

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية  
REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

1/85

2 ex

وزارة التعليم العالي و البحث العلمي  
Ministere de l'Enseignement Superieur et de la Recherche Scientifique

المدرسة الوطنية للعلوم الهندسية  
ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE D'ALGER

DEPARTEMENT D'ÉLECTROTECHNIQUE

## Projet de Fin d'Etude

المدرسة الوطنية للعلوم الهندسية  
"en vue de l'obtention du diplôme d'ingénieur d'état"

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE  
BIBLIOTHÈQUE

THEME

Contribution à l'étude et à la  
réalisation d'une machine synchrone  
autopilotée

Proposé par :

K. Moumen

L. NEZLI

Etudié par

A. Abed

A. Bougara

Dirigé par

K. Moumen

L. NEZLI

PROMOTION JUIN 1985



الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE



وزارة التعليم العالي و البحث العلمي

Ministere de l'Enseignement Superieur et de la Recherche Scientifique



المدرسة الوطنية للعلوم الهندسية

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE D'ALGER



DEPARTEMENT D'ÉLECTROTECHNIQUE



# Projet de Fin d'Etude

"en vue de l'obtention du diplôme d'ingénieur d'état"

THEME

Contribution à l'étude et à la  
réalisation d'une machine synchrone  
autopilotée

Proposé par :

K. Moumen

L. NEZLI

Etudié par

A. Abed

A. Bougara

Dirigé par

K. Moumen

L. NEZLI

PROMOTION JUIN 1985

Noms . Prénoms : A . Abed  
A . Bougara  
Département : Electrotechnique  
promoteurs : K . Moumen  
L . Nezli

### المخلص

هذا المشروع هو مساهمة في دراسة واختبار محرك متزامن ذو سرعة متغيرة ذاتياً . في بادئ الأمر أنجبتنا ملتقط الأوضعا (الجزء الأساسي للتحكم الذاتي) مع الدارة المتحركة في مُبدّل التيار . ثم شرعنا في تحليل شامل لكافة المراحل ، كما توصلنا إلى وضع جميع الدوائر الإلكترونية ونحصرها .

### Resumé

Notre projet consiste en une contribution à l'étude et à la réalisation d'une machine synchrone autopilotée alimentée en courant . Un capteur de position (partie essentielle de l'autopilotage) et le circuit de commande du commutateur ont été réalisés. Une synthèse du fonctionnement est faite et les circuits électroniques de commande déterminés et testés .

### Summary

This project contribute to the study and the réalisation of an auto-piloting synchronous machine fed in current . The captor in position (the main-part in the auto-piloting) and the control circuit of commutator have been carried out . A working synthesis has been done and the electronic circuits of the control were determined and tested .

## Remerciements

Nous exprimons nos plus vifs remerciements et notre sincère reconnaissance à nos promoteurs Monsieur MOUMEN et Monsieur NEZLI pour leur aide précieuse qu'ils nous ont apportée durant tout le semestre.

Nous tenons à remercier :

Monsieur HAMICI et Monsieur MAHMOUDI enseignants au département d'électrotechnique.

Monsieur WALI chef d'atelier de mécanique pour l'aide qu'il nous a apportée pour la réalisation du capteur de position.

Enfin nous remercions tous les professeurs qui ont participé à notre formation.

A. ABED.

A. BOUGARA.

# SOMMAIRE

## Introduction

### Chapitre - 1 -

#### Principe de l'autopilotage

1-1. Introduction

1-2. Description du montage

1-3. Principe de l'autopilotage

### Chapitre - 2 -

#### Réalisation du capteur de position et le circuit de commande du commutateur

2-1. Introduction

2-2. Description du capteur

2-2.1. présentation du 1<sup>er</sup> type de capteur

2-2.2. présentation du 2<sup>ème</sup> type de capteur

2-2.3. présentation du 3<sup>ème</sup> type de capteur

2-3. Reglage de l'angle  $\psi$  (avance du courant sur la f.e.m)

2-3.1. Circuit de commande de l'angle  $\psi$

2-4. Commande du sens de rotation

2-5. Circuit de mise en forme et d'amplification des signaux issus du capteur

2-5.1. réalisation du circuit de mise en forme

### Chapitre - 3 -

Etude théorique de la machine synchrone

- 3-1. Description de la machine synchrone
- 3-2. Equations électriques
- 3-3. Etude de la tension et du courant
  - 3-3.1. étude pendant l'intervalle de conduction
  - 3-3.1. étude pendant la commutation

## Chapitre - 4 -

### Redresseur ( $Rd_1$ ) et sa commande

- 4-1. Forme et valeur moyenne de la tension redressée
- 4-2. Elaboration du circuit de commande
- 4-3. Elaboration du circuit de commande du redresseur

## Chapitre - 5 -

### Fonctionnement en commutation forcée (Démarrage et faibles vitesses)

- 5-1. Introduction
- 5-2. Circuits auxiliaires de commutation
- 5-3. Etude du démarrage sans thyristors auxiliaires
- 5-4. Démarrage avec thyristor auxiliaire
- 5-5. Circuit de mise en butée - onduleur
  - 5-5.1. Synchronisation du fonctionnement en butée onduleur du redresseur avec les séquences du commutateur de courant
  - 5-5.2. Seuil de commutation forcée

## Chapitre -6 -

### Régulation et développement futur de la manipulation

6-1. Régulation

6-2. Développement de la manipulation

6-2-1. Commande numérique

6-2-2. Commande optimale

## Conclusion Générale

## Annexes

### Annexe 1

Alimentation stabilisée

### Annexe 2

Carte de commande du redresseur pour une phase - côté cuivre -

### Annexe 3

Carte de commande du redresseur pour une phase - côté Composants -

### Annexe 4

Bati de la maquette

## Bibliographie



## INTRODUCTION

Jusqu'ici, le moteur à collecteur alimenté en courant continu a constitué le moteur idéal dans les entraînements à vitesse variable, car sa caractéristique est bien adaptée à ce mode de fonctionnement et le réglage de vitesse est relativement simple.

De plus le moteur à collecteur le plus récent a atteint la limite de ses possibilités, compte tenu de toutes les améliorations apportées et par les supraconducteurs et par les moyens de refroidissement. En outre, pour assurer un comportement correct du collecteur, il est indispensable de ne pas dépasser des valeurs bien déterminées et de la tension entre lames de collecteur et de la vitesse périphérique d'induit.

Une autre limite est représentée par la densité maximale de courant au niveau des balais et des lames du collecteur.

A toutes ces limites il faut ajouter, que malgré toutes les améliorations dont il a été l'objet, le collecteur est un organe délicat qui nécessite une surveillance régulière.

Le développement de l'électronique de puissance, dans le domaine de la maîtrise de la commutation forcée, a permis la construction de convertisseurs statiques à fréquence variable, autres que les cycloconvertisseurs. Ceci a rendu possible le réglage effectif de la vitesse des machines à courant alternatif, sur une grande plage de fonctionnement. Ces machines ne présentent que des avantages sur les

moteurs à courant continu .

Les ensembles convertisseur statique - moteur à courant alternatif sont favorisés par la possibilité de ne comporter aucun contact glissant. Ces moteurs peuvent alors atteindre des performances allant au-delà des limites du moteur à courant continu (jusqu'à même des dizaines de MW pour des vitesses allant jusqu'à 4000 tr/min).

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 à thyristors (onduleur) très complexes. Ces convertisseurs mettent en oeuvre des circuits auxiliaires de commutation (condensateurs, ...) qui limitent la gamme de puissance, qui dépasse rarement le MW.

Par contre le moteur synchrone autopiloté présente l'incontestable supériorité par l'extrême simplicité du convertisseur (commutateur de courant) qui alimente le moteur. Ce commutateur, dans le cas général, peut être un simple pont de Graëtz. Pour une très grande partie de la plage de vitesse de fonctionnement, la commutation du courant, d'un bras de l'onduleur vers un autre, est assurée de façon naturelle sous l'action des forces électromotrices développées par la machine.

Ainsi, pour les fortes puissances (jusqu'à 50 MW), la machine synchrone autopilotée se présente comme la seule solution satisfaisante. C'est l'étude et la réalisation à une échelle réduite ( $P = 2,8 \text{ kW}$ ) d'une telle configuration qui fait l'objet de ce projet.

Notre travail a pour objectif d'apporter une contribution à l'étude et à la réalisation de la commande d'une machine synchrone autopilotée alimentée par l'intermédiaire d'un commutateur de courant .

Dans le premier chapitre nous décrivons , d'une manière générale, l'association convertisseur statique - machine synchrone , ainsi que le principe de l'autopilotage .

Dans le chapitre deux , nous étudions la réalisation du détecteur de position avec le circuit de mise en forme et d'amplification des signaux issus du capteur .

Dans le chapitre trois , nous exposons l'étude théorique de la machine synchrone , ainsi que le mode de commutation du courant .

Dans le chapitre quatre , nous proposons le circuit de commande (réalisé et testé) du redresseur .

Dans le chapitre cinq , nous présentons le circuit de commande qui opère pour les démarrages et les faibles vitesses du moteur .

Dans le dernier chapitre , nous donnons le développement qu'on peut apporter à cette étude qui pourrait faire l'objet d'une réalisation ultérieure .

# CHAP. 1 PRINCIPE DE L'AUTO-PILOTAGE

## 1.1 - INTRODUCTION

La machine synchrone est une machine réversible à courant alternatif. Elle se compose :

- d'une partie tournante " le rotor " (inducteur) alimenté par une source d'excitation à courant continu.
- d'une partie fixe " stator " (induit) alimenté par un courant triphasé qui développe dans l'entrefer une (f.m.m) à distribution supposée sinusoïdale.

Pour une machine à  $p$  paires de pôles, la vitesse synchrone de rotation en tr/mn est :

$$N = 60 \cdot \frac{f}{P} \quad (1)$$

où  $\left\{ \begin{array}{l} N : \text{vitesse de rotation, en tr/mn.} \\ f : \text{fréquence des courants statoriques, en [Hz].} \\ P : \text{Nombre de paires de pôles de la machine} \end{array} \right.$

De l'expression (1) il apparaît que la vitesse de synchronisme et la fréquence sont rigidement liées.

Cette fréquence donc, qui dans le cas de la marche autopilotée par la vitesse rotorique, est, en pratique, obtenue par de nombreuses structures de convertisseurs statiques.

Parmi ces convertisseurs on distingue :

- Les cycloconvertisseurs (pour le cas de très faibles vitesses).

Avec ces convertisseurs , il est possible d'obtenir des ondes assez voisines de la sinusoïde .

Cependant la pulsation de ces ondes est au maximum égale au tiers de celle du réseau .

De plus les cycloconvertisseurs présentent un inconvénient par la complexité des amorçages du grand nombre de thyristors qu'ils nécessitent ( triphasé : 18 thyristors ou 36 pour une meilleure approche de la sinusoïde ) .

- Les onduleurs autonomes ( commutateurs de tension , onduleurs par paliers de tensions , .... ) [ 11 ]

Les onduleurs par paliers de tensions , conçus pour tendre le mieux possible vers l'onde sinusoïdale , nécessitent par phase , en plus du grand nombre de thyristors , autant de fois de transformateurs que de paliers par demi-alternance .

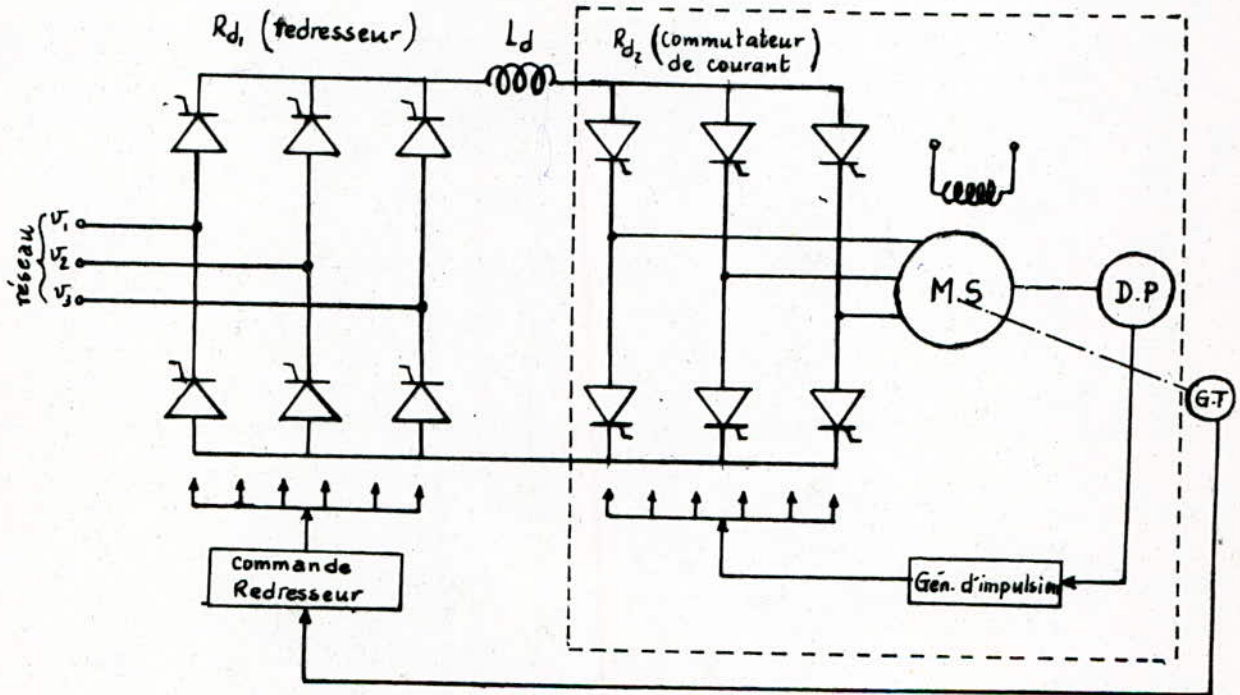
La commande n'est pas plus simple que pour les cycloconvertisseurs .

- Les onduleurs non autonomes ( principalement les " commutateurs de courants " ) qui imposent la forme et l'amplitude du courant d'alimentation .

C'est parce que économiquement la possibilité du commutateur de courant est plus attrayante , nous retenons son association à la machine synchrone dans le fonctionnement autopiloté que nous étudions .

## 1.2 - DESCRIPTION DU MONTAGE

Le schéma de principe du dispositif d'alimentation d'un moteur synchrone par convertisseur statique est indiqué sur la [fig 1.1].



[ fig 1.1 ] : Machine synchrone autopilotée alimentée en courant

Le montage est constitué par deux (2) convertisseurs statiques à six (6) thyristors en pont de Graëtz, reliés par un étage intermédiaire à courant continu comportant une inductance de lissage ( $L_d$ ).

Un détecteur (D.P.), monté en bout d'arbre de la machine, indique la position angulaire sectorielle du rotor.

Dans le fonctionnement en moteur, le convertisseur côté réseau

opère en redresseur fournissant un courant continu au Convertisseur côté machine (appelé commutateur de courant)

Le montage est symétrique électriquement car la tension continue de l'étage intermédiaire peut changer de sens pour renvoyer l'énergie de la machine vers le réseau, permettant le freinage par récupération. La machine fonctionne donc soit en moteur soit en génératrice [fig 1-2], les rôles des deux convertisseurs s'inversent : le commutateur devient redresseur et le convertisseur côté réseau devient commutateur non autonome (fréquence et forme de la tension imposées par le réseau)

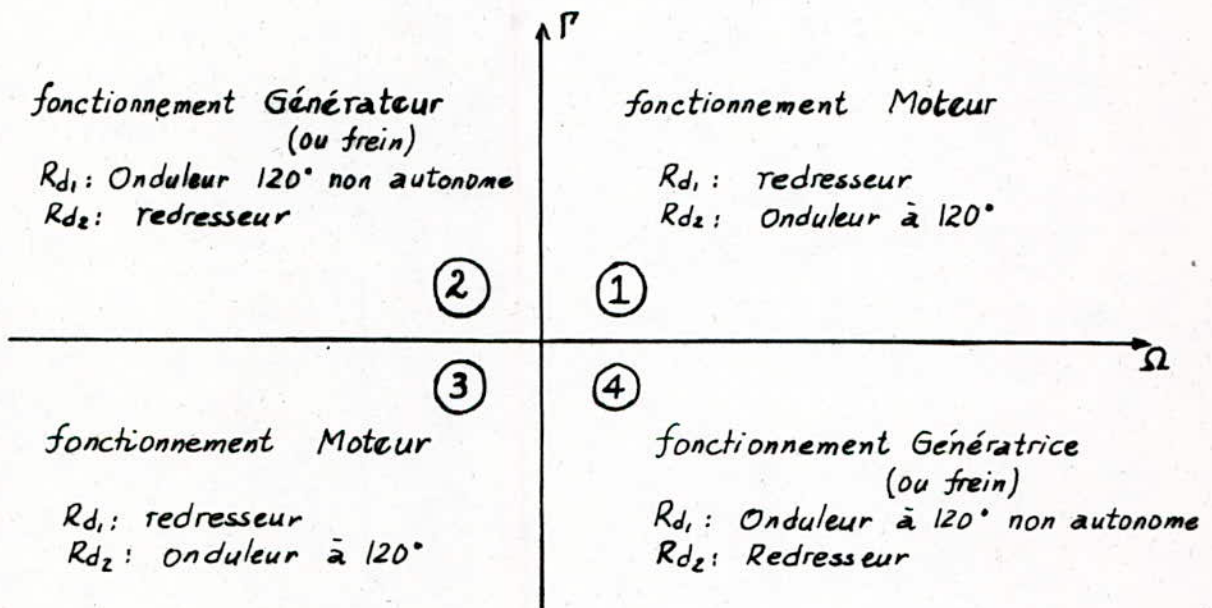


fig 1-2 : Fonctionnement dans les quatre Cadrans Couple - vitesse

Rq: Dans les fonctionnements des cadrans ② et ④, l'énergie électrique est restituée au secteur.

### 1.3 - PRINCIPE DE L'AUTOPILOTAGE

#### 1.3.1 Commutation naturelle

On suppose que la vitesse de la machine synchrone a atteint ou dépassé les 10% de la vitesse nominale à partir de laquelle la commutation naturelle du commutateur est possible (voir chapitre 5)

Le commutateur distribue le courant continu  $I_d$  périodiquement d'une phase du moteur à une autre, produisant ainsi des courants triphasés de fréquence variable en onde rectangulaire de  $120^\circ$  [fig 1.3]

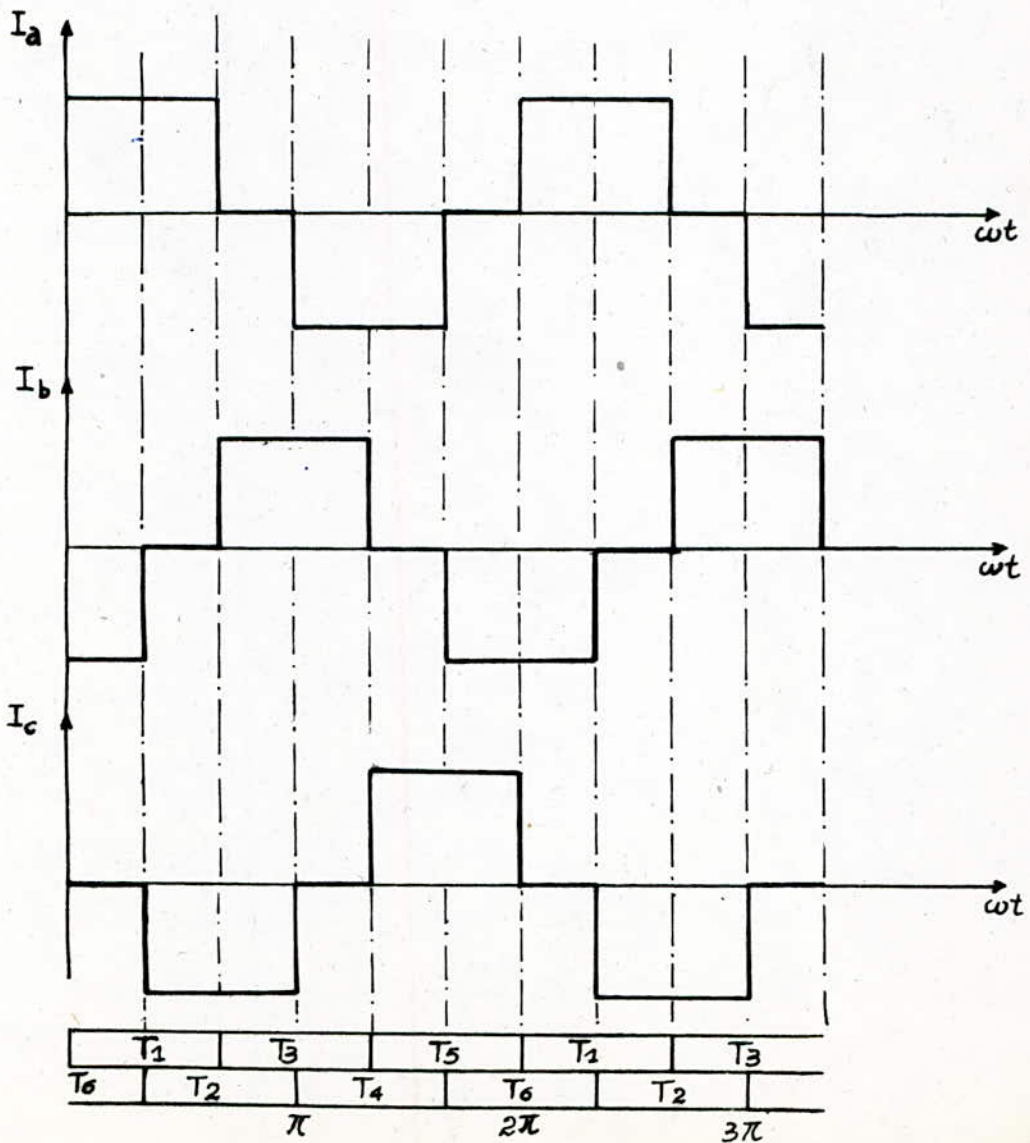


fig 1.3



Les commutations sont assurées par les f.e.m propres de la machine excitée de manière à fournir l'énergie réactive nécessaire à cet effet. Cette dernière doit donc fonctionner en surexcitée.

Le déphasage en avant du courant sur la f.e.m. [fig 1-4] est fixé par le choix de l'angle d'amorçage. la valeur de cet angle peut être établie de différentes manières.

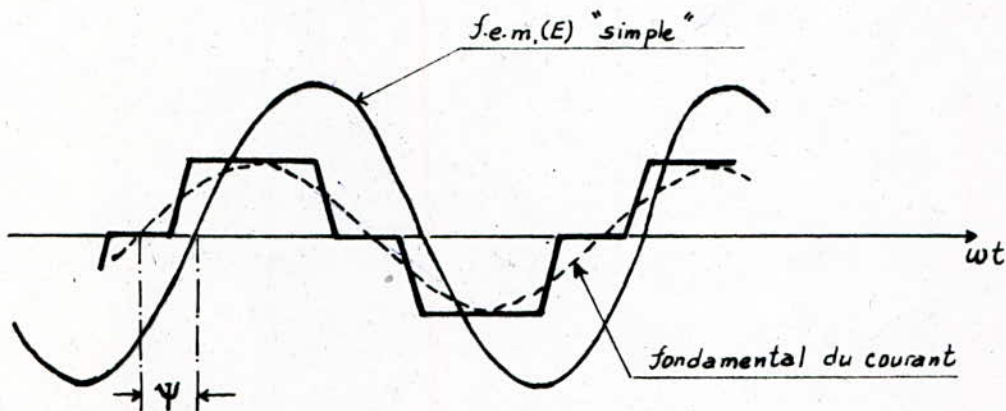


fig 1-4 : Déphasage "  $\psi$  " en avant du courant sur la f.e.m. correspondante

Les instants de commutation sont déterminés par la position du rotor [fig 1-5].

Le commutateur travaille donc à une fréquence rigidement liée à la vitesse de rotation (figure précédente).

### I-3.2 Commutation forcée

Au-dessous de 10% de la vitesse nominale, la f.e.m. induite dans les enroulements est faible et insuffisante pour assurer l'extinction des thyristors. La commutation forcée est alors nécessaire. son obtention est exposée dans le chapitre cinq.

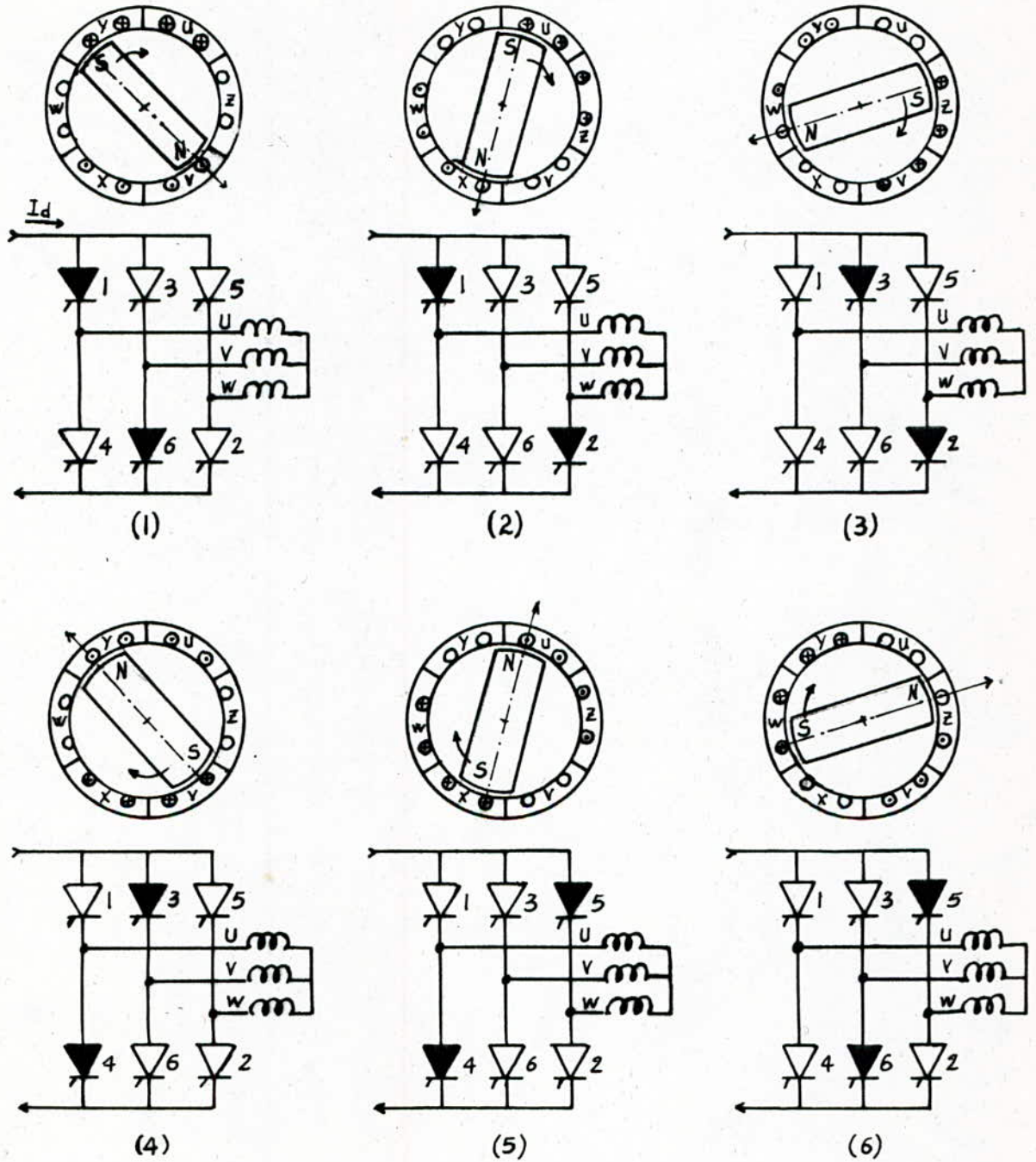


fig 1-5 : principe de fonctionnement d'un moteur synchrone autopiloté.

## CONCLUSION :

Dans ce mode de fonctionnement , appelé autosynchrone , on dit que la machine synchrone est autopilotée . Le décrochage n'est plus possible ; tout ralentissement (accélération) de la machine conduit automatiquement à une diminution (augmentation) correspondante de la fréquence du courant d'alimentation . Celle-ci reste toujours parfaitement synchrone de la vitesse .

## CHAP. 2 REALISATION DU CAPTEUR DE POSITION ET LE CIRCUIT DE COMMANDE DU COMMUTATEUR

### 2.1 INTRODUCTION

Le capteur de position est l'élément de base pour l'autopilotage de la machine. Ce dernier règle l'aspect séquentiel; il décide des conceptions à établir dans le commutateur de courant et, pour le démarrage, des instants auxquels il faut annuler le courant par le redresseur.

Le capteur de position peut être réalisé de différentes manières: détecteur optique, détecteur magnétique ou à inductance variable. Le choix peut dépendre des disponibilités existantes.

Plusieurs types de capteur peuvent être proposés. Ces types se retrouvent parmi trois grandes catégories de capteurs.

La première catégorie, disque codé, très précis et fiable, nécessite des décodeurs parfois complexes.

Dans la deuxième catégorie, la caractéristique essentielle est le très peu d'utilisation de traitement électronique, cependant elle présente l'inconvénient d'ignorer les positions initiales.

La troisième catégorie, très simple dans le codage, et n'utilisant que peu d'électronique, a l'avantage de

nous indiquer, 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).

Nous avons choisi cette dernière catégorie. Le principe du codeur optique est basé sur la transmission d'un faisceau lumineux par un disque percé de fentes régulièrement espacées sur son pourtour. La lumière reçue par chaque photodiode lors du passage de la fente est convertie en créneau de tension.

## 2.2 DESCRIPTION DU CAPTEUR

Le détecteur de position (capteur) comprend deux parties totalement indépendantes :

- L'une formée d'un disque solidaire du rotor (roue polaire) de la machine.

- L'autre partie, 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  $\psi$  (décalage entre la f.e.m et le courant statorique).

Cette partie est constituée de deux disques situés de part et d'autre du disque mobile. Le premier disque est utilisé comme support des sources lumineuses d'excitation (ampoules), le deuxième comme support des photodiodes.

Le nombre de trous (ou fentes) à pratiquer sur le disque mobile, ainsi que le nombre de sources lumineuses et d'éléments

détecteurs, sont déterminés par le nombre de paires de pôles de la machine.

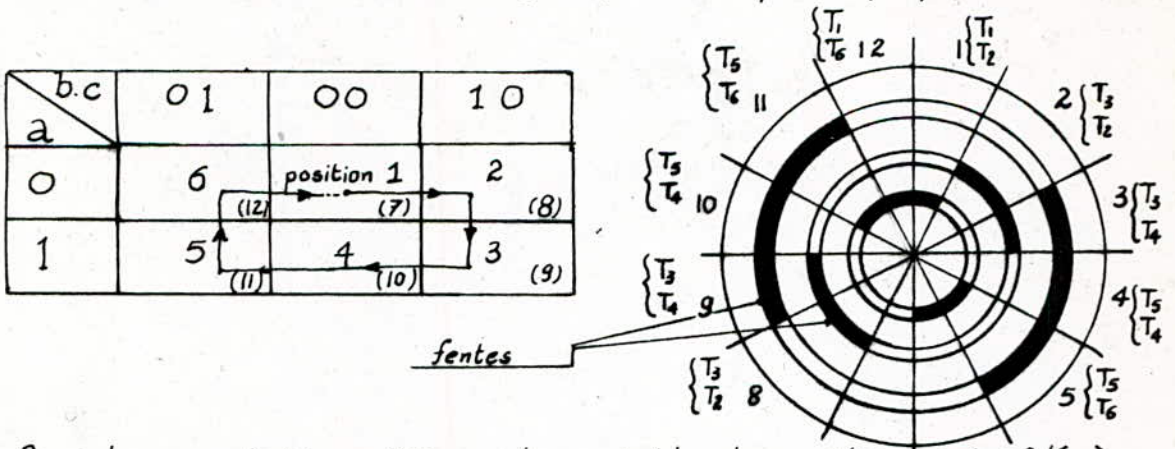
### 2.2.1 Présentation du 1<sup>er</sup> type de capteur

Cette catégorie de capteur, qui existe dans le commerce, nous informe d'une manière très précise sur la position angulaire du rotor, mais nécessite des décodeurs complexes.

Pour coder la variable de position à  $(P \times 6)$  secteurs, nous pouvons utiliser soit le code binaire naturel soit un code ayant des caractéristiques similaires à celle de la numérotation de Gray.

Le code binaire naturel présente des aléas dus à la non simultanéité de basculement de plus d'un bit à la fois, aléas qui n'existent pas dans le code Gray par exemple.

Pour le cas de 12 secteurs ( $P=2$ ), on peut proposer trois bits.



Pour le cas de 24 positions, la variable de position est codée à l'aide de 5 bits :

cde \ ab	000	001	011	010	110	111	101	100
00	1	2	3	4	5	6	7	8
01	24	21	20	17	16	13	12	9
11	23	22	19	18	15	14	11	10

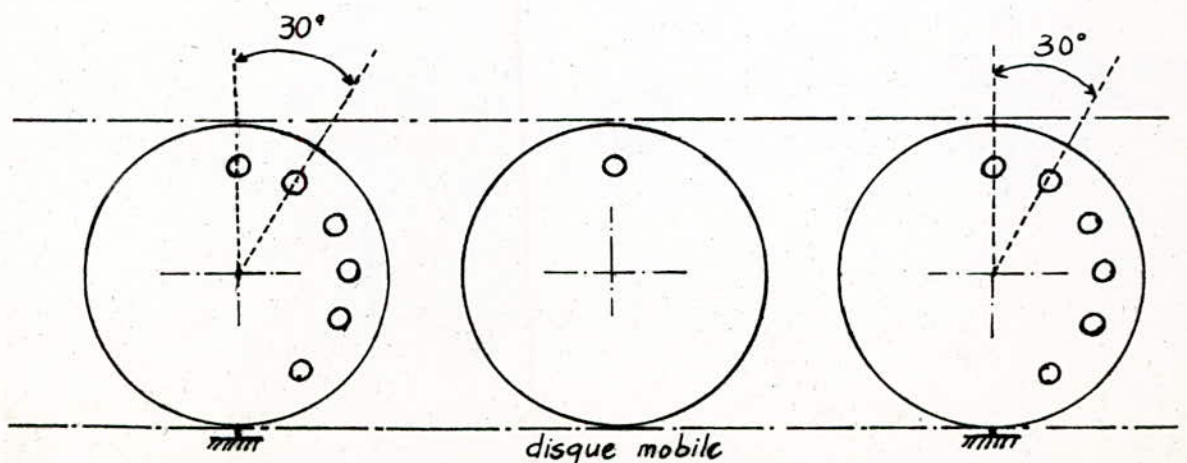
## 2.2-2 Présentation du 2<sup>ème</sup> type de capteur

La machine synchrone sur laquelle nous avons travaillé est tétrapolaire ( $P=2$ ) ; donc une demi-rotation correspond à une période électrique complète ( $\theta_{elec.} = p \cdot \theta_{geom.}$ ).

Le commutateur de courant est un pont de Graetz à 6 (six) thyristors. En mettant un détecteur pour chaque thyristor, d'où l'utilisation de six (6) photodiodes décalées entre elle d'un angle de  $30^\circ$  géométriques. Pour chaque photo-diode, la source de lumière est constituée par une ampoule (4 watts) qui lui est symétrique par rapport au plan du disque mobile.

L'angle entre deux photodiodes ( $30^\circ$  géométriques ou encore  $60^\circ$  électriques) correspond à l'intervalle angulaire ( $60^\circ$ ) d'une séquence du commutateur de courant.

Il reste maintenant à déterminer le nombre de trous à percer sur le disque mobile. Si nous pratiquons un seul trou sur le disque central [fig 2-1], nous aurons le fonctionnement suivant:



[fig 2.1] : disque mobile avec une seule fente (trou).

Le passage du trou devant une ampoule, correspond à l'amorçage d'un thyristor. Or pour permettre la fermeture du courant dans les enroulements statoriques il faut obtenir deux (2) impulsions synchrones.

Pour satisfaire à cette condition, nous devons utiliser d'autres composants électroniques à savoir des portes "ou" logiques. La synoptique de la commande est donnée par la [fig 2-2]

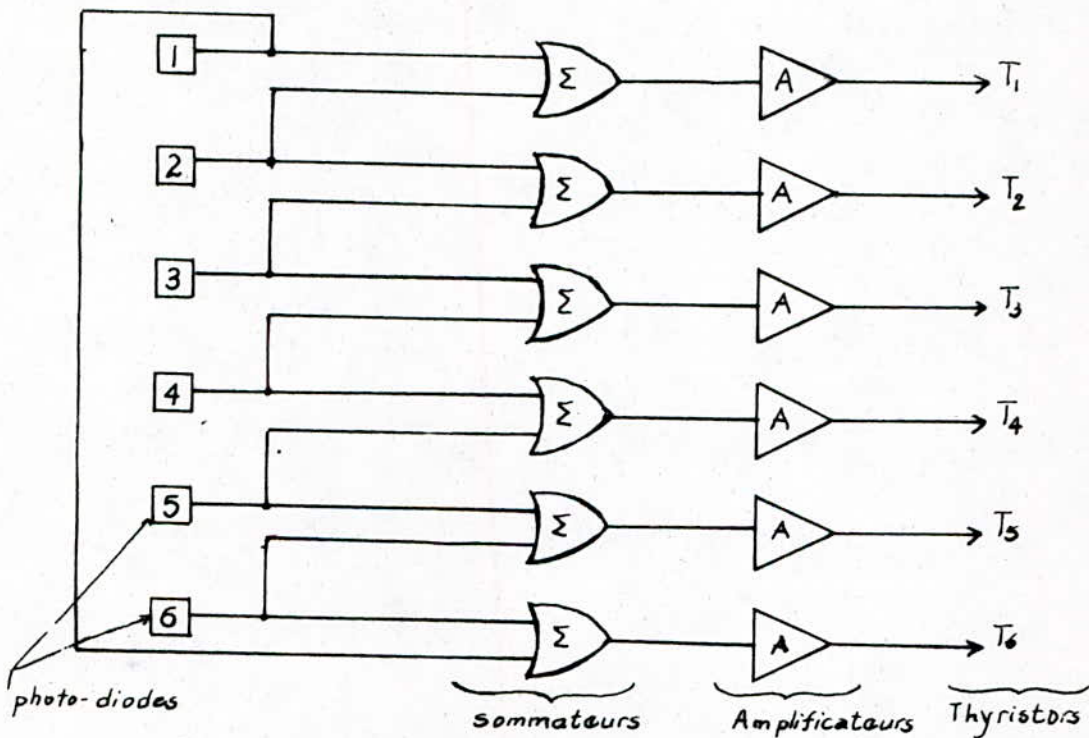


fig. 2-2 : Synoptique de la commande avec des portes logiques

Avec ce circuit de commande et la seule fente pratiquée sur le disque mobile, le rotor n'effectue qu'un demi-tour correspondant à une période électrique puis s'arrête. On se retrouve à la fin avec deux conducteurs qui ne se bloquent pas, donc le courant dans le bobinage statorique gardera le même sens, et



les mêmes phases seront parcourues par ce courant (c.à.d. que le couple est nul) .

On peut remédié à cette contrainte et en gardant le circuit de commande de la figure 2-2 , en pratiquant un deuxième trou diamétralement opposé au premier , comme l'indique la figure 2.3 .

Impulsions synchrones , sans logique électronique :

Pour question de fiabilité , nous pouvons éliminer la partie logique du circuit électronique . Nous pratiquons alors deux (2) trous diamétralement opposés et faisant un angle de  $30^\circ$  avec l'axe des deux premiers trous comme l'indique la figure 2-4 [ 2 ]

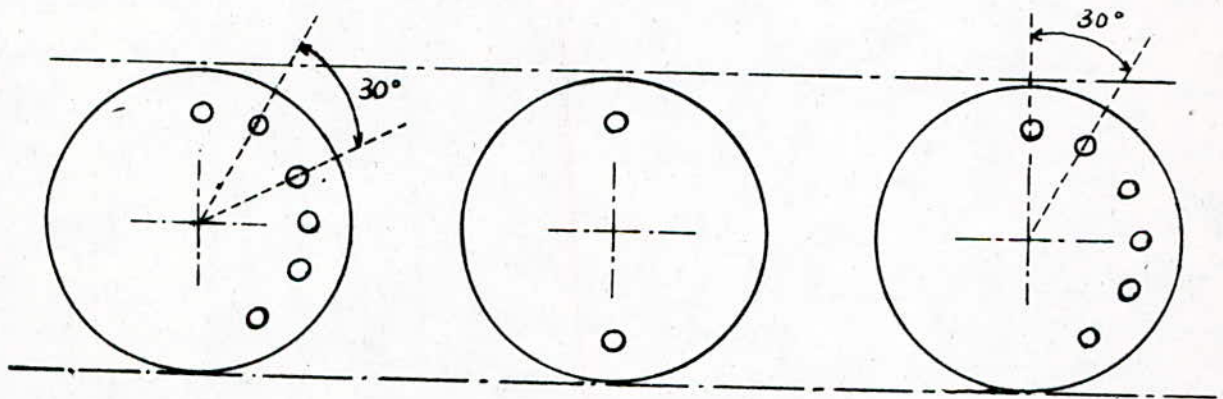


fig 2-3 : Disque mobile avec deux (2) trous.

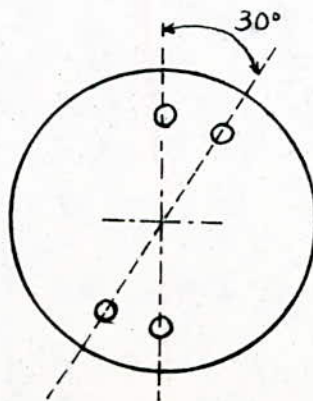


fig 2-4 : Disque mobile avec quatre (4) trous .

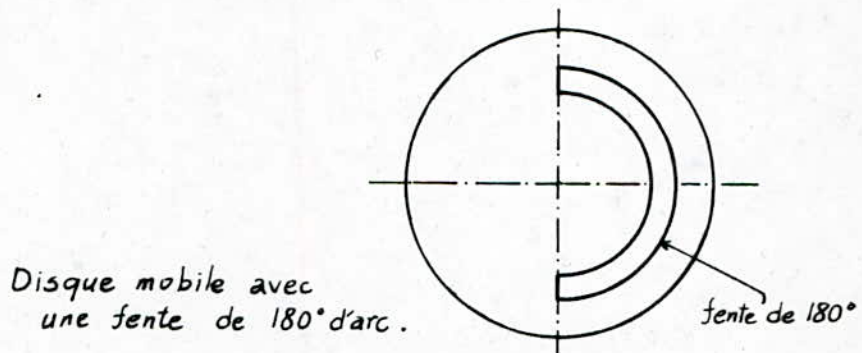
### 2.2-3 Présentation du 3<sup>ème</sup> type de capteur

Le capteur de position est similaire au premier, déjà présenté. Il est composé d'un disque intercalaire solidaire au rotor et, de part et d'autre, deux (2) autres disques (support sources et support capteurs) solidaires du stator.

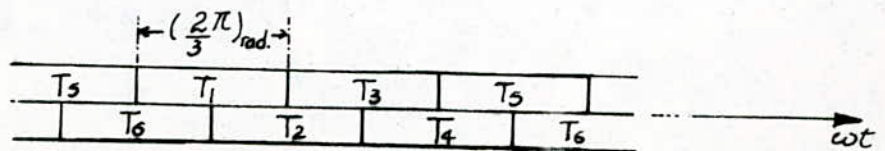
#### 2.2-3.1 Conception du capteur :

Comme il a été exposé au paragraphe (2.2), la conception du capteur dépend du nombre de paires de pôles de la machine.

Pour une machine à  $p=1$  : un degré mécanique correspond à un degré électrique (un tour correspondant à une période électrique), donc pour avoir un signal créneau de  $(2\pi)$  rad. électrique, nous devons pratiquer une fente de  $180^\circ$  d'arc.

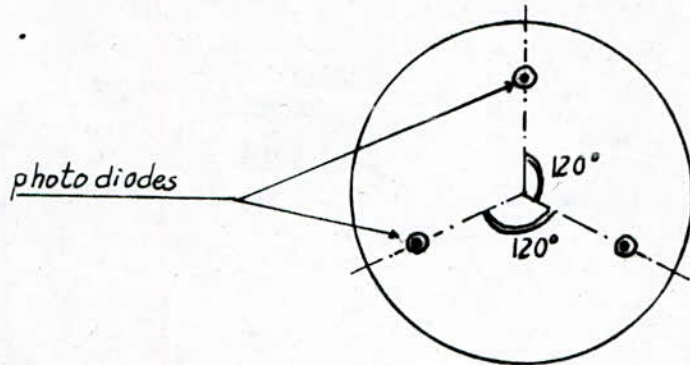


Avant d'aborder l'emplacement des photodiodes, rappelons les séquences de fonctionnement du commutateur :

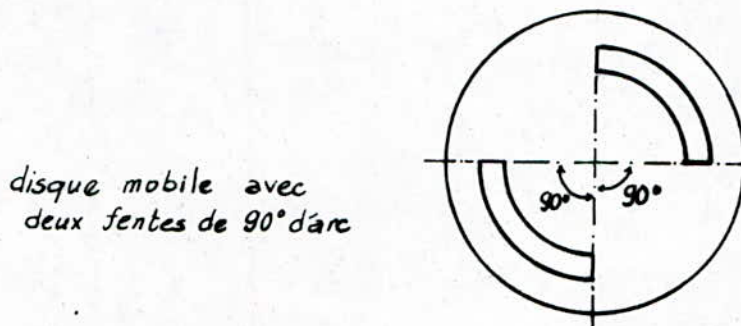


Intervallles de conduction des thyristors

En utilisant trois (3) photodiodes décalées entre elles de  $(\frac{2\pi}{3})$  rad. géom. , nous obtenons trois (3) signaux décalés entre eux de  $(\frac{2\pi}{3})$  rad. élect. .



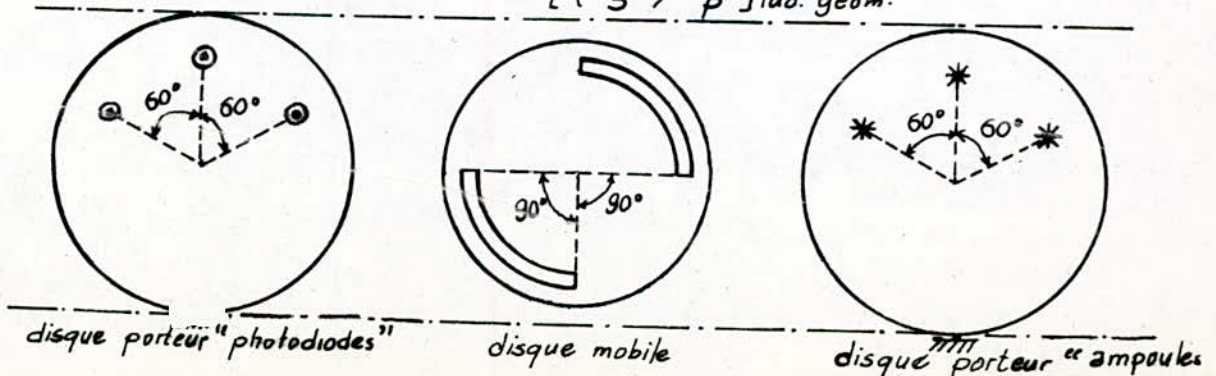
Pour une machine à  $P=2$  , nous devons pratiquer deux fentes de 90° d'arc diamétralement opposées ( 180° électrique correspond à 90° géo.)



disque mobile avec deux fentes de 90° d'arc

Les trois (3) photo-diodes sont décalées entre elles de  $(60^\circ)$  géom. Les signaux (crénaux) obtenus sont indiqués sur la (fig. 2-5).

Pour une machine à  $p$  paires de pôles , il faut pratiquer  $p$  fentes de  $(\frac{\pi}{p})$  rad. géom. d'arc . Les trois (3) photodiodes sont alors décalées entre elles de  $[(\frac{2\pi}{3}) \cdot \frac{1}{p}]$  rad. géom. .



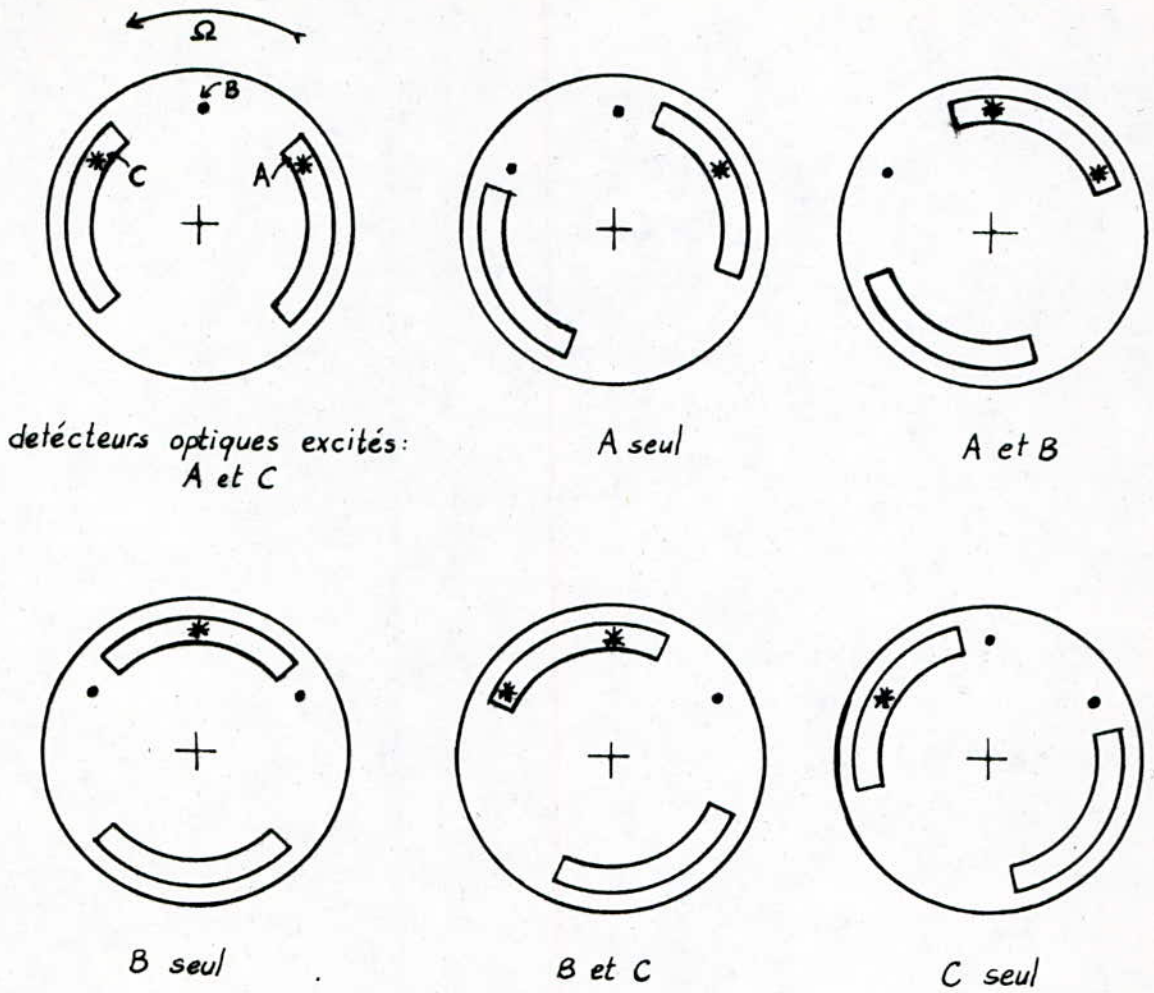


fig 2-5 (a) Capteur de position pour une machine synchrone de 1500 tr/mn .

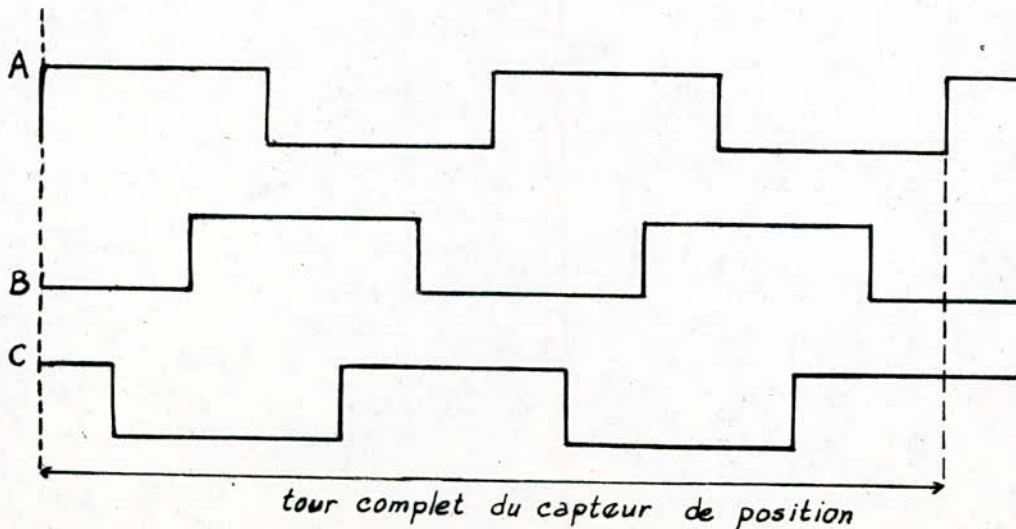


fig 2-5 (b) signaux délivrés par le capteur de position

On déduit , alors la séquence de commande des gâchettes des thyristors à partir des signaux délivrés par le capteur de position comme l'indique la figure 2-6. (page suivante) .

On voit d'après la figure 2-6. que pour amorcer le thyristor  $T_1$ , il faut avoir à la fois :

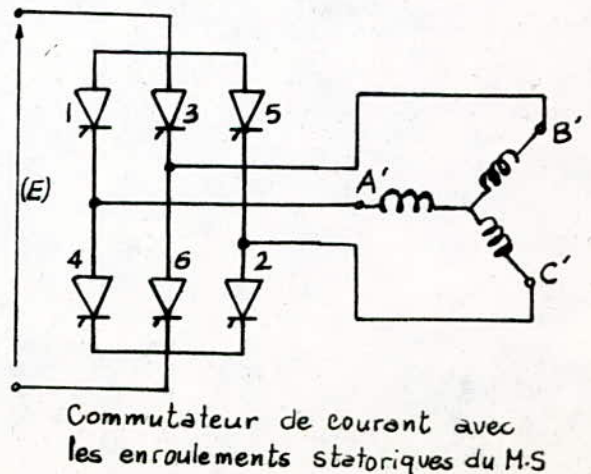
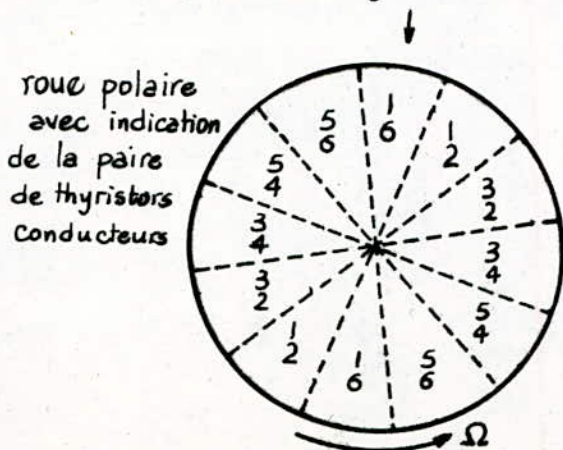
- La photodiode A excitée .
- La photodiode B non excitée .
- " " C excitée ou non .

donc  $T_1 = A \cdot \bar{B} \cdot (C + \bar{C}) = A \cdot \bar{B}$  (A et non B)

de la même manière pour :

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

On peut représenter les séquences de commande des thyristors, pendant une rotation complète du disque mobile, en 12 secteurs comme l'indique dans la figure suivante :



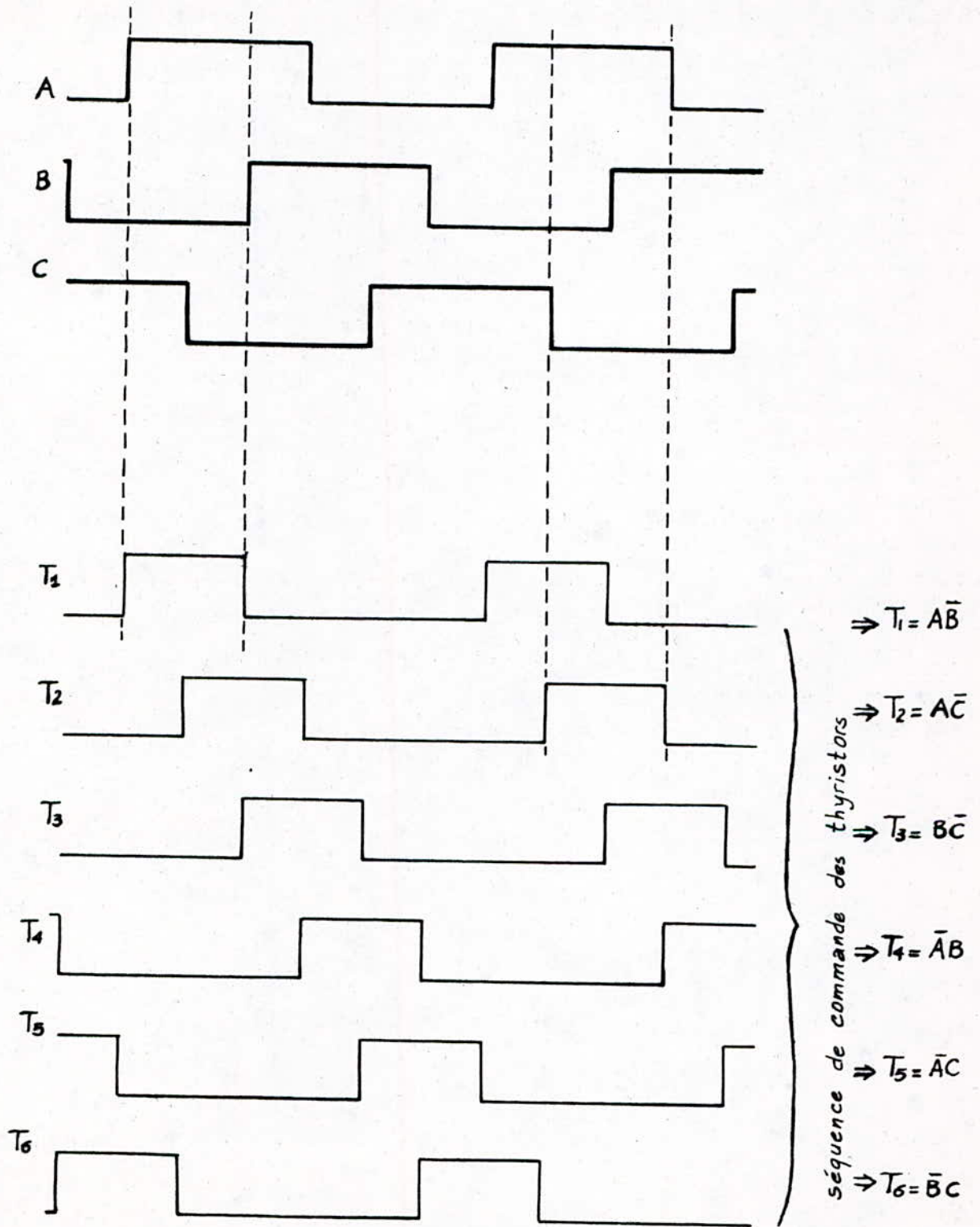


fig 2-6 : Séquence de commande des gachettes des thyristors à partir des signaux délivrés par le capteur de position

Comme il a été dit précédemment, l'amorçage des six (6) thyristors nécessite des "trains" d'impulsions par paquets de  $(\frac{2\pi}{3})$  rad.

Pour satisfaire à cette condition à partir des trois (3) signaux délivrés par le capteur, nous réalisons les opérations logiques telles que indiquées par le schéma combinatoire suivant, (fig 2.7).

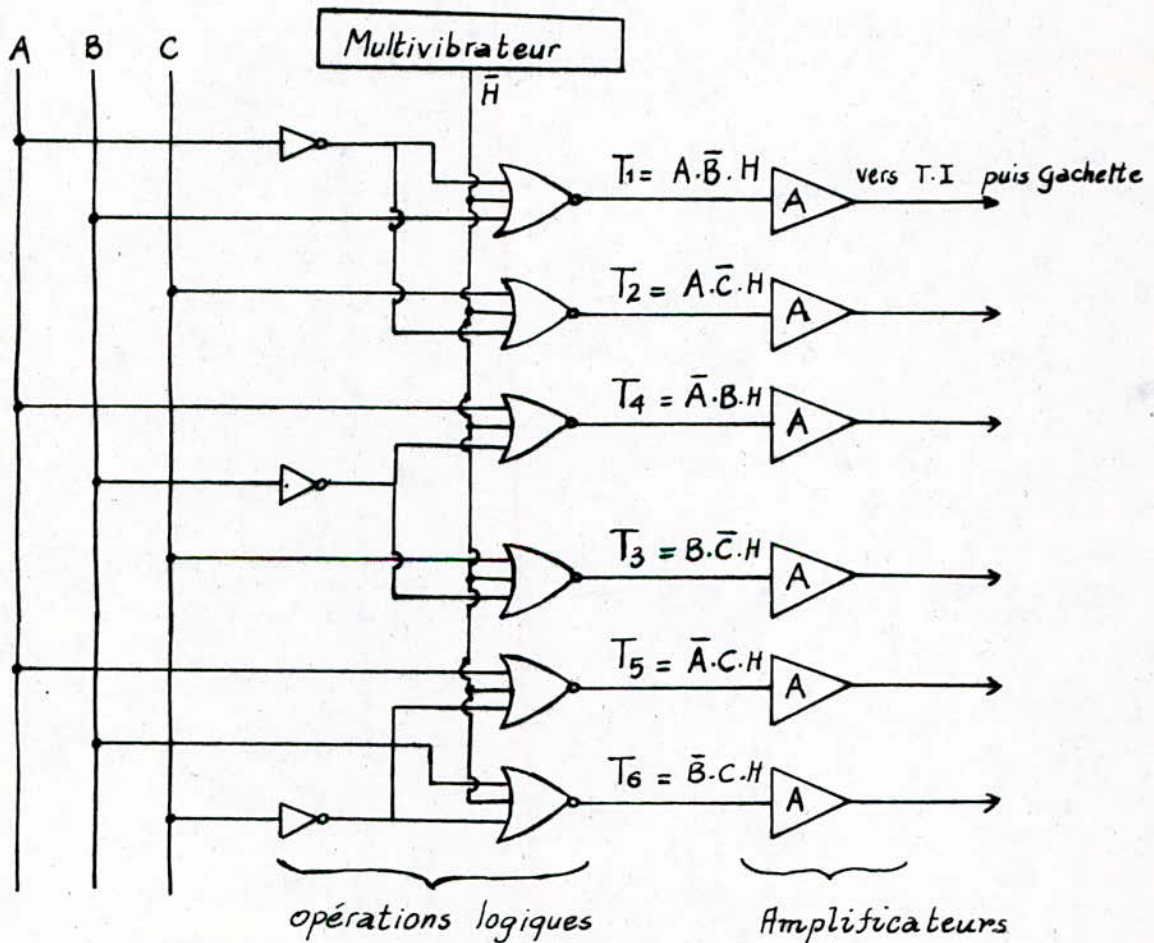


fig 2.7 : Synoptique de commande  
(N.B: le circuit de commande est représenté avec les composants électroniques disponibles au laboratoire)

## 2.3. REGLAGE DE L'ANGLE $\psi$ (avance du courant) sur la f.e.m.

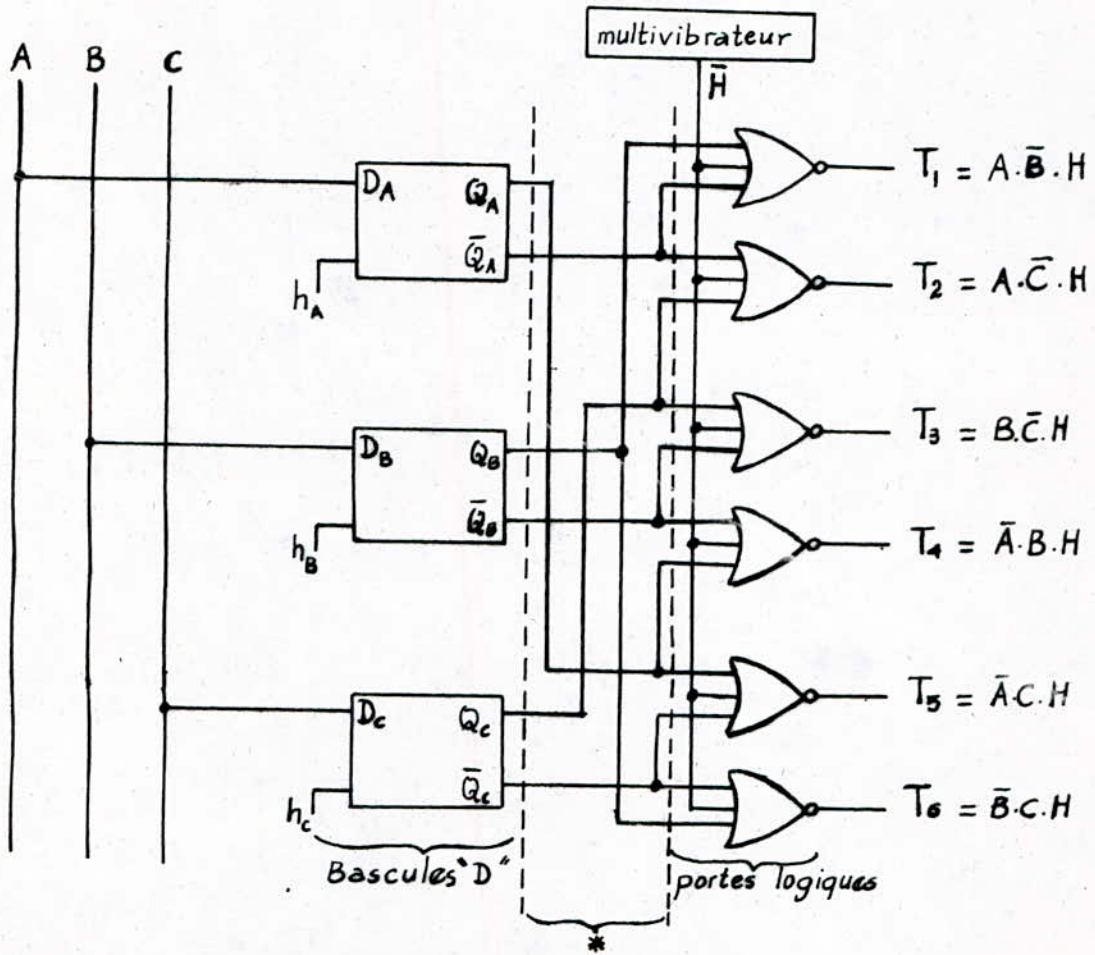
Le circuit de commande qui vient d'être décrit (fig.2.7) présente l'inconvénient de ne pas pouvoir commander l'angle  $\psi$  qui, d'une part, joue un rôle important dans la possibilité de commutation naturelle et d'autre part, affecte le couple électromagnétique.

Pour remédier à cette contrainte, nous avons utilisé des composants électroniques, à savoir des bascules "D". La commande de l'angle  $\psi$  se fait à partir d'un signal horloge (H). Nous reviendrons sur cela par la suite (§2.3.1)

Pour une commande optimale, nous devons jouer sur tous les paramètres libres du système :  $i_f$ , courant d'excitation,  $I_c$  courant d'induit et  $\psi$  l'angle considéré. Ceci peut se faire à l'aide d'un microprocesseur après modélisation du système (moteur + charge).

La synoptique de commande, avec les bascules "D", est donnée par la figure 2-8. dans la page suivante.





\* : Emplacement où sera inséré le circuit "sens de rotation" fig 2.

fig 2-8 : Synoptique de la commande

### 2.3-1 Circuit de commande de l'angle $\psi$

Pour chaque phase, l'idée consiste,

- Dans une première étape ... à générer des impulsions dont le nombre est proportionnel au déplacement angulaire du rotor. Pour cela on peut soit tailler des encoches sur le pourtour du disque mobile (voir figure 2.9) [1] soit percer ce même disque de plusieurs trous régulièrement espacés sur une ou plusieurs pistes (§ 2.3.1-2).

Ces trous (ou ces encoches) passent entre, d'une part, des sources lumineuses, d'autre part, des photodiodes; d'où ces impulsions.

- Dans une deuxième étape ... à compter ces impulsions et réaliser ainsi des rampes numériques  $U_s$ . Pour chaque phase, la reinitialisation de ces dernières se fait à chaque front du signal  $D_A$  (ou  $D_B$  ou  $D_C$ ) correspondant.

- Dans une troisième étape ... à comparer une tension  $U_\psi$  de commande de l'angle  $\psi$  à la rampe numérique  $U_s$  tel que le montre le diagramme de la figure 2.10.

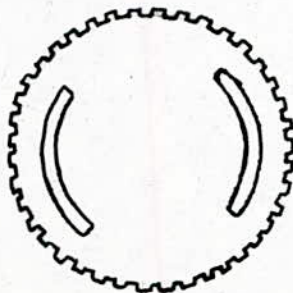
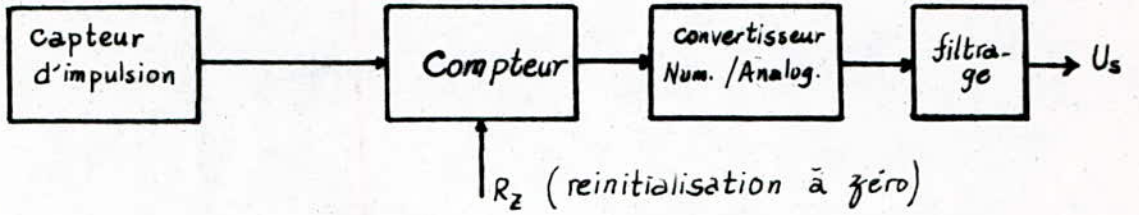


fig. 2.9 : Disque mobile avec les encoches pratiquées sur son pourtour

La synoptique globale du principe (par phase) est le suivant :



### 2.3-1.1 Obtention de l'angle $\psi$ :

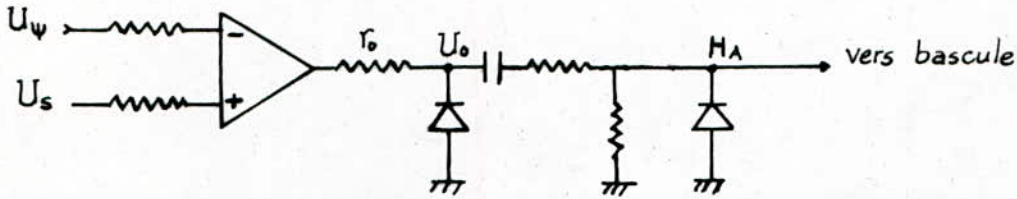
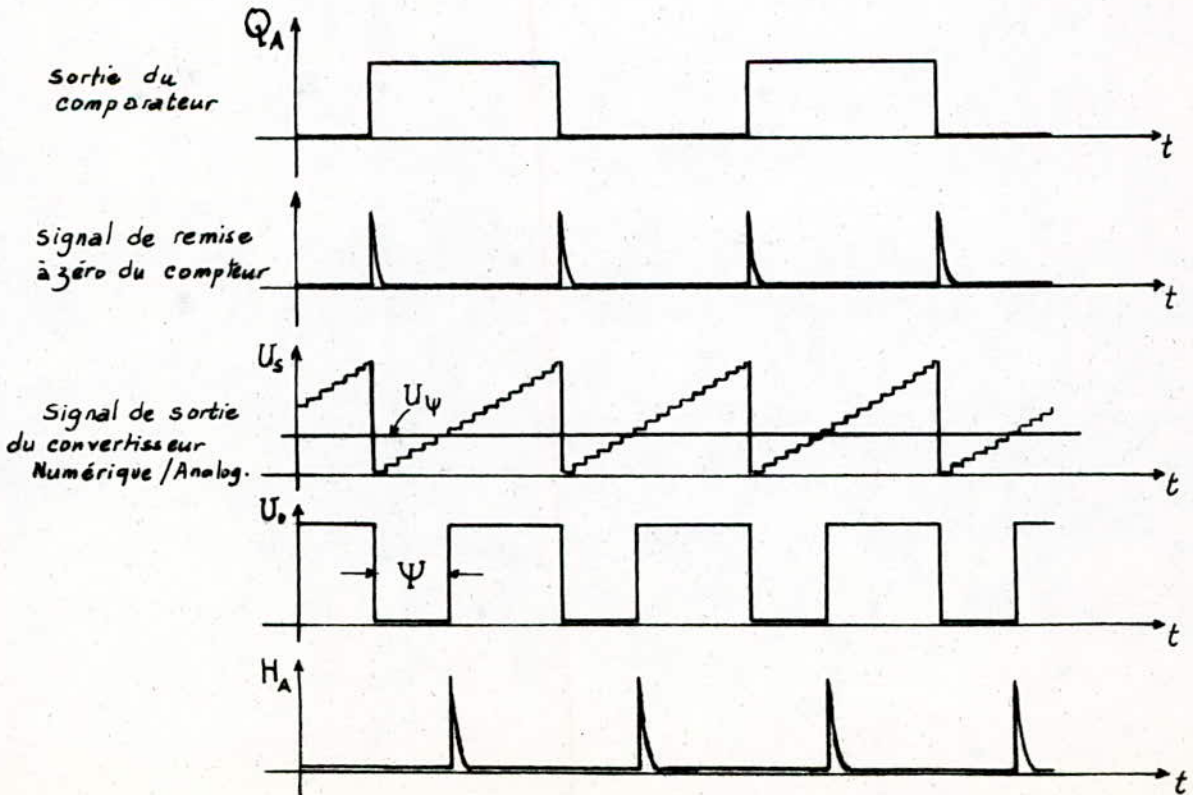


fig 2-10 : Circuit de comparaison et signal d'horloge  $H_A$  (ou  $H_B$ , ou  $H_C$ )

### Diagramme de fonctionnement



### 2.3-1-2. Deuxième possibilité d'obtention des impulsions pour la réalisation des rampes numériques

dispositif :

Il comprend :

- Un disque sur lequel on pratique des trous, régulièrement espacés, sur une ou plusieurs pistes. (Dans la figure 2.11 on a représenté qu'une seule piste).
- Des photodiodes judicieusement placées et qui recueillent des faisceaux lumineux lors des passages des trous.

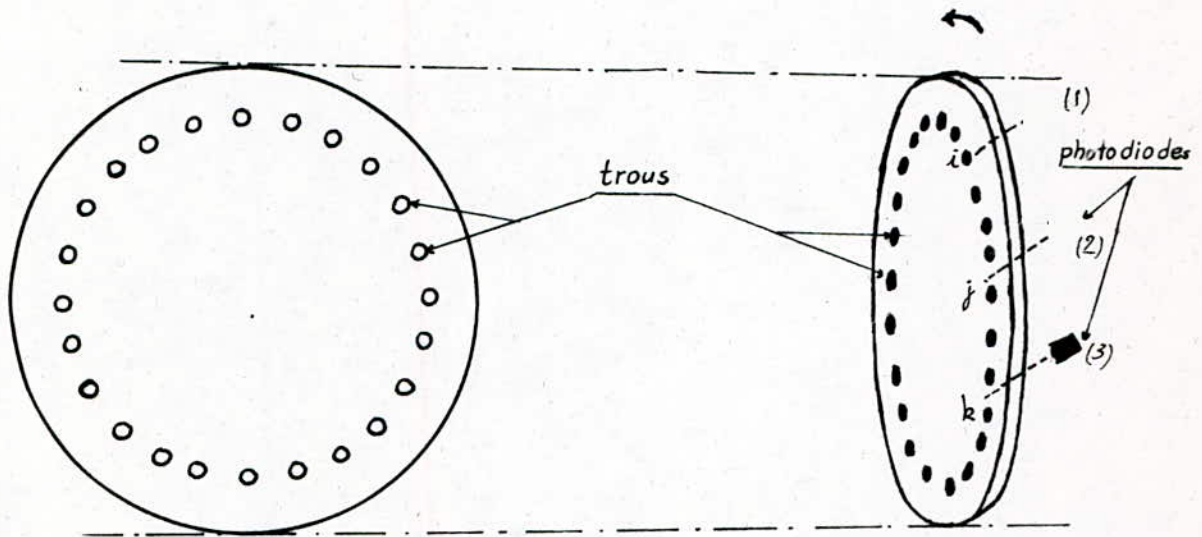


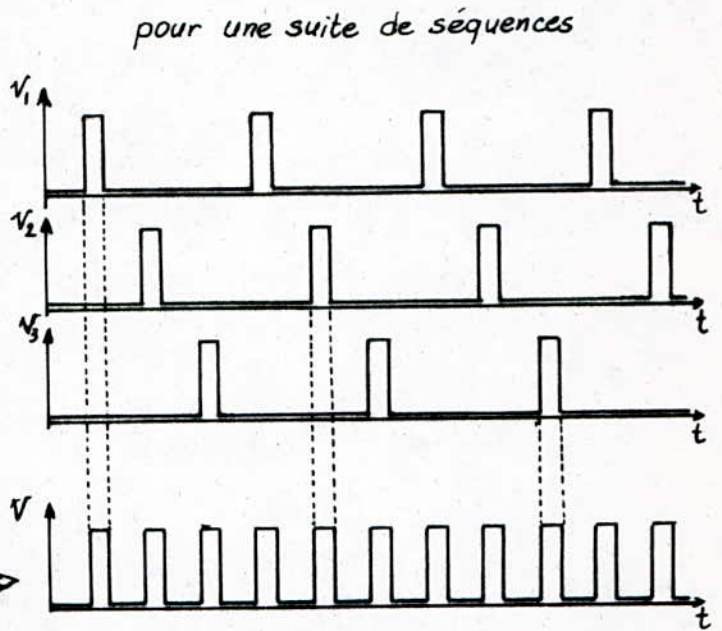
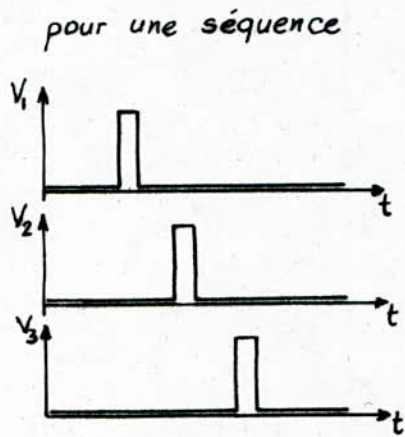
fig 2.11 : Disque mobile percé de trous

Principe :

Les photo-diodes (1), (2) et (3) sont excitées à tour de rôle dans une permutation circulaire qui dépend du sens de rotation du disque.

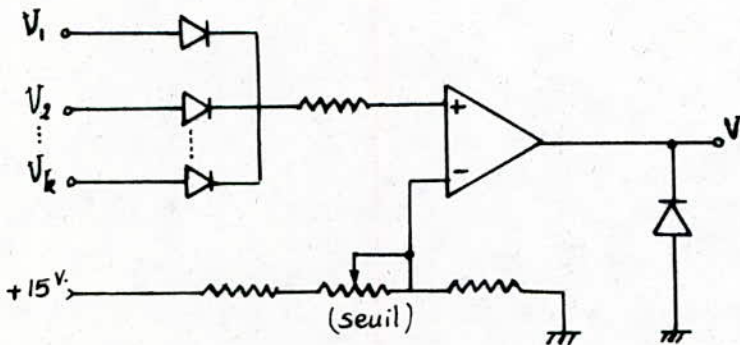
Dans le sens de rotation indiqué sur la fig 2-11, nous avons successivement les passages de trous  $i$ ,  $j$  et  $k$  devant respectivement

les photo-diodes (1), (2) et (3) il en résulte des impulsions  $V_1, V_2$  et  $V_3$  telles que :



En faisant la somme de  $V_1, V_2$  et  $V_3 \Rightarrow$

Circuit électronique :



## 2.4. COMMANDE DU SENS DE ROTATION

Comme nous l'avons vu, au § 2 du chapitre 1, le montage considéré peut fonctionner sur les quatre cadrans du plan couple - vitesse.

Pour obtenir le changement de sens de rotation, il suffit de permuter (électroniquement) deux (quelconques des trois) phases - ce qui modifiera l'ordre d'amorçage des thyristors du commutateur de courant -.

Nous prendrons, par exemple, les phases A et B.

- Désignons par D la variable logique donnant le sens de rotation (D=1 : sens direct ; D=0 : sens inverse).

- Pour des questions de compatibilité et d'adaptation, il est normal de réaliser les inversions après traitement des signaux A et B, c'est-à-dire, d'introduire la logique d'inversion au niveau de  $Q_A$  et  $Q_B$ , sorties des bascules de copie.

Les nouvelles variables (nouveaux signaux) sont :

$$Q'_A = Q_A D + Q_B \bar{D} = \overline{Q_A \cdot \bar{D} \cdot Q_B \bar{D}}$$

$$Q'_B = Q_B D + Q_A \bar{D} = \overline{Q_B \cdot \bar{D} \cdot Q_A \bar{D}}$$

$$Q'_C = Q_C$$

La modification du schéma précédent se fait au niveau de  $Q_A$ ,  $\bar{Q}_A$ ,  $Q_B$  et  $\bar{Q}_B$  remplacés respectivement par  $Q'_A$ ,  $\bar{Q}'_A$ ,  $Q'_B$  et  $\bar{Q}'_B$ , ces derniers étant obtenus comme suit : [fig 2-12]

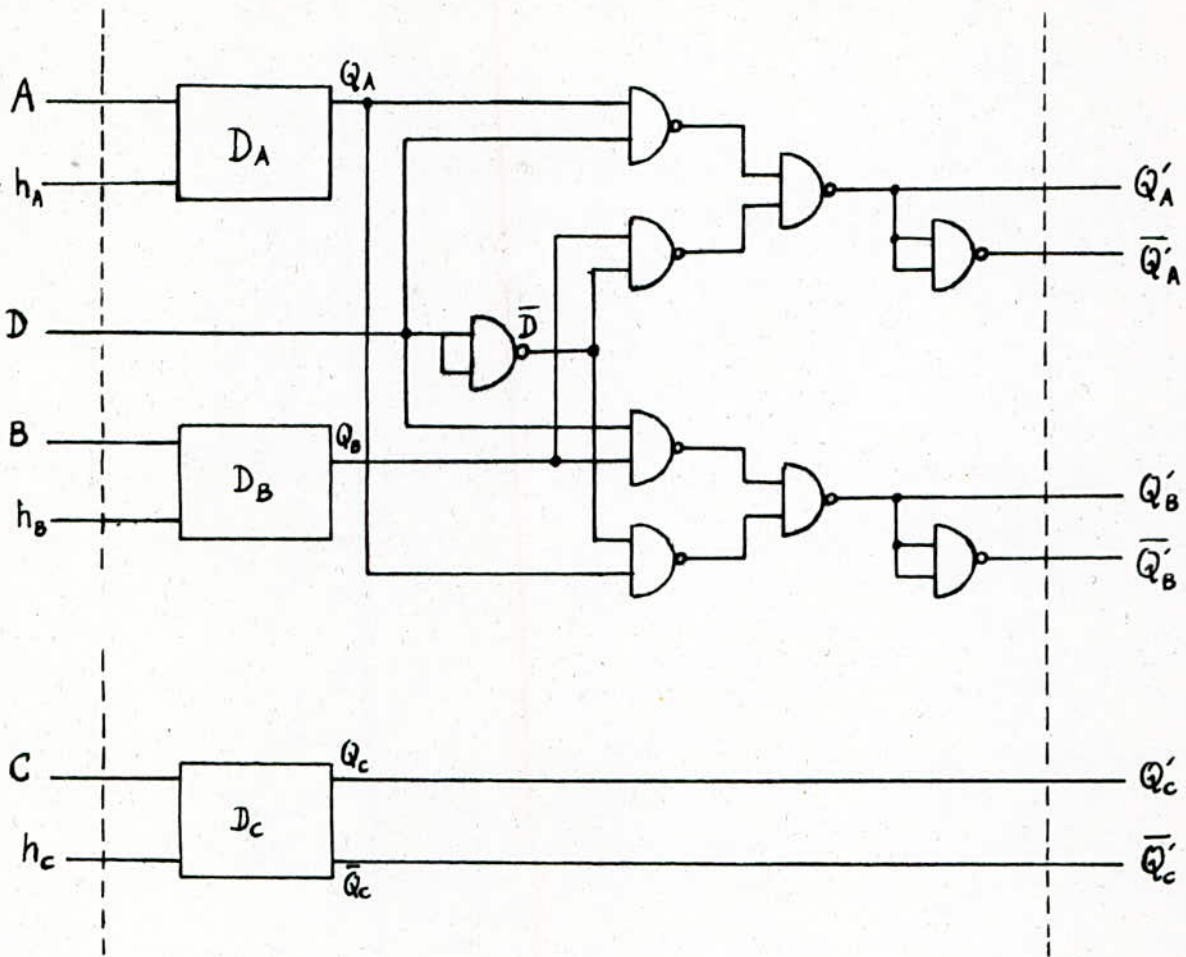


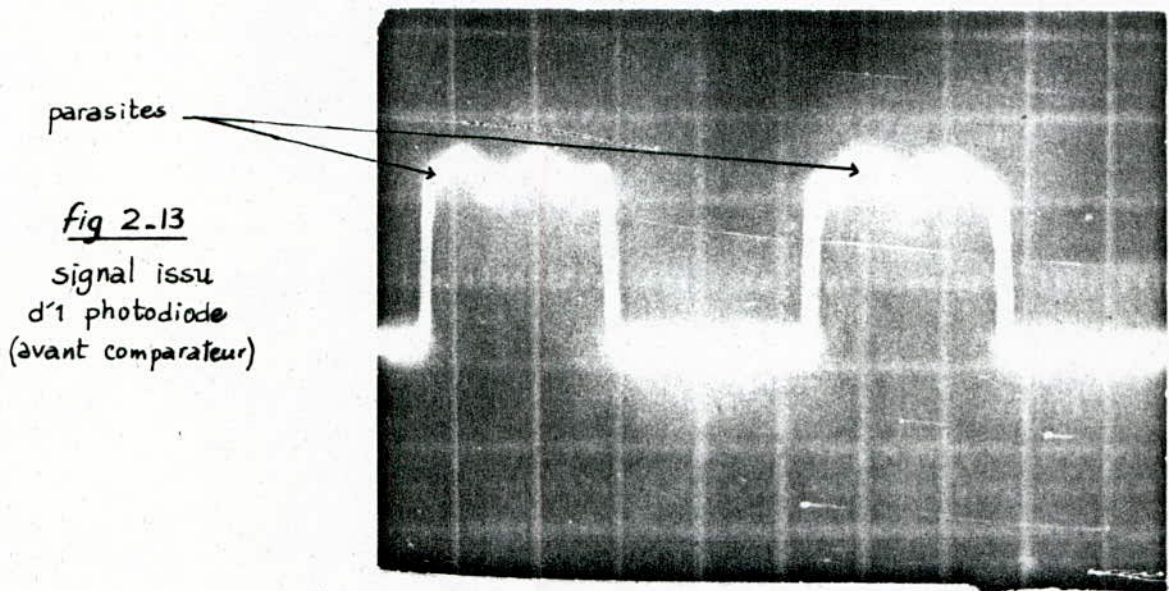
fig.2-12 : Synoptique de la commande du sens de rotation

## CONCLUSION

Le capteur que nous avons proposé présente l'avantage de connaître la position du rotor, même à l'arrêt, ce que ne permet pas le deuxième type de capteur. Au démarrage, il est donc possible d'aiguiller le courant dans les phases qui doivent conduire, compte-tenu du sens de rotation désiré. De plus le sens de rotation de la machine peut être inverser par l'utilisation d'un système de logique électronique. L'autre avantage réside dans la possibilité de pouvoir faire varier l'angle  $\psi$  électroniquement.

## 2.5 . CIRCUIT DE MISE EN FORME ET D'AMPLIFICATION DES SIGAUX ISSUS DU CAPTEUR

le signal issu des photo-diodes, après chaque passage d'une fente en face d'une ampoule, est de la forme suivante .



Nous observons que le signal créneau n'est pas bien "lisse". Si nous utilisons directement ce signal pour attaquer les transformateurs d'impulsions (après amplification) nous risquons d'amorcer intempestivement les thyristors et ce à cause des ondulations (parasites) superposées aux créneaux.

Pour remédier à cette contrainte, nous comparons électroniquement le signal du capteur avec un signal continu, d'amplitude supérieure ou égale à l'amplitude maximale des signaux parasites. L'opération de comparaison nous a permis aussi une mise en forme des impulsions; le front montant est raide ce qui augmente la précision d'allumage



des thyristors .

Nous avons utilisé un oscillateur de fréquence assez élevée ( $\approx 10\text{kHz}$ ) qui délivre un train d'impulsion . Cette solution évite aussi les problèmes des amorçages ratés , voir figure 2-14 .

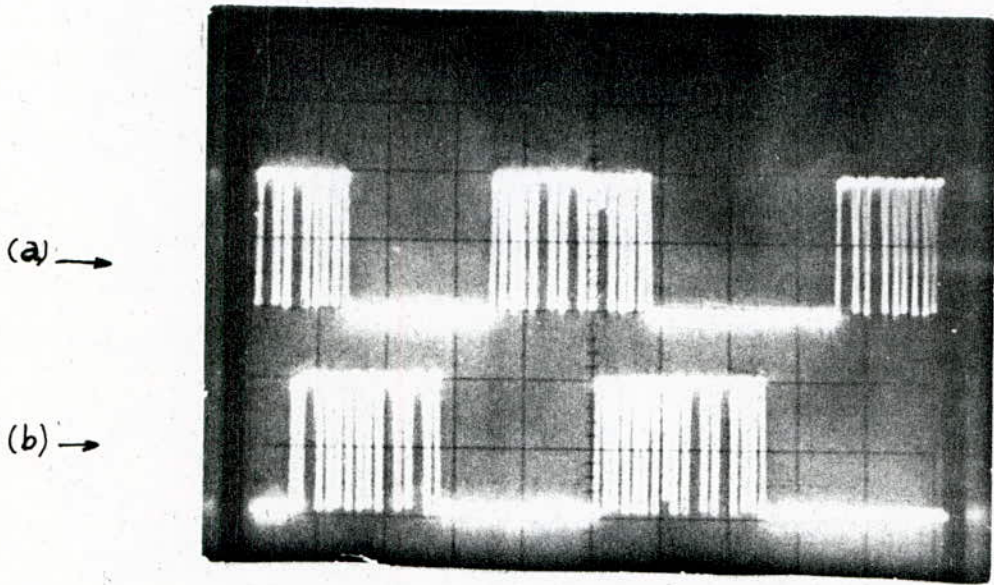
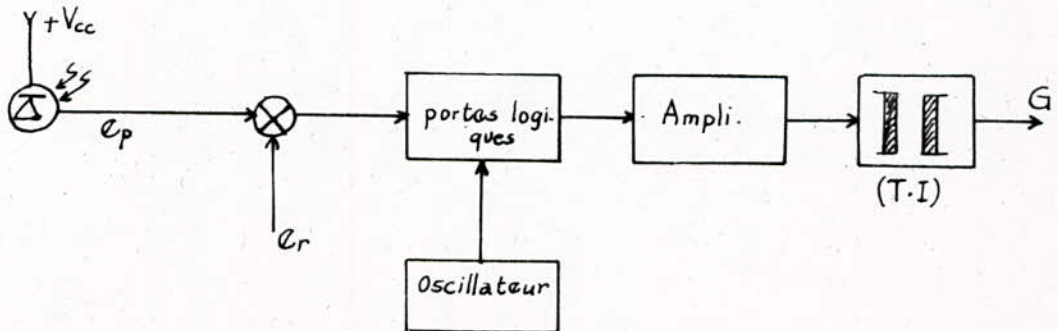


fig. 2-14 : signaux modulés par un oscillateur  
(a) signal issu de la photo-diode A  
(b) " " " " " " B

### 2-5.1. Réalisation du circuit de mise en forme :

La synoptique du circuit de mise en forme est la suivante :



### a/ Le comparateur :

Le comparateur est réalisé à base d'amplificateur opérationnel type 741, dont les tensions de polarisation  $V^+ = +15V$  et  $V^- = -15V$ .

La tension "seuil" est obtenue par abaissement potentiométrique à partir de l'alimentation  $+15V$ . Le seuil est déterminé expérimentalement. voir [fig. 2-15].

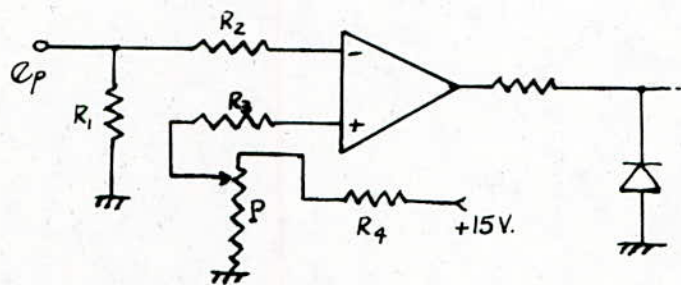


fig 2.15 : Comparateur

### b/ Bascule "D"

La bascule "D" est un opérateur séquentiel possédant une entrée D, deux sortie Q et  $\bar{Q}$  et une variable de commande h (horloge).

l'équation de la bascule "D" est :

$$Q_{n+1} = \bar{H} \cdot Q_n + H \cdot D$$

où :  $Q_n$  : l'état antérieur

$Q_{n+1}$  : l'état présent

Nous donnons le principe de fonctionnement de la bascule "D" dans la figure 2-16.

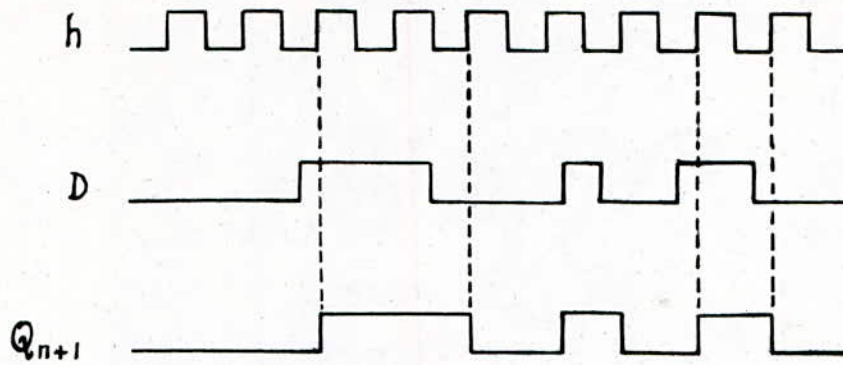


fig. 2-16 : Principe de fonctionnement de la bascule D

C/ L'oscillateur (multivibrateur astable)

L'oscillateur est un multivibrateur astable à base d'amplificateur opérationnel  $\mu A 741$ . Le montage est représenté par la figure 2-17.

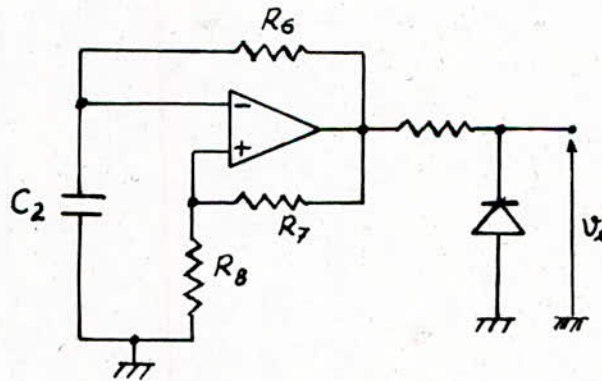


fig 2-17 : Multivibrateur astable

Obtention de la période  $T$  du multivibrateur :

la période  $T$  est :

$$T = 2 \cdot R_6 \cdot C_2 \ln \left[ 1 + 2 \cdot \frac{R_8}{R_7} \right]$$

pour une fréquence  $f = 4.5 \text{ kHz}$  ;  $T = 2,2 \cdot 10^{-4} \text{ s}$

nous prenons  $R_7 = R_8 = 15 \text{ k}\Omega$  ,  $C_2 = 0.1 \mu\text{F}$  .

nous trouvons alors  $R_6 = 1 \text{ k}\Omega$  .

d/ Circuit amplificateur et transformateur d'impulsion

L'amplificateur est réalisé à l'aide d'un seul étage à transistor.

La figure 2-18. montre le schéma de principe de l'amplification avec transformateur d'impulsion (T.I).

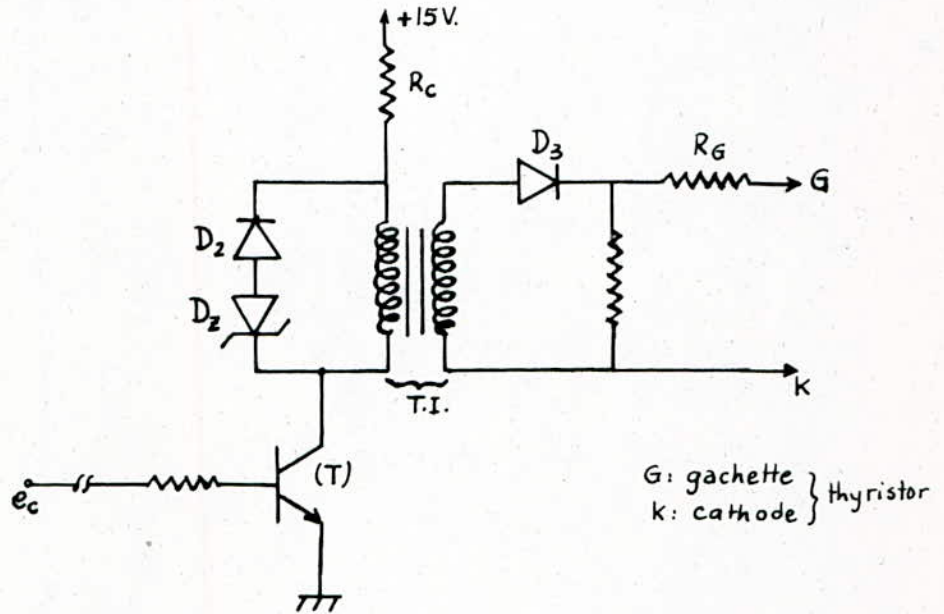


fig.2-18 : circuit amplificateur et transformateur d'impulsion

Le signal logique est amplifié à l'aide d'un transistor (T). Celui-ci est débloqué pour  $e_c = 1$  (logique) et complètement bloqué pour  $e_c = 0$  (logique).

La diode  $D_2$  est une diode de roue libre, limite les surtensions aux bornes du transistor lors de son blocage. La diode Zener ( $D_z$ ) permet une plus rapide désexcitation du T.I.

La résistance de charge ( $R_c$ ) limite le courant du collecteur lors de la saturation du T.I. La diode ( $D_3$ ) bloque l'impulsion négative qui peut se produire lors du déclenchement du T.I.

**N.B** : Nous donnons le schéma complet du circuit de commande du commutateur dans la page suivante.

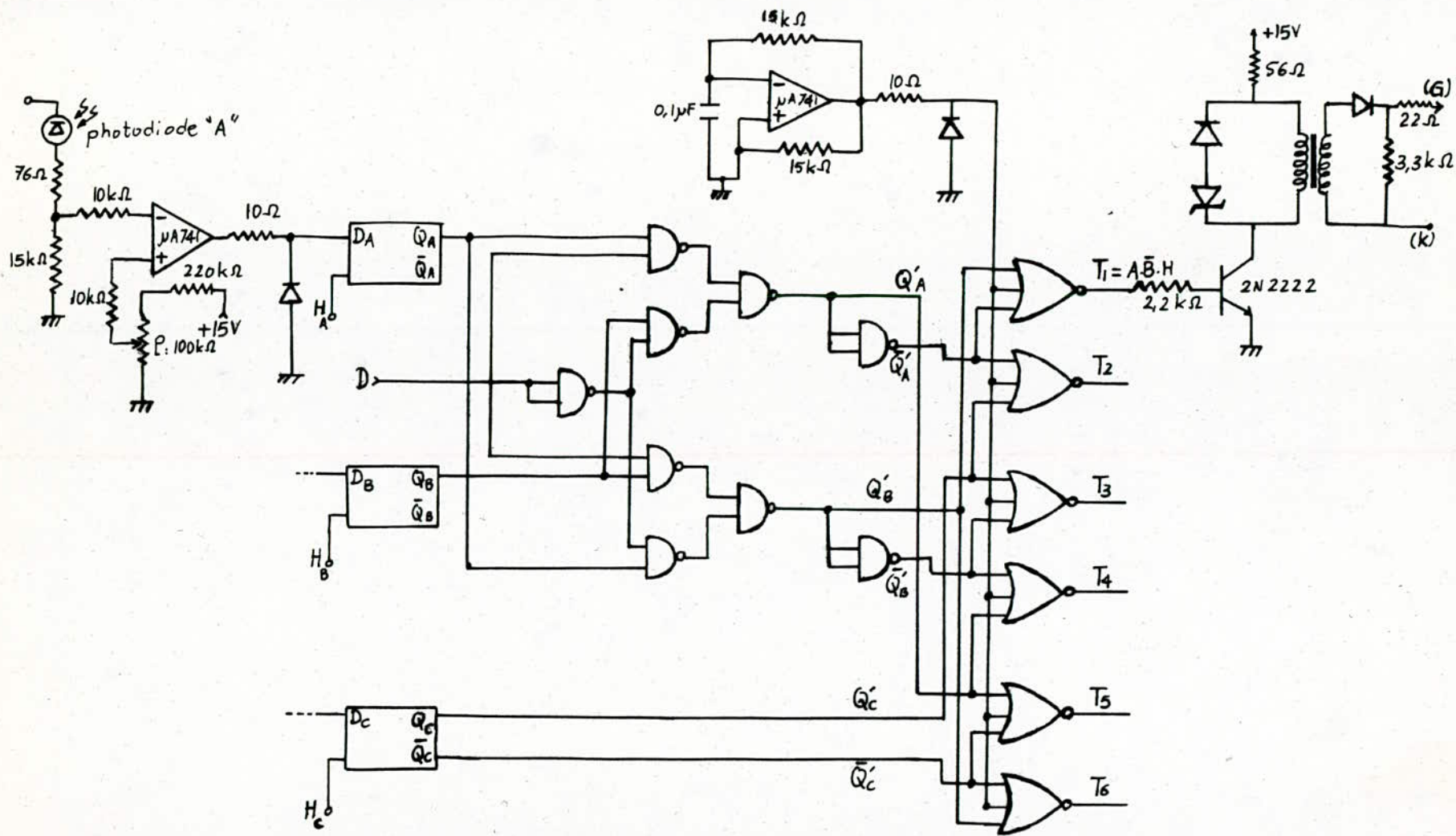


Schéma complet du circuit de commande  
du commutateur de courant

## CHAP. 3. ETUDE THEORIQUE DE LA MACHINE SYNCHRONNE

Il existe plusieurs modèles de la machine synchrone autopilotée, basés sur le modèle de Park, permettant d'étudier de façon précise le comportement de la machine en régime transitoire ainsi qu'en régime permanent [1]

### 3.1 DESCRIPTION DE LA MACHINE SYNCHRONNE

Nous considérons la machine synchrone comme un moteur triphasé. Son stator (induit) comporte les enroulements (a, b, c) couplés en étoile. Son rotor comporte d'une part, l'inducteur qui est alimenté par une source de tension constante et d'autre part, les enroulements d'amortisseurs (direct, transverse) comme l'indique la figure 3-1.

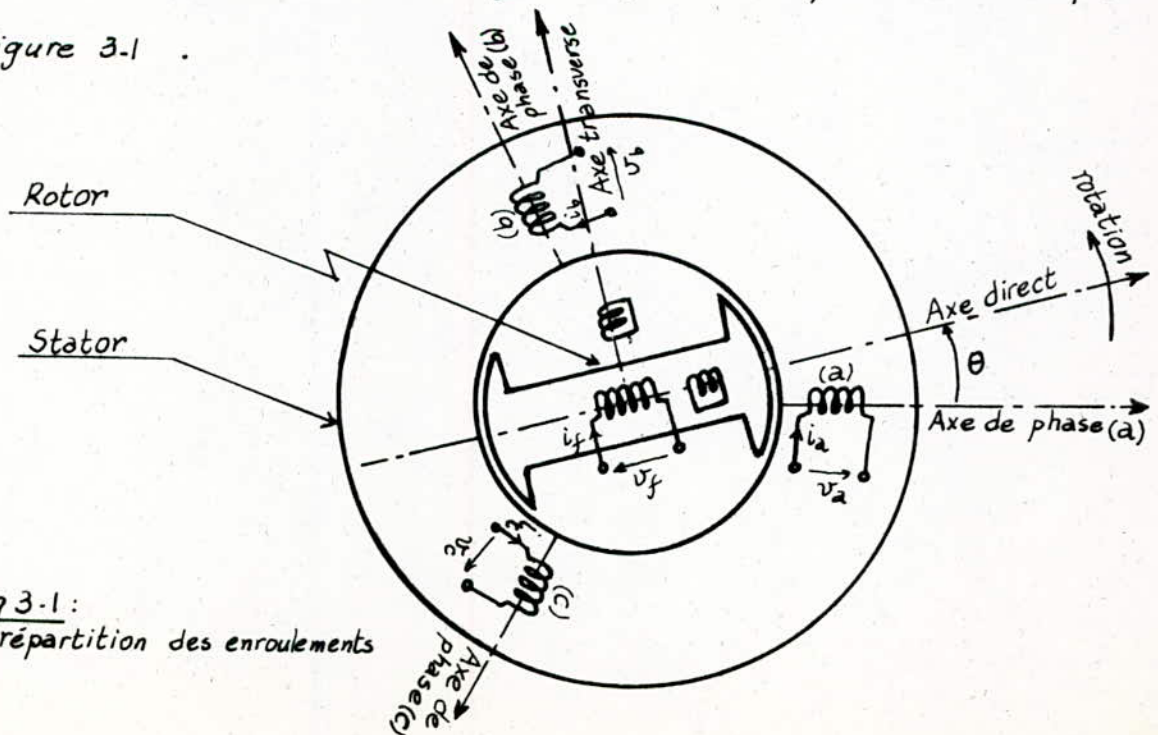


fig 3-1 :  
répartition des enroulements

Nous ferons les hypothèses suivantes [ 12 ]

- La saturation , l'hystérésis et les pertes par courants de Foucault sont négligeables .

### 3-2. EQUATIONS ELECTRIQUES

Nous adoptons les conventions de signes associés aux équations électriques et magnétiques comme suit :

- Un courant positif crée à travers son propre enroulement un flux positif.
- Une f.e.m. fait circuler un courant positif .
- L'inducteur et l'induit sont considérés comme récepteurs .

Les équations sont obtenues en écrivant que la tension appliquée à chacun des enroulements est la somme de la chute ohmique et de la chute inductive dues aux flux totaux qui le traverse .

$$\begin{cases} v_a = R_s \cdot i_a + \frac{d\psi_a}{dt} \\ v_b = R_s \cdot i_b + \frac{d\psi_b}{dt} \\ v_c = R_s \cdot i_c + \frac{d\psi_c}{dt} \\ v_f = R_f \cdot i_f + \frac{d\psi_f}{dt} \end{cases} \quad (1)$$

$R_s$  : résistance d'une phase de l'induit (stator)

$R_f$  : résistance de l'inducteur (rotor)

$\psi_k$  ( $k : a, b, c, f$ ) : flux d'enroulement traversant l'enroulement  $k$  .

N.B : Nous avons négligé l'effet des enroulements amortisseurs qui compliquent l'étude de la machine synchrone et qui n'affectent pas énormément son fonctionnement .

Le changement de variable appliqué aux grandeurs (Courants, flux, tensions) d'indice a, b, c s'avère très pratique pour l'étude des régimes transitoires.

Ce changement de variables appelé "transformation de Park" consiste à remplacer les grandeurs électriques réelles par des grandeurs théoriques en même nombre, d'indice d (direct), q (quadrature) et 0 (homopolaire).

Le passage des variables d'axe ( $\vec{a}, \vec{b}, \vec{c}$ ) aux variables d'axes ( $\vec{d}, \vec{q}, \vec{0}$ ) est assuré par la matrice de Park A.

$$A = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta - 4\pi/3) \\ \sin \theta & \sin(\theta - 2\pi/3) & \sin(\theta - 4\pi/3) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (2)$$

Le passage inverse est assuré par la matrice inverse  $A^{-1}$ .

$$A^{-1} = \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta & 1 \\ \cos(\theta - 2\pi/3) & \sin(\theta - 2\pi/3) & 1 \\ \cos(\theta - 4\pi/3) & \sin(\theta - 4\pi/3) & 1 \end{bmatrix} \quad (3)$$

En appliquant aux courants, tensions et flux cette transformation de Park on a :

$$[M_{d,q}] = [A(\theta)] \cdot [M_{a,b,c}] \quad (4)$$

où  $M_{i,j,k}$  matrice d'axe i, j, k

$A(\theta)$ : matrice de passage.



$$\begin{cases} v_{sd} = R_s \cdot i_{sd} + \frac{d\varphi_{sd}}{dt} - \omega \cdot \varphi_{sq} \\ v_{sq} = R_s \cdot i_{sq} + \frac{d\varphi_{sq}}{dt} + \omega \cdot \varphi_{sd} \\ v_f = R_f \cdot i_f + \frac{d\varphi_f}{dt} \end{cases} \quad (5)$$

$$\begin{cases} \varphi_{sd} = L_{sd} \cdot i_{sd} + M_{sf} \cdot i_f \\ \varphi_{sq} = L_{sq} \cdot i_{sq} \\ \varphi_f = L_f \cdot i_f + M_{sf} \cdot i_{sd} \end{cases} \quad (6)$$

On désigne par :

$\varphi_{sd}$ ,  $\varphi_{sq}$  : flux totaux à travers les bobines du stator suivant l'axe  $d, q$ .

$\varphi_f$  : flux à travers l'enroulement d'excitation.

Les équations de fonctionnement du moteur synchrone projetées sur les axes  $d$  et  $q$  [fig 3-1] sont données par :

$$\begin{bmatrix} v_{sd} \\ v_{sq} \\ v_f \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + L_{sd} \cdot \frac{d}{dt} & -\omega L_{sq} & M_{sf} \cdot \frac{d}{dt} \\ \omega L_{sd} & R_s + L_{sq} \cdot \frac{d}{dt} & \omega M_{sf} \\ M_{sf} \cdot \frac{d}{dt} & 0 & R_f + L_f \cdot \frac{d}{dt} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_f \end{bmatrix} \quad (7)$$

Pour la démonstration des équations (7) se référer à la bibliographie [12]

### 3.3. ETUDE DE TENSION ET COURANT

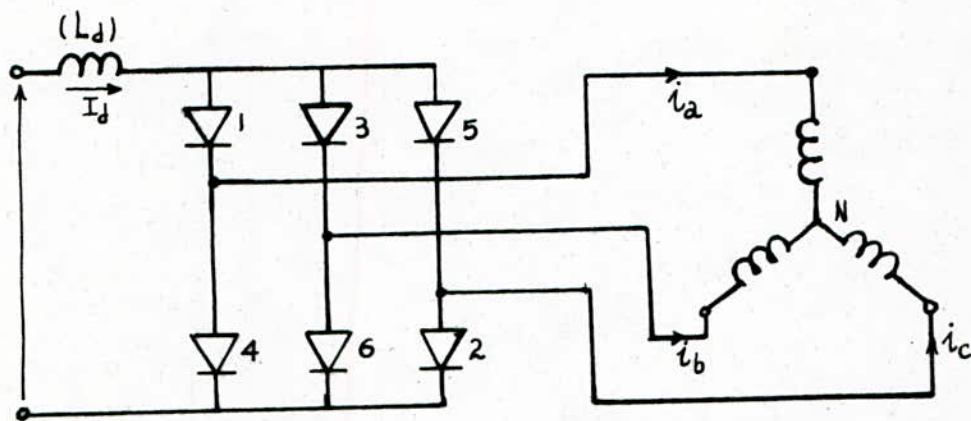


fig 3.2

Dans la figure 3.2 nous avons numéroté les thyristors dans l'ordre de leurs amorçages ( pour un sens de rotation donné ) .

En régime stationnaire , les phénomènes électriques se répètent chaque  $\frac{\pi}{3\omega}$  secondes . Cette période est composée de deux intervalles correspondant à deux modes de fonctionnement différents .

- Intervalle de conduction : deux thyristors sont en conduction , avec un dans chaque groupe (T<sub>1</sub>, T<sub>3</sub>, T<sub>5</sub>) et groupe (T<sub>2</sub>, T<sub>4</sub>, T<sub>6</sub>) . Le courant I<sub>d</sub> circule dans deux phases de la machine .

- intervalle de commutation : Il y a transfert du courant I<sub>d</sub> d'une phase à la troisième . Trois thyristors sont en conduction avec deux (2) du même groupe mettant en court-circuit deux phases de la machine .

Nous allons étudier la tension et le courant dans la machine pendant ces deux intervalles pour le cas montré en figure(3-2).

### 3.3-1 Etude pendant l'intervalle de conduction

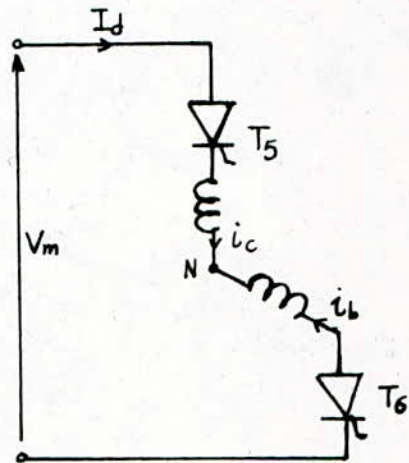
On a :

$$\begin{cases} i_a = 0 \\ i_b = -I_d \\ i_c = +I_d \end{cases}$$

la valeur efficace du courant

par phase :

$$I_{eff} = \sqrt{6} \cdot \frac{I_d}{\pi}$$



En utilisant l'équation matricielle (4) les courants statoriques s'écrivent :

$$\begin{cases} i_{sd} = \frac{2}{3} [ i_a \cos \theta + i_b \cos(\theta - 2\pi/3) + i_c \cos(\theta - 4\pi/3) ] \\ i_{sq} = \frac{2}{3} [ -i_a \sin \theta - i_b \sin(\theta - 2\pi/3) - i_c \sin(\theta - 4\pi/3) ] \end{cases} \quad (8)$$

En remplaçant  $i_a$ ,  $i_b$  et  $i_c$  par leurs valeurs respectives on trouve :

$$\begin{cases} i_{sd} = -\frac{2}{\sqrt{3}} \cdot I_d \sin \theta \\ i_{sq} = -\frac{2}{\sqrt{3}} \cdot I_d \cos \theta \end{cases} \quad (9)$$

En utilisant la transformation de Park, les tensions aux  
.../...

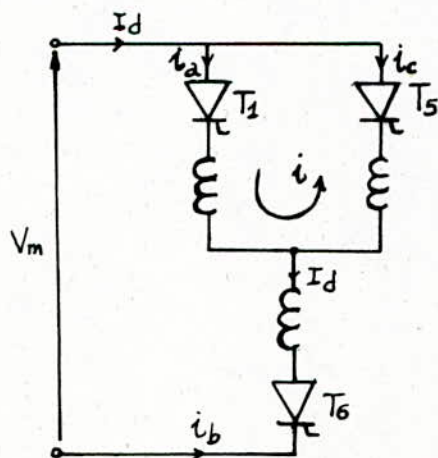
bornes des phases a, b et c s'écrivent :

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta & 1 \\ \cos(\theta - 2\pi/3) & \sin(\theta - 2\pi/3) & 1 \\ \cos(\theta - 4\pi/3) & \sin(\theta - 4\pi/3) & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_{sd} \\ -U_{sq} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (10)$$

### 3.3-2 Etude pendant la commutation

A la fin de l'intervalle de conduction, on envoie un ordre d'amorçage à  $T_1$ . Si à cet instant la tension  $v_{ca}$ , aux bornes de  $T_1$ , est positive, le thyristor  $T_2$  entre en conduction. Alors, et pendant un certain temps (temps de commutation), les thyristors  $T_1$  et  $T_5$  conduisent simultanément et mettent ainsi, en court-circuit, les deux phases a et c.

Le circuit intervenant pendant cette commutation est le suivant :



le courant  $i$  circule entre ces deux phases de telle sorte que :

$$i_a = i \quad ; \quad i_b = -I_d \quad ; \quad i_c = I_d - i$$

les courants statoriques s'écrivent :

$$\begin{cases} i_{sd} = 2/3 [i_a \cos \theta + i_b \cos (\theta - 2\pi/3) + i_c \cos (\theta - 4\pi/3)] \\ i_{sq} = 2/3 [-i_a \sin \theta - i_b \sin (\theta - 2\pi/3) - i_c \sin (\theta - 4\pi/3)] \end{cases}$$

En remplaçant  $i_a$ ,  $i_b$  et  $i_c$  par leurs valeurs respectives, on trouve :

$$\begin{cases} i_{sd} = -2\sqrt{3}/3 \cdot i \cdot \sin (\theta - 2\pi/3) - I_d \cdot 2\sqrt{3}/3 \cdot \sin \theta \\ i_{sq} = -2\sqrt{3}/3 \cdot i \cdot \cos (\theta - 2\pi/3) - I_d \cdot 2\sqrt{3}/3 \cdot \cos \theta \end{cases} \quad (11)$$

Un court-circuit entre deux phases correspond à la condition suivante :  $v_a = v_c$

D'après le système matriciel (7) on a :

$$\begin{cases} v_{sd} = R_s i_{sd} + L_{sd} \frac{di_{sd}}{dt} - \omega L_{sq} i_{sq} + M_{sf} \frac{di_f}{dt} \\ v_{sq} = \omega L_{sd} i_{sd} + R_s i_{sq} + L_{sq} \frac{di_{sq}}{dt} + \omega M_{sf} i_f \end{cases} \quad (12)$$

En remplaçant  $i_{sd}$  et  $i_{sq}$  par leurs expressions respectives dans (12), on aura :

$$(13) \quad \begin{cases} \frac{di_{sd}}{dt} = 2\sqrt{3}/3 \left[ \frac{di}{dt} \cdot \sin (\theta - 2\pi/3) + i \cos (\theta - 2\pi/3) + I_d \cos \theta \right] \\ \frac{di_{sq}}{dt} = -2\sqrt{3}/3 \left[ \frac{di}{dt} \cos (\theta - 2\pi/3) - i \sin (\theta - 2\pi/3) - I_d \sin \theta \right] \end{cases}$$

L'équation régissant l'évolution du courant de court-circuit  $i$  pendant la commutation est de la forme suivante [2] :

$$k_1 \frac{di}{dt} + k_2 i + v_{com.} = 0$$

$$k_1 = f(L_d, L_q, \theta) \quad ; \quad k_2 = f(L_d, L_q, \theta, R_s)$$

On peut attribuer à l'équation ci-dessus un schéma équivalent comme l'indique la figure 3-3 suivante :

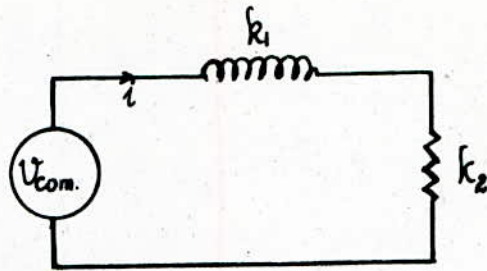


fig 3.3 : schéma électrique équivalent pendant l'intervalle de commutation

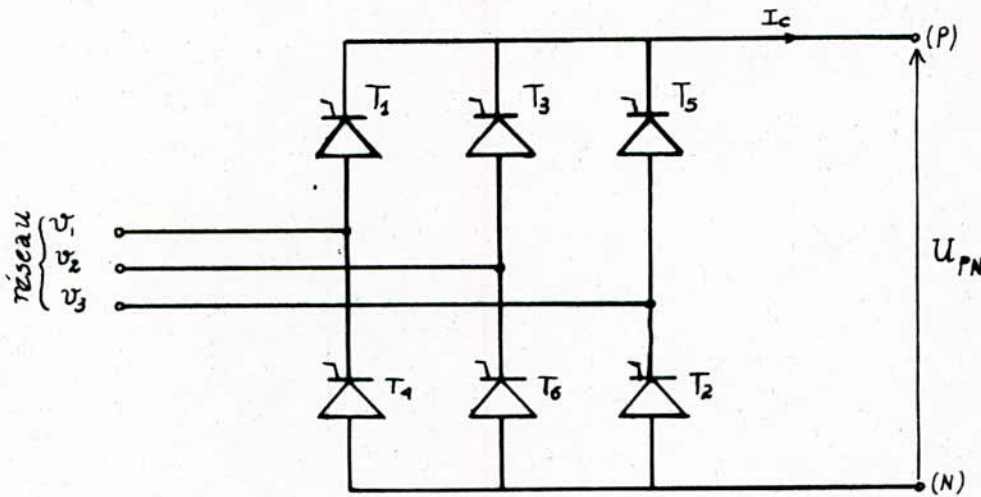
$v_{com}$  : tension de commutation

Nous aboutissons , pendant l'intervalle de commutation , à un schéma électrique équivalent dans lequel interviennent une tension de commutation ( $v_{com}$ ) et une inductance de commutation.

## CHAP.4. REDRESSEUR ( $R_d$ ) ET SA COMMANDE

Le redresseur ( $R_d$ ) est une source de courant continu obtenue à partir du secteur alternatif par des redresseurs à thyristors. Ces derniers permettent un réglage progressif de la tension continue de valeur moyenne variable de 0 à  $+U(\max.)$  et de 0 à  $U(\max.) \cdot \cos 150^\circ$  ( $\alpha = 150^\circ$  butée onduleur).

Le convertisseur est un pont de Graëtz à 6 (six) thyristors. Les thyristors sont numérotés dans l'ordre d'allumage [fig 4-1].



[fig 4-1] : Redresseur à pont de Graëtz

### 4.1. FORME ET VALEUR MOYENNE DE LA TENSION REDRESSEE

La forme de la tension redressée est représentée en trait gras sur la figure 4-2

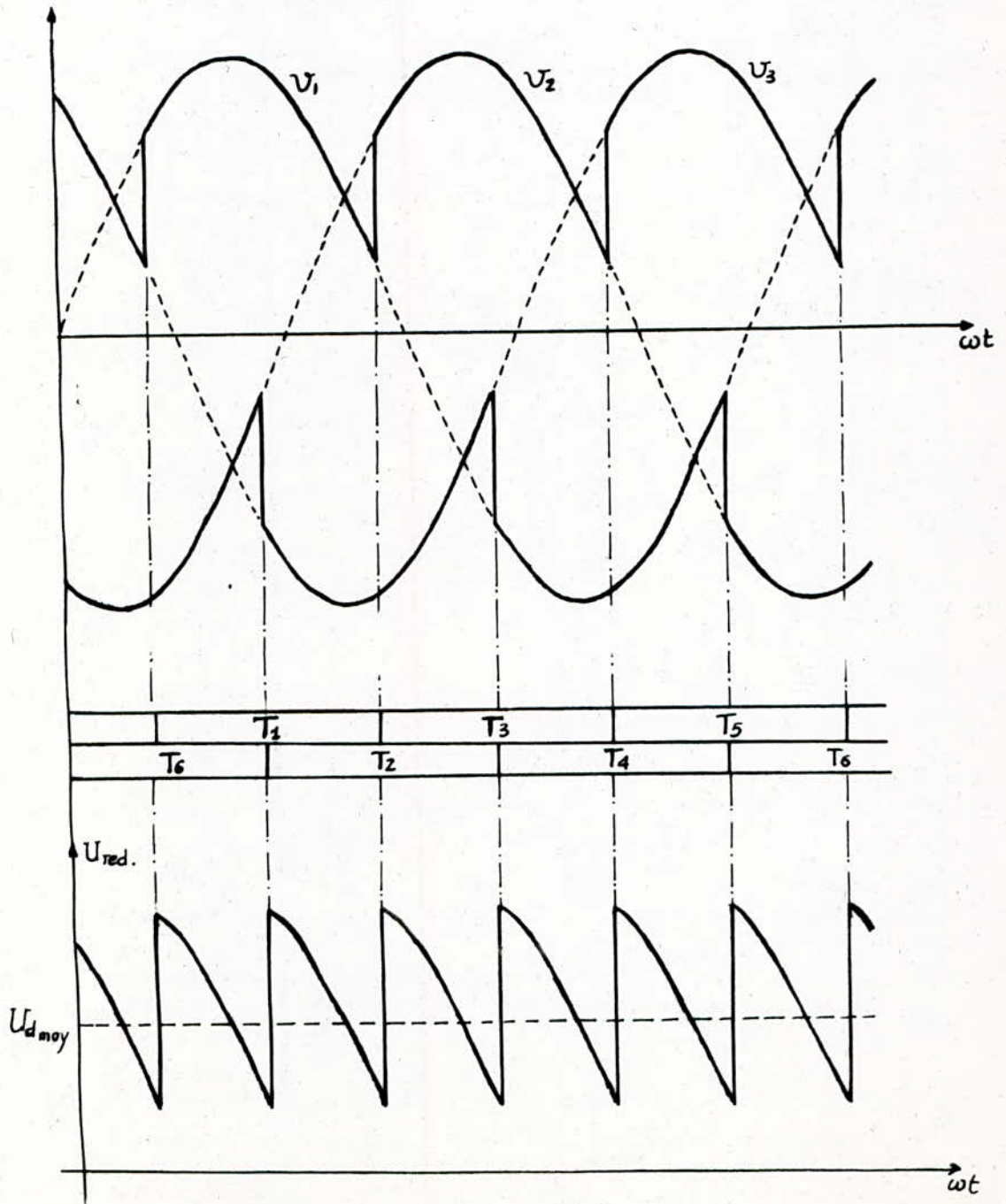
La tension aux bornes de la charge est :  $U_{PN} = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} \cdot V_m \cdot \cos \alpha$

$V_m$ : tension maximale (simple) ;  $\alpha$  = angle de retard d'amorçage.

fig.4.2 : Forme de la tension redressée

Le système des tensions simples du réseau, alimentant le pont de Graëtz est:

$$\begin{cases} U_1 = V_m \sin \omega t \\ U_2 = V_m \sin (\omega t - 2\pi/3) \\ U_3 = V_m \sin (\omega t - 4\pi/3) \end{cases}$$





## 4-2. ELABORATION DU CIRCUIT DE COMMANDE

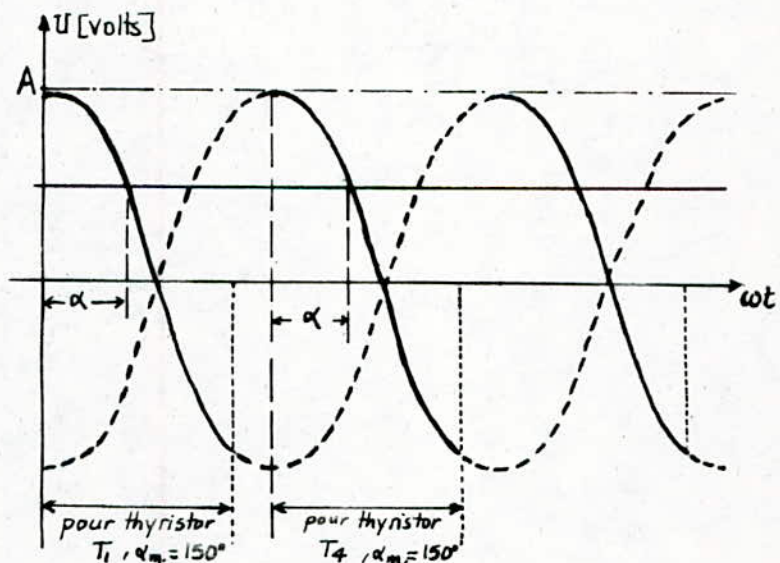
Pour commander les thyristors du pont redresseur, il existe plusieurs types de commande :

- Commande en arc cosinus .
- " linéaire
- " exponentielle

### 1. Commande en Arc cosinus

Pour chaque phase, l'angle d'amorçage  $\alpha$  est obtenu par comparaison d'un signal sinusoïdal en avance de  $60^\circ$  (et de  $240^\circ$ ) par-rapport à la tension de phase et d'une tension  $U_c$  de commande, ce qui donne la relation suivante :

$$\alpha = \text{Arc cos } \frac{U_c}{A}$$



La tension moyenne redressée :

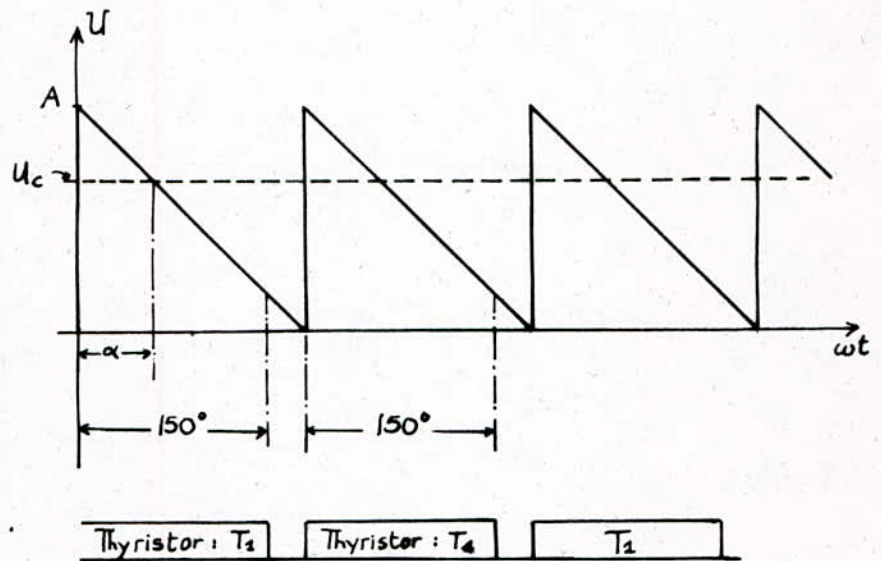
$$\begin{aligned} U_{\text{moy. red.}} &= k \cdot V_{\text{eff.}} \cdot \cos \alpha \\ &= k \cdot V_{\text{eff.}} \cdot \frac{U_c}{A} \quad ; \quad k = \frac{3\sqrt{6}}{\pi} \end{aligned}$$

## 2. Commande linéaire

Pour chaque phase, l'angle d'amorçage ( $\alpha$ ) est également obtenu par comparaison d'un signal en dents de scie de fréquence 100 Hz, reinitialisé au point de commutation naturelle, avec une tension  $U_c$  de commande.

$\alpha$  est donné par :

$$\alpha = 90^\circ \left( 1 - 2 \frac{U_c}{A} \right)$$



La tension moyenne redressée :

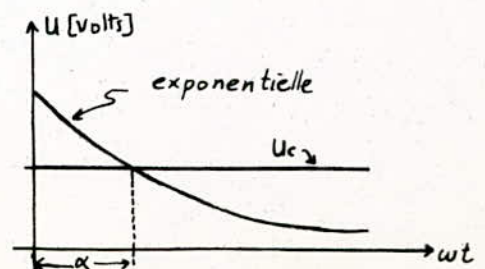
$$U_{\text{moy. red.}} = k \cdot V_{\text{eff}} \cdot \cos \alpha$$

$$= k \cdot V_{\text{eff}} \cdot \cos \left[ \frac{\pi}{2} \cdot \left( 1 - 2 \frac{U_c}{A} \right) \right]$$

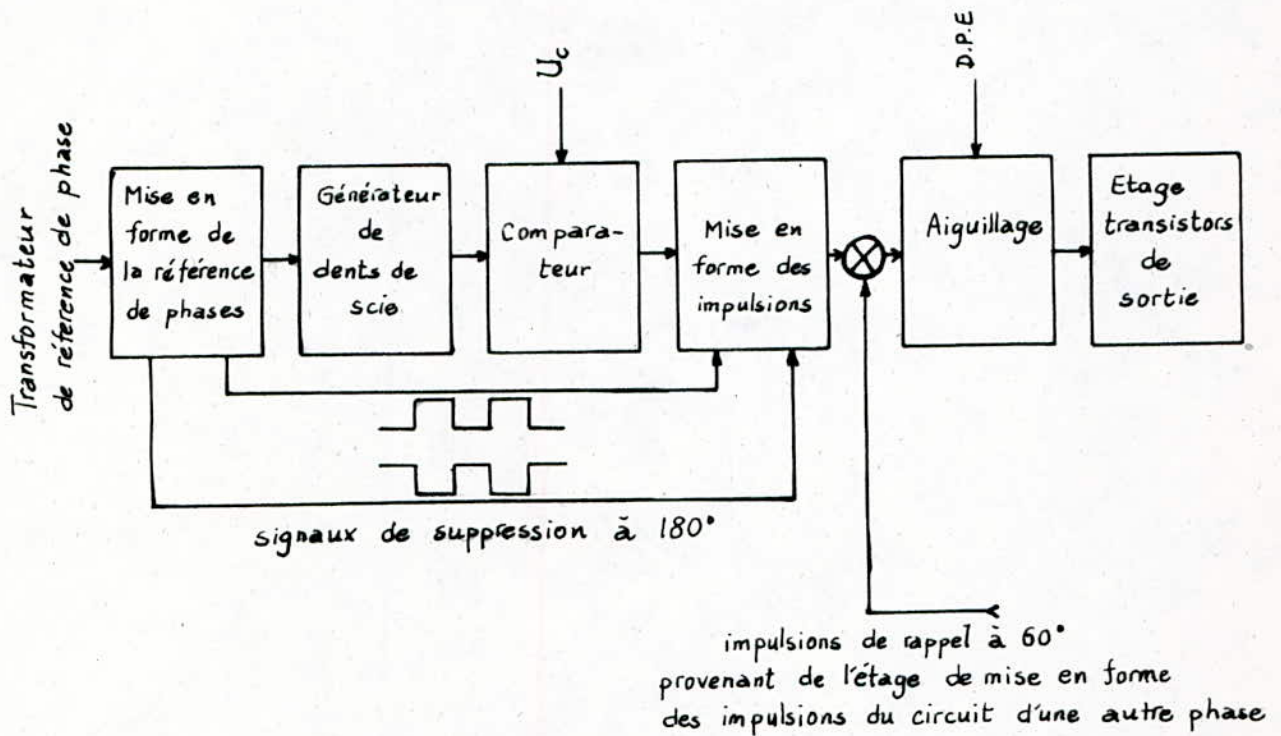
$$\text{avec } k = \frac{3\sqrt{6}}{\pi}$$

## 3. Commande exponentielle

La commande exponentielle est basée sur les mêmes principes que ceux des deux types de commandes précédentes.



### 4.3.1. circuit de commande du redresseur



$U_c$ : Tension de commande  
D.P.E: Dispositif de protection électronique (suppression des impulsions)

#### Synoptique de commande pour une phase

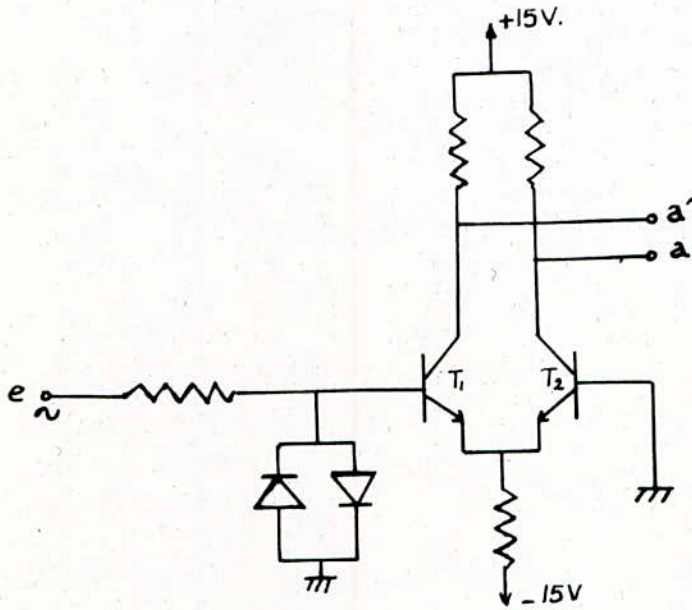
Le circuit de commande des thyristors du pont redresseur commence par la synchronisation sur la tension du réseau.

Pour chaque phase, de l'étage d'entrée à celui de sortie, on retrouve :

1. Etage de mise en forme de la référence de phase et de suppression :

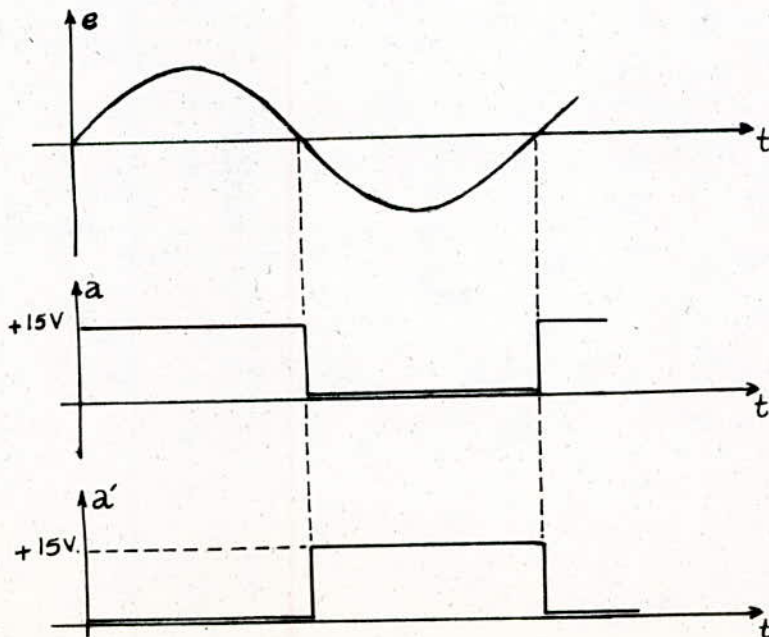
Cet étage contient essentiellement deux transistors  $T_1$  et  $T_2$

fonctionnant en tout ou rien et de façon complémentaire :  $a = \bar{a}'$ ,  
la complémentarité permettant de ne pas allumer à la fois deux thyristors  
d'un même bras . voir montage figure 4-3 .



[ fig 4-3 ] : Etage de mise en forme de la  
référence de phase

Les signaux correspondants  $a$  et  $a'$  sont comme suit :



## 2. Etage de synchronisation

Cet étage permet de délivrer toutes les (10 ms) des impulsions commandant les décharges en court-circuit de la capacité de l'intégrateur de sorte à réinitialiser la dent de scie .

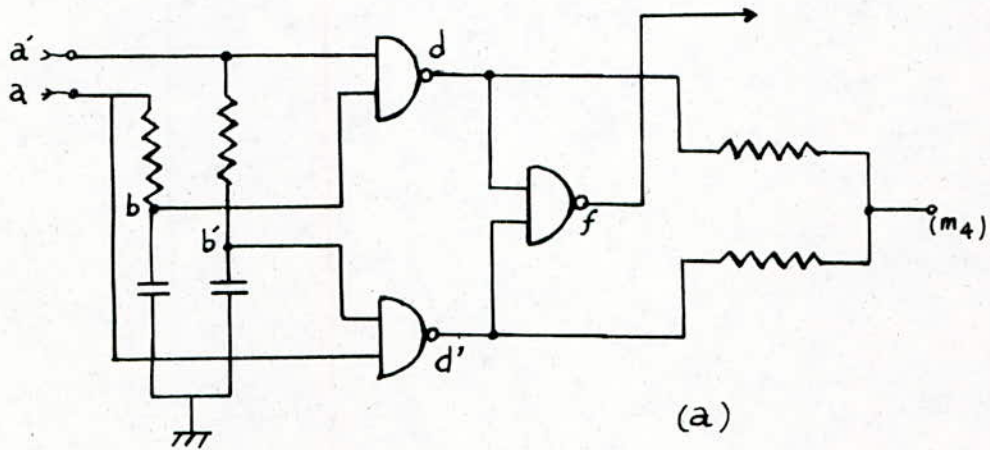
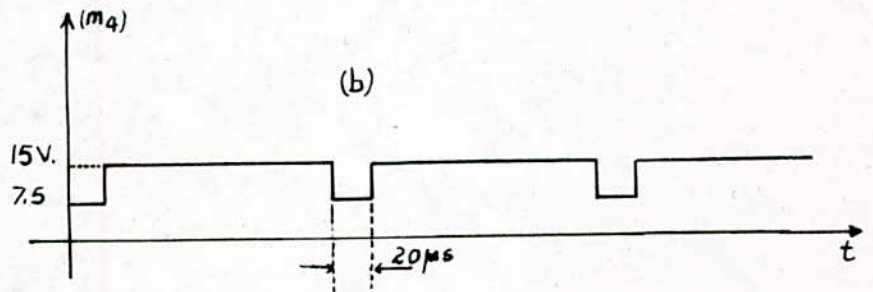


fig 4-4 (a): Etage de synchronisation

Le signal ( $m_4$ ) à la sortie de l'étage de synchronisation est le suivant [fig 4-4-b]



## 3. Etage générateur de dents de scie

Il est constitué à la base d'un amplificateur opérationnel type  $\mu A 741$  , monté en intégrateur [fig 4-5.b] .

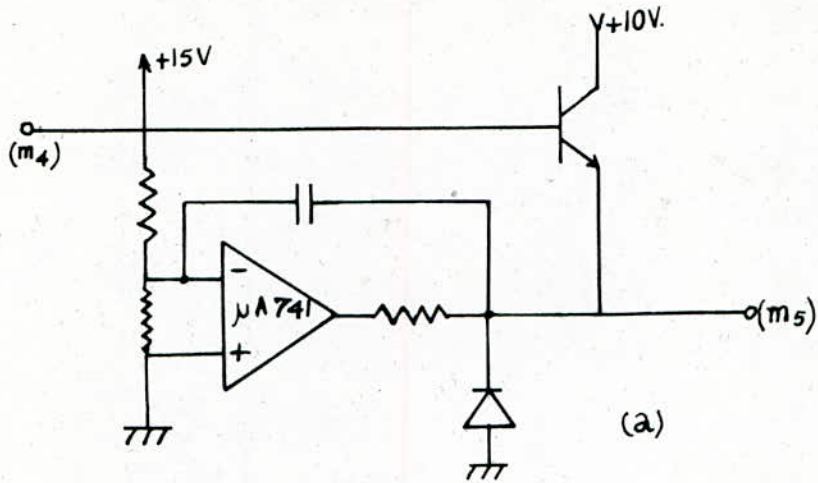
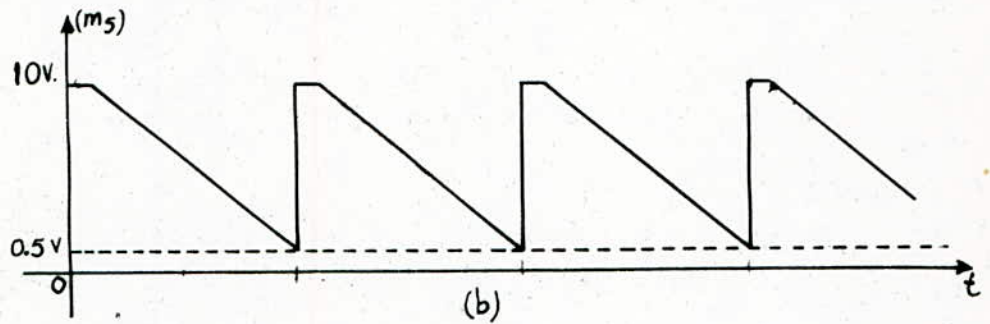


fig 4.5 (a): Etage générateur de dent de scie

Le signal issu de cet étage est comme l'indique la figure suivante:



#### 4. Etage comparateur

L'étage comparateur effectue la comparaison de la tension dent de scie à celle de commande  $U_c$ .

Il est constitué sur la base d'un amplificateur opérationnel type  $\mu A 741$ , [fig 4-6]

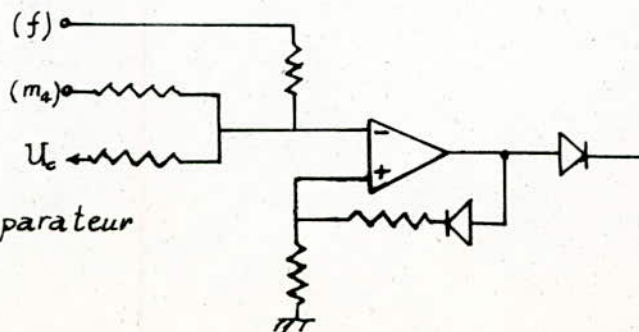
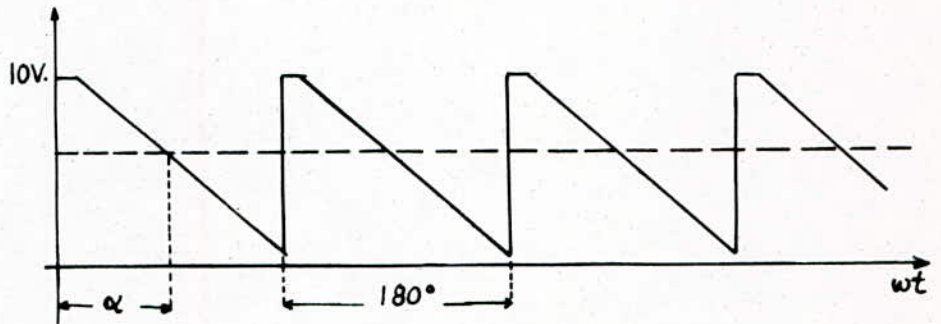


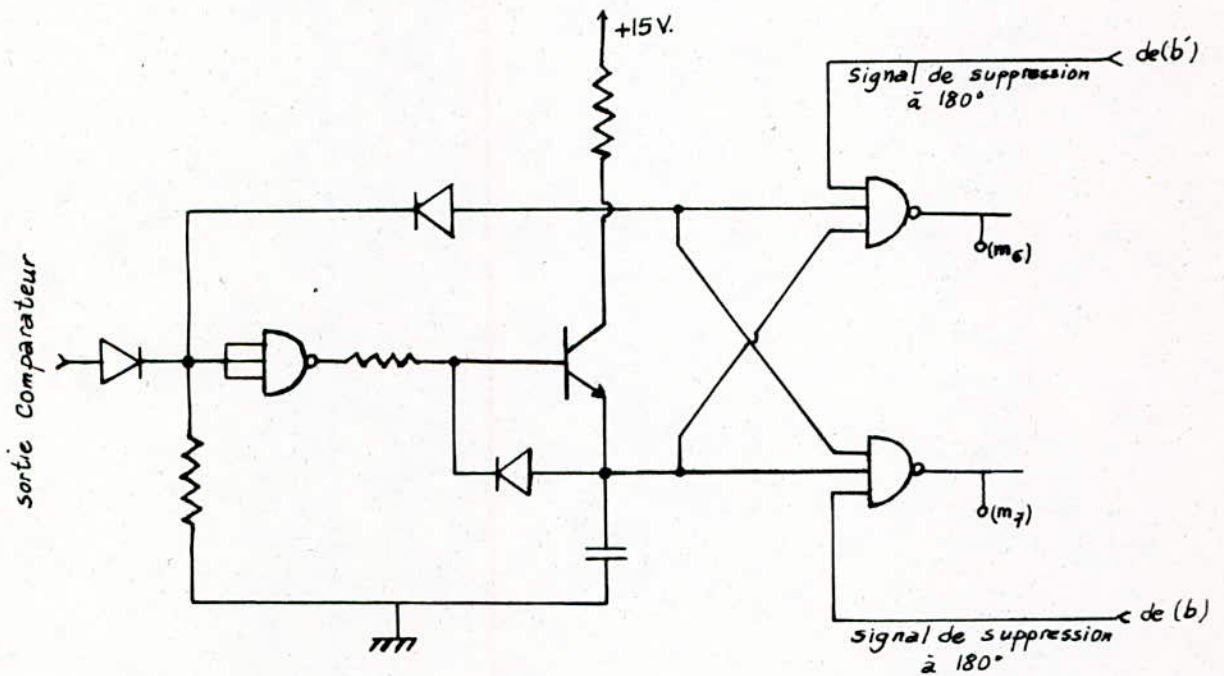
fig 4.6 : étage comparateur

La comparaison entre la tension  $U_c$  de commande et les signaux en dents de scie se fait comme l'indique la figure suivante :



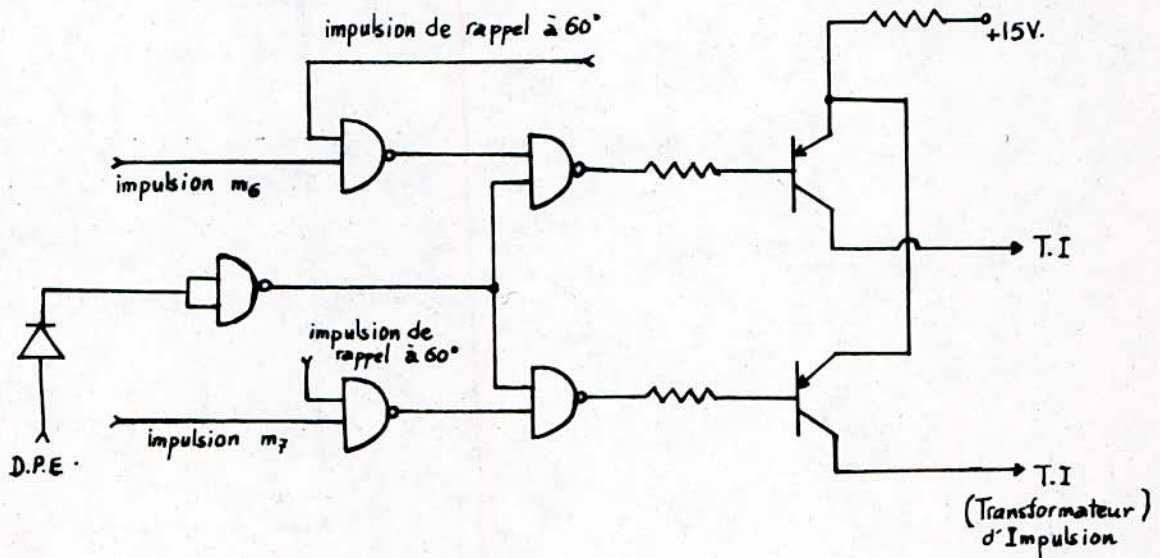
### 5. Etage de mise en forme des impulsions :

L'étage de mise en forme des impulsions est donné comme suit :



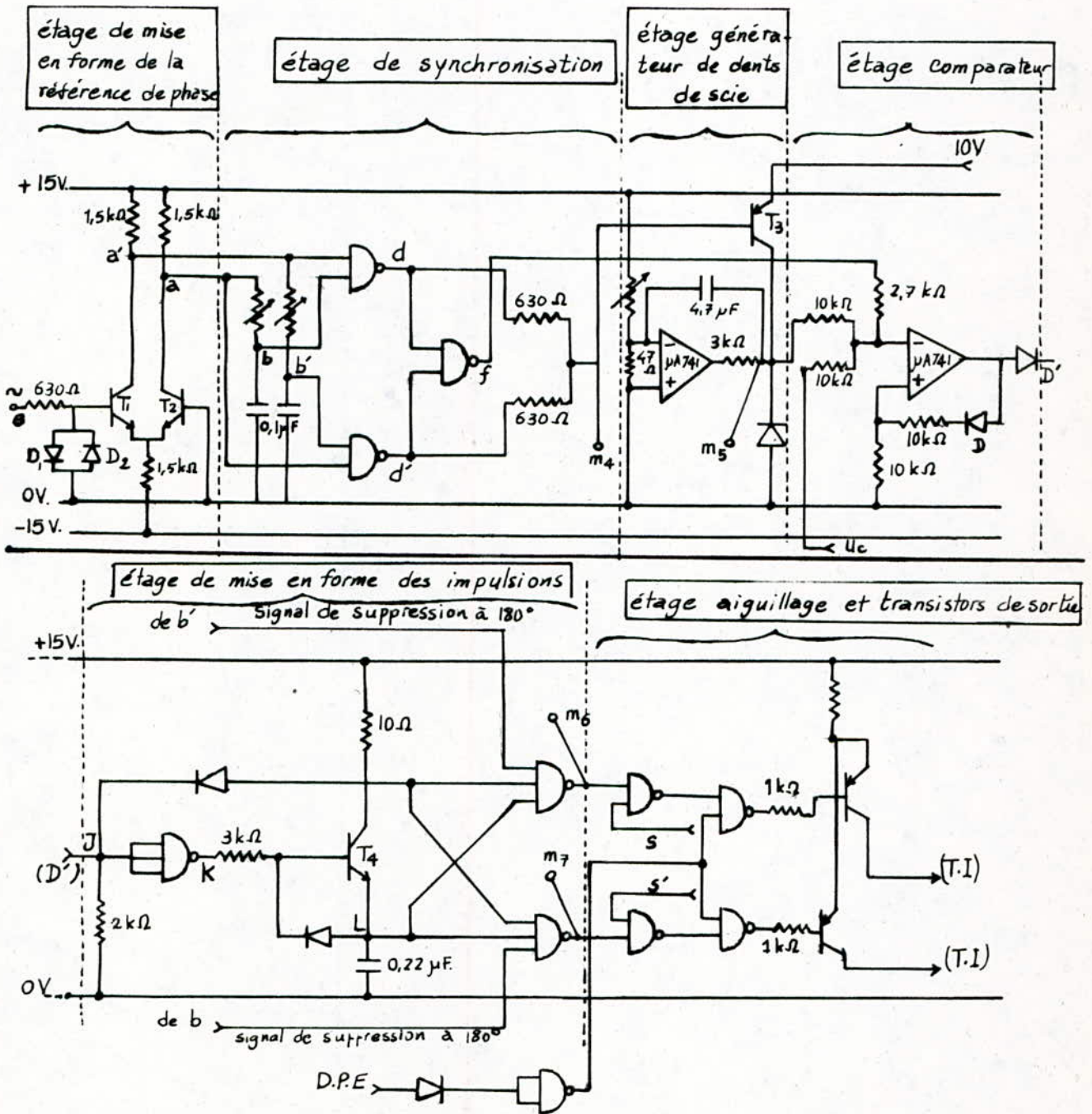
Nous donnons les signaux de  $m_6$  et  $m_7$  dans le tableau regroupant les différentes courbes obtenues , pages 58-59 .

6. Etage d'aiguillage et transistors de sortie :





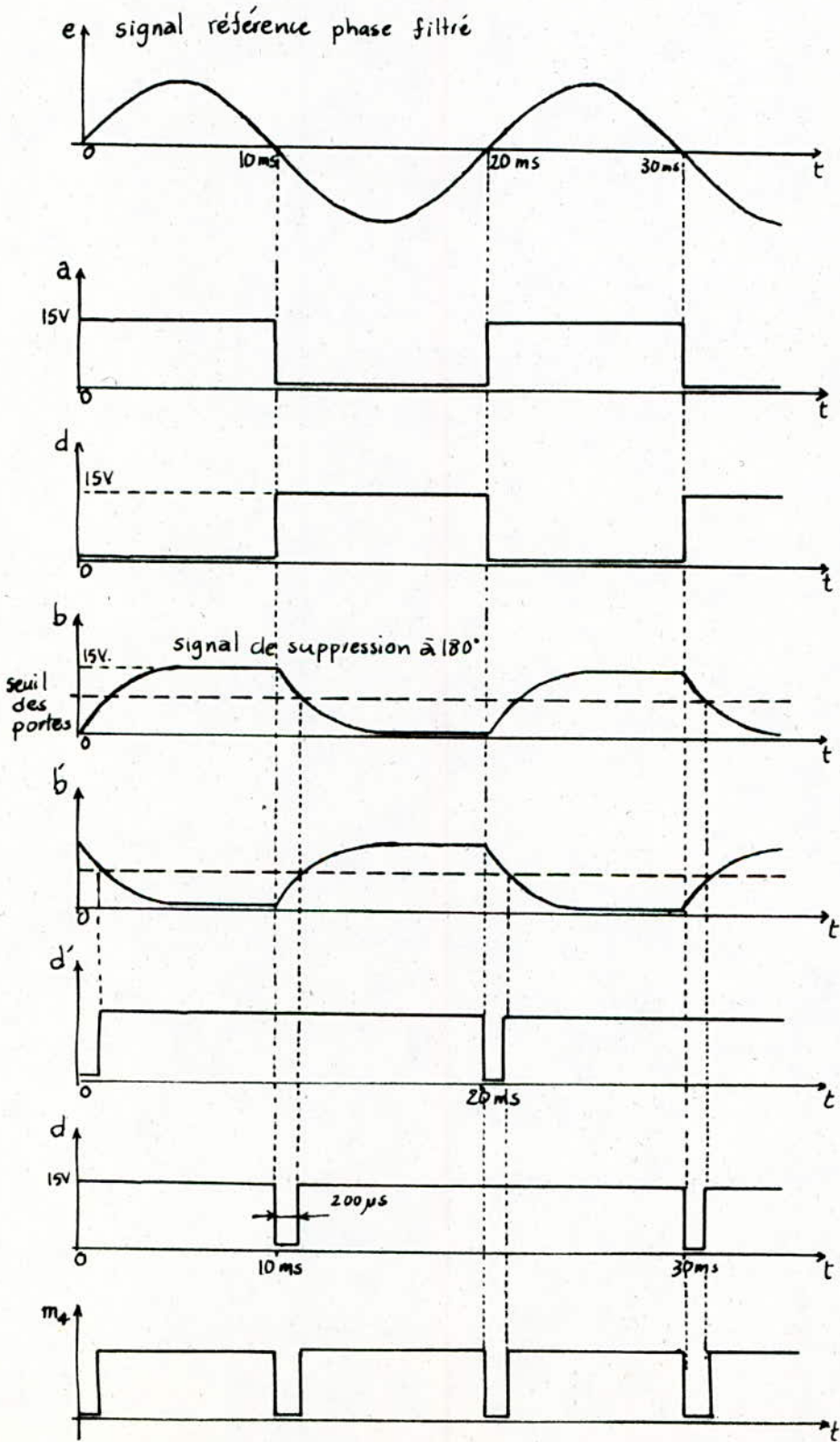
### Circuit de commande du redresseur - pour une phase -

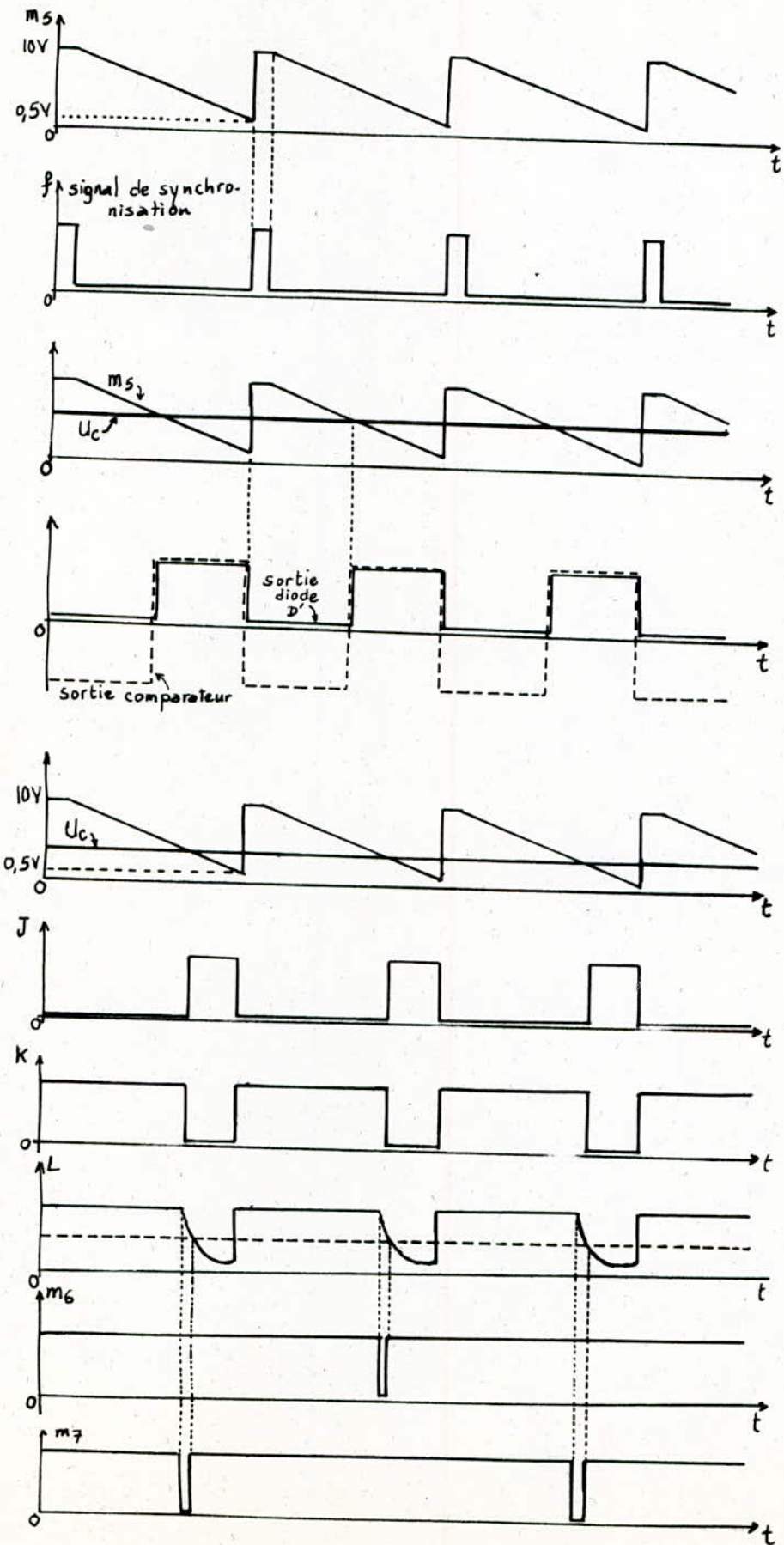


S : signal de rappel à 60°.

S' : impulsion de rappel à 60°.

D.P.E : dispositif de protection électronique





## CHAP. 5 FONCTIONNEMENT EN COMMUTATION FORCEE (démarrage et faibles vitesses)

### 5.1. INTRODUCTION

Aux basses vitesses, la f.e.m. induite dans les enroulements statoriques de la machine est faible et insuffisante pour assurer le blocage des thyristors.

Des études sur la commutation naturelle dans les machines autopilotées [1] ont montré que pour les faibles fréquences, la commutation naturelle est difficile sinon impossible. Cette fréquence varie de manière inverse avec le niveau d'excitation de la machine.

En pratique, il est admis que cette fréquence limite est environ de 5% à 10% de la fréquence nominale du moteur. Au-dessous de cette limite, la commutation doit être assurée par un moyen externe.

La commutation forcée nécessaire pour le démarrage de la machine, peut être mise en oeuvre avec différents dispositifs.

### 5.2. CIRCUITS AUXILIAIRES DE COMMUTATION

Il existe plusieurs montages assurant les commutations forcées du convertisseur = /  $\sim$ .

On peut citer celui représenté par la figure suivante :

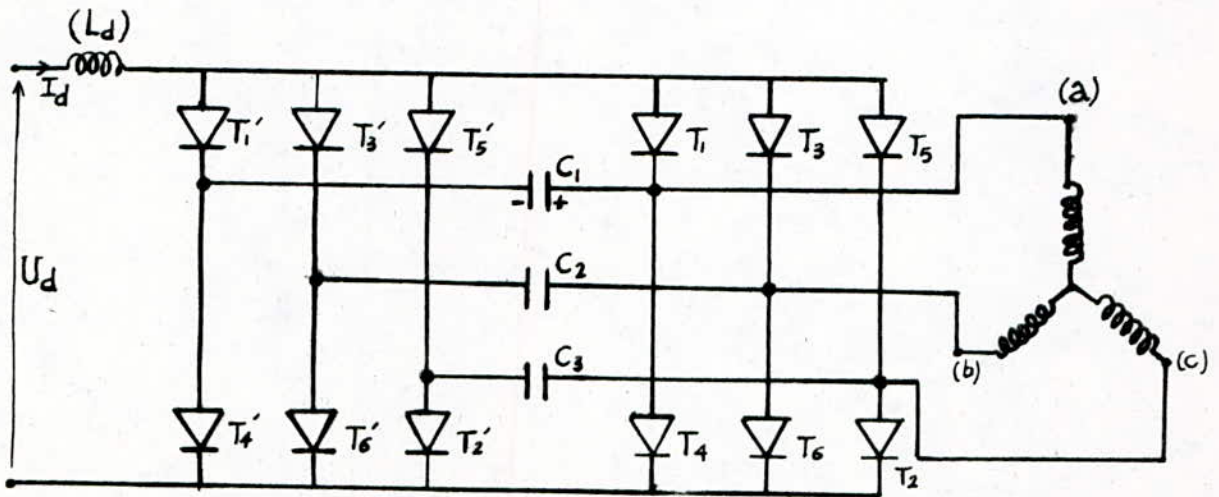


fig 5-1 : Commutateur de courant avec six (6) thyristors auxiliaires et trois (3) condensateurs

Dans ce montage , la commutation forcée est assurée par les thyristors auxiliaires .

Nous pouvons brièvement énoncer le principe de fonctionnement d'un tel dispositif .

Pour bloquer le thyristor  $T_i$  ( $i=1,2,3$ ) , on amorce le thyristor auxiliaire  $T_i'$  . Subitement la cathode de  $T_i$  (ou  $T_3$  ou  $T_5$ ) est portée au potentiel  $+2u$  par le condensateur correspondant chargé correctement (ou l'anode de  $T_2$  ou  $T_4$  ou  $T_6$  au potentiel  $-u$ ) . On parvient au blocage de ce thyristor par l'effet de tension inverse .

Cependant , ce montage a l'inconvénient de nécessiter l'emploi de nouveaux éléments tels que thyristors et condensateurs (dimensionnés pour le démarrage uniquement) ainsi que

L'utilisation de nouveaux circuits logiques pour leur synchronisation et leur commande. Par conséquent, de tels montages augmentent le coût du système et peuvent par l'addition de nouveaux composants diminuer sa fiabilité.

Un autre mode de démarrage consiste à annuler le courant continu  $I_d$ , pendant un court-instant, chaque fois que la commutation est nécessaire.

Cette solution est beaucoup plus attrayante car ne nécessitent aucun composant supplémentaire sinon que, parfois, un seul thyristor auxiliaire.

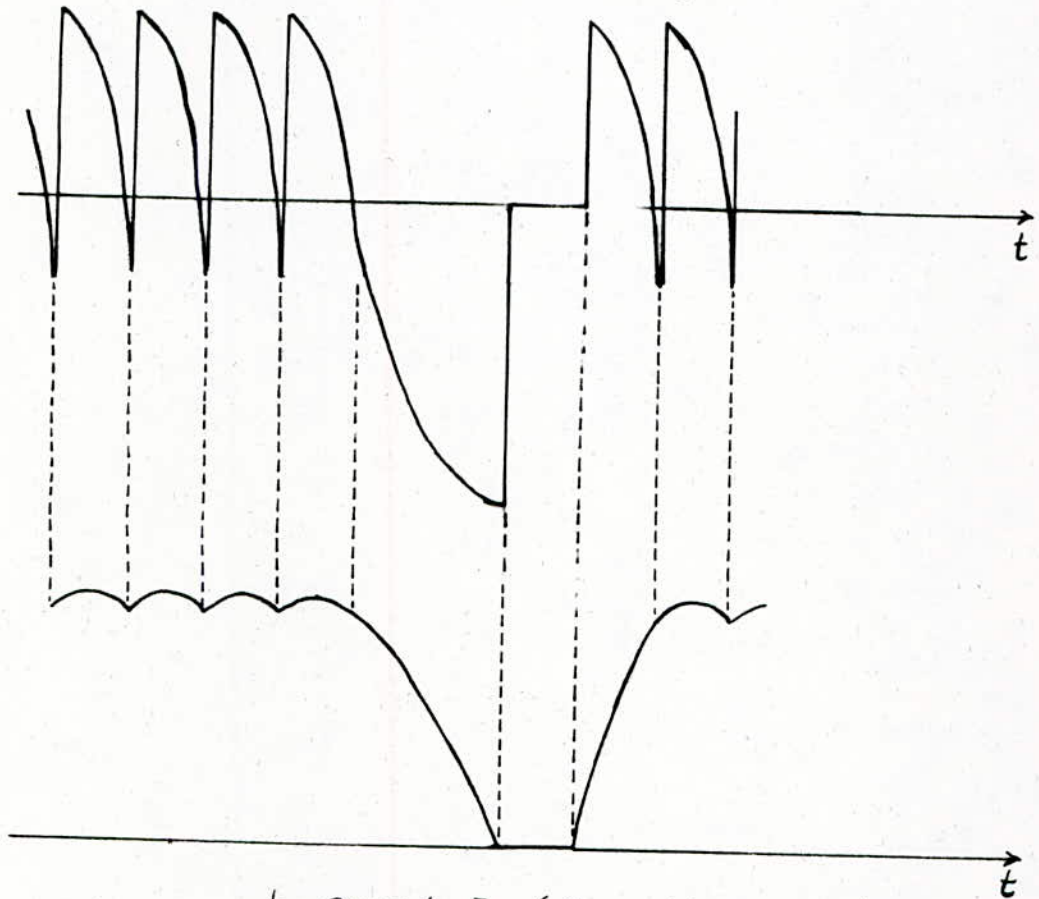
C'est donc ce mode de commutation que nous retenons.

### 5.3. ETUDE DU DÉMARRAGE SANS THYRISTORS AUXILIAIRES

Cette technique de commutation est basée sur le fait que le courant  $I_d$  de la boucle intermédiaire est annulé par la mise en butée-onduleur du pont redresseur jusqu'à extinction de ce courant. La durée de l'extinction est liée aux constantes de temps du circuit, notamment à celle propre à l'inductance de lissage.

La [fig 5-2] indique la tension aux bornes du redresseur et le courant  $I_d$  lors d'une opération de commutation forcée.

a. tension de sortie du convertisseur  
(côté réseau)



b. courant  $I_d$  (étage intermédiaire)

fig.5-2 : Commutation forcée par l'annulation du courant continu dans l'étage intermédiaire.

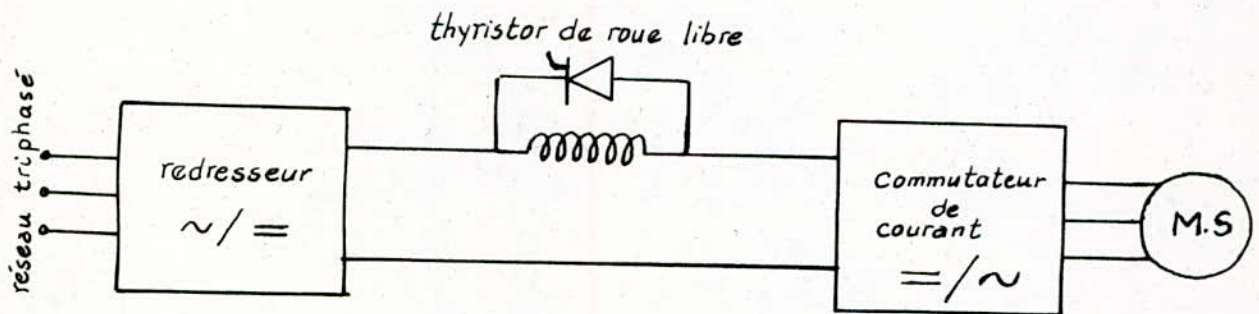
On admet, que jusqu'à 10% de la fréquence du réseau, le fait que le redresseur  $Rd_2$  opère alternativement en redresseur et butée onduleur, reste compatible avec le fonctionnement du pont de Graëtz. Au delà de cette fréquence, on ne dispose pas de suffisamment d'arches pour utiliser alternativement les deux modes : redresseur et butée onduleur.

### 5.4. DEMARRAGE AVEC THYRISTOR AUXILIAIRE (amélioration de la technique précédente)

Le principe est aussi basé sur l'annulation du courant continu ( $I_d$ ), de façon à éteindre les thyristors en conduction.

L'annulation est obtenue par un thyristor de roue-libre qui met l'inductance ( $L_d$ ) en court-circuit durant l'alternance négative de la tension redresseur ( $R_{d1}$ ). Le courant est alors commuté de ( $R_{d2}$ ) dans le thyristor de roue libre. Dès que la tension du redresseur devient positive, le courant se rétablit dans l'onduleur pour alimenter la phase suivante. La fig 5-3 explique ce mode.

Le temps d'extinction de  $I_d$ , est dans ce cas, plus court que dans le cas de la technique précédente.



(a<sub>1</sub>)



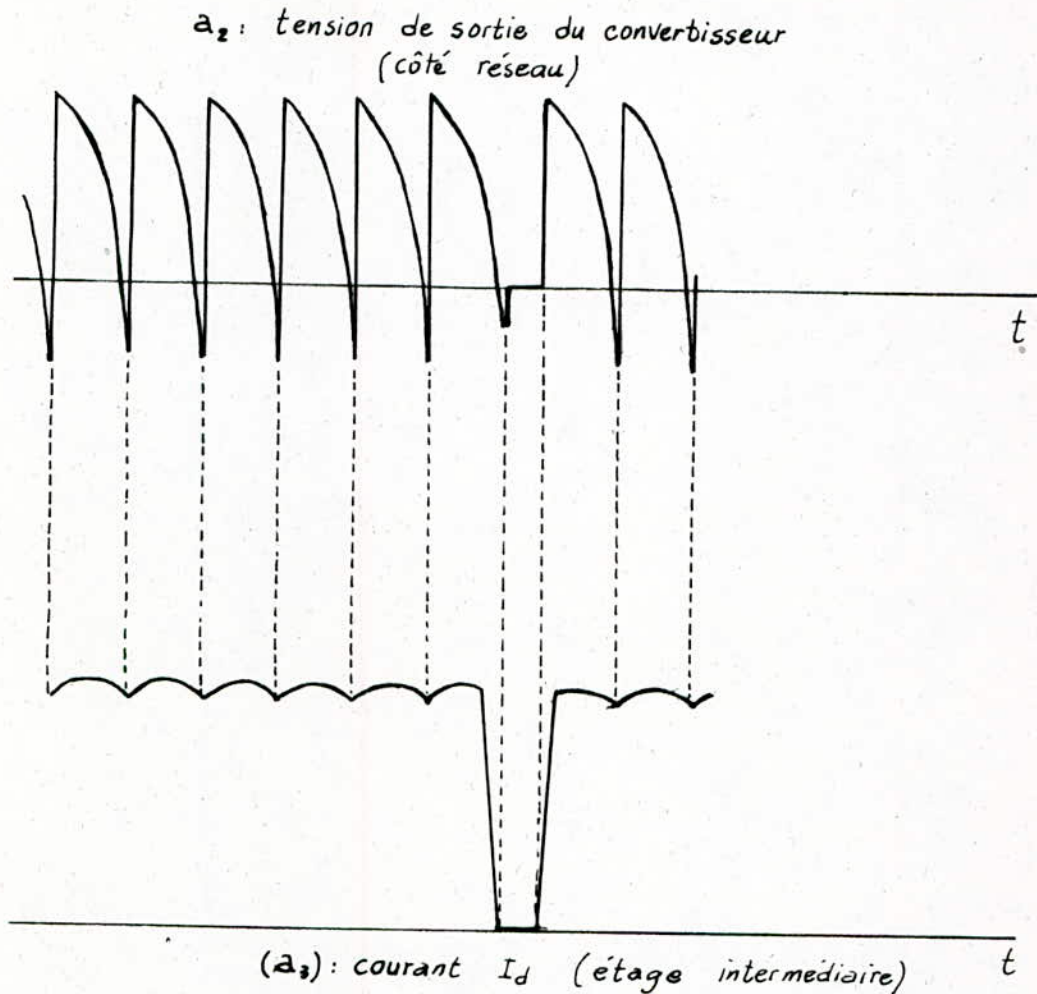


fig 5.3 : Commutation forcée par thyristor  
auxiliaire de roue libre

## 5.5. CIRCUIT DE MISE EN BUTÉE ONDULEUR

### 5.5.1 synchronisation du fonctionnement en butée onduleur du redresseur avec les séquences du commutateur de courant

Observons les signaux de phase  $a, b, c$  délivrés par le capteur optique et les signaux d'amorçages des thyristors du commutateur de courant. Nous remarquons, qu'au décalage  $\psi$  près, les

Commutations se font à chaque basculement de l'un, quelconque, des trois signaux de phase.

L'idée consiste alors à produire, dans une première étape, autant d'impulsions que de fronts de basculement, synchronisés, à  $\psi$  près, à ces derniers.

Nous parvenons à effectuer cette opération à l'aide du montage de la figure suivante

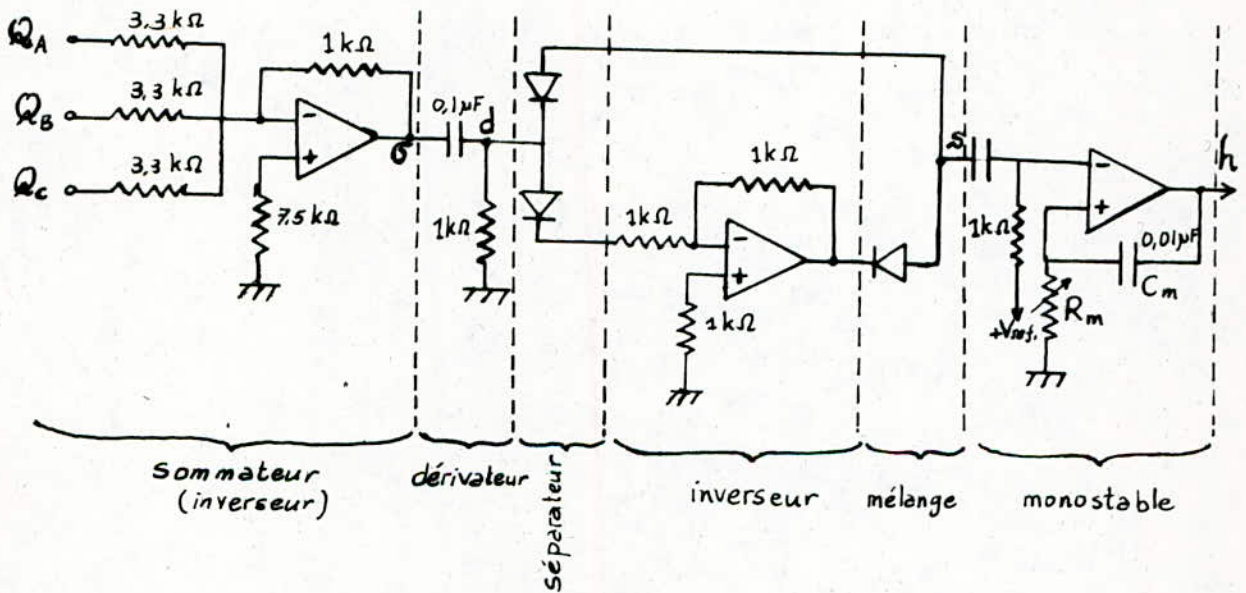


fig 5-4. Circuit de mise en butée - onduleur

Le diagramme de fonctionnement est donné dans la page suivante.

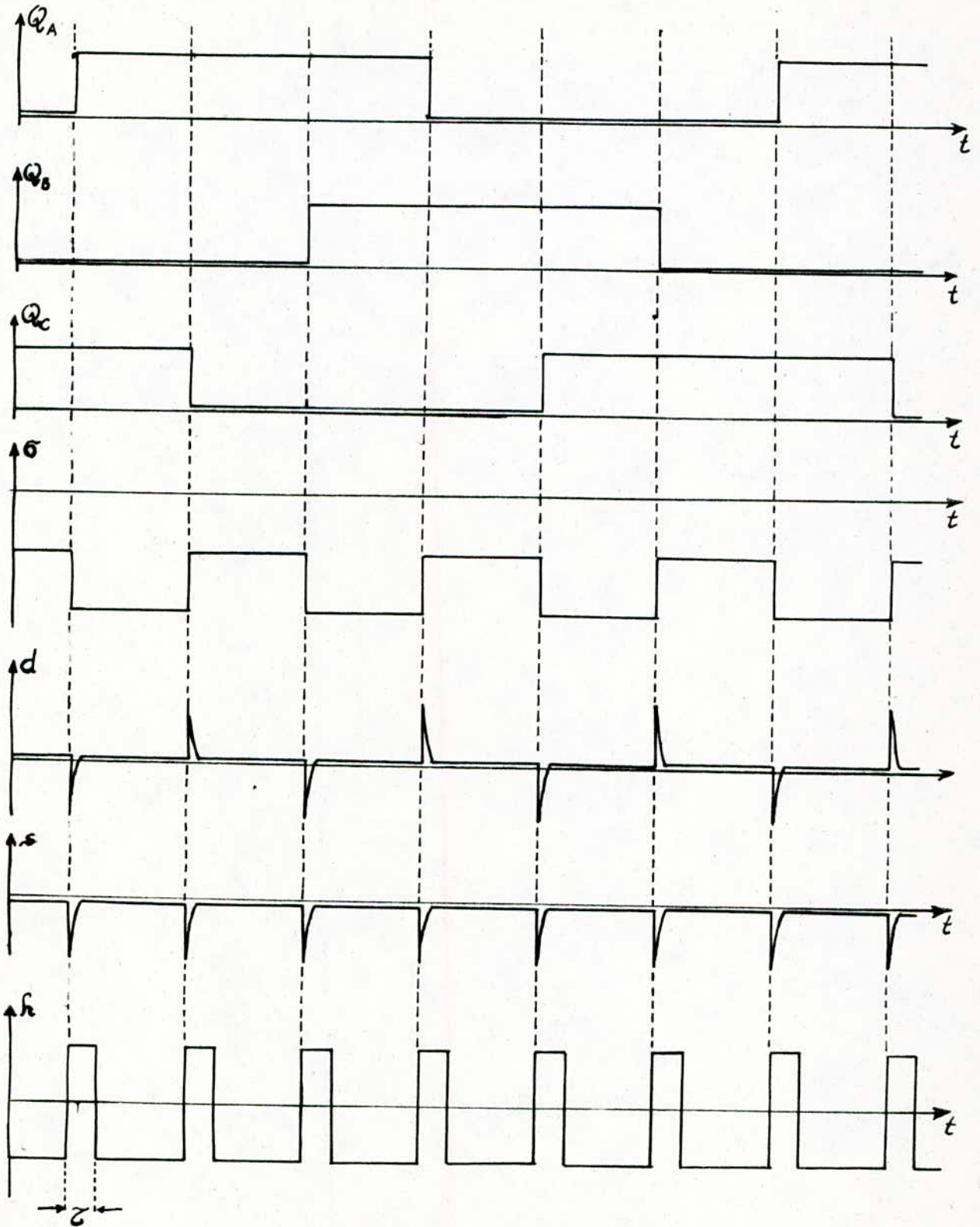


Diagramme de fonctionnement

L'intervalle de temps  $\tau$  pendant lequel on fait fonctionner le redresseur en onduleur, peut être réglable à partir de la tension  $V_{ref}$ . La relation  $\tau = f[V_{ref}]$  est :

$$\tau = C_m \cdot R_m \cdot \ln \frac{2 V_{max}}{V_{ref}}$$

### 5-5.2. Selection entre fonction redresseur et butée onduleur :

Dans une deuxième étape, nous devons sélectionner, à l'aide de  $f_i$ , une des deux tensions  $U_c$ , commande délivrée par la régulation, ou  $U_{b_0}$ , tension de commande correspondante à la butée onduleur.

$$f_i = +V_{max} (+15V.) \text{ correspondant à } U_{b_0}$$

$$f_i = -V_{max} (-15V.) \quad " \quad \text{à } U_c$$

#### a. Par multiplexeurs analogiques

Ceci peut être obtenu à partir d'un multiplexeur analogique, type MUX 24 AQ.  $U_{b_0}$  et  $U_c$  sont alors les tensions "sources" et  $f_i$  (dont la partie négative serait alors préalablement tronquée à l'aide d'une diode) constitue le signal logique de sélection.

#### b. Par selection de l'Inf (ou du sup)

Une deuxième idée consiste à sélectionner "l'inférieure" parmi deux tensions  $U_c$  et  $U_{b_0}$ . Dans ce cas nous proposons le montage suivant :

L'intervalle de temps  $\tau$  pendant lequel on fait fonctionner le redresseur en onduleur, peut être réglable à partir de la tension  $V_{ref}$ .

La relation  $\tau = f[V_{ref}]$  est :

$$\tau = C_m \cdot R_m \cdot \ln \frac{2 V_{max}}{V_{ref}}$$

### 5.5.2. Selection entre fonction redresseur et butée onduleur :

Dans une deuxième étape, nous devons sélectionner, à l'aide de  $f_i$ , une des deux tensions  $U_c$ , commande délivrée par la régulation, ou  $U_{b_0}$ , tension de commande correspondante à la butée onduleur.

$$f_i = +V_{max} (+15V) \text{ correspondant à } U_{b_0}$$

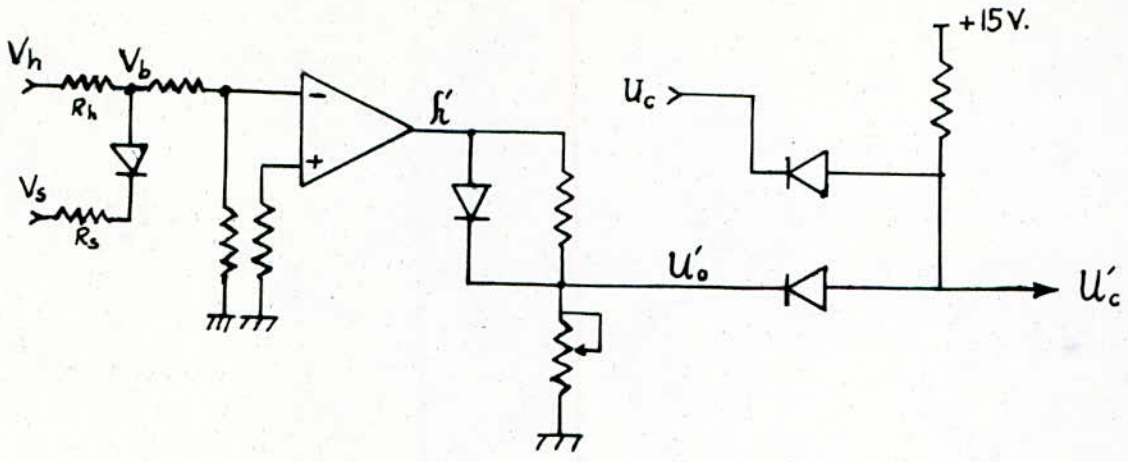
$$f_i = -V_{max} (-15V) \text{ " à } U_c$$

#### a. Par multiplexeurs analogiques

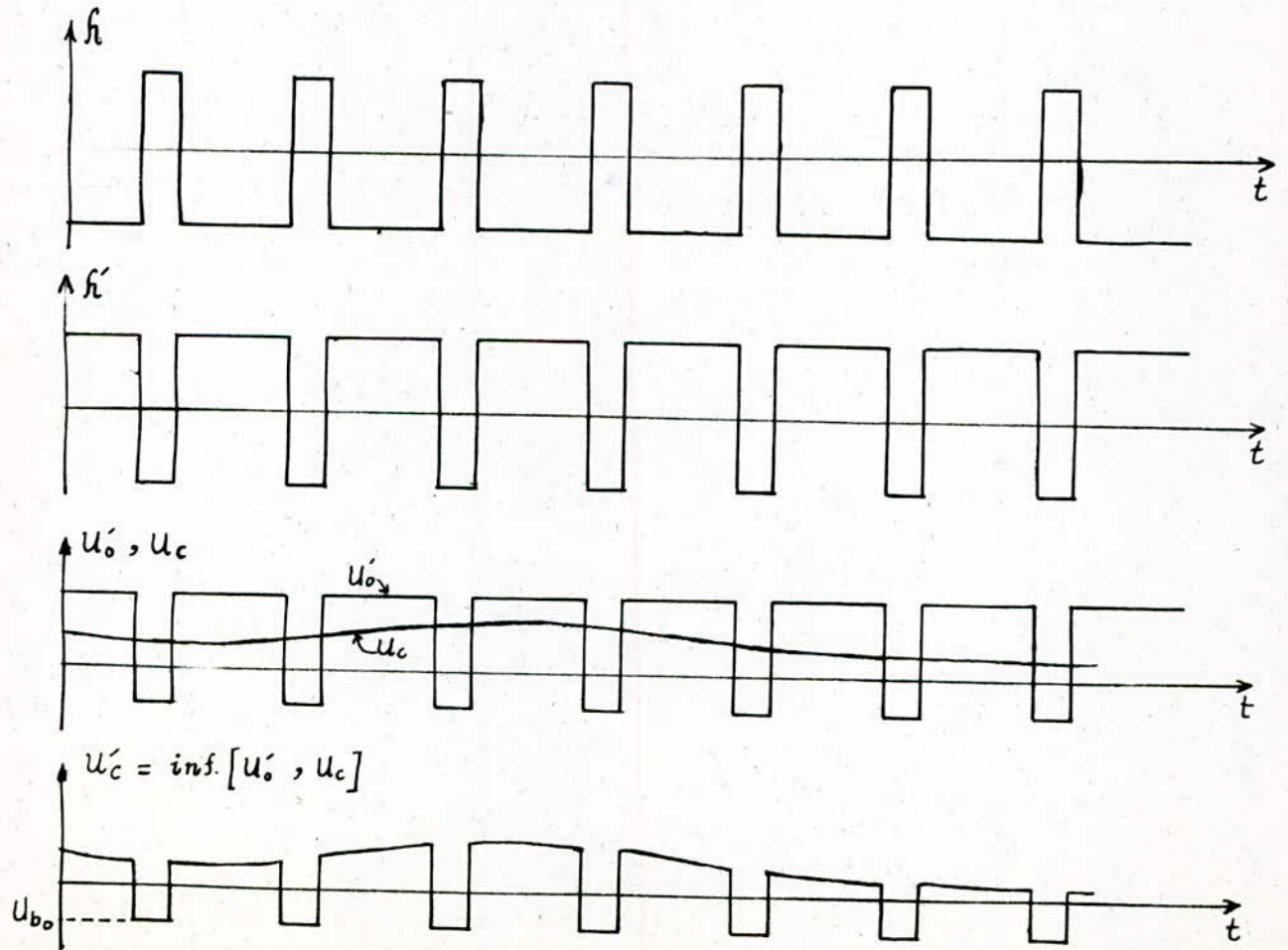
Ceci peut être obtenu à partir d'un multiplexeur analogique, type MUX 24 AQ.  $U_{b_0}$  et  $U_c$  sont alors les tensions "sources" et  $f_i$  (dont la partie négative serait alors préalablement tronquée à l'aide d'une diode) constitue le signal logique de sélection.

#### b. Par selection de l'Inf (ou du sup)

Une deuxième idée consiste à sélectionner "l'inférieure" parmi deux tensions  $U_c$  et  $U_{b_0}$ . Dans ce cas nous proposons le montage suivant :



Le diagramme de fonctionnement est le suivant :



### 5.5.3 Seuil de commutation forcée ( $\Omega > 10\% \Omega_{nom.}$ )

Principe : Comparer la tension image de la vitesse  $V_\Omega$  à un potentiel seuil  $V_{\Omega_s}$  qui correspond à 10% de  $\Omega_{nom.}$ .

Si dépassement il ya , nous bloquons le signal butée onduleur.

Reprenons partiellement une partie du montage de la figure 5-5 et ajoutant le comparateur.

On rappelle , qu'il y a butée onduleur pour  $h' = -15V$ .

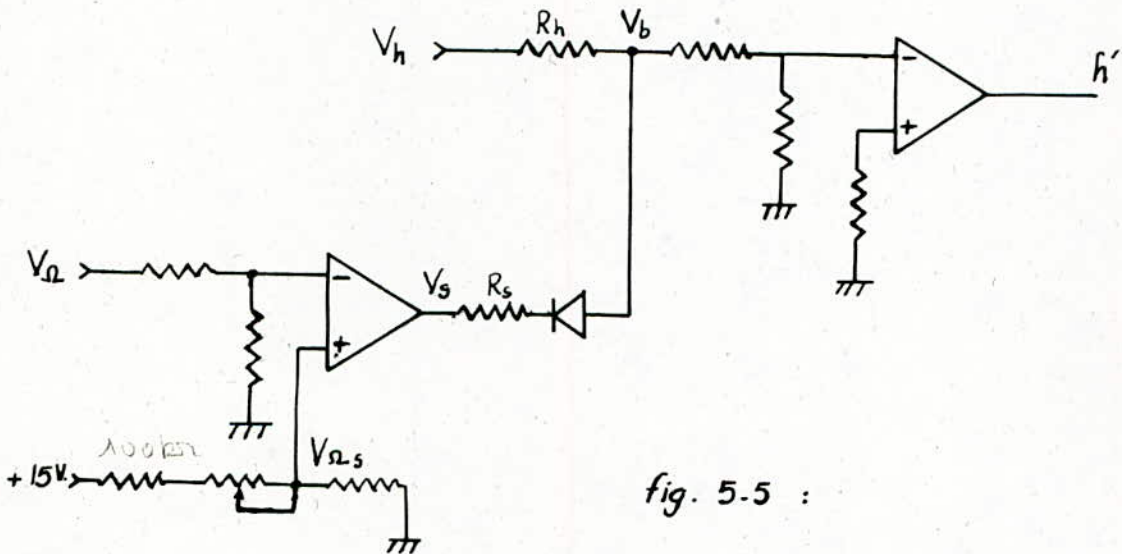


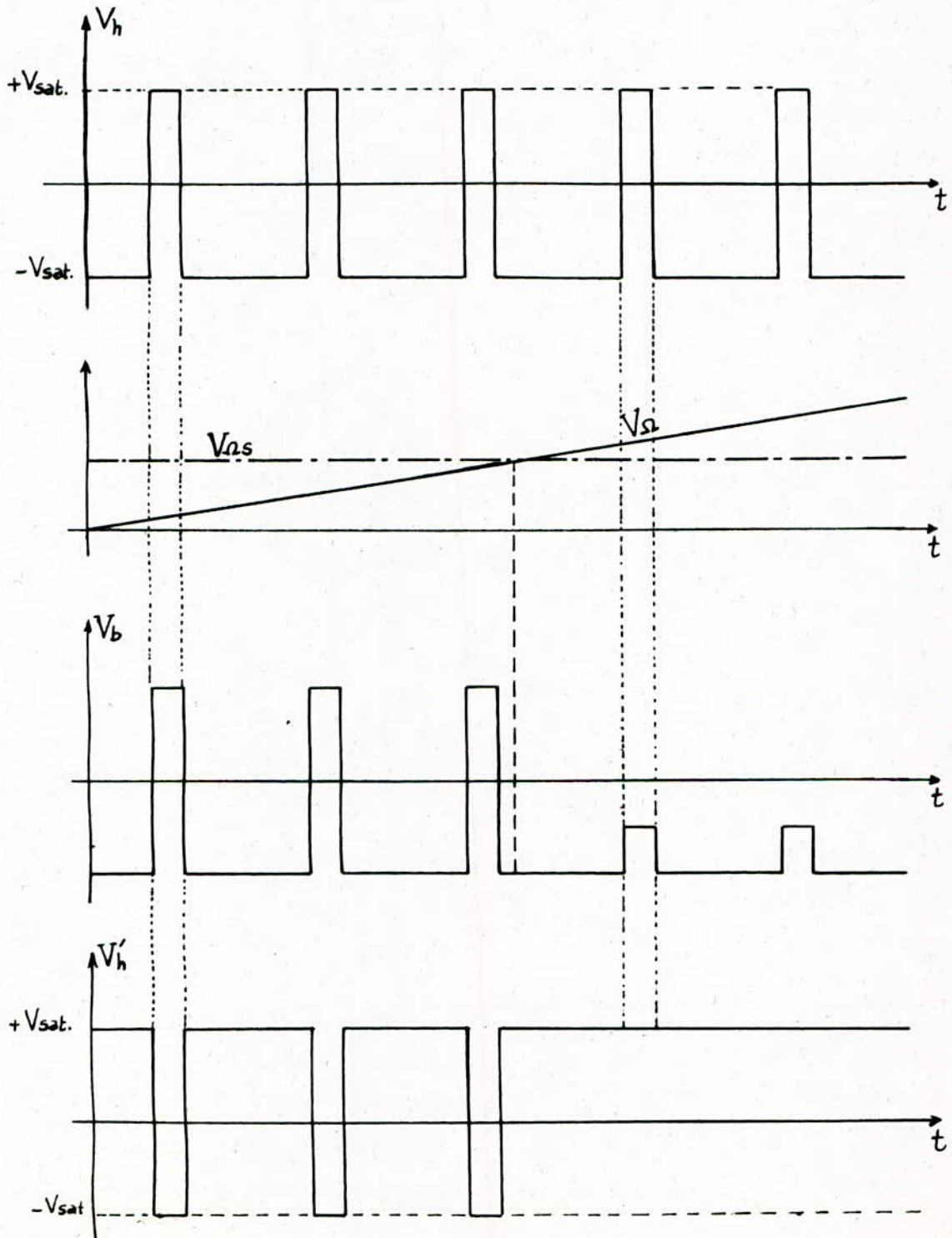
fig. 5-5 :

$$\text{on a } V_b = \frac{R_s \cdot V_h + R_h \cdot V_s}{R_h + R_s}$$

En prenant  $R_h > R_s$  d'où si  $V_s = -15V$ . alors quelque soit  $V_h$  ,  $V_b < 0$  et  $h' = +15V$ . ( pas de butée-onduleur ).

On donne le diagramme de fonctionnement dans la page suivante.

Diagramme de fonctionnement





# CHAP.6 REGULATION ET DEVELOPPEMENT FUTUR DE LA MANIPULATION

## 6.1. RÉGULATION

Le fonctionnement de l'ensemble commutateur de courant - moteur synchrone - détecteur de positions, est équivalent, à plusieurs points de vues, à celui du moteur à collecteur. Pour pousser plus loin cette similitude, on appelle cet ensemble : "Moteur à collecteur statique".

Il est évident alors, pour la régulation de la machine autopilotée, d'utiliser des principes similaires à ceux retenus pour le moteur à courant continu que nous rappelons par le schéma synoptique de la figure suivante :

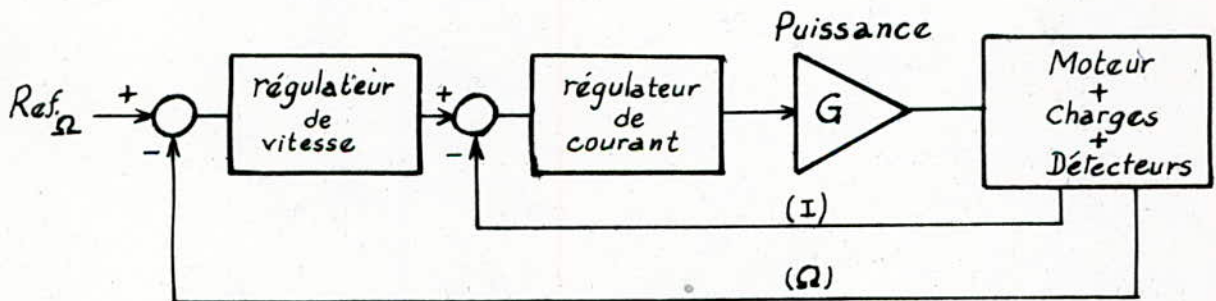


fig 6.1 : Schéma synoptique de la régulation

Les régulateurs sont en général de type proportionnel - intégral (P.I.) de fonction de transfert :  $F_{reg.} = K + \frac{1}{\tau_p} \left( = \frac{1+T_p}{\tau_p} \text{ avec } T = K\tau \right)$

On peut dire brièvement que : les actions proportionnelle et intégrale servent, respectivement, à accélérer les transitoires et à rendre les sorties du système indépendantes de certains paramètres

(dont les perturbations).

Les constantes  $T_\Omega$ ,  $\tau_\Omega$ ,  $T_I$  et  $\tau_I$  sont déterminées en fonction des performances désirées.

L'implantation de ces régulateurs se traduit de manière simple par le schéma de la figure suivante :

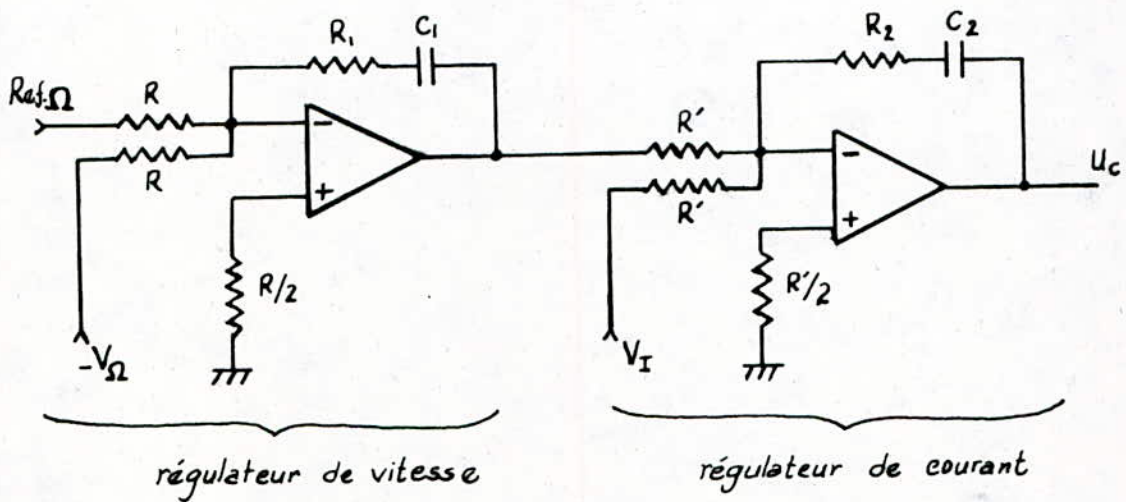


fig 6.2 : Régulateur de vitesse - courant

on a :

$$Ref.I = \frac{1 + R_1 C_1 P}{R C_1 P} (Ref.\Omega - V_\Omega)$$

$$\Rightarrow \begin{cases} R C_1 = \tau_\Omega \\ R_1 C_1 = T_\Omega \end{cases}$$

et

$$U_c = \frac{1 + R_2 C_2 P}{R' C_2 P} (Ref.I - V_I)$$

$$\Rightarrow \begin{cases} R' C_2 = \tau_I \\ R_2 C_2 = T_I \end{cases}$$

## 6-2. DEVELOPPEMENT DE LA MANIPULATION

### 6-2.1 Commande numérique

Dans la commande analogique, une grande partie est constituée par, soit des fonctions logiques, soit des bascules (dont les monostables), soit des intégrateurs.

Il est évident qu'il est plus aisé de programmer des fonctions logiques que de les câbler.

Il est aussi évident qu'avec des intégrateurs numériques (à partir d'un comptage d'impulsions) il n'y a pas de problème de dérive ou de destabilisation causés par de faibles perturbations au niveau de l'alimentation des cartes de commande. De plus, dans le cas du numérique, et la constante et la durée d'intégration peuvent facilement être rendues variables. Ce qui n'est pas le cas avec l'analogique.

Tout ceci, plus bien d'autres avantages, nous amène à dire que, pour la machine autopilotée, il est certainement plus simple (et donc plus efficace) de développer sa commande par microprocesseur. Les limites de l'analogique sont, dans ce cas, bien en deçà de celles du numérique.

### 6-2.2. Commande optimale

On peut par exemple considérer la tension de sortie du redresseur, l'angle  $\psi$  et le courant d'excitation comme des entrées du système.

Le courant  $I_d$  et la vitesse  $\Omega$  comme des sorties, ou des variables internes.

On établirait ainsi un vecteur de commande et un vecteur "d'état". A partir du modèle on élaborerait alors des lois de commande optimale. D'où l'amélioration des performances de fonctionnement.

## CONCLUSION GENERALE

L'objet de notre travail a consisté à concevoir la commande de la machine synchrone autopilotée et d'en étudier le fonctionnement .

Dans notre rapport , nous avons abordé et traité :

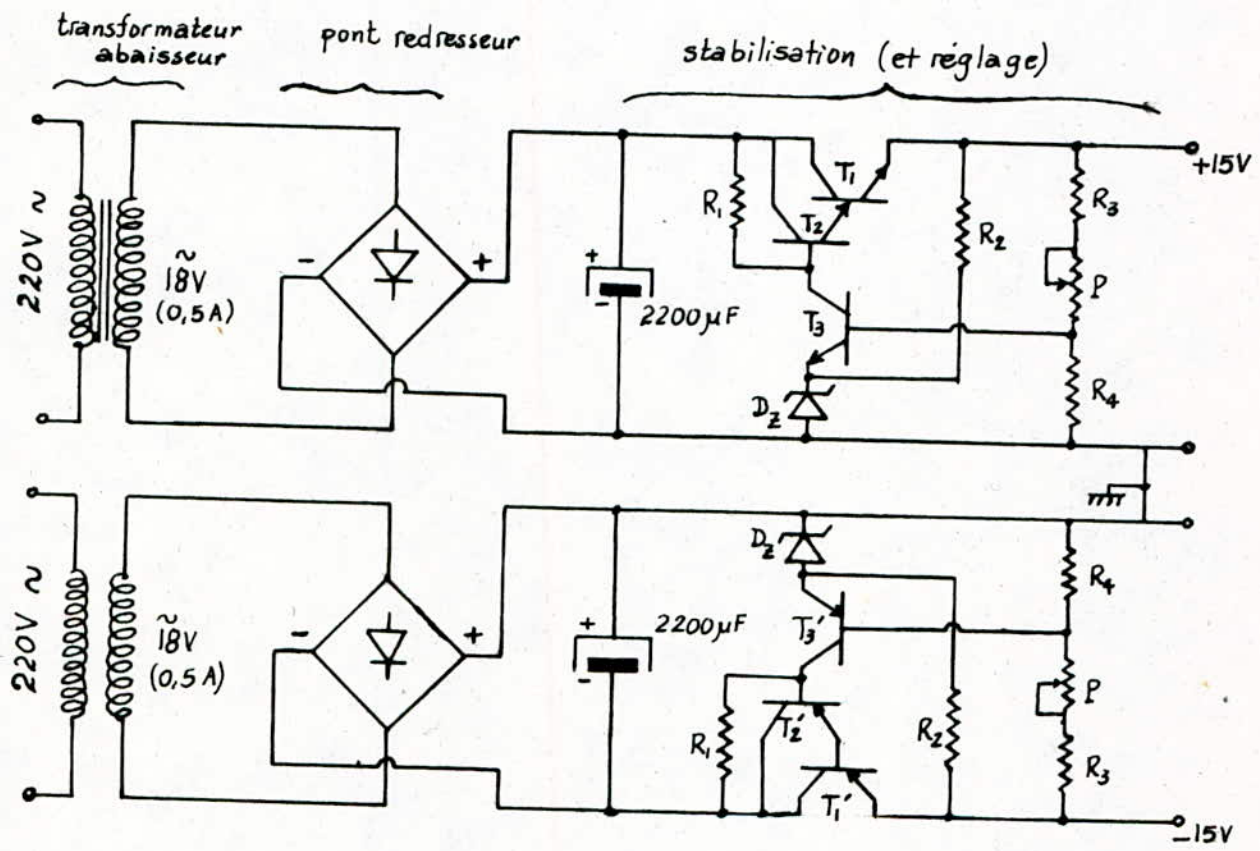
- le détecteur de position
- le circuit de commande du redresseur
- le circuit de commande du commutateur de courant.
- le circuit de commande du démarrage
- La commande (électronique) du changement de sens de rotation
- La régulation (P.I) en vitesse et en courant.

De même nous proposons une commande complète (impulsions - Comptage - convertisseur numérique / analogique - ...) pour le réglage électronique de  $\psi$  , angle de déphasage entre le courant et la f.e.m.

Nous proposons aussi, un développement pour ce travail qui, dans un premier temps , consistera à remplacer la commande câblée par celle programmée (microprocesseur) et dans un deuxième temps, à réaliser une commande optimale (avec les paramètres  $I_d$ ,  $U_d$ ,  $i_f$ ,  $\Omega$ ,  $\psi$ , ...)

Nous pouvons dire que ce travail nous a permis, d'une part , de consolider nos connaissances théorique dans divers domaines et notamment dans celui de l'électronique de puissance , d'autre part de réaliser une synthèse de commande comprenant plusieurs phases (simultanées ou successives) de traitement de différents signaux.

# Annexe 1 - ALIMENTATION STABILISÉE



$D_Z = 5.6V$

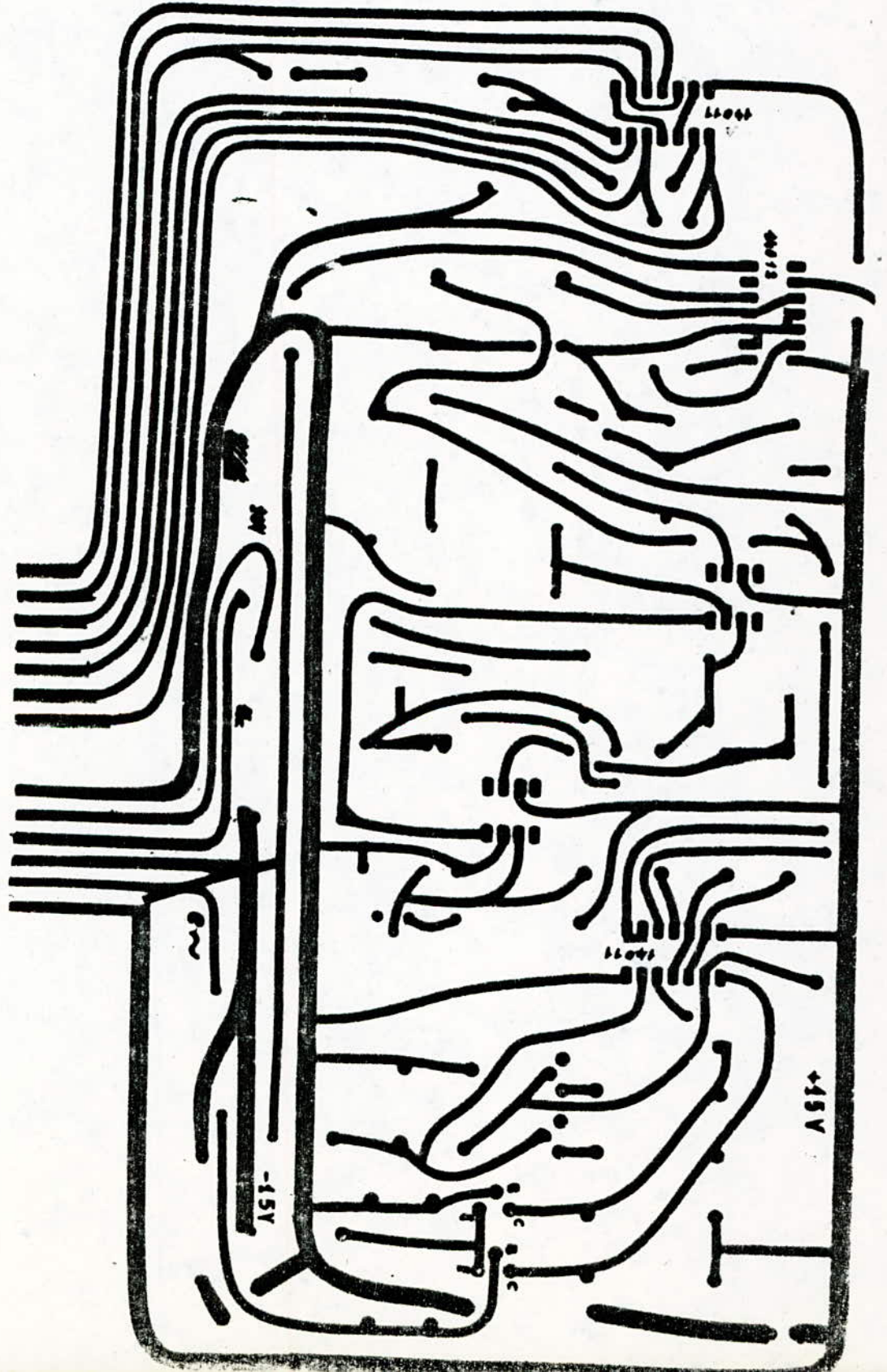
$R_1, R_2, R_3 = 1,5 k\Omega$        $R_4 = 1 k\Omega$        $P = 1 k\Omega$

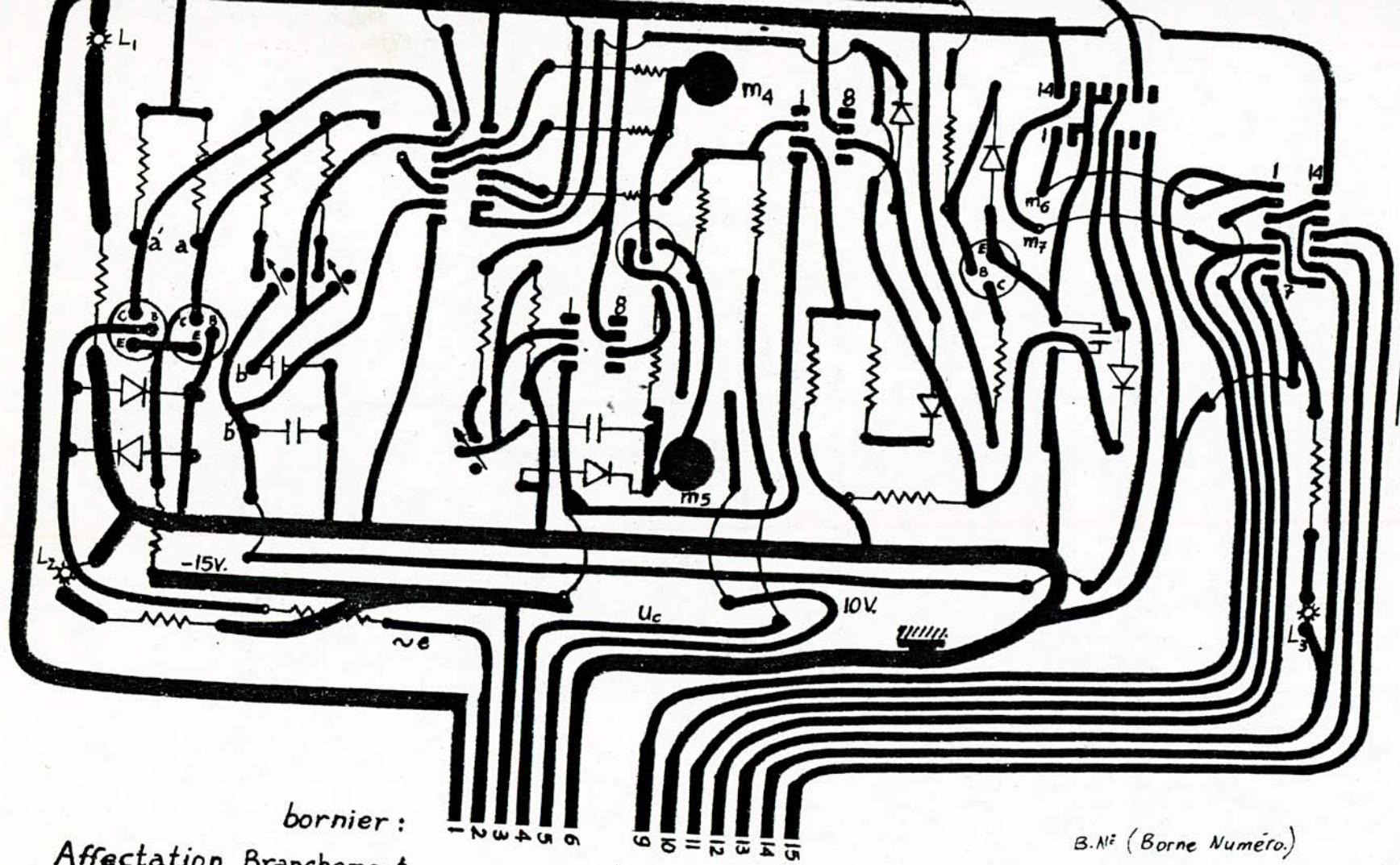
$T_1 : 2N3055$        $T_2, T_3 : 2N2222$

$T_1' : BDX18$        $T_2', T_3' : 2N2905$

Annexe 2 -

Carte de commande (c.c)  
du redresseur pour la  
phase  $i(x)$  - côté cuivre.





- bornier :
- Affectation Branchement :
- 1 +15V.
  - 2 sortie transfo. référence de phase
  - 3 -15V.
  - 4  $U_c$  tension de commande
  - 5 10V
  - 6 0V (la masse)

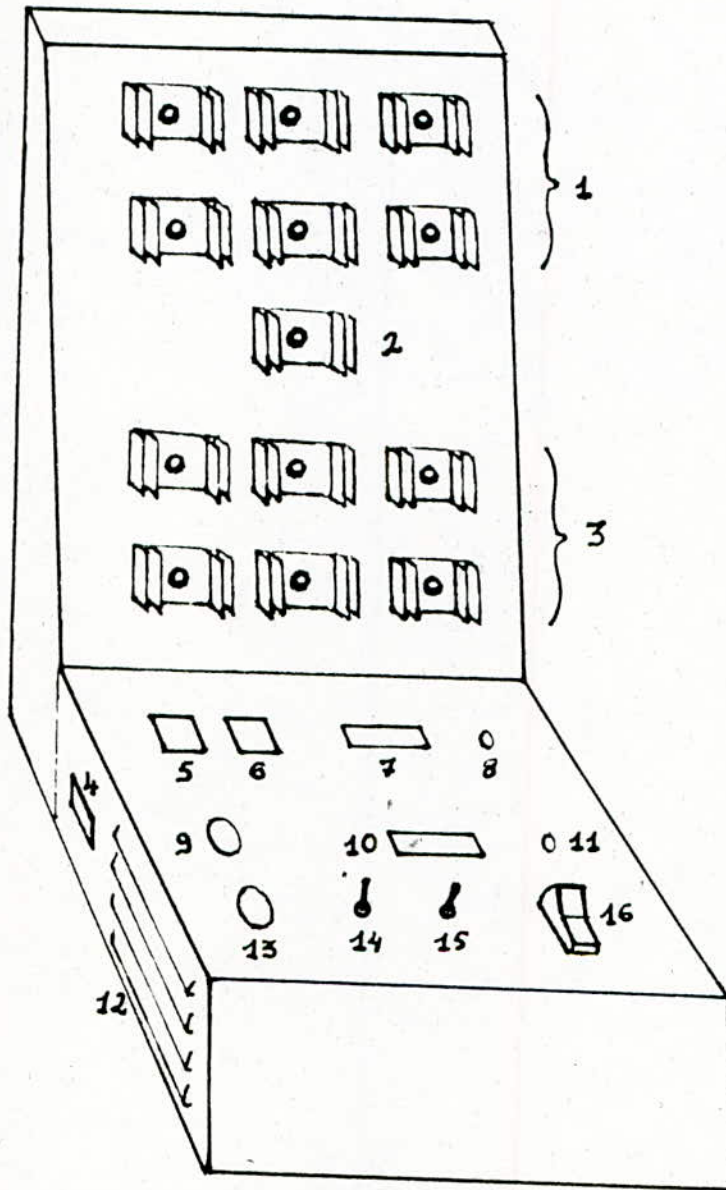
Carte de commande (c.c)  
du redresseur pour la  
phase  $i(x)$   
Côté composants

- B.N<sup>o</sup> (Borne Numéro.)
- 9 rappel 60° allant à c.c phase  $i(x + \frac{2\pi}{3})$  BN<sup>o</sup> 11
  - 10 rappel 60° allant à c.c phase  $i(x + \frac{2\pi}{3})$  BN<sup>o</sup> 11
  - 11 rappel 60° provenant de c.c phase  $i(x + \frac{2\pi}{3})$  " 9
  - 12 rappel 60° provenant de c.c " " " 10
  - 13 blocage des impulsions
  - 14 Carte amplification, Transf. d'Imp. de  $Th_i^+$
  - 15 " " " " de  $Th_i^-$

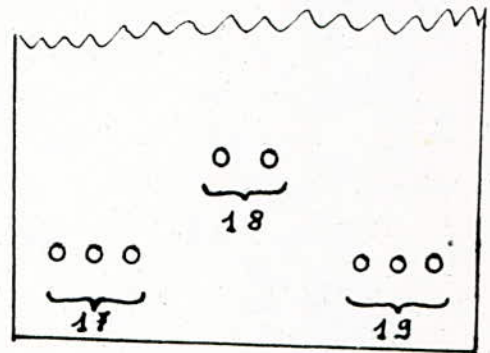


Annexe 4.

BATI DE LA MAQUETTE



- 1 Commutateur de courant
- 2 Thyristor de roue libre
- 3 redresseur
- 4 connecteur du disque de position
- 5 voltmètre tension stabilisée +15V
- 6 " " " " -15V
- 7 afficheur de vitesse (digital)
- 8 LED (allumée  $\Rightarrow$  self de lissage  
éteinte  $\Rightarrow$  Non)



- 9 consigne  $\Psi$  (curseur ou roues codeuses)
- 10 affichage I boucle intermédiaire
- 11 LED (allumée  $\Rightarrow$  pas de défaut du D.P  
éteinte -- sinon)
- 12 fenêtres de ventilation
- 13 Consigne vitesse (curseur ou roues codeuses)
- 14 Inverseur sens de rotation
- 15 inverseur blocage des impulsions
- 16 mise sous tension (alimentation électronique de commande)
- 17 branchement secteur
- 18 branchement self de lissage
- 19 branchement moteur

# BIBLIOGRAPHIE

[ 1 ] LE-HUY HOANG

" Etude de la commande numérique par microprocesseur  
d'une machine synchrone autopilotée alimentée en  
courant "

Thèse de Docteur-Ingenieur GRENOBLE , 1980

[ 2 ] MEBARKI M'HAMMED  
ZAIDI ABDELBAKI

" Etude et réalisation d'un moteur synchrone  
autopilotée avec régulation de vitesse "

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

[ 3 ] JACQUES DAVOINE

" Techniques de démarrage d'une machine synchrone  
autopilotée , alimentée en courant et commandée  
par microprocesseur "

Mémoire - Ingenieur C.N.A.M , GRENOBLE , 1981

[ 4 ] H. BÜHER

" Electronique de puissance "

" Electronique de réglage et de commande "

[ 5 ] R. CHAUPRADE

" Electronique de puissance

-1- Commande électronique des moteurs à courant  
continu "

" R.G.E . tome 85 . N°10 . Octobre 1976 "

[ 6 ] G. SEGUIER

" L'électronique de puissance "

- [ 7 ] F. BRICHANT  
" les onduleurs autonomes "
- [ 8 ] R. KLEIN  
" les onduleurs et leurs applications  
L'association onduleurs - machines synchrones "
- [ 9 ] SABRY ABDEL-LATIF MAHMOUD  
" Contribution à la simulation numérique de  
l'association machine synchrone ponts à thyristor "  
Thèse de Docteur - Ingenieur E.N.S.E.M , NANCY 1979.
- [ 10 ] M. AUMIEUX  
" Logique binaire et ordinaire "
- [ 11 ] K. MOUMEN  
" Determination par simulation de lois de commande  
optimales d'un moteur asynchrone "  
Thèse de Docteur-Ingénieur , E.N.S.E.M , NANCY .1980
- [ 12 ] M. KOURGLI  
" Cours F.E.N.218 - régimes transitoires des machines  
électriques - "
- [ 13 ] R. DUGEHAULT  
" Applications pratiques de L'amplificateur  
opérationnel "
- [ 14 ] M. MOUNIC  
" Semi - Conducteurs "

