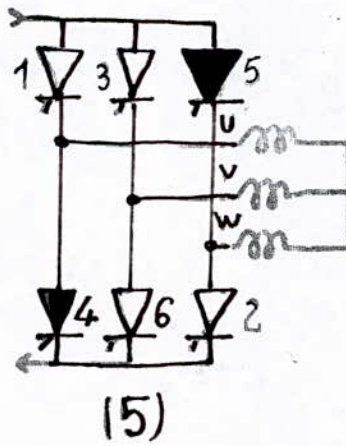
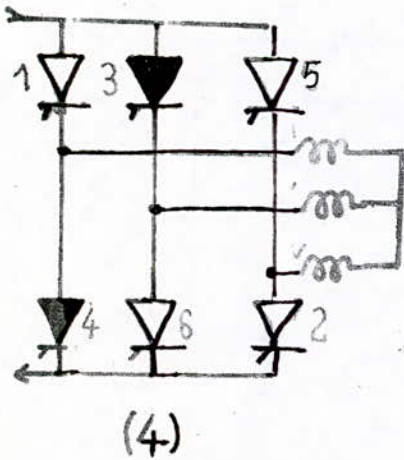
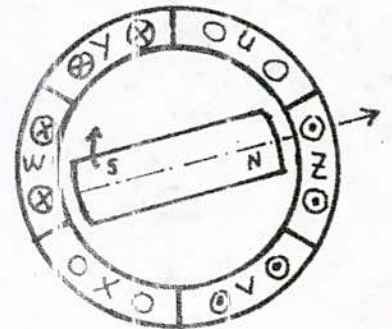
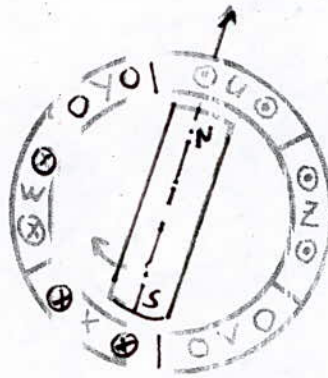
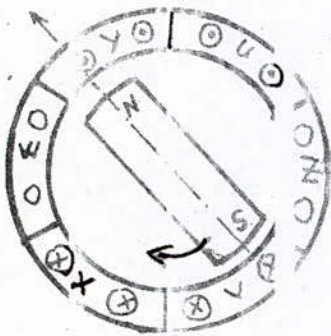
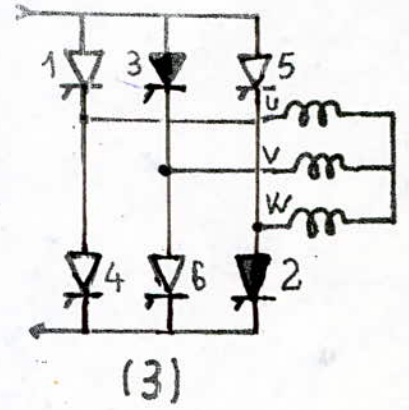
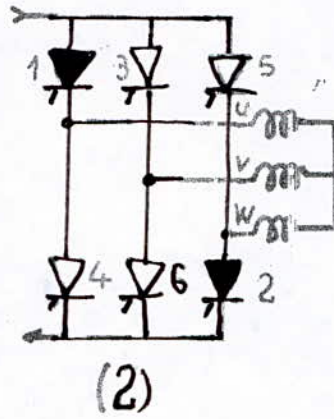
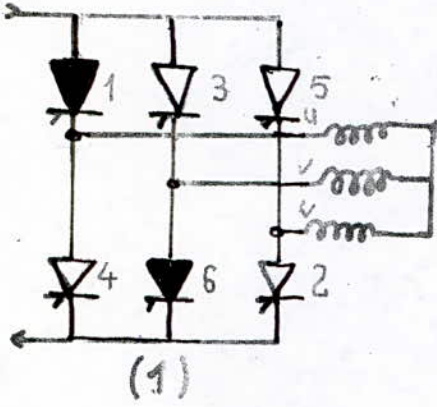
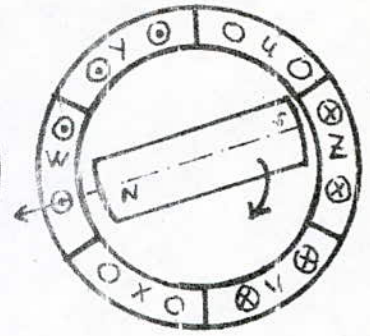
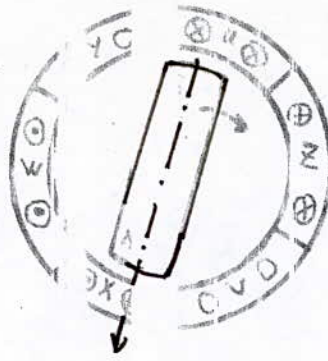
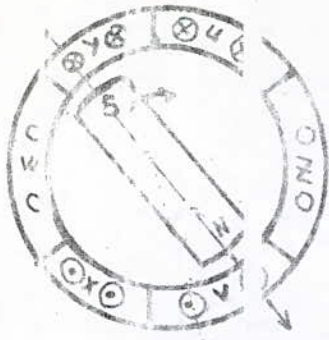
La commande de l'onduleur est effectuée à partir du capteur de position. Cet élément suit le mouvement du rotor et définit les instants d'amorçage des thyristors et ce en fonction des positions prises par l'axe polaire (par rapport aux bobines du stator)

1.3 Tensions et courants de la machine

Dans la fig (1.2), on a représenté la séquence d'allumage des thyristors du commutateur de courant.

En régime permanent, les phénomènes électriques se répètent tous les $\frac{T_c}{3\omega}$ secondes.

Cette période est composée de deux phases de fonctionnement.



Principe de fonctionnement du moteur Synchrone autopiloté

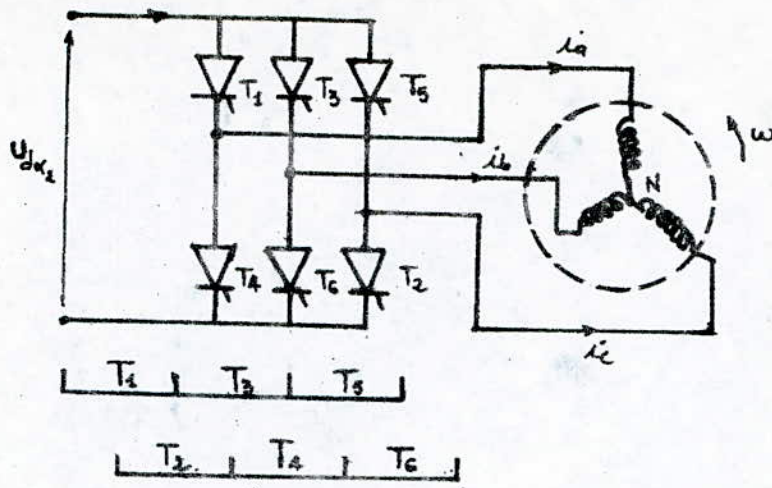


fig (1.2) - Séquence d'allumage des thyristors du commutateur

1-3-1 La phase de conduction

deux thyristors assurent la circulation du courant I_d dans deux phases de la machine. Comme nous le montre la fig (1.3)

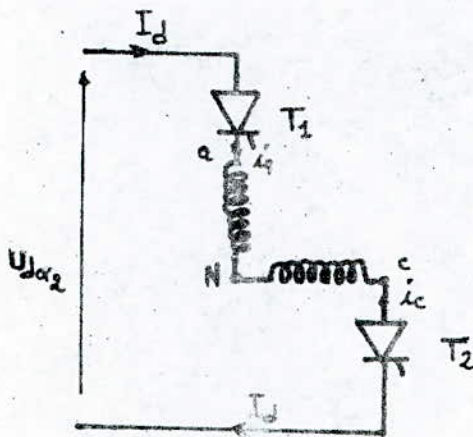


fig (1.3) - représentation de la machine synchrone pendant une conduction.

1-3-2 la phase de commutation

Le courant I_d est transféré d'un enroulement à l'autre. A ce moment là, trois thyristors sont en conduction mettant ainsi en court-circuit deux phases de la machine. Comme nous le montre la fig (1.4).

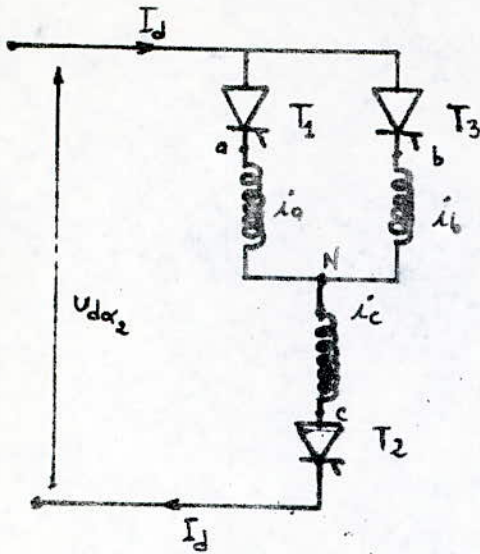


fig (1.4) représentation de la machine Synchronie pendant La Commutation

- la forme des courants et de la tension de la machine, pendant cet intervalle de commutation est représentée dans la fig (1.5) dans le cas idéal.

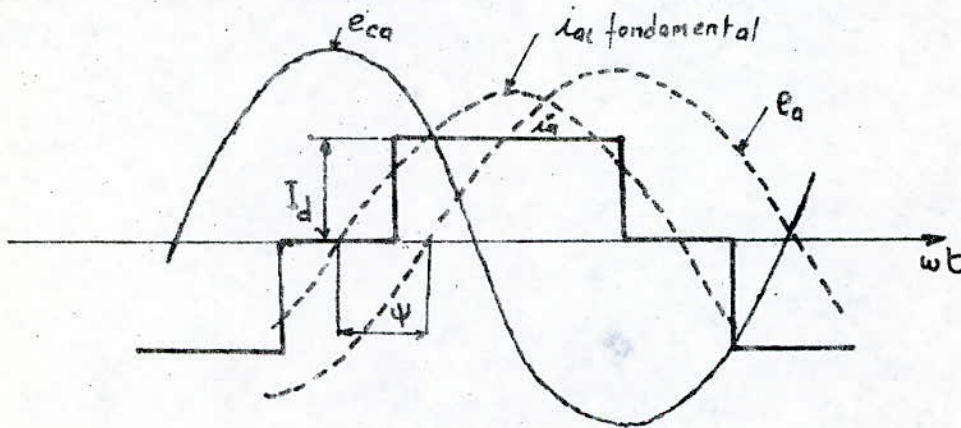


fig (1-5) - Courant et tension dans une phase de la machine Synchronie autopilotée pour le cas idéal

1-3-2.a phénomène d'empiètement

I- Définition

La machine présente des inductances de fuites, ces inductances ont pour effet de retarder la disparition du courant dans l'anode du thyristor qui conduit et de freiner l'apparition du

courant dans l'anode du thyristor qui va conduire, ainsi pendant certaine durée $\frac{\mu_2}{\omega}$ deux anodes débitent simultanément, on dit qu'il y a empiètement.

II. Détermination de μ_2 (Angle de commutation)

On suppose que le courant continu I_d est constant (l'inductance de lissage est suffisamment grande).

pendant la commutation les enroulements de la machine (phases) peuvent être représentés par des sources de tensions mises en série avec des inductances de commutations L_c . Comme nous le montre la fig (1-6)

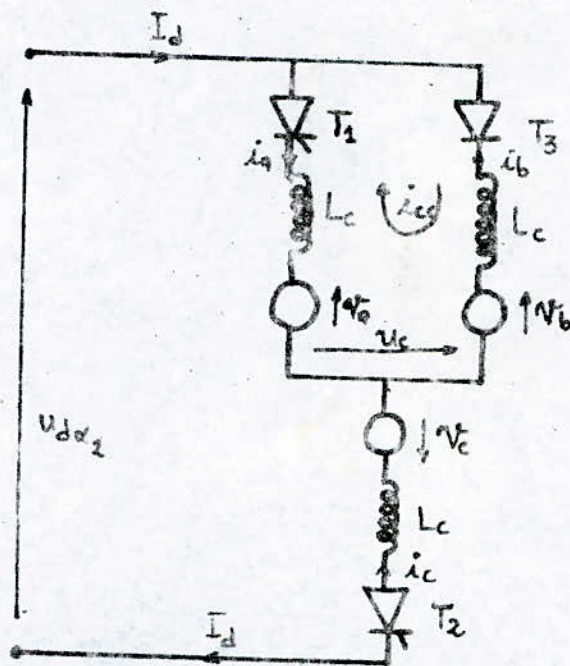


fig (1-6) - représentation de la machine pendant une commutation

d'après la fig (1-6) ; les équations de la commutation sont

$$v_a + L_c \frac{di_a}{dt} = v_b + L_c \frac{di_b}{dt} \quad (1-1)$$

$$\text{avec } \frac{di_a}{dt} = - \frac{di_b}{dt} \quad (1-2)$$

soit $2L_c \frac{di_b}{dt} = v_b - v_a = u_c$ (1-3) u_c : tension de commutation

Pour déterminer l'expression de u_c , on considère la fig (1-7).

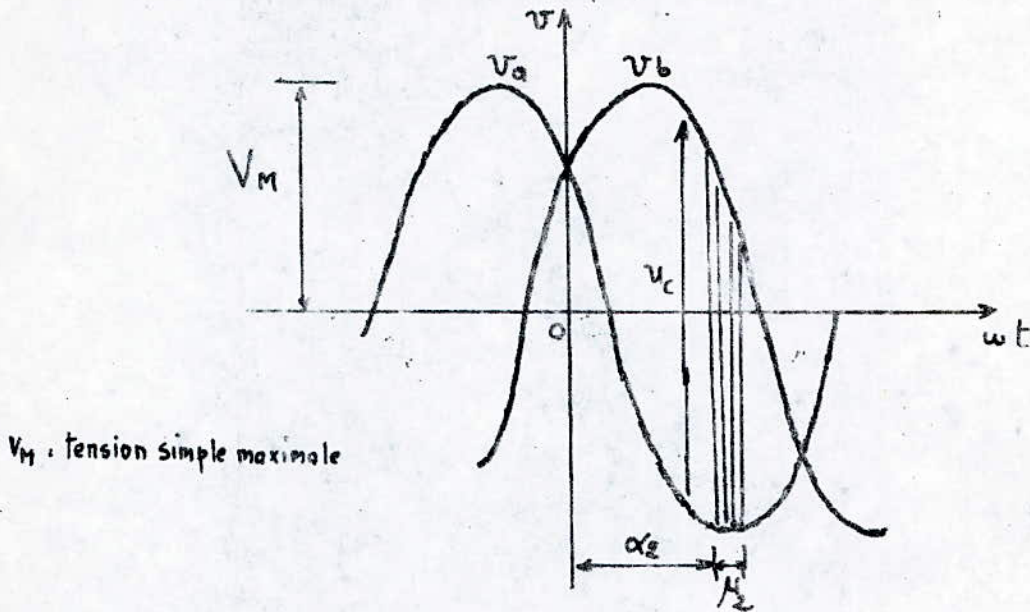


fig (1-7) - allure de la tension u_c

d'après la fig (1-7) on a $u_c = \sqrt{3} V_M \sin \omega t$ (1-4)

donc l'expression (1-3) devient

$$2L_c \frac{di_b}{dt} = \sqrt{3} V_M \sin \omega t \quad (1-5)$$

la commutation est terminée, quand simultanément le courant i_a est annulé alors que le courant i_b a atteint I_d

donc

$$2L_c \int_0^{I_d} \frac{di_b}{dt} = \sqrt{3} V_M \int_{\frac{\alpha_2}{\omega}}^{\frac{\alpha_2 + \mu_2}{\omega}} \sin \omega t dt \quad (1-6)$$

d'après l'expression (1-6), l'angle de commutation μ_2 est déterminé à partir de l'expression

$$\cos(\alpha_2 + \mu_2) = \cos \alpha_2 - \frac{2L_c \omega I_d}{\sqrt{3} V_M} = \cos \alpha_2 - \frac{2X_c I_d}{\sqrt{3} V_M} \quad (1-7)$$

Remarque: On constate que μ_2 dépend de α_2 , I_d et V_M

la commutation est possible si i_b atteint I_d et

$$\text{si } \mu_2 < \frac{\pi}{3}$$

1. - b Détermination de l'inductance de commutation L_c

Une commutation est un court-circuit subtransitoire biphasé.

L'inductance de commutation est déterminée par les deux inductances subtransitoires (longitudinale et transversale L''_d, L''_q) des deux axes d et q de la machine synchrone.

La détermination de L_c est donnée avec ^{une} bonne approximation par l'expression (1-8) :

$$X_c = L_c \omega = \frac{X''_d + X''_q}{2} \quad (1-8)$$

où X''_d et X''_q sont les réactances subtransitoires de la machine

1. - c tension continue pendant l'empiètement

le phénomène d'empiètement a une influence sur la tension continue $u_{d\alpha_2}$. Pendant la durée de la commutation les deux inductances L_c , parcourues par le courant de court-circuit i_{cc} , fonctionnent comme un diviseur de tension inductive.

La tension vue aux bornes du commutateur pendant la commutation de T_1 à T_3 par exemple, est égale à :

$$u_{d\alpha_2} = + \frac{v_a + v_b}{2} - v_c \quad (1-9)$$

Ceci permet donc de déterminer la forme d'onde de la tension et du courant pour une phase de la machine fig (1-9).

En commutation naturelle, le fondamental du courant dans une phase est en avance par rapport à la tension de cette même phase d'un angle φ (voir plus loin)

- la valeur efficace du fondamental du courant dans une phase est donnée approximativement par la relation

$$I_{a\text{eff}} = \frac{\sqrt{6}}{\pi} I_d \quad (1-10)$$

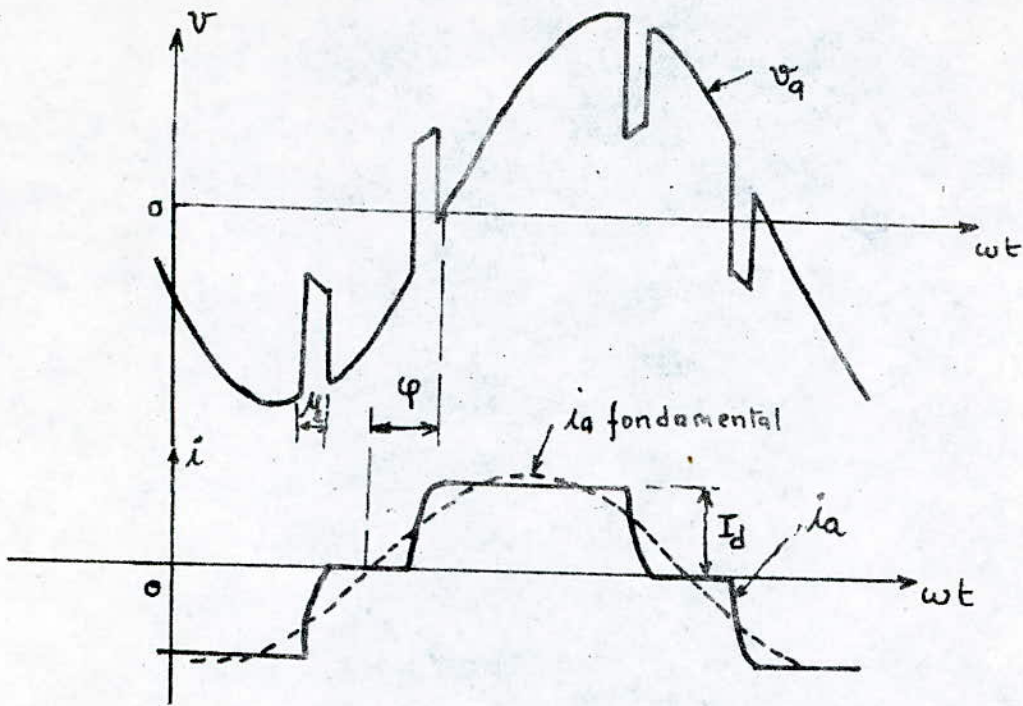


fig (1-8) - tension et courant dans une phase de la machine synchrone autopilotée

1.4 - Schéma unifilaire de la machine Synchrone autopilotée

1.4.1 hypothèses

- les résistances côté réseau et côté machine sont nulles.
- l'inductance de lissage L_d infinie et de résistance R_d

1-4-2 schéma unifilaire

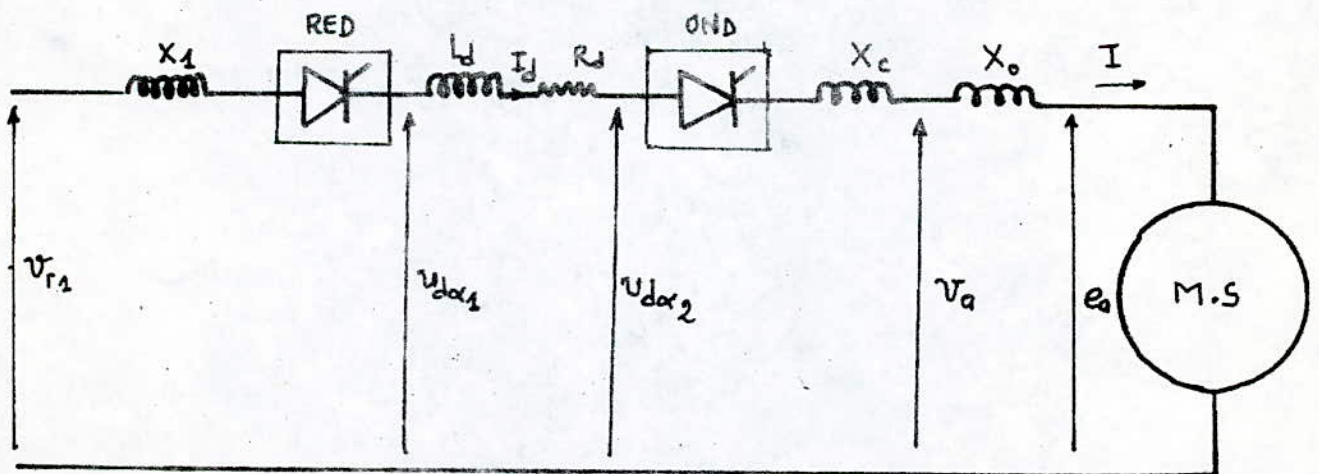


fig (1-9) schéma unifilaire de la machine synchrone autopilotée

1-4.3 Détermination de la tension moyenne redressée $U_{d\alpha_1}$

le schéma du redresseur et le suivant fig (1-10)

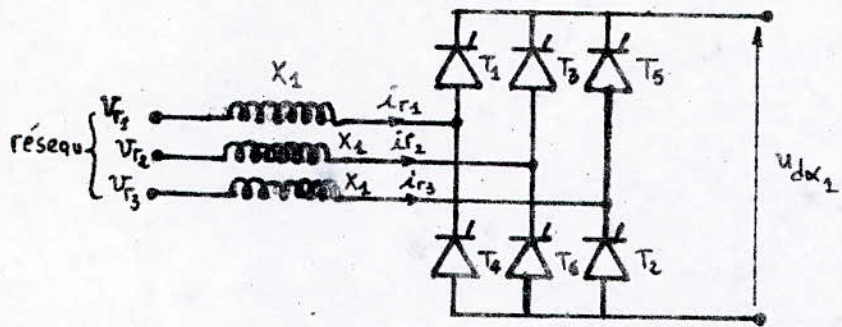


fig (1-10) schéma du redresseur

L'allure de la tension continue $u_{d\alpha_1}$, en tenant compte de l'effet de la commutation, et celle des trois courants i_{r1} , i_{r2} , i_{r3} à l'entrée du pont est indiquée dans la fig (1-11)

La valeur moyenne de la tension redressée est donnée par

$$U_{d\alpha_1} = U_{di\alpha_1} - \Delta U_1 \quad (1-11)$$

avec

$U_{di\alpha_1}$: la valeur moyenne de la tension continue idéale du redresseur

ΔU_1 : chute de tension inductive

on a:

$$U_{di\alpha_1} = \frac{3}{2\pi/3} \int_{\pi/6 + \alpha_1}^{\pi/6 + \alpha_1 + \pi/3} \sqrt{2} V_r \sin \omega t \, d\omega t \quad (1-12)$$

d'où

$$U_{di\alpha_1} = \frac{3\sqrt{6}}{\pi} V_r \cos \alpha_1 \quad (1-13)$$

Pendant la commutation, le phénomène d'empêchement provoque une réduction de la valeur instantanée de la tension continue $u_{d\alpha_1}$.

Par conséquent la valeur moyenne de la tension continue $U_{d\alpha_1}$ est inférieure à la valeur idéale $U_{di\alpha_1}$.

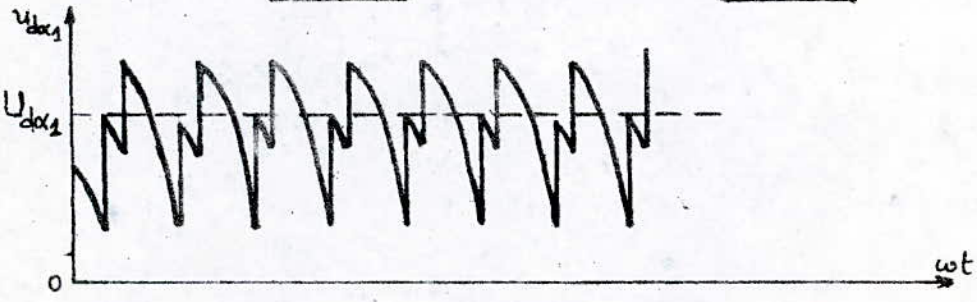
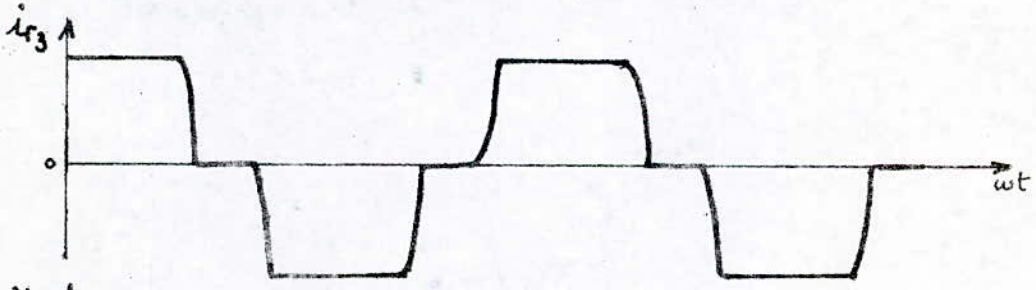
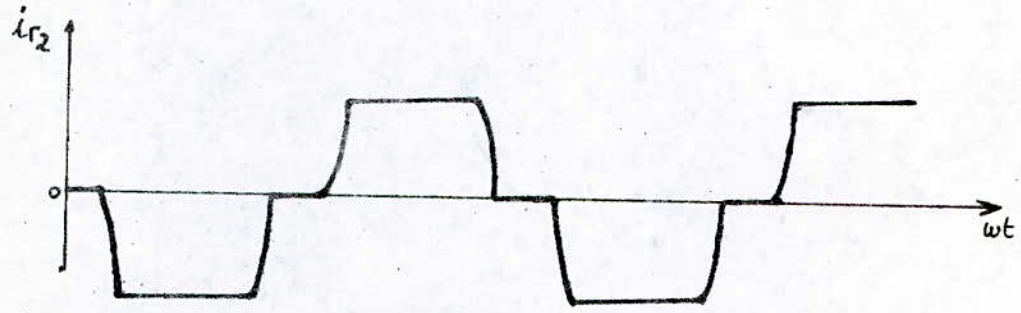
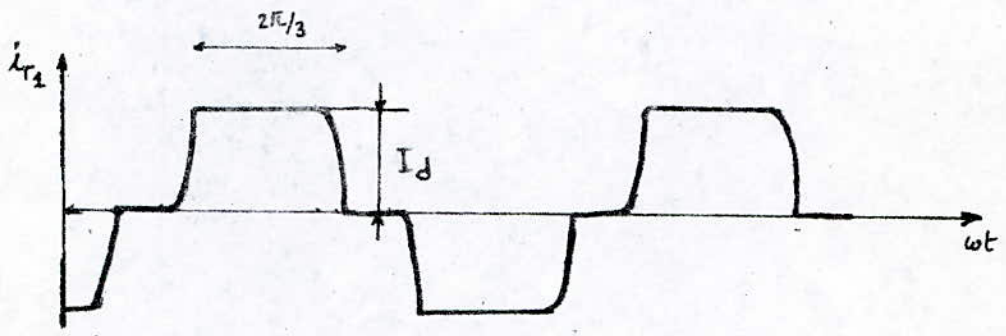
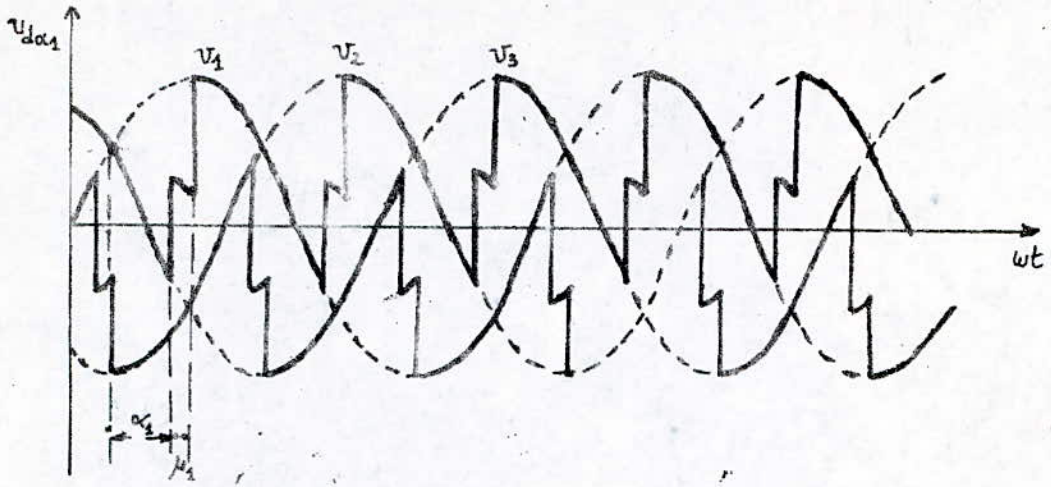


fig (1-11) Allure des tensions et des courants du redresseur en tenant compte du phénomène d'empiètement.

La différence, que l'on désigne par le symbole ΔU_1 vaut

$$\Delta U_1 = U_{d\alpha_1} - U_{d\alpha_2} \quad (1-14)$$

ou bien

$$\Delta U_1 = \frac{1}{2\pi/3} \int_{\alpha_1}^{\alpha_1 + \mu_1} \sqrt{2} V_r \sin \omega t \, d\omega t \quad (1-15)$$

d'où
$$\Delta U_1 = \frac{3\sqrt{2}}{2\pi} V_r [\cos \alpha_1 - \cos(\alpha_1 + \mu_1)] \quad (1-16)$$

or par analogie avec l'expression (1-7) on a

$$\cos \alpha_1 - \cos(\alpha_1 + \mu_1) = \frac{2X_1 I_d}{\sqrt{2} V_r} \quad (1-17)$$

donc

$$\Delta U_1 = \frac{3X_1 I_d}{\pi} \quad (1-18)$$

d'après les expressions (1-13) et (1-18), la tension moyenne redressée $U_{d\alpha_1}$ est égal à :

$$U_{d\alpha_1} = \frac{3\sqrt{6}}{\pi} V_r \cos \alpha_1 - \frac{3X_1 I_d}{\pi} \quad (1-19)$$

1-4-4 Détermination de la tension moyenne redressée $U_{d\alpha_2}$

le schéma de l'onduleur est le suivant fig (1-12)

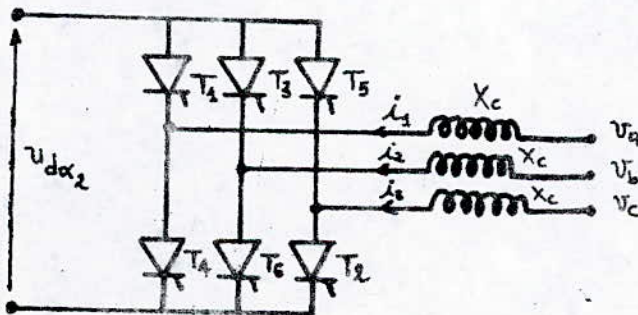


fig (1-12) : schéma de l'onduleur

la valeur moyenne $U_{d\alpha_2}$ est donnée par

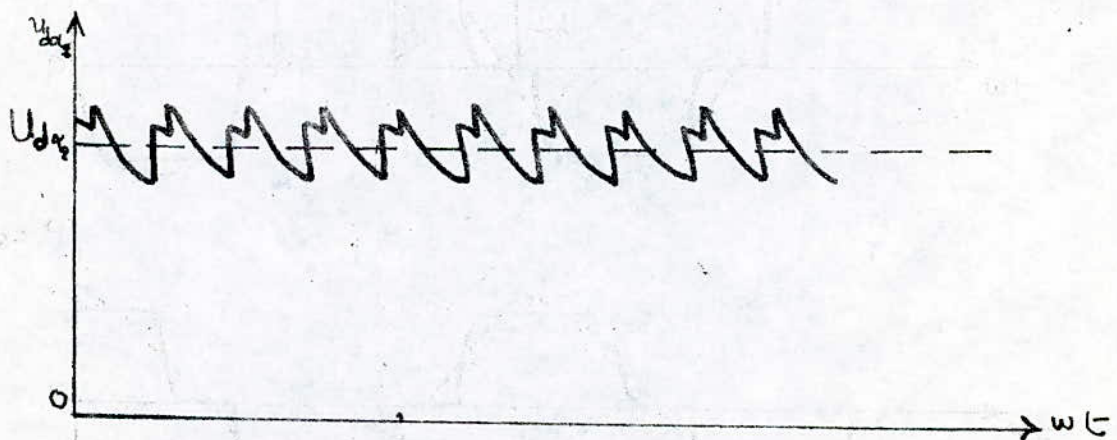
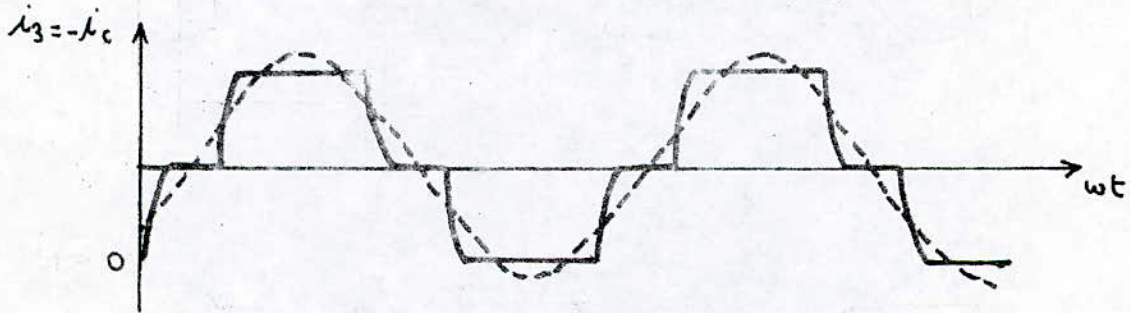
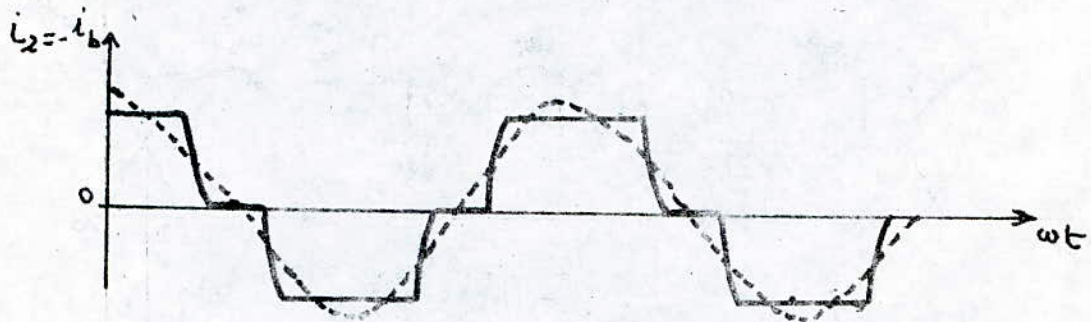
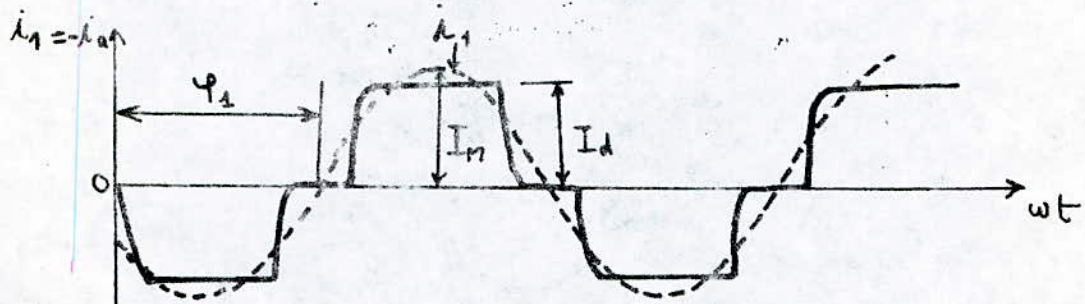
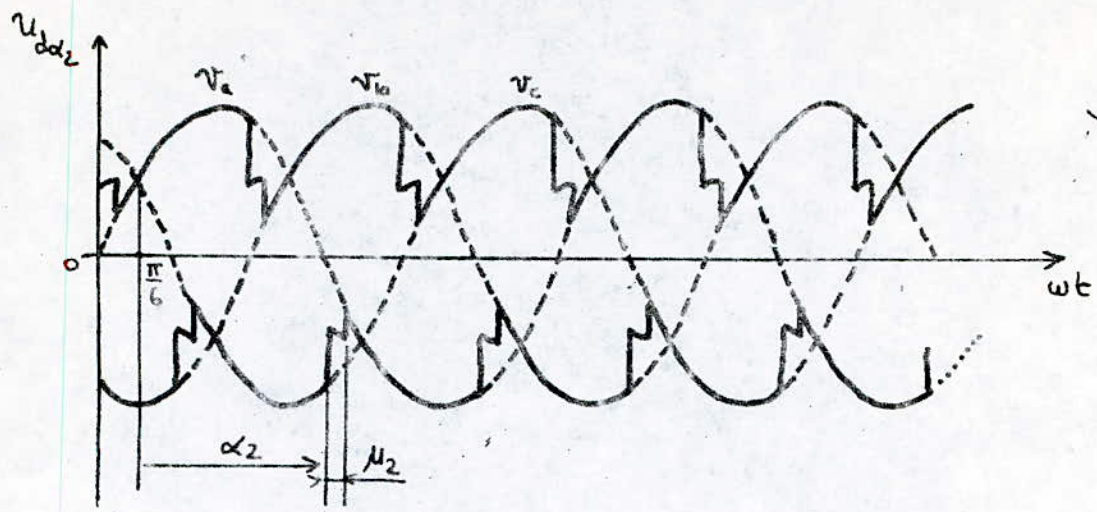


Fig (1.13) allure des tensions et des courants de l'onduleur en tenant compte du phénomène d'empiètement

$$U_{d\alpha_2} = U_{di\alpha_2} - \Delta U_2 \quad (1-20)$$

avec

$U_{di\alpha_2}$: la valeur moyenne de la tension continue idéale aux bornes de l'onduleur

ΔU_2 : chute de tension inductive

d'après la fig (1-13), la valeur de $U_{di\alpha_2}$ est donnée par

$$U_{di\alpha_2} = \frac{2}{2\pi/3} \int_{\frac{\pi}{2} + \alpha_2}^{\frac{3\pi}{2} + \alpha_2} -\sqrt{2} V \sin \omega t \, d\omega t \quad (1-21)$$

d'où

$$U_{di\alpha_2} = -\frac{3\sqrt{6}}{\pi} V \cos \alpha_2 \quad (1-22)$$

- Pendant la commutation, le phénomène d'empiètement provoque une réduction de la valeur instantanée de la tension continue $u_{d\alpha_2}$. Par conséquent la valeur moyenne de la tension continue $U_{d\alpha_2}$ est inférieure à la valeur idéale $U_{di\alpha_2}$.

La différence, que l'on désigne par le symbole ΔU_2 vaut

$$\Delta U_2 = U_{di\alpha_2} - U_{d\alpha_2} \quad (1-23)$$

ou bien

$$\Delta U_2 = \frac{1}{2\pi/3} \int_{\alpha_2}^{\alpha_2 + \mu_2} \sqrt{2} V \sin \omega t \, d\omega t \quad (1-24)$$

d'où

$$\Delta U_2 = \frac{3\sqrt{2}}{2\pi} V \left[\cos(\alpha_2 + \mu_2) - \cos \alpha_2 \right] \quad (1-25)$$

or d'après l'expression (1-7) on a

$$-\cos(\alpha_2 + \mu_2) + \cos \alpha_2 = \frac{2X_c I_d}{\sqrt{3} V_M} \quad (1-26) \quad \text{avec } V_M = \sqrt{2} V$$

donc l'expression (1-25) devient

$$\Delta U_2 = -\frac{3X_c I_d}{\pi} \quad (1-27)$$

d'après les expressions (1-22) et (1-27) on a

$$U_{d\alpha_2} = -\frac{3\sqrt{6}}{\pi} V \cos\alpha_2 + 3 \frac{X_c I_d}{\pi} \quad (1-28)$$

1-4-5-Détermination du déphasage φ

Dans la fig (1-13) on a représenté (en grandeurs relatives) les tensions v_a, v_b et v_c aux bornes de l'enroulement triphasé du stator de la machine, et les trois courants alternatifs i_1, i_2 et i_3 de l'onduleur. Ces derniers sont définis positifs en direction de l'onduleur. Par contre, les courants statoriques sont définis positifs en direction du moteur.

Par conséquent, ces courants sont en opposition de phase ($i_1 = -i_a, i_2 = -i_b, i_3 = -i_c$).

Comme on le voit à la figure, l'onde fondamentale du courant alternatif de l'onduleur est retardée d'un angle φ_1 .

En négligeant le phénomène de la commutation on a $\varphi_1 = \alpha_2$.

En tenant compte de l'empiètement, on a, avec une bonne approximation $\varphi_1 = \alpha_2 + \mu_2/2$ (1-29)

Le courant statorique, du moteur synchrone est opposé au courant de l'onduleur.

L'onde fondamentale du courant statorique est donc déphasée d'un angle $\varphi = \pi - \varphi_1$ (1-30)

d'où

$$\varphi = \pi - \left(\alpha_2 + \frac{\mu_2}{2} \right) \quad (1.31)$$

(le fondamental du courant d'une phase est en avance par rapport à la tension de la même phase de l'angle φ)

1-5. Relation entre α_1 et α_2

La tension U_L aux bornes de la bobine de lissage est donnée par l'expression

$$U_L = R_d I_d \quad (1-32)$$

ou bien

$$U_L = U_{d\alpha_1} - U_{d\alpha_2} \quad (1-33)$$

si on néglige la résistance ohmique R_d , la valeur moyenne de la tension U_L doit être nulle. Ainsi les valeurs moyennes des tensions $U_{d\alpha_1}$ et $U_{d\alpha_2}$ sont liées par la relation

$$U_{d\alpha_1} = U_{d\alpha_2} \quad (1-34)$$

ou bien

$$\frac{3\sqrt{6}}{\pi} V_r \cos \alpha_1 - \frac{3X_L I_d}{\pi} = -\frac{3\sqrt{6}}{\pi} V \cos \alpha_2 + \frac{3X_C I_d}{\pi} \quad (1-35)$$

ou bien

$$\cos \alpha_1 = \frac{V}{V_r} \cos(\pi - \alpha_2) + \frac{(X_L + X_C) I_d}{\sqrt{6} V_r} \quad (1-36)$$

- Cette relation donne la condition de contrôle pour les deux angles de retard d'allumage α_1 et α_2 .

Normalement α_2 est maintenu constant à la limite de fonctionnement en onduleur, tandis que α_1 est ajusté de manière à satisfaire de condition.

De la relation (1-36) découle aussi la condition suivante si le convertisseur de courant côté réseau fonctionne en redresseur, l'autre doit fonctionner en onduleur.

1.6 Démarrage ($\Omega < 10\% \Omega_N$: Commutation forcée)

Aux basses fréquences (en dessous de quelques hertz), la commutation naturelle est impossible, car la force électromotrice induite dans les enroulements de la machine est faible et insuffisante pour assurer le blocage des thyristors.

d'après l'expression (1-7), l'angle de commutation μ_2 croît lorsque la tension V_M décroît. La commutation naturelle est possible si cet angle est inférieur à $\frac{\pi}{3}$.

Cet état de non commutation à faibles vitesses n'est pas seulement dû à une augmentation excessive de l'angle de commutation μ_2 , mais également à une décroissance en fonction de la vitesse, du courant que peut commuter la machine.

En pratique cette fréquence limite est environ de 10% de la fréquence nominale ($\Omega < 10\% \Omega_N$).

Pour qu'il y ait commutation aux faibles vitesses, on doit faire appel au procédé de démarrage suivant:

1.6-1 Démarrage à l'aide d'un thyristor de roue libre

on a choisi ce procédé pour différentes raisons qui sont:

- Il ne demande pas un grand investissement du matériel
- Il ne génère pas de trous de couple très importants, car le temps d'extinction du courant I_d est court.
- Il permet d'obtenir un démarrage beaucoup plus rapide.

Ce procédé consiste à annuler le courant dans l'onduleur (pour permettre la commutation) à l'aide d'un thyristor de roue libre qui met l'inductance de lissage en court-circuit à chaque

changement de position du rotor.

le thyristor de roue libre entre en conduction, quand la tension aux bornes du pont redresseur (ce dernier fonctionnant alors en butée onduleur) est négative.

Dans ce cas les thyristors de l'onduleur qui étaient conducteurs s'éteignent. Dès que la tension aux bornes du redresseur redevient positive le thyristor de roue libre se bloque; le courant I_d passe dans le circuit qu'il doit avoir durant le $1/6$ de tour qui commence

Ceci est illustré dans la figure suivante

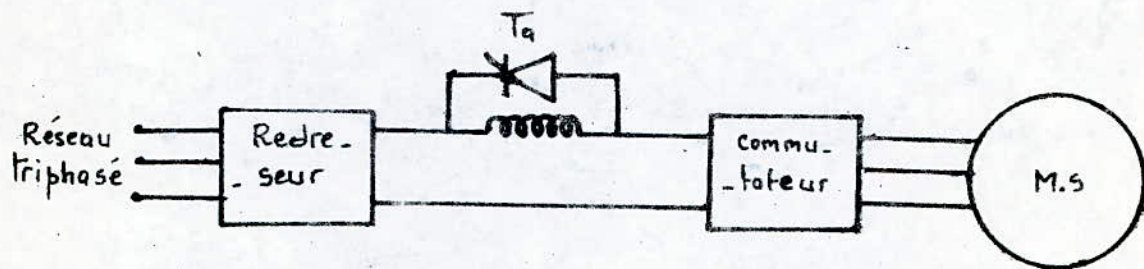


fig (1-14) - Principe de la commutation forcée par thyristor auxiliaire

d'où les allures des courants et tensions des différentes parties du montage fig (1.15)

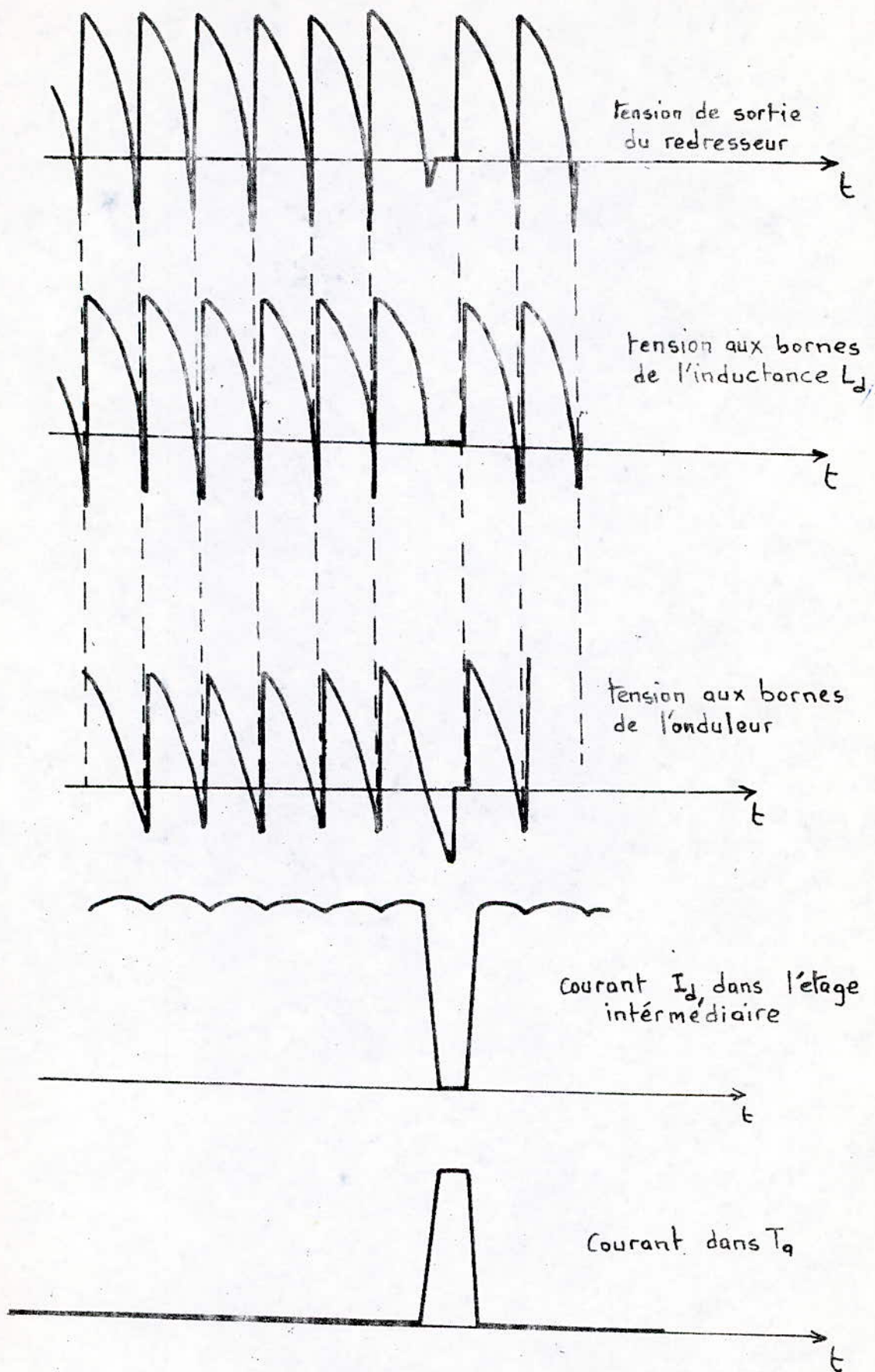


fig (4.15) Commutation forcée par thyristor
auxiliaire de roue libre

1-7 Commutation Naturelle ($\Omega > 10\% \Omega_N$)

Il y a possibilité de commutation naturelle si la machine commandée possède des forces électromotrices propres, capables d'assurer l'extinction des thyristors, et si le fondamental du courant d'une phase de la machine, est déphasé en avant sur la force électromotrice de la même phase d'un angle ψ . En pratique ce mode de fonctionnement est possible pour une vitesse Ω supérieure à 10% de la vitesse nominale de la machine.

En fait, il faut que la force électromotrice de la machine soit supérieure aux chutes de tension internes d'une quantité suffisante pour assurer la commutation du courant de travail.

En supposant atteinte la vitesse à partir de laquelle le fonctionnement en onduleur synchrone est possible, celui-ci se passe de la manière suivante :

L'onduleur commute comme sur un réseau, grâce à la force électromotrice de la machine. L'énergie est prélevée dans la boucle à courant continu et est transférée dans la machine qui fonctionne en moteur.

Sous l'effet de l'apport d'énergie le moteur accélère. Les commutations de l'onduleur étant pilotées à partir de la vitesse de rotation de manière où rester toujours synchrones de la tension, le fonctionnement est assuré quelle que soit la fréquence (dans les limites propres du matériel).

4-8. Couple électromagnétique

La commutation séquentielle du courant continu I_d dans les phases de la machine crée un champ synchronisé au rotor.

Ce champ statorique tournant varie par pas de $\frac{\pi}{3}$ et ne prend que des positions fixes.

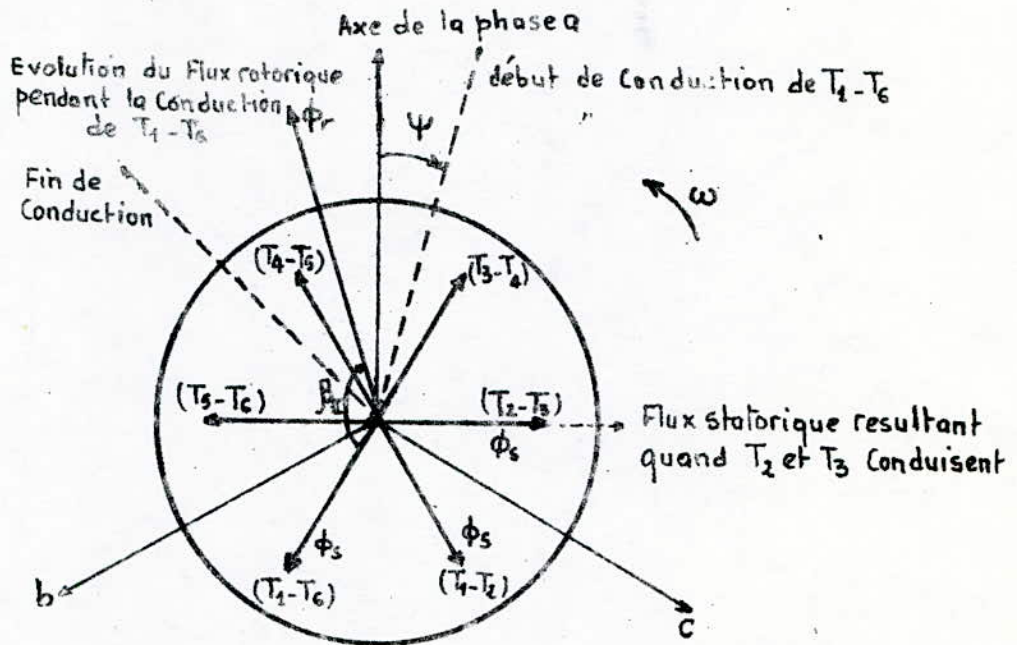


Fig (1-16) - Position relative de ϕ_r et ϕ_s entre deux commutation et représentation du flux statorique à chaque conduction

Pendant l'intervalle de temps séparant deux commutations, le flux statorique ϕ_s reste immobile et le flux rotorique ϕ_r tourne avec une vitesse constante ω .

Soit β_x l'angle de décalage entre le flux statorique et le flux rotorique, cet angle varie périodiquement - période $\frac{\pi}{3\omega}$ secondes - entre un minimum et un maximum.

Par conséquent, le couple moteur développé est une fonction périodique, avec une période de $\frac{\pi}{3\omega}$.

1-8-1 Couple instantané (Cas idéal)

Le couple électromagnétique instantané pendant un intervalle de temps séparant deux commutations est donné par l'expression

$$\Gamma_{el} = k \phi_r \phi_s \sin \beta_r \quad (1-37)$$

$$\text{où } \beta_r = \frac{2\pi}{3} + \psi - \omega t \quad \text{pour } 0 < \omega t < \frac{\pi}{3}$$

la fig. (1-17) montre l'allure du couple électromagnétique en fonction du temps pour différentes valeurs de ψ .

- On voit que l'ondulation de couple augmente avec ψ et atteint un maximum pour $\psi = 90^\circ$

1-8-2 Couple électromagnétique moyen (Cas idéal)

le couple électromagnétique moyen est donné par l'expression:

$$\Gamma_{el}(\text{moy}) = \frac{1}{\pi/3} \int_0^{\pi/3} k \phi_r \phi_s \sin\left(\frac{2\pi}{3} + \psi - \omega t\right) d\omega t$$

$$\text{d'où } \Gamma_{el}(\text{moy}) = \frac{3}{\pi} k \phi_r \phi_s \cos \psi \quad (1-38)$$

- On remarque que le couple électromagnétique moyen est maximal pour $\psi = 0$ - voir fig (1-17) .

Le fonctionnement en commutation naturelle n'est possible que pour $\psi > 0$ (la machine surexcitée fournit l'énergie réactive nécessaire à la commutation).

Par conséquent, la machine synchrone autopilotée fonctionne toujours en-dessous du couple maximal - sauf au démarrage -

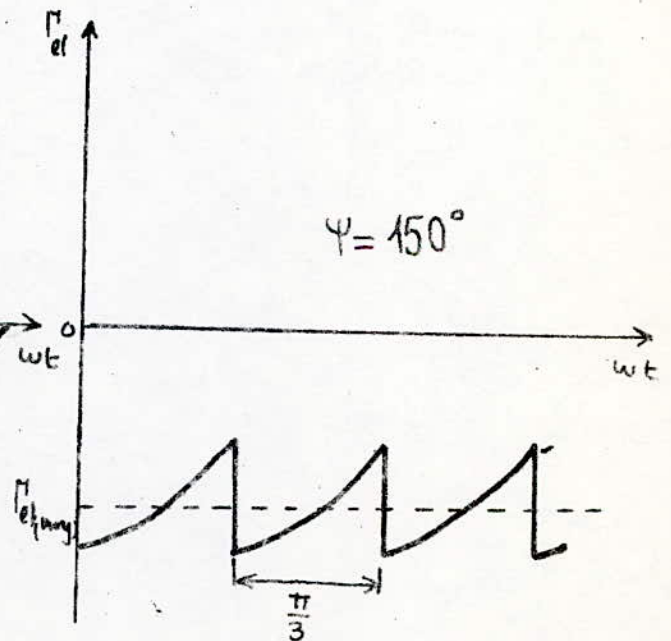
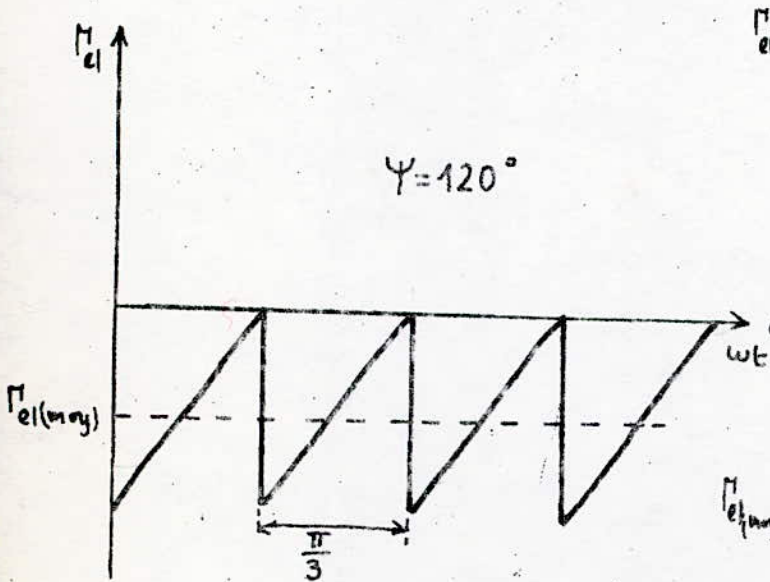
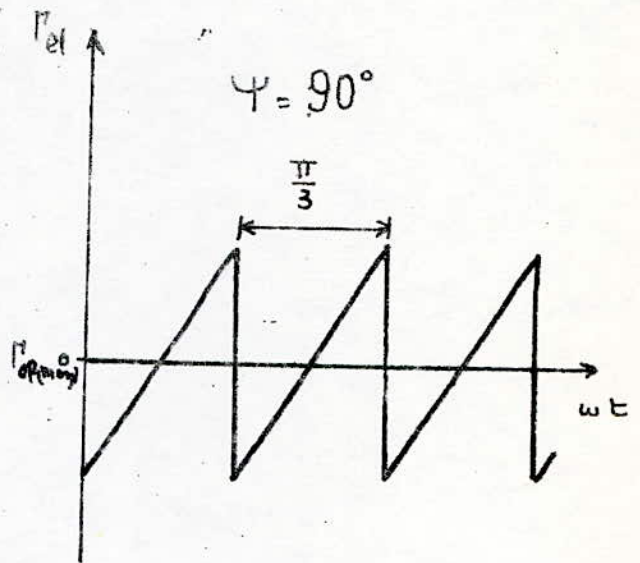
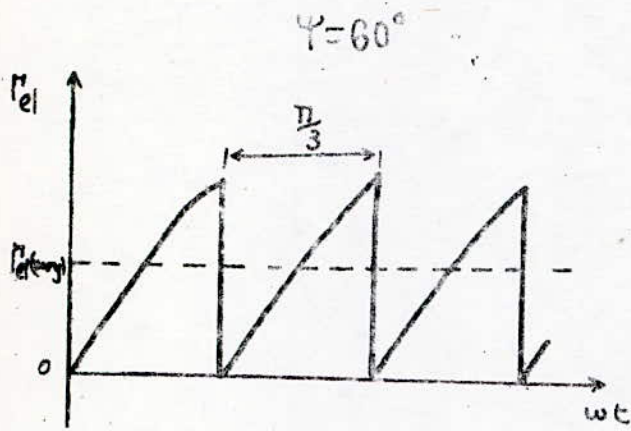
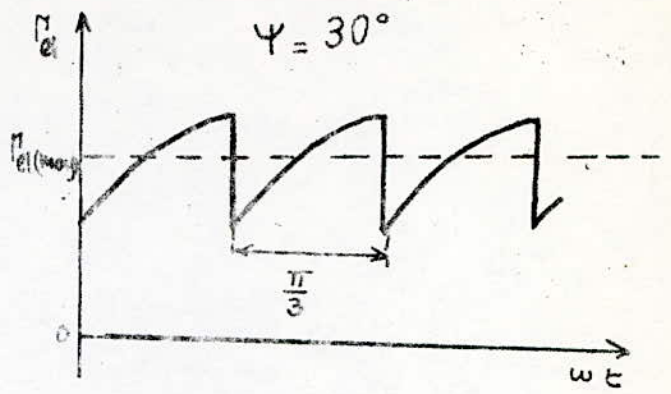
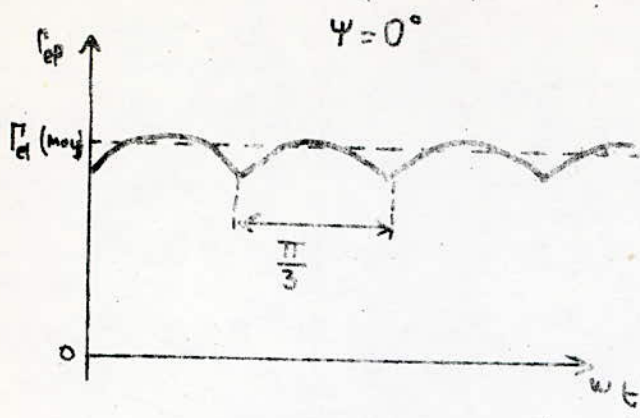


Fig (4.17) : allure du couple électromagnétique pour différentes valeurs de Ψ

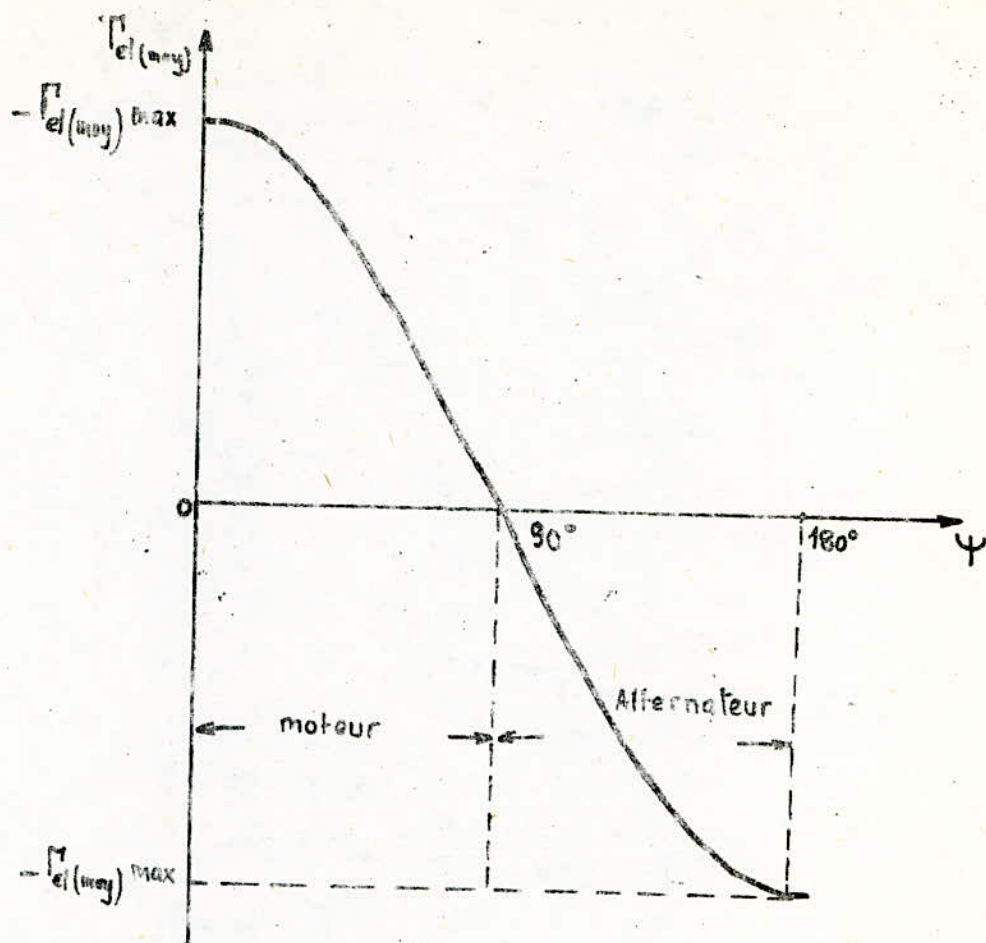


fig (1-18) - Couple électromagnétique moyen en fonction de ψ

1-8-3 Effets de la commutation sur le Couple.

Lorsque l'angle de commutation n'est pas négligeable, l'allure des courbes obtenues précédemment - fig (1-17) - est modifiée légèrement.

- Pendant l'intervalle de commutation, le flux statorique tourne rapidement pour aller à la position suivante voir fig (1-16).
- Considérons que ce mouvement est linéaire car la vitesse de rotation est constante : pendant cette durée le rotor continue à tourner dans le même sens mais à une vitesse plus faible. Nous nous retrouvons alors dans le cas de l'intervalle entre deux commutations (la position relative entre les flux statorique et rotorique varie linéairement en fonction du temps).

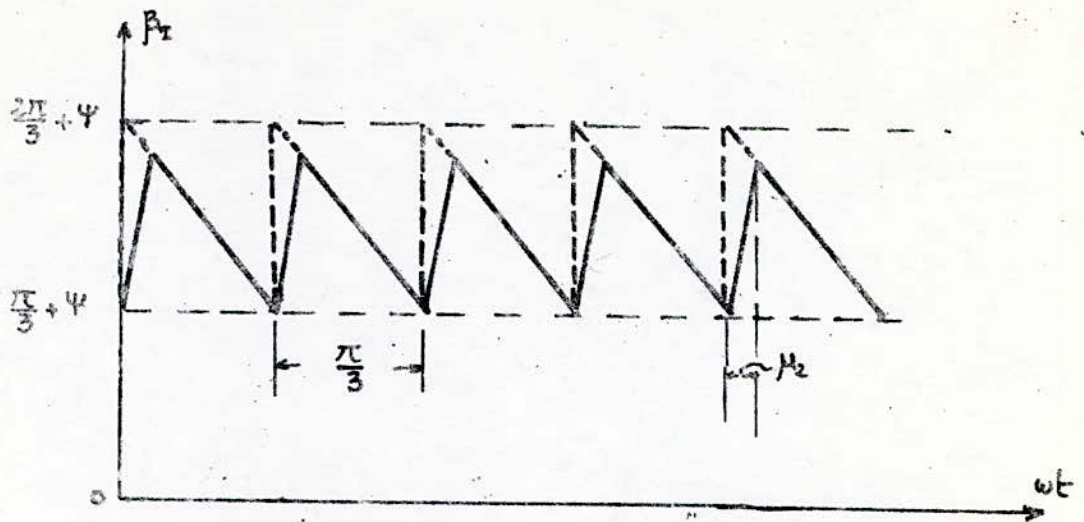


Fig. (1-19) effets de la commutation sur l'angle β_2

- On remarque que la commutation diminue l'angle β_2 voir fig.(1-19)

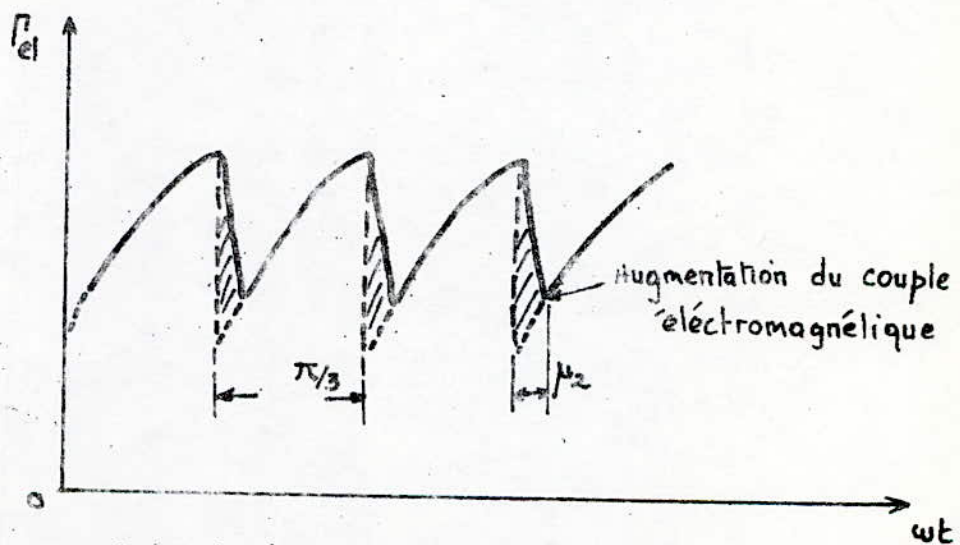


fig (1-20) effets de la commutation sur le couple électromagnétique.

- la commutation a pour conséquence, pour un angle d'amorçage donné, de réduire l'ondulation du couple moteur instantané et d'augmenter la valeur du couple moteur moyen de la machine - voir fig.(1-20) .

CHAP.2 CAPTEUR DE POSITION

2-1 Introduction

L'élément de base pour ce mode de commande (l'autopilote) est le capteur de position. Cet élément suit le mouvement du rotor et définit l'amorçage de chaque thyristor dès que l'axe polaire prend une position déterminée par rapport aux bobines du stator.

Dans la pratique ce dernier est réalisé selon plusieurs techniques qui se distinguent entre elles par l'élément détecteur (photo détecteur, magnéto détecteur, ...) et par l'électronique de mise en forme des signaux issus de ce dernier.

Le détecteur de position qu'on a utilisé est un détecteur à photodiodes, dont les avantages sont les suivants

- Il est facile à réaliser.
- Il ne demande pas un circuit de commande des thyristors compliqué.
- Coût de réalisation faible.
- Il indique, dans n'importe quelle condition, la position du disque. (par rapport à $p \times 6$ secteurs angulaires définis, p étant le nombre de paires de pôles).

2-2 Description du capteur

Le capteur de position comprend deux parties totalement indépendantes voir figure (2-1)

- L'une formée d'un disque solidaire du rotor (roue polaire)

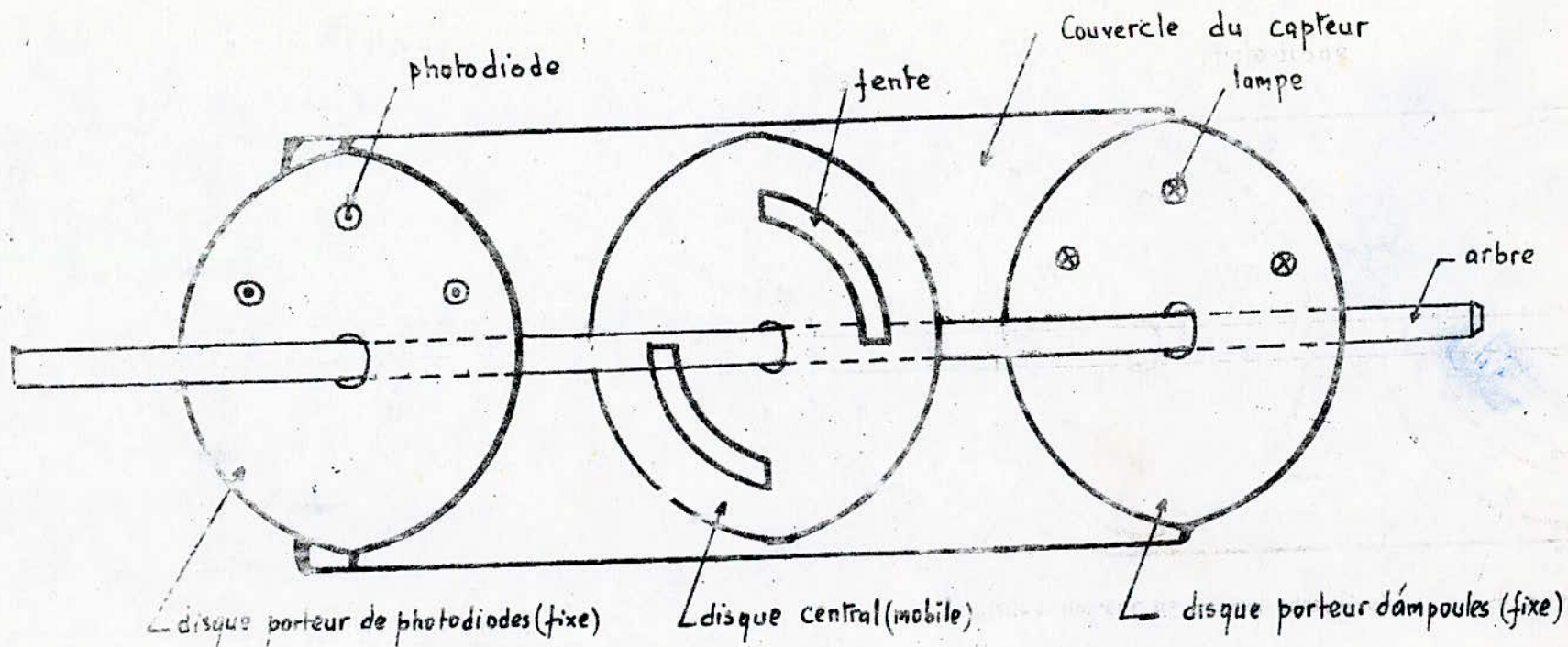


fig (2-1)

Configuration du capteur de position

de la machine et donne la position de l'axe polaire.
- L'autre partie est solidaire du stator de la machine, occupe une position bien déterminée par rapport aux bobines du stator; c'est-à-dire elle permet l'affichage de l'angle ψ (décalage entre la f.e.m et le fondamental du courant statorique).

Cette partie se décompose en deux sous-ensembles situés de part et d'autre de la surface latérale du disque mobile (solidaire du rotor). Le premier ensemble est utilisé comme support des photo-diode et le second comme support des sources lumineuses d'excitation (ampoules).

- Le nombre de trous (fentes) à pratiquer sur le disque mobile est déterminé par le nombre de paires de pôles de la machine.

2-3 Relations entre Séquences de conduction des thyristors - Capteur de position - machine synchrone

Quand on applique des tensions triphasées de pulsation ω_s aux enroulements statoriques du moteur synchrone, il en résulte des courants triphasés de pulsation ω_s créant un champ tournant à la vitesse $\omega = \frac{\omega_s}{p}$. L'interaction entre ce champ et le champ inducteur (dû à l'excitation de la roue polaire) tournant à la même vitesse donnera un couple électromagnétique et des f.e.m voir figure (2.3)

Pour avoir un système de tensions triphasé (ondulé) de pulsation ω_s , il faut que le convertisseur (côté machine. voir chap.1, fig(1-1)) fonctionne en onduleur, d'où le retard à l'amorçage des thyristors est compris entre $\frac{\pi}{2}$ et π comme l'indique la fig(2-3)

Fig (2-2a) Capteur de position pour une machine synchrone de 1500 tr/mn

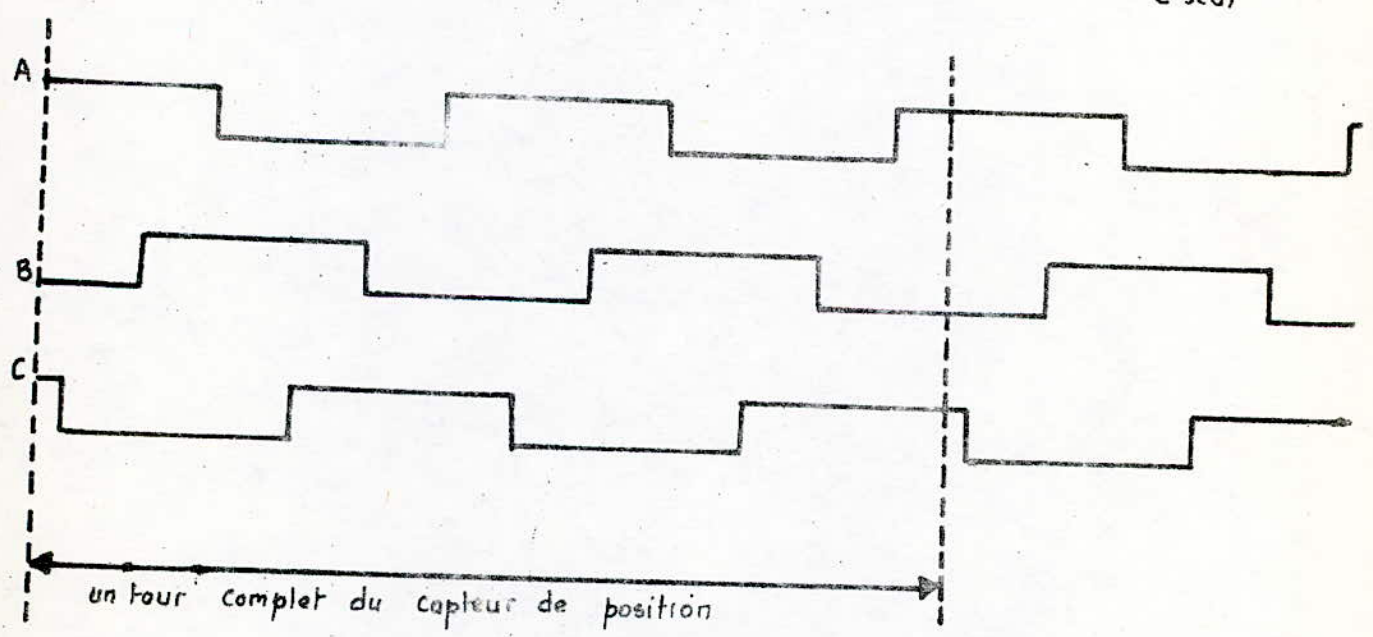
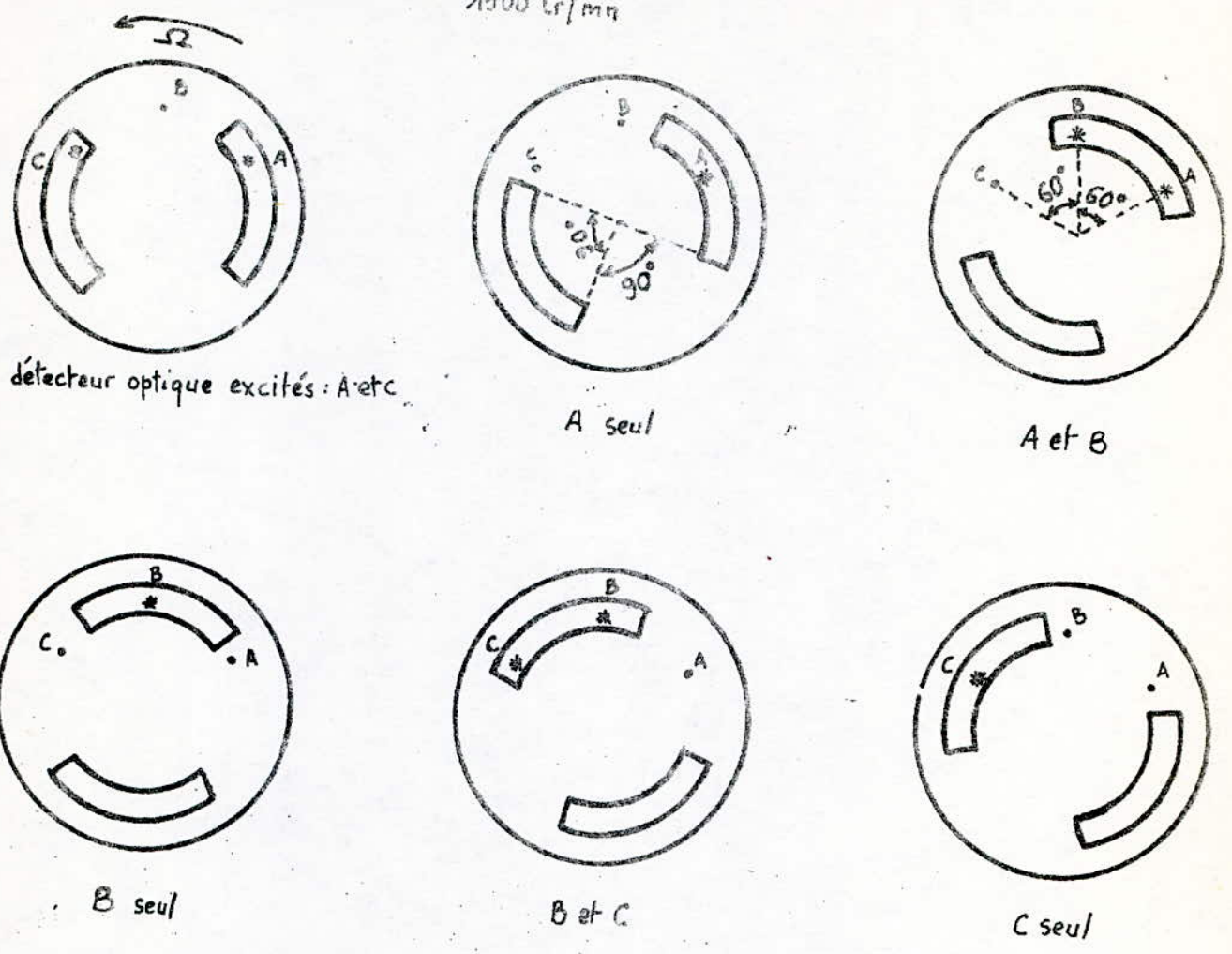


Fig (2-2b) : Signaux délivrés par le capteur de position

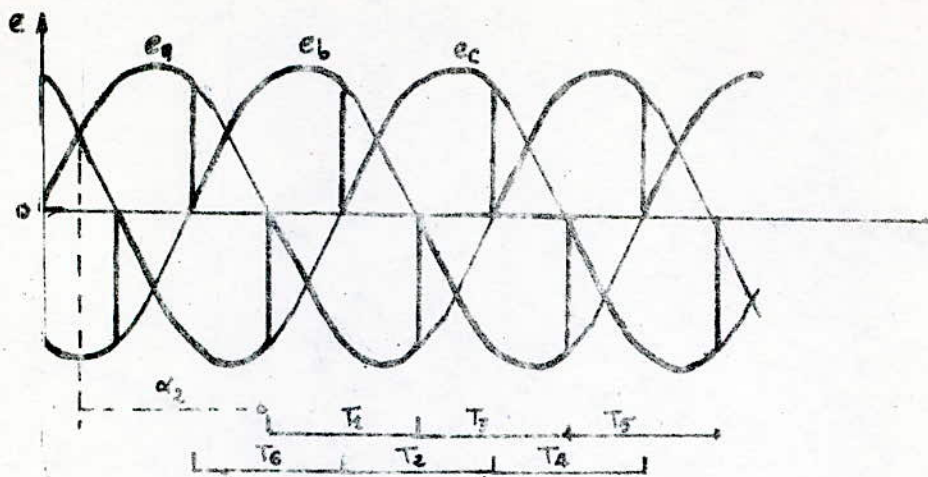


Fig (2-3): f.e.m et séquences" de conduction des thyristors

Pour une machine bipolaire, on peut représenter les séquences de conduction des thyristors pendant une rotation complète

$$(2\pi)_{el} = (2\pi)_{mec}$$

Au lieu d'utiliser 6 photo-diodes et 6 ampoules ainsi que 6 trous pour les six thyristors du commutateur, on peut utiliser trois photo-diodes décalées entre elles de $(\frac{2\pi}{3})_{\text{geom}}$ et une fente de 180° d'arc, et au moyen des blocs logiques

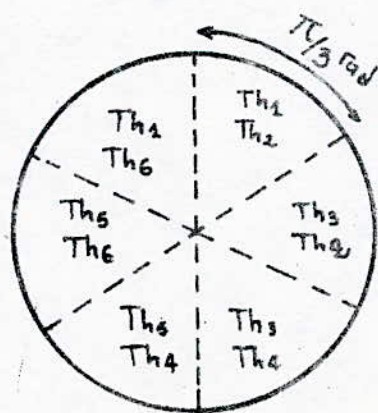


Fig (2.4) : Durée et séquences de conduction des thyristors pour une machine bipolaire

(NAND et NDR) on peut sélectionner six signaux déterminant les durées et les séquences de conduction des six thyristors Fig(2.5)

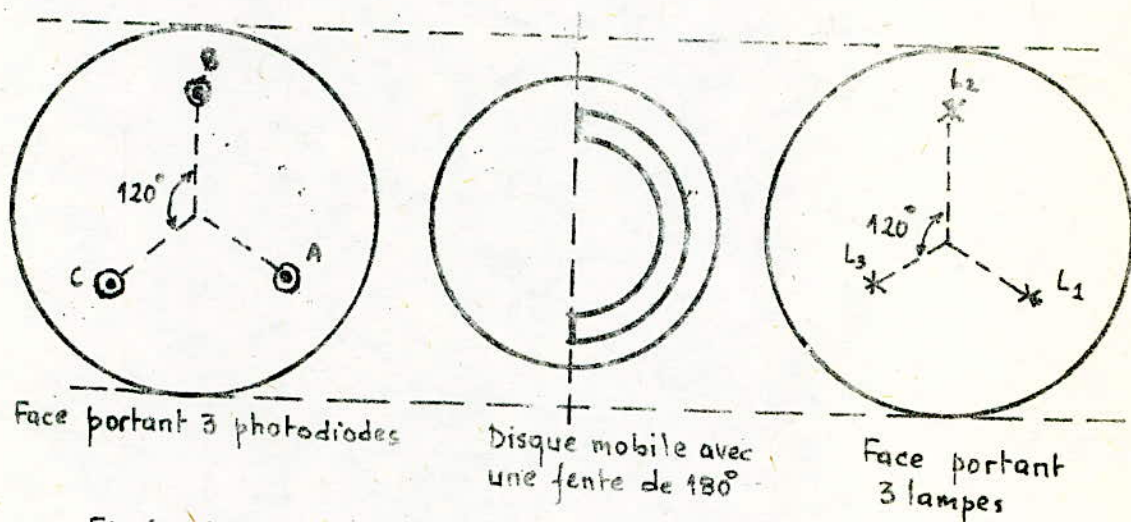


Fig (2.5)

D'après la figure (2.5), les signaux issus des photo-diodes ont une durée de 180° chacune et décalées de $(120^\circ)_{el}$ entre elles.

On peut alors sélectionner 6 séquences de conduction des thyristors avec une durée de $(\frac{2\pi}{3})_{el}$ chacune.

La machine qu'on a utilisée est une machine tétrapolaire ($2p=4$) ce qui veut dire que pour une demi rotation il correspond à une période électrique.

$$\theta_{el} = p \theta_{mec}$$

Pour $p=2$ on a $\theta_{el} = 2 \theta_{mec}$

La configuration spatiale des bobines (statoriques, roue polaire) est représentée par la figure (2-6)

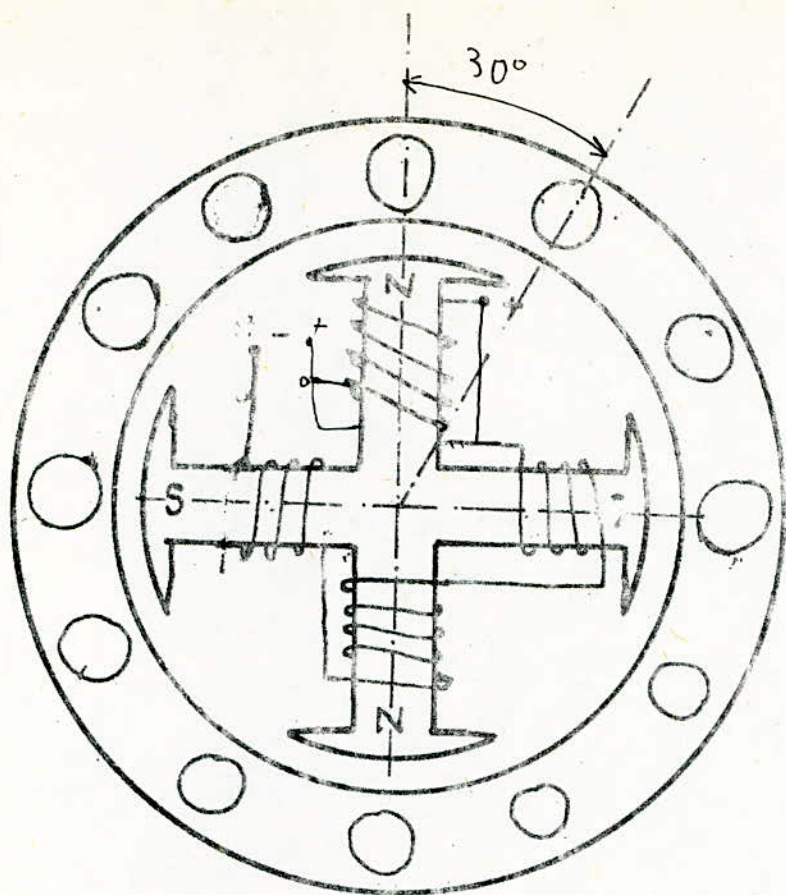


Fig (2-6) : répartition spatiale des enroulements statoriques

Puisque la période électrique a diminué de moitié, donc au lieu de pratiquer une fente d'un arc de $(180^\circ)_{\text{mec}}$. Comme dans le cas de la machine bipolaire, on fait une fente de 90° .

La durée des séquences de conduction des thyristors a diminué de moitié ce qui donne une durée de $(60^\circ)_{\text{mec}}$.

On remarque qu'avec une fente d'un arc de 90° , le moteur tournerait d'une demi-rotation puis s'arrêterait car à la fin de la demi-rotation, le courant garderait le même sens ce qui annule le couple électromagnétique.

Il est nécessaire de pratiquer une deuxième fente d'un arc de $(90^\circ)_{\text{mec}}$, diamétralement opposée à la première fente.

Au lieu d'avoir le décalage de $(\frac{2\pi}{3})_{\text{mec}}$ entre les photo-diodes

et suivant le nombre de paires de pôles ($2p=4$), on peut les décaler de $(\frac{\pi}{3})_{mec}$, même décalage pour les 3 ampoules. L'ensemble est représenté sur la fig (2-7)

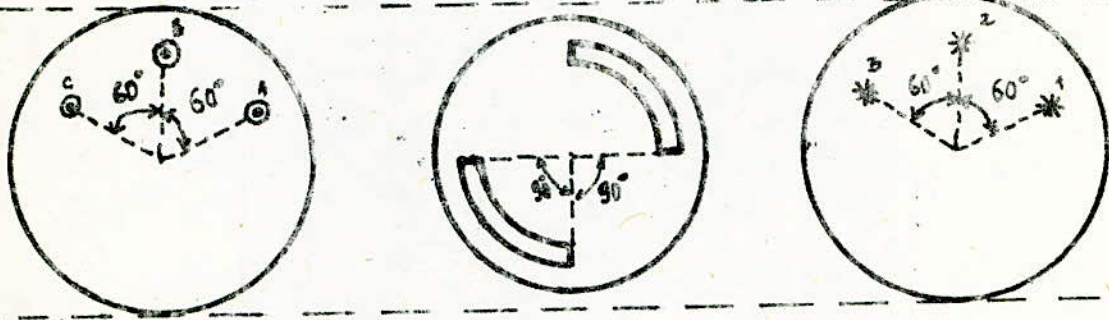


figure (2.7) :

Mais le nombre des séquences de conduction des thyristors a doublé. Pour pouvoir avoir un tour complet, soit deux fois la période électrique on doit avoir 2×6 séquences = 12 séquences.

voir figure (2-8).

les signaux envoyés aux thyristors seront traités dans le chapitre 3.

Si on choisit un sens de rotation du disque mobile, alors on a les étapes d'excitation des photo-diodes pour un tour complet voir figure (2, 2b)

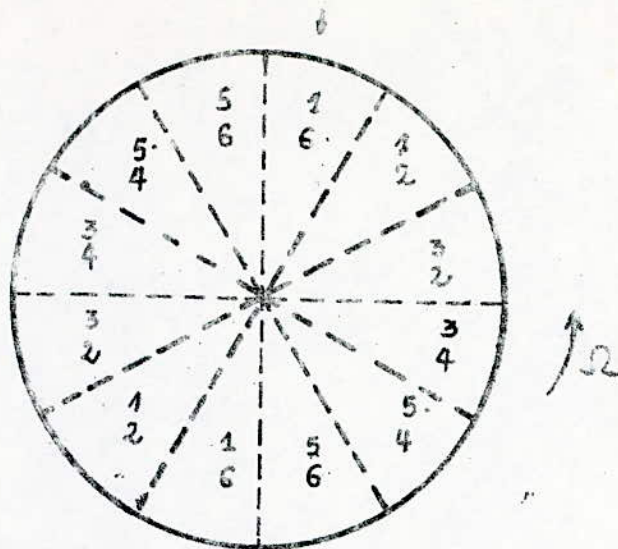


Fig (2-8) : roue polaire avec indication de la paire de thyristors conducteurs

Emplacement du capteur de position sur la machine.

1^{ere} Methode

On visualise a l'oscilloscope les créneaux de T_2 et T_4 d'une part est la f.e.m de la phase a d'autre part on peut obtenir l'angle ψ voir fig (2-9)

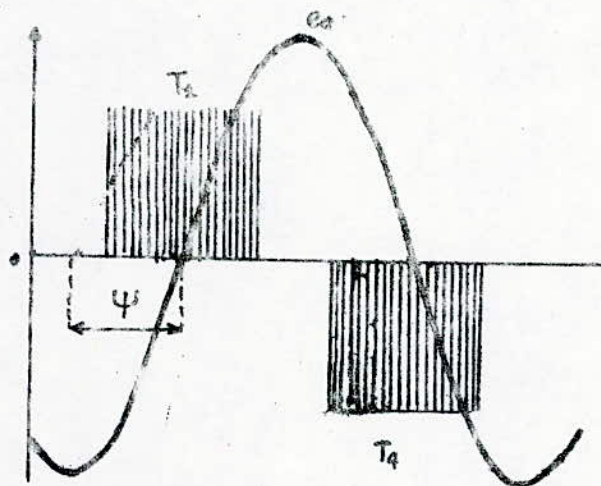


fig (2-9) :

Donc, en faisant tourner dans un sens ou l'autre les supports photo-diodes - ampoules du détecteur de position, on obtient différentes valeurs de ψ .

On gradue le capteur pour différentes valeurs de Ψ (négative est positif) -

2^{ème} Méthode Réglage mécanique de l'angle Ψ

On repère les 3 phases de la machine synchrone à l'aide de l'oscilloscope à mémoire.

On alimente la roue polaire et les trois bobines du stator (a, b, c) par des tensions réduites continues successivement et indépendamment, le rotor fait des pas de 90° d'arc dans un sens ou dans l'autre.

On marque un repère sur l'arbre et on alimente la phase statorique a et la roue polaire par la même tension qu'auparavant l'arbre tourne d'un quart de tour puis s'arrête, ce qui veut dire que l'axe de la roue polaire coïncide avec l'axe de la phase statorique a

On laisse la roue polaire alimentée et on alimente la phase b le rotor tourne encore d'un quart de tour et s'arrête, par rapport au même repère, on fait tourner les supports (photodiodes, lampes) jusqu'à ce que la photodiode B coïncide avec l'axe de la phase b, de même on fait tourner le disque mobile jusqu'à ce que le milieu de sa fente coïncide avec l'axe polaire d'où on obtient $\Psi = 0$.

CHAP.3 ELECTRONIQUE DE COMMANDE

3.1 Introduction

La commande des gachettes des thyristors fait appel aux montages à composants actifs fonctionnant en régime d'impulsions, et aussi aux circuits logiques pour le traitement des signaux et de leur mise en forme. Parmi les montages électroniques on peut citer:

- les comparateurs
- les multivibrateurs
- les amplificateurs
- les blocs logiques
- etc....

3.2.- Conception et Réalisation de la Commande du commutateur

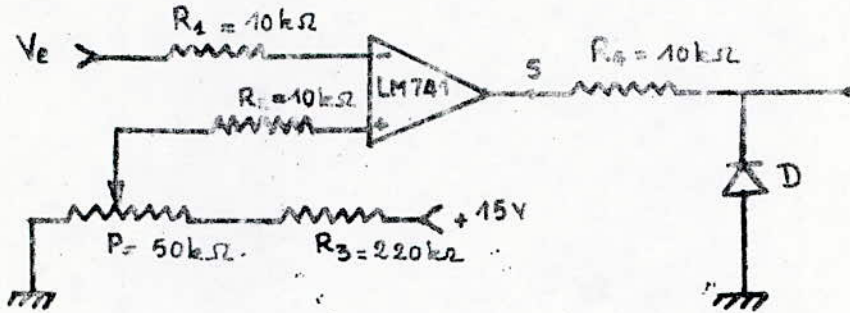
Le signal issu de la photo-diode lors du passage d'une fente a une amplitude très faible et insuffisante pour amorcer un thyristor.

Cependant si on amplifie directement ce signal, celui-ci est affecté de signaux parasites qui sont nuisibles pour un bon fonctionnement du système (d'amorçage).

Ces parasites sont dus essentiellement à la lumière diffusée des ampoules et des vibrations mécaniques subies par le disque mobile ou le tambour du capteur.

Pour s'affranchir des parasites, on compare le signal issu de la photo-diode à une tension "seuil" afin d'éliminer tous signaux de faibles amplitudes.

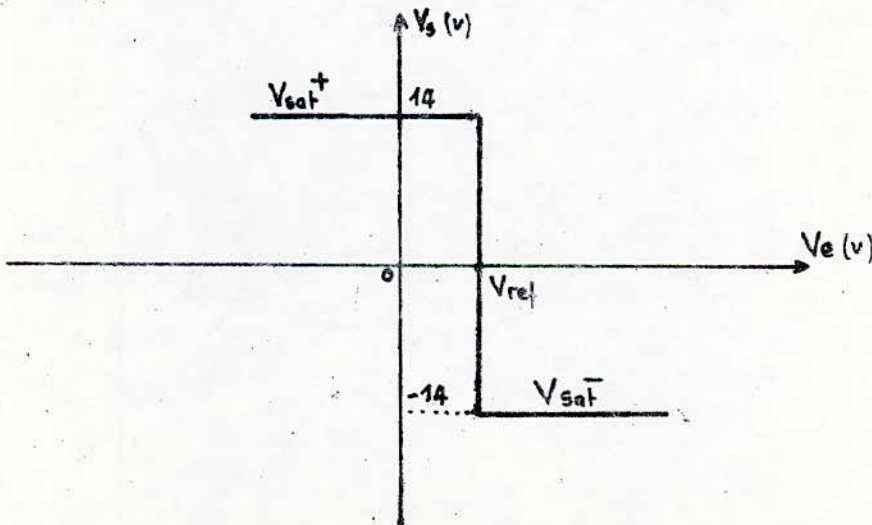
3.2.1 Schéma du comparateur



fig(3.1) - Comparateur - Inverseur

- Notre comparateur est du type (Inverseur, vu le montage).
 C'est à dire, si on suppose que l'amplificateur opérationnel est parfait,
 le fonctionnement de la figure (3.1) est le suivant. alors :
- lorsque $V_e < V_{ref}$, le potentiel de l'entrée + est supérieur à celui de l'entrée - ; donc $V_s = V_{sat}^- = -14V$
 - quand $V_e > V_{ref}$, le potentiel de l'entrée - est supérieur à celui de l'entrée + ; donc $V_s = V_{sat}^+ = +14V$

Donc la caractéristique de transfert $V_s = f(V_e)$ est la suivante :



fig(3.2) Caractéristique $V_s = f(V_e)$

les chronogrammes à l'entrée et à la sortie du comparateur sont les suivants

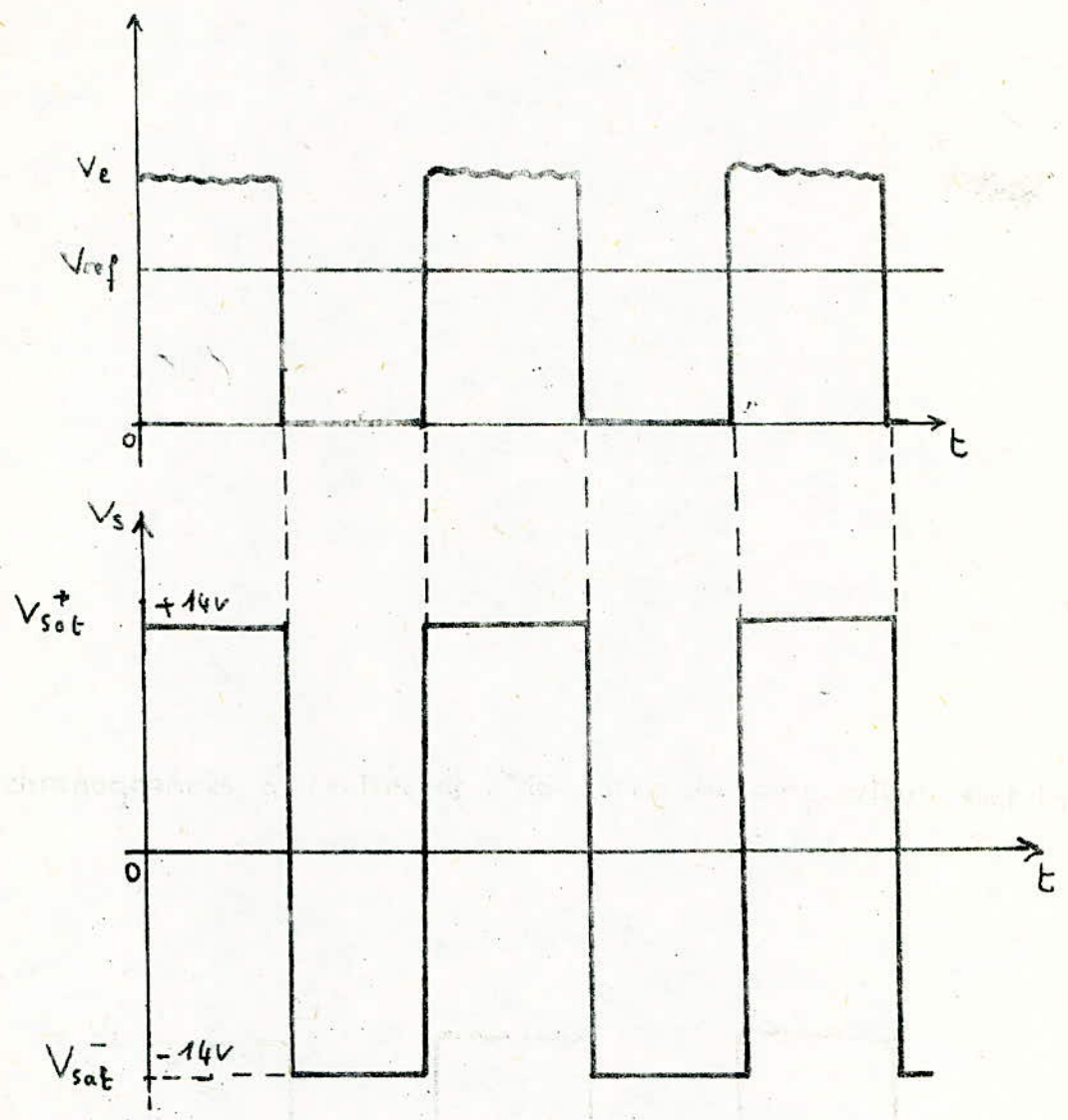


fig (3-3) - les chronogramme à l'entrée et à la sortie du comparateur

avec $V_e = e_p$: signal issu de la photo-diode

V_{ref} : tension de référence réalisée à partir de l'alimentation $+15V$

- La diode "D" à la sortie du comparateur sert à éliminer la partie négative du signal de sortie de ce dernier.

La résistance R_4 limite le courant lors du créneau négatif ($-14V$) au point S.

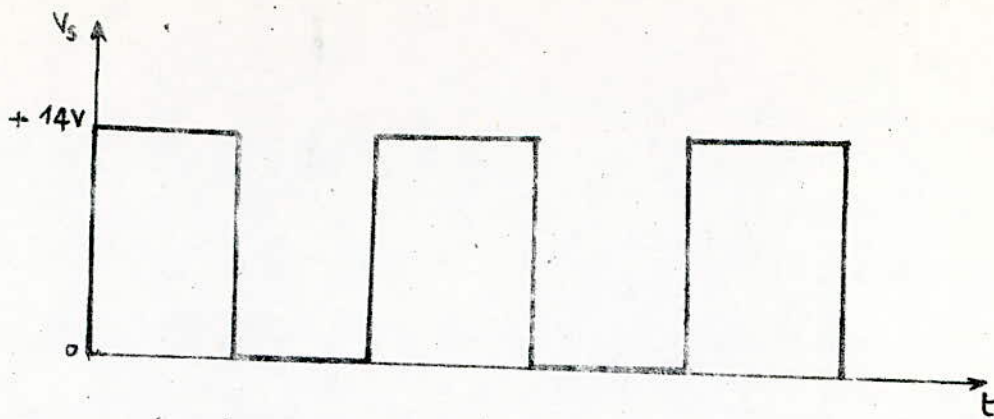


fig (3.4)

- la résistance R_3 et le potentiomètre P permettent d'obtenir la tension - seuil (de comparaison) réglable

Pour que le thyristor s'amorce il faut (à l'instant de l'allumage) que :

- la tension anodique soit supérieure à la tension cathodique
- le courant anode - cathode soit supérieur au courant de maintien
- L'impulsion (dans notre cas de durée $> 10\mu s$ et amplitude $\approx 200mA$ au moins)

L'intérêt du train d'impulsions réside dans le fait que s'il y a rattachage avec la 1^{ère} impulsion, la seconde (sinon la 3^{ème} etc....) pourrait alors établir la conduction.

Le train d'impulsions est obtenu à l'aide d'un multivibrateur (oscillateur) d'une fréquence compatible avec les paramètres électriques du transformateur d'impulsion (voir plus loin)

Ce train d'impulsions est ensuite modulé par une logique

3.2.2. Multivibrateur astable (Oscillateur)

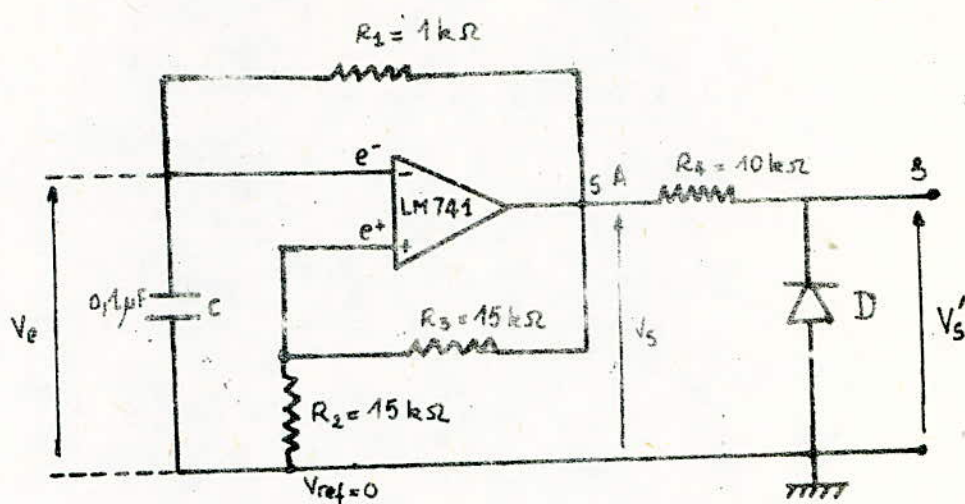


fig (3-5) - schéma du multivibrateur

Le multivibrateur astable est un oscillateur délivrant à sa sortie (A) une tension rectangulaire évoluant entre deux états instables ; (l'un haut , l'autre bas).

Il est réalisé à base d'un amplificateur opérationnel

3.2.2.1. Fonctionnement de l'oscillateur

le fonctionnement de l'oscillateur est basé sur le principe

$$\text{si } e^- > e^+ \quad \text{alors } S = V_{\text{sat}-}$$

$$e^- < e^+ \quad \text{alors } S = V_{\text{sat}+}$$

$$\text{avec } e^+ = \frac{R_2}{R_2 + R_3} V_{\text{sat}+}$$

et e^- obtenu par charge ou décharge de C à travers R_1 . Le diagramme de fonctionnement est donné par la figure (3.6).

Le calcul de la période T donne

$$T = 2R_1C \ln \left(1 + \frac{2R_2}{R_3} \right)$$

Application Numérique

$$T = 0,22 \text{ ms}$$

d'où $f = 4,55 \text{ kHz}$

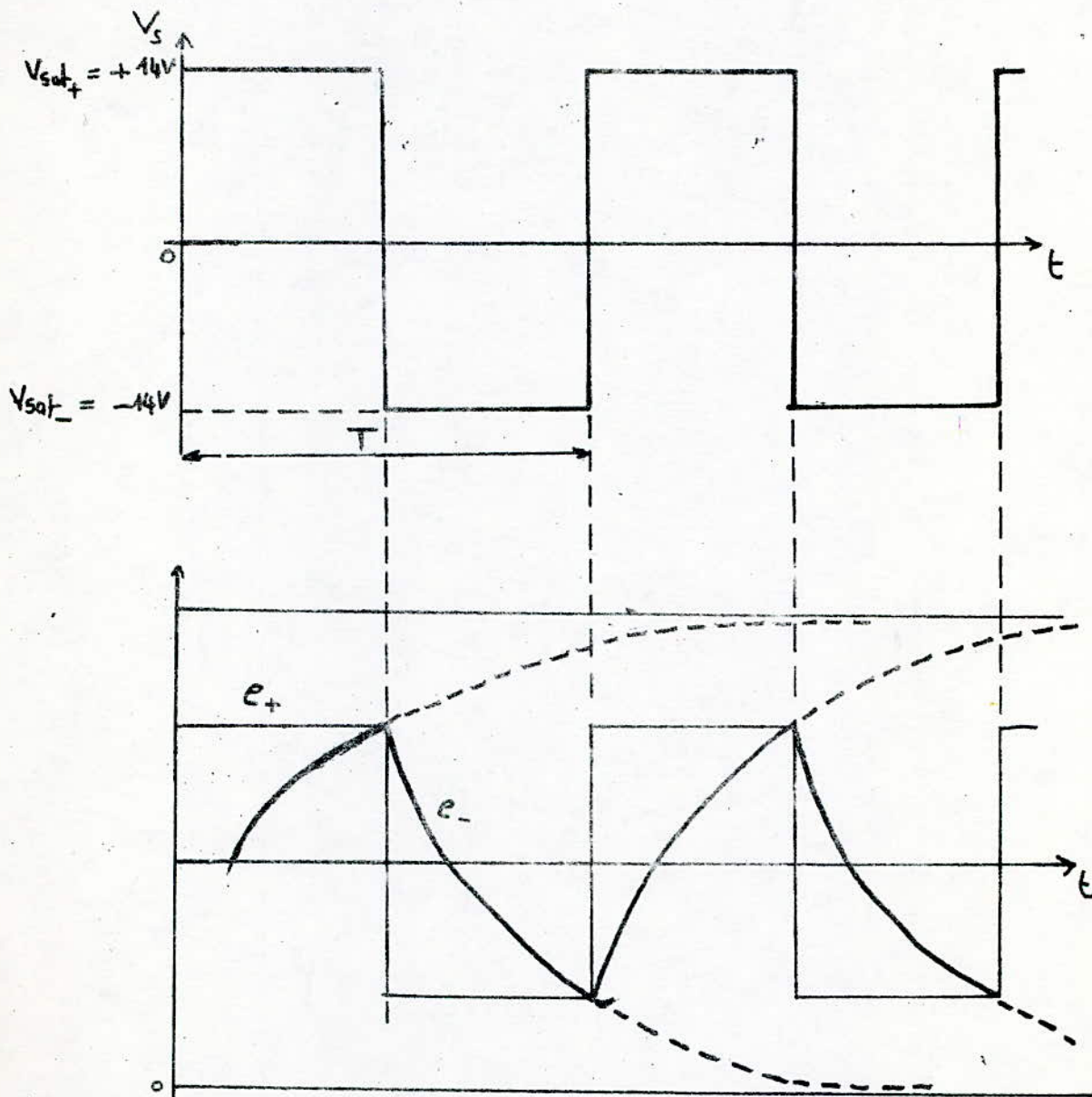


fig (3-6) - Diagramme de fonctionnement de l'oscillateur.

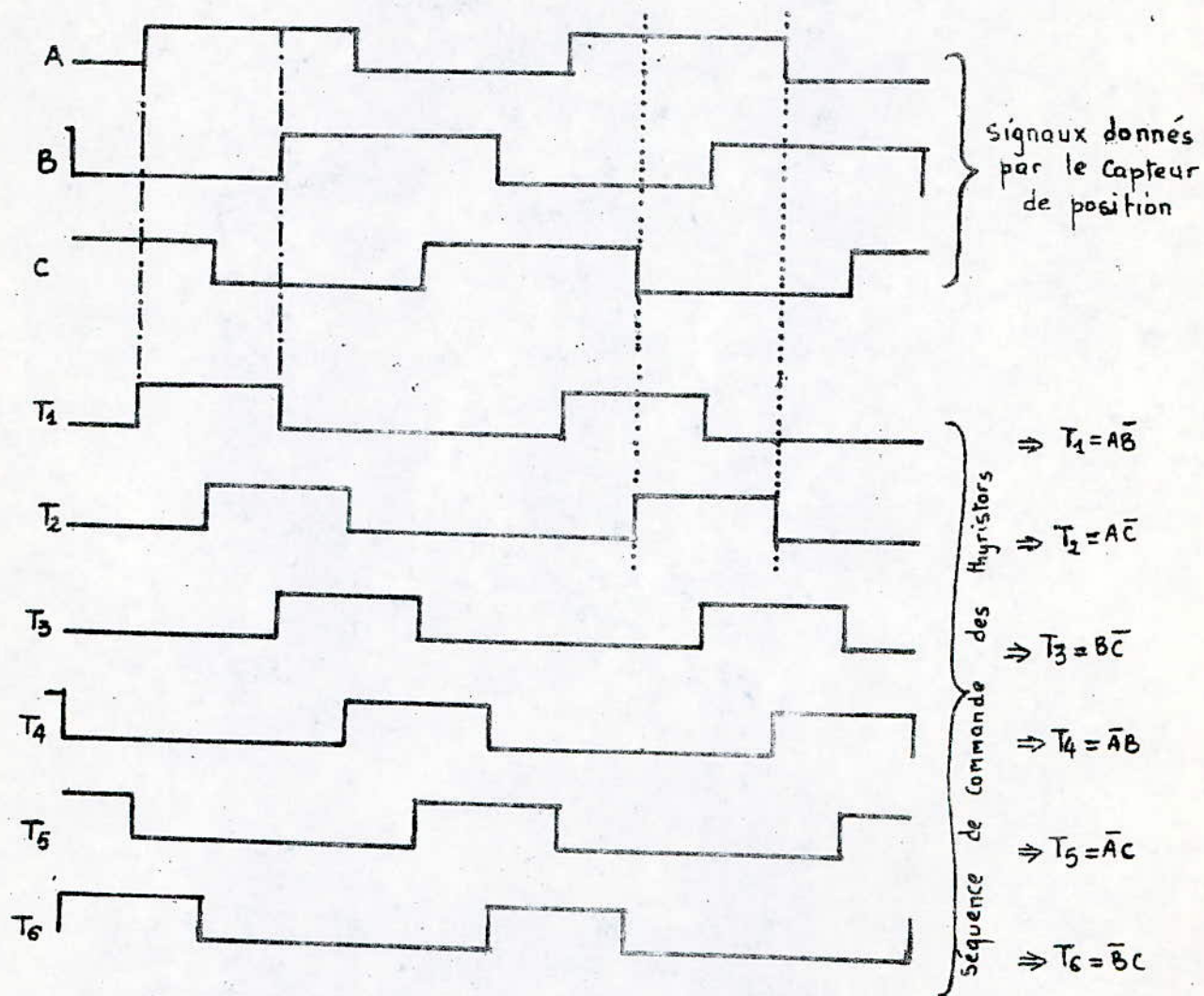


fig (3-7) - séquence de commande des gachettes des thyristors à partir des signaux délivrés par le capteur de position

.Le convertisseur statique à thyristors (côté machine) (chap.I figure 1.1) est un pont de Graëtz fonctionnant en onduleur.

En régime établi, chacun des thyristors conduit pendant un angle électrique égal à $\frac{2\pi}{3}$ rad (120°).

Soient A, B et C (voir diagramme de la figure (3.7)) les signaux obtenus à partir des photo-diodes et correspondant aux forces contre électromotrices des phases respectives: e_a , e_b et e_c

- au décalage ψ près, les signaux correspondant aux conductions des thyristors Th_1 à Th_6 correspondent respectivement à ceux de ce même diagramme: T_1 à T_6

- A partir du diagramme de la figure (3.7) on voit que les signaux T_1 à T_6 sont reliés "logiquement" aux signaux A, B et C de la manière suivante:

Pour T_1

$$T_1 = A\bar{B}C + A\bar{B}\bar{C} = A\bar{B}(C + \bar{C}) \quad \text{or } C + \bar{C} = 1$$

$$\text{d'où } T_1 = A\bar{B}$$

de même on obtient

$$\left\{ \begin{array}{l} T_2 = A\bar{C} \\ T_3 = B\bar{C} \\ T_4 = \bar{A}B \\ T_5 = \bar{A}C \\ T_6 = \bar{B}C \end{array} \right.$$

En utilisant que les portes NAND et NOR (disponible au laboratoire) on a

$$T_1 = \overline{A\overline{B}} = \overline{A+B}$$

$$T_2 = \overline{A\overline{C}} = \overline{A+C}$$

$$T_3 = \overline{B\overline{C}} = \overline{B+C}$$

$$T_4 = \overline{\overline{A}B} = \overline{A+B}$$

$$T_5 = \overline{\overline{A}C} = \overline{A+C}$$

$$T_6 = \overline{\overline{B}C} = \overline{B+C}$$

On en déduit le logigramme suivant

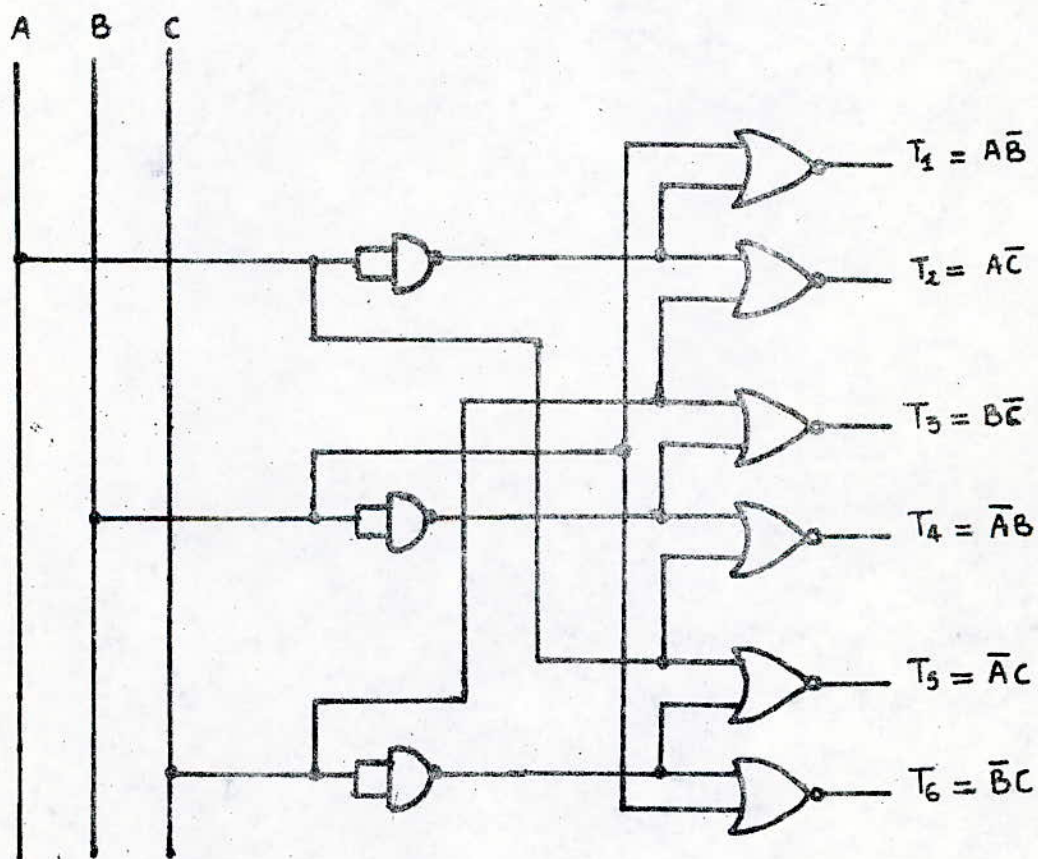


Fig (3-8) - logigramme de la commande des Thyristors

A l'aide des portes NOR à 3 entrées on réalise l'opération de

modulation du train d'impulsion de l'oscillateur par le créneau envoyé à chaque thyristor, après amplification et isolement électrique (transformateur).

3.2.3. Bloc d'amplification

le signal à la sortie d'une porte NOR (train d'impulsions modulés par créneau) est amplifié à l'aide de deux transistors montés en Darlington avec un gain total $\beta \approx \beta_1 \beta_2$ (β_1, β_2 étant les gains en courant de chaque transistor).

Ces transistors fonctionnent en bloqués et saturés.

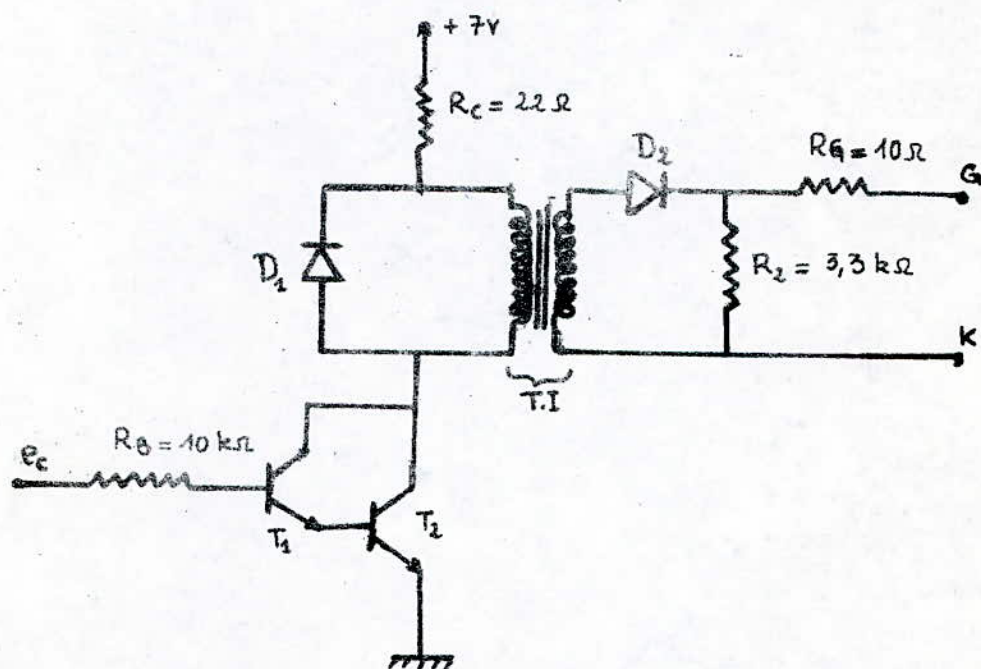


Fig (3.9) : circuit amplificateur et transformateur d'impulsion

La résistance R_B limite le courant d'entrée du premier transistor. Les deux transistors montés en Darlington constituent un amplificateur de courant avec un gain $\beta \approx \beta_1 \beta_2$.

- En antiparallèle avec l'enroulement primaire du transformateur d'impulsion on a utilisé une diode (D_1) afin de limiter les surtensions aux bornes des transistors lors de leurs blocages.
- La résistance R_c limite le courant de collecteur lors de la saturation du transformateur d'impulsions.
 - Au secondaire du transformateur d'impulsions on a une diode (D_2) pour empêcher des impulsions négatives de se produire.
 - La résistance R_2 branchée en parallèle avec la gachette et la cathode du thyristor sert dans le cas de blocage de ce dernier.
 - La résistance R_6 limite le courant de gachette.

Le transformateur d'impulsions sert à isoler le circuit de commande du circuit de puissance son rapport est de 1.

Il ne permet pas la transmission d'une impulsion d'une durée quelconque car le circuit magnétique possède une constante électrique non négligeable.

Le transformateur utilisé permet

- L'application d'une tension allant jusqu'à 20V
- Le passage d'un courant maximal de 0,5 A
- Le passage d'une fréquence, sans grand filtrage de 5 kHz.

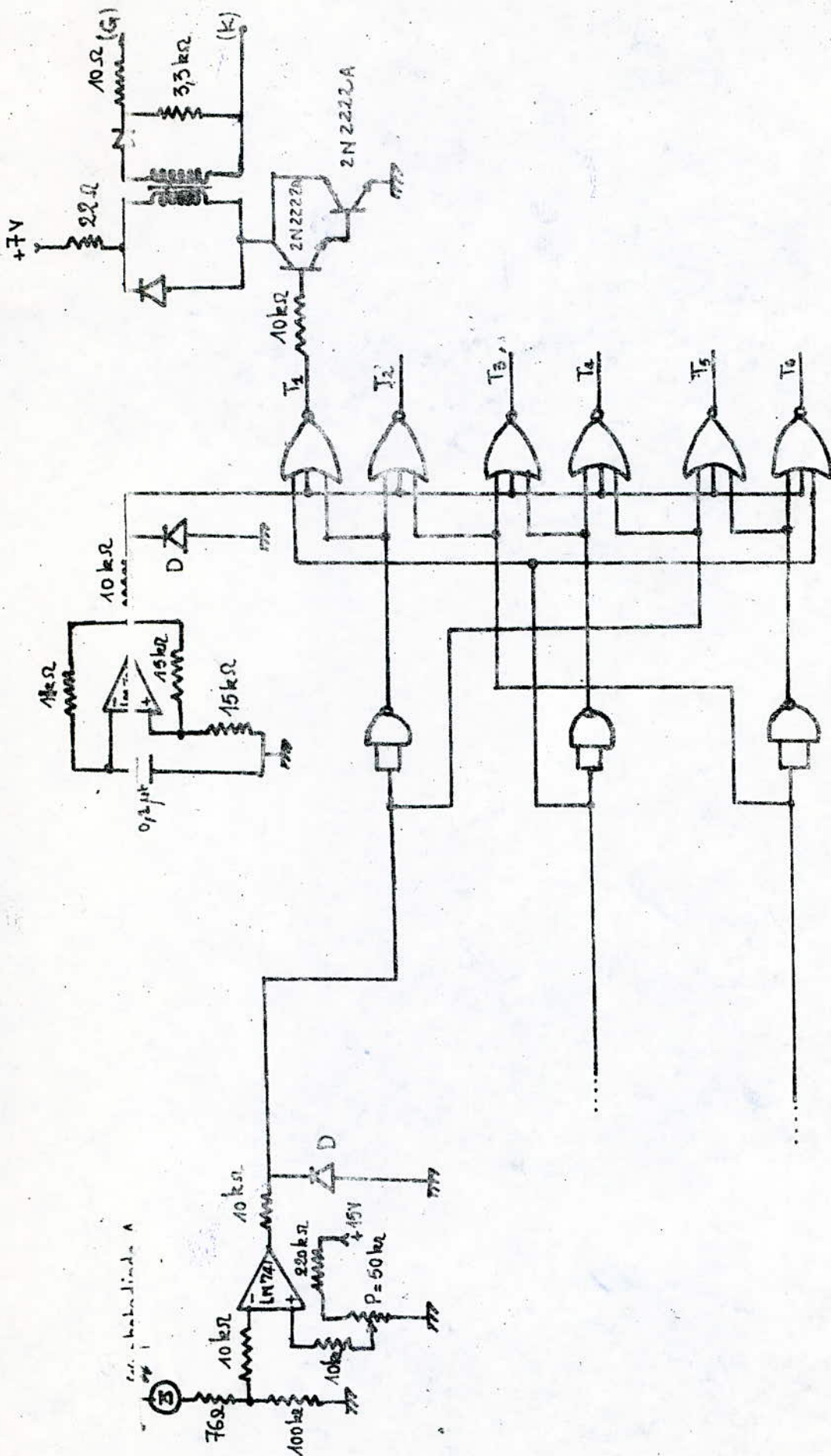


Fig (3.10) - schéma Complet du circuit de commande du Commutateur de courant

le synoptique du circuit de mise en forme et d'amplification est donné par la figure suivante.

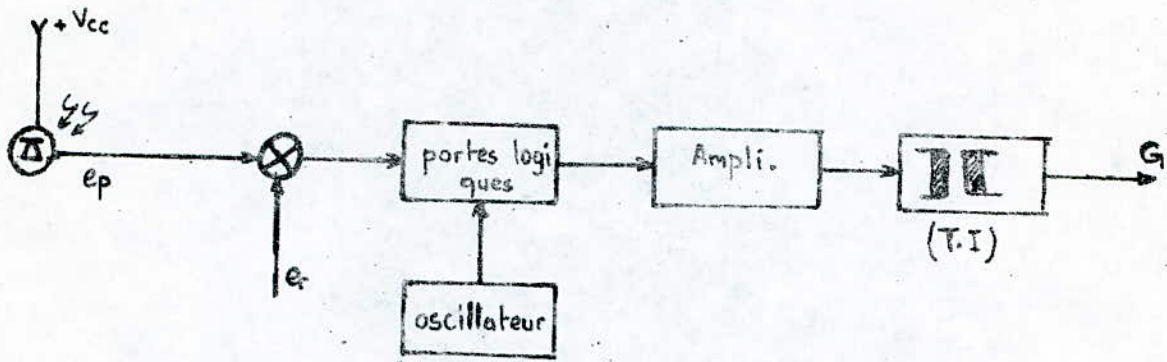


Fig (3.11) La synoptique du circuit de mise en forme et d'amplification.

3.3. Circuit d'alimentation de la commande du commutateur de courant

Afin d'éviter les interactions entre les circuits délivrant faibles signaux et les étages amplificateurs, on a prévu deux alimentations : l'une délivrant à sa sortie $+15V$ et $-15V$ par rapport à un potentiel masse commune, les deux tensions sont stabilisées puis régulées. La deuxième alimentation délivrant à sa sortie $+7V$ est obtenue à l'aide d'un redressement double alternance et filtrée par des capacités

3.3.1. Alimentation stabilisée et régulée

C'est une alimentation stabilisée puis régulée qui comporte une boucle de contre-réaction. La tension de sortie est comparée à la tension de référence proportionnelle à celle de sortie désirée le schéma bloc de la régulation est donné dans la figure suivante

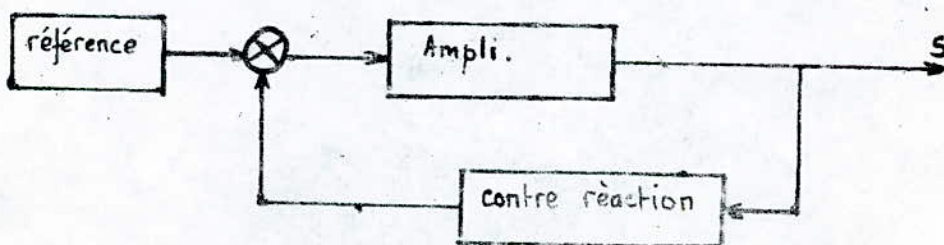


Fig (3.12)

le circuit d'alimentation stabilisée et régulée est donné dans

le schéma suivant

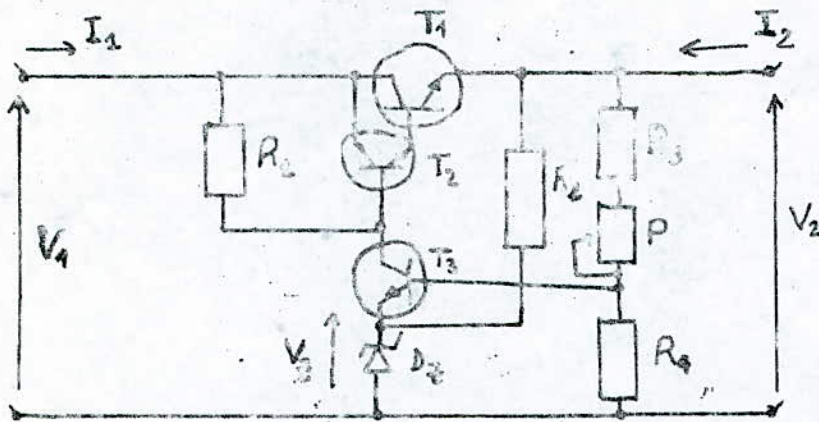


Fig (3.13) : circuit d'alimentation stabilisée et régulée

La résistance R_1 sert à polariser le transistor ballast et la résistance R_2 permet d'alimenter la diode Zener qui constitue la référence de tension. Le comparateur est constitué par le transistor T_3 dont l'état de conduction est gouverné par la différence entre le potentiel de la base proportionnel à la tension de sortie et le potentiel de l'émetteur qui est celui de la diode Zener de référence.

$$V_{BE3} = \frac{R_4}{R_2 + R_3 + P} V_2 - V_Z$$

Si la tension de sortie V_2 augmente, alors le potentiel de la base du transistor T_3 croît et le courant base I_{B3} augmente.

Dans ces conditions la différence de potentiel V_{CE3} entre le collecteur et l'émetteur du transistor T_3 décroît. Alors le potentiel du transistor T_2 diminue ce qui augmente sa différence de potentiel base - émetteur V_{BE2} puisque la tension d'émetteur $V_{E2} = V_2$ égale à la tension de sortie qui n'a pas varié.

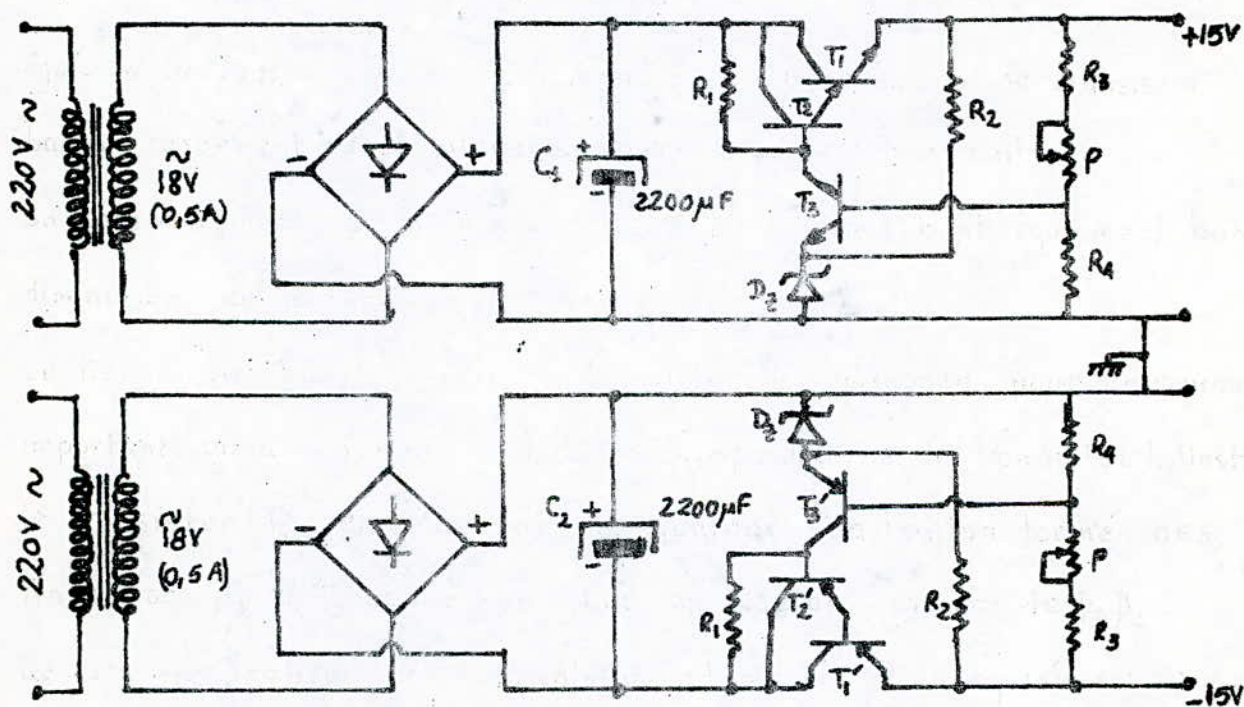
Il s'ensuit une diminution de la différence de potentiel collecteur émetteur V_{CE2} , c'est à dire de la tension collecteur $V_{C2} = V_2$

égale à la tension de sortie. Ainsi le comparateur et le transistor ballast résorbent tout accroissement de la tension sortie.

Un raisonnement analogue montrerait qu'ils résorbent également toute diminution de la tension de sortie

Le transistor ballast T_1 est un transistor de puissance, pour un courant important on a interposé entre le comparateur et le transistor ballast le transistor T_2 en obtenant un montage Darlington formé des Transistor T_1 et T_2 avec un gain en courant environ de $\beta_1 \beta_2$.

Le schéma pratique de l'alimentation stabilisée puis régulée est représenté dans la figure ()



$$D_2 = 5,6V \quad R_1, R_2, R_3 = 1,5k\Omega \quad R_4 = 1k\Omega \quad P = 1k\Omega$$

$$T_1 : 2N3055 \\ T_1' : BDX18$$

$$T_2, T_3 : 2N2222A \\ T_2', T_3' : 2N2905A$$

Fig (3.14) : schéma pratique de l'alimentation stabilisée et régulée.

CONCLUSION GÉNÉRALE

L'objet de notre travail consiste à faire une étude théorique de la machine synchrone auto-pilotée et de réaliser la commande du commutateur de courant. Nous avons étudié et réalisé :

- le circuit de commande du commutateur de courant

- les modes de réglage de l'angle de commande du commutateur de même nous avons :

- étudié les séquences de conduction des thyristors du commutateur de courant

- Analysé le fonctionnement du détecteur de position, et fait des essais sur le commutateur de courant en changeant l'angle ψ .

Ce travail nous a permis de recueillir des connaissances précieuses sur les différents blocs de la commande des gachettes et de traiter leurs signaux. Ainsi il nous a été aussi possible d'affermir un peu plus les bases déjà acquises en électronique de puissance.

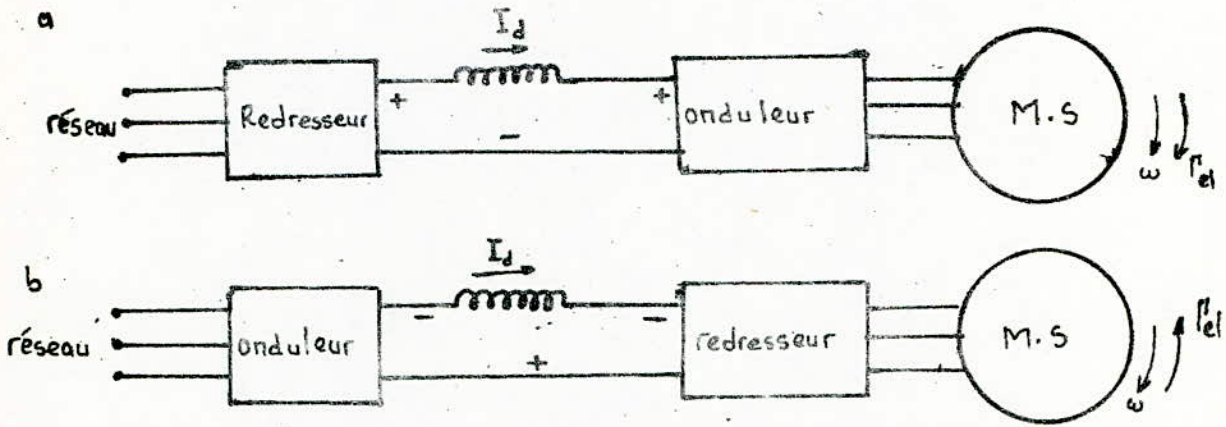
Une étape a été ainsi franchie dans le sens de la réalisation du système machine synchrone autopilotée complète.

Malgré toutes les difficultés rencontrées dans le domaine du matériel électronique et des accessoires mécaniques, nous pensons que progressivement on pourrait arriver à la dite réalisation complète.

Annexe 1

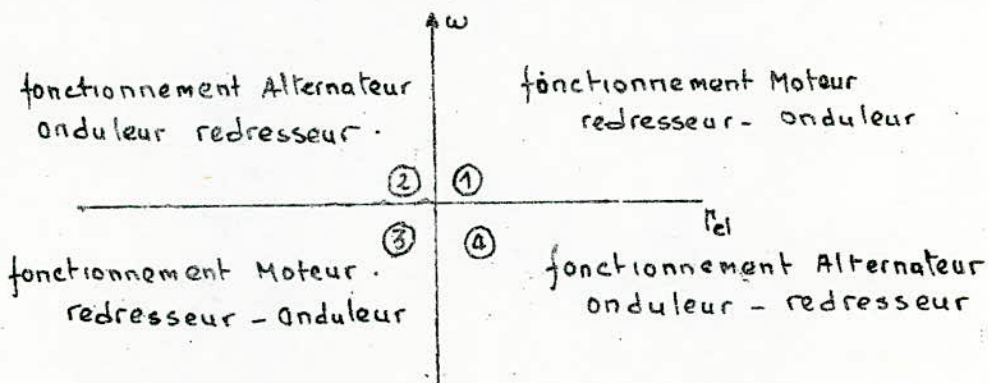
FREINAGE ET REVERSIBILITÉ

L'inversion du couple, ou freinage s'effectue en renvoyant l'énergie provenant de la machine sur le réseau. le convertisseur onduleur devient alors redresseur et le redresseur devient onduleur. (figure A₁)
 L'inversion du sens de marche s'obtient en permutant deux phases ce qui revient à modifier l'ordre de séquences d'amorçages des thyristors du commutateur de courant.



(fig A₁) : Fonctionnement en moteur et Alternateur d'un redresseur onduleur de courant.

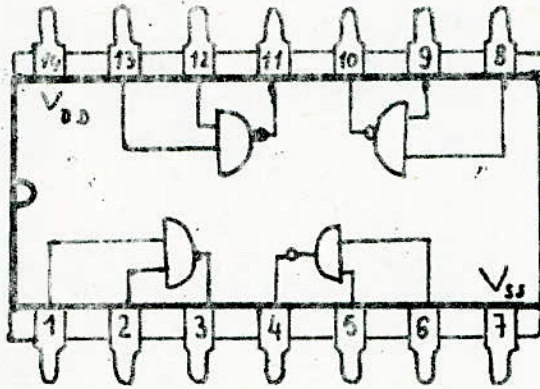
Avec un tel montage il y a donc possibilité d'avoir un fonctionnement dans les quatre quadrants du plan. Couple vitesse.



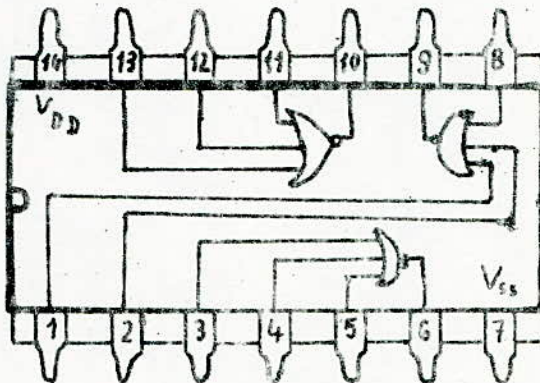
Annexe 2

schémas de brochages des circuits intégrés C.MOS

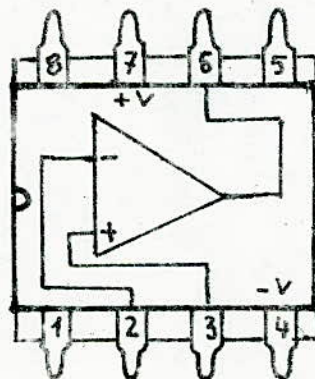
CD 4044



CD 4025



LM 741



Annexe 3

1 - Caractéristiques du LM. 741.

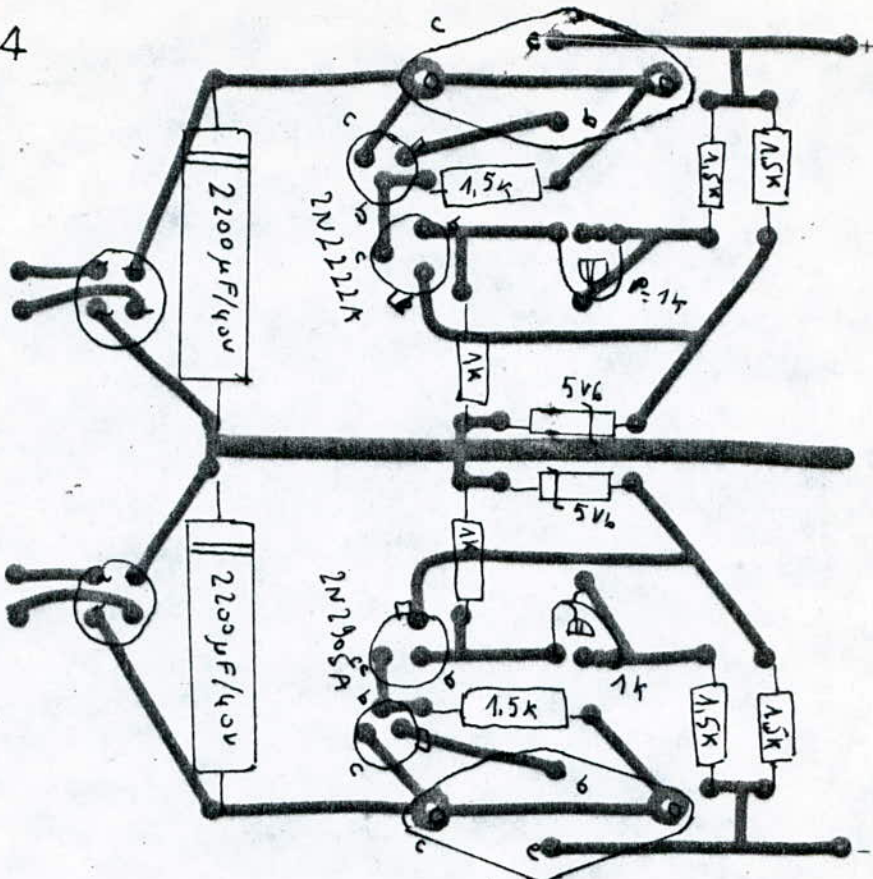
Impédance d'entrée $1M\Omega$
Impédance de sortie 150Ω
Courant de polarisation d'entrée 20μ
Tension d'alimentation maximale $\pm 18V$
Tension d'entrée maximale $\pm 13V$
Tension de sortie maximale $\pm 14V$

2/ Caractéristiques du transistor type 2N2222

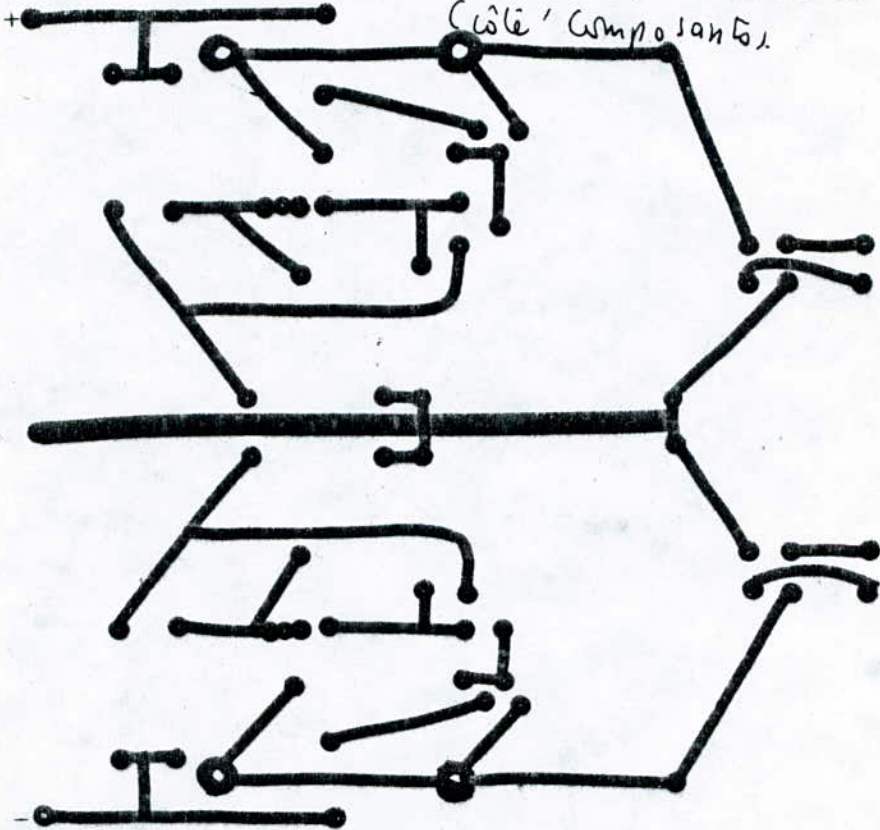
gain minimum = 10
gain maximum = 100
courant collecteur minimum = 150 mA
courant Base maximum = 500 mA
tension base emetteur max. = 6V
tension collecteur emetteur = 0,85V.

3/ Caracteristiques du thyristor SKT 400.

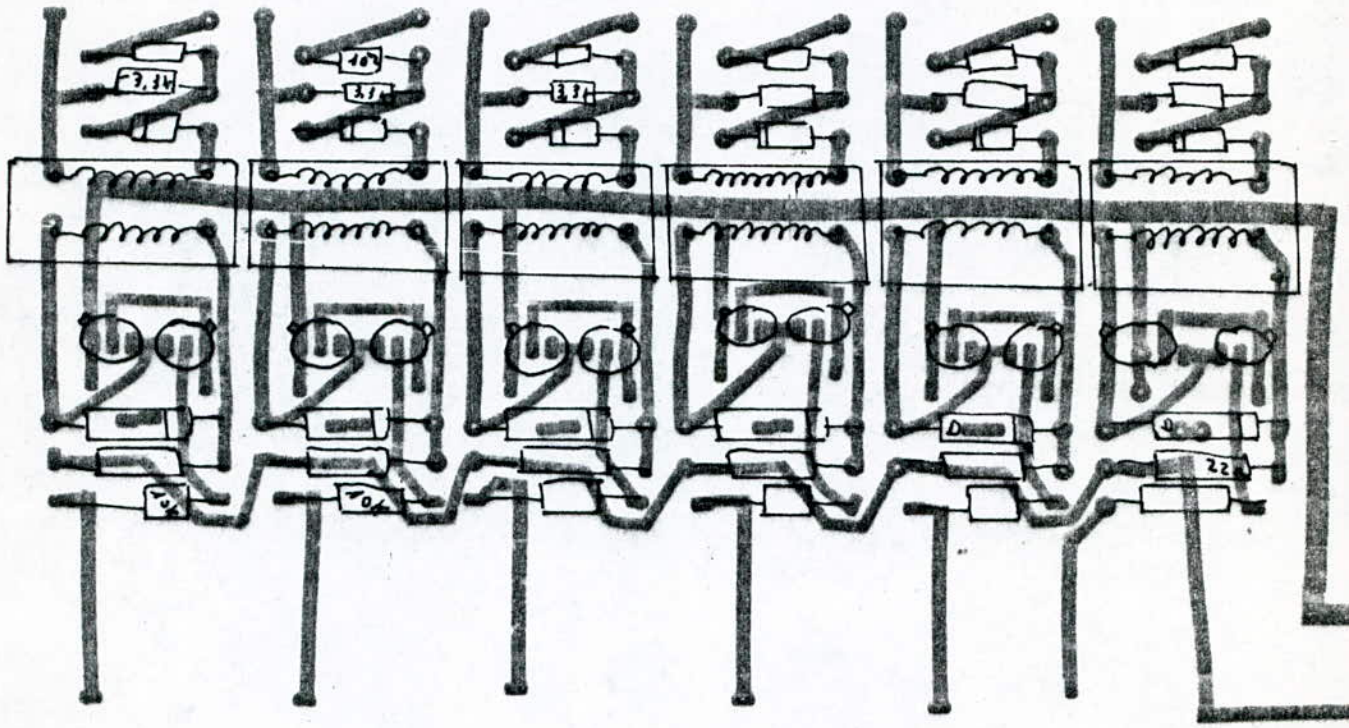
Annexe 4



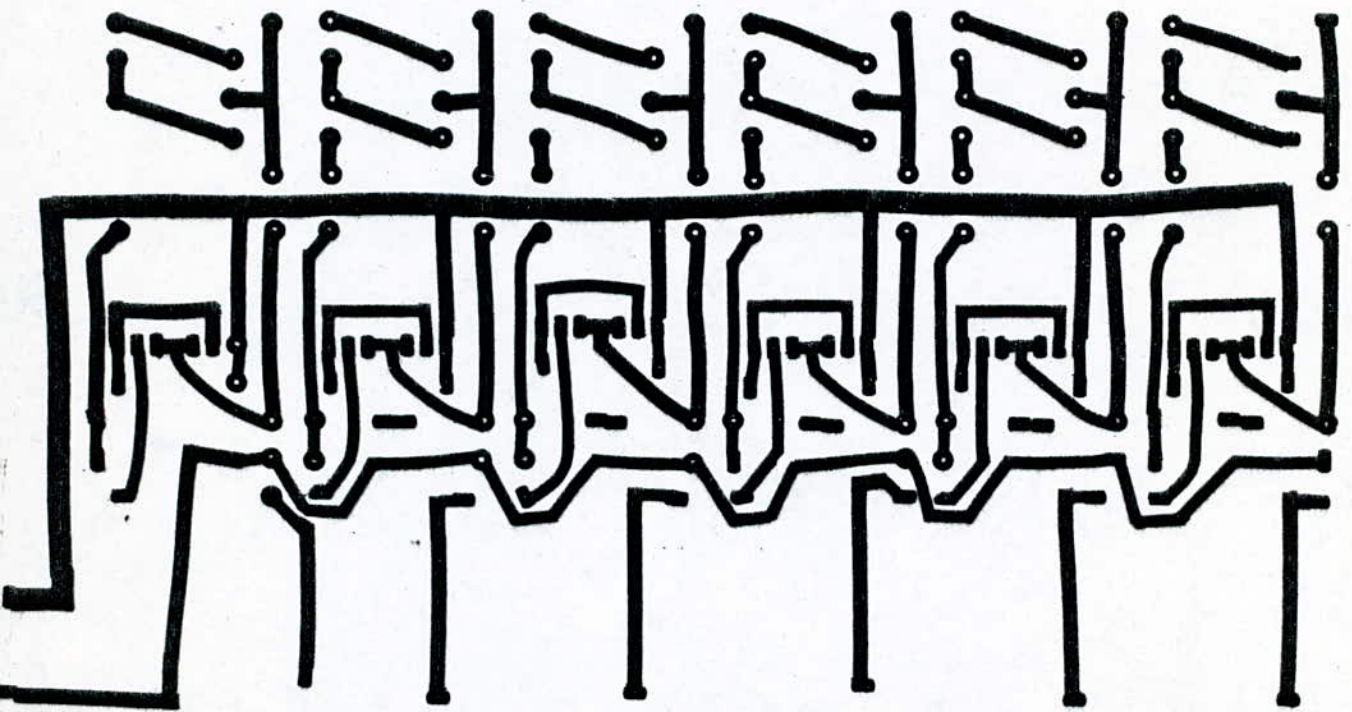
BOXT8
 Circuit d'alimentation stabilisée et régulée
 (côté composants)



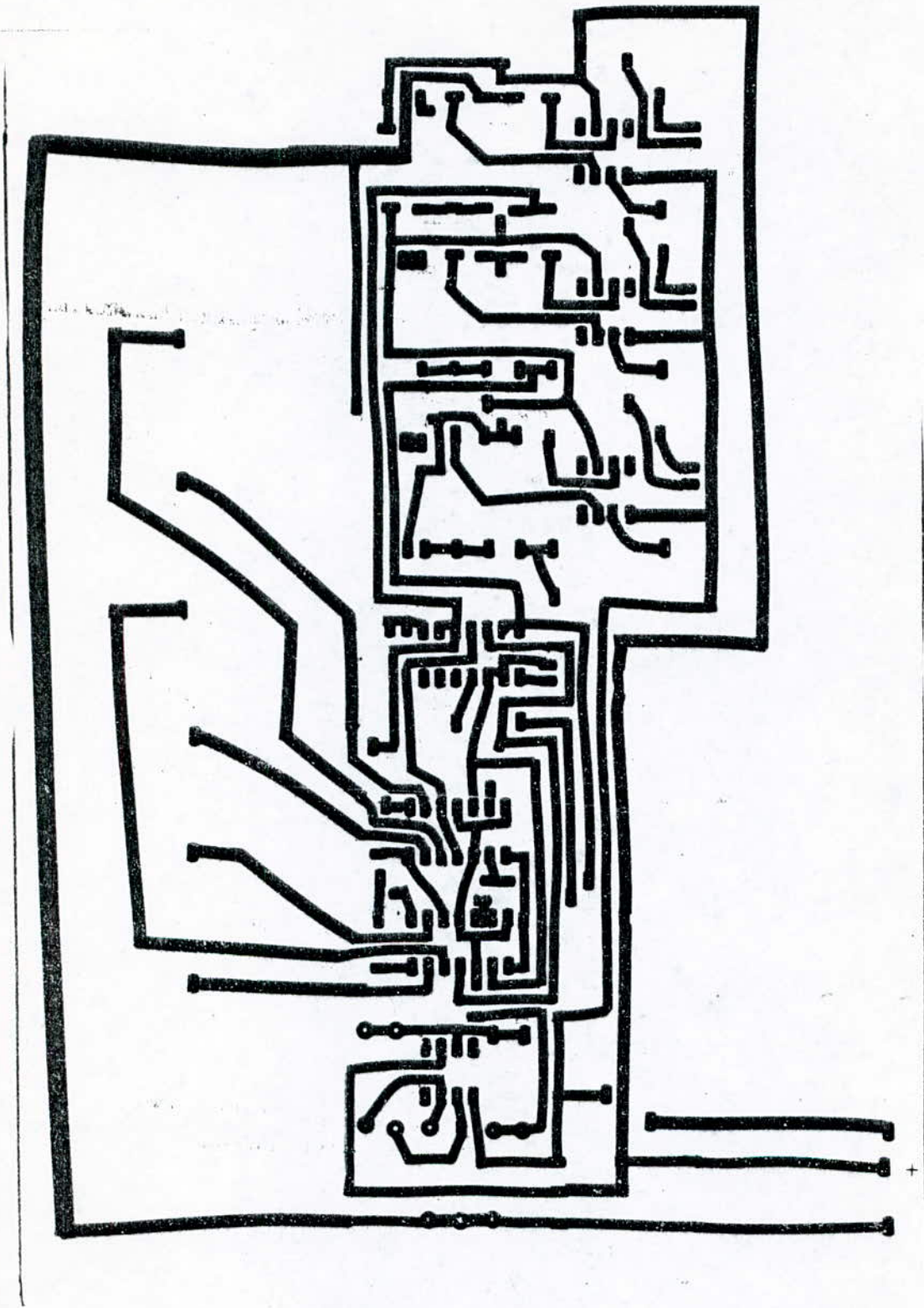
circuit d'aliment stabilisée (côté cuivre)



Circuits des étages amplificateurs et les T.I (Côté composants).

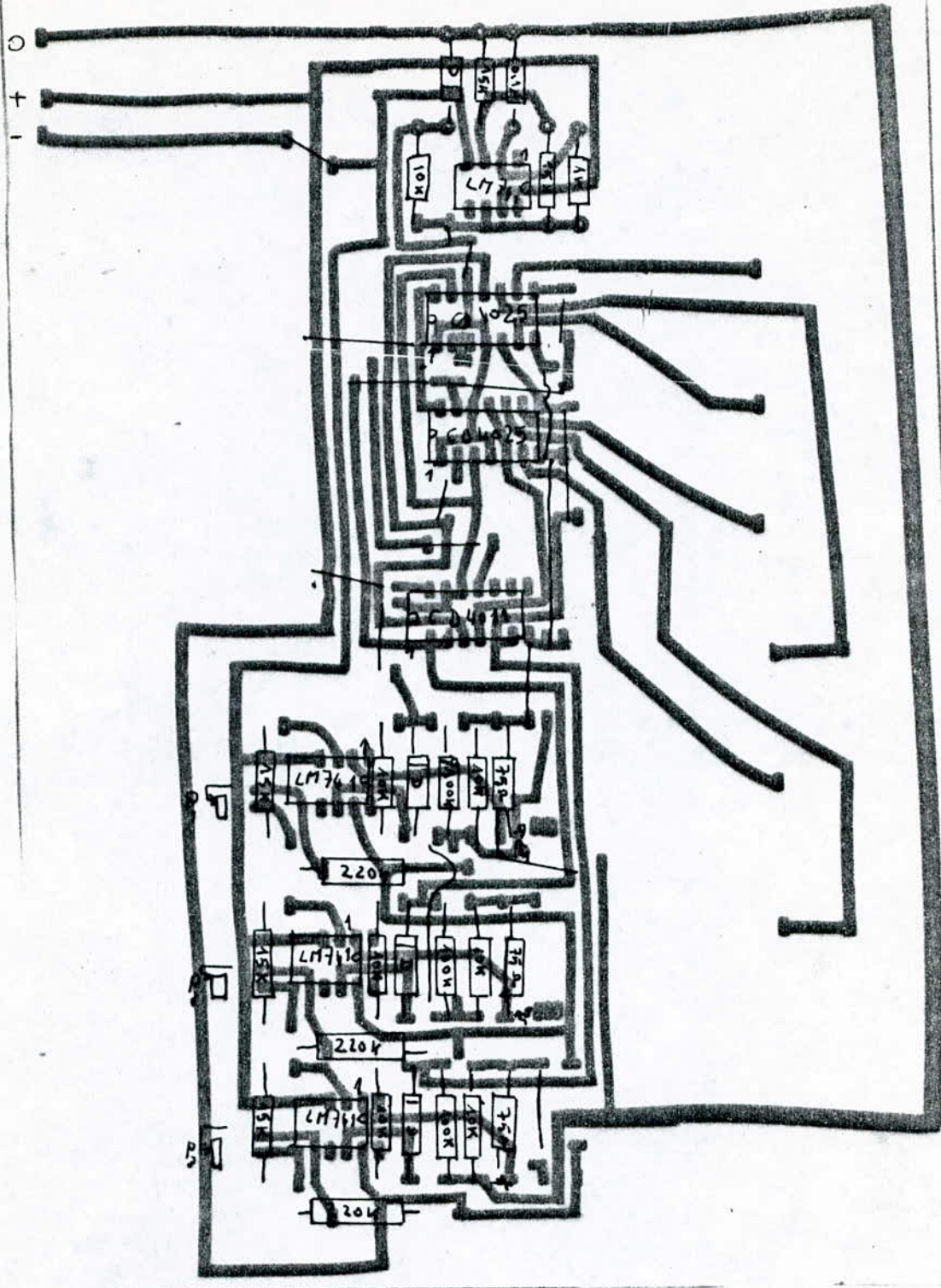


Circuits des étages amplificateurs et les T.I
(Côté cuivre).



circuit électronique de faibles signaux

(côté cuivre)



Circuit électronique de faibles signaux (liste composants).

BIBLIOGRAPHIE

- [1] A. ABED
A. BOUGARA
"Contribution à l'étude et à la réalisation d'une machine synchrone Autopilotee"
Projet de fin d'étude - E.N.P Juin 1985
- [2] LE_HUY HOANG
"Etude de la Commande numérique par microprocesseur d'une machine Synchrone autopilotée alimentée en Courant"
Thèse de Docteur-Ingénieur GRENOBLE, 1980
- [3] JACQUES DAVOINE
"Techniques de démarrage d'une machine synchrone autopilotée, alimentée en Courant et Commandée par microprocesseur"
Mémoire - Ingénieur C.N.A.M, GRENOBLE, 1981
- [4] H. BUHER
"Electronique de puissance"
"Electronique de réglage et de commande"
- [5] R. CHAUPRADE
"Commande électronique des moteurs à Courant Alternatif"
"Commande électronique des moteurs à Courant Continu"
"R.G.E. tome 85 - N° 10 Octobre 1976"
- [6] G. SEGUIER
"Électronique de puissance"
"Electrotechnique Industrielle"
- [7] R. KLEIN
"Les onduleurs et leurs applications"
"R.G.E. tome 85 N° 1 Janvier 1976"

[8] M. MEBARKI
A. ZAIDI

« Etude et réalisation d'un moteur synchrone autopiloté
avec régulation de vitesse »

Projet de fin d'étude - E.N.I.T.A , 1984

[9] C. VERBEEK

« les fonctions essentielles en commutation »

[10] J. MORNAND

« Schéma d'électronique »

[11] CH. MASSELOT
M. GIRARD

« Electronique non linéaire »

[12] M. MOUNIC

« Semi - conducteurs »

[13] F. BRICHANT

« les onduleurs autonomes »