

12/84

3ea

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

DEPARTEMENT : ELECTROTECHNIQUE

PROJET DE FIN D'ETUDES



SUJET

Association Onduleur Moteur Asynchrone

Realisation d'un Onduleur du Type

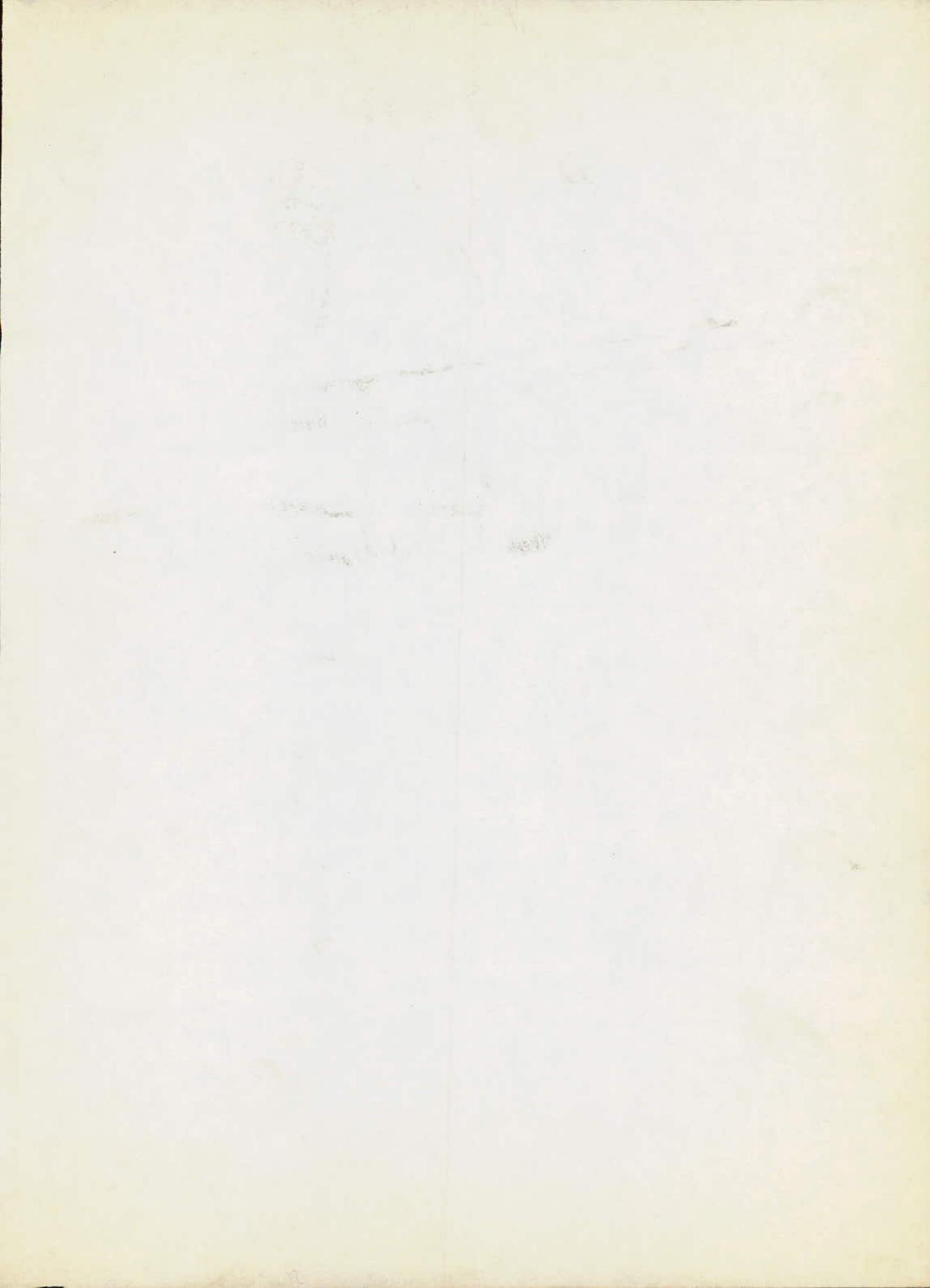
Sans Thyristors Auxiliaires

Proposé par :
K. MOUMENE
DOCTEUR INGENIEUR

Etudié par :
A - HASNIOU
A. ZAIDI
F. GUERMOUCHE

Dirigé par :
B. HEMICI
INGENIEUR





REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

—»O«—

Ministère de l'Enseignement et de la Recherche Scientifique

—»O«—

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE D'ALGER

—»O«—

DEPARTEMENT D'ELECTROTECHNIQUE

—»O«—

PROJET DE FIN D'ETUDES

—»O«—

INGENIORAT D'ETAT EN ELECTROTECHNIQUE

THEME

*Association Onduleur Moteur Asynchrone
Realisation d'un Onduleur du Type
Sans Thyristors Auxiliaires*

propose par :

K MOUMENE

Docteur Ingénieur

Suivi par :

B HEMICI

Ingénieur

Etudié par :

Abdelhamid HASNIOU

Abdelkader ZAIDI

Farid GUERMOUCHE

Promotion Janvier 1984

— Résumé —

Ce projet traite principalement l'étude et la réalisation d'un Onduleur autonome et son association à un moteur asynchrone. L'onduleur est un convertisseur statique transformant une tension continue d'entrée en une tension de sortie alternative. Il permet de faire varier la fréquence de sortie indépendamment de la tension d'alimentation.

— Summary —

This study treats essentially a static converter and its association to an induction machine. This converter gives alternating voltage from direct voltage. It permits to vary outlet frequency independently of alimentation voltage, then to vary induction machine speed.

— ملخص —

هذا المشروع يحتوي أساساً دراسة المكون
الذاتي واستقراره مع المحرك المصنوع
المكون يستطيع تحويل الجهد المتواصل إلى
الجهد المتناوب، كما يغير التردد الخارج
بدون علاقة مع جهد التغذية.

A nos parents,

A nos amis,

Nous dédions cette étude.

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

Nous tenons à remercier tous ceux qui ont participé à notre formation.

Nos remerciements vont également à monsieur MOUMEN pour avoir proposé cette étude et aussi à monsieur HEMICI pour l'aide et l'assistance qu'il nous a apporté.

Enfin que tous les assistants du labo magister trouvent ici l'expression de notre profonde sympathie.

II INTRODUCTION

Le développement des semi-conducteurs de puissance a permis le remplacement progressif des convertisseurs dynamiques, volumineux, coûteux et bruyants, par des convertisseurs statiques sûrs et rapides assurant les mêmes fonctions dans des bonnes conditions.

Parmi ces convertisseurs statiques, nous avons étudié l'onduleur autonome triphasé qui non seulement transforme la tension du continu vers l'alternatif mais encore sert de variateur de vitesse pour les machines asynchrones.

Dans cette étude, nous avons adopté un plan constitué de 2 parties:

- une première partie comporte 3 chapitres,
 - chapitre 1. il donne un aperçu général sur les semi-conducteurs (thyristors, diodes de jonction).
 - chapitre 2. traite de l'onduleur du type sans thyristors auxiliaires.
 - chapitre 3. à pour objet l'étude sommaire du moteur asynchrone, son comportement à $V/f = \text{constant}$, et enfin son association avec l'onduleur.
- Une deuxième partie concerne le côté pratique, comporte 2 chapitres:
 - chapitre 4. traite de la réalisation du circuit de puissance de l'onduleur.
 - chapitre 5. présente l'étude et la réalisation de la commande électronique de l'onduleur.

Et enfin, nous terminons par une conclusion.

1^{ERE}

PARTIE

	Page
I- 0 Définitions	4
I- 1 Diode	4
- Symbole de la diode	4
- Caractéristique de la diode	4
- Jonction sous tension directe	5
I- 2 Thyristors	5
1- Constitution	5
2- Caractéristique statique	6
3- Caractéristique dynamique	6
A - Phénomène d'amorçage	6
A ₁ - Amorçage sans courant de gachette	6
A ₂ - Amorçage par la gachette	6
- Temps d'amorçage	6
B - Phénomène de désamorçage	7
- Temps de désamorçage	7
4- Pertes dans un thyristor	7
5- Protection des thyristors	8

SEMI-CONDUCTEURS

I-0: Définition:

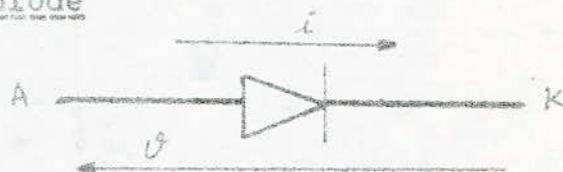
C'est un corps solide dont le nombre de charges mobiles responsable de la conductibilité dépend fortement de la température et est sensible à toute modification du cristallin en présence d'impuretés.

I-1 Diodes

La diode est un semi-conducteur constitué par une seule jonction PN. Quand la tension à ses bornes est positive elle tend à faire passer le courant c'est son état passant, et se bloque quand cette tension devient négative.

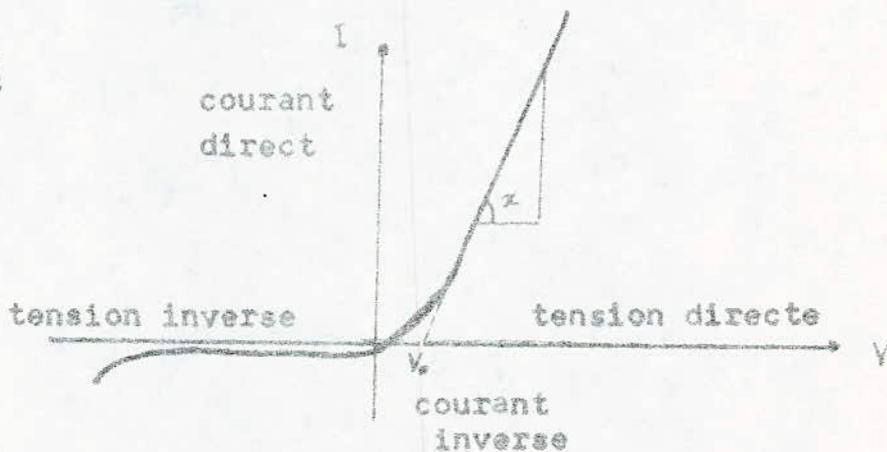
Symbole de la diode

Figure 1



Sa Caractéristique est:

Figure 2



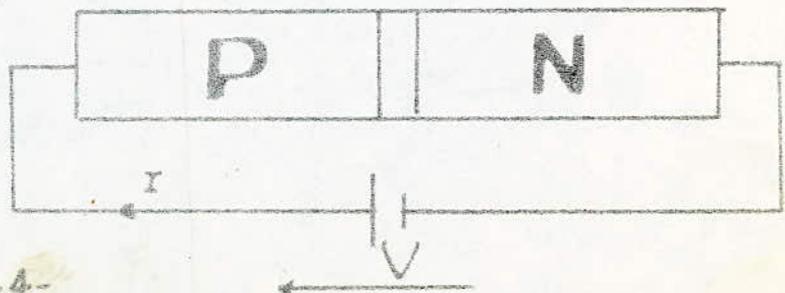
Au delà de V_0 (tension de seuil) la caractéristique est linéaire de pente x . On définit comme résistance dynamique l'inverse de $tg(x)$.

$$R_d = \frac{1}{tg(x)} = \frac{V_d}{I_d} \quad \text{donc} \quad V_d = V_0 + R_d I_d$$

Figure 3

Jonction sous tension directe (diode conductrice)

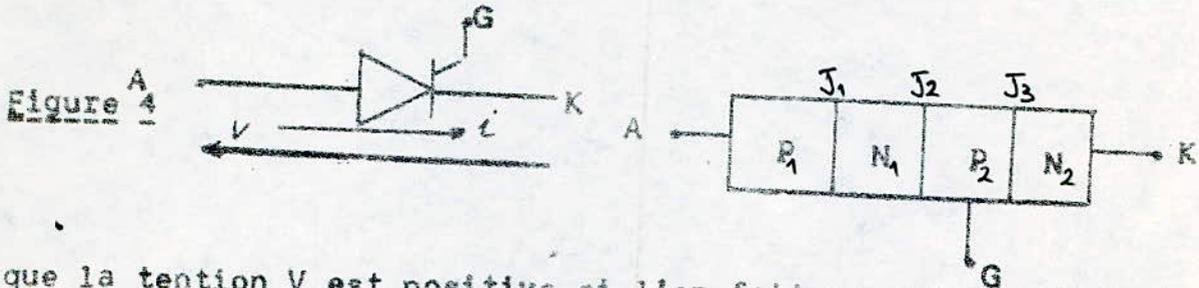
$$V_P - V_N = V(\text{positive})$$



1-2 Thyristors:

1-Constitution

Le thyristor est un semi-conducteur à trois jonctions, muni d'une électrode de commande appelée gachette (G).



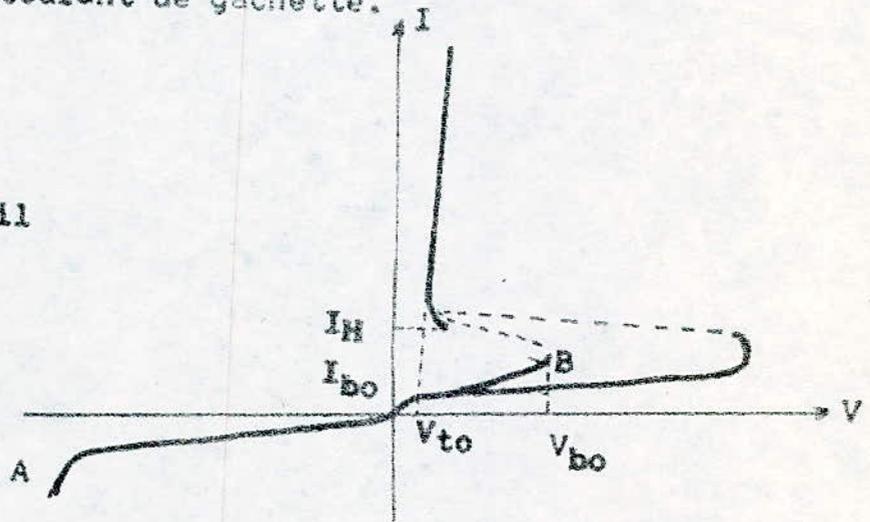
Lorsque la tension V est positive, si l'on fait passer une impulsion positive de courant entre la gachette et la cathode le thyristor devient passant et se comportera comme une diode tant qu'il est conducteur jusqu'à une valeur du courant direct, faible, appelé courant de maintien I_H .

2- Caractéristique statique (tension-courant):

C'est la caractéristique reliant la tension d'anode au courant principal avec comme paramètre le courant de gachette.

Figure 5

V_{to} : tension de seuil



la courbe (1) est obtenue pour $I_g = 0$

la courbe (2) est obtenue pour $I_g \neq 0$

a- Point de retournement (B):

C'est le point où la tension atteint une valeur maximale.

b. Courant de retournement (I_{bo}):

C'est le courant au point B.

c- Courant de maintien (I_H):

C'est le courant principal minimal nécessaire pour maintenir le thyristor à l'état passant.

Remarque:

Une élévation de température influe relativement sur V_{DO} et I_H pour les faire diminuer.

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

Le thyristor dissipe une puissance $P = U_{AK} \cdot I$

3- Caractéristiques dynamiques:

Elles concernent les temps relatifs à l'amorçage et au blocage ainsi que les vitesses de croissance de la tension d'anode dV/dt et du courant d'anode di/dt .

A- Phénomène d'amorçage:

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

A₁- Amorçage sans courant de gachette.

Lorsqu'on augmente la tension directe aux bornes du thyristor, la ddp appliquée à la jonction J_2 croît. Le champ électrostatique correspondant voit sa valeur augmenter, entraînant J_2 en régime d'avalanches.

L'ensemble des couches $N_1 P_2 N_2$ est alors assimilable à un transistor en régime de saturation. Cet amorçage est en général non désiré.

A₂- Amorçage par la gachette.

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

On donne une impulsion à la gachette, l'avalanche s'étend à toute la jonction. Il y a alors conduction.

a- Temps d'amorçage par la gachette (t_{gt}): Fig(6)

C'est la durée pendant laquelle le thyristor est commuté de son état bloqué à son état passant résultant d'une impulsion de gachette.

Le temps d'amorçage t_{gt} est défini comme temps entre 10% de valeur finale de l'impulsion de gachette et 10% de la valeur initiale de la tension d'anode (V_a).

Il est aussi la somme du temps de retard t_d et du temps de croissance t_r

$$t_{gt} = t_d + t_r$$

Généralement t_d est défini entre 10% de l'impulsion de gachette et 90% de la tension d'anode, et t_r est défini entre 90% et 10% lors de la décroissance de la tension d'anode.

B-Phénomène de désamorçage.

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

Lorsque la tension appliquée au convertisseur statique est alternative, le désamorçage est naturelle, on dit aussi commutation naturelle.

La plupart des systèmes source-charge n'ont pas la faculté de désamorcer eux mêmes le ou les thyristors qu'ils alimentent. Il faut faire appel à des circuits auxiliaires de commutation qui assurent à l'instant voulu l'inversion de la tension anode-cathode du thyristor conducteur afin d'annuler le courant et d'assurer son désamorçage.

Pour désamorcer un thyristor, il est nécessaire d'annuler le courant et d'appliquer une tension inverse, en particulier le montage dit sans thyristor auxiliaire illustre le principe de base.

B₁-Temps de désamorçage, t_q . (fig 7).

C'est le temps entre l'instant où le courant principal est devenu nul après commutation extérieure, et l'instant où le thyristor est susceptible de supporter une tension inverse élevée.

Le temps de désamorçage se compose de:

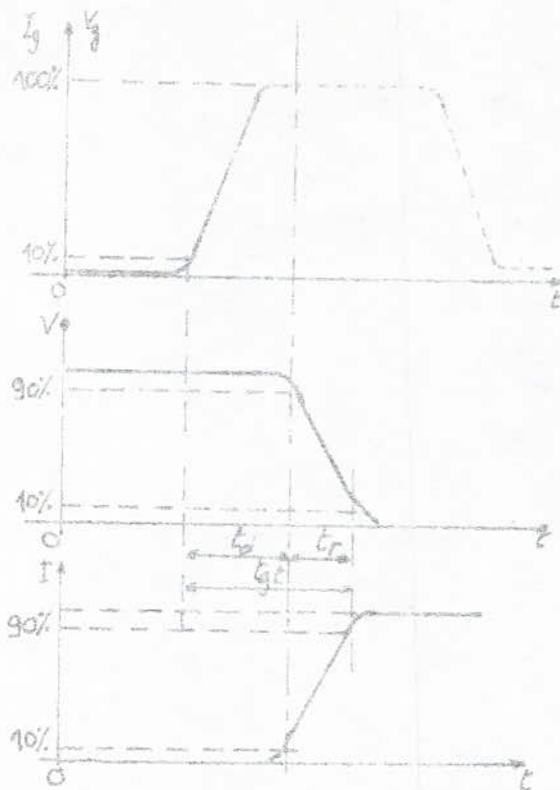
- a) temps de recouvrement inverse (t_{ri}).
- b) temps de recouvrement à la gachette (t_{rg}).

$$t_q = t_{ri} + t_{rg}$$

4-Pertes dans un thyristor

Les pertes d'origine électrique rencontrées dans un thyristor peuvent être ramenées à cinq types:

- Pertes par conduction qui sont d'ailleurs les plus importantes pour l'emploi des thyristors;
- Pertes par courant de fuite, le thyristor étant bloqué, aussi bien sous tension directe que sous tension inverse; elles sont généralement négligeables;
- Pertes dues au signal de commande; elles sont négligeables dans les applications usuelles des thyristors;
- Pertes à l'amorçage qui sont fonction de la fréquence et qui peuvent devenir importantes à haute fréquence;
- Enfin, les pertes durant le temps d'extinction. Elles sont souvent négligeables.



Figure(6) Diagramme des tensions et courants à l'amorçage (temps d'amorçage par la gachette).

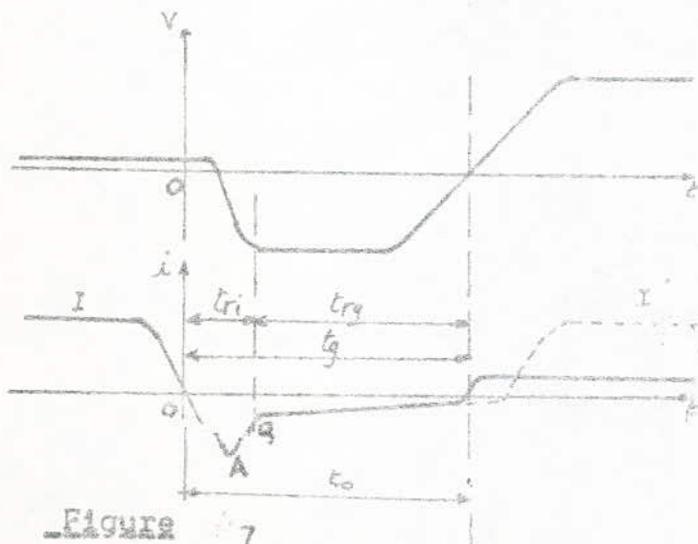


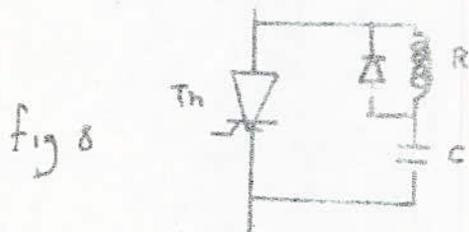
Figure 7 Diagramme des tensions et courants pendant le desamorçage (temps de desamorçage).

Protection des thyristors.

Les thyristors sont sensibles aux surtensions et surintensités; c'est pourquoi que l'on prévoit une protection.

1 Dispositif écrêteur. (fig 8)

on utilise un condensateur C en serie avec une resistance R; Le tout est place entre anode et cathode pour absorber l'energie lors d'une surtension. Ceci diminue aussi le taux de croissance dV/dt . En general en court-circuit la resistance qui limite le courant de décharge de C, par une diode, contre une tension d'anode positive.



2 Les surintensités sont limitées par une self de lissage à la sortie du redresseur. (fig 9)

3 Aussi l'on protège le circuit de gachette du thyristor contre les variations intempestives, par un circuit RC placé en parallele entre la gachette et la cathode sur le secondaire d'un transformateur d'isolement qui de plus protege galvaniquement le circuit de commande et de puissance. (fig 10).

4 Protection contre l'échauffement

On utilise un radiateur à ailettes, sur chaque thyristor, fait en aluminium; Celui-ci évacue la chaleur naturellement.

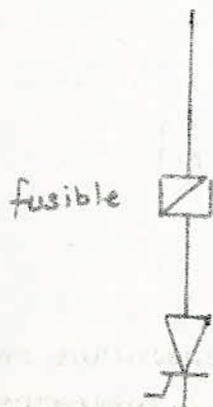


fig 9

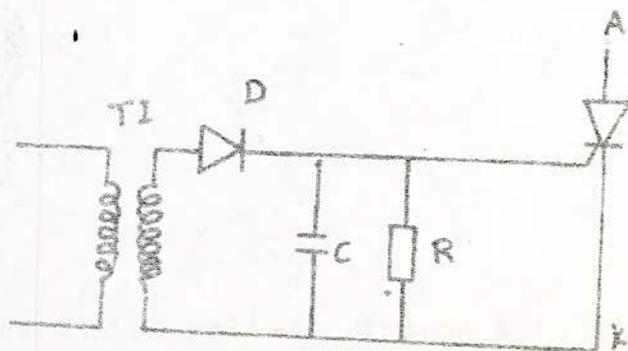


fig 10

C H A P I T R E I I

O N D U L E U R S A U T O N O M E S

	<i>Page</i>
1 - Définitions _____	11
2 - Onduleurs monophasés commutateurs de tension _____	11
2-1 Principe _____	11
2-2 Schéma de principe avec des interrupteurs _____	12
2-3 Schéma de principe avec les éléments réels _____	12
-Fonctionnement _____	13
-Courbe donnant le courant _____	14
2-4 Onduleurs avec circuit auxiliaire de commutation _____	
du type sans thyristor auxiliaire _____	15
-Phénomène de commutation _____	15
-Calcul du temps de commutation _____	17
-Montage amélioré _____	18
3 - Onduleur autonome triphasé _____	19
- Onduleur par commande à T/2 _____	19
- Courbes donnant les tensions suivantes: _____	
Tension des phases _____	21
Tension entre phases _____	21
Tension entre phases et neutre _____	22
- Analyse en série de Fourier des tensions obtenues _____	
a-Tension entre phase _____	23
b-Tension simple _____	24
- Diagramme des courants _____	25

CHAPITRE II

ONDULEURS AUTONOMES

1- Definitions. Un onduleur autonome est un convertisseur statique à thyristors assurant la transformation continu-alternatif quand du coté alternatif il n'ya que des recepteurs(éléments passifs). L'onduleur autonome détermine lui même(impose) la fréquence et la forme d'onde de la tension alternative fournie au recepteur; Contrairement a l'onduleur non autonome(ou assisté), relié à un réseau alternatif qui lui impose la fréquence et la forme d'onde, c'est le cas des redresseurs fonctionnant en onduleurs.

Parmi les nombreux domaines d'emplois des onduleurs autonomes on trouve principalement:

- 1-1. Onduleurs à fréquence fixe à commutation forcée. Alimentés le plus souvent par une batterie d'accumulateurs, ils jouent d'ordinaire le rôle d'alimentation de sécurité.
- 1-2. Onduleurs à fréquence variable à commutation forcée. Alimentés a partir du réseau industriel par l'intermédiaire d'un montage redresseur, ils délivrent la tension de fréquence et de valeur variables nécessaires pour faire tourner un moteur, a vitesse variable, a courant alternatif.

Dans les deux cas, la commutation des thyristors devra être recherchée par des circuits auxiliaires.

2- Onduleurs monophasés commutateurs de tension.

- 2-1. Principe. pour obtenir une tension alternative de fréquence variable a partir d'une source de tension continue, il faut:
 - a/ créer un point milieu auquel la charge sera connectée(en triphasé, c'est le neutre qui assume cette tâche).
 - b/ découper la tension continue et l'appliquer tantôt dans un sens($0 < t < T/2$) tantôt dans l'autre($T/2 < t < T$).avec T variable.

ainsi on obtient une tension alternative de forme d'onde rectangulaire de période T.

Tout ce qu'on vient de dire, peut être schématisé par un circuit contenant des interrupteurs.

-2-2. Schéma de principe avec des interrupteurs.

Soit une source de tension continue a point milieu, on place deux interrupteurs en série sous la tension E, (fig 1)

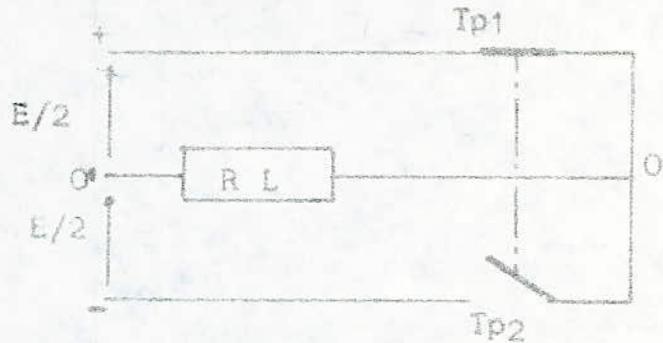


fig 1

Il faut évidemment que la fermeture de Tp_1 provoque l'ouverture de Tp_2 et vice versa, dans le cas contraire, il y aura un court circuit.

FONCTIONNEMENT

si Tp_1 est fermé pour $0 < t < T/2$ alors $v = E/2$

si Tp_2 est fermé pour $T/2 < t < T$ alors $v = -E/2$

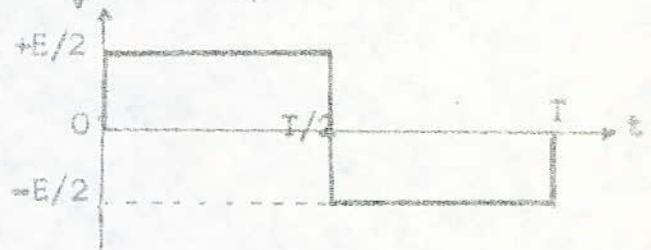


fig 2

forme de l'onde de tension obtenue

-2-3. Schéma de principe avec les éléments réels.

L'ouverture d'un circuit résistif et inductif pose toujours des problèmes à cause de l'énergie emmagasinée dans la self, pour cela le remplacement des deux interrupteurs par deux thyristors n'est pas suffisant, alors on rajoute une diode en parallèle inverse avec chaque thyristor; Car le plus souvent pendant l'ouverture d'un thyristor le sens du courant est donné, dans ce cas il ne peut y avoir annulation instantané du courant (pas de saut de courant), il passe par la diode de l'autre branche jusqu'à ce qu'il devienne nul, et c'est l'autre thyristor qui prend la conduction (fig 3).

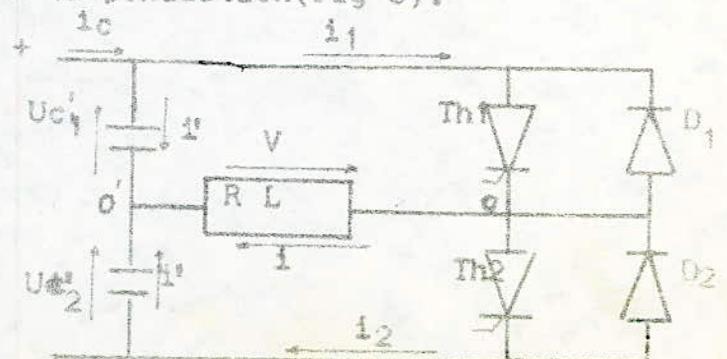


fig 3

Le point milieu a été réalisé à l'aide de deux condensateurs montés en série C_1 et C_2 sous la tension E .

Dans ce schéma chaque interrupteur T_p est remplacé par un thyristor Th et une diode D appelée diode de récupération.

Le rôle du thyristor est:

- d'écouler, pendant certains intervalles, le courant venant de la source.
- assurer, aux instants voulus, les commutations forcées.

Le rôle de la diode est:

- conduire quand l'onduleur renvoie du courant à la source au lieu d'en recevoir, d'où son nom de diode de récupération.

Pour avoir $U_{C1} = U_{C2}$ il faut que C_1 soit égal à C_2 .

On suppose que la capacité de C_1 et C_2 est assez forte pour que U_{C1} et U_{C2} varient peu de part et d'autre de $E/2$.

Fonctionnement: Pour aborder l'étude du fonctionnement de cet onduleur, nous supposons que,

- le récepteur est résistant-inductif.
- l'ensemble thyristor et circuit d'extinction comme un contacteur statique idéal (C.S) schématisé par une diode coupée de 2 traits.
- le temps d'amorçage et de désamorçage négligeable, c'est à dire la durée de commutation est négligeable devant la période T de conduction des deux thyristors.

On allume alternativement Th_1 et Th_2 de demi période en demi période $T/2$, la fréquence de sortie est égale au nombre d'allumage des deux thyristors par seconde.

Puisque la somme $U_{C1} + U_{C2} = E$ (constante).

$$\frac{d}{dt} (U_{C1} + U_{C2}) = 0$$

$$C dU_{C1}/dt = -C dU_{C2}/dt$$

Le courant i' de charge (ou de décharge) de C_1 est égal au courant de décharge (ou de charge) de C_2 .

Le courant sortant en O du point milieu du diviseur capacitif est égal à $2i$.

-Si i_c désigne le courant débité par la source,

/Si Th_1 conduit c'est à dire le point O est relié au potentiel plus de la source.

$$i_c = i_1 + i', \text{ or } i_1 = i = -2i',$$

Tel que i' égal au courant de charge de C_2 ou de décharge de C_1 .

Donc:

$$i_c = i_1 - i_1/2 = i_1/2.$$

$$\boxed{i_1 = 2i_c}$$

$$v = E/2$$

b/ Si Th_2 c'est à dire le point O' est relié au potentiel moins de la source.

$$i_c = i', \quad \text{or} \quad i_2 = -i = 2i'.$$

Donc:

$$i_c = i_2/2$$

$$\boxed{i_2 = 2i_c}$$

$$v = -E/2$$

remarque:

Le courant dans le redresseur conducteur est le double de celui débité (ou récupéré) par la source. D'où le nom de "doubleur de courant".

La tension aux bornes des thyristors bloqués est égale à $+E$.

C'est le cas de la tension aux bornes de Th_1 quand Th_2 (ou D_2) conduit la tension aux bornes de Th_2 quand Th_1 (ou D_1) conduit.

Le blocage de ces thyristors nécessite un circuit auxiliaire de commutation (l'amorçage de Th_1 doit interrompre la conduction de Th_2 puis céder à D_1 le soin d'écouler le courant i ; et l'amorçage de Th_2 doit interrompre la conduction de Th_1 puis céder à D_2 le soin d'écouler le courant i).

Courbe donnant le courant $i(t)$:

Pour tracer cette courbe il est nécessaire de connaître les caractéristiques de la charge.

Le récepteur étant résistant-inductif, l'onde de courant est en retard sur celle de la tension v .

Calcul du courant:

En supposant Th_1 conducteur

$$v = E = Ri + L di/dt$$

à l'instant $t = 0$; $i(0) = -i_0$.

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

$$i(t) = E/R \left[1 - \exp(-Rt/L) \right] - i_0 \exp(-Rt/L).$$

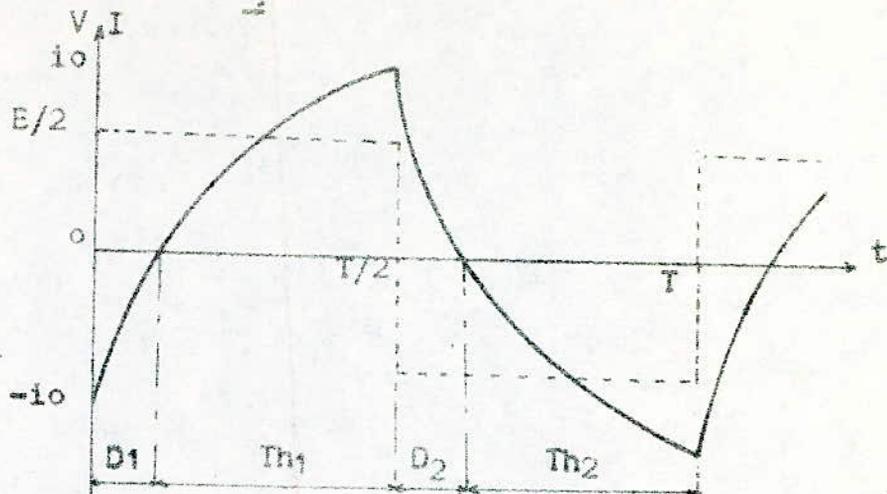
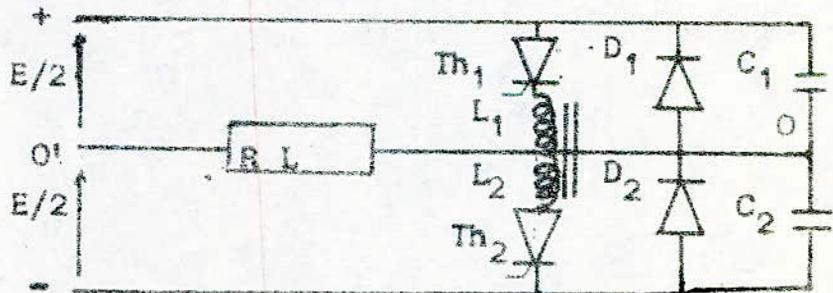


Fig 4. diagramme des courants et tensions.

-2-4. Onduleurs monophasés avec circuit auxiliaire de commutation du type sans thyristor auxiliaire.

A la figure 3, on ajoute deux condensateurs C_1 et C_2 de même capacité C au borne de chaque diode, et une bobine à point milieu d'inductance l , en série entre les deux thyristors.

fig 5



La bobine L s'oppose aux brusques variations du flux total qui la traverse et ne produit pas de chutes de tension inductive.

Les deux thyristors Th_1 et Th_2 assurent simultanément le rôle du thyristor principal et de thyristor auxiliaire de désamorçage, d'où son nom, circuit auxiliaire de commutation du type sans thyristor auxiliaire.

Phénomène de commutation (régime transitoire).

Supposant i constant pendant les intervalles de commutation, nous allons montrer comment le déclenchement du thyristor Th_2 fait passer le potentiel du point O' du ~~plus~~ de la source au potentiel moins,

quelque soit le sens de i .

De même le déclenchement du thyristor Th_1 sépare le point O' du potentiel moins et le relie au potentiel plus de la source

-Supposons Th_1 conducteur, le point O' est relié directement au plus de la source (chute de tension négligeable dans Th_1 et L_1), alors C_2 est chargé à la tension $+E$ et C_1 est déchargé ($U_{C1} = 0$), aussi la tension aux bornes de Th_2 est égale à $+E$.

-A l'instant $t = 0$, on amorce Th_2 (initiation à la commutation forcée), il entre en conduction ; La tension de C_1 et de C_2 ne peut varier instantanément (pas de saut de tension), la tension E apparaît aux bornes de L_2 une tension égale est induite dans L_1 portant le point "a" au potentiel $2E$ (car les deux tensions ont le même sens). Ainsi Th_1 est polarisé en inverse ($-E$ à ses bornes) et se bloque. Le courant de Th_1 est immédiatement transféré dans Th_2 pour le maintien des ampéretours dans la bobine à point milieu.

Durant ce temps, le courant de charge i_0 , sera maintenu par C_1 et C_2 . La tension appliquée à L_2 et celle induite dans L_1 diminuent à cause de la décharge de C_2 ; Dans le même temps, C_1 se charge.

Le courant dans Th_2 augmente de i_0 à I_m . Lorsque le condensateur C_1 est chargé et la tension U_{C2} atteint zéro la commutation est terminée.

Bien entendu, le temps de désamorçage doit être inférieur au temps de commutation.

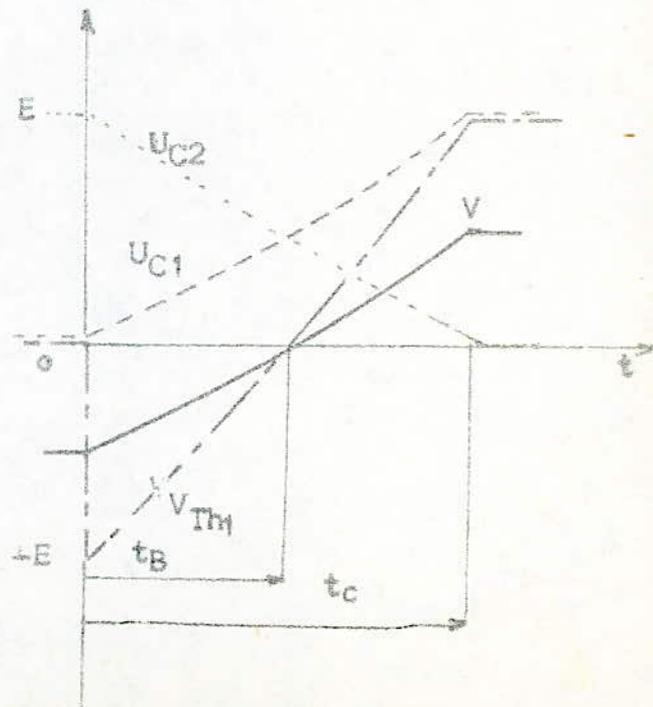
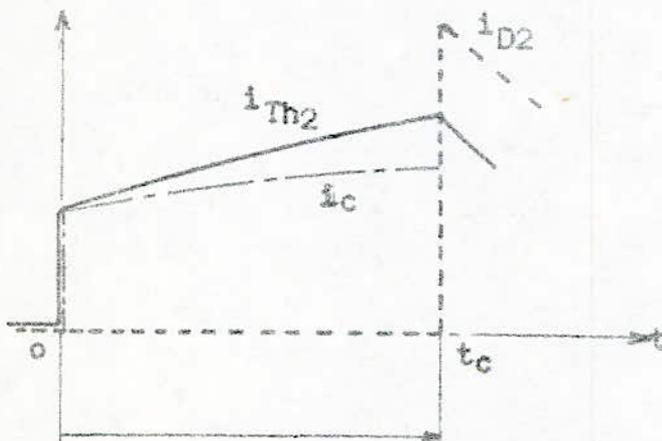


fig - 6
phénomène de commutation

Calcul du temps de commutation (t_c)

Le temps de commutation commence à partir de $t=0$ (amorçage de Th_2) et dure jusqu'à la charge complète de C_1 , c'est à dire lorsque $u_{c1} = E$.

L'équation différentielle de la charge du condensateur C_1 est :

$$u_{c1} + L \frac{di}{dt} = E$$

$$\text{avec } i_{c1} = C \frac{d u_{c1}}{dt}$$

$$\frac{d^2 u_{c1}}{dt^2} + \frac{1}{LC} u_{c1} = \frac{E}{LC}$$

Conditions initiales

$$u_{c1}(0) = 0$$

$$i_{c1}(0) = i \quad \text{tel que } i \text{ est le courant de la charge}$$

Après intégration on obtient :

$$u_{c1}(t) = E \left[1 - \cos \left(t / \sqrt{LC} \right) \right] + i \sqrt{LC} \sin \left(t / \sqrt{LC} \right)$$

D'où le temps de commutation

$$t_c = \sqrt{LC} \operatorname{arctg} \left(\frac{E}{i} \sqrt{C/L} \right)$$

Montage amélioré:

Du montage précédant on adjoint simultanément les deux améliorations suivantes:

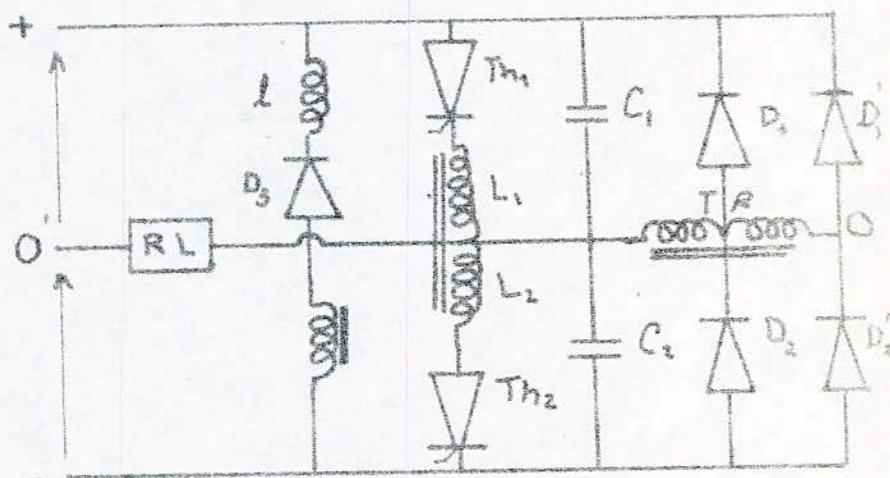
- Un autotransformateur TR et deux diodes D_1^i , D_2^i . Cette disposition permet de réduire les courants traversant Th_2 et D_2 et Th_1 et D_1 . Tout en renvoyant à la source par D_1^i et D_2^i une partie de l'énergie

de commutation induite dans les enroulements de TR;

2°)- Un enroulement supplémentaire de l'inductance de commutation est relié à la source à travers une inductance l' et une diode D_3 . Ainsi on diminue l'énergie stockée dans l'inductance L et par suite l'intervalle de temps de dissipation de l'énergie stockée à travers Th_2 et D_2 est notablement réduit.

Fig 7

Montage amélioré



3-Onduleurs autonomes triphasés

Les onduleurs triphasés sont composés de de trois branches (phases) identiques, chaque phase constitue un onduleur autonome monophasé du type sans thyristors auxiliaires. Elles sont toutes connectées aux bornes de la source de tension continue.

Le point milieu dans ce cas n'est pas nécessaire, c'est le point neutre réel ou fictif (montage étoile ou triangle) du récepteur triphasé qui assume cette tâche comme on l'a dit au début de ce chapitre.

Pour remplacer les deux condensateurs du diviseur capacitif qui servaient à donner de l'énergie réactive, on place aux bornes de la source sous la tension E un condensateur de valeur assez forte pour absorber le courant renvoyé par le récepteur (onduleur) à travers les diodes.

Ainsi on réalise le plus simple exemple des onduleurs triphasés (voir fig 8)

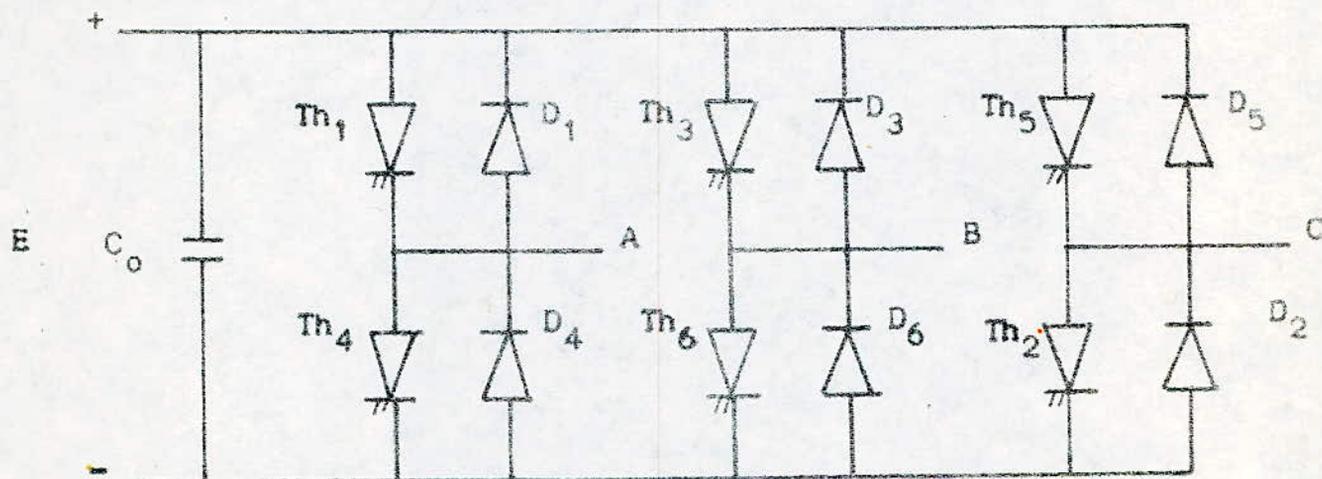


fig 8

L'ensemble thyristor et circuit auxiliaire de commutation (d'extinction) sont supposés comme un contacteur statique (cs) schématisé par des diodes coupées de deux traits.

Il existe deux types de commande de l'onduleur triphasé :

- onduleur par commande à 180° c'est à dire $t = T/2$
- onduleur par commande à 120° c'est à dire $t = T/3$

On traite seulement le premier type.

Onduleur triphasé par commande à $T/2$.

Les thyristors sont rendus conducteur pendant la moitié de la période ($T/2$).

On impose à cet onduleur d'assurer le déphasage de chaque thyristor à un numéro d'ordre n (de 1 à 6) et sa conduction dans la période démarre à $(n-1) T/6$.

L'extinction d'un thyristor n a lieu par l'amorçage du thyristor $(n+3)$ cependant dans ce cas, lors de la commutation il n'y a pas de court-circuit de la source.

On peut considérer l'onduleur triphasé comme constitué de trois mutateur (1-4 ; 3-6 ; 5-2) pris deux à deux et déphasés entre eux de $T/3$.

Les thyristors sont déclenchés de sixième de période en sixième de période ($T/6$) dans l'ordre suivant:

$Th_1, Th_2, Th_3, Th_4, Th_5, Th_6$.

Le déblocage de Th_1 pour $t=0$ relie le point A au potentiel (+) de la source, le déblocage de Th_4 à $t = T/2$ relie le point A au potentiel (-) de la source on suppose que l'amorçage de Th_4 conduit au désamorçage de Th_1 à l'aide du circuit axiliaire de commutation, pendant un temps très bref, qu'on n'a pas représenté.

Les deux autres branches font la même chose à $T/3$ ou $2T/3$ plus tard.

(Voir sequences de fonctionnement et diagrammes des tensions simples et composées Fig. 10).

Méthodes de calcul de la tension simple:

a)-

$$\vec{KC} = \frac{3}{2} \vec{NC}$$

$$\vec{KC} = \vec{KA} - \vec{CA}$$

$$\vec{KC} = \vec{KB} + \vec{BC}$$

$$2 \vec{KC} = 3 \vec{NC} = \vec{KA} + \vec{KB} + \vec{BC} + \vec{AC}$$

On a $\vec{KA} = -\vec{KB}$

$$3 \vec{NC} = \vec{BC} + \vec{AC} - \vec{CA}$$

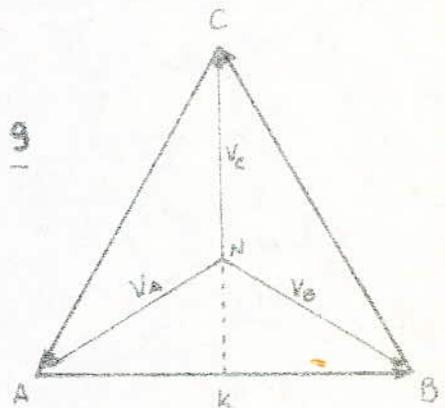
ou $\vec{NC} = \frac{\vec{BC} + \vec{AC}}{3} = \frac{U_{BC} - U_{CA}}{3}$

En tension : $V_C = \frac{U_{BC} - U_{CA}}{3}$

d'ou on deduit les autres

$$V_A = \frac{U_{CA} - U_{AB}}{3}$$

Fig 9



$$\vec{NC} = \frac{\vec{BC} + \vec{AC}}{3}$$

$$V_B = \frac{U_{AB} - U_{BC}}{3}$$

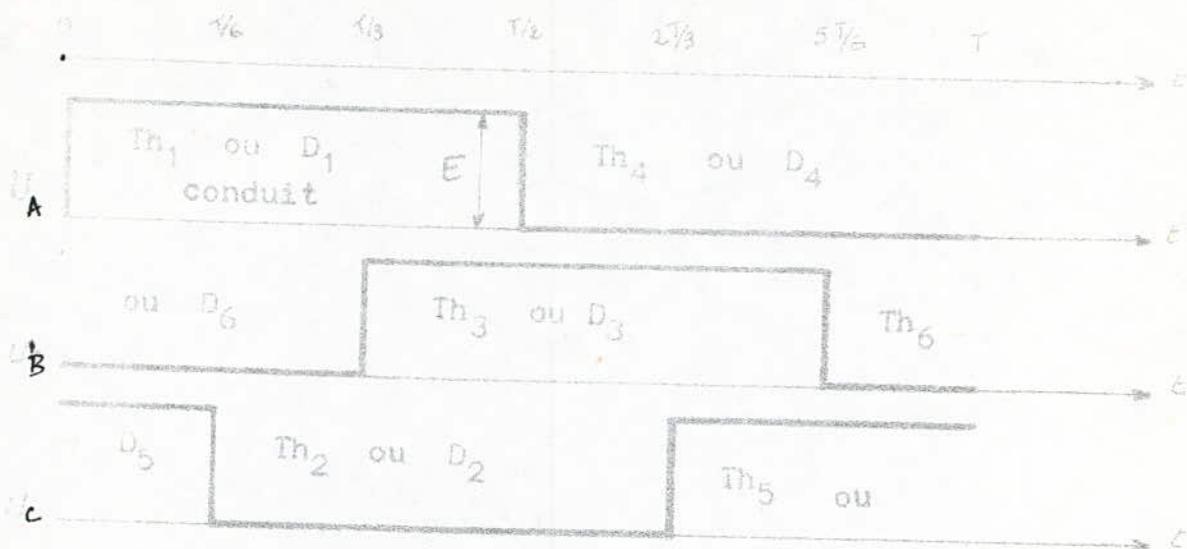


fig 10 a

Tension des phases A, B et C par rapport à la polarité négative de la source .

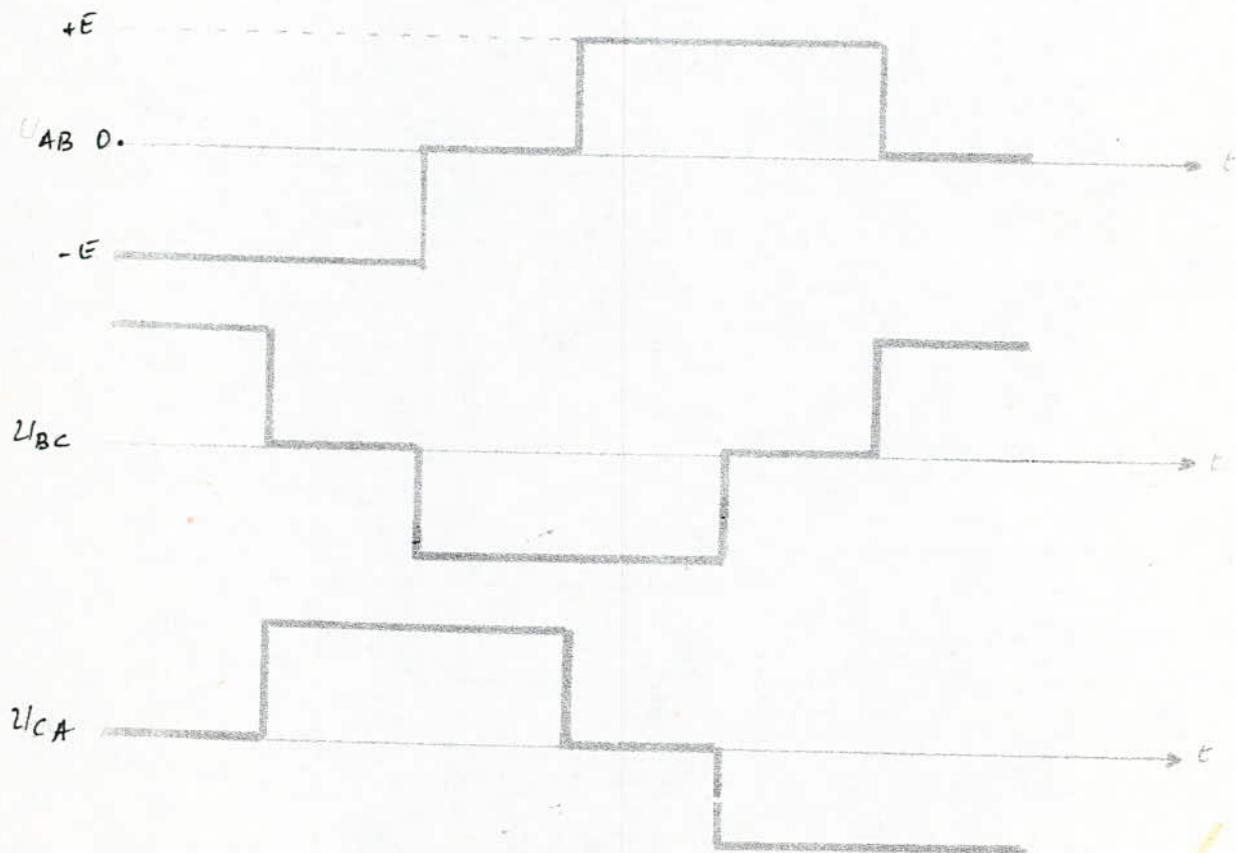


fig 10 b

forme d'onde des tensions entre phases

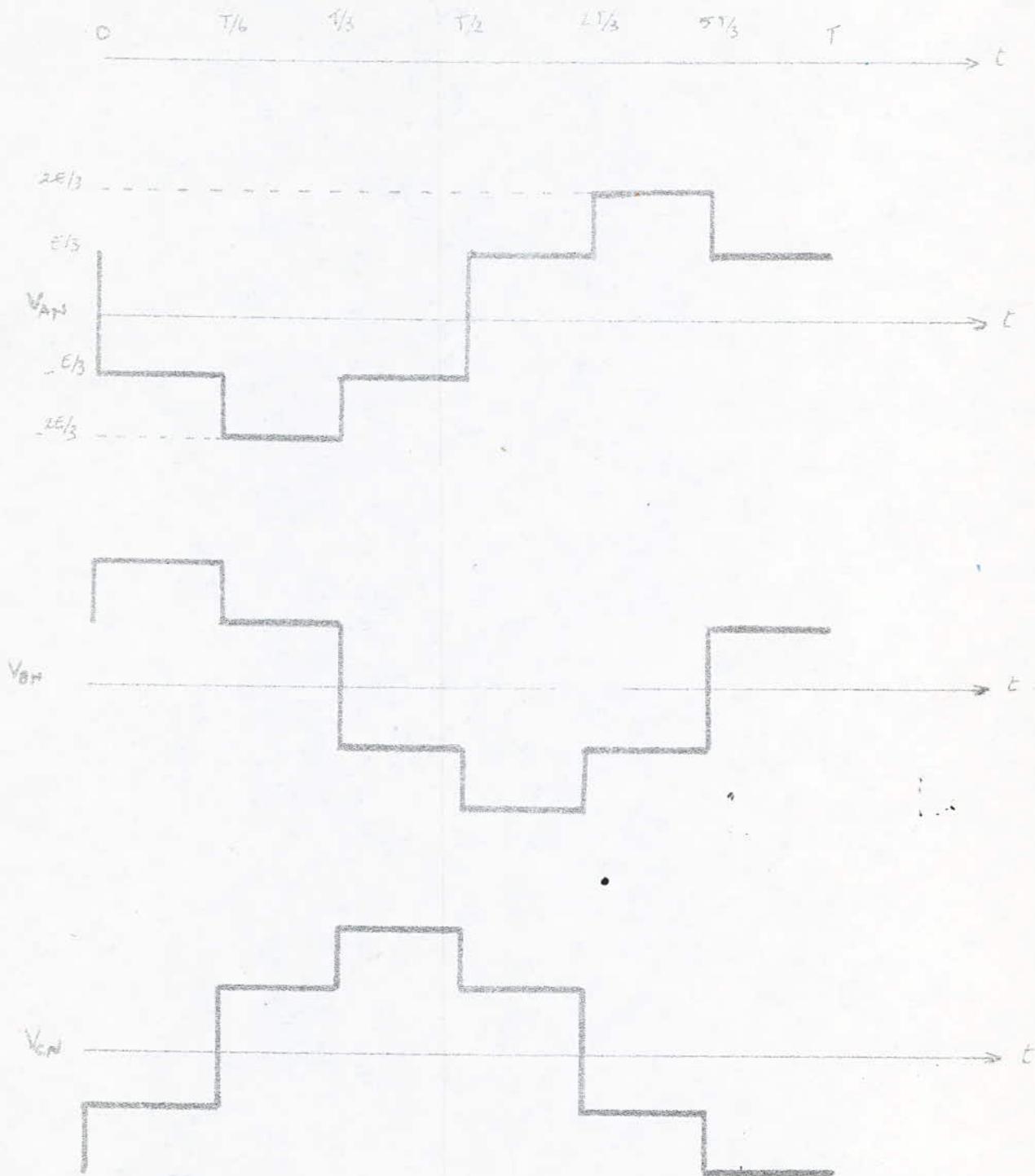


fig 10 c Allure des tensions **entre** phases et neutre

Et-

Calculons les sorties A, B, C avec trois charges RL montés en étoile

$$\begin{cases} U_{AB} = V_B - V_A \\ U_{BC} = V_C - V_B \\ U_{CA} = V_A - V_C \end{cases} \quad (1)$$

$$i_A + i_B + i_C = 0$$

Equation électrique:

$$\begin{aligned} V_A + V_B + V_C &= Ri_A + L \frac{di_A}{dt} + Ri_B + L \frac{di_B}{dt} + Ri_C + L \frac{di_C}{dt} \\ &= (R + L \frac{d}{dt}) (i_A + i_B + i_C) \end{aligned}$$

$$\text{Si } i_A + i_B + i_C = 0 \implies V_A + V_B + V_C = 0$$

Des équations (1) on tire :

$$V_A = \frac{U_{CA} - U_{AB}}{3}$$

Ainsi on déduit les autres tensions simples.

Analyse en série de Fourier des tensions obtenues:

a)- Tension entre phase

La tension $U_{AB} = u(t)$ est une tension périodique avec des paliers nuls et positifs pour $0 < t < T/2$ et des paliers nuls et négatifs pour $T/2 < t < T$; Elle est une fonction impaire.

On peut la décomposer en série de Fourier en écrivant:

$$u(t) = A_0 + \sum_{n=1}^{\infty} B_n \sin(n\omega t) + A_n \cos(n\omega t)$$

$$A_0 = \frac{1}{T} \int_0^T u(t) dt \quad ; \quad B_n = \frac{2}{T} \int_0^T u(t) \sin(n\omega t) dt.$$

$$A_n = \frac{2}{T} \int_0^T U(t) \cos(n\omega t) dt$$

La tension $U(t)$ étant une fonction impaire cela implique que :

$$A_0 = 0 \quad ; \quad A_n = 0$$

Il ne reste que les termes en sinus

Après avoir fait les calculs on obtient :

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

La valeur efficace de la tension $U_{AB} = u(t)$ est :

$$u_{\text{eff}} = E \sqrt{2/3}$$

Le fondamental de la tension $u(t)$ vaut :

$$u_{1\text{eff}} = \frac{E\sqrt{6}}{\pi}$$

b) - Tension simple

On prend par exemple la tension V_A , elle est impaire

$$A_0 = 0 \quad . \quad A_n = 0$$

tout calcul fait on obtient :

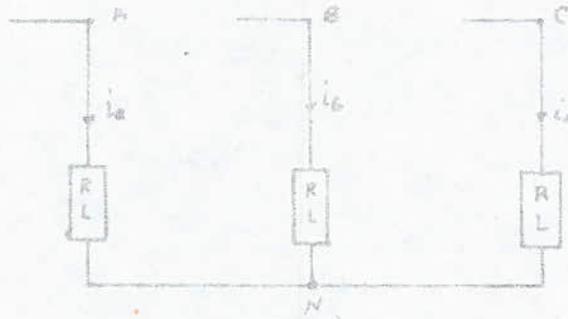
$$v(t) = \frac{2E}{\pi} \left[\sin(\omega t) + \frac{1}{5} \sin(3\omega t) + \frac{1}{7} \sin(7\omega t) + \right. \\ \left. + \frac{1}{11} \sin(11\omega t) + \frac{1}{13} \sin(13\omega t) + \dots \right]$$

Le fondamental vaut . $v_{\text{eff}} = \frac{\sqrt{2}}{\pi} E$

Diagramme des courants

Aux bornes des trois phases A B C en branche un récepteur triphasé. A l'aide des caractéristiques du récepteur on peut passer des tensions simples aux courants puis aux diagrammes de conduction (Fig 11)

fig 11



-Equation differentielle

Prenons par exemple la tension simple $V_A \equiv V_{NA}$

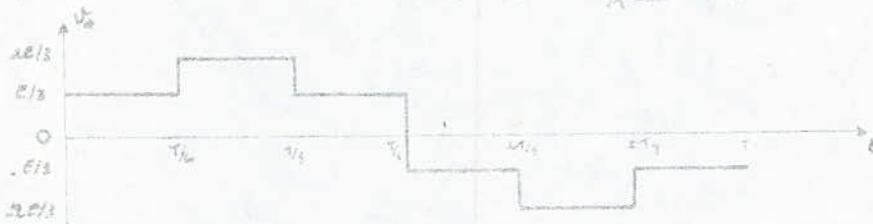


fig 12

- pour $0 < t < T/6$ on a $V_A = E/3$

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

à $t = 0$ le courant dans la phase A est égal à $-i_0$

après intégration on obtient le résultat suivant :

$$i(t) = \frac{E}{3R} \left(1 - \exp(-Rt/L) \right) - i_0 \exp(-Rt/L)$$

- pour $T/6 < t < T/3$ on a $V_A = 2E/3$

$$i(t) = \frac{E}{3R} \left(2 - \exp(-Rt/L) \right) - i_0 \exp(-Rt/L) - \frac{E}{3R} \exp(-R(t-T/6)/L)$$

Pour $T/3 < t < T/2$ on a $V_a = E/3$

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

Après intégration on obtient :

$$i(t) = \frac{E}{3R} (1 - \exp(-Rt/L)) + \frac{E}{3R} (\exp(-R(t-T/3)/L) - \exp(-R(t-T/6)/L)) - i_0 \exp(-Rt/L)$$

Nous aurons le même résultat en calculant le courant sur la demi-période qui reste ($T/2 < t < T$) mais inversé.

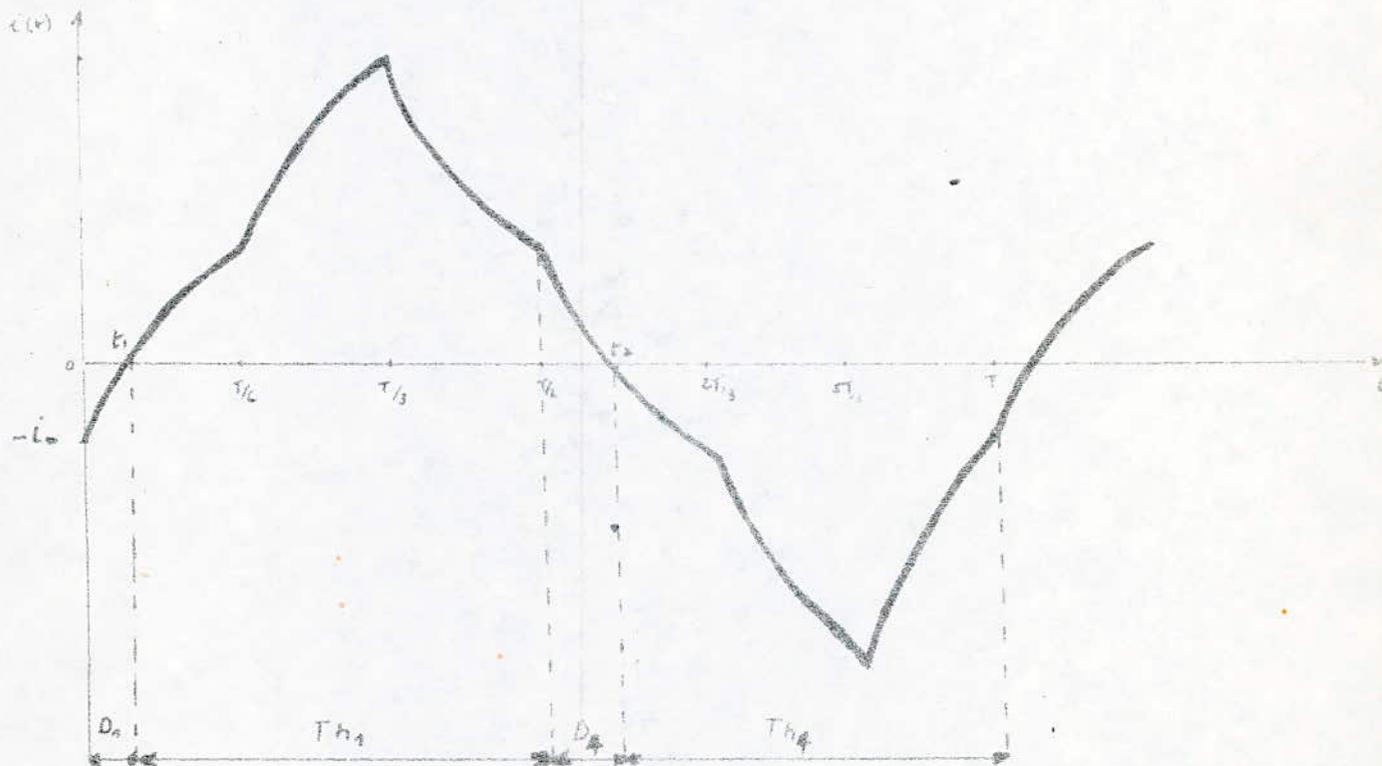


fig 13

Allure des courants de ligne (phase)

- pour $0 < t < t_1$ la diode D_1 conduit
- pour $t_1 < t < T/2$ Th_1 conduit (D_1 bloquée)
- pour $T/2 < t < 2T/3$ D_4 conduit
- pour $2T/3 < t < T$ Th_4 conduit

CHAPITRE III

M O T E U R A S Y N C H R O N E

A/ Rappels.

1°/ Définitions	28
2°/ Equations électriques de la machine	28
3°/ Bilan énergétique	30
4°/ Couples	30
5°/ Caractéristiques mécaniques	31
6°/ Diagramme du moteur	32

B/ Reglage de la vitesse.

1°/ Action sur le glissement	35
a) réduction des tensions d'alimentation	35
b) variation de la résistance secondaire	35
2°/ Action sur la fréquence	36
a) étude du courant	36
b) fonctionnement à flux constant	37
c) comportement du moteur à $V/f = \text{constant}$	37
- étude du courant	37
- étude du couple	38

C/ Association onduleur moteur asynchrone

1) Etude de la fmm résultante créée par les harmoniques de courant	41
2) Etude analytique	
a) Propriété des composantes des tensions en paliers optimisés	44
b) Expressions analytiques des courants et couples	44
c) Exemple	47

CHAPITRE III

MACHINE ASYNCHRONE TRIPHASEE

1-Définition:

La machine asynchrone est composée de deux armatures à $2P$ pôles, l'une est fixe l'autre est mobile, la première est appelée stator et la seconde rotor. Cette machine est basée sur l'entraînement d'une de ces armatures (rotor) par l'action d'un champ tournant.

1-1. Stator, appelé aussi inducteur ou primaire supposé triphasé et monté en étoile, il sera alimenté par des courants triphasés de pulsation ω créant un flux tournant à la vitesse synchrone:

$$N_s = f/p = \omega/2\pi p \quad (\text{tr/s})$$

1-2 rotor, séparé du stator par un entrefer étroit d'épaisseur constante et se comporte comme le secondaire d'un transformateur statique mis en court-circuit et tournant à la vitesse N .

1-3. Le glissement, c'est l'écart des vitesses angulaires synchrones Ω_s et réelle Ω rapporté à la vitesse synchrone.

$$g = \frac{\Omega_s - \Omega}{\Omega_s} = \frac{N_s - N}{N_s}$$

avec:

$$N_s = \Omega_s/2\pi \quad (\text{tr/s}) \quad ; \quad N = \Omega/2\pi \quad (\text{tr/s})$$

2-Etude du fonctionnement d'une phase au stator et au rotor.

2-1. Equations électriques de la machine asynchrone:

$$r_1 \bar{I}_1 + j L_1 \omega \bar{I}_1 + j M \omega \bar{I}_2 = \bar{V}_1$$

$$r_2/s \bar{I}_2 + j L_2 \omega \bar{I}_2 + j M \omega \bar{I}_1 = 0$$

avec:

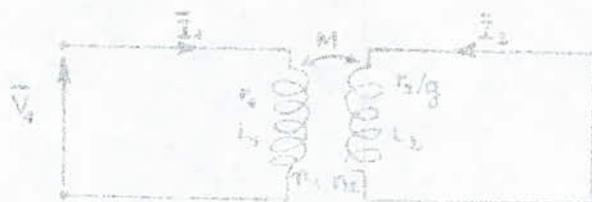
L_1 et L_2 inductances cycliques propres au stator et rotor

M : mutuelle inductance cyclique

\bar{I}_1 et \bar{I}_2 : courants au stator et au rotor

\bar{V}_1 : tension simple au stator

En ramenant la tension et les courants au prim. ire, le système d'équations (1) correspond à un transformateur statique avec secondaire court-circuité et résistance secondaire égale à la résistance réelle divisée par le glissement.



(fig 1)

Désignons par:

$$\left. \begin{aligned} L_1 &= L_1 - mM \\ L_2 &= L_2 - \frac{M}{m} \end{aligned} \right\} \text{ Inductances cycliques de fuite}$$

$$m = \frac{k_1 n_1}{k_2 n_2} \left\} \begin{aligned} &\text{Rapport de transformation} \\ &\text{dont } k_1 \text{ et } k_2 : \text{coeff. de bobinage} \\ &\quad n_1 \text{ et } n_2 : \text{nombre de conducteurs/phase} \end{aligned}$$

$X_m = m\mu\omega$: réactance magnétisante

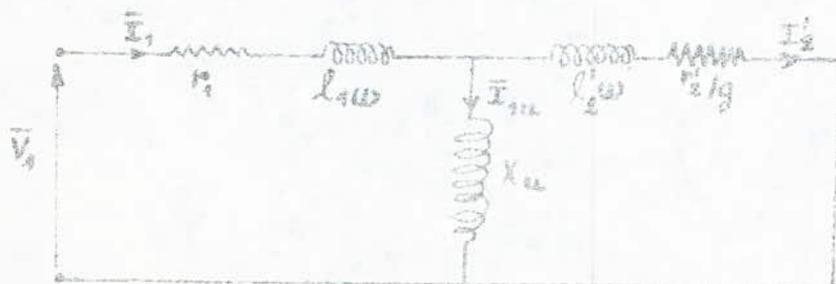
$$r'_2 = m^2 r_2 ; l'_2 = m^2 l_2 ; \quad \bar{I}'_2 = - \frac{\bar{I}_2}{m}$$

On a les relations qui deviennent:

$$\bar{V}_1 = (r_1 + j l_1 \omega) \bar{I}_1 + j X_m \bar{I}_{1m}$$

$$j X_m \bar{I}_{1m} = (r'_2/g + j l'_2 \omega) \bar{I}'_2 \quad \text{et } \bar{I}_{1m} = \bar{I}_1 - \bar{I}'_2$$

Le schéma alors sera:



(fig 2)

2-2. Bilan énergétique.

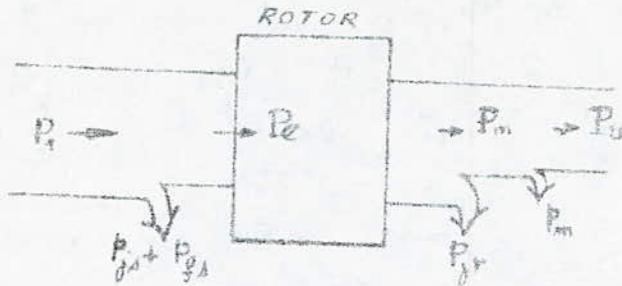


fig 3

- Le moteur absorbe la puissance électrique au réseau (P_1)

$$P_1 = 3 V_1 I_1 \cos(\varphi_1)$$

- puissance transmise au rotor (P_e):

$$P_e = P_1 - (P_{jA} + P_{jS}) = 3 \frac{R_2'}{s} I_2'^2$$

- Puissance mécanique (P_m):

$$P_m = P_e - P_{jr} = P_e - 3 R_2' I_2'^2 = P_e - g P_e = (1-g) P_e$$

- Puissance utile (P_u):

$$P_u = P_m - P_m$$

- rendement (η):

$$\eta = P_u / P_1$$

Conclusion: On remarque qu'il est très intéressant de travailler à glissement faible pour un meilleur rendement.

3- Couples:

- couple électromagnétique

$$C_{em} = \frac{P_e}{\Omega_1} = \frac{P_m}{\Omega} = \frac{P_m}{\Omega_s (1-g)}$$

- couple utile

$$C_u = \frac{P_u}{\Omega} = C_m - \frac{p_m}{\Omega}$$

4. Caractéristiques mécaniques.

a) Pour calculer le couple en fonction du glissement, on effectue une simplification sur le circuit équivalent général. celle-ci consiste à négliger $L_1 \omega I_1$ et r_1 . Ainsi, on peut rendre X_u en aval comme suit:

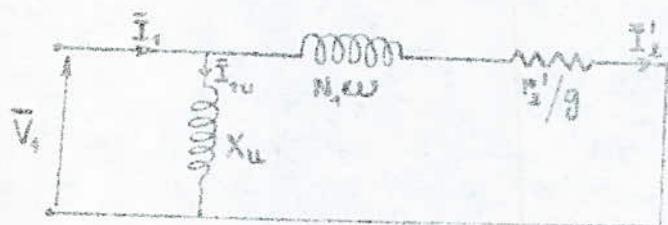


fig 4

avec $N_1 = L_1 + L_2$

d'où:
$$\bar{V}_1 = (jN_1\omega + \frac{r_2'}{g}) \bar{I}_2'$$

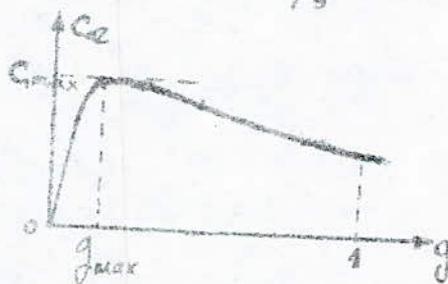
Et le couple:
$$C_e = \frac{P}{\Omega_s} = \frac{3r_2'}{g\Omega_s} I_2'^2 = \frac{3V_1^2}{\Omega_s} \cdot \frac{r_2'/g}{(\frac{r_2'}{g})^2 + (N_1\omega)^2}$$

en posant $K = 3V_1^2 / \Omega_s$

$$C_e = K \cdot \frac{r_2'/g}{(\frac{r_2'}{g})^2 + (N_1\omega)^2} = K \frac{r_2'}{r_2'/g + g(N_1\omega)^2}$$

fig 5

avec $C_{max} = \frac{K}{2N_1\omega}$
 $g_{max} = \frac{r_2'}{N_1\omega}$



b) Caractéristiques C(N).

A partir de la relation précédente du couple, on déduit le graphe couple en fonction de la vitesse du rotor.

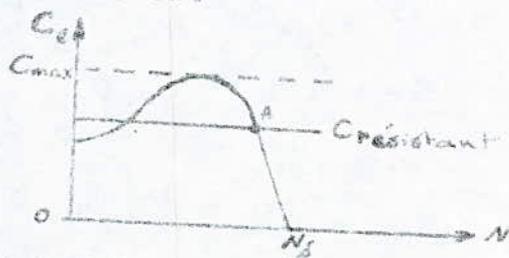


fig 6

Pour $C_r = C_{ste}$, il y a stabilité si dC/dN est négatif (point A)

remarque: Dans la caractéristique $C(g)$, le moteur fonctionne en frein pour g supérieur à 1 et en générateur pour g négatif.

3- Diagramme précis du moteur asynchrone:

a) A l'aide de la relation (1), si on élimine I_2 , il vient:

$$\bar{Z} = \frac{\bar{V}_1}{\bar{I}_1} = r_1 + jL_1\omega + \frac{gM^2\omega^2}{r_2 + jgL_2\omega}$$

Le lieu du vecteur \bar{Z} est un cercle dont les points particuliers sont les suivants:

$$g=0 \Leftrightarrow \bar{Z}_0 = r_1 + jL_1\omega$$

$$g=\infty \Leftrightarrow \bar{Z}_\infty = r_1 + jL_1\omega + \frac{M^2\omega}{jL_2} = r_1 + j\omega\left(L_1 - \frac{M^2}{L_2}\right)$$

$$\bar{Z}_\omega = r_1 + j\sigma L_1\omega \quad \text{avec } \sigma = \frac{L_1L_2 - M^2}{L_1L_2}$$

coordonnées du centre:

$$g = \frac{r_2}{jL_2\omega} \quad \text{donc } \bar{Z}_\omega = r_1 + jL_1\omega - j\omega \frac{M^2}{2L_2}$$

Pour un moteur donné, alimenté sous tension constante, lorsque le glissement varie, l'extrémité du vecteur représentant le courant primaire se déplace sur un cercle.

Ce diagramme circulaire est très utilisé car:

- il permet d'obtenir rapidement les diverses caractéristiques du moteur,
- on peut le tracer facilement à partir d'essais à puissance réduite: essai à vide, essai à rotor calé sous tension réduite.

b) Constructions pratiques (voir fig 7).

A vide on a I_0 et P_0 , on déduit φ_0 d'où le point M_0

tel que : $\cos \varphi_0 = P_0 / 3V_1 I_0$

en court circuit, on a I_1 et P_1 on déduit d'où le point M_1

avec : $I_1 = I_{acc} \frac{V_1}{V_{1cc}}$; $\cos \varphi_1 = P_{cc} / 3V_{1cc} I_{acc}$

Le cercle passe par M_0 M_1 et son centre est sur la médiatrice $M_0 M_1$ situé sur l'horizontale passant par M_0 .

La droite des puissances sera représentée par $M_0 M_1$ car $P_m = 0$ pour $N = N_s$ ($g=0$) et $N=0$ ($g=1$) et la droite des couples par la droite $M_0 M_\infty$ car $P_e = 2\pi N_s C$ est nulle pour $N=N_s$ et $g=\infty$

On adopte l'échelle des puissances:

$1\text{mm} = 3V_1 \cdot a$ (watts)

et des couples : $1\text{mm} = 3V_1 / 2\pi N_s$ (a.mN) et (0: ampères)

Pour un point de fonctionnement M du moteur asynchrone, dont le stato: est branché en étoile, on a:

$I_1 = OM$; $\varphi_1 = (\widehat{OM}, v_1)$; $I_2' = M_0 M$

$P_1 = HM$; $Q_1 = OH$; $P_0 = HK$

$P_s = P_{fs} + P_{js} = HL$; $P_e = LM$; $C = P_e / \omega$

$P_{jr} = LN$; $g = P_{jr} / P_e = LN / LM$; $P_{js} = LK$

$P_m = P_u = NM$; $\eta = NM / HM$

$M_0 M_1$ marque la diminution des pertes mécaniques

Remarque :

Dans la suite de l'étude du moteur asynchrone nous ferons les hypothèses simplificatrices suivantes:
Saturation, pertes fer, pertes mécaniques et pertes supplémentaires négligeables.

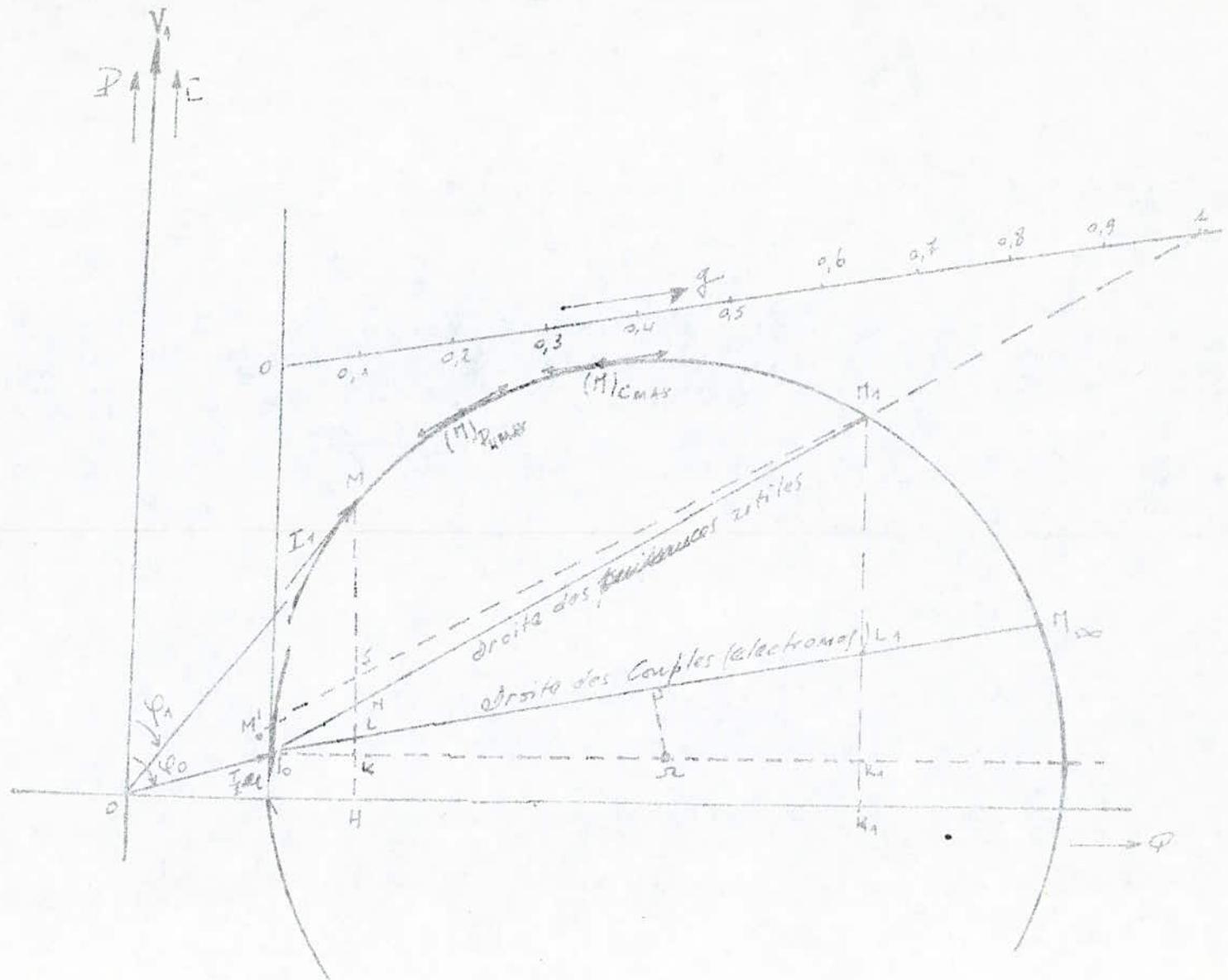


fig 7 Diagramme du moteur asynchrone.

2) Reglage de la vitesse.

Puisque la vitesse $N = \frac{f}{p} (1-g)$ donc pour la faire varier on doit soit sur le glissement g soit sur la fréquence

-1. Action sur le glissement.

il existe deux procédés essentiels:

a) réduction des tensions d'alimentation.

on alimente le moteur par des tensions de fréquence constante et on diminue la valeur de ces tensions.

Ce procédé consiste à interposer un gradateur triphasé entre le réseau et les bornes du moteur (fig 9).

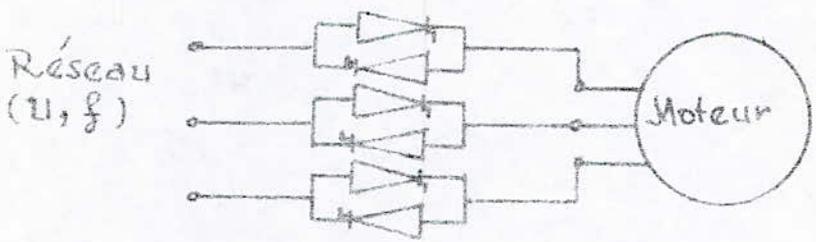
par phase deux thyristors montés tête-bêche contrôlent l'un l'autre et l'autre le retour du courant. En retardant à chaque alternance l'entrée en conduction du redresseur correspondant, on diminue la tension appliquée au moteur (fig 10).

b) variation de la résistance secondaire.

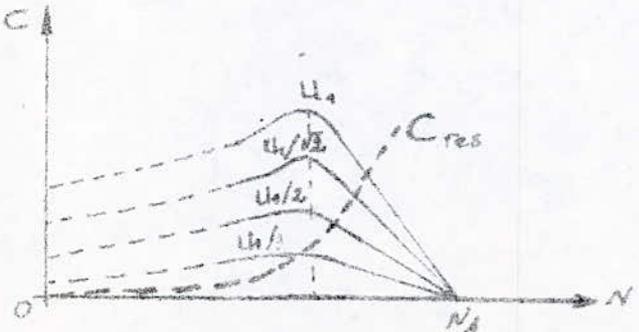
Ce procédé utilise un rhéostat au secondaire, à mesure que la résistance secondaire augmente, le glissement croit (fig 11).

remarque. ces deux procédés sont utilisés pour des déplacements lents et des positionnements précis, ils se font au détriment du rendement puisque

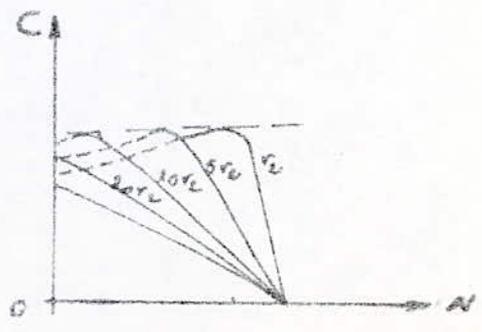
$$\eta \sim 1 - g$$



(fig 9)



(fig 10)



(fig 11)

-2. Action sur la fréquence.

Pour un vrai réglage de la vitesse du moteur, on fait varier la fréquence des tensions d'alimentation avec la valeur de ces tensions. La première loi possible de variation de l'amplitude est une variation linéaire en fonction de la fréquence.

$$V_1 = Kf_1$$

étude du courant.

Reprenons les expressions (1) du chapitre 2, et tirons \bar{I}_1 en éliminant I_2 tout en posant: $\omega_2 = g \omega_1$

on trouve:
$$\bar{I}_1 = \frac{V_1}{\omega_1 \left(\frac{r_1}{\omega_1} + j L_1 + \frac{M^2}{(r_2/\omega_2) + j L_2} \right)} = \frac{V_1}{\omega_1 \left(\frac{r_1}{\omega_1} + j L_1 + \frac{M^2}{(g r_2/\omega_1) + j g L_2} \right)}$$

Pour $V_1/\omega_1 = \text{constante}$, le point représentatif de I_1 dans le plan complexe décrit à ω_1 fixe et ω_2 variable un cercle (C_{ω_1}) tangent aux deux cercles C_{Δ_1} et C_{Δ_2} respectivement inverses des droites Δ_1 et Δ_2 , les points de tangence correspondant aux deux valeurs particulières du glissement $g=0$ et $g=\infty$.

remarque:

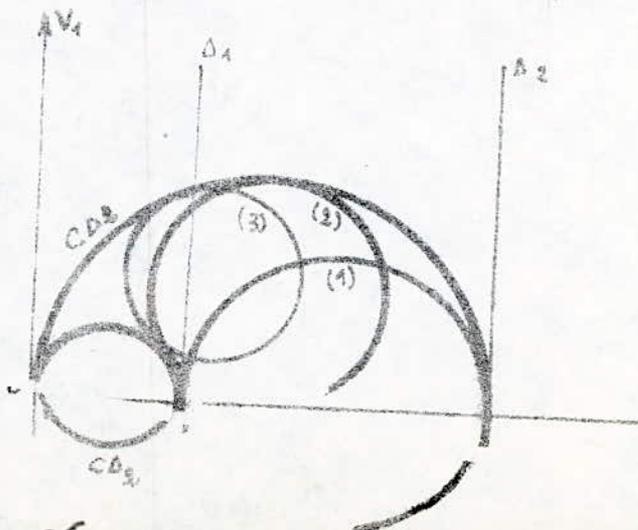
pour des fréquences élevées, la résistance statorique joue un rôle négligeable par rapport aux réactances, donc les lieux des courants sont peu modifiés:

$$\bar{I}_1 (\omega_2 \rightarrow \infty) = \frac{V_1}{j \omega_1 L_1} \cdot \frac{1}{\frac{r_2}{\omega_2} + j \sigma L_2}$$

$$\bar{I}_1 (\omega_2 \rightarrow 0) = \frac{V_1}{\omega_1} \cdot \left(\frac{1}{\frac{r_2}{\omega_1} + j L_2} \right)$$

Pour ω_1 infinie, le cercle (C_{ω_1}) est sur l'axe imaginaire, puis pour ω_1 décroissante il y a basculement du cercle dont le rayon décroît avec ω_1 (cercles 2 et 3).

(Fig 12)



- Fonctionnement à flux Constant

Si on désigne par Φ le flux d'entrefer de la machine, on a :

$$j \Phi = E_1 / \omega_1$$

avec : $\bar{E}_1 = V_1 - (r_1 + j l_1 \omega_1) \bar{I}_1$

Pour une approximation où la résistance propre r_1 et l'inductance de fuite d'une phase statorique négligeables, on aura :

$$V_1 \approx E_1 = 4,44 f_1 n_1 \Phi_{max}$$

donc

$$\Phi_{max} = \text{constante} \iff V_1 / f_1 = \text{constante}$$

Dans le cas général, sans faire cette approximation on réalise de façon approchée un fonctionnement à $\Phi_{max} = \text{constante}$, c'est à dire on écrit $V_1 = k_1 \omega_1 + k_2 / \omega_1$, car V_1 est croissant en fonction de \bar{I}_1 et d'autre part proportionnelle à ω_1 .

avec $k_1 = V_1 / \omega_1$

$k_2 =$ déterminé à partir de la tension et du courant nominaux de la machine.

Dans le plan $(V_1, |\bar{I}_1|)$ on obtient une famille de droites parallèles dépendant de ω_1 .

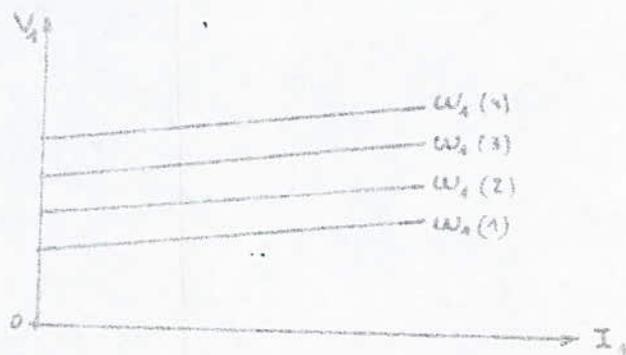


fig 13

3-1 Etude du comportement du moteur avec ω_1 variables et $V_1 / \omega_1 = \text{cte}$.

a) - Etude du courant \bar{I}_1 .

Le schéma équivalent (fig-1) pour $\bar{I}_1 = \bar{I}_{1u} + \bar{I}_2'$ donne

$$\bar{I}_1 = \frac{V_1}{\omega_1} \left(\frac{1}{j \omega_1 M} + \frac{1}{\frac{r_2'}{\omega_2} + j l_2'} \right)$$

On considère l'expression :

$$\bar{Y} = \frac{1}{j \omega_1 M} + \frac{1}{\frac{r_2'}{\omega_2} + j l_2'}$$

On voit que \bar{Y} ne dépend que de ω_2 .

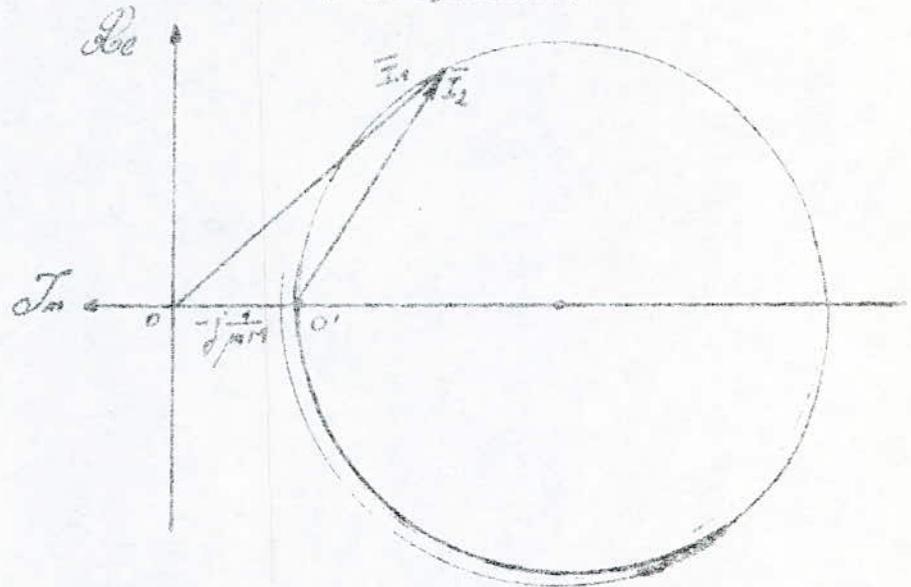
Dans le plan complexe $j l_2' r_2' / \omega_2$ est une droite parallèle à l'axe des réels, donc :

$1 / (j l_2' r_2' / \omega_2)$ est un cercle centré sur l'axe imaginaire.

Remarque:

A Φ_{ind} = constante le courant absorbé I_1 ne dépend que de la pulsation ω des courants rotoriques. L'extrémité du vecteur \vec{I}_1 décrit dans le plan complexe un cercle centré sur l'axe imaginaire.

Figure 14



Etude du couple

On reprend l'expression du couple:

$$C = \frac{V_1}{f_1} \cdot \frac{r_2'}{g + g(N_1 \omega)^2}$$

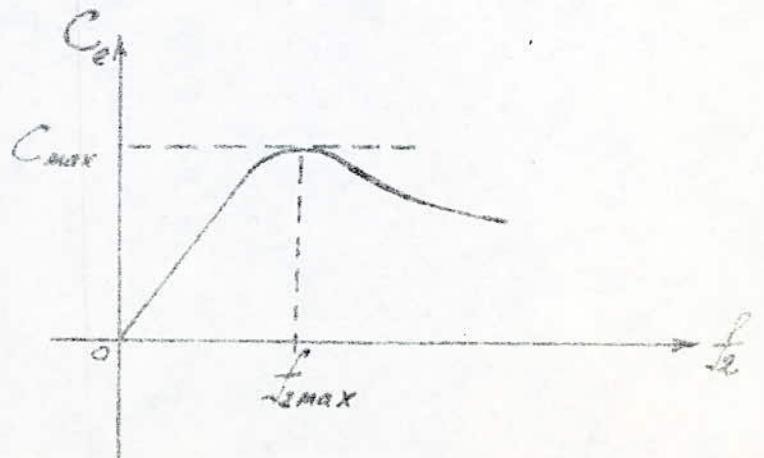
et on pose $N_2 = \frac{f_1}{p}$; $f_2 = g f_1$
 $\cos \frac{f_2}{f_1} = p(n_1 - n) = p m \frac{n_1 - n}{n_1} = \frac{f_2}{f_1}$

On obtient:

$$C = \lambda \frac{r_2'^2}{4\pi^2 N_1^2 \frac{f_1}{f_2} + \frac{r_2'^2}{f_2}} \quad \text{avec} \quad \lambda = 3 \frac{p V_1^2}{2\pi f_1^2}$$

$$f_{2max} = \frac{r_2'}{2\pi N_1}$$

$$C_{max} = \frac{\lambda}{4\pi N_1}$$



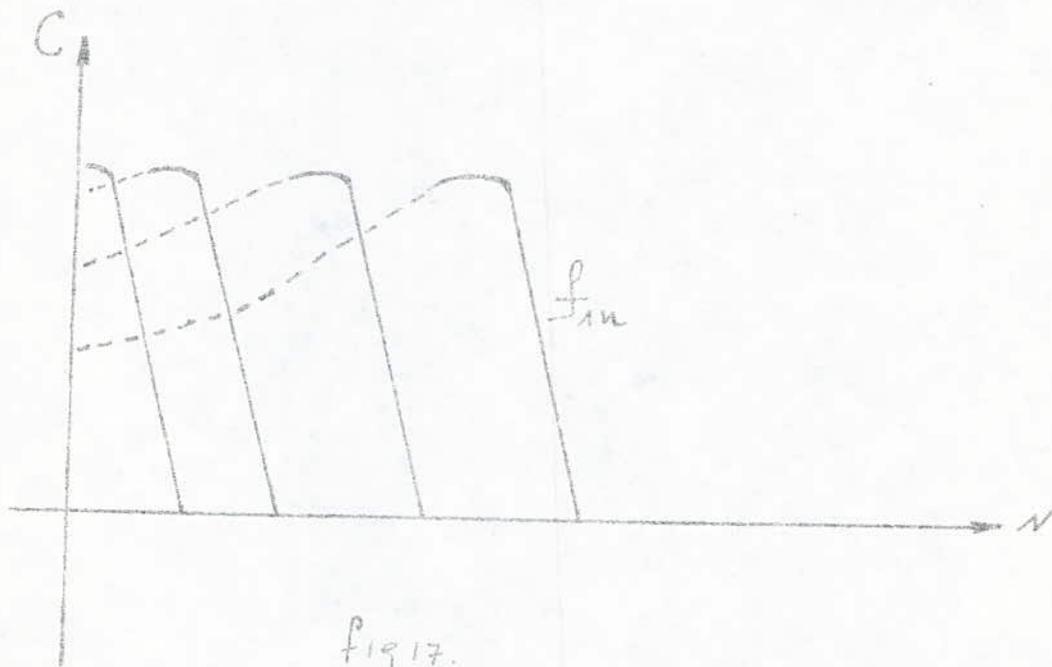
Pour f_2 tendant vers zéro le couple électromagnétique maximal tend également vers zéro, donc pour de faibles valeurs de fréquence d'alimentation, on ne peut obtenir que de faibles couples; Ceci est dû qu'à f_1 et alors V_1 faibles; les chutes de tensions statoriques deviennent excessives diminuant ainsi le flux d'entrefer.

Conclusion:

Pour une amélioration quant à un bon fonctionnement du moteur asynchrone et à différentes vitesses, on doit assurer la double condition:

$$f_2 = \text{constante} \quad \text{et} \quad \Phi_{\text{max}} = \text{constante}$$

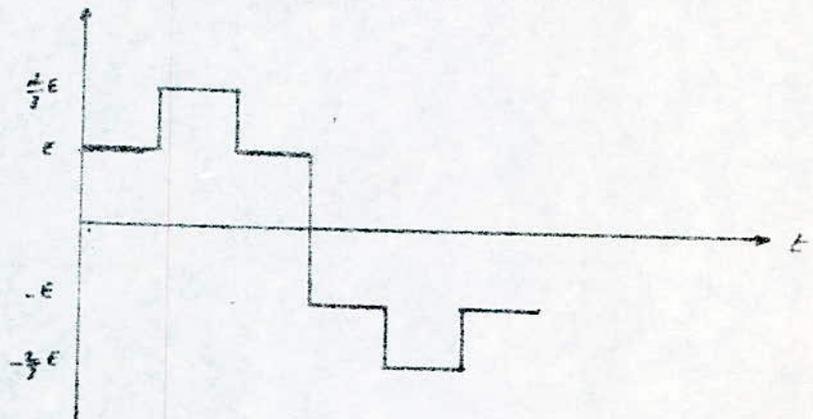
Et alors pour différentes fréquences comme $C_e \sim \Phi_{\text{max}}^2$, on obtient une famille de parallèles dans la partie utile.



C- ASSOCIATION ONDULEUR MOTEUR ASYNCHRONE

Le moteur est destiné à être alimenté par un onduleur triphasé délivrant trois tensions rectangulaires déphasés de 120° . Entre phase et neutre la forme de l'onde de tension est différente elle est formée de six paliers, non nuls, par période.

figure 18



La décomposition en série de Fourier donne:

$$u(t) = \frac{2E}{\pi} \left\{ \sin(\omega t) + \frac{1}{5} \sin(5\omega t) + \frac{1}{7} \sin(7\omega t) + \frac{1}{11} \sin(11\omega t) + \frac{1}{13} \sin(13\omega t) + \frac{1}{6K \pm 1} \sin[(6K \pm 1)\omega t] + \dots \right\}$$

Avec $K = 1, 2, 3, \dots$

Appliquons cette tension au moteur. Le montage étant en étoile, des caractéristiques du moteur on déduit les courants dans les phases statoriques.

$$i(t) = I_1 \sin(\omega t - \varphi_1) + I_5 \sin 5(\omega t - \varphi_5) + I_7 \sin 7(\omega t - \varphi_7) + \dots + I_n \sin n(\omega t - \varphi_n) \quad \text{avec } n = 6k \pm 1.$$

-1- Etude des F M M résultantes créées par les harmoniques de courant

- Avant d'aborder cette étude on suppose que:
- La machine est à répartition sinusoidale.
 - La machine est multipolaire.

Pour F.M.M. on a la représentation suivante:

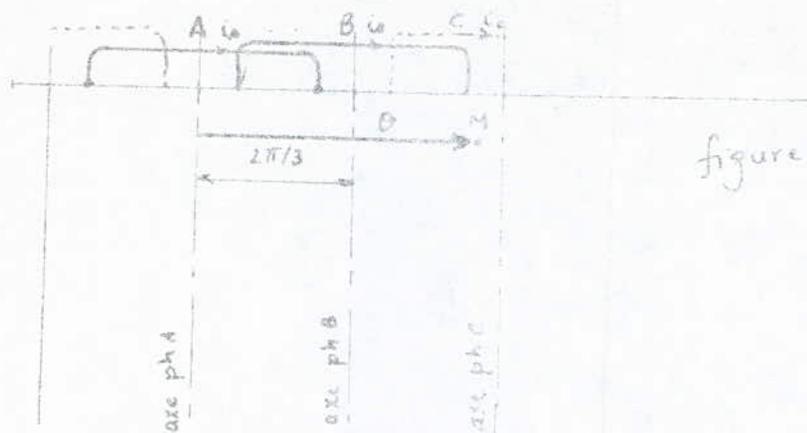


figure 19 : développement de la surface statorique par rapport à l'entrefer de la machine

- On prend l'axe de la phase A comme origine des angles, le minimum du courant i_A comme origine des temps.

La phase A est parcourue par $i_A = i_{A1} + i_{A5} + i_{A7} + \dots$

- 1) Calcul de la F.M.M. résultante due aux harmoniques 1 des 3 phases.

- La phase A crée dans son axe une F.M.M. égale à: $AI_{A1} \sin(\omega t - \varphi_1)$

au point M, distant de θ , une F.M.M.: $\mathcal{E}_{A1} = NI_{A1m} \sin(\omega t - \varphi_1) \cos \theta$

- La phase B est parcourue par: $i_B = i_{B1} + i_{B5} + i_{B7} + \dots$

$$\mathcal{E}_{B1} = NI_{B1m} \sin(\omega t - \varphi_{B1} - 2\pi/3) \cos(\theta - 2\pi/3)$$

- La phase C est parcourue par: $i_C = i_{C1} + i_{C5} + i_{C7} + \dots$

$$\mathcal{E}_{C1} = NI_{C1m} \sin(\omega t - \varphi_{C1} - 4\pi/3) \cos(\theta - 4\pi/3)$$

Le fondamental de la F.M.M. résultante est:

$$\mathcal{E}_{h_1} = \mathcal{E}_{A1} + \mathcal{E}_{B1} + \mathcal{E}_{C1} \quad \text{avec} \quad \begin{cases} I_{A1m} = I_{B1m} = I_{C1m} = I_{1m} \\ \varphi_{A1} = \varphi_{B1} = \varphi_{C1} = \varphi_1 \end{cases}$$

$$\mathcal{E}_{h_1} = NI_{1m} \left[\sin(\omega t - \varphi_1) \cos \theta + \sin(\omega t - \varphi_1 - \frac{2\pi}{3}) \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) + \sin(\omega t - \varphi_1 - \frac{4\pi}{3}) \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) \right]$$

après avoir effectué les calculs on obtient:

$$\mathcal{E}_{h_1} = \frac{3}{2} NI_{1m} \sin(\omega t - \varphi_1 - \theta)$$

2) Calcul de l'harmonique 5 de la FMM.

$$E_{h5} = E_{A5} + E_{B5} + E_{C5}$$

$$E_{A5} = N I_{5m} \sin 5(\omega t - \varphi_5) \cos \theta$$

$$E_{B5} = N I_{5m} \sin 5(\omega t - \varphi_5 - 2\pi/3) \cos(\theta - 2\pi/3)$$

$$E_{C5} = N I_{5m} \sin 5(\omega t - \varphi_5 - 4\pi/3) \cos(\theta - 4\pi/3)$$

après développement on obtient :

$$E_{h5} = \frac{N I_{5m}}{2} \left[\sin\{5(\omega t - \varphi_5) - \theta\} + \sin\{5(\omega t - \varphi_5) + \theta\} \right. \\ \left. + \sin\{5(\omega t - \varphi_5 - 2\pi/3) - \theta + 2\pi/3\} + \sin\{5(\omega t - \varphi_5 - 2\pi/3) + \theta - 2\pi/3\} \right. \\ \left. + \sin\{5(\omega t - \varphi_5 - 4\pi/3) - \theta + 4\pi/3\} + \sin\{5(\omega t - \varphi_5 - 4\pi/3) + \theta - 4\pi/3\} \right]$$

après avoir fait les calculs on obtient :

$$E_{h5} = \frac{3}{2} N I_{5m} \sin(5\omega t - 5\varphi_5 + \theta)$$

3) De la même manière on trouve l'harmonique 7

$$E_{h7} = \frac{3}{2} N I_{7m} \sin(7\omega t - 7\varphi_7 + \theta)$$

4) Généralisation :

$$E_{hn} = \frac{3}{2} N I_{nm} \sin(n\omega t - n\varphi_n + \theta)$$

$$n = 6k \pm 1$$

La f M M résultante est :

$$E = \sum_{h=1}^{\infty} E_{hi}$$

La fmm résultante est donc la somme des fmm dues :

- a) aux harmoniques de rang $n = 6K + 1$ qui créent des fmm à répartition sinusoidale tournant dans le sens direct à la vitesse $n \omega$.
- b) aux harmoniques de rang $n = 6K - 1$ qui créent des fmm à répartition sinusoidale tournant dans le sens inverse à la vitesse $n \omega$.

Pour $P > 1$ (machine multipolaire) on remplace θ par $P\theta$.

On remarque que les fmm tournantes harmoniques tourne plus que l'onde fondamentale.

Pour illustrer ce phénomène nous avons tracé (fig 20), les fmm pour $t = 0$; et (fig 21) pour $\theta = 0$.

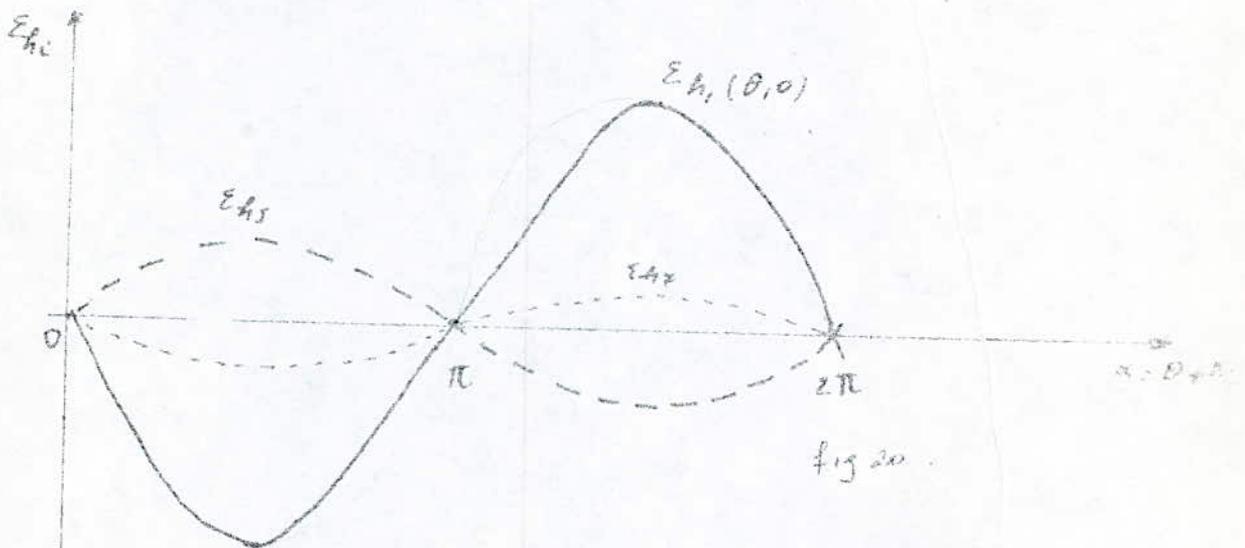


fig 20.

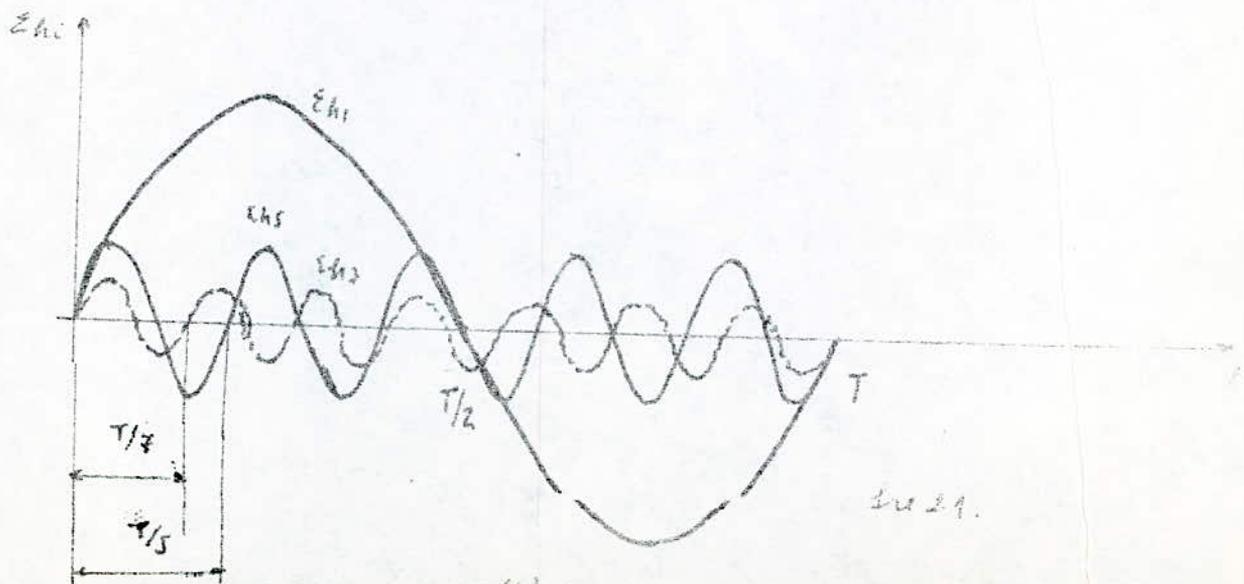


fig 21.

Etude analytique du moteur alimenté par un onduleur commutateur

de tension.

Nous n'étudierons que le fonctionnement en régime permanent de la machine.

Bien qu'il s'agisse de régime permanents, les signaux d'entrée étant formés d'une succession périodique de paliers de tensions d'expressions différentes, on doit avoir recours aux procédés de calcul des régimes transitoires : le régime permanent est une succession périodique de régimes transitoires.

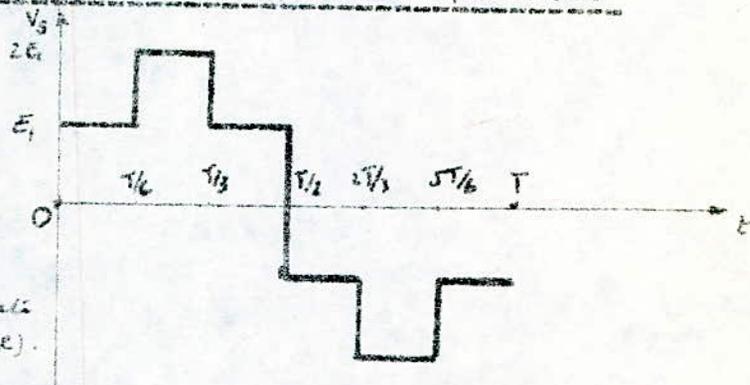
1- Propriété des composantes des tensions en paliers optimisés

fig 22.

$$\text{avec } E_k = 2E_1 \sin\left((2k-1)\frac{\pi}{6}\right)$$

$$\text{et } E_1 = \frac{E}{3}$$

on note les grandeurs qui se rapportent au stator par (S), et au rotor par (R).



Si on applique un tel système de tension au moteur asynchrone, la tension aux bornes des phases sont :

Durant le $k^{\text{ième}}$ intervalle, $(k-1)T/6 < t < kT/6$

$$V_{Ax} = E_k = 2E_1 \sin\left((2k-1)\frac{\pi}{6}\right)$$

$$V_{Bk} = E_{k+4} = 2E_1 \sin\left[\left(2k-1\right)\frac{\pi}{6} + \frac{4\pi}{3}\right]$$

$$V_{Ck} = E_{k+2} = 2E_1 \sin\left[\left(2k-1\right)\frac{\pi}{6} + \frac{2\pi}{3}\right]$$

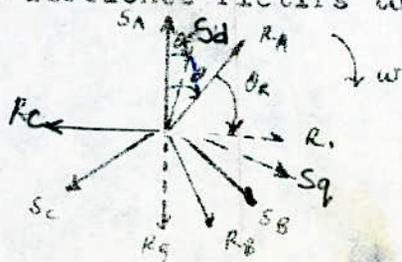
2- Expressions analytiques des courant et couples

ON considère les équations de la machine asynchrone rapportées à un système d'axes de référence fictifs tournant au synchronisme,

$$\theta_s = \omega t$$

$$\theta_r = g \omega t$$

$$\theta = (1-g)\omega t$$



$$\begin{pmatrix} i_f \\ i_b \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} 1 & j \\ 1 & -j \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_a \\ i_g \end{pmatrix}$$

fig 23.

La matrice de transformation liant les grandeurs réelles aux grandeurs fictives, notée $K(\theta)$; La transformation inverse est notée $K^{-1}(\theta)$, et

$$K(\theta) = \frac{1}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} 1 & e^{j\theta} & e^{-j\theta} \\ 1 & a^2 e^{j\theta} & a e^{j\theta} \\ 1 & a e^{j\theta} & a^2 e^{-j\theta} \end{bmatrix}$$

$$K^{-1}(\theta) = \frac{1}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ e^{-j\theta} & a e^{-j\theta} & a^2 e^{-j\theta} \\ e^{j\theta} & a^2 e^{j\theta} & a e^{j\theta} \end{bmatrix}$$

Dans le système fictifs on a les équations électriques suivantes :

$$V_{sfk} = [R_s + L_s(p + j\omega)] i_{sfk} + M(p + j\omega) i_{rfk}$$

$$V_{sbk} = [R_s + L_s(p - j\omega)] i_{sbk} + M(p - j\omega) i_{rbk}$$

$$V_{sok} = R_s + L_s p i_{sok}$$

$$V_{rfk} = 0 = M(p + j\omega) i_{sfk} + [R_r + L_r(p + j\omega)] i_{rfk}$$

avec :

$$V_{sfk} = -j \frac{\sqrt{3}}{2} E_1 e^{-j\omega t} e^{j(2k-1)\pi/6}; \quad V_{sbk} = V_{sfk}^* \quad ; \quad V_{sok} = 0$$

a) Expression du courant statorique

Durant le $k^{\text{ième}}$ intervalle :

$$i_{sA} = 2 \frac{E_1}{R_s} \left\{ \sin(2k-1)\pi/6 + 2 \cos \varphi_r \frac{X_1 Y_1}{N_1 N_3} e^{-t/T_1} \cos \left[\Omega_1 t + (k-1)\frac{\pi}{3} + \beta_1 + \delta_1 - \alpha_1 - \varphi_3 + \varphi_r \right] \right. \\ \left. - 2 \cos \varphi_r \frac{X_2 Y_2 T_1}{N_2 X_3 T_2} e^{-t/T_2} \cos \left[\Omega_2 t + (k-1)\frac{\pi}{3} + \beta_2 + \delta_2 - \alpha_2 - \beta_3 + \varphi_r \right] \right\}$$

Durant chaque intervalle, le courant est la somme d'un terme constant, de 2 termes pseudo-périodiques amortis caractérisés l'un par T_1 et Ω_1 , l'autre par T_2 et Ω_2 .

Les courants dans les 2 autres phases i_{sB} et i_{sC} sont identiques à i_{sA} , à $T/3$ et $2T/3$ près.

b) Expression du couple

$$C_e = 6 E_1^2 \frac{M^2 \omega'}{R_s^2 R_R} \cos^2 \varphi_R \left\{ -1 \right.$$

$$+ e^{-t/T_1} \left[\frac{X_1 Y_1}{N_1 X_3} \sin(\Omega_1 t + \beta_1 + \delta_1 - \alpha_1 - \beta_3 - \pi/6) \right.$$

$$\left. - \frac{1}{\cos \varphi_R} \frac{X_5 Y_1}{N_1 X_3} \cos(\Omega_1 t + \beta_5 + \delta_1 - \alpha_1 - \beta_3 + \varphi_R - \pi/6) \right]$$

$$+ e^{-t/T_2} \left[-\frac{X_2 Y_2 T_1}{N_2 X_3 T_2} \sin(\Omega_2 t + \beta_2 + \delta_2 - \alpha_2 - \beta_3 - \frac{\pi}{6}) + \right.$$

$$\left. + \frac{1}{\cos \varphi_R} \frac{X_6 Y_2 T_1}{N_2 X_3 T_2} \cos(\Omega_2 t + \beta_2 + \delta_2 - \alpha_2 - \beta_3 + \varphi_R - \pi/6) \right]$$

$$- \frac{X_1 X_5 Y_1^2}{N_1^2 X_3^2} \sin(\beta_5 - \beta_1) e^{-2t/T_1} + \frac{X_2 X_6 Y_2^2 T_1}{N_2^2 X_3^2 T_2} \sin(\beta_6 - \beta_2) e^{-2t/T_2}$$

$$+ e^{-\frac{(T_1+T_2)t}{T_1 T_2}} \left[\frac{X_1 X_2 Y_1 Y_2 T_1}{N_1 N_2 X_3^2 T_2} \sin(\Omega t - \beta_1 - \delta_1 + \alpha_1 + \beta_2 - \delta_2 - \alpha_2) \right.$$

$$\left. - \frac{X_2 X_5 Y_1 Y_2 T_1}{N_1 N_2 X_3^2 T_2} \sin(\Omega t + \beta_2 + \delta_2 - \alpha_2 - \beta_5 - \delta_1 + \alpha_1) \right]$$

Avec :

$$N_1 e^{j\alpha_1} = 1 - e^{-C_1 T_1'} = 1 - e^{-T_1'/T_1} \cos(\Omega_1 - \omega) T_1' + j e^{-T_1'/T_1} \sin(\Omega_1 - \omega) T_1'$$

$$N_2 e^{j\alpha_2} = N_1 e^{j\alpha_1} \text{ (avec } T_1 \approx T_2 \text{)}$$

$$X_1 e^{j\beta_1} = 1 - j \Omega_1 T_1$$

$$X_2 e^{j\beta_2} = 1 - j \Omega_2 T_2$$

$$X_3 e^{j\beta_3} = \frac{T_1}{T_2} - 1 - j(\Omega_2 - \Omega_1) T_1$$

$$X_5 e^{j\beta_5} = (T_1 - T_5 + j T_5 \Omega_1 T_1) / (1 - \sigma) T_5 T_R \omega'$$

$$X_6 e^{j\beta_6} = (T_2 - T_5) + j T_5 \Omega_2 T_2 / (1 - \sigma) T_5 T_R \omega'$$

$$Y_1 e^{j\delta_1} = (1 + \Omega_2 \sigma T_5 T_R \omega' - T_5/T_2) + j(T_5 \Omega_2 - T_R \omega' + \sigma T_5 T_R \omega' / T_2)$$

$$Y_2 e^{j\delta_2} = (1 + \Omega_1 \sigma T_5 T_R \omega' - T_5/T_1) + j(T_5 \Omega_1 - T_R \omega' + \sigma T_5 T_R \omega' / T_1)$$

$$\tan \varphi_R = T_R \omega' \quad \text{donc} \quad \cos \varphi_R e^{j\varphi_R} = \frac{1}{1 - j T_R \omega'}$$

$$\tau_s = \frac{L_s}{R_s} ; \quad \tau_r = \frac{L_r}{R_r} ; \quad \sigma = 1 - \frac{M^2}{L_s L_r} \quad \begin{matrix} L_s \equiv L_1 \\ L_r \equiv L_2 \end{matrix}$$

$$T_1 = \frac{2\sigma \tau_r \tau_s}{\tau_r + \tau_s - p}$$

$$T_2 = \frac{2\sigma \tau_r \tau_s}{\tau_r + \tau_s + p}$$

$$p = \frac{\sqrt{\alpha + (\alpha^2 - \beta^2)^{1/2}}}{2}$$

$$\varphi = \frac{\beta}{2p}$$

$$\Omega_1 = \frac{\omega'}{2} + \frac{\varphi}{2\sigma \tau_r \tau_s}$$

$$\Omega_2 = \frac{\omega'}{2} - \frac{\varphi}{2\sigma \tau_r \tau_s}$$

$$\alpha = (\tau_r - \tau_s)^2 - \omega'^2 \sigma^2 \tau_r^2 \tau_s^2 + 4(1 - \sigma) \tau_r \tau_s$$

$$\beta = 2\omega' \sigma \tau_r \tau_s (\tau_r - \tau_s)$$

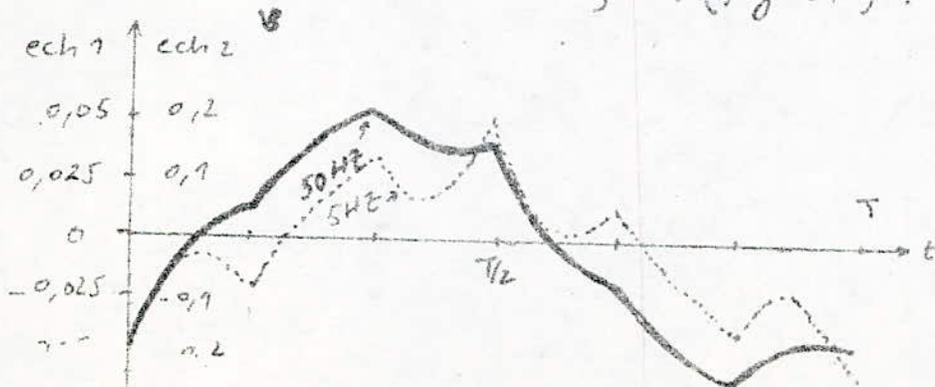
$$\Omega = \Omega_2 - \Omega_1$$

Le couple est la somme d'un terme constant, de trois termes pseudo-périodiques (T_1 et Ω_1 , T_2 et Ω_2 , $\frac{T_1 T_2}{T_1 + T_2}$ et Ω), de deux termes a-périodiques amortis ($\frac{T_1}{2}$ et $\frac{T_2}{2}$)

exemple :- soit un moteur asynchrone caractérisé par,

$$\sigma = 0,1 ; \quad \tau_s = 0,5 \text{ s} ; \quad \tau_r = 0,3 \text{ s}$$

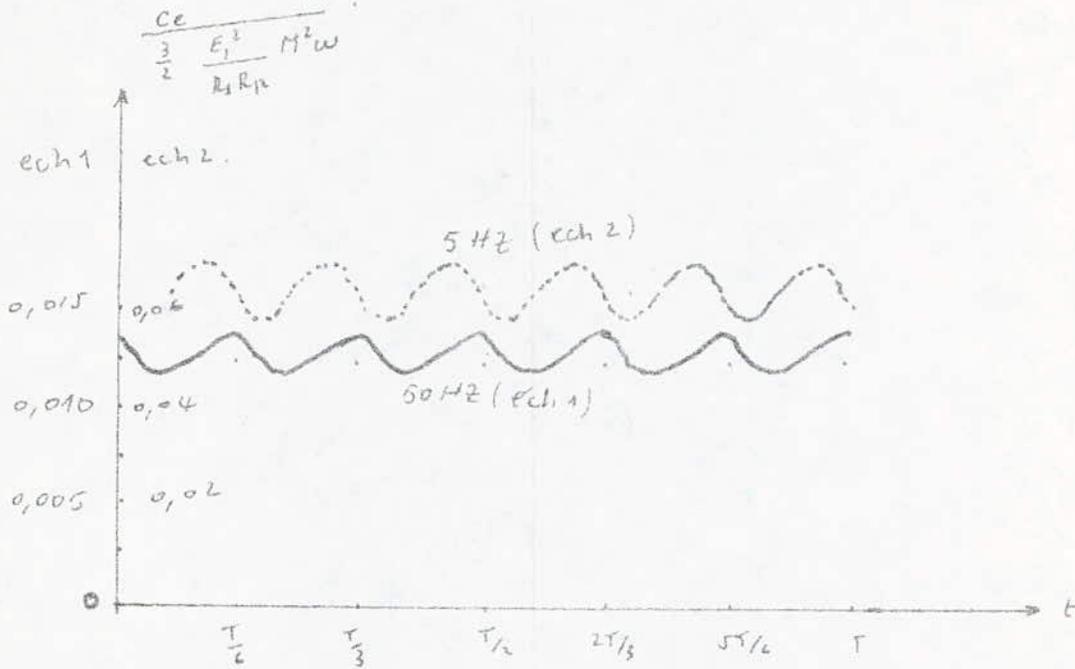
Allure des courants statoriques. (fig 24)



$$50 \text{ Hz} \Rightarrow \text{ech 1.}$$

$$5 \text{ Hz} \Rightarrow \text{ech 2.}$$

Allures des couples: - (fig 25.)



Ces courbes sont obtenues pour $\xi = 5\%$.

2^{EME} PARTIE

LA REALISATION PRATIQUE

Dans le domaine de la réalisation pratique, notre tâche consiste à compléter, voir même améliorer un travail déjà entamé.

Dans la partie commande électronique, le générateur d'impulsion est resté sans changement, l'étage de mise en forme a été modifié et enfin l'étage amplificateur a été réalisé avec ses six bras.

Le circuit de commande comporte 3 maquettes (circuits imprimés), l'une relative à l'horloge (générateur d'impulsions), la deuxième contient le compteur, multivibrateur et l'étage de mise en forme, la troisième est relative au circuit d'amplification du courant de gachette.

Ces trois blocs assemblés dans une boîte en bois recouverte de plexiglas, forment la commande électronique.

Quant à la réalisation du circuit de puissance, nous avons utilisé six thyristors, six diodes de jonction, neuf condensateurs de commutation et enfin trois selfs à point milieu.

II CHAPITRE IV

LA REALISATION DU CIRCUIT DE PUISSANCE DE L'ONDULEUR

1- Dimensionnement des thyristors	51
2- Dimensionnement des diodes	51
3- Dimensionnement des condensateurs	51
4- Dimensionnement de la self a point milieu	52
5- Protection des thyristors	53
6- Vérification de la commutation et calcul de sa durée	54
a) circuit d'essai	54
b) circuit de commande	56
c) calcul du temps de commutation	56

II H A P I T R E I V

LA REALISATION DU CIRCUIT DE PUISSANCE DE L'ONDULEUR

Pour la réalisation du circuit de puissance, nous avons utilisé:

1) des thyristors du type SKT 100 dont les caractéristiques sont:

- tension crête inverse.....= 1,2 kV
- courant nominal continu..... $I_d = 100$ A à 85° C
- courant de maintien..... $I_h = 170$ mA à 25° C
- $dU(\max)/dt$ à 25°.....= 1,5 kV/us
- surintensité à 25° C..... $I_m = 2,5$ kA
- température max de la jonction..= 130° C
- chute de tension..... $V_f = 1,6$ V à $I_d = 70$ A
- temps d'extinction..... $t_{off} = 100$ us
- circuit de gachette:..... $P_{max} = 1$ W
- $V_g = 3$ à 5V
- $I_g = 170$ mA

2) des diodes de récupération du type Semikron SKN 45/12 dont les caractéristiques sont:

- tension inverse.....= 1,2 kV
- courant nominal.....= 45 A
- température de la jonction.....= 125° C
- courant de crête max.....= 270 A
- chute de tension max.....= 1,1 V

3) des condensateurs non polarisables de 15 uF chacun de $V=760$ V, et des condensateurs de 30 uF chacun de $V=380$ V.

4) des selfs a point milieu (pour la réalisation de la bobine, voir le paragraphe de la page suivante).

Réalisation et mesure des selfs à mutuelle

C'est à l'aide de tôles magnétiques ramassées et assemblées qu'on a réalisé deux noyaux, limés et percés, dans l'atelier de mécanique faute de leur disponibilité.

Les enroulements seront faits naturellement, soit chacun de 50 spires, l'un sur l'autre dans le même sens séparés d'un papier fort ; Alimenté l'un des deux enroulements, sous 0,28 volts pour 1,8 ampères, on a relevé une tension induite dans l'autre égale à celle du premier tout en vérifiant leur addition donc le sens du bobinage .

- Mesure de la self :

Comme la méthode de Joubert permet de relier l'impédance et l'inductance d'une bobine par la relation :

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

$$Z = L \omega \sqrt{1 + 1/25}$$

Généralement Q est de l'ordre de 5.

On a utilisé pour tirer la valeur des inductances L_1 et L_2 cette relation d'où

$$L = \frac{Z}{1,02 \cdot \omega} = \frac{U}{1,02 \cdot I \cdot \omega}$$

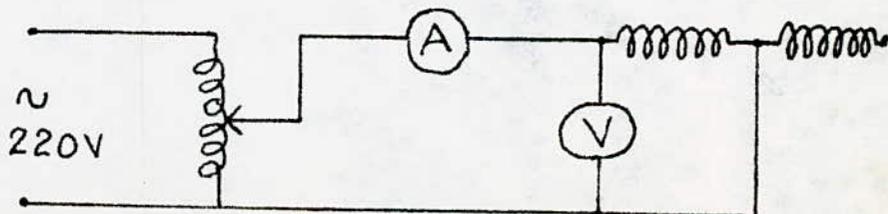
$$\text{avec } \omega = 2\pi f = 314 [\text{rad/s}]$$

On a effectué trois essais pour chaque bobine donnant la moyenne pour chaque inductance.

On a mesuré : $U = 0,28$ volts ; $I = 1,8$ ampères.

Pour trouver $L_1 = L_2 = 0,5$ mH

Montage de mesure (Fig 1)



5) protection des thyristors

l'étude de la protection est déjà faite au premier chapitre,

-protection contre les surtensions.

pour la protection des thyristors contre les surtensions éventuelles, nous avons placé en parallèle avec eux un circuit RC écrêteur avec $R = 100 \text{ ohms}$ et $C = 0,1 \text{ uF}$.

-protection contre l'échauffement.

pour la protection des semi-conducteurs contre l'échauffement nous avons utilisé des radiateurs qui permettent l'évacuation de la chaleur, ces radiateurs sont faits à l'aide de tôles en aluminium de 2 mm d'épaisseur, de 100 cm de largeur et de 140 mm de longueur.

Pour un meilleur refroidissement, nous avons fixé sur ces tôles des ailettes de même nature espacées de 10 mm.

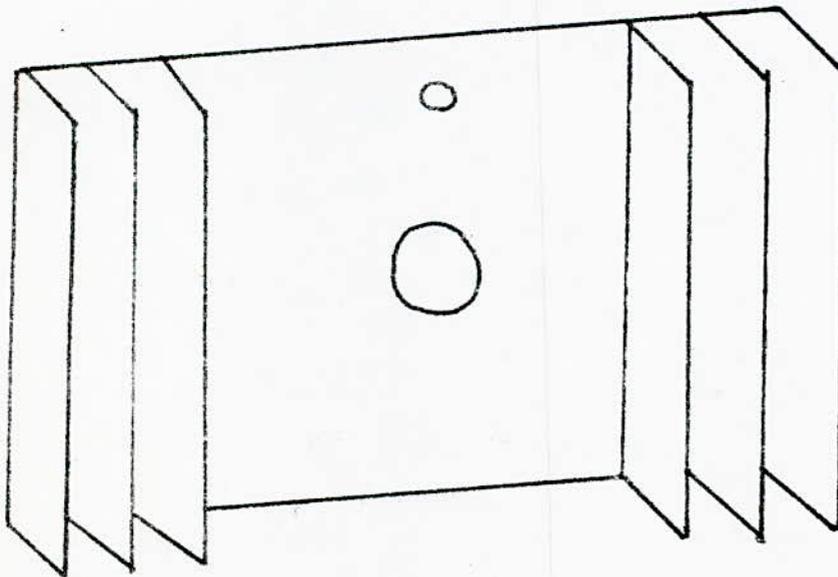


fig 2.

Vérification de la commutation et calcul de sa durée

Circuit d'essai pour chaque phase séparément

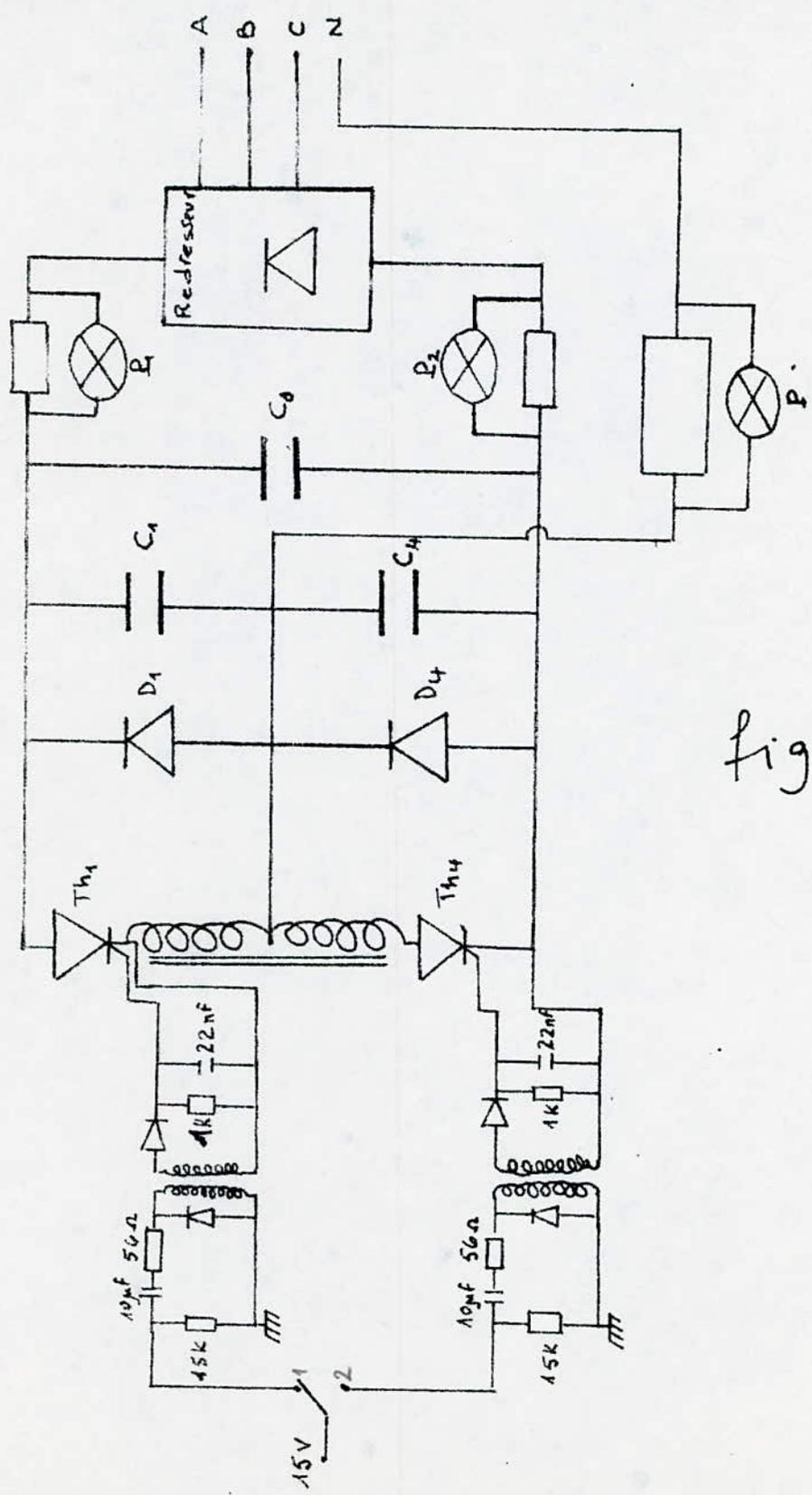


fig 3.

Fonctionnement:

En donnant une impulsion au thyristor Th_1 (interrupteur en position 1) un courant circule dans la charge ohmique, "R", les lampes témoins P_1 et P_2 s'allument.

On change la position de l'interrupteur de 1 en 2, on remarque l'extinction de la lampe P_1 et l'allumage des lampes P_2 et P_3 . Donc Th_2 conduit et la commutation a bien eu lieu.

Cette commutation a eu lieu pour différents courants. En faisant varier la capacité des condensateurs de commutation on remarque que pour C inférieur à $5 \mu F$ la commutation n'a pas eu lieu.

Les deux autres essais sur les phases restantes ont conduit aux mêmes résultats et ceci quand l'onduleur triphasé est complètement réalisé.

Calcul de la tension redressée

Le redresseur à diode est hexasphasé. LA tension redressée est constituée de 6 parties de sinusoïde.

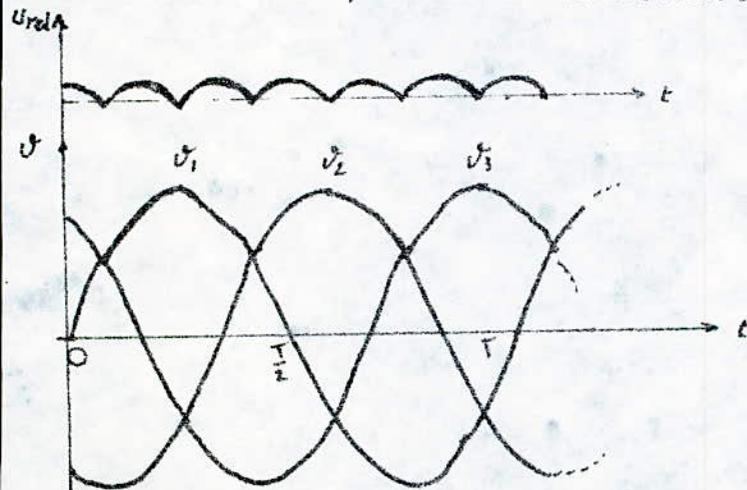


fig 4.

La valeur de la tension moyenne est:

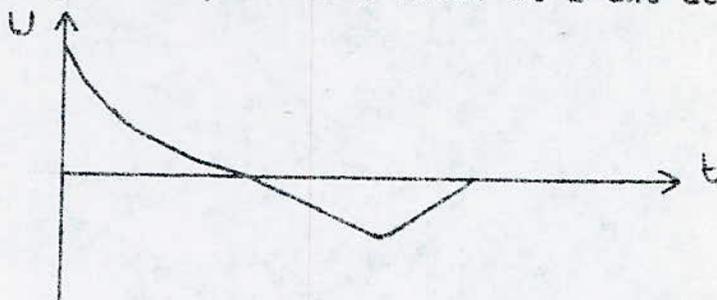
$$U_{c moy} = 6 \frac{U_m}{T} \int_{\frac{T}{4} - \frac{T}{12}}^{\frac{T}{4} + \frac{T}{12}} \sin \frac{2\pi t}{T} dt.$$

$$U_{c moy} = 380 \text{ Volts.}$$

- (I) Circuit de commande

On charge un condensateur à travers une résistance reliés à un transformateur d'impulsion de tension secondaire moyenne nulle, répartie donc à air égale de part et d'autre de l'axe des temps.

(Fig 5)



Ce transformateur d'impulsion relié du côté secondaire à une diode permet d'amorcer le thyristor dans le sens direct tout en évitant un amorçage prématuré par un courant inverse, et l'ensemble transformateur-diode sépare galvaniquement le circuit de commande du circuit de puissance.

(II) Calcul du temps de commutation

Une phase de l'onduleur est représentée sur le schéma ci-dessus où $C_1 = C_2 = 15 \mu\text{F}$; D_1 et D_2 sont identiques du type SKN 45/12; Les thyristors Th_1 et Th_2 sont les mêmes (SKT 100) et enfin les inductances de la bobine sont :

$$L_1 = L_2 = 1/2 = 0,5 \text{ mH}$$

On calcule le temps de commutation à l'aide de la formule suivante:

$$t_c = \sqrt{\lambda C} \operatorname{arctg} \left(\frac{E}{I} \sqrt{\frac{C}{\lambda}} \right) \quad [s]$$

Obtenue en étudiant le phénomène de commutation.

Sachant que le temps d'extinction est de $100 \mu\text{s}$, on a pris $t_c = 115 \mu\text{s}$

$$C_1 = C_2 = 16 \mu\text{F}$$

Mais le manque de matériel nous a conduit à prendre comme valeur des capacités C_1 et C_2 la valeur $15 \mu\text{F}$ ce qui conduit à $t_c = 108 \mu\text{s}$

Avec $E = 150$ volts et $I = 15$ ampères

1-Généralités

1-1 Modes d'amorçage des thyristors

Pour déclencher un thyristor on applique un signal de gachette. Les différents modes d'amorçage, selon la forme du signal, sont:

- amorçage par courant continu
- amorçage par courant alternatif
- amorçage par train d'ondes ou impulsions

Declenchement par impulsion

L'amorçage par impulsion permet une puissance de crête supérieure à la puissance moyenne admissible de gachette. En rappelant que la puissance de crête est la puissance maximale dissipée dans la jonction gachette cathode.

Dans ce cas des tolérances plus grande peuvent être appliquées au circuit d'amorçage. En fin la dissipation due à l'accroissement du courant résiduel près du niveau d'amorçage est réduite.

Ces trois raisons expliquent la préférence accordée à ce mode d'amorçage. Le circuit de gachette doit être attaqué de préférence par un générateur d'impulsions de courant. L'impulsion doit être positive par rapport à la cathode.

Il se peut qu'une seule impulsion n'arrive pas à amorcer le thyristor.

Pour éviter ce phénomène, on envoie un train d'impulsions brèves.

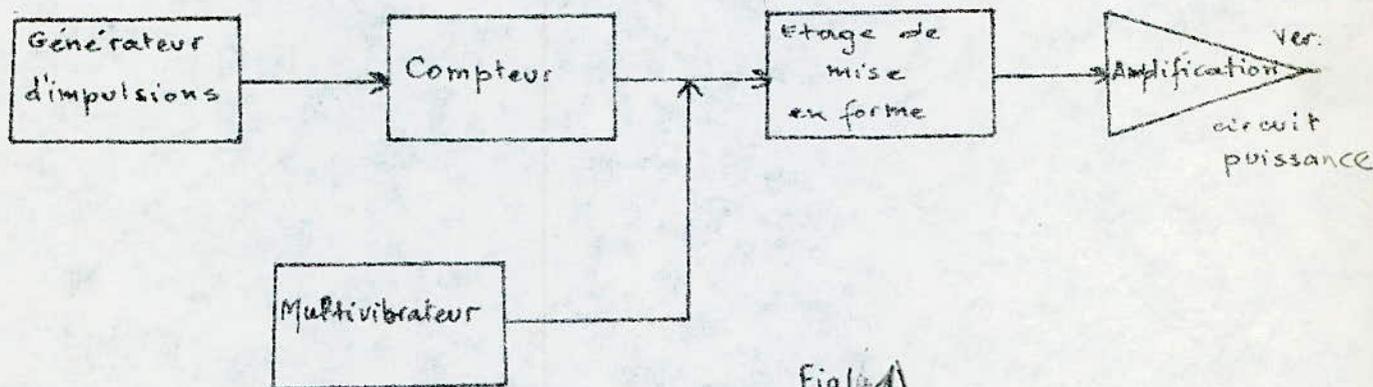
Cette méthode présente l'avantage de prélever peu d'énergie moyenne sur le circuit de commande, elle facilite encore l'attaque des thyristors par le biais d'un transformateur d'impulsions, ce qui isole galvaniquement le circuit de puissance du circuit de commande.

2-Commande de l'onduleur

Le circuit de commande de l'onduleur est constitué essentiellement de cinq parties,

- Horloge ou générateur d'impulsions
- Compteur
- Multivibrateur
- Etage de mise en forme
- Etage amplificateur

La description sommaire de la commande se résume suivant le schéma synoptique ci-dessous.



Fig(2-1)

Fonctionnement

1°/ Générateur d'impulsions

Le générateur d'impulsion a pour but de fournir à l'horloge du compteur des impulsions qui établiront la fréquence d'amorçage des thyristors.

Principe

A partir d'un signal continu d'entrée on génère une rampe. Cette rampe est comparée à une tension de consigne V_0 , dès que la rampe atteint la tension de consigne, il y a basculement de la tension de sortie, puis la rampe est remise à zéro, et le cycle recommence.

Le générateur d'impulsion réalisé comporte quatre parties :

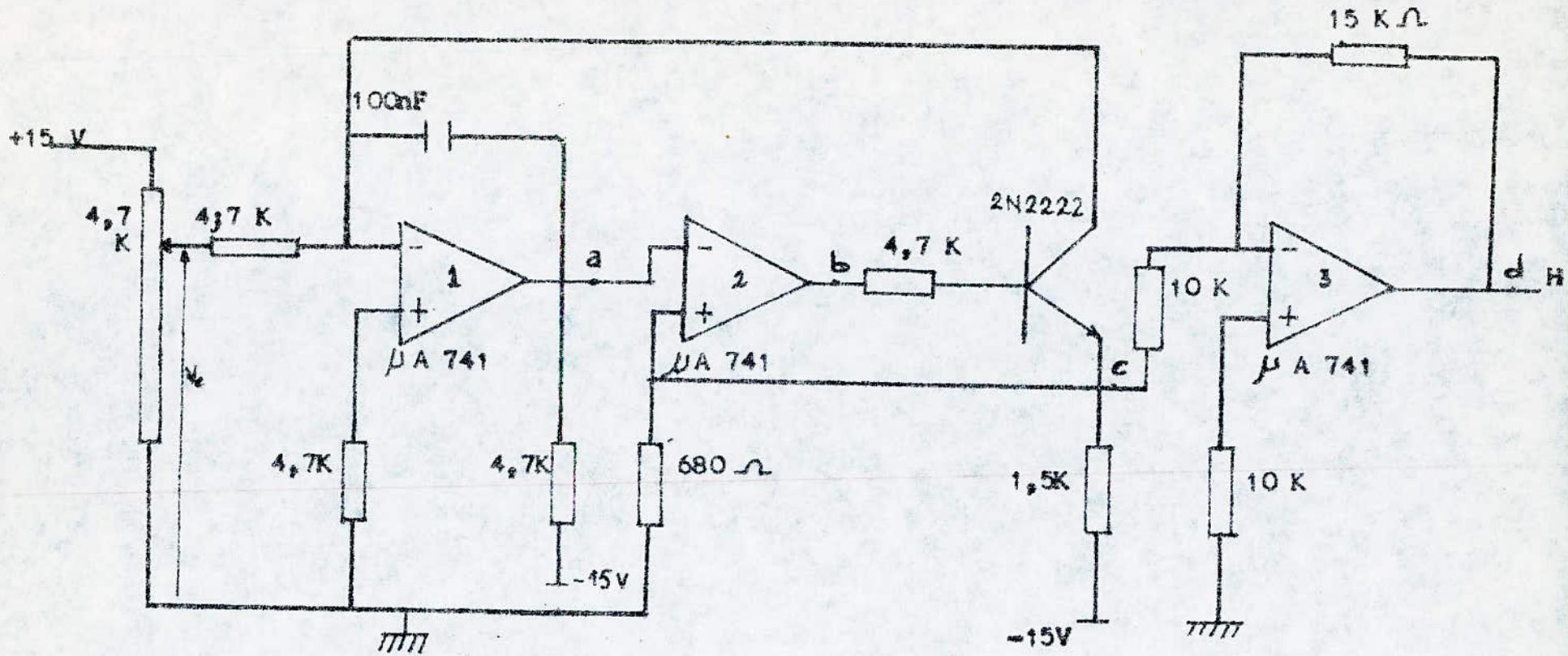


Figure (2)

Générateur d'impulsions (Horloge).

a/ Générateur de rampe

Le montage de la figure 2 utilise trois amplificateurs opérationnels $\mu A741$.

L'amplificateur n°1 est monté en intégrateur, le signal d'entrée V_e continu est intégré. Une rampe est générée au point a.

b/ Comparateur

Le deuxième amplificateur opérationnel est utilisé en comparateur. Dès que la rampe au point "a" atteint une tension de consigne V_0 appliquée à l'entrée (+) de l'amplificateur celui-ci bascule. La tension à la sortie "b" est alors + 15 volts.

c/ Remise à zéro

Le transistor 2N 2222 fonctionne en commutation. Lorsque la tension au point "b" atteint + 15 volts, le transistor devient saturé, il reste dans cet état jusqu'à ce que le signal à l'entrée (-) du comparateur atteigne la valeur zéro, ce dernier bascule, la tension en "b" devient donc égale à - 15 volts et le transistor devient bloqué. Le potentiel au point "a" est environ égal à - 4 volts.

d/ Inverseur

L'amplificateur n°3 est monté en inverseur, la tension en "c" se trouve tout simplement inversée.

Calcul de la période des impulsions de l'horloge

$$V_a = - \frac{1}{C} \int i dt$$

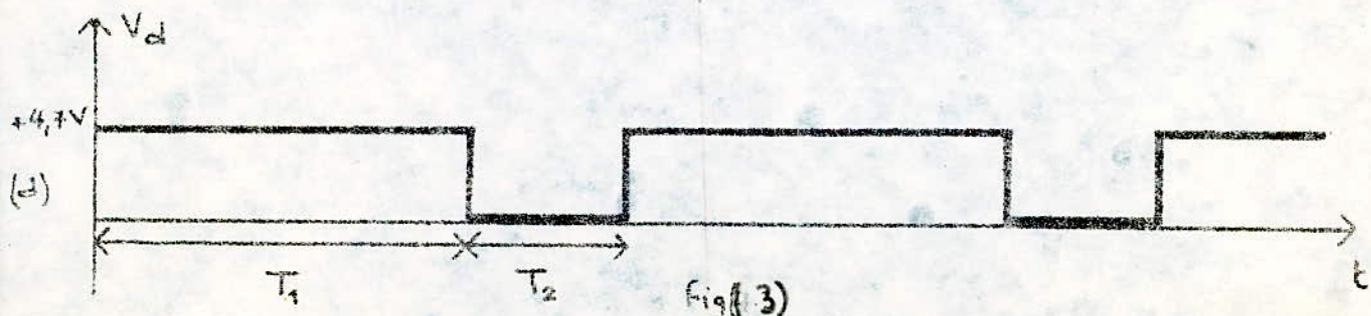
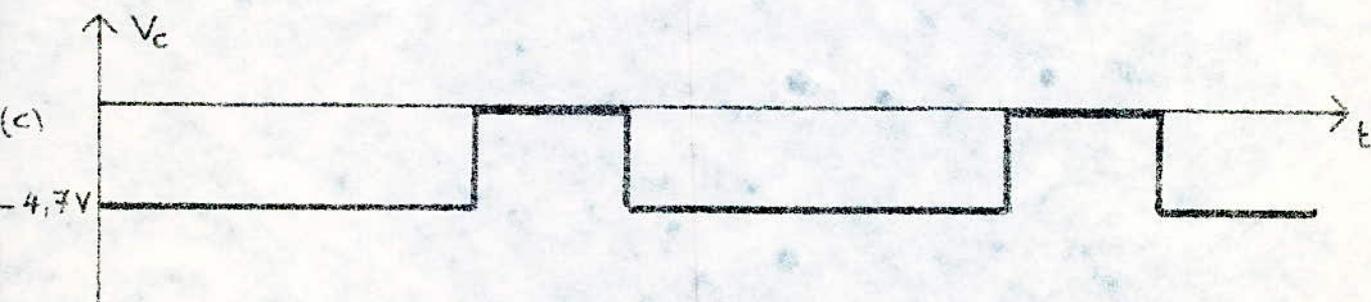
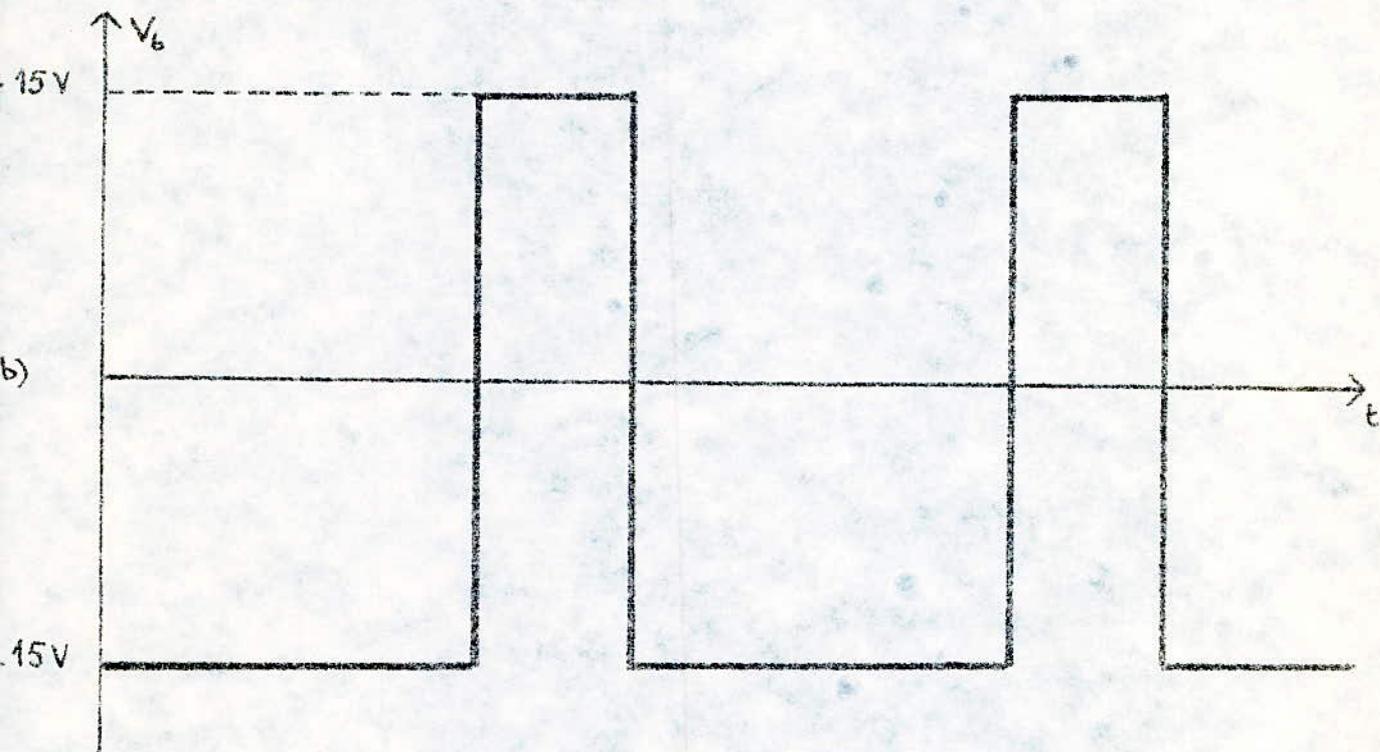
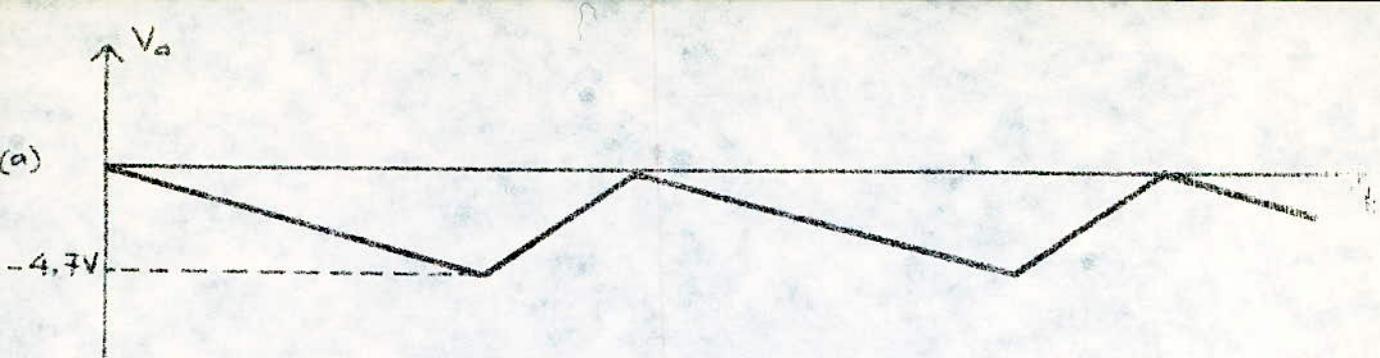
$$\text{on a } i = \frac{V_e}{R_1} \quad \text{d'où} \quad V_a = - \frac{V_e}{R_1 C} t$$

on obtient la période T_1 quand $V_a = - 4,7$ volts

$$T_1 = 4,7 \frac{R_1 C}{V_e}$$

$$\text{si on prend } \begin{matrix} R_1 = 4,7 \text{ k}\Omega \\ C = 0,1 \mu\text{F} \end{matrix} \implies T_1 = 4,7^2 \cdot 10^{-4} / V_e$$

La capacité C se décharge à travers le transistor et les résistances R_3 et R_4



Fig(3)

L'ensemble transistor et résistances R_3 et R_4 est équivalent à une résistance R faible de constante de temps RC faible d'où une période T_2 faible.

La fréquence de l'onduleur correspondra donc à $f = 1/6T_1 \approx 360 \text{ Hz}$.
 $0 < f < 360 \text{ Hz}$.

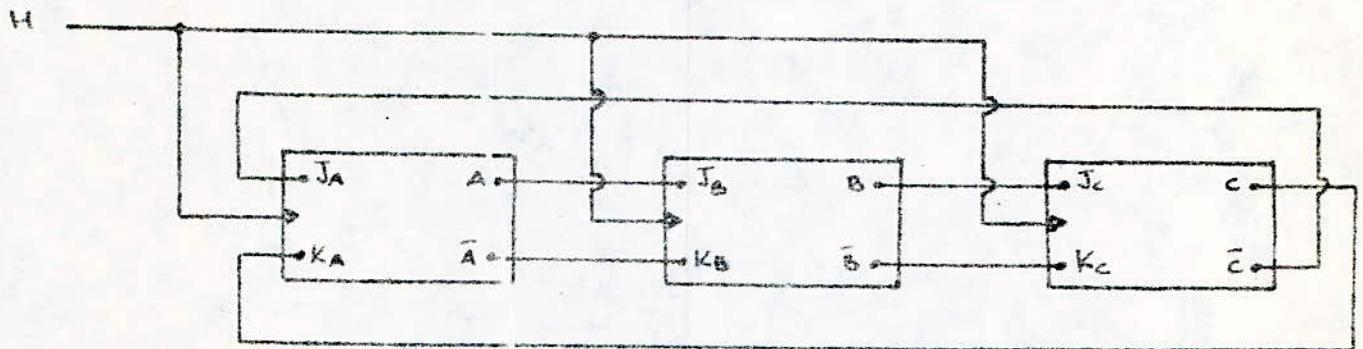
2°/ Compteur

Le compteur doit être à six sorties. Son rôle essentiel est d'aiguiller les six sorties sur les six thyristors à amorcer de l'onduleur.

La période fondamentale de l'onduleur est divisée en six parties égales. Le compteur réalisé est un compteur de Johnson modulo six à trois bascules JK SN 74107.

A chaque impulsion de l'horloge et au front descendant le compteur change d'état.

En désignant par A, B et C les sorties des trois bascules, la séquence des changements d'état est la suivante (voir tableau)



Fig(4.11)

On a:

$$J_A = \bar{C}$$

$$J_B = A$$

$$J_C = B$$

$$K_A = C$$

$$K_B = \bar{A}$$

$$K_C = \bar{B}$$

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

3-Multivibrateur.

Le multivibrateur est lui aussi un generateur d'impulsions, mais de fréquence très grande.

Le multivibrateur réalisé est à base d'amplificateur opérationnel de type $\mu A 741$.

Le montage est le suivant,

$$R_1 = 1 \text{ k}\Omega$$

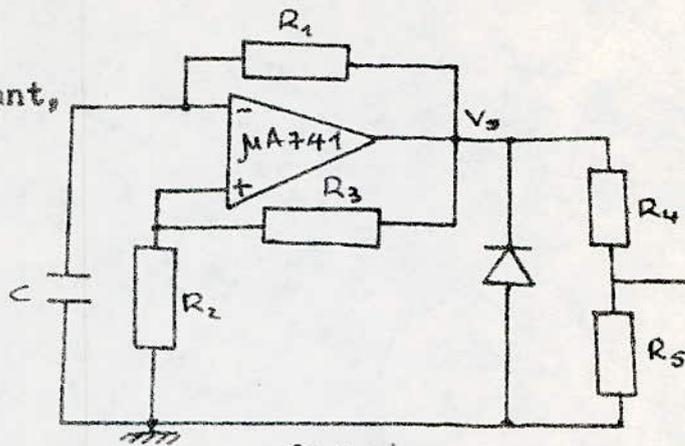
$$R_2 = 15 \text{ k}\Omega$$

$$R_3 = 15 \text{ k}\Omega$$

$$R_4 = 3,3 \text{ k}\Omega$$

$$R_5 = 6,8 \text{ k}\Omega$$

$$C = 100 \text{ nF}$$



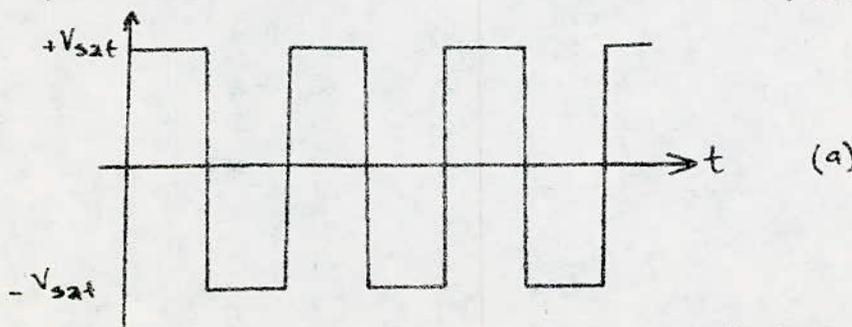
Fig(45)

L'entrée(+) de l'amplificateur opérationnel est au potentiel:

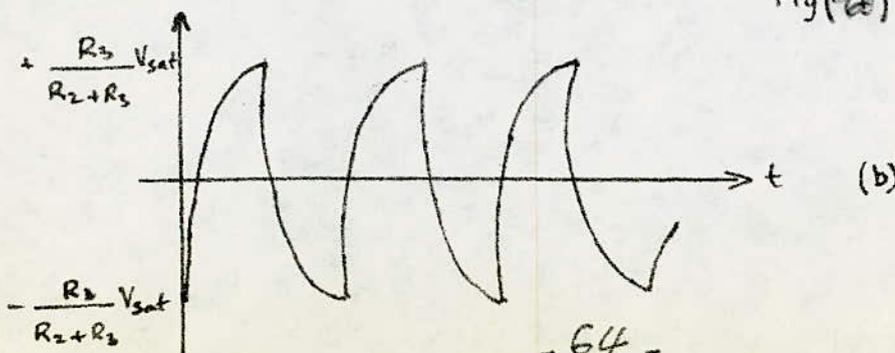
$$e_+ = \frac{R_3}{R_2 + R_3} V_{sat}$$

Tant que la tension d'entrée(e_-) reste inférieure à la tension(e_+), la tension de sortie de l'amplificateur est $+V_{sat} = V_s = +15 \text{ volts}$. Pendant ce temps, le condensateur C se charge à travers R_1 .

Quand $e_- = e_+$ l'amplificateur bascule et la tension $V_s = -V_{sat} = -15 \text{ v}$. Le condensateur se décharge alors à travers R_1 et dès que $e_- = e_+$, l'amplificateur bascule de nouveau et le cycle recommence.



Fig(46)



Calcul de la période du multivibrateur.

La demi période correspond au temps mis par l'entrée :

$$+ \frac{R_3}{R_2 + R_3} V_{sat} \quad \bar{2} \quad - \frac{R_3}{R_2 + R_3} V_{sat}$$

la charge du condensateur est donnée par l'équation

$$e_- = A e^{-\frac{t}{R_1 C}} + B$$

$$\text{à } t=0 : e_- = A + B = \frac{R_3}{R_2 + R_3} V_{sat}$$

$$\text{à } t = \infty : e_- = B = -V_{sat}$$

$$\text{on tire } A = \frac{R_2 + 2R_3}{R_2 + R_3} V_{sat}$$

en remplaçant A et B on aura

$$e_- = \left[\frac{R_2 + 2R_3}{R_2 + R_3} e^{-\frac{t}{R_1 C}} - 1 \right] V_{sat}$$

On atteint la demi période lorsque

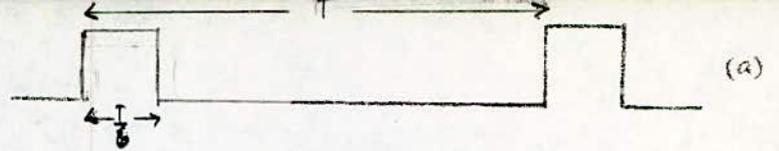
$$-\frac{R_3}{R_2 + R_3} = \frac{R_2 + 2R_3}{R_2 + R_3} e^{-\frac{T}{2R_1 C}} - 1$$

$$\Rightarrow T = 2R_1 C \ln\left(1 + 2\frac{R_3}{R_2}\right) \Rightarrow f = 4,5 \text{ kHz}$$

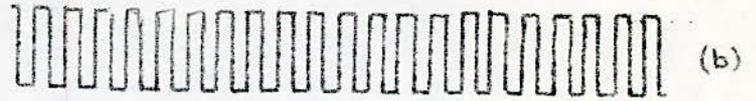
4-Etage de mise en forme.

Dans cette partie du circuit d'amorçage, on fait le produit logique (intersection) des signaux du compteur et du multivibrateur; L'impulsion du compteur est transformée en une série d'impulsions plus ou moins train d'impulsions.

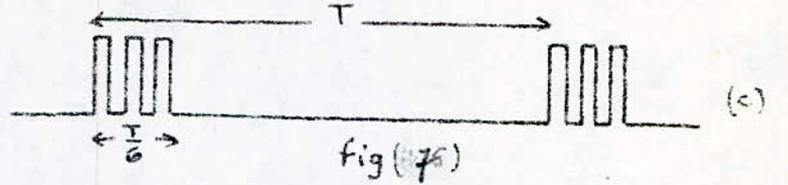
impulsions du compteur



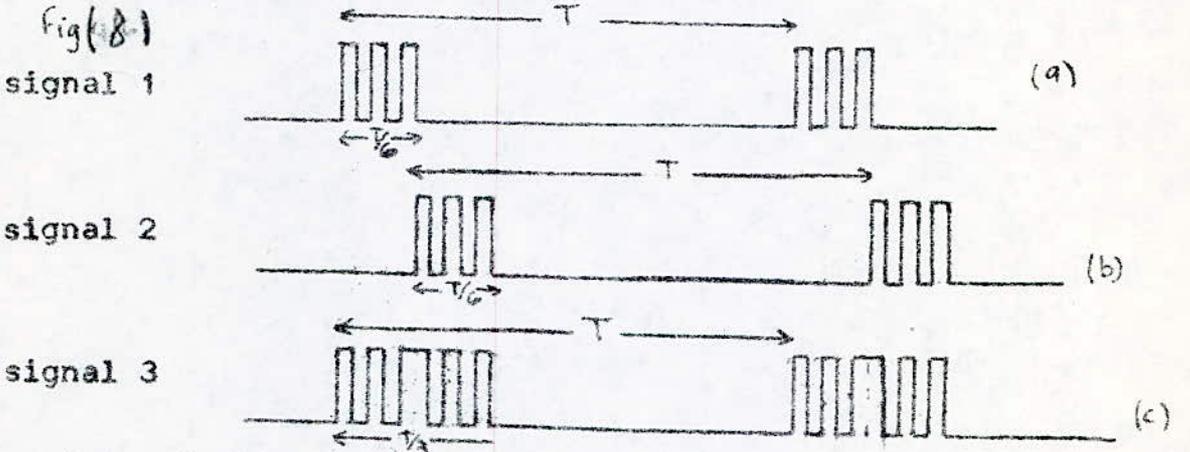
train d'impulsions du multivibrateur



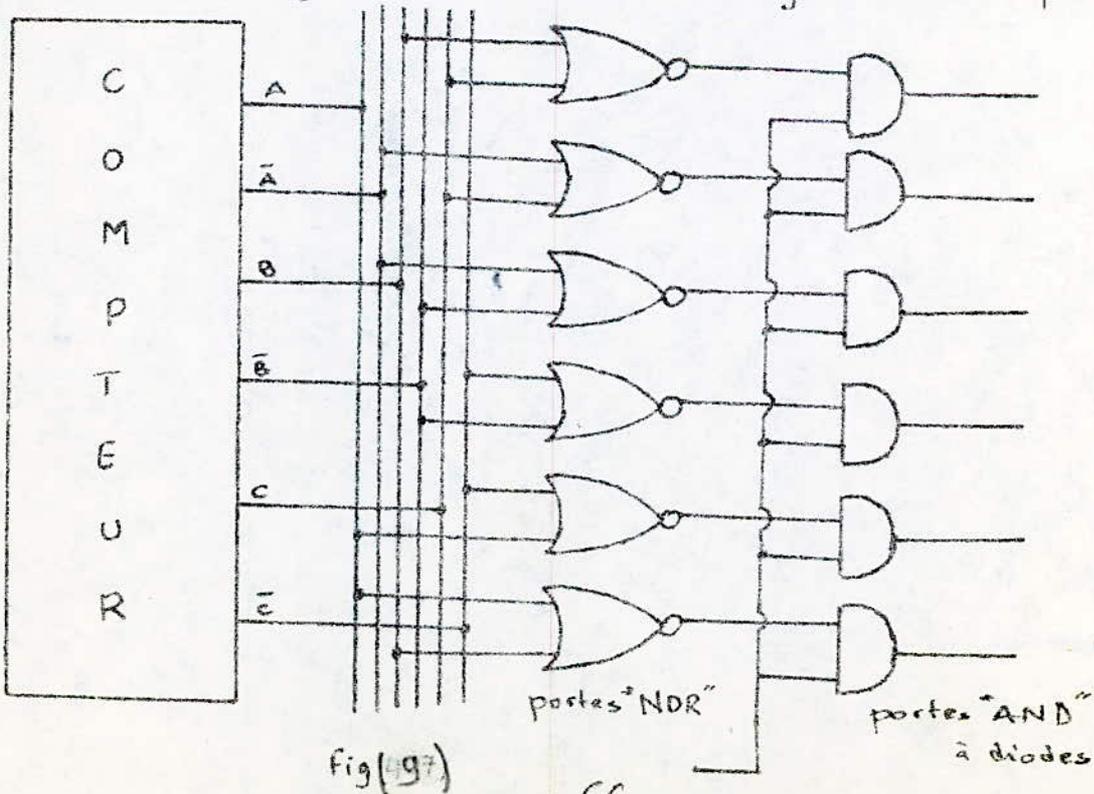
produit logique



Cet étage sert encore à faire durer les impulsions pour l'amorçage certain des thyristors,

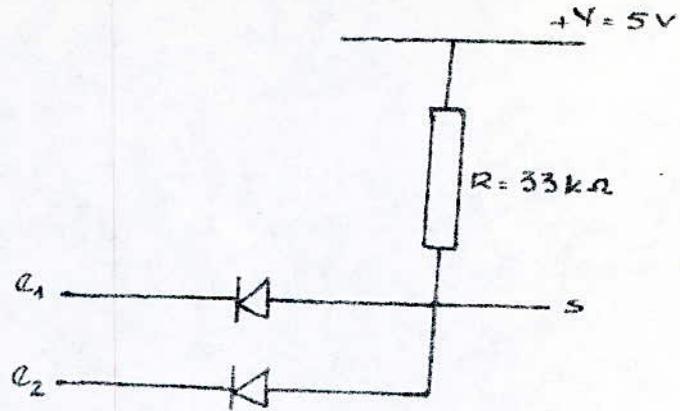


Le signal 3 est obtenu en faisant la somme logique des signaux 1 & 2
schéma de câblage du compteur avec l'étage de mise en forme.



La somme logique a été réalisée à l'aide des portes NOR, pour cela on a utilisé des circuits intégrés SN 74.02
 Les portes AND sont à base de diodes.

fig(10)
 porte AND

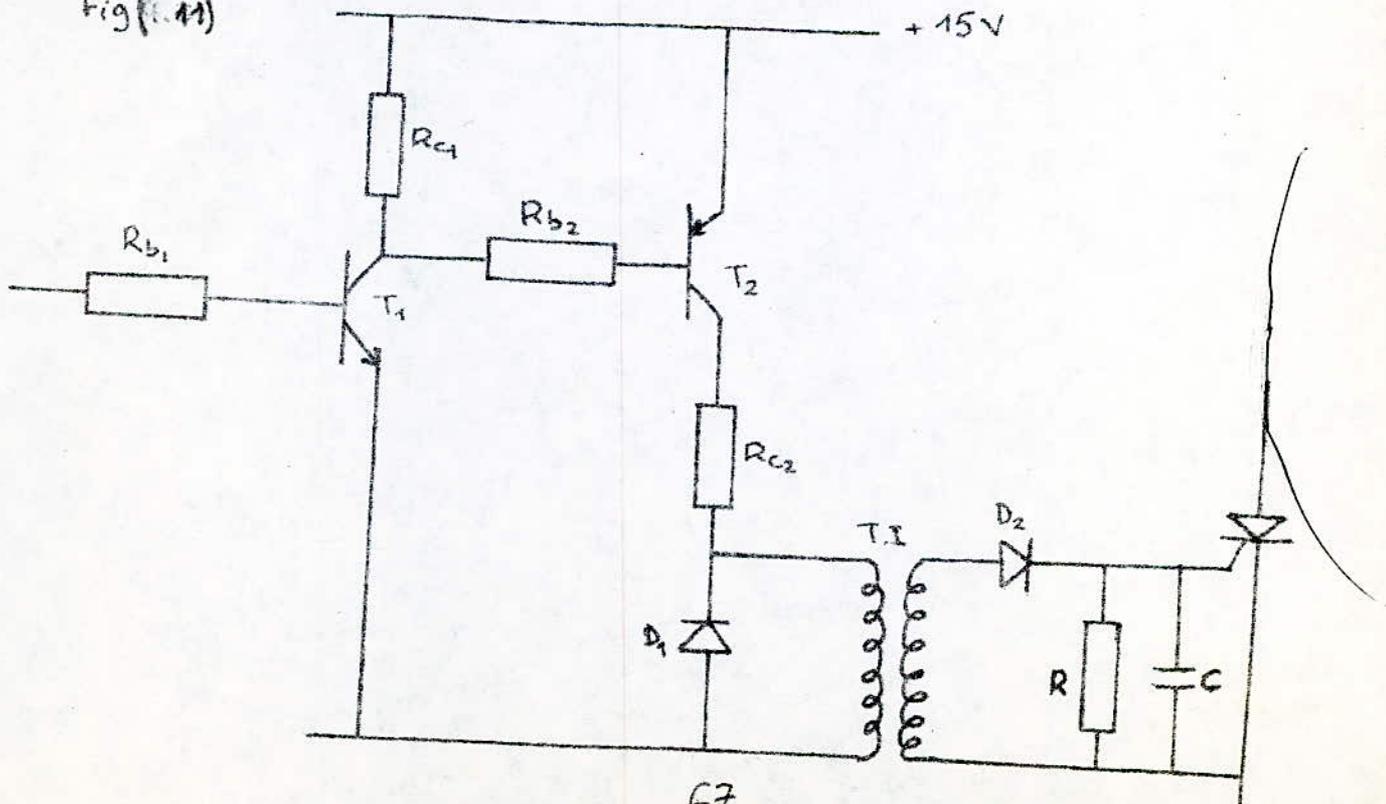


Une entrée est reliée à la sortie d'une porte NOR, ex: (e_1), et l'autre (e_2) au multivibrateur.
 La résistance R est toujours sous tension $V = 5$ volts.

5-Étage amplificateur.

Les impulsions de courant sortant de l'étage de mise en forme ne peuvent pas amorcer les thyristors (faibles).
 Pour réaliser une amplification de courant capable d'amorcer les thyristors, on utilise le montage suivant:

fig(11)



pour amplifier le courant, on utilise 2 transistors fonctionnant en régime de saturation.

le premier est de type NPN: 2N2219 ----- $\beta_{\min} = 100$.

le second est de type PNP: 2N2905 ----- $\beta_{\min} = 40$.

Le courant de gachette du thyristor utilisé est $I_g = 170 \text{ mA}$ pour $V_{gk} = 5 \text{ volts}$.

Calcul des composants:

comme les transistors fonctionnent en régime de saturation, on a pour le transistor T_2 la relation suivante,

$$V_{CEsat} + R_{C2} I_{C2} + V_{gk} = 15$$

V_{CEsat} est faible, on peut la négliger

$$\rightarrow 15 = R_{C2} I_{C2} + V_{gk}$$

$$I_{C2} = 170 \text{ mA} \implies R_{C2} = \frac{15 - 5}{170 \cdot 10^{-3}}$$

On trouve $R_{C2} = 58,8 \Omega$

On prend $R = 65 \Omega$ (2 résistances en // $R_1 = 190 \Omega$ et $R_2 = 100 \Omega$).

Puissance dissipée dans la résistance R pendant une demi séquence

est: $P = \frac{1}{2} RI^2$ on trouve $P = 0,94 \text{ watts}$.

on prend des résistances de 2 watts

-Le courant de base de T_2 sera:

$$I_{b2} > I_{b2\min} = I_{C2} / \beta_{\min} = 170 / 40 = 4,25 \text{ mA}$$

$$\text{d'où } R_{b2} < \frac{15 - V_{CEsat}}{I_{b2\min}} = 15 / 4,25 \cdot 10^{-3} = 3,5 \text{ k}\Omega$$

La résistance R_{b2} prise est de $2,2 \text{ k}\Omega$

De la même manière on trouve R_{C1} et R_{b1}

Le courant de collecteur est (transistor T_1)

$$I_{C1} = I_o + I_{b2} \quad I_{b2} = 9,8 \text{ mA pour } R_{b2} = 2,2 \text{ k}\Omega$$

$$15 = V_{CEsat} + R_{C1} I_o \approx R_{C1} I_o$$

On choisit $R_{c1} = 15 \text{ k}\Omega$

dans ce cas $I_0 = \frac{15}{15 \cdot 10^3} = 1 \text{ mA}$

d'où $I_{c1} = 7.8 \text{ mA}$

On avait écrit que $I_{c1} = I_0 + I_{b2}$

avec $I_0 = \frac{15}{R_{c1}}$ et $I_{b2} = \frac{15}{R_{b2}}$

d'où $I_{c1} = \frac{15}{R_{c1}} + \frac{15}{R_{b2}} = 7.8 \text{ mA}$

Calcul du courant de base de T_1 fonctionnant en régime de saturation:

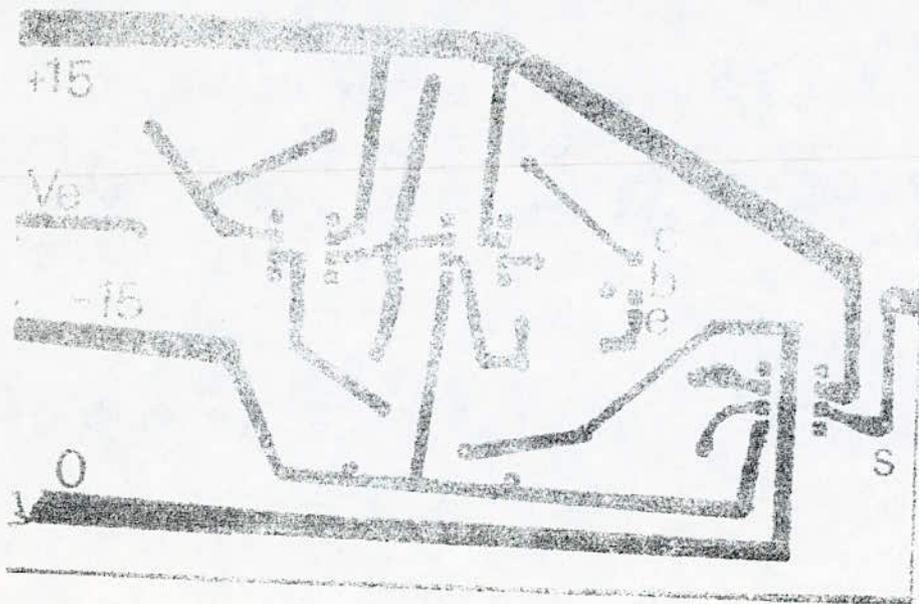
$$I_{b1} > I_{b1, \min} = \frac{I_{c1}}{\beta_{\min}} = \frac{7.8}{100} \cdot 10^{-3} \text{ A}$$

$$I_{b1} > 78 \mu\text{A}$$

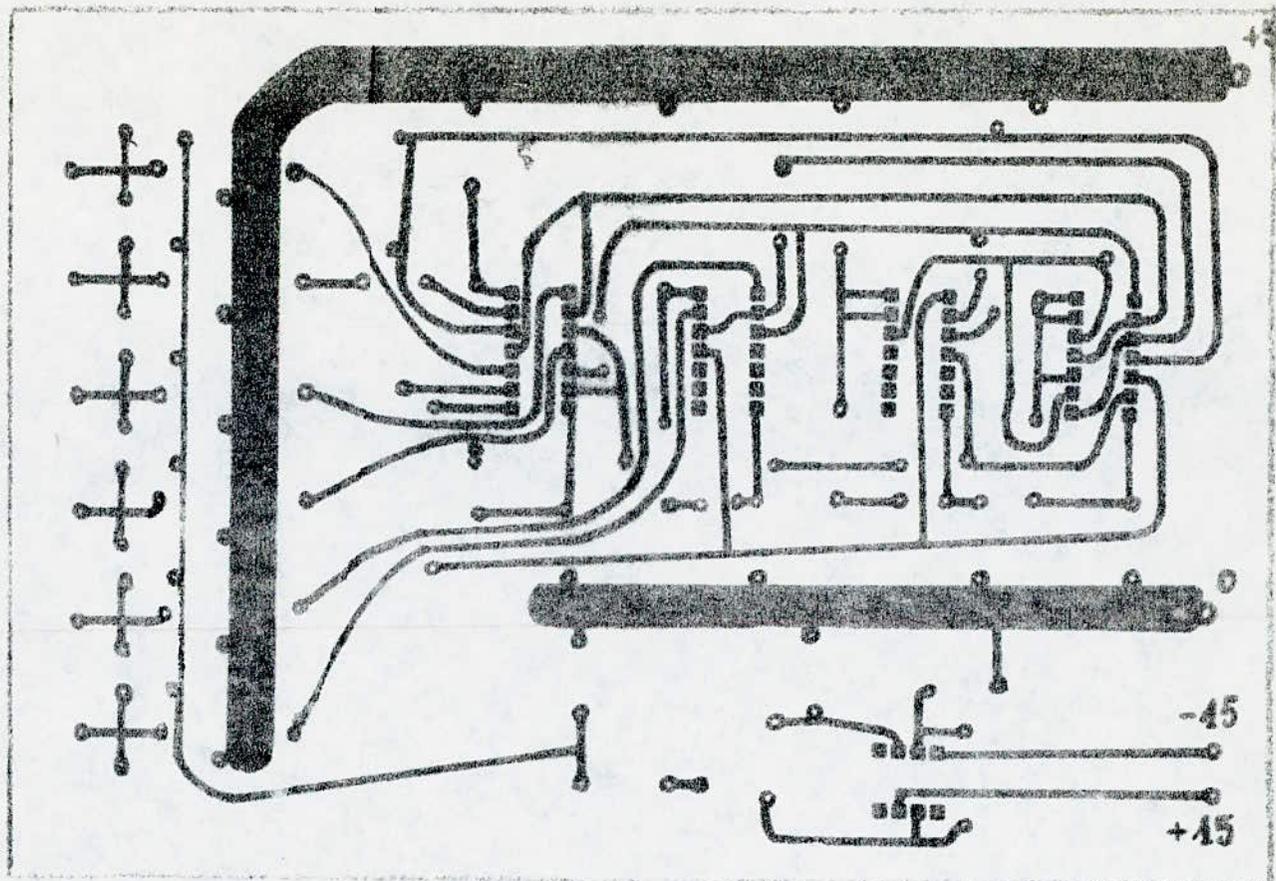
on a $I_{b1} = \frac{5}{R_{b1}} > 78 \mu\text{A}$

d'où $R_{b1} < \frac{5}{78} \cdot 10^4 \approx 64 \text{ k}\Omega$

on prend $R_{b1} = 50 \text{ k}\Omega$

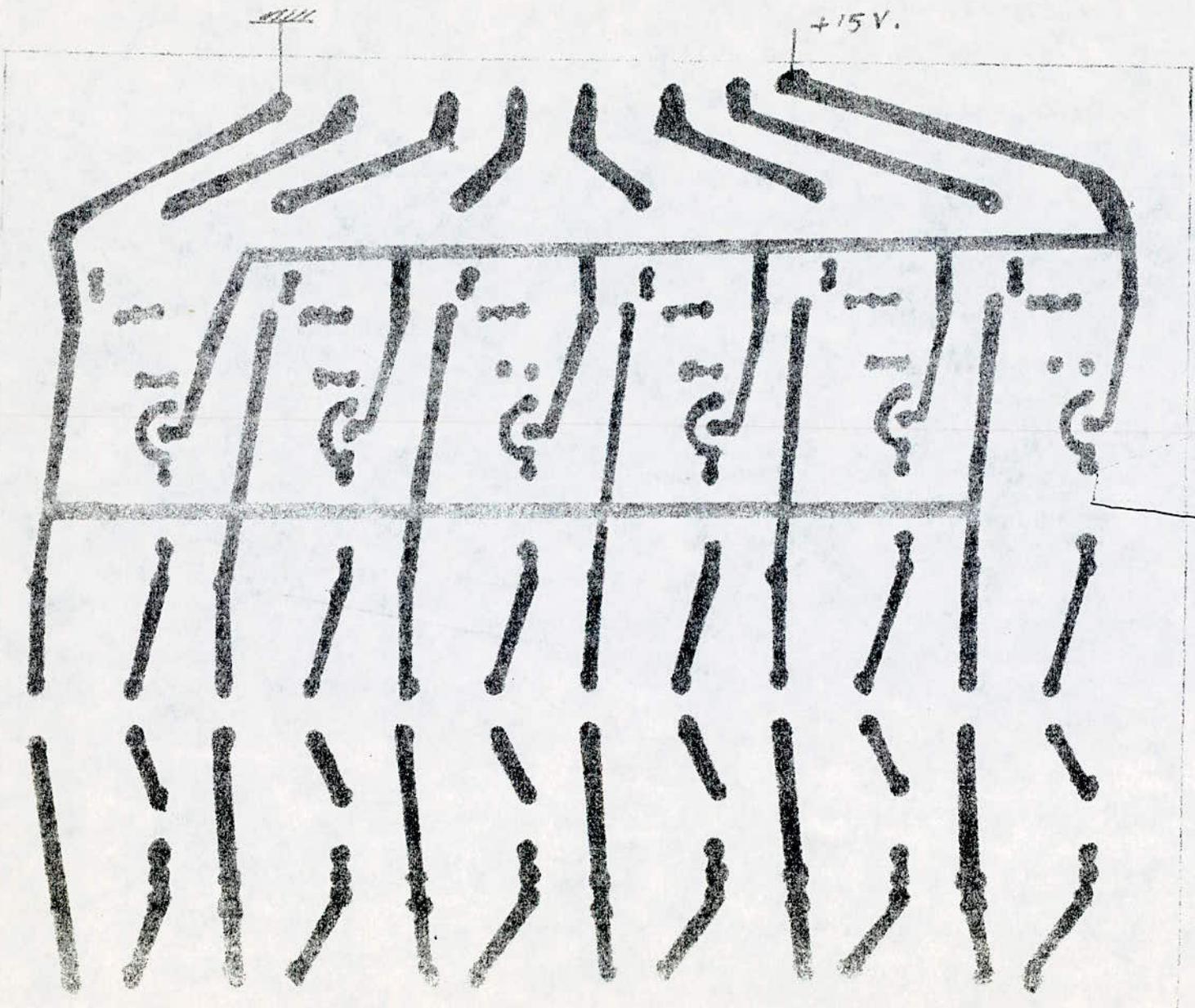


Cote Composant
Hortlage.



Loté Cuivré

Etage de mise en forme,
Complément multivibrateur.



cote
composant.

Etage
amplificateur.

CONCLUSION

Cette présente étude nous a permis de nous familiariser avec l'électronique de puissance et améliorer nos connaissances.

Elle a été menée à terme malgré les nombreuses difficultés rencontrées tout au long du semestre; C'est le manque du matériel qui nous a gêné énormément pour procéder à des essais relatifs à l'association onduleur-moteur asynchrone.

Nous espérons que ce travail sera utile à tout ceux qui ont à apprendre ou à utiliser ce convertisseur statique.

-° BIBLIOGRAPHIE °-

- R . CHAUPRADE.
 .Commande electronique des moteurs à courant alternatif.
- G . SEGUIER.
 .L'électronique de puissance;
 .Introduction à l'électrotechnique approfondie.
- F . BRICHANT.
 .Les onduleurs autonomes
- M . MCUNIC.
 .SEMICONDUCTEURS
- B . HEMICI.
 .PROJET de fin d'étude.

Sommaire

Introduction	2
Chapitre I	
Semi-conducteurs	3
Chapitre II	
Onduleurs autonomes	11
Chapitre III	
Machine asynchrone	28
Association onduleur-machine asynchrone	40
Chapitre IV	
Réalisation du circuit de puissance de l'onduleur	50
Chapitre V	
Commande électronique	58
Conclusion	73
Bibliographie	74

