

وزارة التعليم العالي والبحث العلمي  
MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE

المسيرة الوطنية للعلوم الحديثة

UNIVERSITE DES SCIENCES ET DE LA TECHNOLOGIE

HOUARI BOUMEDIENNE  
BIBLIOTHEQUE

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE D'ALGER

Département d'Electricité.

FILIERE D'INGENIEUR EN ELECTROTECHNIQUE

PROJET DE FIN D'ETUDES

**THEME**

Association Onduleur Autonome -  
Machines Asynchrones. Réalisation d'un  
Onduleur de Type sans  
Thyristors Auxiliaires

Proposé par :  
K. MOUMEN  
Docteur - Ingénieur

Etudié par :  
HELLAL Abdelhafid  
HEMICI Boualem

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية  
REPUBLICUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

وزارة التعليم العالي والبحث العلمي  
MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE  
»O«

UNIVERSITE DES SCIENCES ET DE LA TECHNOLOGIE  
HOUARI BOUMEDIENNE  
»O«

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE D'ALGER

Département d'Electronique  
»O«

FILIERE D'INGENIEUR EN ELECTROTECHNIQUE

PROJET DE FIN D'ETUDES

## THEME

*Association Onduleur Autonome  
Machines Asynchrones Réalisation d'un  
Onduleur de Type sans  
Thyristors Auxiliaires*

Proposé par :  
K. MOUMEN  
Docteur - Ingénieur

Etudié par :  
HELLAL Abdelhafid  
HEMICI Boualem

Juin 1983



15 D I C A C E S :

A MES PARENTS  
A MES AMIS

H E L L A L A B D E L H A F T D

A MES PARENTS ET A MES BEAUX-PARENTS  
A MA MÈRE SABAH  
A MON FILS HICHAM  
A MON ENFANT PRENATAL  
A MON AMI ABDELOUAHAB ET A TOUS MES AMIS.

H E M I C I B O U A L E M

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

Nous tenons à remercier vivement notre promoteur monsieur K.  
MOUMEN pour tous ses précieux conseils.

Que tous ceux qui nous ont aidé de près ou de loin à l'élaboration  
de ce travail trouvent ici l'expression de notre profonde gratitude.

INTRODUCTION

1<sup>ère</sup> Partie

ETUDE THEORIQUE

CHAPITRE I : GENERALITES SUR LES CONVERTISSEURS  
STATIQUES

- 1). Convertisseurs Alternatif-Continu.
- 2). Convertisseurs Continu-Continu.
- 3). Convertisseurs Continu-Alternatif.
- 4). Convertisseurs Alternatif-Alternatif.

CHAPITRE II : T H Y R I S T O R S .

- 1). Constitution du thyristor.
- 2). Caractéristiques statiques
- 3). Caractéristiques dynamiques
- 4). Commutation.
- 5). Caractéristiques thermiques
- 6). Protection des thyristors.
- 7). Conclusion.

CHAPITRE III : ONDULEUR - COMMUTATEUR DE TENSION.

A. O N D U L E U R I D E A L I S E .

A.1. Onduleur Monophasé.

A.1.1. Onduleur à 2 contacteurs statiques.

A.1.2. Onduleur monophasé en pont.

A.1.3. Onduleur par palier de tension.

A.1.4. Onduleur à modulation par largeur d'impulsion.

A.2. Onduleur triphasé. +

A.2.1. Onduleur par commande à 180°.

A.2.2. Onduleur par commande à 120°.

A.2.3. Onduleur M L I.

B. P H E N O M E N E D E L A C O M M U T A T I O N .

B.1. Onduleur sans thyristors auxiliaires.

B.2. Onduleur avec thyristors auxiliaires.

CHAPITRE IV : ONDULEUR - COMMUTATEUR DE COURANT.

- 1). Onduleur de courant sans thyristors auxiliaires
- 2). Onduleur de courant avec thyristors auxiliaires.

CHAPITRE V : APPLICATION DE L'ONDULEUR A UN MOTEUR  
ASYNCHROME

- 1). Généralités
- 2). Variation de vitesse d'un moteur asynchrone.

3). Application de l'onduleur.

## 2<sup>ème</sup> Partie

### REALISATION PRATIQUE

#### CHAPITRE VI : CIRCUIT DE PUISSANCE

- 1). Réalisation du montage d'essai.
- 2). Réalisation et mesure de la self à mutuelle.
- 3). Essai de la commutation.

#### CHAPITRE VII : ELABORATION DE LA COMMANDE.

- 1). Générateur d'impulsions ou horloge.
- 2). Compteur.
- 3). Oscillateur
- 4). Etage de mise en forme
- 5). Etage amplificateur.

#### CONCLUSION

#### BIBLIOGRAPHIE

## I N T R O D U C T I O N

S'il ya quelques années la conversion électrique nécessitait des convertisseurs dynamiques volumineux et coûteux (machines de l'électrotechnique classique), l'apparition et la mise au point des semi-conducteurs ont bouleversé ce domaine.

L'électro~~me~~canique de puissance avec des montages peu encombrants, sûrs et rapides permet ainsi d'assurer cette conversion d'énergie par des éléments simples, de faible coût, de volume réduit et consommant un minimum d'énergie. Ces éléments constituent ce que l'on appelle les convertisseurs statiques.

L'objet de notre travail porte sur l'un de ces convertisseurs: l'onduleur autonome triphasé, qui non seulement transforme la tension du continu vers l'alternatif, mais sert de variateur de vitesse aux machines asynchrones (notamment dans le cas de vitesses élevées, de tensions d'alimentation élevées ou de très fortes puissances).

Une 1ère partie théorique comporte 5 chapitres:

- Un 1er chapitre définit brièvement les différents convertisseurs statiques existants.
- Les thyristors sont le sujet du 2eme chapitre. Ils sont présentés en détail et familiarisent le lecteur avec le fonctionnement de ces semi-conducteurs.
- Les deux chapitres qui suivent présentent l'onduleur proprement dit. Le 3eme analyse les onduleurs commutateurs de tension, le 4eme les commutateurs de courant. On traite successivement les fonctionnements idéalisés puis réels, la charge étant inductive passive.
- Au 5eme chapitre on présente les différents modes de variation de vitesse d'un moteur asynchrone et l'application des onduleurs dans la variation de vitesse.

La 2eme partie qui porte sur l'analyse du côté pratique de notre étude comporte 2 chapitres:

- Le 6eme chapitre concerne la réalisation et l'essai de commutation du circuit de puissance.
- Enfin le 7eme chapitre concerne l'élaboration et les calculs de la commande électronique.

La fin du rapport se termine par une conclusion et une bibliographie.



IÈRE  
PARTIE.

GENERALITES SUR LES CONVERTISSEURS STATIQUES

Nous présentons de manière succincte les convertisseurs suivants :

- a) Convertisseur alternatif continu
- b) Convertisseur continu - continu
- c) Convertisseur continu-alternatif
- d) Convertisseur alternatif-~~(continu)~~ alternatif.

1) Convertisseurs alternatif - continu

Ce sont les redresseurs. Ils permettent de convertir une tension alternative  $U_e$  d'entrée en une tension continue  $U_s$  de sortie.



On distingue plusieurs types de redresseurs :

1.1 Redresseurs non commandables à diodes

Ce type de redresseurs ne permet pas la variation de la valeur moyenne de la tension de sortie.

1.2 Redresseurs commandables à thyristors

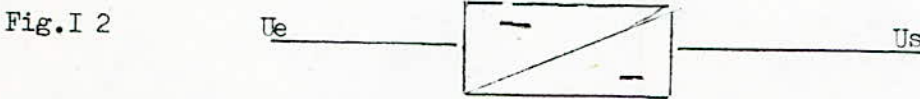
Ce type de redresseurs permet d'obtenir une tension continue de valeur moyenne variable de 0 à +  $U_e$  (max) et dans certaines conditions de 0 à -  $U_e$  (max) (Fonctionnement en onduleurs).

1.3. Redresseurs mixtes (Thyristors - diodes)

Ils permettent d'avoir à la sortie une tension continue de valeur moyenne variable de 0 à +  $U_e$  (max).

2) Convertisseurs continu-continu

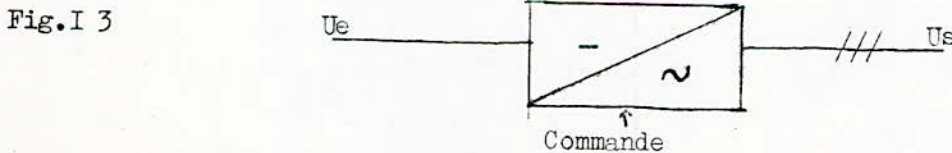
Ce sont les hacheurs.



Ces convertisseurs permettent la variation de la valeur moyenne de la tension de sortie  $U_s$ .

3) Convertisseurs continu - alternatif

Il s'agit des onduleurs. Ils transforment une tension continu d'entrée  $U_e$  en tension de sortie alternative  $U_s$ .



On peut faire varier la fréquence  $F_s$  seule, ou l'amplitude de  $U_s$  seule ou encore  $F_s$  et  $U_s$  simultanément indépendamment de la tension d'alimentation  $U_e$ .

Si l'amplitude et la fréquence de sortie sont imposées par le réseau, l'onduleur est dit non autonome.

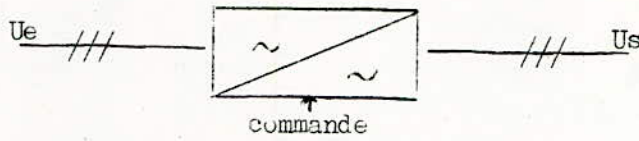
.../...

En effet certains redresseurs permettent le transfert d'énergie du côté continu vers le côté alternatif. Ils fonctionnent alors en onduleurs non autonomes. Par contre, l'onduleur est dit " Autonome " si la fréquence de l'onde de sortie est indépendante de la source et de la charge.

#### 4) Convertisseurs alternatif - alternatif

Ce sont les gradateurs et les convertisseurs de fréquence.

Fig.I 4



4.1 Gradateurs : Ils permettent de faire varier la valeur moyenne de la tension de sortie. La fréquence  $F_s$  de sortie est égale à la fréquence  $F_e$  d'entrée.

#### 4.2 Convertisseurs de fréquence directs :

Ce sont les cycloconvertisseurs. Ils transforment directement la tension du réseau en une tension ou un courant d'amplitude et de fréquence variables. La fréquence de sortie est variable seulement de 0 à  $\frac{F_e}{3}$

#### 4.3 Convertisseurs de fréquence indirects :

Ils sont composés d'un redresseur commandable et d'un onduleur autonome.

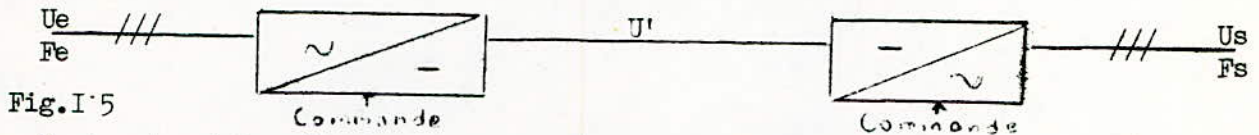


Fig.I 5

La tension intermédiaire  $U'$  peut être variable en amplitude.

THYRISTORS

Une bonne connaissance des caractéristiques statiques, dynamiques et thermiques de cet élément ainsi que de sa commutation permet de mieux comprendre le fonctionnement de l'onduleur.

Aussi avant d'entamer l'étude de l'onduleur, nous présentons en début de ce chapitre l'élément de base à savoir : le thyristor.

1) Constitution du thyristor.

Le thyristor est un semi-conducteur constitué d'un monocristal de silicium comprenant 4 couches alternativement de type P et N.

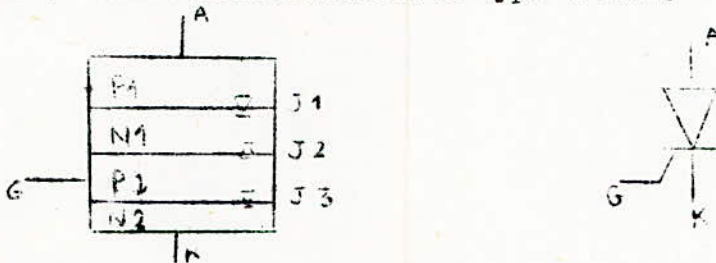


Fig II.1. Constitution d'un thyristor

( les sens directs des jonctions ont été symbolisés par des diodes idéales )

Le thyristor présente 3 électrodes métalliques:

- l'anode A en contact avec la couche P1.
- la cathode K en contact avec la couche N2.
- une électrode de commande G ( gachette ou " gate " ) en contact avec la couche P2.

Il comporte donc 3 jonctions PN disposées en série: J1 et J3 ont leur sens direct de A vers K, et la jonction J2 a son sens direct de K vers A.

Les caractéristiques des différentes couches ne sont pas identiques:

- N1 est épaisse et peu dopée.
- P2 est très mince.
- N2 est très dopée.

Le thyristor est un dispositif unidirectionnel. Après l'application de l'impulsion de gachette, il ne laisse passer le courant que dans un seul sens. Son schéma équivalent à l'aide de diodes se présente comme suit:

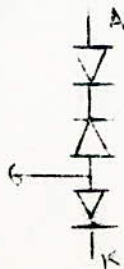


Fig II 2

.../...

2) Caractéristiques statiques.

Dans sa caractéristique inverse, le thyristor est équivalent à une diode. Dans sa caractéristique directe, il présente 2 états stables: état bloqué ou état passant.

2.1. Etat bloqué Un thyristor est bloqué dans 2 cas:

- tension  $U_{ak}$  entre anode et cathode négative ( tension inverse )
- Anode polarisée positivement par rapport à la cathode sans qu'un courant de gâchette ait été donné au thyristor.

A l'état bloqué les caractéristiques des tensions directe et inverse sont symétriques:

Les courants de fuite respectifs sont faibles ( quelques mA ) et varient avec la température et la tension appliquée.

Si la tension directe augmente fortement, elle risque d'amorcer le thyristor. Si le courant de fuite inverse devient trop grand, il peut détruire le thyristor.



Fig. II 3

2.2 ) Etat passant Un thyristor est conducteur lorsque la tension entre l'anode et la cathode étant positive (  $U_{ak} > 0$  ), un courant direct anode cathode circule à travers le semi-conducteur après amorçage.

L'état passant peut être caractérisé par la droite d'équation.

$$U_{AK} = U_F + R_F I_F$$

où  $U_{ak}$  représente la chute de tension du thyristor.



Fig II 4.

La puissance à dissiper par le thyristor est :  $P_f = U_{ak} i_A$ .

.../...

### 3) Caractéristiques dynamiques.

#### 3.1. Phénomène d'amorçage

Le passage du thyristor de l'état bloqué à l'état conducteur s'appelle amorçage. L'amorçage s'effectue généralement par la gachette.

##### 3.1.1. Amorçage sans courant de gachette.

Lorsqu'on augmente la tension directe aux bornes du thyristor, la ddp appliquée à la jonction J2 croît. Le champ électrostatique correspondant voit sa valeur augmenter, entraînant J2 en régime d'avalanches.

L'ensemble des couches N1 P2 N2 est alors assimilable à un transistor en régime de saturation. Cet amorçage est "général" non désiré.

##### 3.1.2. Amorçage par la gachette.

Il est le plus souvent utilisé.

L'anode doit être polarisée positivement par rapport à la cathode.

La distance entre les jonctions J3 et J2 étant faible, le courant de gachette fait que de nombreux électrons atteignent J2. Les électrons qui arrivent en J2 créent un effet cumulatif en un point particulier. Une avalanche locale se produit et un courant  $i_A$  s'y établit. Si ce courant devient supérieur à une certaine valeur dite courant de maintien, l'avalanche s'étend à toute la jonction. Il y a alors conduction.

#### 3.2. Temps d'amorçage : ( $T_d$ ) ( voir figure II .5. )

C'est le temps mis par le courant d'anode pour s'établir, caractérisant l'état conducteur du thyristor après application d'une impulsion à la gachette.

Le temps d'amorçage se compose de :

- temps de retard ( $T_r$ ) : écoulé entre le front de l'impulsion à la gachette et l'instant où le courant atteint 10% de sa valeur finale lorsque la charge est résistive.

- temps de croissance : ( $t_r$ ) : durée que met le courant d'anode pour passer de 10% à 90% de sa valeur finale.

Le temps d'amorçage est généralement de l'ordre de 4 à 6  $\mu s$ .

#### 3.3. Phénomène de désamorçage

Le passage du thyristor de l'état conducteur à l'état bloqué s'appelle désamorçage.

En annulant la tension  $U_{AK}$  appliquée aux bornes du semi-conducteur passant ou en la rendant négative le courant  $i_A$  s'annule. Les porteurs mobiles qui avaient envahi les 4 couches du cristal disparaissent :

- soit par recombinaison ( $U_{AK} = 0$ ).

- soit parce qu'ils sont déplacés par la tension  $U_{AK}$  négative.

.../...

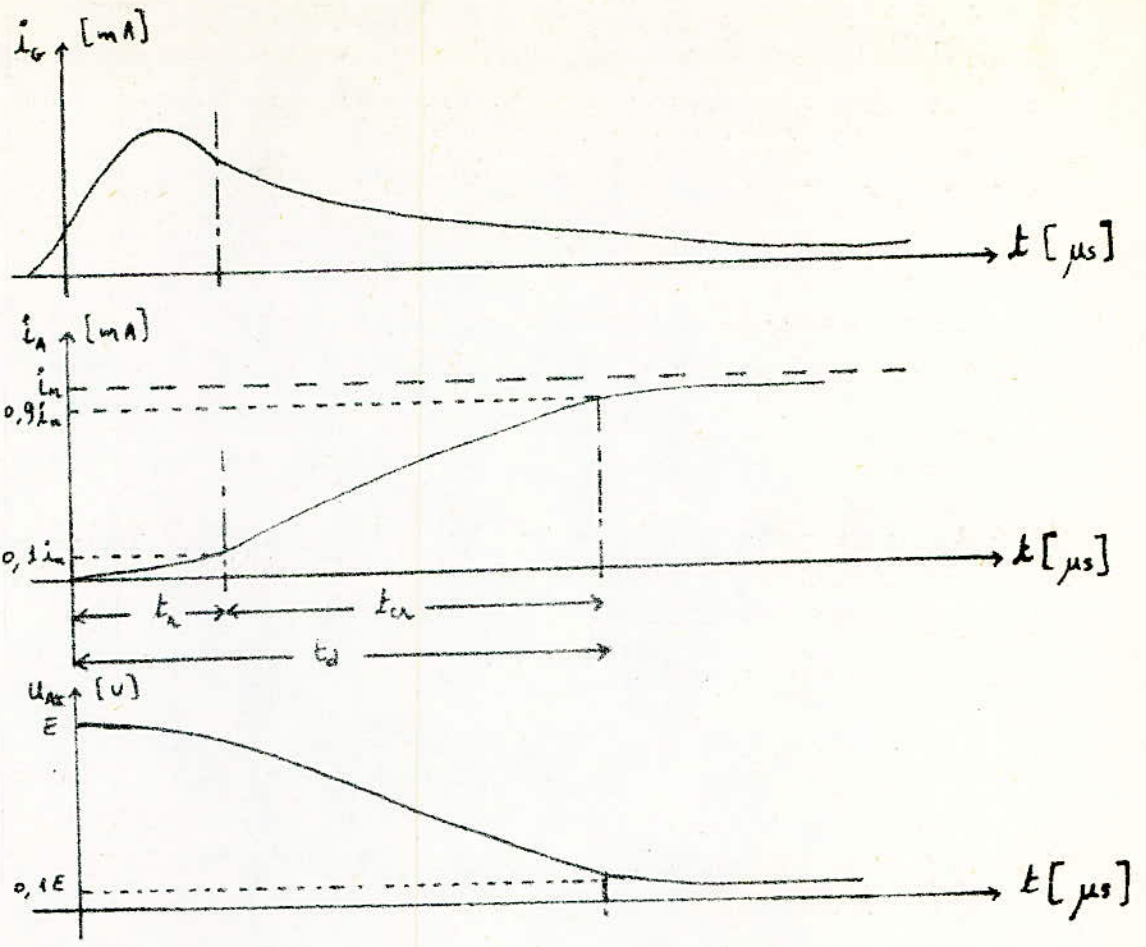


fig II 5 Diagramme des courants et tension à l'amorçage

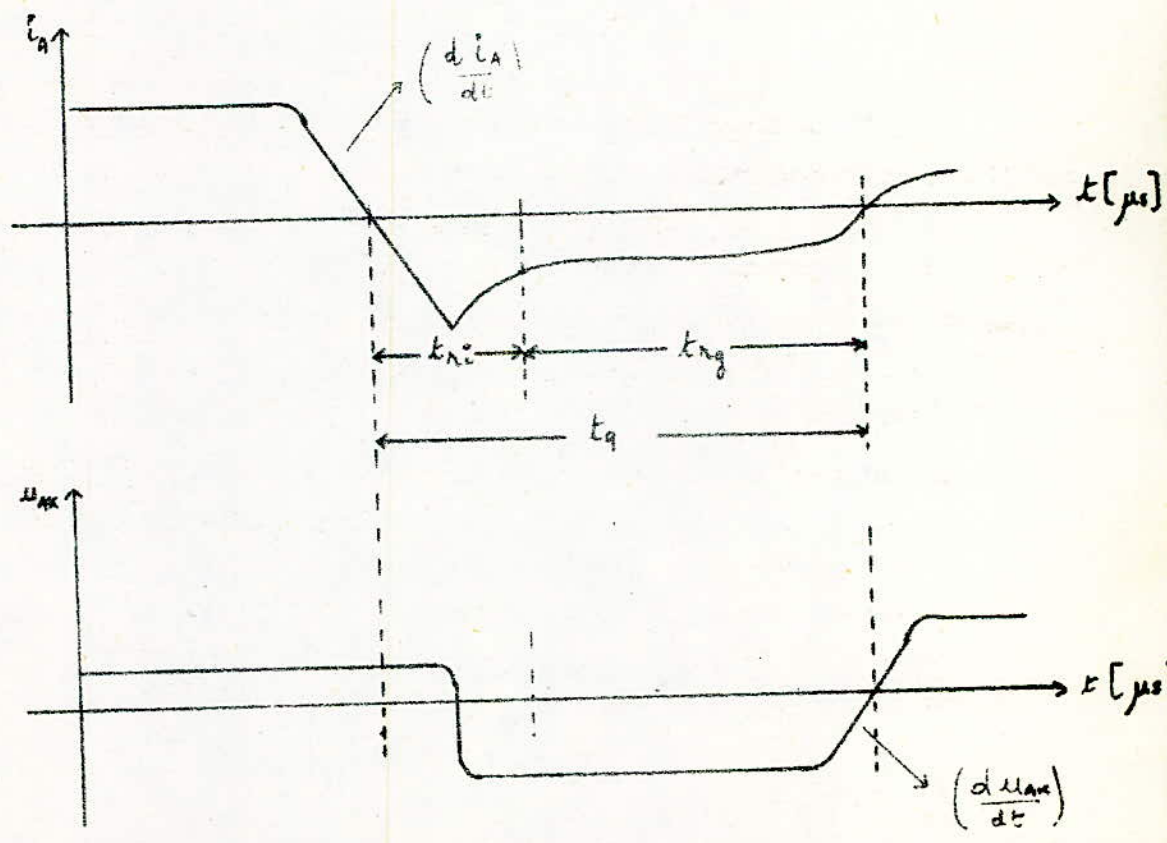


fig II 6 Diagramme et courant pendant le desamorçage.

Les jonctions J1 et J3 deviennent rapidement bloquants et capables de supporter une tension inverse. La jonction J2 cesse d'être en régime d'avalanche. Le désamorçage est plus lent que l'amorçage. Sa durée est de l'ordre 50 à 200  $\mu$ s. SI pendant ce temps UAK devient positive, le thyristor s'amorce une nouvelle fois.

### 3.4. Temps de désamorçage: ( $t_q$ ) ( voir figure II. 6 )

Le temps de désamorçage est important à connaître. Il se compose de:

- temps de recouvrement inverse : ( $tr_i$ ). L'inversion subite de la tension aux bornes du thyristor entraîne l'inversion du courant direct.

Le temps de recouvrement inverse représente le temps mis par les électrons pour inverser leur mouvement.

- temps de recouvrement de la gachette ou temps de récupération: ( $tr_g$ ).

La jonction de commande contient encore les électrons et leur déplacement est lent. Le temps de récupération correspond au temps mis par les porteurs minoritaires pour disparaître par recombinaison.

4) Commutation. On appelle commutation le transfert du courant de charge d'un thyristor à un autre. Au cours d'une commutation, il y a amorçage d'un thyristor et désamorçage d'un autre. Il existe 2 sortes de commutation:

- commutation naturelle.
- commutation forcée.

4.1. Commutation naturelle. La commutation naturelle est réalisée lorsque les tensions appliquées aux convertisseurs statiques sont alternatifs déphasés. Examinons le montage suivant:

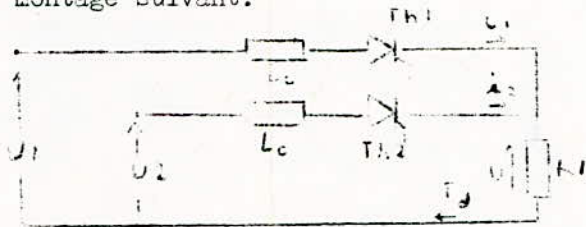


Fig II 7

Le montage comporte 2 thyristors Th1 et Th2 alimentés par des tensions alternatives U1 et U2, conduisant vers une charge RL. Deux inductances Lc en série avec les thyristors représentant l'ensemble des réactances du système et de la source d'alimentation.

Pour assurer la commutation entre les thyristors, les tensions U1 et U2 doivent être déphasées.

Le courant de charge Id est supposé constant.

- Soit à  $t = 0$ ,  $I_d = I_1$ .

A  $t = t_1$ , amorçons Th2. Pour qu'il puisse conduire U2, U<sub>1</sub> en valeur instantanées. Si Th1 et Th2 conduisent en même temps, il existe une connexion entre U2 et U1 par le chemin Lc, Th1, Th2, Lc.

.../...



$$U_2 = U_1 - Lc \frac{di_1}{dt} + Lc \frac{di_2}{dt} .$$

$$U_2 - U_1 = Lc \frac{di_2}{dt} - Lc \frac{di_1}{dt} .$$

Or  $I_d = i_1 + i_2 = \text{constante} .$

$$\frac{d I_d}{dt} = 0 \text{ et } i_1 = I_d - i_2$$

$$\frac{d I_d}{dt} \text{ d'où } \frac{di_1}{dt} = - \frac{d i_2}{dt}$$

$$U_2 - U_1 = 2 Lc \frac{di_2}{dt}$$

$$\text{Si } U_2 - U_1 = U_m \sin wt \implies \frac{di_2}{dt} = \frac{U_m \sin wt}{2 Lc}$$

$$\text{Alors } i_2 = \frac{U_m}{2Lc \omega} (1 - \cos wt) = \frac{U_m}{2 Xc} (1 - \cos wt)$$

$$\text{et } i_1 = I_d - \frac{U_m}{2Xc} (1 - \cos wt) .$$

- A  $t = t_2$  la commutation s'établit ( voir figure II 8 )

On a  $I_d = i_2$

si on représente par  $X = \omega ( t_2 - t_1 )$   $t_2 - t_1$  durée de commutation

on a à  $t = t_2$   $i_1 = 0$

$$\text{et } I_d = \frac{U_m}{2Xc} (1 - \cos x) \text{ soit } 1 - \cos x = \frac{2Xc I_d}{U_m} .$$

Si on connaît par exemple  $x$ ,  $U_m$  et  $I_d$ , on peut déterminer la réactance de connection  $Xc$ .

4.2. Commutation forcée. Quand l'alimentation du convertisseur statique est une source continue, la commutation est assurée soit par un circuit oscillant, soit par la décharge d'un condensateur à travers un thyristor auxiliaire.

Examinons le principe de cette commutation à travers le montage suivant:

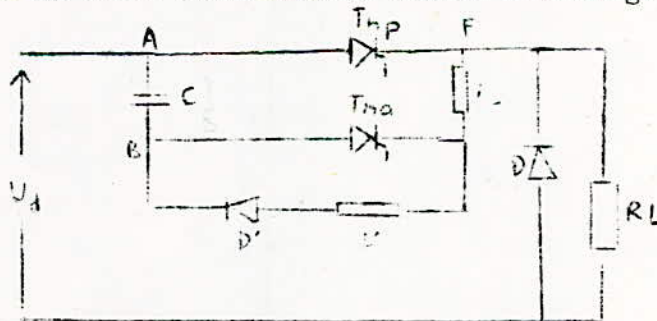


Fig II 9

.../...

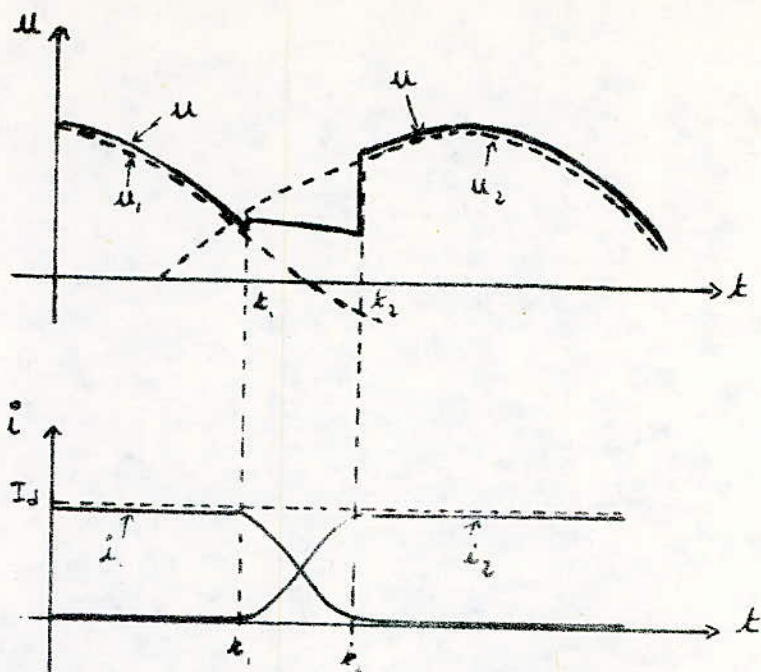


fig II 8 Diagramme des tensions et courants en commutation naturelle

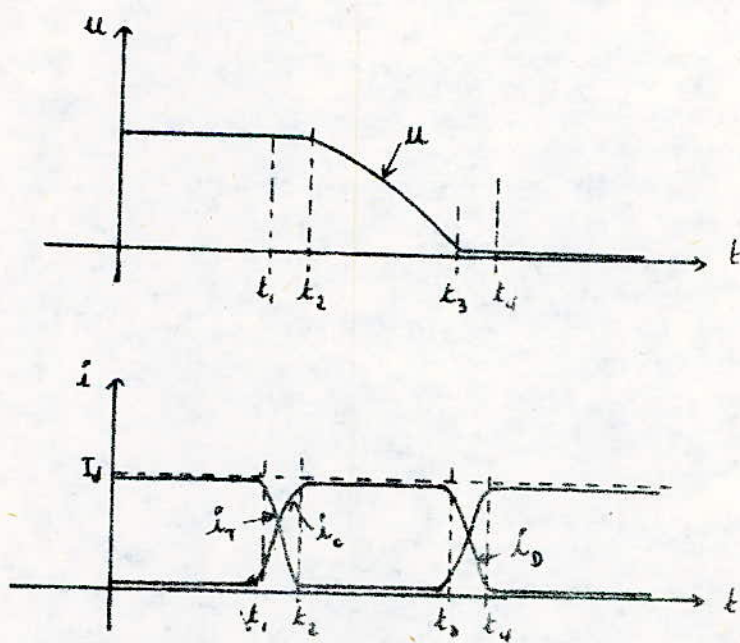


fig II 10 Diagramme des tensions et courants en commutation forcée.

Ce montage se compose d'un thyristor principal  $Th_p$ , d'un thyristor auxiliaire  $Th_a$ , d'un condensateur  $C$ , d'une diode  $D$  en parallèle avec la charge  $RL$ , d'une diode  $D'$  en antiparallèle avec les thyristors et d'inductances  $L_c$  et  $L'$ .

Un tel montage évite une seule extinction du thyristor  $Th_p$  et permet une répétition du phénomène.

Fonctionnement:

a) Amorçage de  $Th_a$ , charge de  $C$  avec  $U_a > U_b$ .

b) Amorçage de  $Th_p$ , débit dans la charge et fermeture du circuit  $L', C, D'$ .

$U_{ab}$  s'inverse aux bornes de  $C$ , mais  $C$  ne PEUT SE décharger par suite de la présence de la diode  $D'$ .

c) Amorçage de  $Th_a$ , donnant  $U_f > U_a$ .

$i_{thp}$  s'annule.  $C$  se charge de nouveau avec  $U_a > U_b$ .

Le cycle recommence.

Les caractéristiques de tension et de courant sont représentées par la figure II 10.

#### 5) Caractéristiques thermiques.

Le fonctionnement d'un thyristor doit respecter les limites définies par les paramètres les plus importants.

En général les semi-conducteurs sont très sensibles à une température interne trop élevée. L'énergie électrique dissipée dans le thyristor, quel qu'en soit le passage du courant apparaît sous forme d'énergie thermique au niveau des jonctions. Pour éviter un surchauffement nuisible, cette chaleur doit être conduite jusqu'à l'air ambiant à travers le cristal du thyristor et à travers les métaux de l'anode et de la cathode.

Les principales pertes à dissiper sont:

- pertes par conducteur directe dites " pertes de diode ".
- pertes par commutation à l'amorçage.
- pertes par commutation au désamorçage.
- pertes pendant le blocage.
- pertes dans le circuit de gachette.

.../...

5.1. résistances thermiques . Les résistances thermiques s'opposent au passage de la chaleur dissipée par le thyristor. Elles sont au nombre de 3.

- résistance thermique entre jonction et boîtier:  $R_{th\ jb}$  . Elle dépend du type d'élément redresseur, et est généralement donnée par le constructeur.
- résistance thermique entre boîtier et radiateur:  $R_{th\ br}$  . Elle dépend de la manière dont on place le thyristor sur le radiateur.
- résistance thermique entre radiateur et air ambiant;  $R_{th\ ra}$  . Elle dépend du type de radiateur et de la vitesse de l'air (convection) passant autour de celui-ci.

La résistance thermique totale s'écrit :  $R_{th\ tot} = R_{th\ jb} + R_{th\ br} + R_{th\ ra}$ .

En général pour une augmentation de température  $\Delta\theta$  on a la relation

$$\Delta\theta = R_{th} \cdot P \quad \text{avec} \quad \begin{array}{l} R_{th}: \text{résistance thermique.} \\ P : \text{pertes dissipées / unité de temps.} \end{array}$$

Dans notre cas, la différence de température entre la jonction du thyristor et l'air ambiant s'exprime par:

$$\theta_j - \theta_a = R_{th\ tot} \cdot P_t \quad \text{avec} \quad \begin{array}{l} P_t: \text{pertes de chaleur dissipée par le thyristor.} \\ R_{th\ tot}: \text{Résistance thermique totale.} \end{array}$$

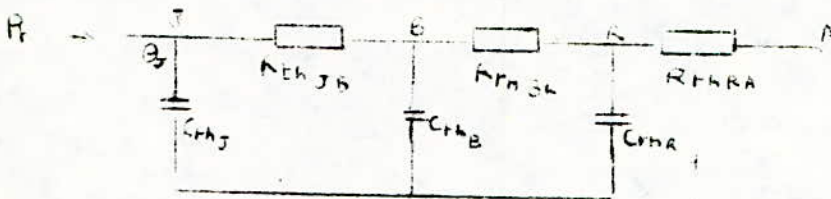
La température de jonction déduite est:

$$\theta_j = \theta_a + R_{th\ tot} \cdot P_t$$

5.2. Capacités thermiques. Dans le cas d'un phénomène transitoire ( surcharge temporaire), la jonction du thyristor, le boîtier et le radiateur peuvent accumuler une certaine énergie thermique nécessaire pour amener ces corps à la température finale. Ceci fait intervenir la notion de capacités thermiques:

$C_{th\ j}$ ,  $C_{th\ b}$ ,  $C_{th\ r}$ .

Le schéma équivalent pour les phénomènes transitoires est le suivant:



Ainsi on pourrait même introduire dans le cas des régimes transitoires la notion d'impédances transitoires thermiques.

Celles-ci varient en fonction du temps et la température de la jonction instantanée devient:

$$\Delta\theta_j(t) = Z_{th}(t) \cdot P_t(t)$$

### 6) Protection des thyristors.

Des précautions sont nécessaires à prendre si on veut assurer un bon fonctionnement d'un équipement donné. Les semi-conducteur ne sont pas dispensés de cela puisqu'ils sont très sensibles aux brusques variations de courant, de tension et de température.

.../...

6.1. Protection contre surtensions. Les surtensions sont dues à des phénomènes atmosphériques, à des manœuvres, à l'ouverture d'un transformateur à vide ou d'une charge inductive? Elles peuvent être également dues à l'accumulation des porteurs de charge dans l'élément étudié, dans notre cas les thyristors. Une première protection contre ces défauts consiste en un surdimensionnement en tension des thyristors? Il suffit de choisir un thyristor dont la tension maximale admissible donnée par le constructeur est au moins au double de la tension inverse maximale.

Les dispositifs écrêteurs sont généralement le type de protection le plus utilisé contre les surtensions.



Il s'agit d'un circuit RC placé en parallèle avec le thyristor. Ce circuit permet l'écoulement du courant inverse et fait diminuer le taux de croissance des  $\frac{dv}{dt}$ . Il évite au moment du blocage de la cellule du thyristor des surtensions importantes et par là les amorçages intempestifs du semi-conducteur.

La capacité C sert à atténuer les surtensions de commutation, mais son effet n'est pas considérable. La mise en série de la résistance R supprime les oscillations, et limite le courant de décharge de C lors de l'amorçage du thyristor. Généralement la constante de temps  $\tau = RC$  est de quelques dizaines de microsecondes.

R \_\_ quelques dizaines d'ohms.

C \_\_ quelques dixièmes de microfarads.

## 6.2. Protection contre surintensités.

Les surintensités, brusques variations de courant sont provoquées:

- soit par des court-circuits aux bornes du convertisseur statique ou dans une de ses branches.

- soit par des surcharges dues à la charge de sortie du convertisseur.

Une limitation des courants de court-circuit est réalisée par une self de lissage à la sortie du redresseur, en plus de la charge (induit dans le cas d'un moteur). Cependant l'évolution néfaste des courants due à ce défaut est très rapide, d'où nécessité d'une protection ultra-rapide capable de couper le courant.

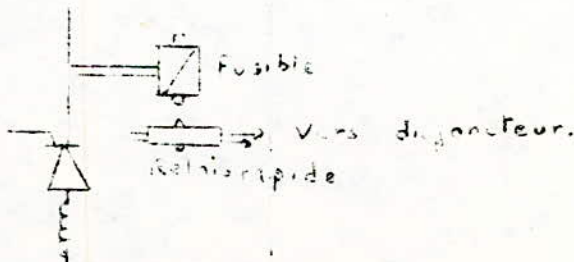


Schéma de protection contre les surintensités.

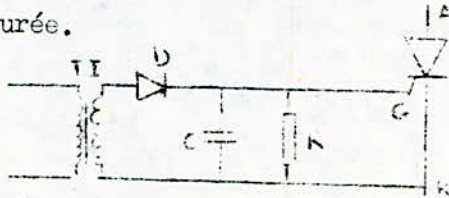
.../...

Des fusibles rapides à haut pouvoir de coupure peuvent être adoptés aux possibilités du thyristor, mais généralement ils sont onéreux. On fait appel alors à un dispositif: fusible + disjoncteur rapide.

Le fusible protège le thyristor contre les courants élevés en assurant une coupure rapide. Le disjoncteur intervient contre des surintensités moyennes. Une coordination entre fusible et disjoncteur doit être assurée.

Eventuellement une petite inductance en serie avec le thyristor le protège ( en plus du dispositif de protection ), contre un dépassement du  $\frac{di}{dt}$  indiqué dans les références du composant.

Une protection du circuit de gachette du thyristor contre les variations brusques de courant et les amorçages intempestifs provoqués par les courants de fuite doit être aussi assurée.



Un circuit RC parallèle est placé entre la gachette et la cathode de thyristor, en même temps sur le secondaire du transformateur d'impulsions. Ce transformateur d'impulsions permet de séparer galvaniquement le circuit de commande et le circuit de puissance.

6.3. Protection contre l'échauffement. Le cristal du thyristor ainsi que les métaux de son anode et de sa cathode sont insuffisants pour évacuer toutes les pertes de chaleur dissipées par l'élément, ceci à cause des résistances thermiques.

Un procédé de refroidissement supplémentaire est nécessaire.

Généralement on place un radiateur sur chaque thyristor. Le radiateur peut être en aluminium et à ailettes multiples. L'évacuation de chaleur s'obtient par convection naturelle à travers la surface du radiateur. De plus la dissipation est d'autant meilleure si le radiateur est peint en noir. Un corps noir a tendance à absorber de la lumière ou de la chaleur plus que tout autre corps.

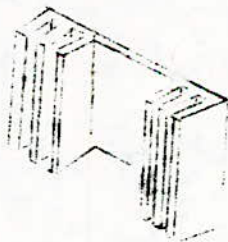


Schéma du radiateur.

7) Conclusion. A travers ce chapitre, on conclut qu'en plus de la limite en fréquence que présente le thyristor, un bon fonctionnement de celui-ci nécessite pour sa commutation et pour sa protection plusieurs circuits ou dispositifs auxiliaires.

La fiabilité de ce semi-conducteur ne peut être suffisante que si toutes ces conditions sont réunies.

ONDULEURS - COMMUTATEUR DE TENSION.

Définitions: Un onduleur autonome est un convertisseur statique fournissant à partir d'une source de courant continu, une onde de tension ou de courant de fréquence variable. Dans certains cas, la valeur moyenne de la tension peut être variable.

Un commutateur de tension est un onduleur dont l'onde de tension est imposée à la charge. Le courant se déduit de lui-même.

Un commutateur de courant est un onduleur dont l'onde de courant est imposée à la charge. La tension se réduit d'elle même.

Les caractéristiques externes  $U=f(i)$  dépendent essentiellement de la nature de la charge.

A- ONDULEURS IDEALISES.

Dans ce qui suit, nous supposons:

- la charge ohmique-inductive.
- l'ensemble thyristor et circuit d'extinction comme un contacteur statique CS idéal, schématisé par une diode coupée de 2 traits.
- le temps d'amorçage et de désamorçage négligeable.

Comme il existe un grand nombre d'onduleurs, nous nous contentons de décrire quelques montages fondamentaux. Nous commençons par les onduleurs monophasés et nous passons ensuite aux onduleurs triphasés.

A.1. ONDULEURS MONOPHASES.

A.1.1. Onduleur à 2 CS

Examinons le montage suivant

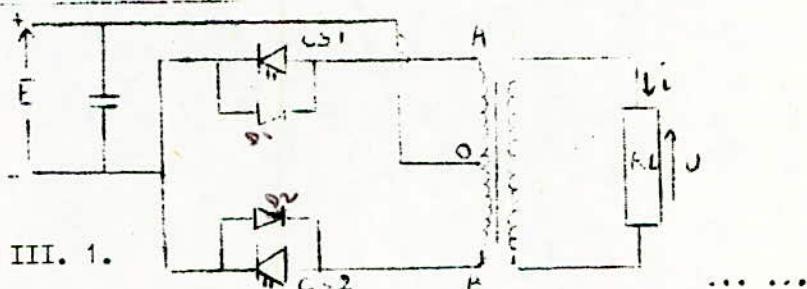


Fig III. 1.

Le transformateur à point milieu est de rapport unitaire.  
On suppose la fréquence suffisamment grande ( variation de flux).

.../...

Fonctionnement: On allume alternativement CS1 et CS2.

La fréquence de sortie est égale au nombre d'allumage de CS1 ou CS2 par seconde.  
 La charge étant ohmique-inductive, les courants ont l'allure d'exponentielles qui tendent vers  $\pm \frac{E}{R}$ .

Le condensateur tampon Ct placé à l'entrée de l'onduleur sert à absorber quelques harmoniques de la tension redressée et à compenser l'énergie réactive absorbée par la charge.

Les diagrammes de la figure III.2 représentant les séquences de fonctionnement de l'onduleur.

Quand CS1 est passant  $U = E$ .

Quand CS2 est passant  $U = -E$ .

Calcul du courant :

Supposons CS1 conducteur

$$U = E = R i + L \frac{di}{dt}$$

à l'instant  $t = 0$  :  $i(0) = -I_0$

Par intégration de l'équation précédente, le courant  $i(t)$  s'écrit :

$$i(t) = \frac{E}{R} \left[ 1 - \exp\left(-\frac{R}{L} t\right) \right] - I_0 \exp\left(-\frac{R}{L} t\right).$$

#### A.1.2 Onduleur monophasé en pont

Ce type d'onduleur comporte 4 contracteurs statiques.

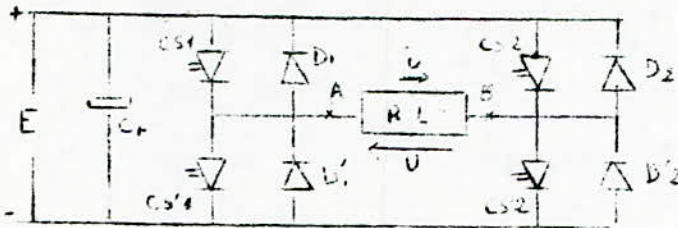


Fig.III.3.

La tension de sortie a une valeur réglable grâce au décalage de l'angle d'allumage des contacteurs statiques. Voir fig.III.4.

On évitera toutefois d'allumer simultanément CS1 avec CS'1 et CS2 avec CS'2 pour ne pas mettre en court-circuit le système.

La tension aux bornes de la charge est égale à  $U_a - U_b$ .

Calcul des harmoniques de tension par décomposition en série de fourier.

En choisissant  $\frac{\pi - \alpha}{2} = \omega t$  comme origine de référence dans le diagramme de tension de la fig.III.4., la fonction  $U(t)$  devient paire.

$$u(t) = \sum_{k=1}^{\infty} b_n \cdot \cos n \omega t$$

La tension  $U$  a pour développement en série.

$$u(t) = \frac{4E}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{n} \sin \frac{n\alpha}{2} \cdot \cos n \omega t.$$

avec  $n = 1, 3, 5, 7, \dots$



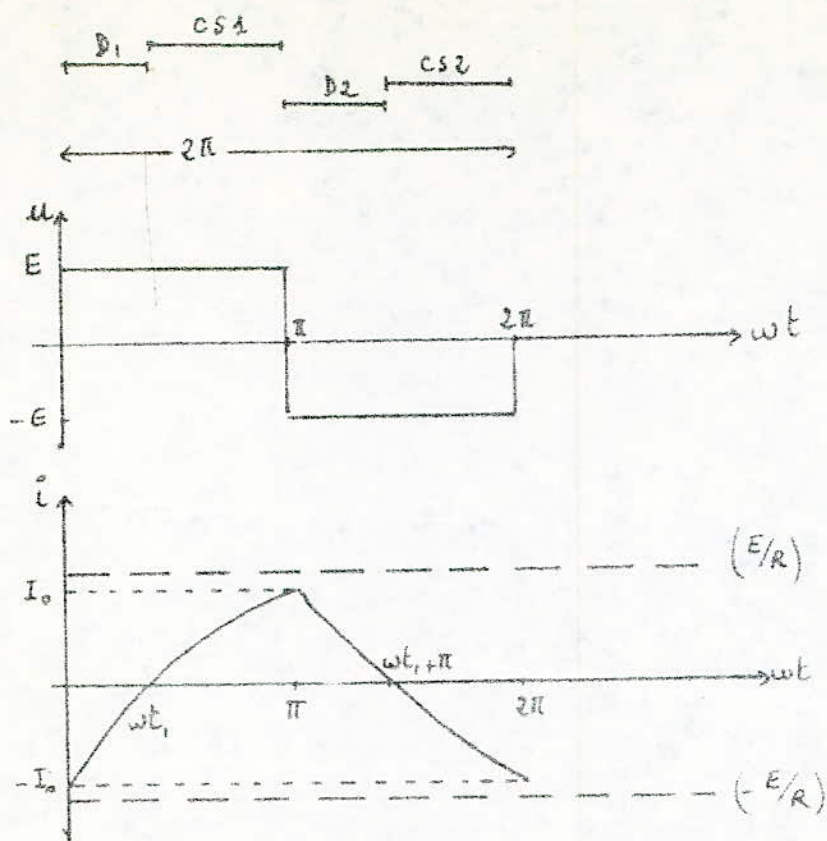


fig III 2 Diagramme des courants et tensions d'un onduleur à 2 C.S.

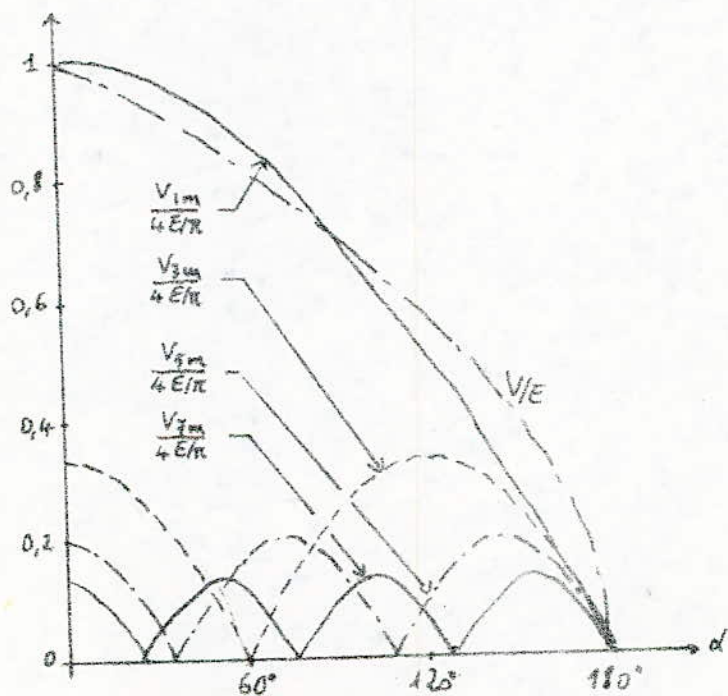


fig III 5 Evolution des harmoniques en fonction de  $\alpha$  dans un onduleur en front.

Nous concluons que le montage en pont donne une onde de tension dépendante de l'angle d'allumage des contacteurs statiques.

La valeur moyenne de la tension est donc réglable. La fréquence est aussi variable puisqu'elle dépend de la période choisie.

Sur la figure III.5. on a tracé l'évolution, en fonction de  $\alpha$ , de l'amplitude, du fondamental  $U_{im} = \frac{4E}{\pi} \sin\left(\frac{\pi - \alpha}{2}\right) \cos \omega t$  et des 3 premiers harmoniques.

Calcul du courant.

Pour  $0 < \omega t < \alpha$ , la charge est court-circuitée sur elle même par la conduction simultanée de D1 et CS2

Pour  $\pi < \omega t < \pi + \alpha$ , il en est de même avec D1 et CS2.

L'équation qui en résulte s'écrit :  $R i + L \frac{di}{dt} = 0$

Après intégration  $i(t) = - I_0 \exp\left(-\frac{r}{L} t\right)$ .

à l'instant  $T=T1 = \frac{\alpha}{\omega}$  :  $i(t_{T1}) = -I_0' = -I_0 \exp\left(-\frac{R}{L} t_{T1}\right)$ .

Durant l'intervalle  $\alpha$  et  $\pi$ , le courant s'écrit:

$$i(t) = \frac{E}{R} \left( 1 - \exp\left(-\frac{R}{L} t\right) \right) - I_0' \exp\left(-\frac{R}{L} t\right) \quad (\text{Voir fig III.4})$$

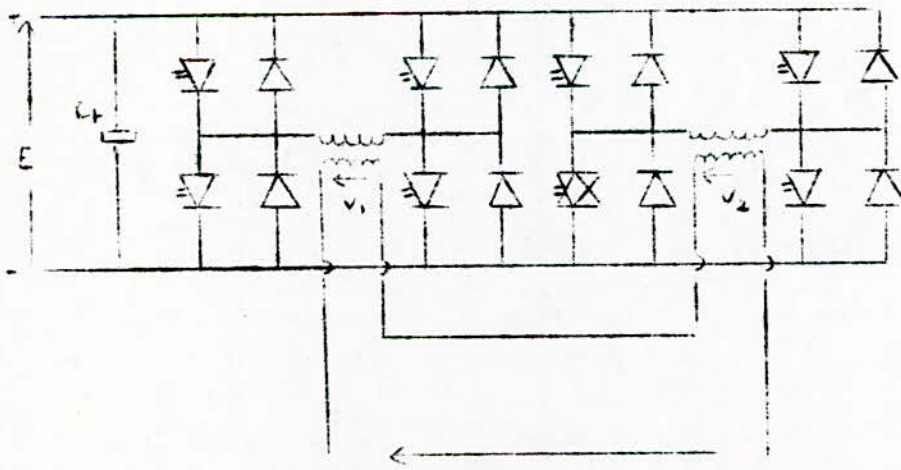
Pour réduire le taux d'harmoniques de tension; plusieurs montages plus ou moins compliqués peuvent se présenter. Comme exemples, nous traitons les 2 possibilités suivantes: - Onduleur par palier de tension.

- Onduleur à modulation de largeur d'impulsions.

A.1.3. Onduleur par palier de tension

Ce système est obtenu par la mise en parallèle de plusieurs onduleurs élémentaires dont les tensions de sortie sont sommées par l'intermédiaire de comme exemple nous avons choisi un onduleur à 2 paliers de tension.

Les transformateurs sont de rapport unitaire.



La tension  $v$  est égale à  $v = v_1 + v_2$ .

Fig III.5.

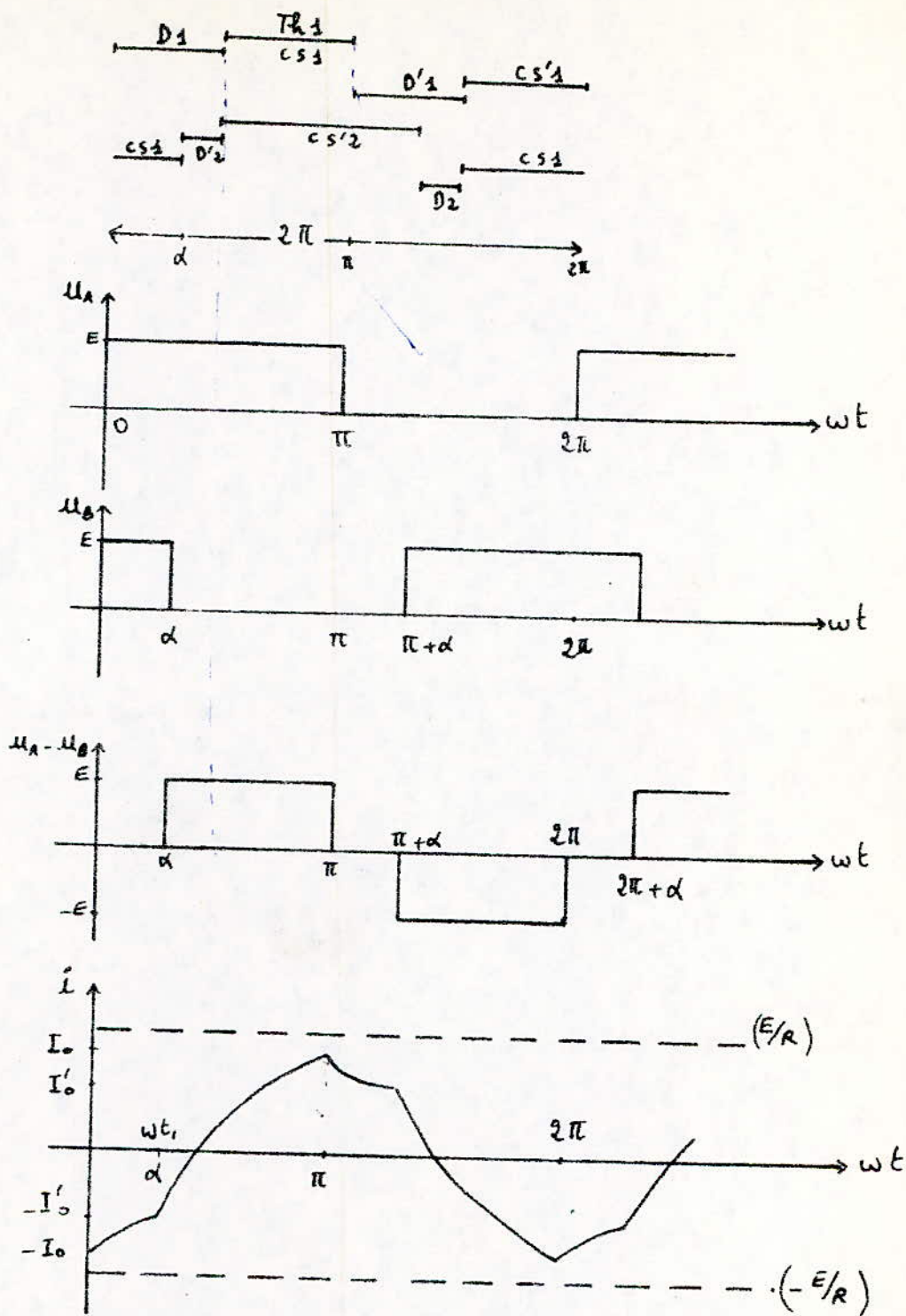


fig III.4 Diagramme des courants et tensions d'un onduleur en pont.

Cet onduleur réduit le taux d'harmoniques mais exige un grand nombre de contacteurs statiques et autant de transformateurs que de paliers par demi-alternance. Le diagramme des tensions est représenté sur la figure III.6.

Calcul des harmoniques par décomposition en série de fourier.

$$v_1 = \frac{4E}{\pi} \frac{\cos(2k+1)\alpha_1}{2k+1} \sin(2k+1)\omega t$$

$$v_2 = \frac{4E}{\pi} \frac{\cos(2k+1)\alpha_2}{2k+1} \sin(2k+1)\omega t$$

$$\text{Par suite } v = v_1 + v_2 = \frac{4E}{\pi} \left( \sum_{k=0}^{\infty} \left( \frac{\cos(2k+1)\alpha_1 + \cos(2k+1)\alpha_2}{2k+1} \right) \sin(2k+1)\omega t \right)$$

Si par exemple, on veut éliminer les harmoniques 3 et 5, on annule les termes des harmoniques correspondants. Il faut résoudre donc le système suivant:

$$\begin{cases} \cos 3\alpha_1 + \cos 3\alpha_2 = 0 \\ \cos 5\alpha_1 + \cos 5\alpha_2 = 0 \end{cases}$$

La résolution donne les angles d'allumage des contacteurs statiques:

$$\alpha_1 = \frac{\pi}{15} = 12^\circ \quad \text{et} \quad \alpha_2 = \frac{4\pi}{15} = 48^\circ$$

Par généralisation, pour P paliers de tension v s'écrit:

$$v(t) = \frac{4E}{\pi} \left( \sum_{k=0}^{\infty} \frac{1}{2k+1} \sum_{i=1}^P \cos(2k+1)\alpha_i \right) \sin(2k+1)\omega t$$

On peut éliminer P harmonique en procédant de la même manière que précédemment.

Pour ce type d'onduleurs on peut aussi jouer sur les rapports de transformation.

#### A.1.4. Onduleur à modulation de largeur d'impulsions (MLI).

Ce type d'onduleur permet d'obtenir une onde de tension (et de courant) avec un faible taux d'harmoniques.

Le principe de fonctionnement est de commuter plusieurs fois par demi-alternance la tension entre + E et - E ( Fig III.7 a) ou entre + E et 0,0 et - E (Fig III.7 b).

Le schéma de montage est un onduleur en pont à 4 contacteurs statiques.

Considérons le cas de la figure III.7.a:

le principe de modulation peut être obtenu par la comparaison de 2 signaux:

- un signal de commande sinusoïdal  $U_{cm}$  représentant la tension de sortie recherchée de fréquence égale à la fréquence fondamentale de l'onduleur.

- un signal triangulaire  $U_h$  de fréquence multiple à la fondamentale.

.../...

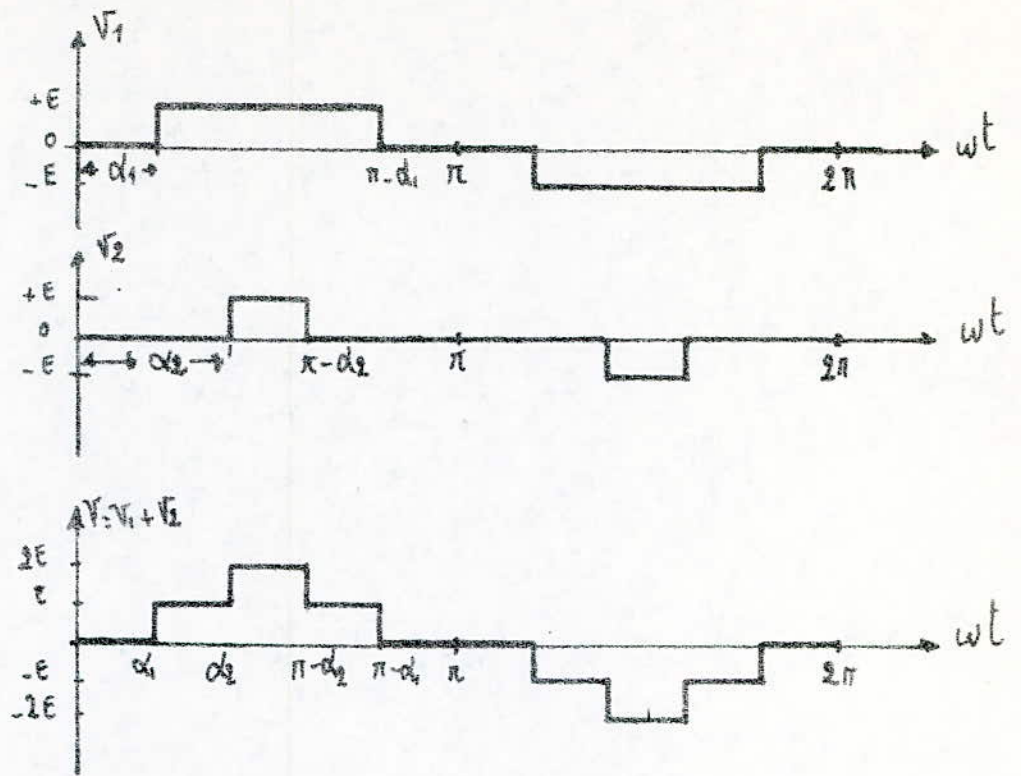


Fig. III-6. Diagramme des tensions.

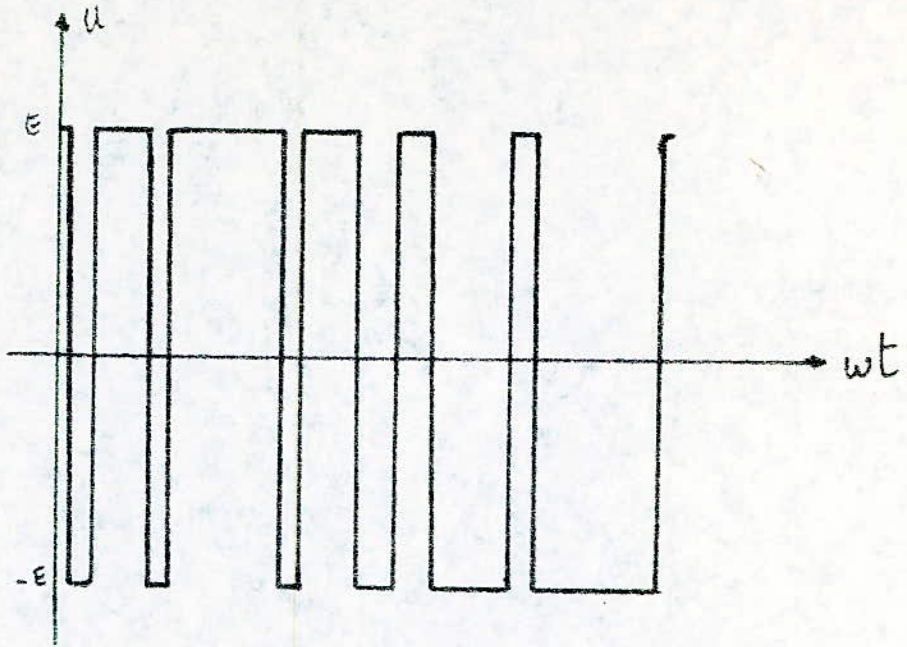


Fig. III.7.a.

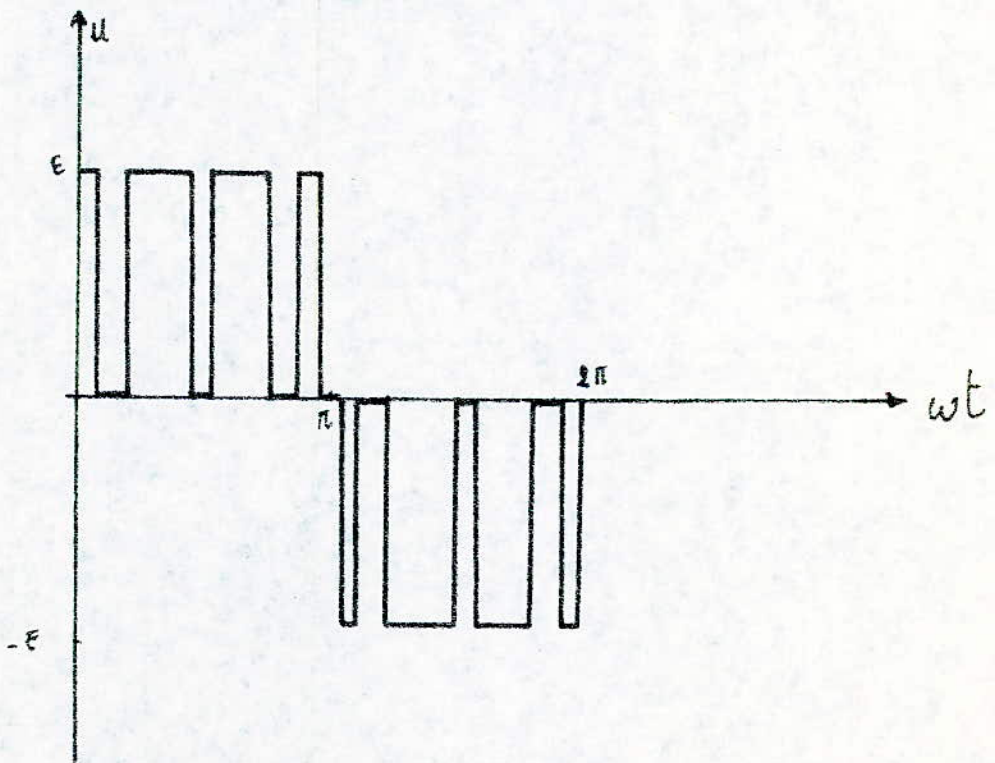


Fig III.7.b

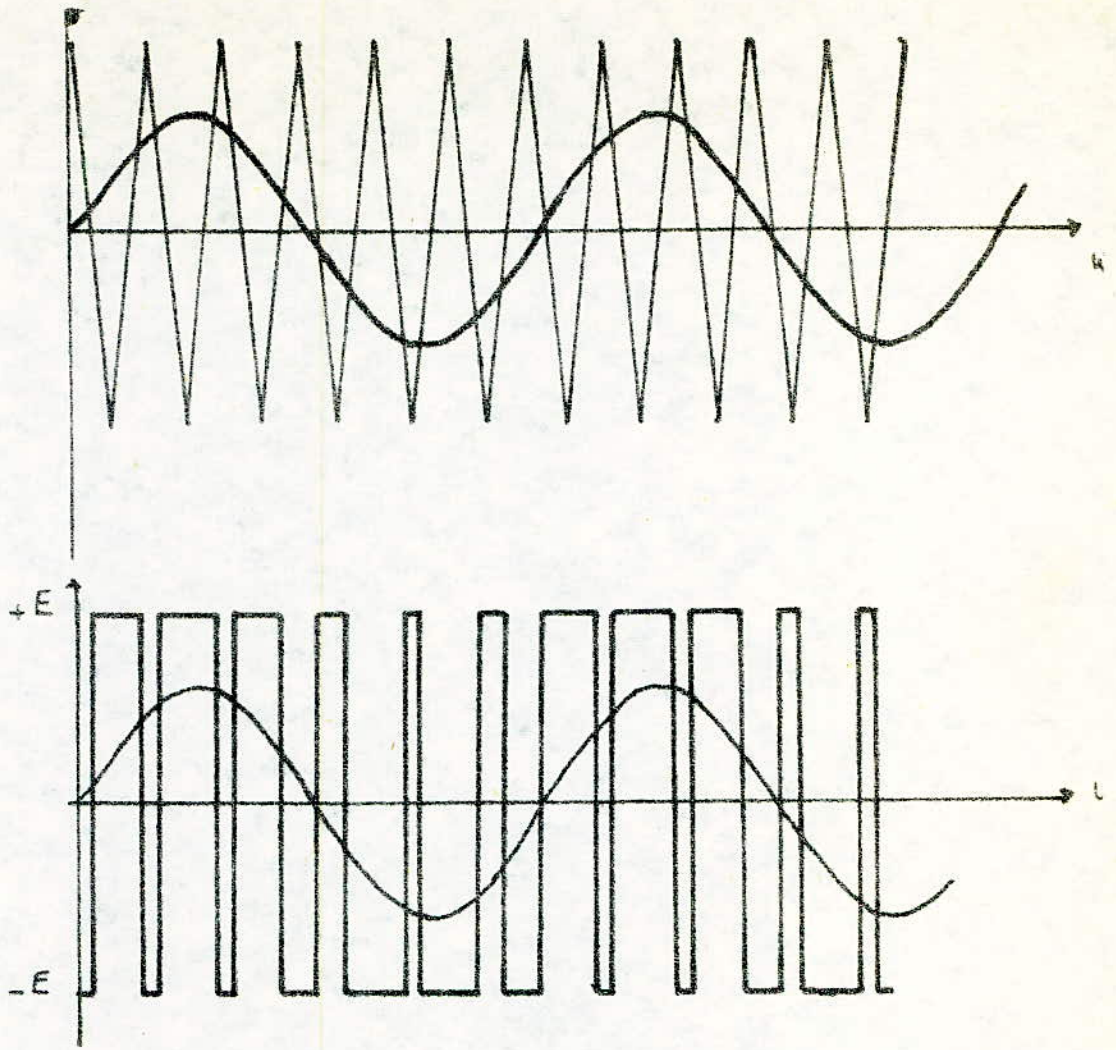


fig III.8

MLI. Principe de Modulation

La différence  $U_{CR} - U_h$  est appliquée à l'entrée d'un comparateur:

lorsque  $U_{CR} - U_h > 0$  la tension de sortie de l'onduleur est  $U_{CR} + E'$

lorsque  $U_{CR} - U_h < 0$  la tension de sortie de l'onduleur est  $U_{CR} - E'$

Ce principe de modulation est représenté par la figure III.8.

L'inconvénient dans ce type d'onduleur est que la fréquence est limitée à de faibles valeurs à cause des pertes dans le circuit de commutation.

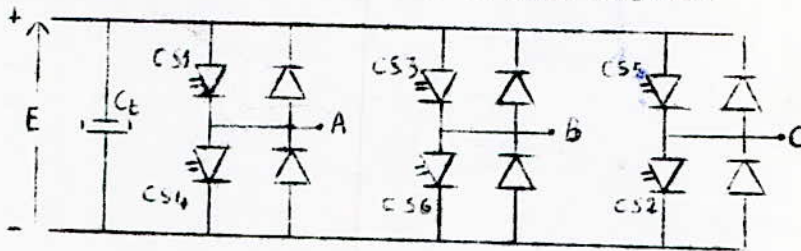
### A.2. Onduleurs triphasés.

Un onduleur triphasé se compose de 3 branches ou phases dont les ondes de tension sont déphasés respectivement de  $\frac{2\pi}{3}$  et  $\frac{4\pi}{3}$  par rapport à l'une d'elles.

Parmi les onduleurs triphasés, nous présentons 3 types:

- Onduleurs par commande à  $180^\circ$
- Onduleurs par commande à  $120^\circ$
- Onduleurs à MLI.

Le montage le plus répandu est l'onduleur en pont triphasé.



FigIII.9.

Avec ce montage la charge est supposée équilibrée: alimentation d'une machine par exemple. Dans le cas où la charge risque d'être déséquilibrée (alimentation de secours), l'utilisation de 3 onduleurs monophasés est recommandée. Un point est créé à travers des transformateurs de rapport unitaire.

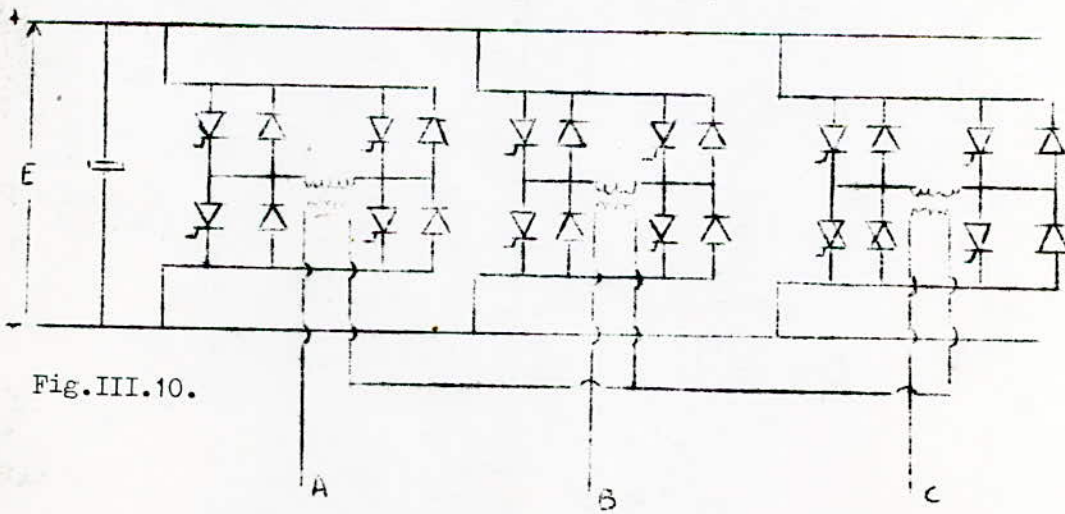


Fig.III.10.



### A.2.1. Onduleur par commande à 180°

L'onde de tension au point A est obtenue par fermeture alternative de CS1 et CS4, ce qui porte A respectivement au potentiel (+E) durant une demi-période et au potentiel 0 durant l'autre.

Il en est de même pour les points B et C avec un décalage respectif de  $\frac{2\pi}{3}$  et  $\frac{4\pi}{3}$ . La séquence d'allumage des différents CS, et les diagrammes de tension et de courant sont représentés par la figure III.11. Pour chaque contacteur statique, la zone active de conduction dure une demi-période soit 180°.

Calcul des harmoniques par décomposition en série de Fourier.

$$v_{AN} = \frac{2E}{\pi} \left( \sin \omega t + \frac{1}{5} \sin 5\omega t + \frac{1}{7} \sin 7\omega t + \dots + \frac{1}{(6k+1)} \sin(6k+1)\omega t \right)$$

$$U_{AB} = \frac{2(\sqrt{3}E)}{\pi} \left( \sin \omega t - \frac{1}{5} \sin 5\omega t - \frac{1}{7} \sin 7\omega t + \frac{1}{11} \sin 11\omega t + \dots \right)$$

pour l'harmonique  $n = 6k \pm 1$   $U_n = \pm \frac{2(\sqrt{3}E)}{\pi} \frac{\sin(6k+1)\omega t}{(6k+1)}$

si k pair  $U_n$  est positif ; si k impair  $U_n$  est négatif

Calcul des courants. Considérons la phase A.

à l'instant  $t = 0$   $i_A = -I_0$ .

En allumant CS1, la tension du point A est portée à (+E). L'existence de la charge inductive empêche la discontinuité du courant. Des diodes placées en antiparallèle avec les contacteurs statiques assurent la circulation du courant vers la source.

entre les instants  $t = 0$  et  $t = t_1$  ; le courant obéit à l'équation

$$\frac{E}{3} = Ri + L \frac{di}{dt}$$

après intégration  $i(t) = \frac{E}{3R} \left( 1 - \exp\left(-\frac{R}{L}t\right) \right) - I_0 \exp\left(-\frac{R}{L}t\right)$

à  $t = t_1$   $i(t) = \frac{E}{3R} \left( 1 - \exp\left(-\frac{R}{L}t_1\right) \right) - I_0 \exp\left(-\frac{R}{L}t_1\right)$ .

Entre  $t = t_1$  et  $t = t_2$  le courant est positif. Sa conduction est assurée par  $D_4$ . Le courant s'écrit :

$$i(t) = \frac{2E}{3R} \left( 1 - \exp\left(-\frac{R}{L}t\right) \right) + I_1 \exp\left(-\frac{R}{L}t\right)$$

### A.2.2. Onduleur par commande à 120°

Avec ce mode de commande, chaque CS est autorisé à conduire un courant durant 120°, soit le tiers de la période.

La séquence de fonctionnement et les diagrammes de tension et de courant sont représentés par la figure III.12.



A	$D_1$	CS1 (+)	$D_4$	CS4 (-)	$D_1$	CS1 (+)	$D_4$
B	$D_2$	CS2 (-)	$D_5$	CS5 (+)	$D_2$	CS2 (-)	$D_5$
C	$D_3$	CS3 (+)	$D_6$	CS6 (-)	$D_3$	CS3 (+)	$D_6$

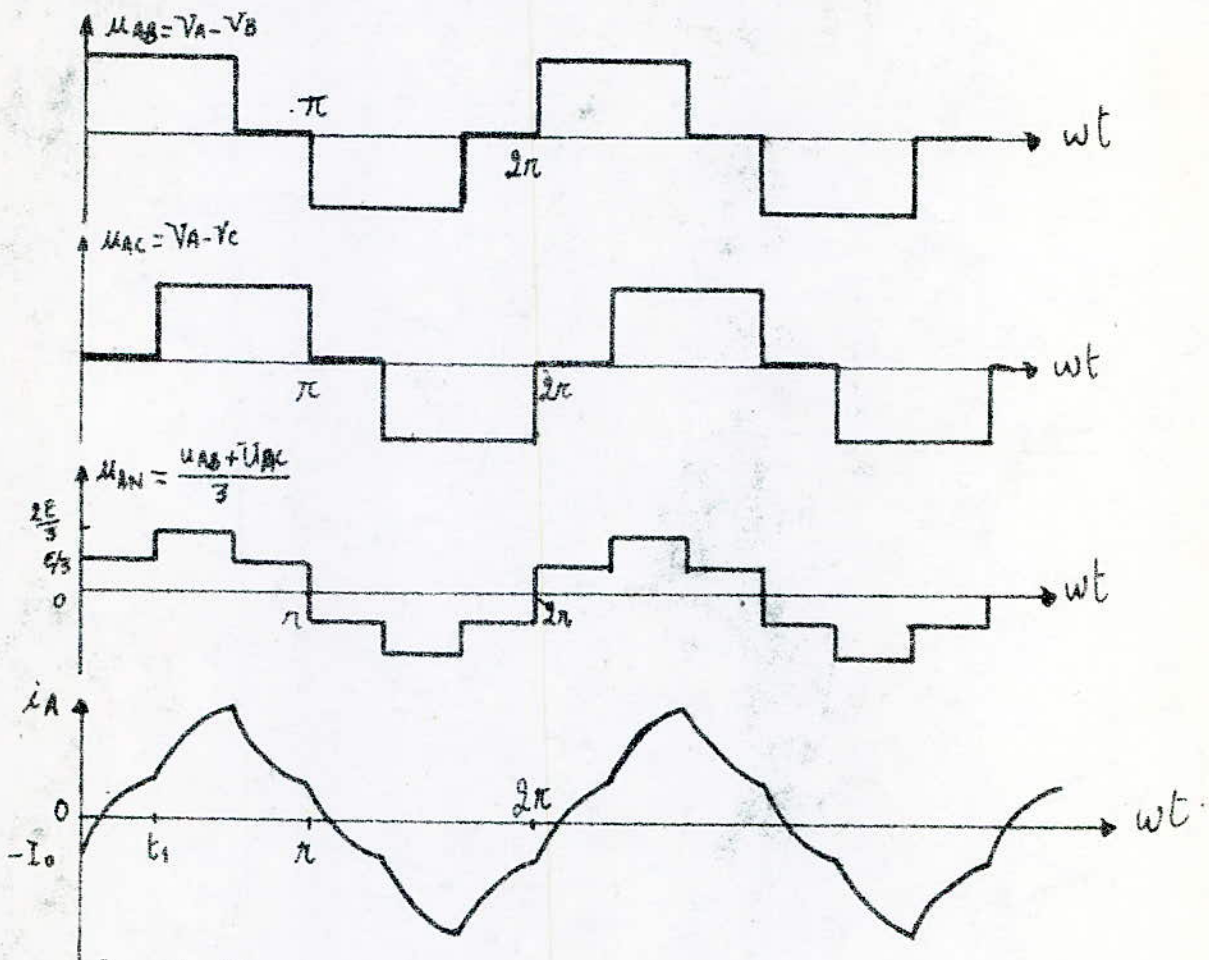


Fig III. 11  
Diagramme des tensions et des courants pour Onduleur par commande à  $180^\circ$



$\theta_1$	CS1	$\theta_2$	CS3	$\theta_3$	CS5	$\theta_4$	CS1	$\theta_5$	CS3	$\theta_6$	CS5
$\theta_1$	CS2	$\theta_2$	CS4	$\theta_3$	CS6	$\theta_4$	CS2	$\theta_5$	CS4	$\theta_6$	CS6

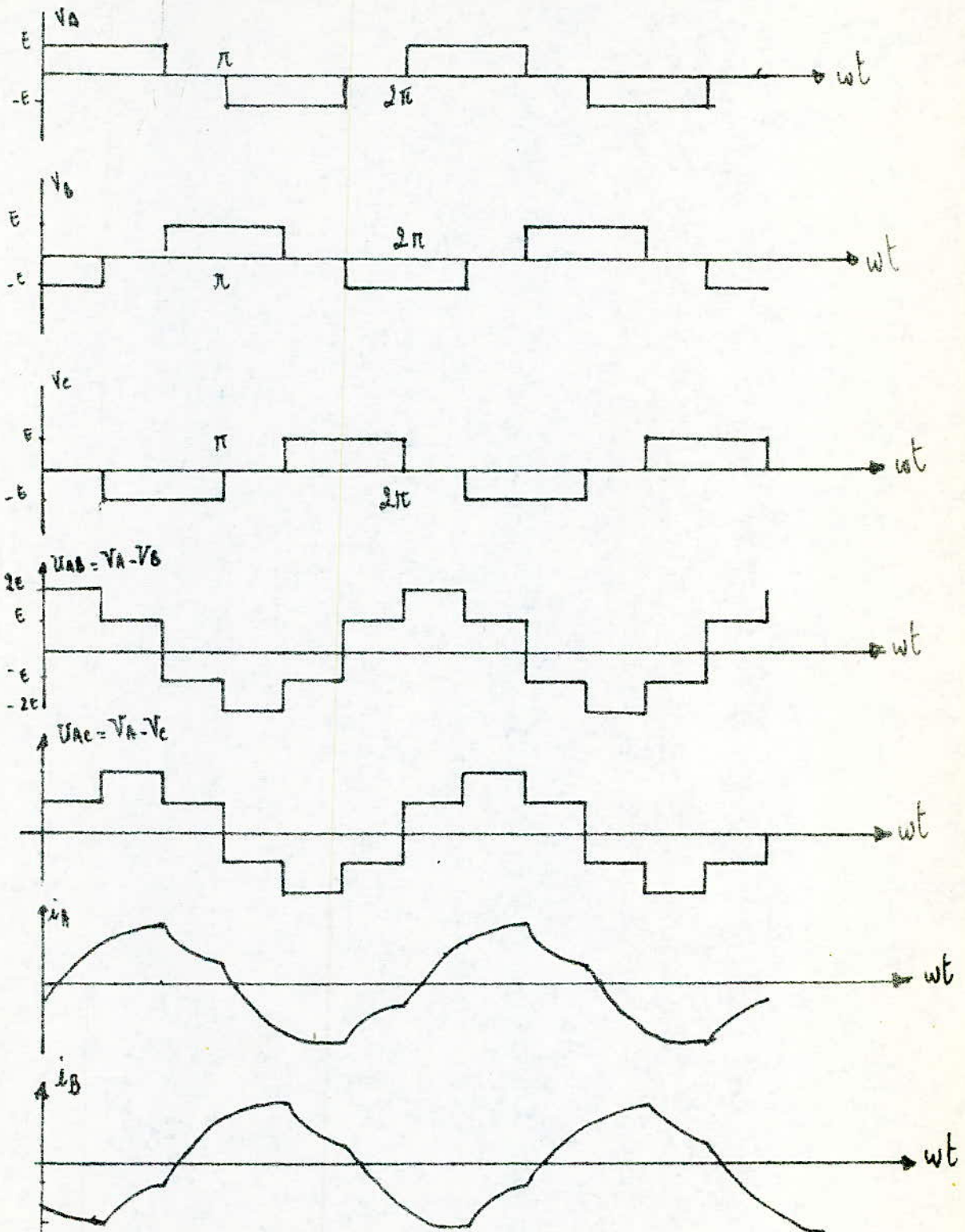


Fig. III-12.  
Diagramme des tensions et des courants pour Onduleur par Commande à  $120^\circ$

Calcul des harmoniques par décomposition en série de Fourier.  
La tension de la phase A s'écrit :

$$v_A = \frac{2(\sqrt{3} E)}{\pi} \left( \sin \omega t - \frac{1}{5} \sin 5\omega t - \frac{1}{7} \sin 7\omega t + \frac{1}{11} \sin 11\omega t + \frac{1}{13} \sin 13\omega t - \dots \right)$$

L'harmonique n a pour expression

$$U_n = + \frac{2(\sqrt{3} E)}{n \pi} \sin n\omega t, \text{ avec } n = 6k + 1$$

si k pair  $U_n$  est positif et si k impair  $U_n$  est négatif.

L'étude des courants est analogue au paragraphe précédent.

### A.2.3. Onduleur à M L I.

Les formes d'onde sont identiques au cas monophasé.

La commande est également identique, mais pour la synchronisation des ondes de sortie, nous avons besoin d'une tension de commande sinusoïdale triphasée ainsi que d'un générateur d'ondes rectangulaires.

Schéma de principe.

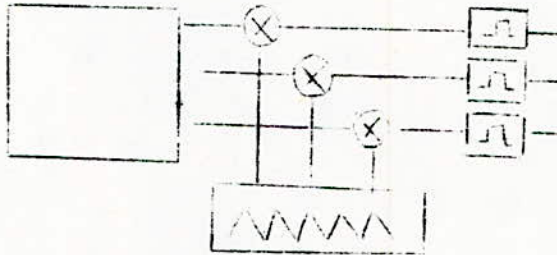


Fig III 13

### B. PHENOMENE DE LA COMMUTATION.

Le problème le plus important que pose un thyristor passant est incontestablement son désamorçage. En effet, comme il a été déjà ou précédemment, le blocage des thyristors n'est possible que si :

- On inverse la polarité anode-cathode durant un temps  $t > t_q$ .
- ou on diminue le courant direct au dessous d'une valeur  $I_h$  appelée courant de maintien.

Dans cette partie nous examinons les différents modes de désamorçage des thyristors dans le fonctionnement des onduleurs. L'étude sera consacrée à une seule phase.

Pour étudier le régime transitoire dû aux phénomènes de la commutation nous supposons que :

- Le temps de commutation est très inférieur par rapport à la période fondamentale.
- La charge est suffisamment selfique pour pouvoir admettre que le courant de charge reste constant durant la commutation.
- Les pertes dans les éléments du convertisseur sont négligeables.

.../...

### B.1. Onduleurs sans thyristors auxiliaires.

Avec ce type d'onduleur, le désamorçage des thyristors principaux est assuré par ces thyristors eux-mêmes.

La figure suivante représente l'onduleur avec son circuit auxiliaire d'extinction. Celui-ci est réalisé à l'aide d'une self à mutuelle avec couplage serré et 2 condensateurs C1 et C2 de capacités égales.

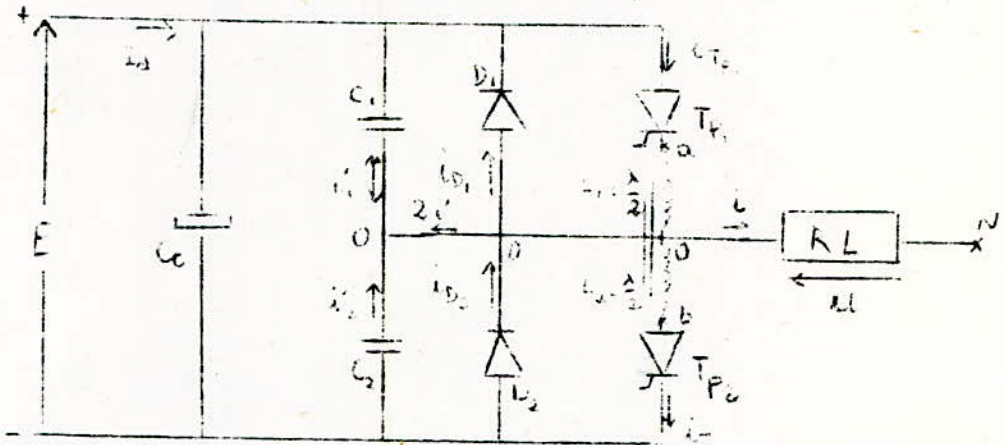


Figure III.14.

#### Principe de fonctionnement.

Supposons  $T_{p1}$  conducteur. Un courant positif  $i=I$  circule dans la charge.

$C2$  est chargé:  $U_{c2} = E$  .  $C1$  est déchargé  $U_{c1} = 0$  .

- à l'instant  $t=0$ , allumons  $T_{p2}$  qui devient à son tour passant.

La conduction de  $T_{p2}$  amène le point  $b$  au potentiel(-) de la source.

La tension aux bornes de  $C1$  et  $C2$  ne peut varier instantanément. Une tension  $E$  apparaît aux bornes de  $L2 = \frac{\lambda}{2}$ .

Une tension égale est induite aux bornes de  $L1 = \frac{\lambda}{2}$  par mutuelle.

Le point  $a$  est porté alors au potentiel  $2E$ . Le thyristor  $T_{p1}$  qui a entre ses bornes une tension  $-E$  se bloque. Les ampères-tours de l'inductance ne pouvant subir de discontinuité le courant  $i_{tp2}$  prend la valeur de  $i_{tp1}$ , soit  $-I$  par rapport à la charge.

- à partir de  $t=0$ ,  $C2$  se décharge et  $C1$  se charge à travers  $\frac{\lambda}{2}$ .

Le courant de charge étant supposé constant durant la commutation, le courant

$$i_{T_{p2}} = -I + 2 i_c$$

$$\text{donc à } t = 0 \quad i_c = I$$

.../...

: Calcul du régime transitoire. Charge de C1.

L'équation qui en découle s'écrit:  $U_{c1} + \lambda \frac{di}{dt} = E$

avec  $i_{c1} = C \frac{dU_{c1}}{dt}$   
 autrement dit:  $\frac{d^2 U_{c1}}{dt^2} + \frac{1}{\lambda C} U_{c1} = \frac{E}{C}$

Conditions aux limites:  $U_{c1}(0) = 0$   
 et  $i_{c1}(0) = I$

Après intégration on obtient:

$$U_{c1}(t) = E \left( 1 - \cos \frac{t}{\sqrt{\lambda C}} \right) + I \sqrt{\frac{\lambda}{C}} \sin \frac{t}{\sqrt{\lambda C}}$$

Le courant  $i_{c1}$  s'écrit donc.

$$i_{c1}(t) = C \frac{dU_{c1}}{dt} = E \sqrt{\frac{\lambda}{C}} \sin \frac{t}{\sqrt{\lambda C}} + I \cos \frac{t}{\sqrt{\lambda C}}$$

Le temps de commutation dure jusqu'à la charge complète du condensateur C1, c'est à dire lorsque  $U_{c1} = E$ .

Calcul du temps de commutation  $t_c$

$$E = E \left( 1 - \cos \frac{t}{\sqrt{\lambda C}} \right) + I \sqrt{\frac{\lambda}{C}} \sin \frac{t}{\sqrt{\lambda C}}$$

$$\text{d'où } t_c = \left( \sqrt{\lambda C} \arctg \left( \frac{E}{I} \left( \frac{1}{\cos \frac{t}{\sqrt{\lambda C}}} - 1 \right) \right) \right)$$

Le diagramme des courants et des tensions durant la commutation est représenté par la figure III.15.

Si nous appelons  $t_B$  le temps de confirmation du blocage durant lequel la tension  $U_{Tp1}$  est négative, celui-ci est obtenu lorsque  $U_{c1} = U_{c2} = \frac{E}{2}$ ; le potentiel du point a est alors porté à + E.

Calcul de  $t_B$ .  $\frac{E}{2} = E \left( 1 - \cos \frac{t_B}{\sqrt{\lambda C}} \right) + I \sqrt{\frac{\lambda}{C}} \sin \frac{t_B}{\sqrt{\lambda C}}$

Cette équation est de la forme  $a \cos x + b \sin x + c = 0$ .

Sa résolution donne:  $t_B =$

$$2 \left( \sqrt{\lambda C} \arctg \left( \frac{2}{3} \left( \sqrt{\frac{I^2}{E^2 C} + \frac{3}{4}} - \frac{I}{E} \sqrt{\frac{\lambda}{C}} \right) \right) \right)$$

Amélioration de la commutation du montage précédent.

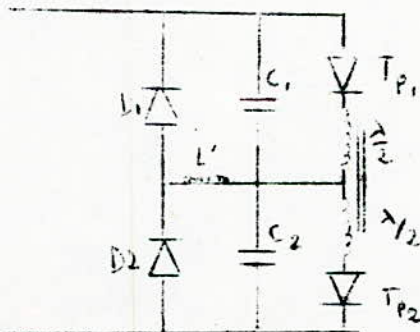


Fig III.16.

.../...

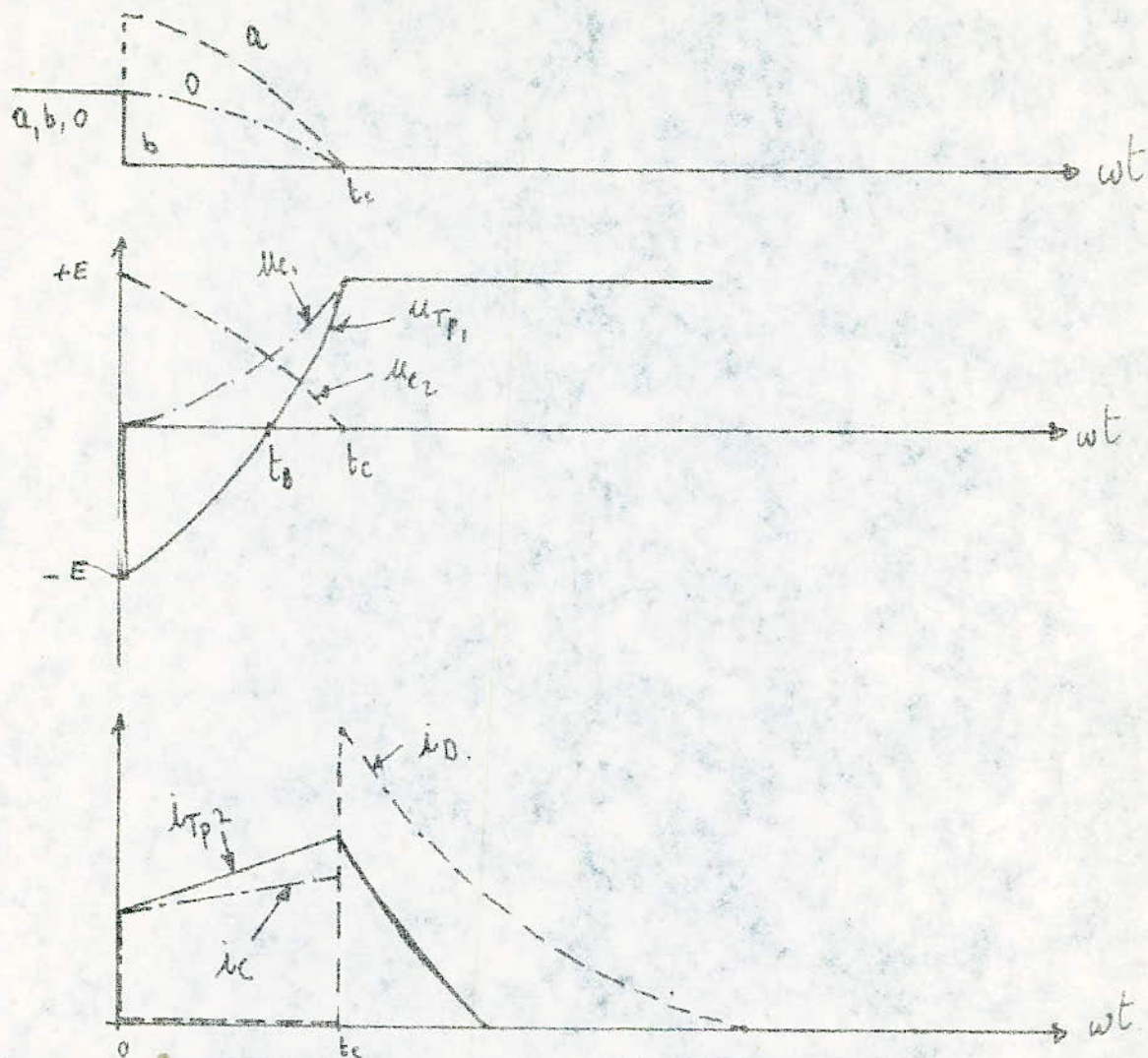


Fig III.15 Régime transitoire du phénomène de la commutation - Onduleur sans Thyristor auxiliaire.

L'adjonction d'une inductance  $L'$  au dispositif précédent permet de hâter l'extinction des thyristors. En effet suite à l'étude du fonctionnement précédent, à partir de  $t=0$ ,  $C1$  se charge au delà de  $(+E)$  à cause de  $L'$  et  $C2$  se décharge.

La tension aux bornes de  $C2$  devient même négative. Cette tension appliquée à  $Tp1$  par l'intermédiaire de  $\frac{\lambda}{2}$  accélère la diminution de  $i$   $tp1$ , donc son désamorçage.

Parmi les montages sans thyristors auxiliaires, nous pouvons encore décrire les onduleurs à commutation par la charge ou auto-commutés.

Cette commutation est obtenue par la mise en série d'un condensateur avec la charge  $RL$ .

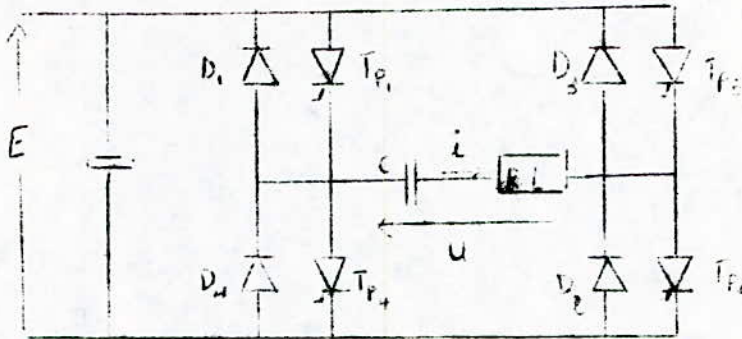


Fig III.17

La charge obtenue est capacitive. Le courant  $i$  est en avance sur la tension  $U$ .

-supposons à  $t = 0$ ,  $Tp3$  et  $Tp4$  conducteurs

la tension  $U$  est négative  $U = -E$ .

- à  $t = t1$ , amorçons simultanément  $Tp1$  et  $Tp2$

la tension  $U$  s'inverse  $U = E$ .

A l'instant  $\frac{T}{2} + t0$  le courant de charge  $i$  s'annule et s'inverse. Les thyristors  $Tp1$  et  $Tp2$  se bloquent d'eux-mêmes et les diodes  $D1$  et  $D2$  commencent à conduire.

( voir figure III.18 ) .

### B.2. Onduleurs avec thyristors auxiliaires.

Le circuit d'extinction nécessite des thyristors auxiliaires pour désamorcer les thyristors principaux. Plusieurs montages plus ou moins compliqués sont utilisés. Nous avons choisi celui qui nous a paru le plus simple. Ceci ne nous empêchera pas de décrire brièvement le fonctionnement d'autres montages à thyristors auxiliaires.

#### B.2.1. Montage étudié.

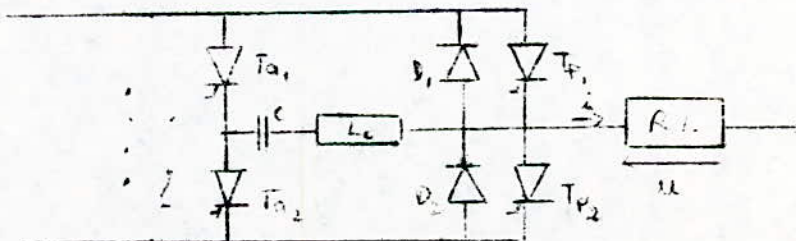


Figure III. 19.

.../...



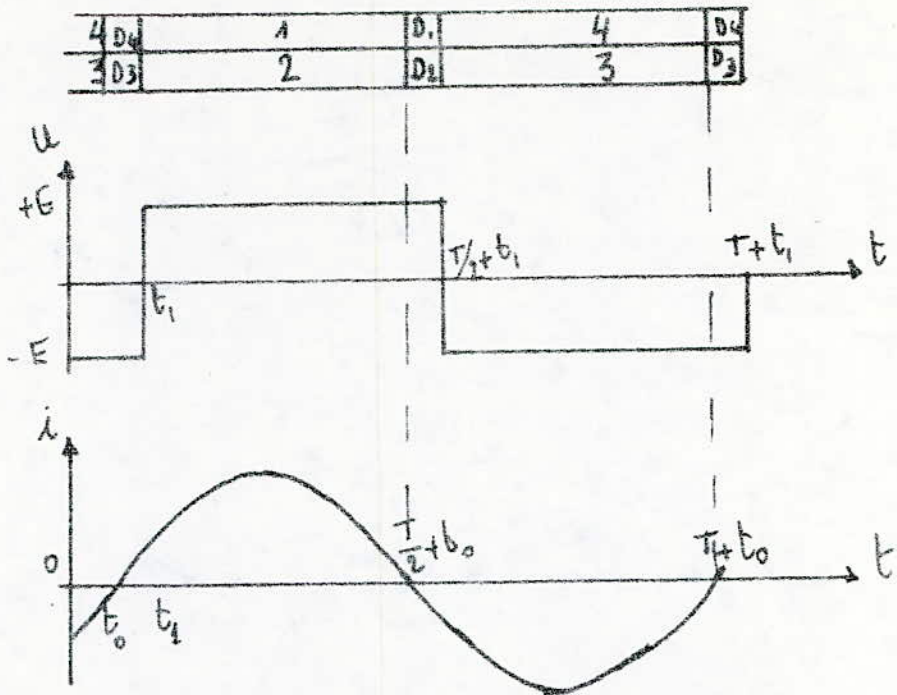


fig. III. 18: Diagramme courant et tension pour Onduleur commuté par la charge

Tp1 et Tp2 sont les thyristors principaux.

Le circuit d'extinction comporte 2 Thyristors auxiliaires Ta1 et Ta2 un condensateur C et une bobine d'induction Lc.

- Supposons Tp1 conducteur et Tp2 bloqué.

Le courant de charge i est positif. C est chargé.

De plus supposons la charge suffisamment inductive pour maintenir i constant durant la commutation.

- à t = 0 , amorçons le thyristor Ta1

Tp1 étant conducteur, le circuit d'extinction est mis en court-circuit. Un courant ic s'établit dans le circuit Lc , C .

Comme le courant traversant le thyristor Tp1 ne peut être négatif i s'écrit:

$$i = i_{tp1} + i_c = \text{constante.}$$

Si ic augmente, iTp1 diminue. Lorsque iTp1 = 0 , le thyristor Tp1 se bloque.

- à partir de cet instant, le thyristor Tp2 est apte à recevoir l'impulsion pour son amorçage sans qu'un court-circuit ne puisse s'établir.

### B.2.2. Calcul du phénomène transitoire.

Pour l'étude du phénomène transitoire lors de la commutation forcée, examinons la figure suivante:

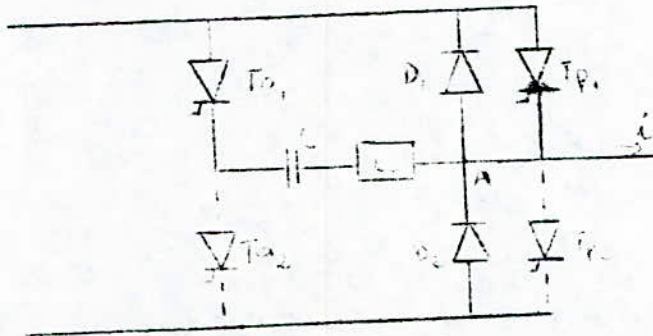


figure III.20.

En supposant Tp1 conducteur et C chargé, amorçons à t = t0 le thyristor Ta .

Le circuit Lc, C est mis en court-circuit. Un courant ic s'établit tel que:

$$U_c + L_c \cdot C \frac{d^2 U_c}{dt^2} = 0.$$

avec  $U_c(0) = -U_{c0}$  et  $C \frac{dU_c(0)}{dt} = 0$

Sa résolution donne:

$$U_c(t) = -U_{c0} \cos \frac{t}{\sqrt{L_c \cdot C}}$$

.../...

Le courant qui en découle s'écrit :  $i_c(t) = U_{c0} \left( \sqrt{\frac{C}{L_c}} \sin \frac{t}{\sqrt{L_c \cdot C}} \right)$

- à partir de  $t = t_0$ , le courant  $i_{T1} = i - i_c$  diminue et s'annule à  $t = t_1$ , la diode D1 devient conductrice.

- à  $t = t_2$ , la diode D1 se bloque. Si  $U_c > E$ , D2 commence à conduire. ceci veut dire qu'il faut que le point A soit à un potentiel négatif pour que D2 conduise.

Il en résulte que  $E = U_c + L_c \frac{di_c}{dt}$ .

$$\text{à } t=t_2, C \frac{dU_c(t_2)}{dt} = i.$$

$U_c(t_2) = U_{c2} > E$   $U_{c2}$  est la tension aux bornes du condensateur d'extinction au moment où D2 commence à conduire.

La résolution à l'aide des transformées de la p.lace donne:

$$U_c(t) = E \left( 1 - \cos \frac{t}{\sqrt{L_c \cdot C}} \right) + U_{c2} \cos \frac{t}{\sqrt{L_c \cdot C}} + i \left( \sqrt{\frac{L_c}{C}} \sin \frac{t}{\sqrt{L_c \cdot C}} \right)$$

- à  $t=t_3$ ,  $U_c$  atteint la valeur  $U_{c0}$ . Le courant  $i_c$  s'annule.

Le courant de charge  $i = i_{D2}$ .

Le phénomène de commutation est terminé.

Les diagrammes de courant et de tension sont représentés par la figure III.21.

Nous remarquons que pendant la commutation, plus précisément pendant que la diode D1 conduit, nous avons aux bornes de  $T_{p1}$  une tension légèrement négative égale à la chute de tension directe de la diode D1 renforçant ainsi le blocage de  $T_{p1}$ .

La tension initiale du condensateur  $U_{c0}$  est obtenue par le circuit oscillant  $L_c C$ .

Parmi les montages avec thyristors auxiliaires, nous présentons brièvement quelques exemples.

B.2.3.

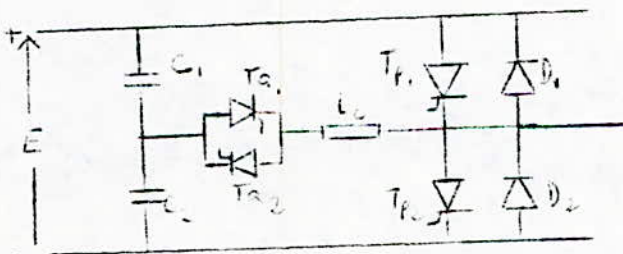


Figure III.22.

Fonctionnement. Supposons  $T_{p1}$  conducteur et  $T_{p2}$  bloqué.  $C_2$  est chargée.

- à  $t = 0$ , amorçons  $T_{p1}$ .

$C_2$  commence à se décharger,  $C_1$  à se charger.

Le courant dans le thyristor  $T_{p1}$  diminue jusqu'à son annulation. La diode D1 conduit alors et assure le blocage de  $T_{p1}$ .

Le thyristor  $T_{p2}$  peut être ainsi amorcé.

.../...

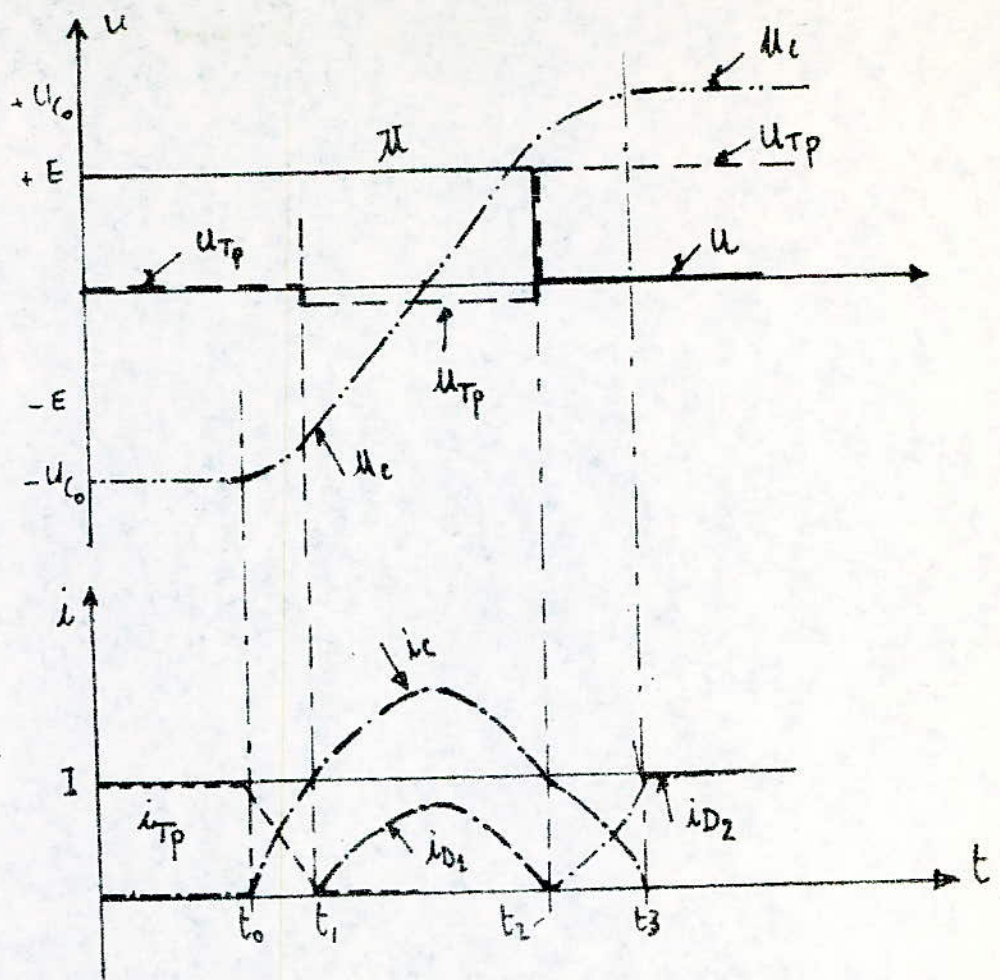


Fig. 21 Régime transitoire du phénomène de la commutation -  
 - onduleur avec thyristors auxiliaires.

B.2.4.

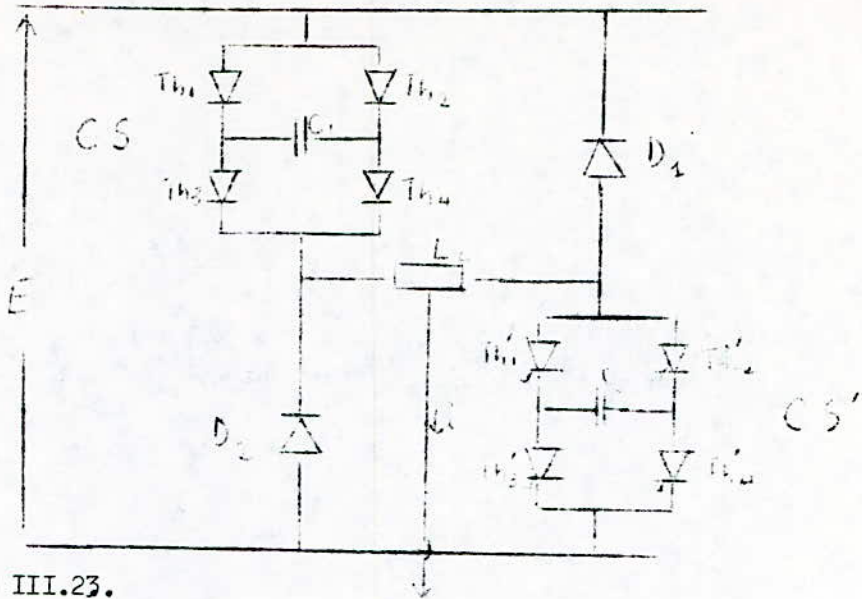


FIGURE III.23.

**Fonctionnement:** Supposons que le contacteur statique  $CS$  est conducteur.

$CS'$ ,  $D_1$  et  $D_2$  sont bloqués.

La commutation doit se faire entre les contacteurs statiques.

A  $t = 0$ ,  $Th_1$  et  $Th_3$  sont conducteurs.

$C_1$  est chargé

A  $t = t_1$ , amorçons  $Th_2$ .

Le condensateur  $C_1$  se décharge partiellement à travers  $Th_1$ .

Le courant dans  $Th_1$  diminue puis s'annule.  $Th_1$  se bloque.

Le courant de charge  $i$  circule à travers  $Th_2$ ,  $Th_3$  et  $C_1$ .

$C_1$  se décharge totalement et se recharge à la polarité inverse.

Le courant  $i$  s'annule lorsque  $U_{C1} = E$ .

$CS$  est bloqué et  $CS'$  peut être amorcé. La commutation forcée est terminée.

Si on veut réenclencher  $CS$  il faudra allumer les thyristors  $Th_2$  et  $Th_4$ .

Les diodes  $D_1$  et  $D_2$  ont une double fonction. Elles conduisent une partie du courant du condensateur d'extinction pendant la commutation. Elles conduisent d'autre part le courant de charge lorsque les contacteurs statiques sont bloqués.

B.2.5.

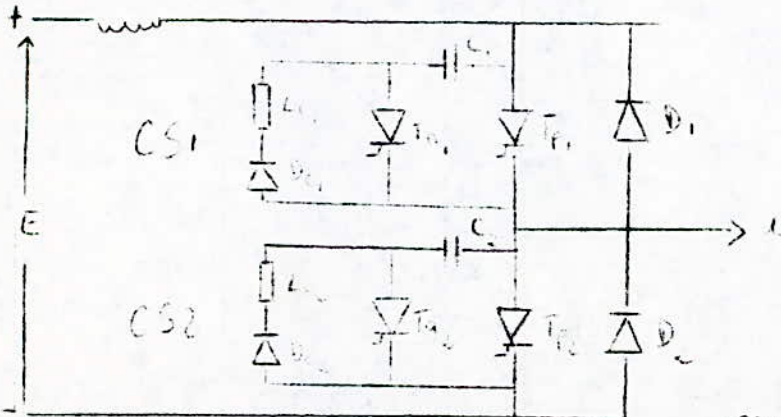


Figure III.24.

.../...

Fonctionnement. Supposons  $T_{p1}$  conducteur,  $T_{a1}$  bloqué.

$C1$  est chargé

A  $t = 0$ , amorçons  $T_{a1}$

$C1$  se décharge à travers  $T_{a1}$  et  $T_{p1}$ .

Le courant dans  $T_{p1}$  diminue puis s'annule. Le thyristor  $T_p$  se bloque.

Le courant de charge  $i$  constant grâce à  $L1$  supposée très inductive, circule à travers  $C1$  et  $T_{a1}$ .  $C1$  se décharge complètement et se recharge suivant les polarités inverses.

La tension aux bornes de la charge diminue jusqu'à s'annuler. A cet instant la charge inverse de  $C1$  s'arrête et  $T_{a1}$  se bloque.

Le contacteur statique  $CS1$  est ainsi bloqué, et l'enclenchement de  $CS2$  est possible.

Les diodes  $D1$  et  $D2$  permettent de conduire le courant lorsque les contacteurs statiques sont bloqués.

Chapitre IV .

ONDULEURS- COMMUTATEURS DE COURANT .

Dans ce chapitre, nous étudions un autre type d'onduleurs: les commutateurs de courant. Cette fois c'est l'onde de courant rectangulaire qui s'impose à la charge. La tension aux bornes de la charge, quasi sinusoidale s'en déduit.

1) Onduleurs de courant sans thyristors auxiliaires.

Nous nous proposons d'étudier le montage suivant:

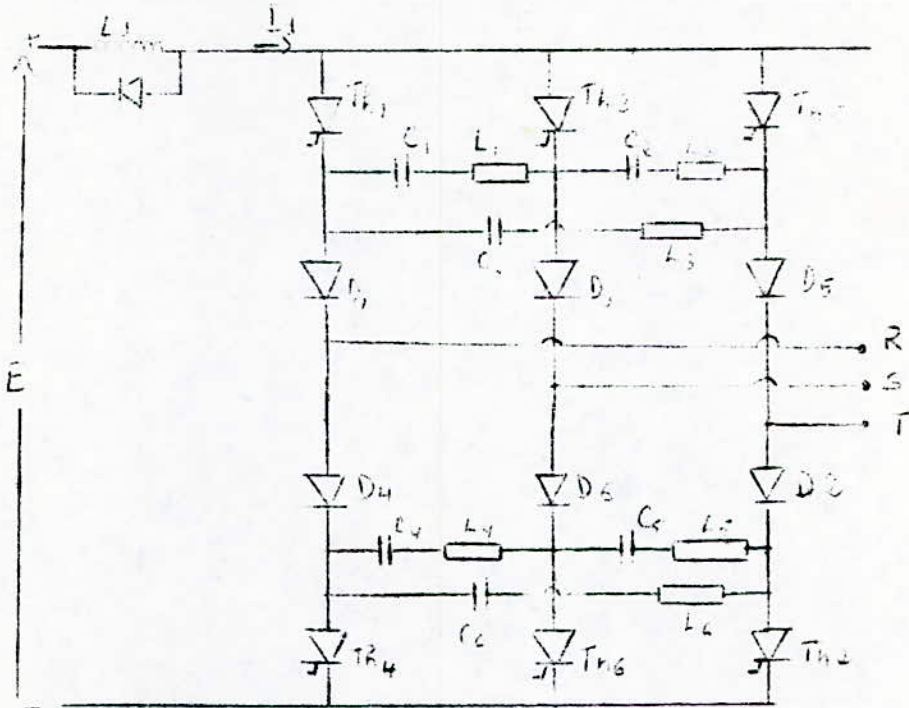


fig. IV. 1.

Ce montage ne comporte pas de thyristors d'extinction.

Nous supposons l'inductance de lissage  $L_d$  assez selfique pour admettre que  $I_d$  reste constant lors de la commutation.

De plus nous supposons:  $C_1 = C_2 = C_3 = C_4 = C_5 = C_6 = C$

$L_1 = L_2 = L_3 = L_4 = L_5 = L_6 = L$

La charge en étoile est inductive passive.

Fonctionnement. Les thyristors  $Th_1, Th_2, \dots, Th_6$  découpent le courant continu en ondes rectangulaires de durée  $120^\circ$  électrique.

L'ordre d'enclenchement des thyristors et les diagrammes de courant et de tension sont représentés par la figure IV. 2.

Calcul des harmoniques de courant. Considérons la phase R.

Par décomposition en série de fourier on obtient:

$$i(t) = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} I_d \left( \sin \omega t - \frac{1}{5} \sin 5 \omega t - \frac{1}{7} \sin 7 \omega t + \frac{1}{11} \sin 11 \omega t + \frac{1}{13} \sin 13 \omega t - \dots \right)$$

.../...

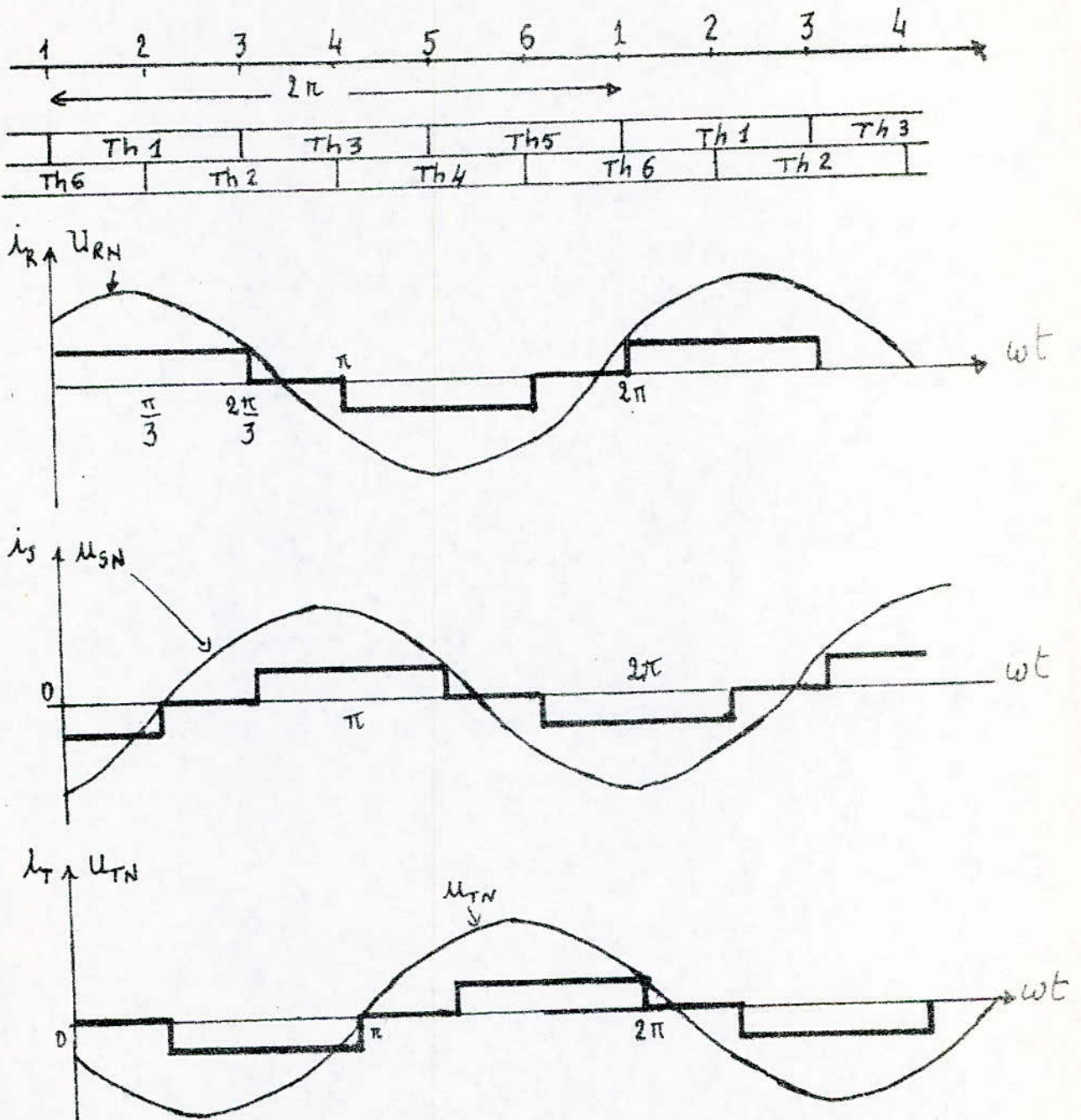


fig IV-2 Diagramme des tensions et courants d'un commutateur de courant.



Etude du phénomène de la commutation.

Supposons Th 1 et Th 2 conducteurs . C1 est chargé.

- à t=0 , amorçons le thyristor Th3.

Le circuit L1 C1 est mis en court-circuit. La capacité C1 commence à se décharger à travers L1 initialisant ainsi la commutation.

Il en résulte  $U_c + L \frac{di}{dt} = 0$  avec  $i_c = C \frac{du_c}{dt}$ .

$$C \frac{d}{dt} U_c(o) = i_c(o) = 0$$

$$U_c(o) = E$$

Après calculs on obtient:  $U_c(t) = E \cos \frac{t}{\sqrt{LC}}$

Le courant de décharge de C1 s'écrit:  $i_c(t) = -E \frac{C}{L} \sin \frac{t}{\sqrt{LC}}$

La décharge complète de C1 désamorçe Th1. La commutation entre Th1 et Th3 est effectuée, mais le transfert du courant Id de la phase R à la phase S ne le sera que lorsque la diode D3 prend la relève de la diode D1.

à t = tB, Uc devient négatif, la diode D1 bloque le courant dans le sens inverse.

Les diagrammes de tension et de courant sont représentés par la figure IV.3.

2) Commutateur de courant avec thyristors auxiliaires.

Représentons cet onduleur par le montage suivant:

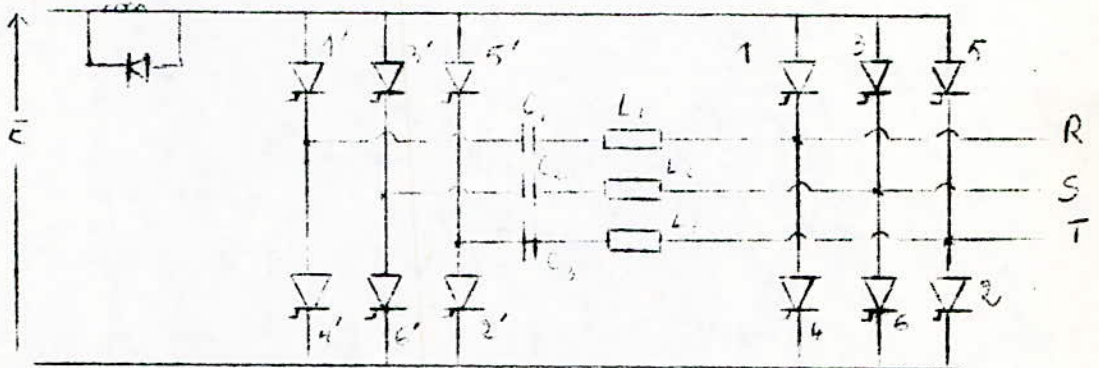


figure IV.4.

La commutation dans ce cas se fait par l'intermédiaire des thyristors auxiliaires Th'1 , Th'2, ..., Th'6.

Principe de fonctionnement: Le fonctionnement est identique à celui de l'onduleur de courant sans thyristors auxiliaires.

Cependant, bien que le nombre de condensateurs utilisés soit réduit, ce montage exige une commande plus complexe, vu que le nombre de thyristors est doublé.

La séquence de fonctionnement est identique à celle du précédent commutateur.

.../...

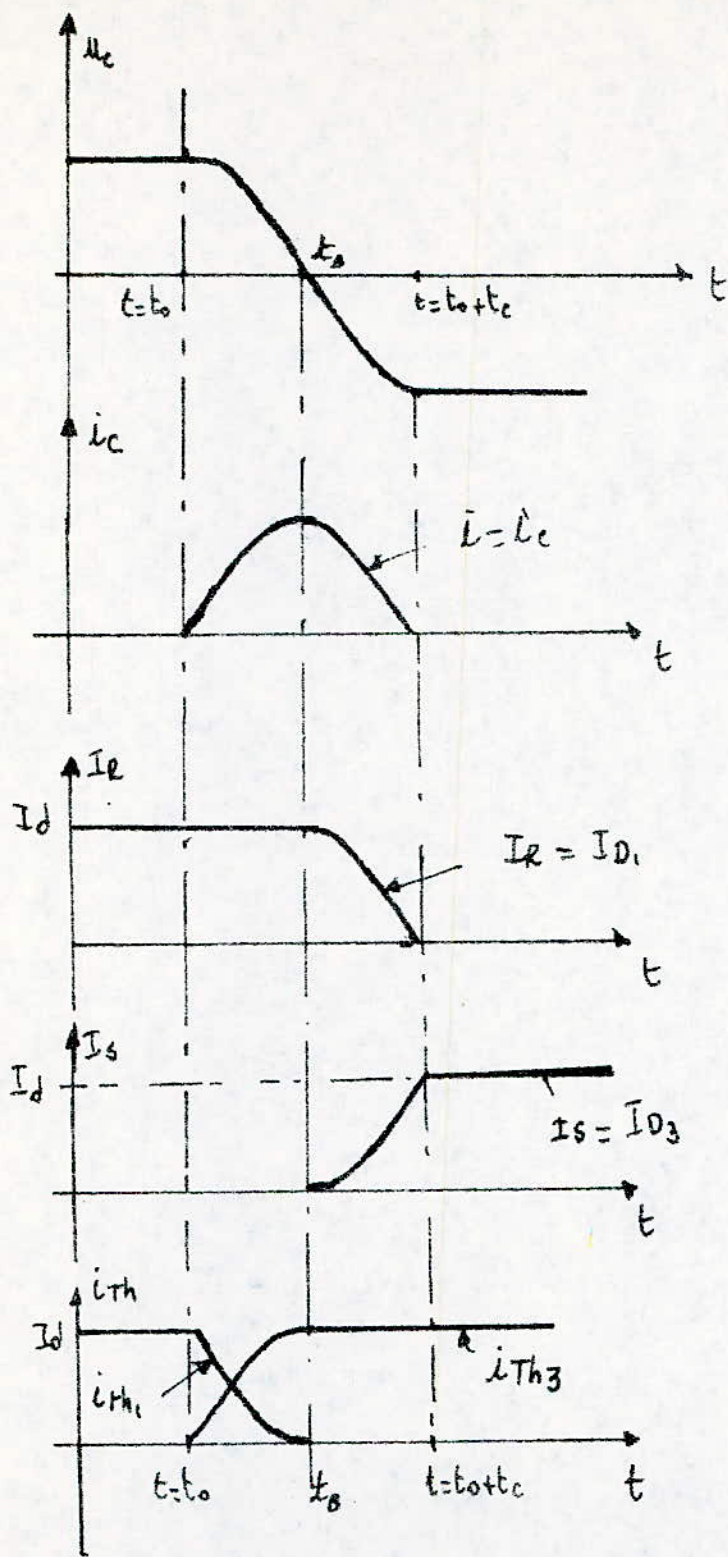


fig IV-3 Régime transitoire du phénomène de la commutation

### Etude du phénomène de la commutation.

Supposons pour  $t < 0$  Th 1 et Th 2 conducteur. C1 est chargé.

La commutation est initialisée par l'amorçage de Th'1 à l'instant  $t = 0$ .

Le circuit oscillant L1 C1 est mis en court-circuit. La capacité C1 se décharge.

L'équation qui en résulte s'écrit:

$$U_c(t) = \frac{E}{\sqrt{LC}} \cos \frac{t}{\sqrt{LC}}.$$

Le courant de décharge s'écrit :  $i_c(t) = E \frac{\sqrt{C}}{\sqrt{L}} \sin \frac{t}{\sqrt{LC}}.$

Le courant de phase est constant, d'où  $i_R = i_{c1} + i_{Th 1}$ .

Les diagrammes des courants et des tensions sont représentés par la figure IV. 5.

La capacité C1 inverse sa polarité. Il est alors possible d'éteindre le thyristor Th 4 et d'amorçer Th3.

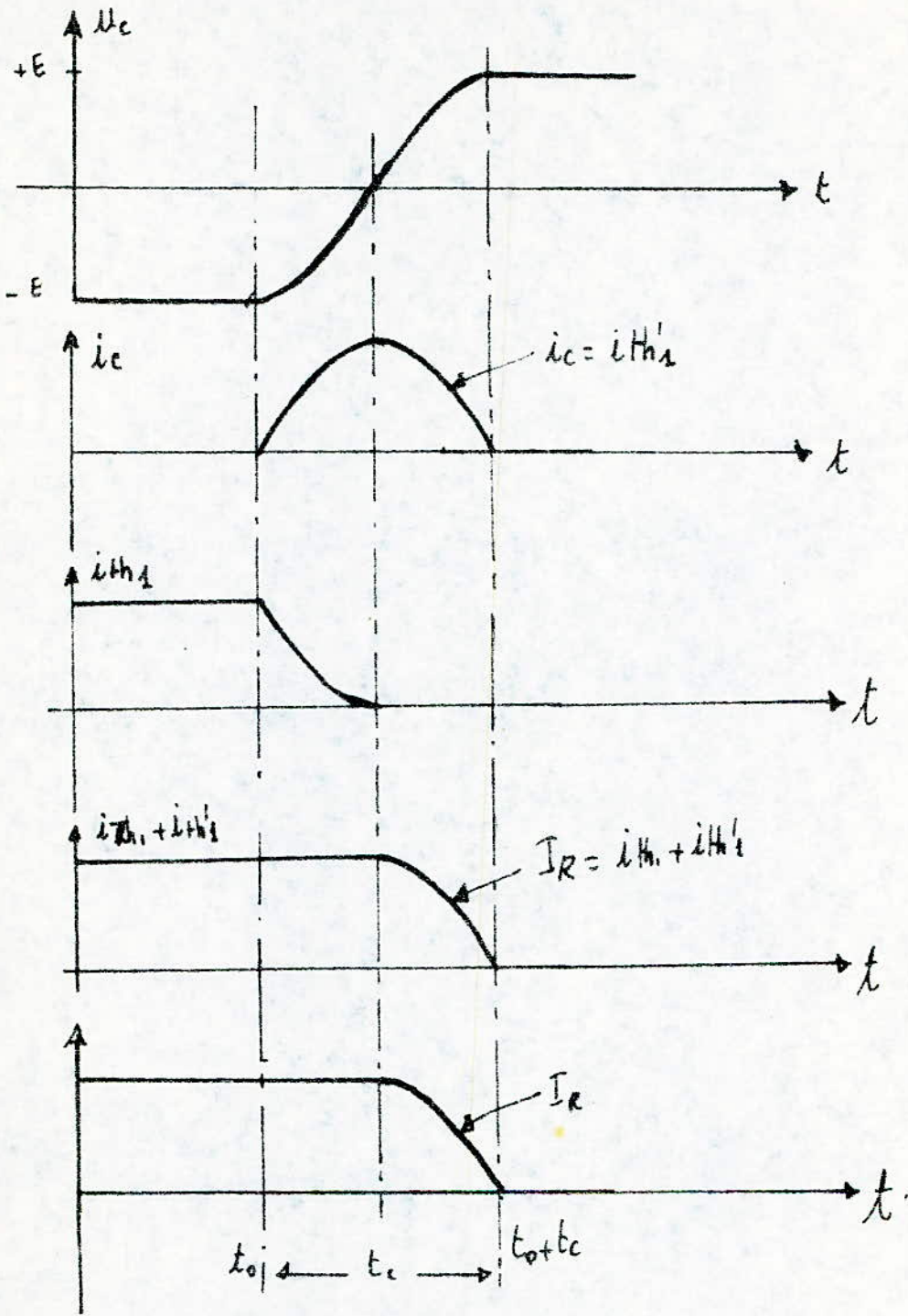


fig IV-5 : Étude du régime transitoire.

APPLICATIONS DE L'ONDULEUR A UN MOTEUR ASYNCHRONE

La variation de vitesse est le rôle principal de l'application de l'onduleur aux machines ( charges actives).

Nous nous proposons dans ce chapitre de rappeler les principales caractéristiques de la machine asynchrone. Ensuite nous analysons brièvement le comportement de cette machine alimentée par un système d'ondes de tension rectangulaire.

1) Généralités. La machine asynchrone est constituée:

- d'un primaire, généralement le stator, portant un bobinage le plus souvent triphasé, logé dans des encoches et relié à la source d'alimentation.
- d'un secondaire en court-circuit, généralement le rotor qui peut être soit bobiné soit à cage d'écureuil, soit massif.

1.1. Glissement.

Les courants statoriques créent un champ tournant à la vitesse synchrone:  $N_s = \frac{f_s}{P}$ .

Ce champ balayant les bobines du rotor y induit une f.e.m. et des courants puisque le rotor est en court-circuit. L'action du champ sur ces courants crée le couple. Ce couple fait tourner le rotor à la vitesse N.

On définit le glissement du moteur par le rapport  $g = \frac{N_s - N}{N_s}$ .

1.2. Bilan énergétique.

La puissance absorbée par le moteur est composée des pertes subites au stator ( pertes joule au stator et pertes fer au stator) et de la puissance  $P_t$  transmise au rotor  $P = P_{Js} + P_{fs} + P_t$ .

La puissance transmise est égale au produit (  $P_t = C_t \cdot N_s$  ) où  $C_t$  représente le couple électromagnétique . Elle se divise en pertes joule dans le circuit rotorique  $P_{jr}$  et en puissance mécanique (  $P_m = C_t \cdot N$  ) sur l'arbre du rotor.

Ceci nous amène au résultat :

$$P_{jr} = C_t ( N_s - N ) = g \cdot P_t.$$

1.3. Couple électromagnétique.  $C_t$ .

Le raisonnement qui suit suppose le rotor bobiné. Mais le résultat peut s'appliquer au cas d'une machine à cage d'écureuil.

A l'arrêt, rotor ouvert, le champ tournant induit une f.e.m.  $E_2 = k E_1$ , avec  $k = \frac{E_2}{E_1}$  : rapport de transformation entre stator et rotor à l'arrête.

En marche cette f.e.m. est égale à :  $g E_2 = k \cdot g E_1$ .

.../...

Si nous désignons par  $X_2$  la réaction de fuite du rotor à l'arrêt,  $gX_2$  est la réactance de fuite du rotor en marche.

Les pertes joule rotoriques sont données par la relation:

$$P_{jr} = g C_t N_s = 3g k E_1 I_2 \cos \varphi_2 .$$

Si  $R_2$  est la résistance d'une phase rotorique, alors  $I_2 = \frac{g k E_1}{\sqrt{R_2^2 + (gX_2)^2}}$

et  $\cos \varphi_2 = \frac{R_2}{\sqrt{R_2^2 + (gX_2)^2}}$

D'où en remplaçant :

$$P_{jr} = g \cdot C_t \cdot N_s = 3 g k E_1 \frac{R_2}{\sqrt{R_2^2 + (gX_2)^2} \sqrt{R_2^2 + (gX_2)^2}}$$

Par conséquent, le couple électromagnétique s'écrit:

$$C_t = \frac{3k E_1^2}{N_s} \frac{g R_2}{R_2^2 + (gX_2)^2}$$

La caractéristique du couple en fonction du glissement est représentée par la figure V.1.

Le couple maximum est appelé couple de décrochage car la zone II est une zone de fonctionnement instable.

## 2) Variation de vitesse d'un moteur asynchrone.

La vitesse d'un moteur asynchrone dépend d'une part de la fréquence d'alimentation au stator, d'autre part du glissement donné par la caractéristique du moteur.

$$N = (1 - g) N_s = (1 - g) \frac{f_s}{P}$$

Cette relation nous permet de conclure qu'il existe 2 modes de réglage de la vitesse:

- par la variation du glissement.
- par la variation de la fréquence d'alimentation.

### 2.1. Variation du glissement.

#### 2.1.1. Variation du glissement par action sur la tension statorique.

Le couple est proportionnel au carré de la tension statorique.

Les caractéristiques du moteur en fonction de la tension sont représentées par la figure V.2.

Selon le couple résistant de la machine entraînée, il est possible de faire varier le glissement et par conséquent la vitesse du moteur.

Nous remarquons qu'à vide, aucune variation de vitesse n'est possible.

.../...

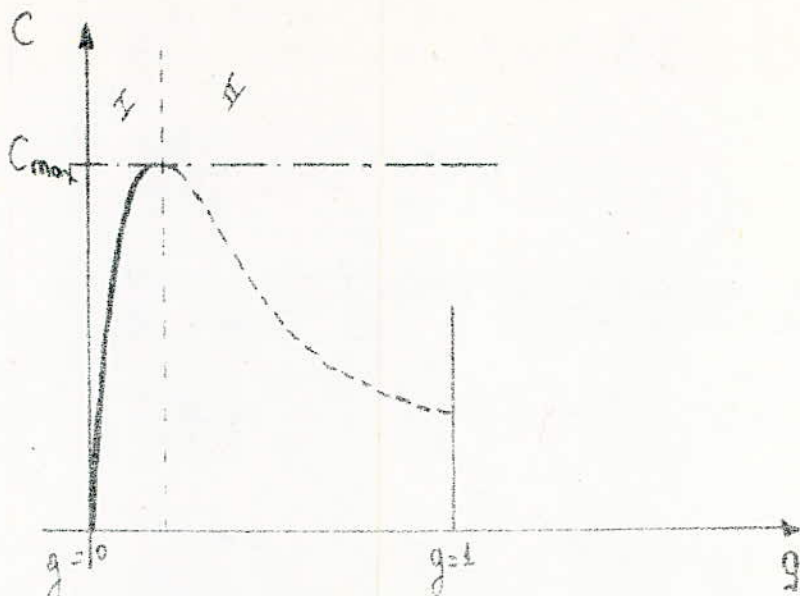


fig V-1: Caractéristique Couple-glissement.

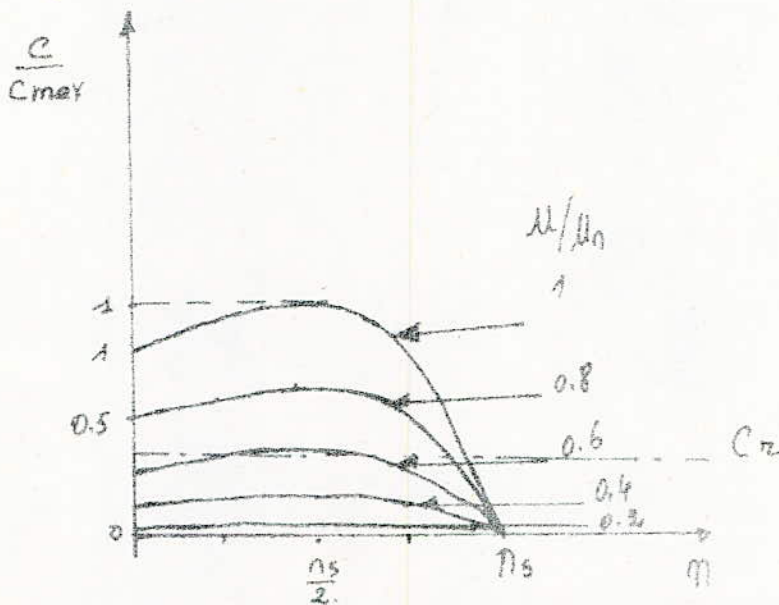


fig V-2: Variation du glissement par réduction de la tension statique.

### 2.1.2. Variation du glissement par action sur la résistance rotorique.

Cette méthode n'est applicable que si le rotor est bobiné.

Il est possible d'intervenir sur le glissement au moyen, de résistances insérées dans le circuit rotorique, le stator étant directement connecté au réseau triphasé. La caractéristique du moteur varie selon la résistance dans le circuit rotorique comme indiqué sur la figure V.3.

Dans ce cas aussi nous remarquons qu'à vide, aucune variation de vitesse n'est possible.

2.1.3. Conclusion. Cette méthode de variation du glissement provoque des pertes considérables dans la résistance du circuit rotorique et par conséquent le rendement est faible. Pour récupérer l'énergie dissipée dans le circuit rotorique, des montages plus ou moins compliqués sont utilisés. Comme exemple nous citons la cascade hyposynchrone qui consiste à redresser le courant rotorique à l'aide d'un pont à 6 diodes et par l'intermédiaire d'un onduleur qui transforme la puissance continue en une puissance triphasée de fréquence  $f_s$  égale à celle du réseau.

Un transformateur sert à adapter la tension de l'onduleur à celle du réseau.

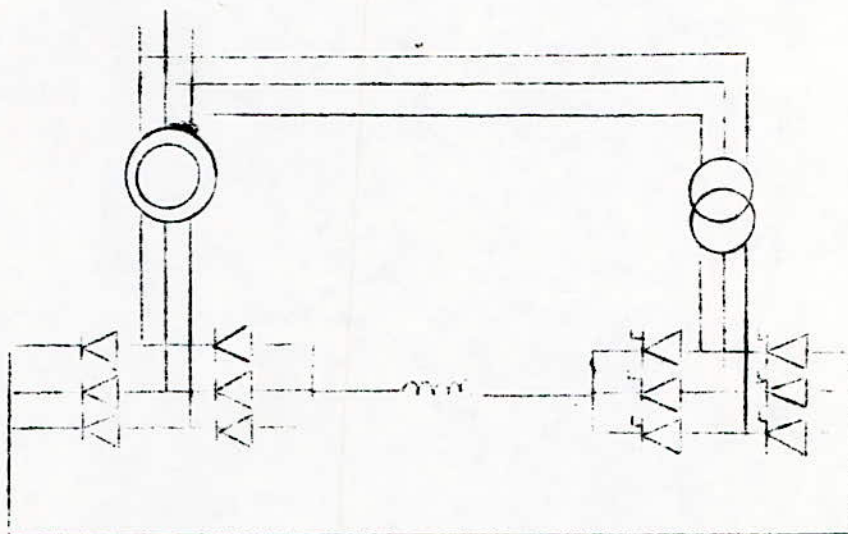


figure V.4.

### 2.2. Variation de la fréquence.

#### 2.2.1. Variation de la vitesse au moyen de la fréquence d'alimentation.

Le couple est inversement proportionnel à la fréquence d'alimentation et selon la fréquence statorique, la vitesse synchrone du moteur varie.

Ceci entraîne un décalage entre les caractéristiques pour les différentes fréquences, comme indiquées sur la figure V.5.

.../...



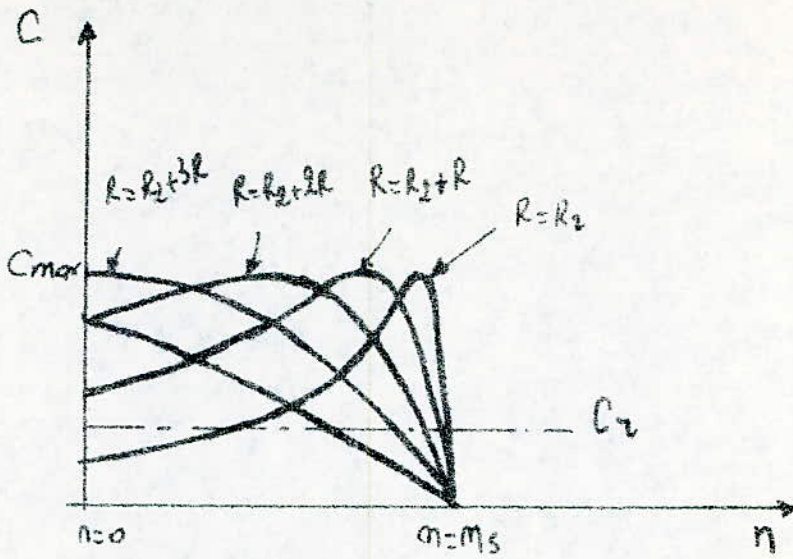


fig V-3 - Variation du glissement en augmentant la résistance rotorique.

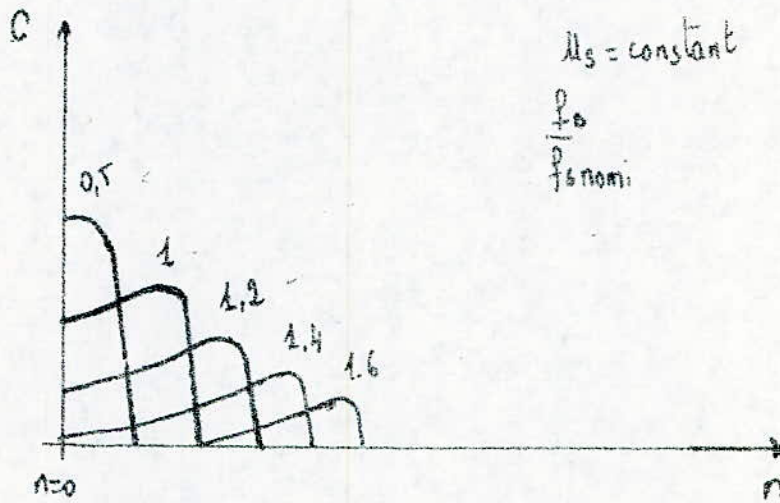


fig V-5 : Variation de la vitesse de synchronisme à tension statique constante

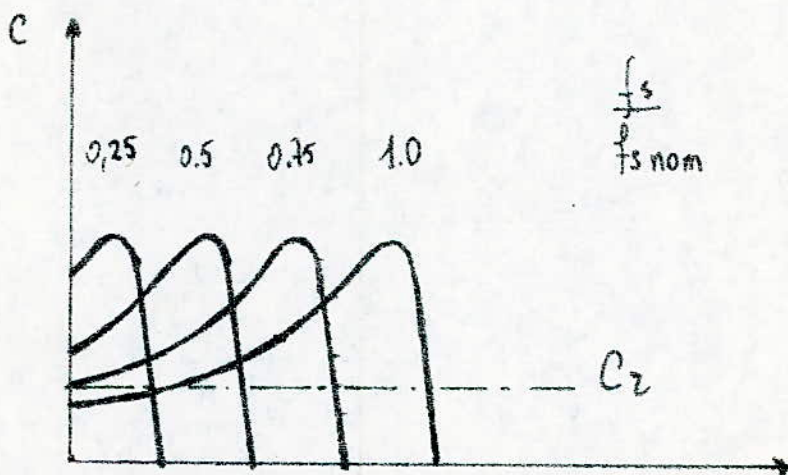


fig V-6 : Variation de la vitesse de synchronisme à  $\frac{U}{f} = \text{constante}$ .

Le flux est inversement proportionnel à la fréquence.  $\phi M = \frac{E}{4,44.f.n.}$

$n$  représente le nombre effectif de spires d'une phase.  
 Quand  $f$  diminue, le flux augmente et par suite le couple de décrochage augmente assurant la stabilité de la machine. Cette augmentation de flux est en réalité atténuée par le phénomène de saturation. Elle a toutefois pour effet une augmentation des pertes fer. ( Phys  $\approx f. B^2$  ).

$B$  est l'induction dans la machine.

### 2.2.2. Variation de la vitesse au moyen de la fréquence et de la tension d'alimentation.

L'entraînement le plus perfectionné permettant de faire varier la vitesse dans un grand domaine et même d'inverser le sens de rotation sans provoquer de pertes supplémentaires, est obtenu par l'alimentation de la machine avec le rapport  $\frac{V}{f}$  constant.

En effet, si on néglige la résistance d'une phase statorique ainsi que son inductance de fuite, on aura la relation :  $V_1 \approx E_1 = 4,44 n_1.f. \phi$ .

$$\text{d'où } \frac{V}{f} = k \quad \phi_m = \text{cte.}$$

A  $\frac{V}{f}$  constant, le flux est constant et aucune perte supplémentaire n'est subie par la machine. Les courants  $I_1$  et  $I_2$  sont constants ainsi que l'échauffement aux différentes vitesses.

Le couple de décrochage est le même aux différentes fréquences.

Les caractéristiques du moteur sont représentées par la figure V.6.

### 3) Application de l'onduleur.

La tension du réseau industriel est redressée par un montage à diodes ou à thyristors. La tension continue obtenue est transformée par un onduleur autonome en tension alternatives de fréquence variable.

Nous supposons que la machine est alimentée par un onduleur de tension et de plus la machine est couplée en étoile.

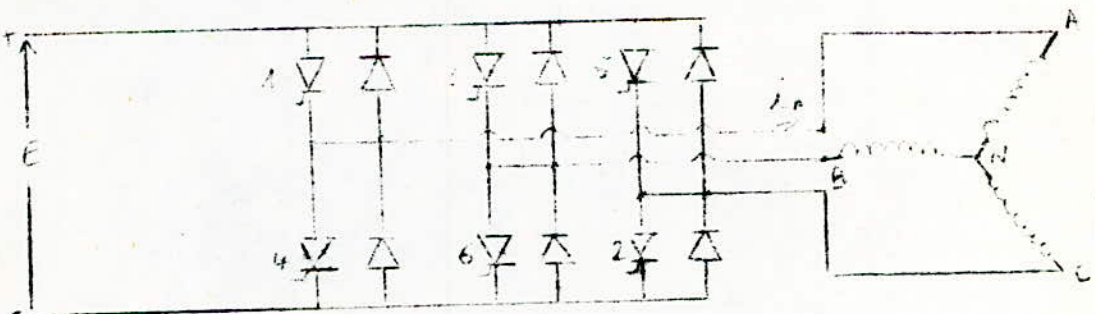


figure V.7.

.../...

L'onduleur schématisé fournit 3 ondes de tension rectangulaires déphasées entre elles de  $\frac{2\pi}{3}$ . La séquence de fonctionnement est représentée par la figure V.8.

### 3.1. Harmoniques de tension.

L'analyse en série de Fourier donne les expressions suivantes:

$$U_{An}(t) = \frac{2E}{\pi} \left( \sin wt + \frac{1}{5} \sin 5 wt + \frac{1}{7} \sin 7 wt + \dots \right)$$

$$n = 6k \pm 1 \quad \begin{array}{l} \text{si } k \text{ pair } U_{kn} > 0 \\ \text{si } k \text{ impair } U_{kn} < 0 \end{array} \quad \text{ce qui se traduit par:}$$

$$U_{AB}(t) = \frac{2\sqrt{3}E}{\pi} \left( \sin wt - \frac{1}{5} \sin 5 wt - \frac{1}{7} \sin 7 wt + \frac{1}{11} \sin 11 wt + \frac{1}{13} \sin 13 wt - \dots \right)$$

Les harmoniques de tension sont liées directement à des harmoniques de flux. Ces harmoniques se superposent au flux normal et peuvent conduire à une certaine saturation.

### 3.2. Harmoniques de courant.

Pour les harmoniques de courant, tout se passe comme si le rotor était bloqué. Nous sommes donc dans le cas théorique du court-circuit et l'impédance à prendre en considération est presque égale à la réactance de fuite correspondant à la fréquence de l'harmonique.

En effet les harmoniques 5 et 7 donnent lieu à des champs tournants par rapport au rotor à 6 fois la vitesse du synchronisme de l'harmonique fondamentale.

Dans ces conditions, le courant harmonique d'ordre n est:

$$I_{hn} = \frac{U_{hn}}{n L_w} = \frac{U_1}{n^2 L_w} = \frac{I_d}{N^2} \quad I_d \text{ étant le courant de démarrage.}$$

Les harmoniques d'ordre 5 et 7 sont prédominants et ils donnent lieu aux courants

$$I_5 = \frac{I_d}{25}$$

$$I_7 = \frac{I_d}{49} \approx \frac{I_d}{50}$$

$$I_5 + I_7 \approx \frac{3}{50} I_d = 6\% I_d$$

Si nous supposons pour une machine lommée que le courant de démarrage vaut 7 fois le courant nominal  $I_1$  :  $I_d = 7 I_1$ , les courants harmoniques  $I_5 + I_7$  valent presque  $4,2\% I_1$  et s'ajoutent au courant fondamental.

Ces harmoniques contribuent à l'échauffement excessif de la machine.

1	2	3	4	5	6	1	2	3	4	5	6
A(+)			A(-)			A(+)			A(-)		
B(-)		B(+)		B(-)		B(+)		B(-)		B(+)	
C(+)		C(-)		C(+)		C(-)		C(+)		C(-)	

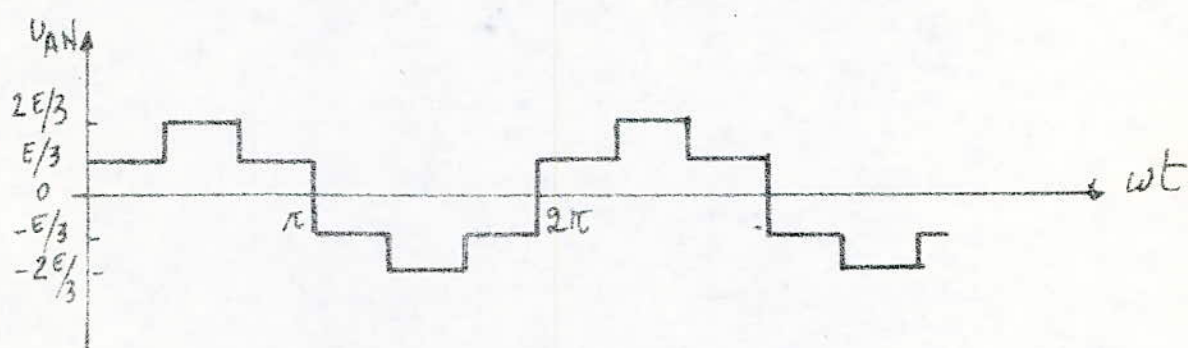
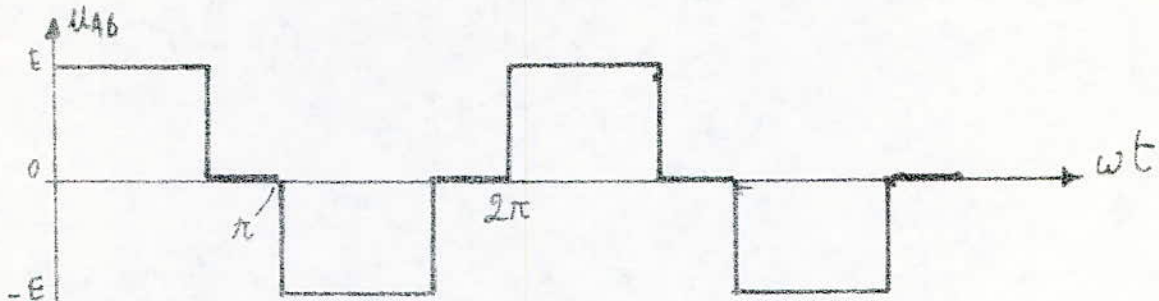


fig V-8 : Sequence de fonctionnement de l'onduleur

2<sup>É</sup>ME  
PARTIE.

Sur le plan pratique, notre travail consiste à réaliser un onduleur triphasé, commutateur de tension, de type sans thyristors auxiliaires.

Nous présentons d'abord la partie concernant le circuit de puissance, ensuite nous élaborons dans l'autre partie la commande de notre onduleur.

Chapitre VI

CIRCUIT DE PUISSANCE

L'onduleur que nous avons à réaliser est un montage triphasé à base de thyristors SKT 100 dont les caractéristiques sont les suivantes :

- Tension crête inverse (Peak reverse voltage) : 1,2 kV.
- Courant nominal continu :  $I_d = 100 \text{ A}$  à  $85^\circ \text{ C}$ .
- Courant de maintien :  $I_h = 170 \text{ mA}$  à  $25^\circ \text{ C}$ .
- $\frac{dU}{dt} (\text{max})$  à  $25^\circ \text{ C} = 1,5 \text{ kV} / \mu\text{s}$ .
- Surintensité à  $25^\circ \text{ C}$  :  $I_{\text{max}} = 2,5 \text{ kA}$ .
- $\theta_{\text{max}}$  (Température maximum de la jonction) =  $130^\circ \text{ C}$ .
- Chute de tension  $V_f = 1,6 \text{ V}$  à  $I_d = 70 \text{ A}$ .
- Temps d'extinction  $t_{\text{off}} = 100 \mu\text{s}$ .
- Circuit de gâchette à  $25^\circ \text{ C}$  : puissance max 1,0 Watt.

$$V_{gf} = 3 \text{ à } 5 \text{ V.}$$

$$I_{gf} = 170 \text{ mA.}$$

Vu les différentes et nombreuses difficultés matérielles rencontrées tout au long du temps qui nous a été accordé, nous n'avons pu réaliser et monter qu'une seule phase. Toutefois, le montage triphasé ne correspond qu'à l'adjonction de deux autres branches identiques à celle déjà réalisée.

1) REALISATION DU MONTAGE D'ESSAI

La figure IV.1. représente la branche réalisée de notre onduleur.

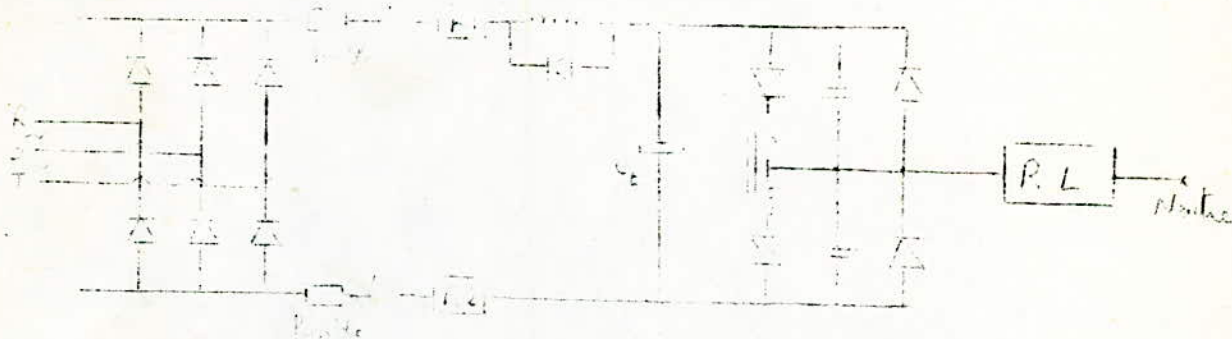


Fig.VI.1

L'étude de son fonctionnement a déjà fait l'objet d'un chapitre précédent (chapitre III). Les résistances R1 et R2 ont été placées par raison de sécurité afin d'éviter un court circuit dans le cas de non extinction d'un thyristor. Ces résistances ne sont insérées que dans le cadre de nos essais.

Les diodes du redresseur et de récupération placées en antiparallèle avec les thyristors sont des diodes Semikron SKN 45/12 dont les caractéristiques sont les suivantes :

Tension inverse crête (Peak reverse voltage) = 1,2 kV.

Courant nominal : 45 A.

Température de la jonction :  $\theta_{max} = 125^\circ \text{C}$ .

Courant de crête maximum : 270 A.

Chute de tension max : 1,1 V.

## 2) REALISATION ET MESURES DE LA SELF A MUTUELLE

La plus importante difficulté a été de réaliser une self mutuelle avec couplage serré. Il a fallu récupérer un noyau d'un transformateur, du fil pour les enroulements et procéder au bobinage à la main en tenant compte du sens des 2 bobines.

Nous avons disposé sur le même noyau, deux enroulements, l'un sur l'autre, isolés par du papier fort.

Le schéma simplifié de cette self est représenté par la figure VI.2.



Fig.VI.2.

Les enroulements comportent environ 50 spires chacun.

Nous avons procédé ensuite à la vérification du couplage entre les deux selfs en alimentant un enroulement avec un courant alternatif  $I_{eff} = 3,6 \text{ A}$ . La tension relevée entre ses bornes était :  $V_{AO} = 0,8 \text{ V}$ .

La tension induite relevée entre les bornes de l'autre enroulement était :  $V_{OB} = 0,8 \text{ V}$ .

De même la tension entre A et B était :  $V_{AB} = V_{AO} + V_{OB} = 2 V_{AO}$ .

La méthode de Joubert nous a servi pour la mesure des inductances  $L_1$  et  $L_2$ .

Cette méthode consiste en la comparaison de l'impédance de la bobine avec son inductance  $L\omega$ .

Si le facteur de qualité de la bobine s'écrit  $Q = \frac{L\omega}{R}$ , l'impédance  $Z$  peut se mettre

sous la forme :

$$Z = L\omega \sqrt{1 + \frac{R^2}{(L\omega)^2}} = L\omega \sqrt{1 + \frac{1}{Q^2}}$$

Comme généralement  $Q$  est élevé (de l'ordre de 5), il en résulte que :

$$\frac{1}{Q^2} \approx \frac{1}{25} \text{ soit } 4\% \text{ et par suite } Z = 1,02 \cdot L\omega.$$

Montage de mesure.

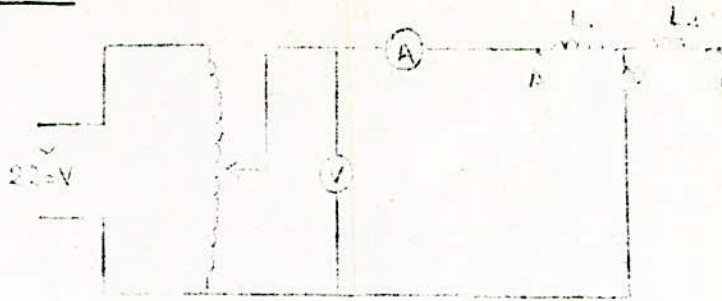


Fig VI.3

Connaissant le courant  $I$  circulant dans la self et la tension à ces bornes, on déduit que :  $Z = \frac{U}{I}$

$$\text{et } L_w = \frac{Z}{1,02}$$

Les essais nous ont permis d'avoir la valeur de  $L_1$  soit  $L_1 = 0,66 \text{ mH}$ .

D'autres essais identiques nous ont permis d'avoir la valeur de  $L_2$  soit  $L_2 = 0,62 \text{ mH}$ .

3) ESSAIS DE LA COMMUTATION.

La commande des thyristors a été obtenue par la charge d'un condensateur à travers une résistance et le transformateur d'impulsions.

Comme dans tout transformateur, la tension secondaire moyenne est nulle. Celle-ci se répartit donc à aire égale de part et d'autre de l'axe des temps comme indiqué sur la figure VI.4.

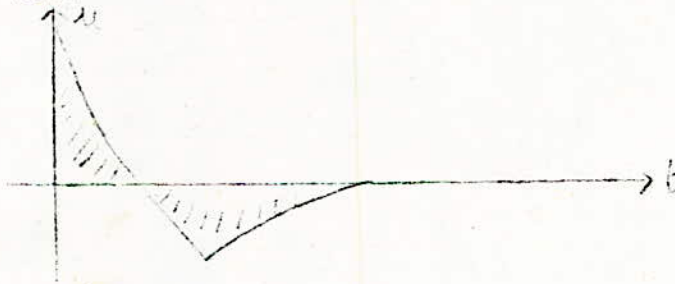


Fig.VI.4.

Le montage global qui nous a servi pour expérimenter la commutation est représenté par la figure suivante :

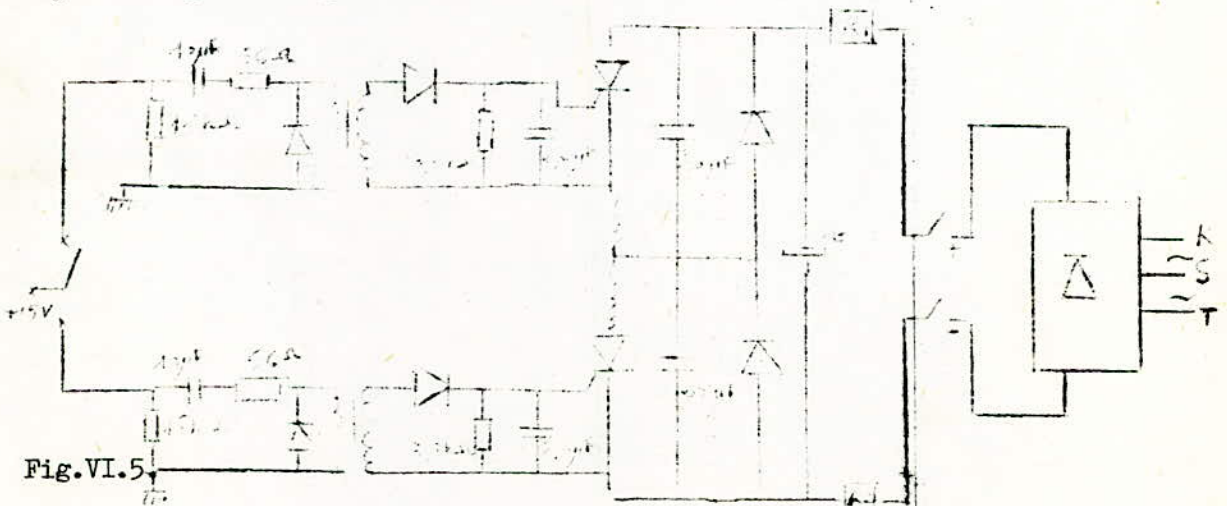


Fig.VI.5



### Calcul de la tension redressée :

Le redresseur à diodes est hexasphasé. La tension redressée est constituée de 6 parties de sinusoïde près de la crête .

$$U_c \text{ moy} = \frac{6 U_{\text{max}}}{\pi} \int_{\frac{\pi}{4}}^{\frac{\pi}{2}} \sin \omega t \, dt$$
$$U_c \text{ moy} = 297 \text{ V.}$$

Le condensateur de filtrage se maintient la tension de sortie à peu près constante. Les valeurs expérimentales choisies pour les différents composants sont indiquées sur le schéma de la figure précédente.

Avec de telles valeurs, la durée de commutation est donnée par l'équation

$$t_c = \sqrt{\lambda C} \arctg \left( \frac{E}{I} \sqrt{\frac{C}{\lambda}} \right)$$

exemple :

$$\lambda = L_1 + L_2 = 1,3 \text{ mH}$$

$$C = 20 \text{ }\mu\text{F}$$

$$E = 150 \text{ V et } I = 10 \text{ A}$$

$$\text{D'où } t_c = 1,4 \text{ }\mu\text{s.}$$

### Fonctionnement

A l'aide d'un interrupteur, on donne une impulsion au thyristor Th1.

Celui-ci devient conducteur. Un courant I circule dans la charge ohmique.

En donnant une impulsion à Th2, on remarque que celui-ci devient conducteur alors que Th1 cesse de conduire.

Comme condensateurs de commutation nous avons utilisé des condensateurs de capacité variable de 0 à 110  $\mu\text{F}$ .

Le montage a été essayé pour différentes valeurs du courant et la commutation a bien eu lieu. La vérification est faite par l'allumage de lampes témoins placées en parallèle avec les différentes résistances de charge.

Etant assurés de la bonne commutation des thyristors, nous avons alors procédé à la réalisation de la première branche de l'onduleur.

Le circuit de commande envoie des trains d'impulsions aux gâchettes des thyristors.

A l'aide d'un potentiomètre, la fréquence est réglable de 0 à 200 Hz environ.

Lors du fonctionnement, un bruit dû aux vibrations des tôles de la self se fait entendre. Ce bruit peut nous renseigner sur la bonne marche de l'onduleur.

Une lampe placée en parallèle avec la charge nous informe également sur le bon fonctionnement de l'onduleur aux basses fréquences par clignotement.

Dans le cas d'une charge ohmique, les ondes de tension visualisées sur l'oscilloscope sont rectangulaires.

Sur charge ohmique inductive, l'effet de la self rend les ondes plus proches d'une sinusoïde (en réalité exponentielles).

Un moteur asynchrone monophasé a été utilisé pour charger ce bras d'onduleur. Nous avons remarqué que ce moteur se bloque pour les fréquences supérieures à 60 Hz. Ceci est dû à l'affaiblissement du couple, car comme il a été indiqué au chapitre V, pour les fréquences élevées, si la tension est constante, le couple de décrochage du moteur devient faible; ceci entraîne le moteur à fonctionner dans la zone instable de la caractéristique couple vitesse. Le moteur se bloque.

### Protections

Pour la protection des thyristors contre les surtensions éventuelles, nous avons placé en parallèle avec ceux-ci un circuit RC écrêteur; et pour les éventuelles surintensités l'inductance de commutation servira elle même pour la limitation de la variation de courant.

Contre l'échauffement des semi-conducteurs, nous avons usiné des radiateurs au laboratoire de mécanique à l'aide de tôles en aluminium de 2 mm d'épaisseur. Leurs dimensions sont indiquées sur la figure suivante :

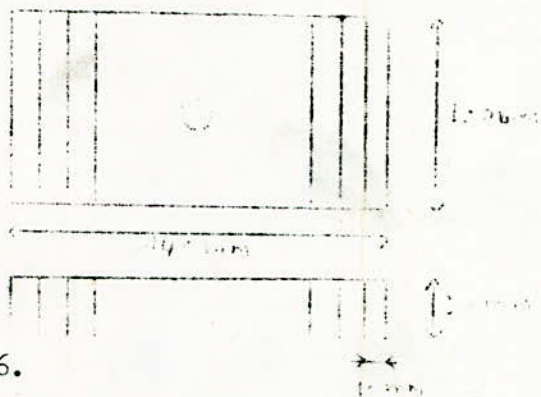


Figure VI.6.

Ces radiateurs sont suffisants pour faire évacuer la chaleur de la cellule des semi-conducteurs à l'air ambiant, ces derniers étant eux-mêmes surdimensionnés.

Chapitre VII.

ELABORATION DE LA COMMANDE.

La commande électronique consiste à générer des impulsions capables d'amorcer les gâchettes des thyristors. Elle permet ainsi de faire varier la fréquence d'amorçage à l'aide d'une tension de commande  $V_c$ .

Le circuit de commande est isolé galvaniquement du circuit de puissance par un transformateur d'impulsions.

Le schéma simplifié du circuit de commande d'un thyristor se présente comme suit:



figure VII.1.

Le circuit d'amorçage est constitué principalement de 5 parties.

- 1- Générateur d'impulsions ou horloge.
- 2- Compteur à 6 sorties.
- 3- Oscillateur haute fréquence.
- 4- Etage de mise en forme.
- 5- Etage d'amplification.

La figure VII.2. représente le schéma bloc.



figure VII.2.

Fonctionnement.

- Le générateur d'impulsions fournit à l'horloge du compteur des impulsions destinées à établir la fréquence d'amorçage des thyristors.
- Le rôle du compteur est d'aiguiller 6 sorties pour les 6 thyristors de l'onduleur. Il divise donc la période fondamentale de l'onduleur en 6 parties égales.

.../...

- Un oscillateur à amplificateur opérationnel fournit un train d'impulsions de fréquence 4,5 kHz.

- L'étage de mise en forme est destiné de faire le produit des 2 signaux du compteur et de l'oscillateur.



figure VII.3.

Cet étage peut aussi servir à augmenter la durée de présence des impulsions pour l'amorçage certain des thyristors.

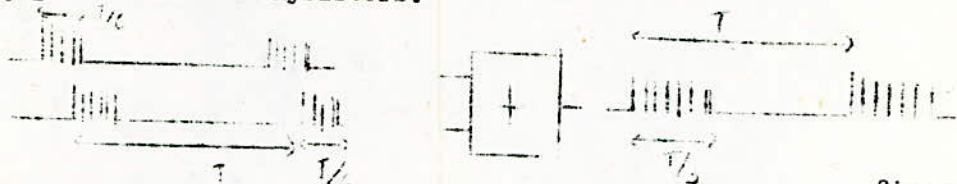


figure VII.4.

- L'étage amplificateur permet d'obtenir un courant de gâchette capable d'amorcer le thyristor.

1) Générateur d'impulsions ou horloge.

Le générateur d'impulsions que nous avons réalisé est représenté par la figure VII.5.

Il comporte 4 parties:

- a) un générateur de rampe.
- b) un comparateur.
- c) une remise à zéro de la rampe.
- d) un amplificateur inverseur.

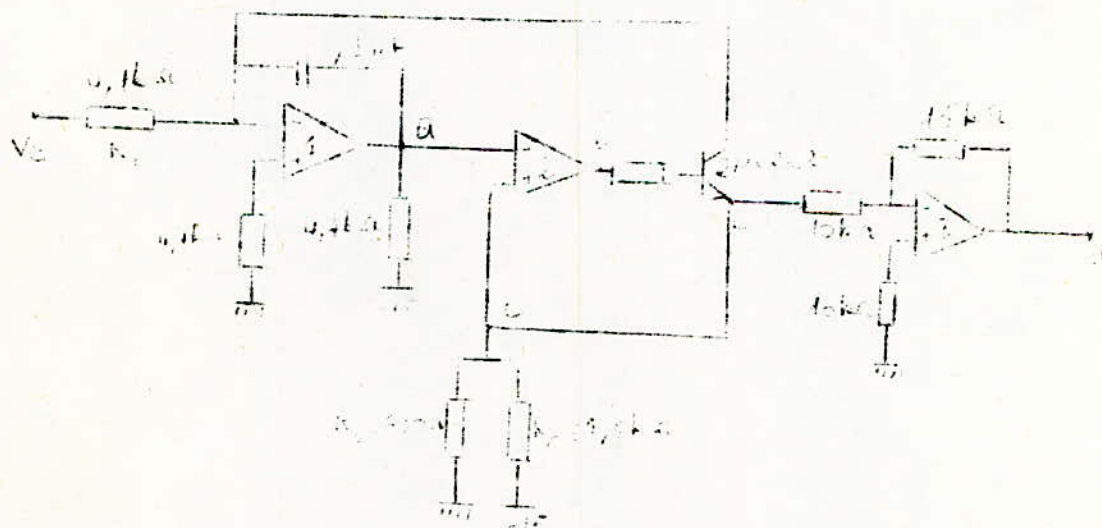


figure VII.5.

.../...

Fonctionnement.

L'amplificateur opérationnel No1 est monté en intégrateur. Le signal continu d'entrée  $V_e$  est intégré. Une rampe est créée au point a.

L'amplificateur opérationnel No 2 est branché en comparateur. En effet dès que la rampe au point a atteint la tension de consigne appliquée à l'entrée (+) de l'amplificateur, celui-ci bascule. Le point b se trouve alors porté au potentiel + 15 V. Le transistor 2 N 2222 fonctionnant en commutation devient saturé.

AU moment où le signal à l'entrée (-) du comparateur atteint la valeur 0 (zéro), celui-ci bascule . Le point b se trouve alors au potentiel - 15 V et le transistor se bloque. Le potentiel au point C est alors environ -4 V.

représentons sur la figure VII.6. la forme des signaux au point a,b,c et d.

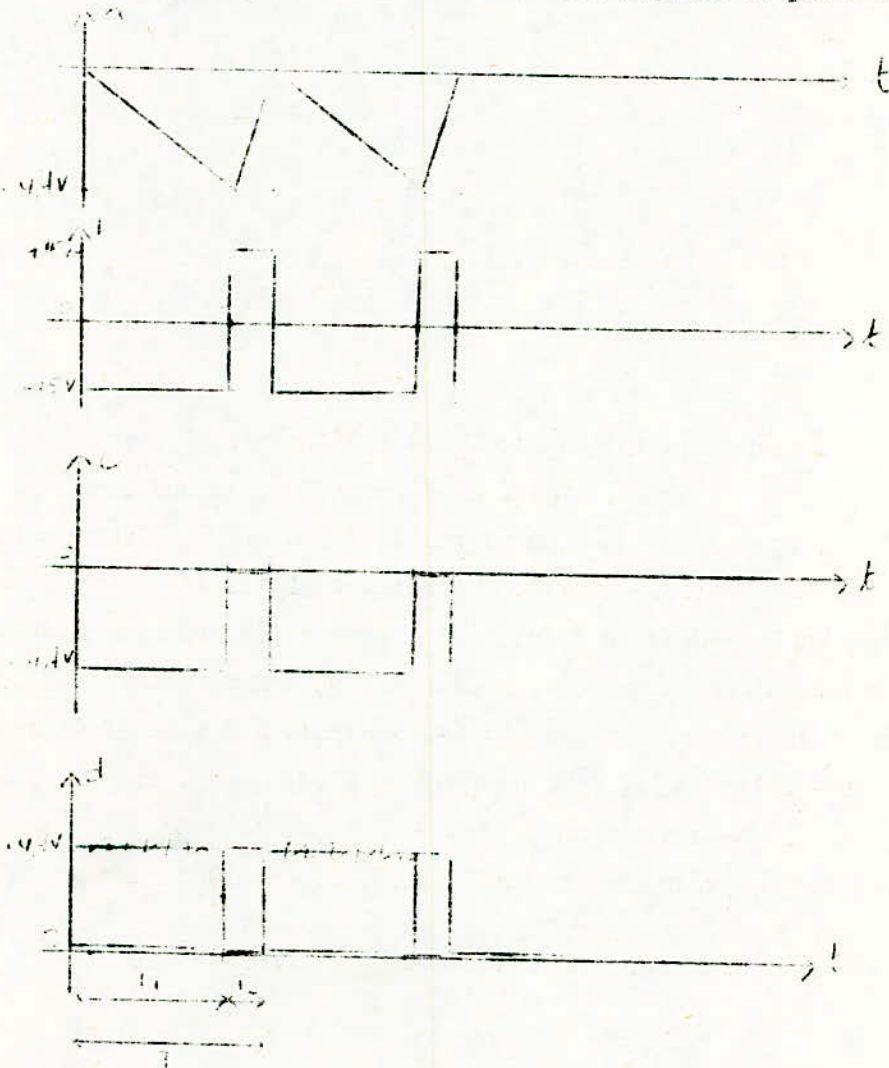


FIGURE VII.6.

.../...

Calcul de la période.

La tension au point a est  $V_a = - \frac{1}{C} \int i dt$ .

comme  $i = \frac{V_e}{R_1}$  alors  $V_a = - \frac{V_e}{R_1 C} t$ .

T1 est obtenue quand  $V_a = - 4,7$  volts

donc  $T_1 = 4,7 \times \frac{R_1 C}{V_e}$  soit  $T_1 = \frac{10^{-4}}{V_e}$  (secondes).

La capacité C se décharge à travers le transistor (résistance collecteur-émetteur) et les résistances R5 et R6. L'ensemble donne une résistance équivalente R faible. La constante de temps R C est faible d'où T2 faible.

$T_2 \ll T_1$  soit encore  $T = T_1 + T_2 \approx T_1$ .

Ceci induit à ce que la fréquence de l'onduleur corresponde à:  $f_{\text{onduleur}} \approx \frac{1}{6T_1}$ .

2) Compteur. Le rôle du compteur étant d'aiguiller 6 sorties, nous avons réalisé un compteur de Johnson module 6 à 3 bascules JK (SN 74 107).

A chaque front descendant de l'horloge, le compteur change d'état.

La séquence des changements d'état est représentée par le tableau ci-après. Nous désignons par A, B, C les sorties de chaque bascule.

A	B	C
0	0	0
1	0	0
1	1	0
1	1	1
0	1	1
0	0	1

La figure VII.7. représente le schéma de câblage du compteur avec ses 6 sorties.

.../...

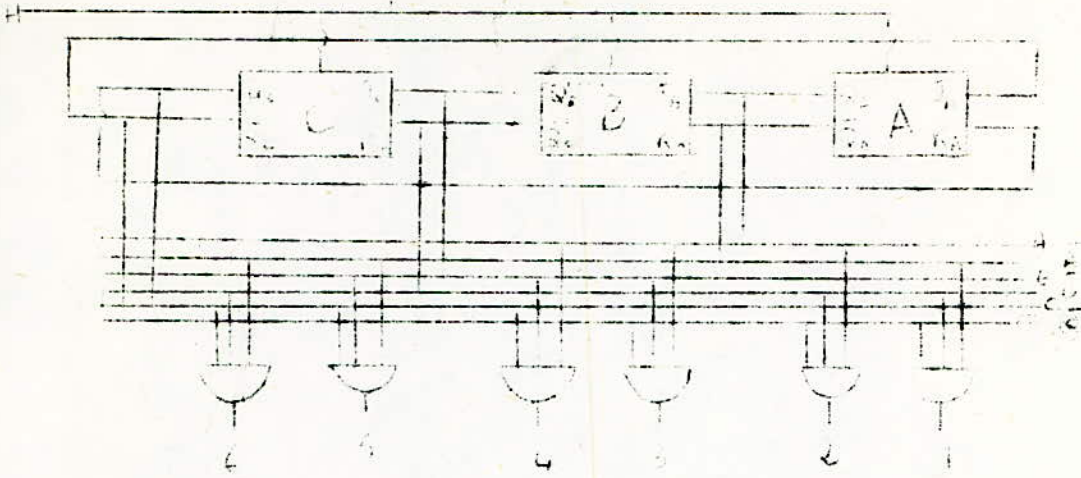


Fig VII 7

Les portes logiques and à 3 entrées ont été remplacées par des portes nand à 3 entrées et inversées par une autre porte nand à 2 entrées.

3) Oscillateur.

L'oscillateur réalisé est un multivibrateur astable à base d'amplificateur opérationnel 741. Le montage est représenté par la figure suivante:

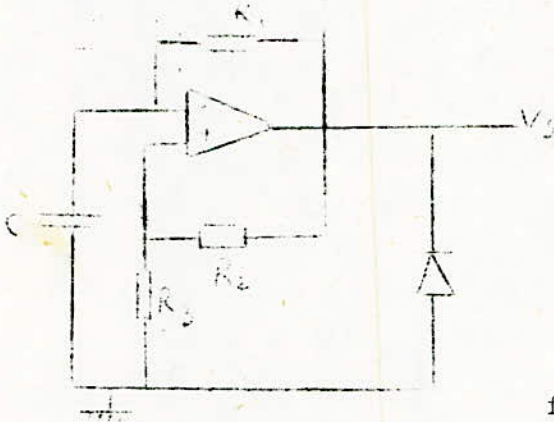


figure VII.8.

L'entrée (e+) de l'amplificateur est au potentiel  $V_+ = \frac{R_3}{R_2 + R_3} V_{sat}$ ;

TANT que la tension d'entrée (e-) reste inférieure à la tension (V+) la tension de sortie de l'amplificateur est  $V_s = + V_{sat} = + 15 V$ .

Durant cet instant, le condensateur C se charge à travers R1.

Au moment où la tension à l'entrée (e-) devient égale à la tension (V+), l'amplificateur bascule et la tension de sortie devient  $V_s = - V_{sat} = - 15 V$ .

$$e^- \text{ devient } e^- + \frac{R_3}{R_2 + R_3} V_{sat}.$$

Le condensateur se décharge alors à travers R1 et dès que (e-) = (e+) l'amplificateur bascule de nouveau et se trouve dans l'état initialement étudié.

voir figure VII.9.

.../...

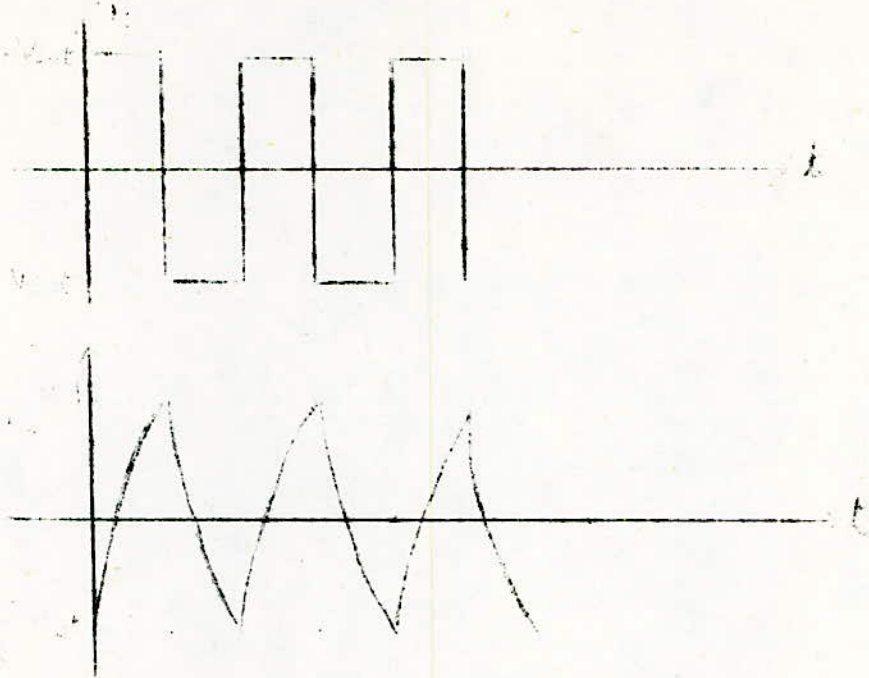


Figure VII.9.

Calcul de la période du multivibrateur.

La demi-période correspond au temps mis par l'entrée (e-) pour passer de

$$+ \frac{R_3}{R_2+R_3} V_{sat} \text{ à } - \frac{R_3}{R_2+R_3} V_{sat}.$$

La charge de C est décrite par l'équation :  $(e-) = A \exp\left(-\frac{t}{R_1 C}\right) + B.$

à  $t = 0$ .  $(e-) = A + B = \frac{R_3}{R_2+R_3} V_{sat}$

à  $t = \infty$   $(e-) = B = -V_{sat}.$

d'où  $A = \frac{R_2 + 2R_3}{R_2 + R_3} V_{sat}$

et  $(e-) = V_{sat} \left[ \frac{2R_3 + R_2 \exp\left(-\frac{t}{R_1 C}\right) - 1}{R_2 + R_3} \right].$

La demi-période est atteinte ( $t_1 = \frac{T}{2}$ ) lorsque:

$$- \frac{R_3}{R_3 + R_2} = \frac{R_2 + 2R_3}{R_2 + R_3} \exp\left(-\frac{t_1}{R_1 C}\right) - 1$$

soit  $t_1 = R_1 C \ln\left(1 + \frac{2R_3}{R_2}\right).$

La période s'écrit donc  $T = 2R_1 C \ln\left(1 + 2 \frac{R_3}{R_2}\right).$

Valeurs expérimentales:  $R_1 = 1 \text{ kn}$   
 $R_2 = R_3 = 15 \text{ kn}$   
 $C = 0,1 \text{ uf.}$

.../...



D'où  $T = 2,2 \cdot 10^{-4} \text{ s}$   
et  $f = 4,5 \text{ kHz}$ .

4) Etage de mise en forme. L'étage de mise en forme a été réalisé à l'aide des diodes et de résistance de  $1 \text{ k}\Omega$ .  
En effet la multiplication a été réalisée à l'aide de portes logiques "and" à base de diodes



figure VII.10.

La somme nécessaire pour l'augmentation de la durée de présence des impulsions a été réalisée à l'aide de portes logiques "OR" à base de diodes.



figure VII.11.

L'étage global de mise en forme est représenté par la figure VII.12.

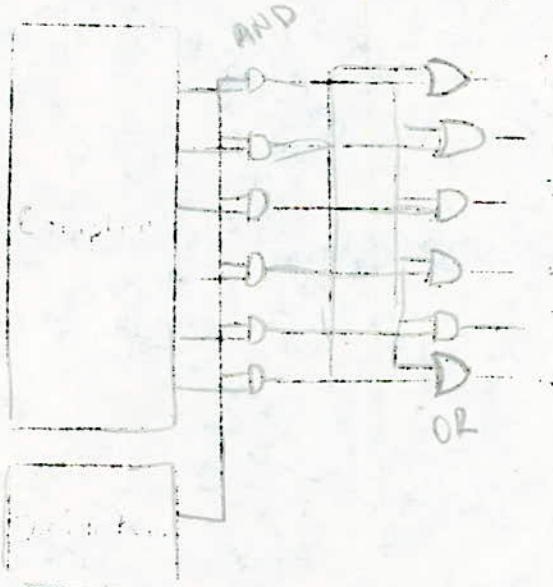


figure VII.12.

.../...

5) Etage amplificateur.

Les impulsions venant de l'étage de mise en forme ne peuvent amorcer les thyristors vu qu'ils transportent une faible puissance.

L'amplification en courant est réalisée à l'aide de 2 étages amplificateurs à transistors.

Le circuit est représenté par la figure suivante.

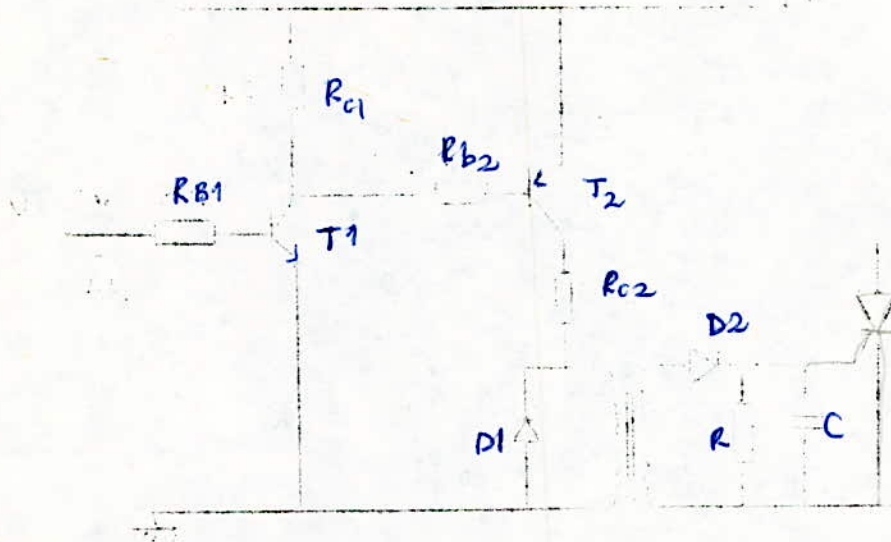


figure VII.13.

Les transistors utilisés sont:

type NPN: 2N 2219 dont le gain est  $B_{min} = 100$

type pnp: BC 636 dont  $B_{min} = 40$ .

Calcul des composants.

Le courant de gâchette est  $I_g = 170 \text{ mA}$  pour une tension  $V_{gk} = 5 \text{ V}$ .

Le transformateur d'impulsions est de rapport unitaire.

Les 2 transistors fonctionnent en régime de commutation.

L'équation des tensions au niveau du collecteur du transistor PNP est:

$$15 \text{ V} = V_{ce \text{ sat}} + R_{C2} I_{c2} + V_{gk}.$$

La tension de saturation  $V_{ce \text{ sat}}$  étant négligeable :  $R_{C2} = \frac{15 - V_{gk}}{I_{c2}} = 58,8 \text{ n}$

Nous avons pris une résistance de  $56 \text{ n}$ .

La puissance que doit supporter cette résistance pendant la demi-séquence correspondante est:

$$P = \frac{1}{2} R I^2 = \frac{1}{2} \times 56 \times (0,170)^2 = 0,8 \text{ Watts.}$$

Les résistances prises sont de  $56 \text{ n}$  ( $2 \text{ W}$ ).

Pour le fonctionnement en régime de saturation du transistor le courant de

base :  $I_{b2} > I_{b2 \text{ min}} = \frac{I_{c2}}{B_{min}} = \frac{170}{40} = 4,25 \text{ mA.}$

donc  $R_{B2} < \frac{15 - V_{CE1 \text{ sat}}}{I_{b2 \text{ min}}} = 3,5 \text{ k.} \dots/\dots$

Nous avons pris une résistance  $R_{B2} = 2,2 \text{ k}\Omega$  ( $\frac{1}{4} \text{ W}$ ).

De la même façon on détermine  $R_{C1}$  et  $R_{B1}$ .

Si  $R_{C1} = 15 \text{ k}\Omega$ .

alors  $15 \text{ V} = I_0 R_{C1} + V_{CE1 \text{ sat}} = I_0 R_{C1}$

$$\text{d'où } I_0 = \frac{15}{R_{C1}} = 1 \text{ mA.}$$

Le courant  $I_{C1}$  est la somme des courants  $I_0$  et  $I_{B2}$ .

$$I_{C1} = I_0 + I_{B2} = 7,8 \text{ mA} = \frac{15}{R_{C1}} + \frac{15}{R_{B2}}$$

Le courant de base du transistor NPN pour qu'il fonctionne en régime de saturation doit être

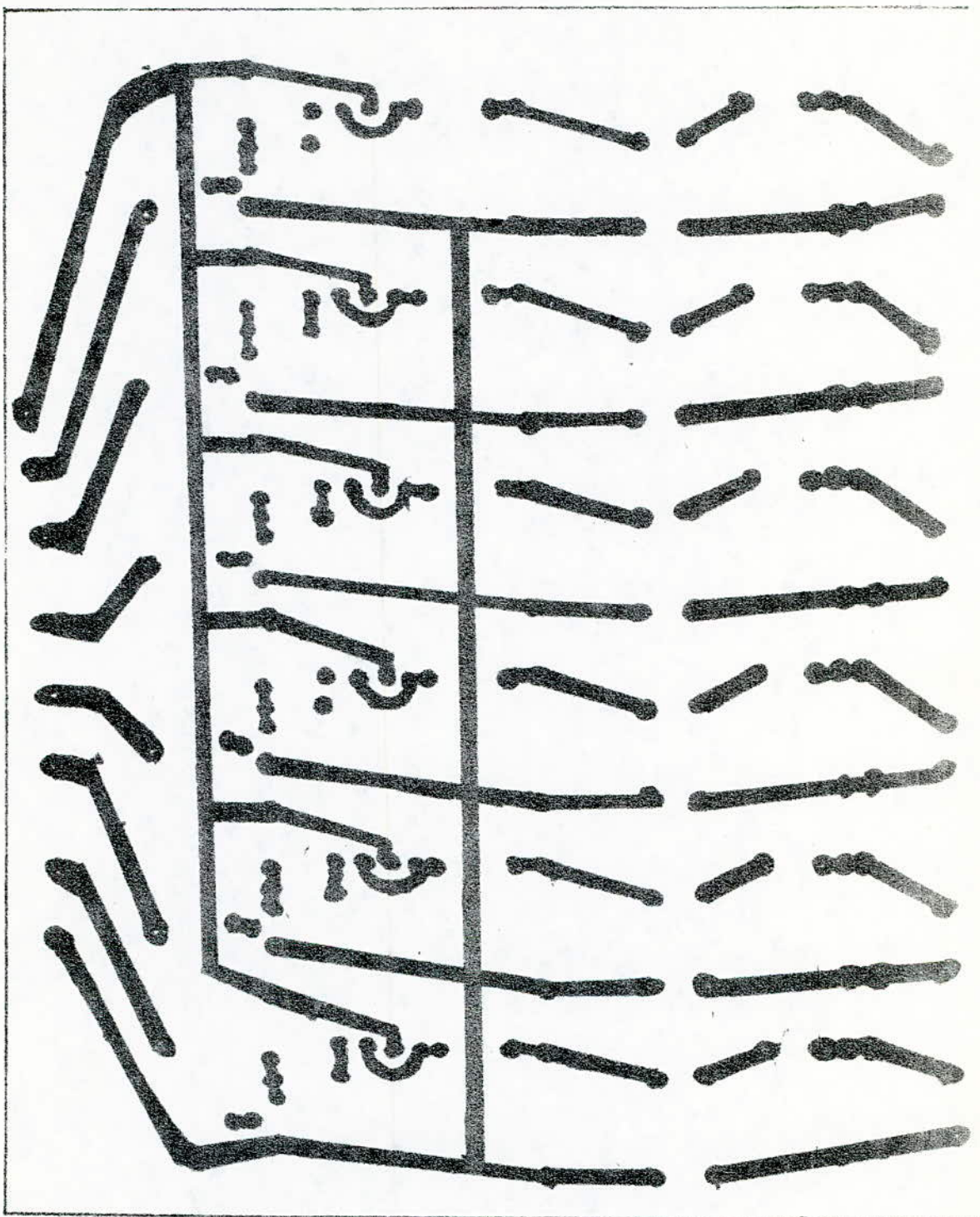
$$I_{B1} > I_{B1 \text{ min}} = \frac{I_{C2}}{\beta \text{ min}} = \frac{7,8}{100} \text{ mA.}$$

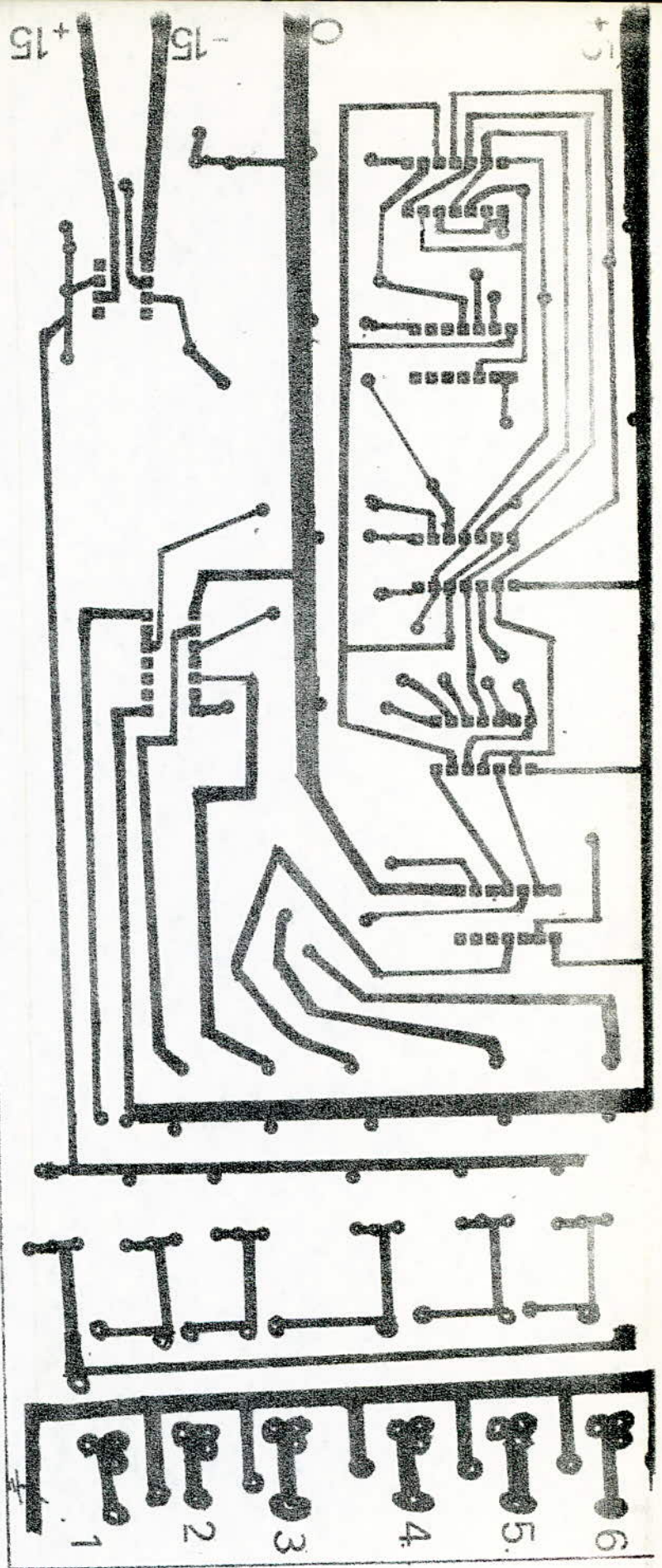
Comme  $I = \frac{V_e}{R_{B1}}$  avec  $V_e = 5 \text{ V}$ .

ceci nous amène  $R_{B1} < \frac{V_e \cdot 100 \cdot 10^3}{7,8} = 64 \text{ k}\Omega$ .

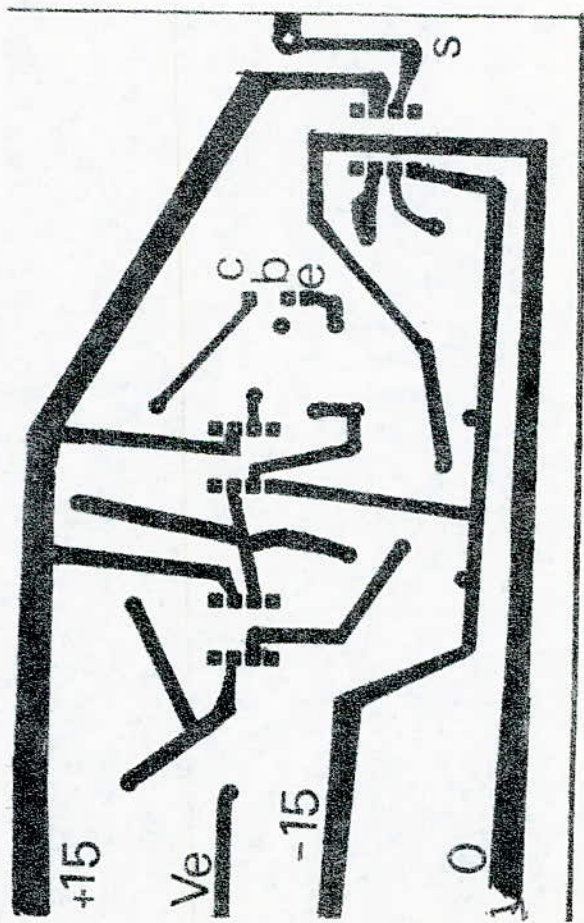
La valeur normalisée qu'on peut prendre est  $R_{B1} = 56 \text{ k}\Omega$ .

.../...





*Cote' Composant.*



*Cote Composant*

## D      C O N C L U S I O N

=====

Bien qu'ayant au départ peu de notions en électronique de puissance, cette présente étude nous a permis de combler cette lacune et d'approfondir nos connaissances dans un domaine qui étend de plus en plus son utilisation.

A travers ce travail nous avons été conduit à observer l'écart existant entre la théorie et les problèmes relevant de la pratique. Cette dernière engendre des problèmes auxquels on ne fait pas allusion en théorie. Notre travail n'est qu'un premier pas et peut être développé par la suite.

## BIBLIOGRAPHIE

- I ) **Traité d'électricité**  
**ELECTRONIQUE DE PUISSANCE**      H. BUHLER  
Ed. Georgi
- 2) **L'ELECTRONIQUE DE PUISSANCE**      G. SEGUIER  
Ed. Dunod
- 3) **COMMANDE ELECTRONIQUE DES MACHINES A COURANT ALTERNATIF.**  
**R. CHAUPRADE ET F. MILSANT**  
Ed. Eyrolles
- 4) **THYRISTORS & TRIACS**      H. LILEN  
Ed. Radio
- 5) **E lectricité industrielle**  
**Electronique : LES COMPOSANTS ACTIFS.**      A. GALICHON & F. LUCAS  
Ed. Delagrve





