

7/89

وزارة التعليم العالي

MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
BIBLIOTHEQUE — المكتبة
Ecole Nationale Polytechnique

E. C.

ÉCOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

DEPARTEMENT ELECTROTECHNIQUE

PROJET DE FIN D'ETUDES

S U J E T

ANALYSE DE L'AUTO-COMMUTATION
DANS LE CAS DES CONVERTISSEURS
CONTINU-CONTINU

Proposé par :

O . TOUHAMI

Etudié par :

REZZIK FERHAT
LEGUEBEDJ FARID

Dirigé par :

O . TOUHAMI

PROMOTION : JUIN 1989



* * Remerciements. * *

Nous remercions vivement notre Promoteur
O. Touhami qui a accepté de diriger ce
modeste travail et son entière disponibilité
tout au long de notre travail., Nous le remercions
encore une fois pour sa Volonté et son aide si
Précieuse Pour Nous.

Nous remercions également M.O. Mahmoudi
Pour ses Conseils qu'il nous a prodigué.

Nous adressons également Nos vifs remerciements
à tous ceux qui ont Contribué à notre formation.

** Dedicaces **

- À Ma mère
- À Ma grand mère
- À la mémoire de mon père
- À Mes frères et à ma sœur
- À Tous ceux que j'ai connu et cotoyé
et à tous ceux qui ont contribué à ma
formation :

Je leur dédie ce modeste travail.

REZZIK - FERHAT.

* * * *

Je dédie cet humble travail :

- À ma mère
- À mon père
- À la mémoire de mon frère aîné. Saïd
- À mes frères et sœurs
- À Toutes ma famille
- À Tous ceux qui ne croient qu'il n'y a qu'un
Seul dieu et que Mohamed est son prophète.

(الله اعلى وسله)

LEGUEBEDJ - Farid.

* * *

Sommaire

Introduction	1
<u>Chapitre I. Commutation et interrupteurs</u>	2
I. Necessité de la Commutation	2
II. Problèmes posés par la Commutation	3
III. Interrupteurs électroniques	6
<u>Chapitre II - les Semi-Conducteurs en Commutation</u>	11
I. Généralités	11
II. Diode en Commutation	11
III. thyristor en Commutation	15
IV. pertes dans un thyristor	19
V. Protection des thyristors	19
<u>Chapitre III. Hacheur Serie</u>	21
I. Principe	21
II. débit sur charge resistive	23
III. débit sur charge active	28
III. Conduction continue	28
III. Conduction discontinue	37
IV. débit sur charge inductive	39
<u>Chapitre IV. Hacheur parallele</u>	42
I. Principe	42
II. débit sur charge active	44
III. débit sur charge. R, L et R.	50
Conclusion.	54.
Annexe.	55.

~ chapitre 1 ~

commutation &

interrupteurs

Chapitre I . Commutation Et interrupteurs .

I. Necessité de la Commutation.

L'électronique de puissance utilise des dispositifs électronique (diodes , thyristors , triacs , transistors , ...) pour réaliser des appareils nommés Convertisseurs assurant la Conversion des ondes électriques Et la Commande de la puissance électrique ainsi Convertie .

Lorsque ces opérations s'effectuent à forte puissance , Elles doivent obligatoirement l'être à faibles pertes relatives d'énergie , Non seulement pour des raisons de rentabilité , mais surtout il est exclu que les Composants électroniques utilisés puissent dissiper sans risque un pourcentage non négligeable de la puissance mise en jeu .

Autrement dit , quand un élément du Convertisseur est bloqué , il faut que le courant qui le traverse soit négligeable même s'il est soumis à une tension élevée afin que la puissance consommée par l'élément du Convertisseur soit minimale .

Inversement , quand il est passant , il laisse passer un courant très important , il faut que sa chute de tension interne soit très faible pour que les pertes soient négligeables devant la puissance transmise .

En définitive , les éléments du Convertisseur ne peuvent travailler que dans deux (2) types d'états :

- Courant de l'ordre de grandeur du courant nominal , très faible tension .

- tension de l'ordre de grandeur de la tension nominale, très faible courant.

L'élément redresseur joue un rôle analogue à celui des interrupteurs mécaniques.

enfin, pour réaliser la conversion de l'énergie, il faut que les éléments du convertisseur passent d'un type d'état à un autre: on dit alors qu'ils commutent: d'où nécessité de la commutation.

I. - Problèmes posés par la commutation.

la commutation des éléments du convertisseur dépend de la nature de la source d'alimentation et celle de la charge alimentée

II.1 - Commutation d'une source inductive et un récepteur inductif.

Soit un récepteur inductif (L_s, R_s série), alimenté par une source inductive (L_e, E) à travers un convertisseur comprenant un interrupteur K , en série avec la charge. fig. 1.1

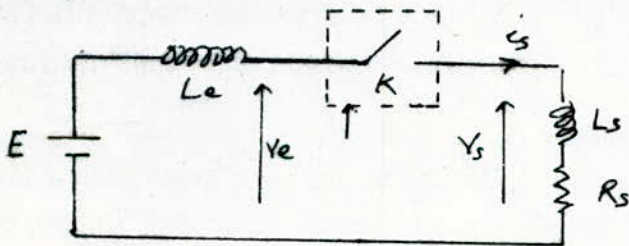


fig. 1.1

a- L'ouverture de l'interrupteur K , provoque du côté de la charge, une décroissance rapide du courant i_s . Caractérisé par l'équation électrique suivante:

$$V_s = R_s i_s + L_s \frac{di_s}{dt} \quad \text{avec } \frac{di_s}{dt} \rightarrow -\infty.$$

la tension V_s est théoriquement infinie en valeur absolue.

le récepteur et le convertisseur vont devoir supporter une surtension (négative) d'autant plus grande que L_s est plus grande et la durée d'ouverture plus courte.

Vu que l'inductance L_s , traversée par le courant i_s , emmagasine une énergie électromagnétique $w = \frac{1}{2} L_s i_s^2$, pour ouvrir cette voie, il faut ouvrir l'interrupteur K , mais surtout libérer cette énergie emmagasinée, il convient alors de prévoir un interrupteur K' se fermant à l'ouverture de K . (fig I.2)

b- L'ouverture de l'interrupteur K , provoque aussi du côté de la source une décroissance rapide du courant i_e , caractérisée par l'équation électrique suivante.

$$V_e = E - L_e \frac{di_e}{dt} \quad \text{avec} \quad \frac{di_e}{dt} \rightarrow -\infty$$

on retrouve donc les mêmes phénomènes déjà observés du côté récepteur.

on pourra ainsi prévoir un interrupteur K'' se fermant à l'ouverture de K . Mais cette solution n'est pas satisfaisante, car à la fermeture de K (K' et K'' s'ouvrent), les courants d'entrée i_e et de sortie i_s n'auront pas la même valeur et on trouve une surtension inacceptable.

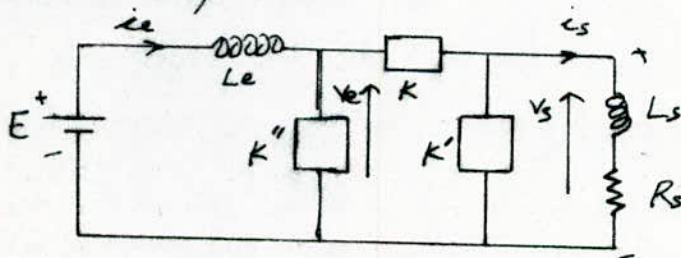


fig I.2.: Commutation de deux circuits inductifs.

il n'est pas donc possible de commuter une source inductive avec un récepteur inductif.

2. Commutation d'une source inductive sur une charge capacitive.

On obtient une charge capacitive en disposant un condensateur de capacité C_s en parallèle avec la charge. fig I.3.

à la fermeture de K , K'' s'ouvre. on a donc:

$$i_e = i_s.$$

$$\text{avec } i_s = i_c + C_s \frac{dV_s}{dt} = i_e \Rightarrow \frac{dV_s}{dt} = \frac{i_e - I_s}{C_s}$$

la vitesse de variation de la tension V_s est d'autant plus faible que la Capacité C_s est plus élevée

de même, on a:

$$V_s = E - L_e \frac{di_e}{dt} \Rightarrow \frac{di_e}{dt} = \frac{E - V_s}{L_e}$$

la vitesse de variation du courant d'entrée i_e est d'autant plus faible que l'inductance L_e est plus élevée.

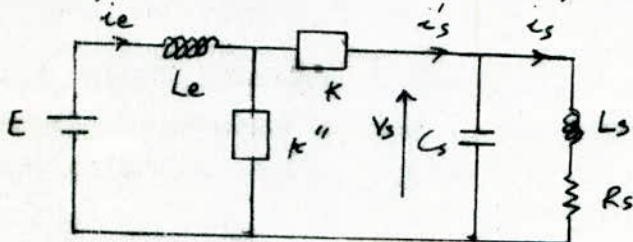


fig 13. Schémz électrique d'un hacheur parallèle

on peut donc commuter une source inductive sur une charge Capacitive.

3. Commutation d'une source Capacitive sur charge inductive.

on obtient une source Capacitive on dispose d'un Condensateur de Capacité C_e en parallèle avec la source. fig 14.

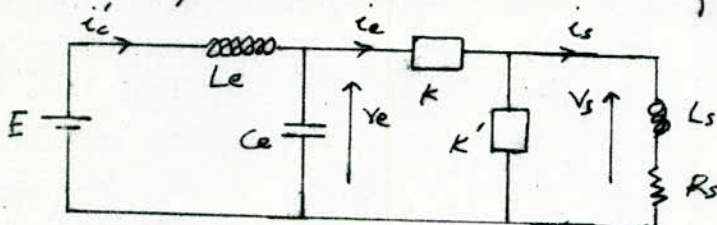


fig 14. Schémz électrique d'un hacheur serie.

à la fermeture de K , K' s'ouvre., pour permettre à la charge d'être alimentée par la source: donc: $i_e = i_s$.

- du côté de la source on a:

$$+ \text{ d'une part } : V_e = E - L_e \frac{di_e}{dt} \Rightarrow \frac{di_e}{dt} = \frac{E - V_e}{L_e}$$

La vitesse de variation du courant d'entrée est d'autant plus faible que l'inductance L_e est importante.

+ D'autre part : $i'_e = C_e \frac{dV_e}{dt} + i_e \Rightarrow i'_e = i_s = i'_e - C_e \frac{dV_e}{dt}$

$$\frac{dV_e}{dt} = \frac{i'_e - i_e}{C_e}$$

La vitesse de variation de la tension est d'autant plus faible que la Capacité C_e est importante.

- du côté de la charge : on a :

$$C_e \frac{dV_s}{dt} = i_e - i_s \Rightarrow \frac{dV_s}{dt} = \frac{i_e - i_s}{C_e}$$

La vitesse de variation de la tension est d'autant plus faible que la Capacité C_e est plus grande.

La commutation d'une source Capacitive sur une charge inductive est donc possible.

II.4. Commutation d'une source Capacitive sur une charge Capacitive.

Le schéma électrique est donné par la fig I-5.

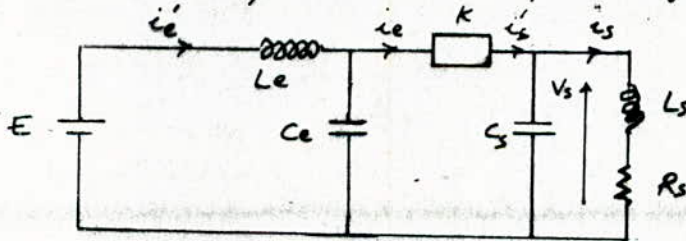


fig I-5. Commutation de deux Circuits inductifs.

à la fermeture de K , le convertisseur doit pouvoir supporter une surintensité destinée à égaliser les tensions V_s et V_e pendant la durée de fermeture.

La commutation de deux (2) circuits Capacitifs est impossible.

Conclusion :

On ne peut pas commuter directement entre eux deux dipôles.

de même nature. on ne peut commuter entre eux que des dipôles de nature différente.

Les dipôles inductifs imposent la Continuité du Courant.

Les dipôles Capacitifs imposent la Continuité de la tension.

un dipôle inductif nécessite pour la Commutation un dipôle Capacitif et vice-versa.

I. Interrupteurs électroniques.

Interrupteurs unidirectionnels.

un semi-conducteur simple est toujours unidirectionnel en courant. on le choisit en fonction des Commutations qu'il doit réaliser.

III.1 Convertisseurs à Commutation Naturelle.

Dans les Convertisseurs où toutes les Commutations sont naturelles, on peut se contenter de diodes ou de thyristors.

a) Diode

La diode est un interrupteur non commandé, son fonctionnement est imposé par le Circuit dans lequel elle est insérée.

Elle travaille dans l'un des états stables suivants:

- Etat ouvert (ou bloqué) Noté "O".
- Etat fermé (ou conducteur) Noté "F".

Ces états sont décrits lorsque la diode est alimentée par un générateur de F.E.M. E et de résistance interne R . fig I.6.a et fig I.6.b.

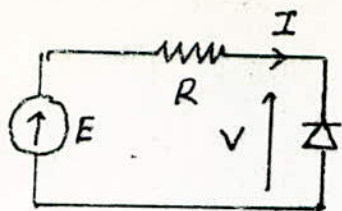


fig. 6.a.

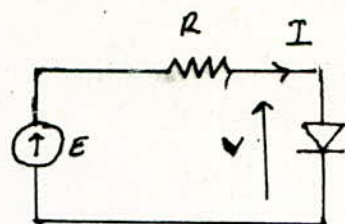


fig. 6.b.

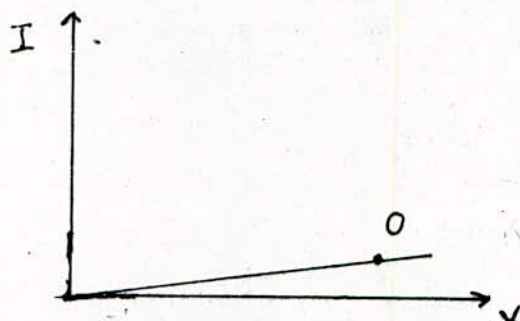
etat ouvert : (fig. 6.a)

$$1 \begin{cases} V \approx E \\ I \ll \frac{E}{R} \end{cases}$$

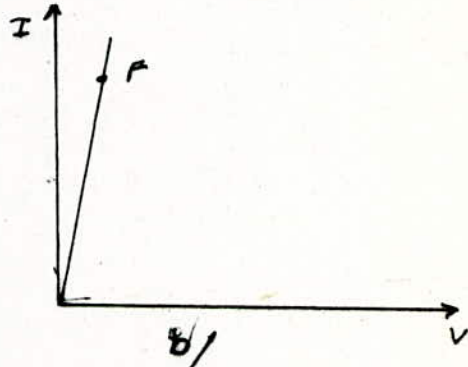
Etat Fermé (fig. 6.b)

$$2 \begin{cases} V \ll E \\ I \approx \frac{E}{R} \end{cases}$$

L'ensemble des couples (V, I) associés aux états stables de l'interrupteur a pour image une courbe du plan (V, I) nommée caractéristique de cet interrupteur. fig. 7.



a)



b)

fig. 7. Caractéristique de la Diode.

↳ DUALITÉ.

Les deux (2) systèmes (1) et (2) mettent en évidence une dualité entre les 2 états.

Par définition, 2 états sont dits duaux lorsque les systèmes qui les décrivent se déduisent l'un de l'autre par substitution des grandeurs physiques employées. Dans notre cas :

V devient I , grandeur dual de V

I devient V , grandeur dual de I .

b) - Thyristor.

C'est un interrupteur Commandé à la fermeture, le retour à l'état ouvert s'effectue de façon naturelle. Sa Caractéristique de cet interrupteur est donnée par fig. 8.

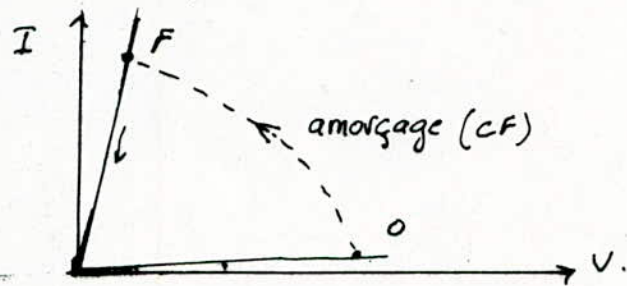


fig 8. Caractéristique du thyristor.

III.2 Convertisseurs à Commutation forcée.

Le changement Commandé d'état ne s'effectue plus par une succession d'états stables voisins, c'est à dire en suivant les Caractéristiques du plan (V, I) c'est pourquoi on le représente symboliquement par un arc de Cercle la transition d'un état ouvert "0" à un état fermé "F". (fig. 9.a).

On note que les Commutations Commandées sont indépendantes des Conditions d'utilisation. (source - charge). pour que ces dernières permettent les deux états extrêmes de transition.

L'interrupteur impose donc une Commutation forcée à l'ensemble des éléments qu'il relie.

un tel interrupteur est schématisé par un thyristor auquel on aurait ajouté une seconde gachette de blocage.

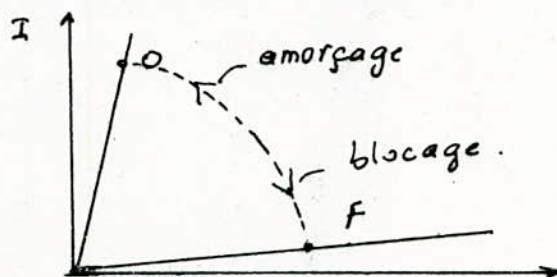


fig 9.a. Caractéristique d'un hacheur.

Dans de nombreux schémas de hacheur et d'onduleurs, on a besoin de schunter l'interrupteur à fermeture et ouverture commandées par une diode montée en parallèle inverse.

La caractéristique de cet interrupteur est donnée par la fig 9.b

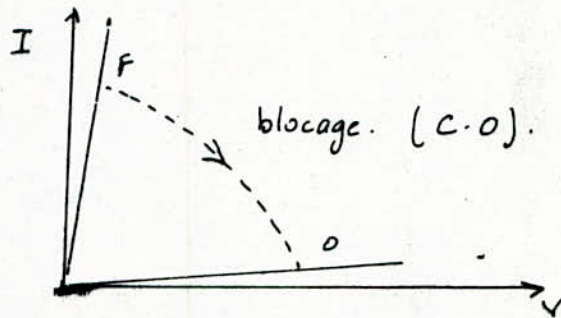


fig. 9.b Caractéristique de l'interrupteur (Th.D)

Remarque:

les quatre interrupteurs fondamentaux sont donc:

- Interrupteur unidirectionnel Non commandé. (diode)
- Interrupteur unidirectionnel Commandé à la fermeture. (Th).
- interrupteur unidirectionnel. Commandé à l'ouverture. (Th.D)
- interrupteur unidirectionnel. Commandé à l'ouverture et à la fermeture. (hacheur).

~ chapitre 2 ~

**les semi-conducteurs
en commutation**

I. - Generalité's, Les Convertisseurs de l'électronique de puissance utilisent des Composants semi-Conducteurs fonctionnant en Commutation, C'est à dire par tout ou rien.

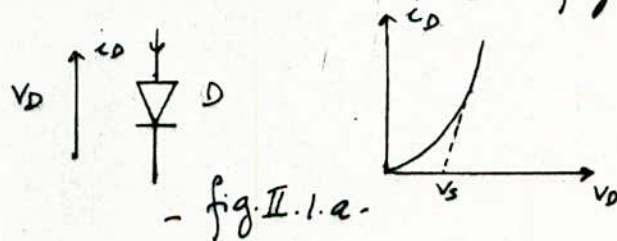
Dans ce chapitre, on introduit le diode et le thyristor en Commutation sans se pencher sur leur Comportement interne.

II. - Diode en Commutation.

II.1 - Rappels sur les Caractéristiques statiques:

La diode est un Semi-Conducteur à deux états de fonctionnement.

- état passant: la diode présente une chute de tension V_D , non nulle, fonction Croissante de la température du Cristal et de l'intensité du courant direct i_D . fig. II.1.a



- état bloqué: La diode est traversée par un courant inverse de fuite d'intensité très petite devant celle du courant nominal. (de quelques μA à quelques mA .) fig. II.1.b.

V_{RSM} : la tension maximale inverse Supportée par la diode sans danger

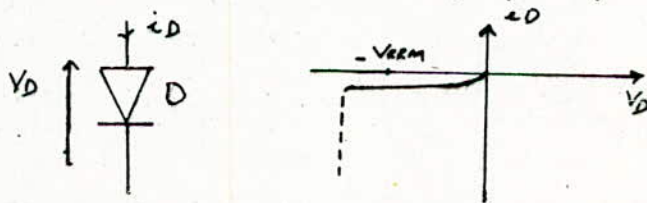


fig. II.1.b.

II.2 - Commutations.

La Commutation à la fermeture correspond au passage rapide de l'état bloqué à l'état passant, la Commutation à l'ouverture au passage inverse. Ces brusques changements dépendent de la commande du semi-conducteur et du circuit dans lequel est inséré.

II.2.1 - Commutation à la fermeture.

Lorsqu'on applique un échelon de tension $v(t)$ à une branche comprenant une diode en direct fig. II.2. a. ou lorsqu'on impose l'établissement d'un courant $i_D(t)$ suivant une rampe $\frac{di_D}{dt}$ constante fig. II.2. b. on remarque.

- que la d.d.p. $v_D(t)$ aux bornes de la diode tend vers sa valeur finale V_D en passant généralement aux forts courants ou/et aux grandes vitesses de croissance $\frac{di_D}{dt}$ par un maximum d'amplitude V_{Dmax} . (surtension à l'ouverture).
- que le courant direct $i_D(t)$ ne s'établit pas aussi vite que le permettraient les autres éléments de la maille. (Cas d'une attaque en tension.) fig. II.2. b.

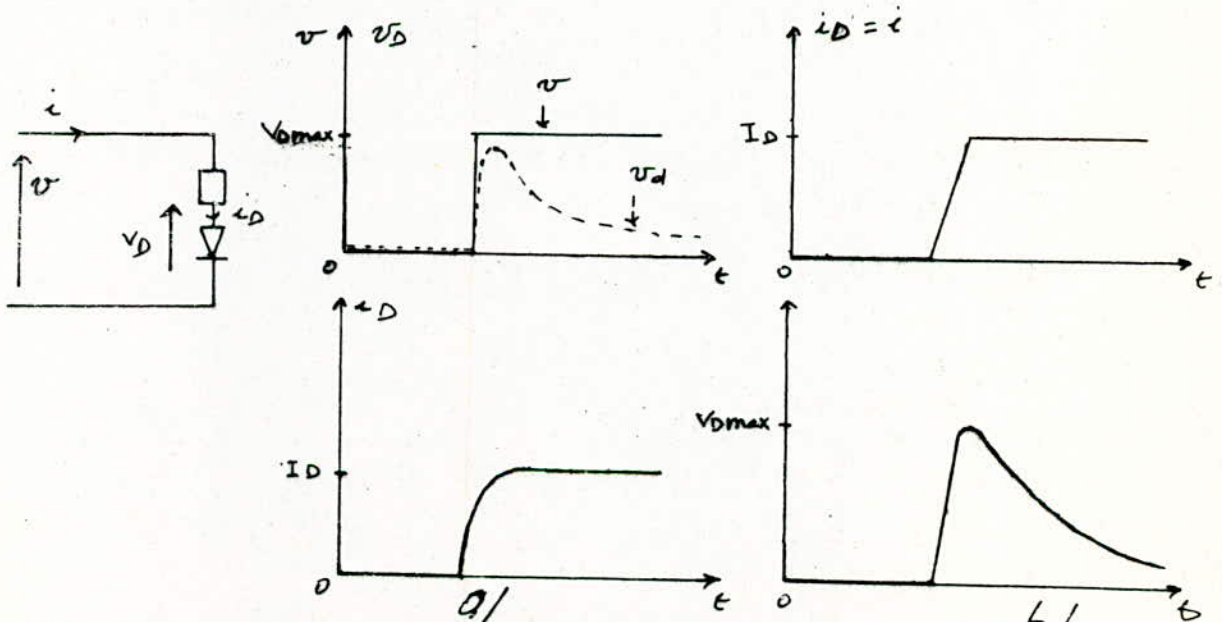


fig. II.2. Commutation à la fermeture.

la fermeture d'une diode est caractérisée par les

- une surtension à la fermeture.
- Pertes d'énergie en commutation.

II.2.2 - Commutation à l'ouverture:

a) - alimentation par un générateur de tension.

La tension V , appliquée à la diode à travers la résistance R , passe brusquement d'une valeur positive ou nulle à une valeur négative

$(-E)$ fig. II.3.a.

de zéro à t_s , il en résulte un courant inverse dont l'intensité est limitée par R ; la tension V_D a une valeur voisine de celle qu'elle avait pendant la conduction.

Ensuite le courant revient progressivement vers zéro et la tension V_D tend vers $-E$.

t_s : temps de saturation

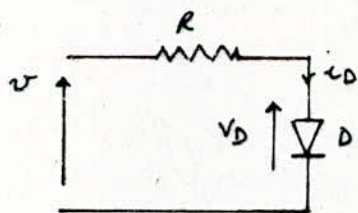
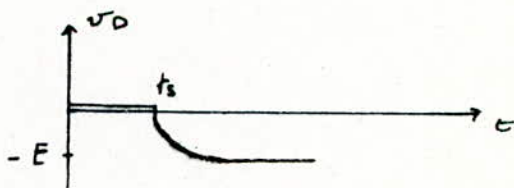
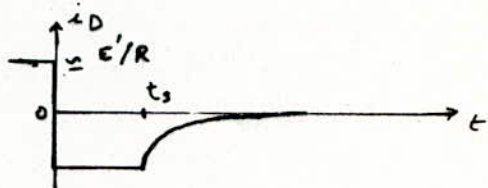
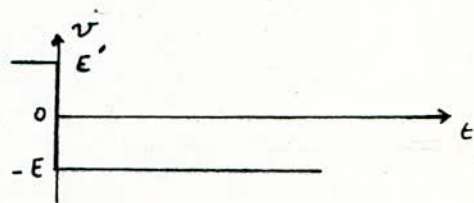


fig. II.3.a.

- Commutation à l'ouverture -



b) - alimentation par un générateur de courant.

Dans la plupart des convertisseurs, la rapidité de décroissance du courant est limitée.

La commutation à l'ouverture ressemble à celle qu'on peut réaliser avec le circuit de la fig. II.3.b.

Le courant i_d étant établi à une valeur voisine de $+\frac{E'}{R}$, pour $t=0$, on ferme l'interrupteur K qui applique la tension $(-E')$ à la diode à travers l'inductance L .

- on retrouve les deux (2) types d'intervalles rencontrés dans le cas précédent :

- la pointe de courant inverse (I_{2m}) atteint une valeur voisine de celle qui avait le courant direct pendant la conduction.

Pendant cet intervalle, la tension V_D reste faiblement positive

$$\frac{di}{dt} = (-E' - V_D)/L \approx -\frac{E'}{L}$$

ensuite le courant i_d tend vers zéro, la tension V_D vers $-E'$, mais

la décroissance du courant inverse provoque une surtension inverse puisque :

$$V_d = -E' - L \frac{di}{dt}, \text{ avec } \frac{di}{dt} > 0.$$

Cette surtension est d'autant plus grande que le circuit est plus inductif et que le retour au zéro du courant i s'effectue plus vite.

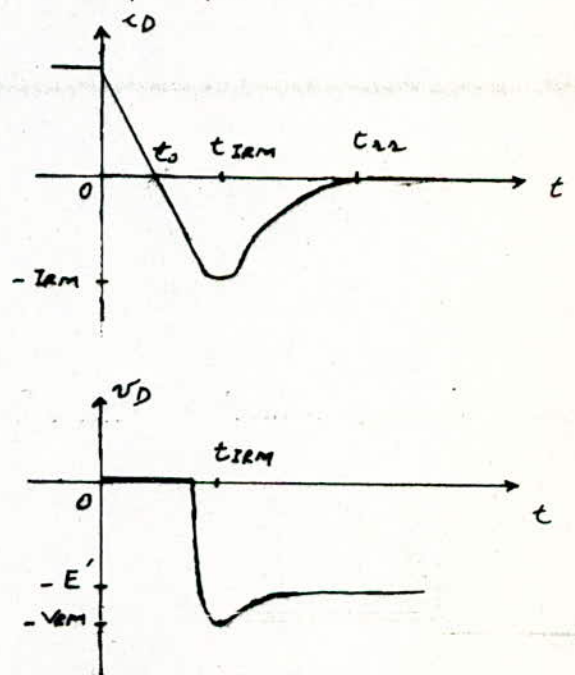
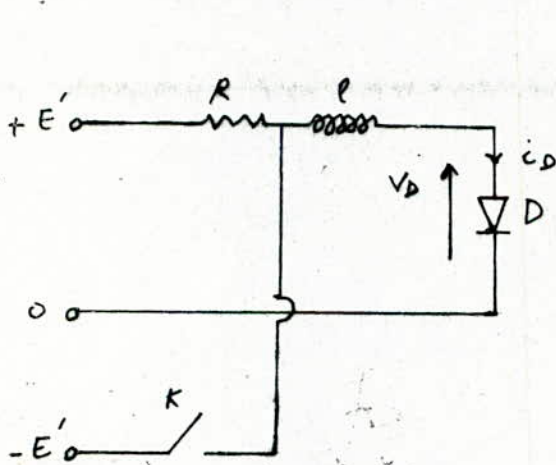


fig. II.3.-b. Commutation à l'ouverture.

III - Thyristor en Commutation.

Le thyristor est le composant semi-conducteur qui est à l'origine de l'essor de l'électronique de puissance. Il joue le rôle d'un interrupteur unidirectionnel en courant dont seule la fermeture peut être commandée.

Pour l'utiliser dans les convertisseurs à commutation forcée, il faut lui adjoindre un circuit auxiliaire d'extinction.

C'est cette difficulté d'extinction qui est l'origine du remplacement du thyristor par les transistors de puissance pour les équipements de faible et moyenne puissance.

III.1 - Etats stables de fonctionnement.

Comme tous les composants de puissance travaillent en régime de commutation, le thyristor possède deux types d'états stables.

- Etat bloqué: un thyristor est bloqué dans les 2 situations suivantes.

. il est polarisé sous tension inverse ($V_{TH} < 0$) Cas du point B_1 de la fig. II.4.

. il est polarisé en direct ($V_{TH} > 0$), Cas du point B_2 , mais l'intensité du courant de gâchette i_g est maintenu nul depuis B_2 mise sous tension.

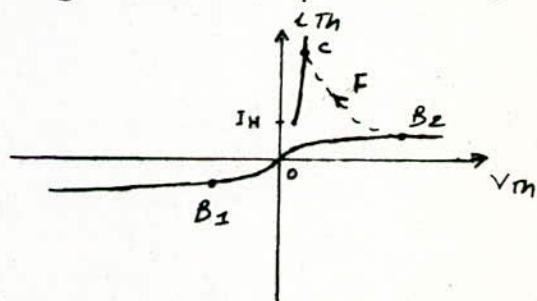
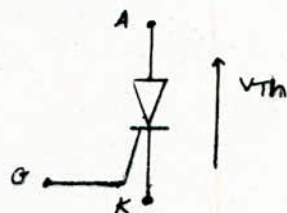


fig. II.4. Caractéristiques statiques

- Etat passant: le thyristor, initialement polarisé en direct (point B_2), reçoit une "impulsion" du courant suffisante dans la

- jonction gâchette - Cathode, Le thyristor se passant.

le point figuratif de son état dans le plan $(V_{th} - i_{th})$ est en C
le thyristor se comporte dès lors comme une diode même après
suppression de courant de gâchette, à condition que l'intensité du
courant qui le traverse reste supérieur à celle du courant de maintien.

2.2 Caractéristiques dynamiques.

III.2.1 - Commutation à la fermeture.

C'est le passage d'un état bloqué à un état passant.

La fermeture est caractérisée par la durée: $t_{on} = t_d + t_r$. où

t_d : le retard à l'amorçage

t_r : le temps de montée.

Le temps t_r qui constitue la majeure partie du t_{on} , dépend de
la vitesse d'accroissement $(\frac{di_{th}}{dt})$ de l'intensité du courant d'anode.
le courant d'anode s'établit d'autant plus vite que la maille
fermée par le thyristor est moins inductive. on a représenté sur
la fig. II.5. a. l'allure du courant $i_{th}(t)$ pour deux cas de charge.

1. charge très inductive.

2. charge peu inductive.

On remarque que la puissance p développée dans le composant
augmente rapidement, lorsque la vitesse d'établissement du courant
 $(\frac{di_{th}}{dt})$ augmente.

le courant de gâchette n'est pas indispensable pendant toute la
durée de la mise en conduction.

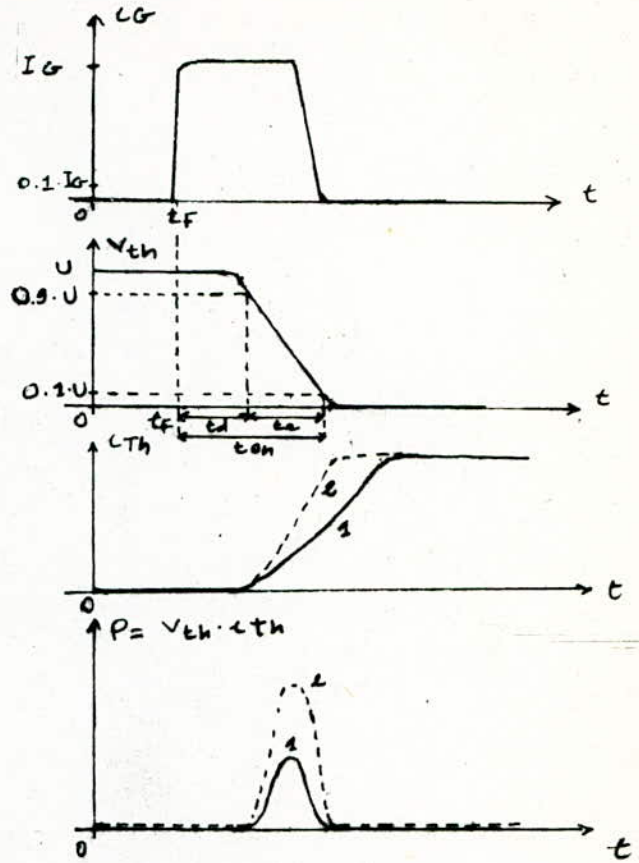
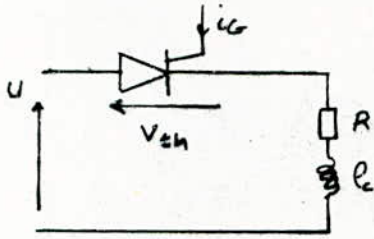


fig. II.5. a.

Commutation à la fermeture.

III.2.2 - Commutation à l'ouverture.

on ne peut bloquer un thyristor qu'en le privant de courant d'anode. (trajet. C_{B1}) du plan. $(V_{th} - i_A)$. fig. II.5. b.

ou mieux, en le mettant sous tension inverse (trajet C_{B2}). Pendant un temps suffisant pour que le courant i_T s'inverse et par conséquent devienne inférieur au courant de maintien.

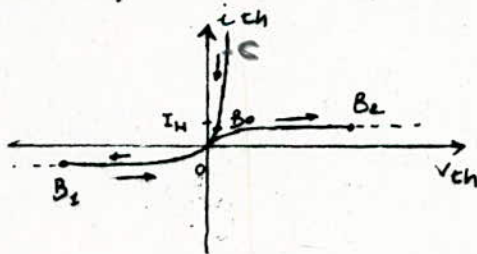


fig. II.5. b. Commutation à l'ouverture.

- temps de désamorçage t_d .

on appelle temps de désamorçage, l'intervalle de temps à respecter entre l'instant où le courant i_T passe par zéro et celui où

On peut réappliquer une tension V_T positive au thyristor.

III.3 - Les différents modes de blocage.

On rappelle que pour bloquer un thyristor, il est nécessaire d'éteindre son courant direct pendant un temps supérieur au temps de désamorçage.

D'après le procédé de blocage, on distingue trois modes de blocage.

III.3.1 - blocage en tension. un thyristor auxiliaire Th_a , commandé à la fermeture à la date t_0 , applique une tension inverse aux bornes du thyristor à bloquer.

le principe de ce mode de blocage est donné par la fig. II.6.a

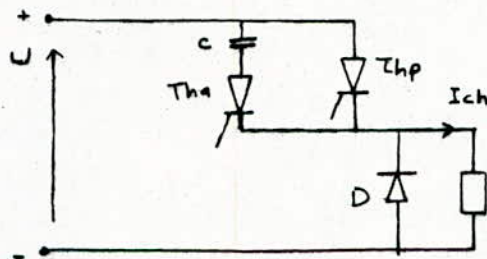


fig. II.6.a blocage en tension.

III.3.2 - blocage en courant.

Ce mode de blocage consiste à priver de courant, sous faible tension le thyristor à bloquer. fig. II.6.b

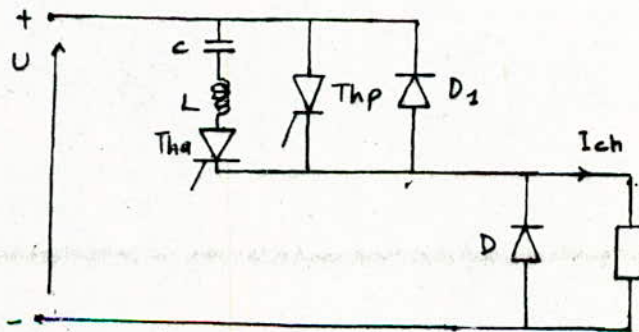


fig. II.6.b. blocage en courant.

III.3.3 - blocage mixte. le thyristor à bloquer est successivement privé de courant puis placé sous tension inverse.

le dispositif de principe est représenté par la fig. II.6-C.

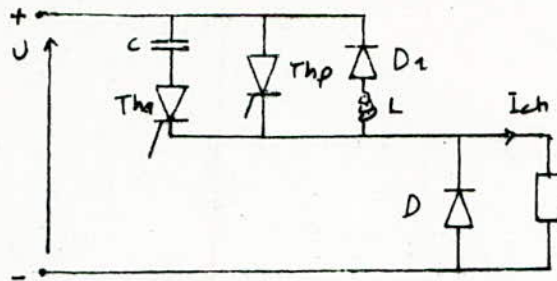


fig. II.6-C blocage mixte.

IV - Pertes dans un thyristor.

les pertes apparaissent dans un élément redresseur sont d'origine électrique, elles sont dues aux chutes de tension et aux courants lorsque le thyristor est sous tension. Selon le mode de fonctionnement, elles peuvent être ramené à quatre type.

- pertes apparaissant pendant la conduction, elles sont d'ailleurs les plus importantes.
- pertes apparaissant pendant l'état bloqué aussi bien sous tension directe que sous tension inverse. Elles sont généralement négligeable.
- pertes dues à la commutation de l'état bloqué à l'état conducteur ou inversement, elles sont aussi négligeable.
- pertes de gachettes : elles sont négligeable.

V. Protection des Thyristor.

pour assurer un bon fonctionnement d'un équipement, il est indispensable de prévoir la protection des thyristors contre les contraintes qui leur sont appliquées aux cours d'exploitation.

V.1 - Protection Contre les Surtensions :

un circuit RC placé en parallèle avec chaque thyristor permet de limiter la croissance de la tension $\frac{dU}{dt}$ aux bornes de thyristor.

V.2 - Protection Contre les Surtintensités.

elles peuvent être éliminer à l'aide d'un fusible placé en série avec le thyristor.

– chapitre 3 –

hacheur serie

hacheur Serie.

I.1 - Principe.

un hacheur est un équipement qui, à partir d'une source continue permet d'alimenter une charge à courant continu sous une tension continue variable.

Un interrupteur H placé en série entre source et charge permet d'atteindre ce but, d'où un schéma de principe indiqué à la fig. III.1

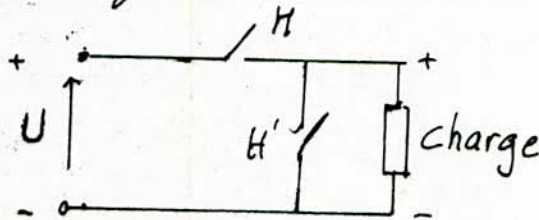


fig III.1 Schéma de principe.

Les contraintes liées aux fonctionnements de l'environnement (charge - source) permettent d'identifier les interrupteurs et de préciser le schéma.

un récepteur inductif impose un second interrupteur qui doit se fermer à l'ouverture de l'interrupteur H et une source capacitive (source de tension).

L'interrupteur H est fermé régulièrement à des intervalles de temps égaux à T et reste fermé pendant un temps $\alpha \cdot T$.

Nous appelons T la période de hachage, α le rapport cyclique. Et αT la durée de conduction du hacheur.

L'interrupteur H est un interrupteur à fermeture et ouverture commandées, obtenu en utilisant un thyristor muni de son circuit de blocage.

Charge Resistive

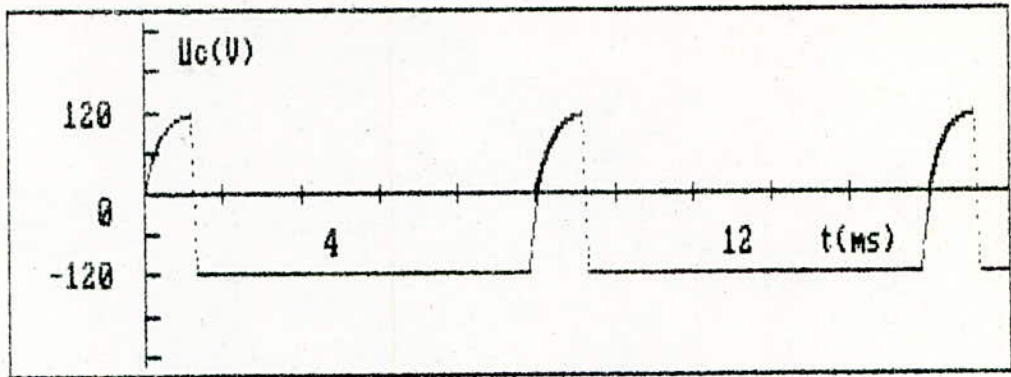


fig. III-2.1.a. tension Aux bornes du Condensateur.

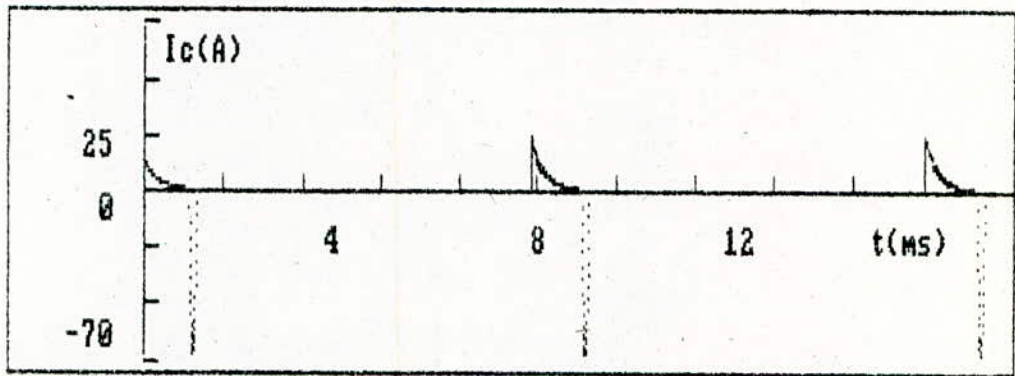


fig III-2.1.b. Courant Capacitif.

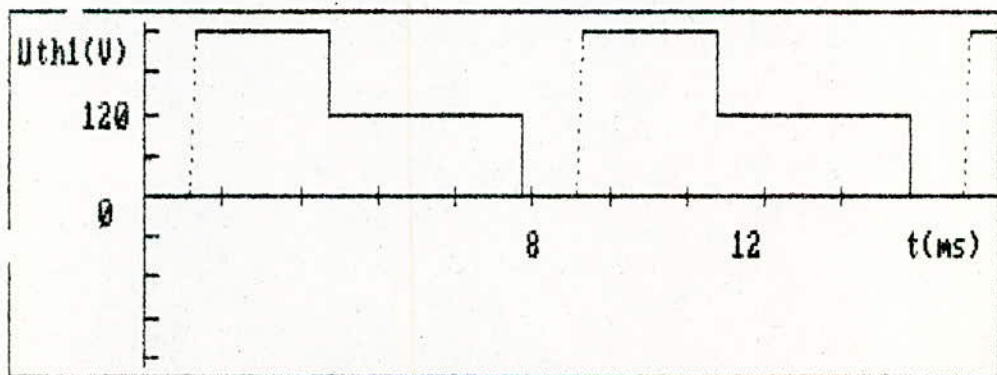


fig III-2.1.c. tension aux bornes de th_1 .

Il est maintenant possible de faire fonctionner le thyristor th_p pendant une durée αT .

Pour bloquer th_p , il suffit d'amorcer th_1 , en effet la tension aux bornes du Condensateur constitue une tension inverse pour le thyristor th_p assurant ainsi son blocage.

Dans notre étude, on a négligé les temps de montée et de descente du courant dans les semi-conducteurs.

On a négligé aussi les phénomènes liés à la présence des "Snubbers" de limitation du $\frac{di}{dt}$, du $\frac{dv}{dt}$ et des surtensions, bien que leur présence soit indispensable au bon fonctionnement des semi-conducteurs.

II. Débit sur charge résistive.

II.1 Phases Successives.

On part de l'intervalle de conduction de th_1 , le courant i_{th_1} est égal au courant I_2 du récepteur, th_p est bloqué, la tension à ses bornes est égale à U .

Les courants i_{th_1} et i_{th_p} sont nuls ainsi que la tension aux bornes de la capacité.

a) - Conduction de th_1 : charge de C . (fig. III.3.a.)

Au début de la période de hachage, pour $t=0$, le thyristor th_1 est amorcé, un très bref courant charge la capacité C_d .

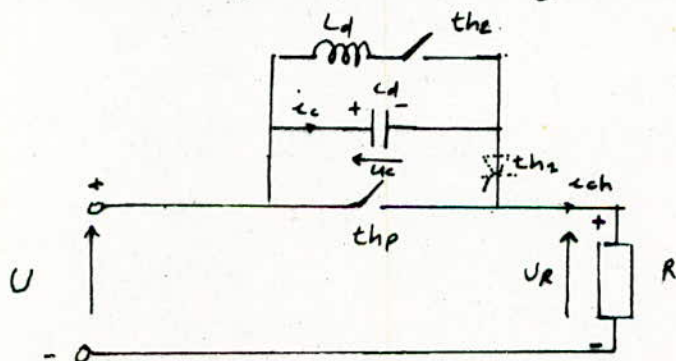


fig. III.3.a Charge de la Capacité C_d .

la tension U_c aux bornes de la Capacité et le Courant de charge sont donnés par les équations suivantes.

$$\left. \begin{aligned} U &= R i_c + U_c \\ i_c &= C_d \frac{dU_c}{dt} \end{aligned} \right\} \Rightarrow U = R C_d \frac{dU_c}{dt} + U_c$$

la tension U_c est donc égale à :

$$U_c = U + A e^{-t/RC_d}$$

à $t=0$, $U_c=0$. $\Rightarrow A = -U$.

$$U_c = U (1 - e^{-t/RC_d})$$

$$i_c = \frac{U}{R} e^{-t/RC_d}$$

à l'instant $t = t_1 \approx 3RC_d$, le courant i_c tend à s'annuler, le thyristor th_1 s'éteint de lui-même dès que le courant i_c sera inférieur à son courant de maintien, en ce moment la tension aux bornes de la Capacité C_d est voisine de U .

-b/ Conduction de th_2 , inversion de la polarité. (fig. III.3.b)

à l'instant $t = t_1$, on amorce le thyristor th_2 , la Capacité se décharge à travers le circuit oscillant (L_d, C_d) avec une demi-Pseudo-période.

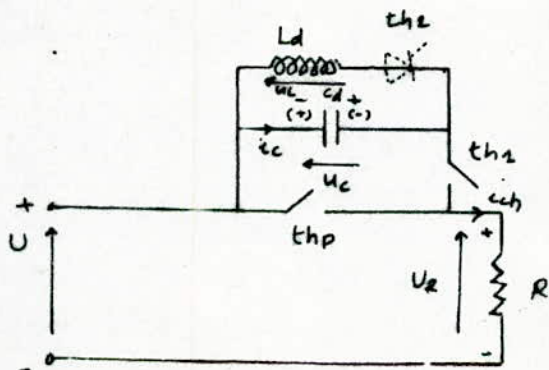


fig. III.3.b. inversion de la Polarité.

$$\left. \begin{aligned} U_c &= U_c = L_d \frac{di_c}{dt} \\ i_c &= -C_d \frac{dU_c}{dt} \end{aligned} \right\} U_c + L_d C_d \frac{d^2 U_c}{dt^2} = 0$$

la solution de cette équation différentielle est de la forme :

$$U_c = A \cdot \cos(\omega_0(t-t_1) + \varphi) \quad \text{avec} \quad \omega_0^L = \frac{1}{L_d C_d}$$

$$\text{à } t=t_1, U_c = U, i_c = 0.$$

$$U_c = U \cos \omega_0(t-t_1).$$

Le courant i_c est :

$$i_c = -C_d \frac{dU_c}{dt} = C_d U \omega_0 \sin \omega_0(t-t_1).$$

Après une demi-pseudo-période d'oscillation du circuit (L_d, C_d), pour $\omega_0(t_2-t_1) = \pi$, le courant i_{th_2} tend à devenir négatif, th_2 se bloque. à partir de l'instant $t = t_2 = \frac{\pi}{\omega_0} + t_1$, la tension U_c est égale à $-U$, la capacité est prête à assurer l'extinction de th_p .

-c) Conduction de th_p . (fig. III.3.c.)

à l'instant t compris entre t_2 et $t_2 + \alpha T$, on amorce th_p .

Le courant qui traverse la charge durant cet intervalle de temps

est égal à : $\frac{U}{R}$.

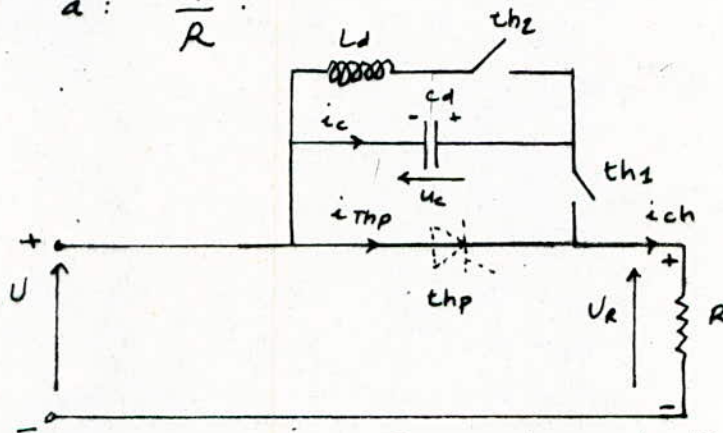


fig. III.3.c. Conduction de th_p .

d- Extinction de th_p , décharge de C.

Pour $t_3 = t_2 + \alpha T$, afin d'éteindre th_p , on envoie une impulsion de déblocage sur la gâchette du thyristor th_1 . Celui-ci, ayant à ses bornes une tension $V_{th_1} = U - U_c = 2U$ devient passant, sa conduction appliquée aux bornes de th_p une tension négative égale à $-U$, ce qui entraîne son blocage. à partir de t_3 , le courant i est repris par le circuit de la fig. III.3.a

$$U = U_c + Ri_c \quad \text{et} \quad i_c = C_s \frac{dU_c}{dt}$$

$$\text{à } t = t_3, U_c = -U$$

$$U_c = U(1 - 2e^{-\frac{1}{RC_s}(t-t_3)})$$

$$i_c = \frac{2U}{R} e^{-\frac{1}{RC_s}(t-t_3)}$$

En tenant compte de la périodicité et de la continuité, on peut déterminer la valeur du courant à la fin de la période

$$I_0 = i_c(T) = \frac{U}{R}$$

à partir de l'instant $t = T$, le cycle recommence.

II.2. Temps de Commutation.

Durant la commutation, la tension aux bornes du thyristor principal t_{thp} est égale à :

$$V_{thp} = U_c = U(1 - 2e^{-\frac{t-t_3}{RC_s}})$$

V_{thp} reste négative jusqu'à l'instant $t = T$.

$$V_{thp} = 0 \Rightarrow U = 2e^{-\frac{(T-t_3)}{RC_s}}$$

$$T - t_3 = RC_s \ln 2.$$

Le temps de polarisation inverse t_p de t_{thp} est égal à $RC \ln 2$. Celui-ci doit être supérieur au temps de désamorçage t_q .

II.3. Formes d'ondes.

La conduction est discontinue et en vertu de la loi d'Ohm

$U_a = Ri_a$, la tension U_a aux bornes de la résistance et le courant qui la traverse ont même allure. Comme le montre la fig. III.4. Pour $R = 10 \Omega$ et $U = 120V$.

on remarque que la commutation forcée provoque une surtension égale à $2U$. Et une surintensité égale à $2 \cdot \frac{U}{R}$ que les demi-conducteurs devront supporter.

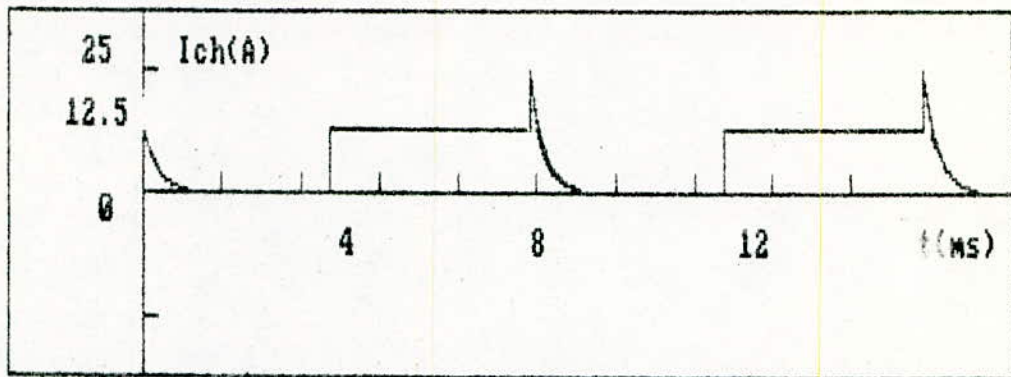


fig. III.4. a. Courant dans la charge

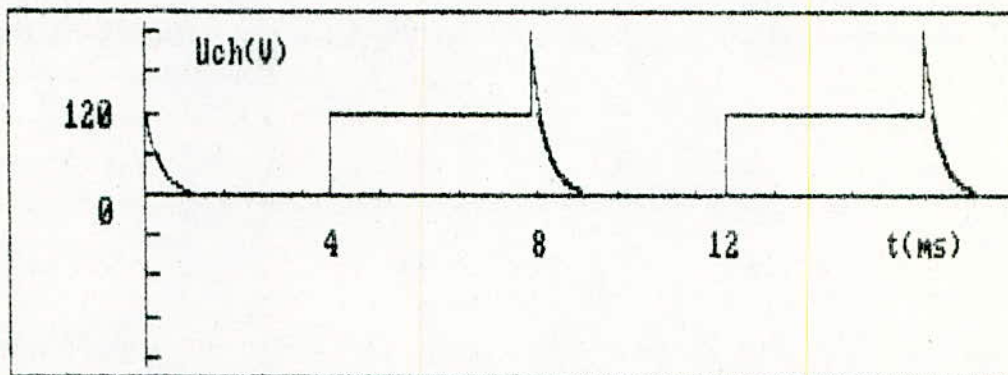


fig. III.4. b. tension aux bornes de la charge

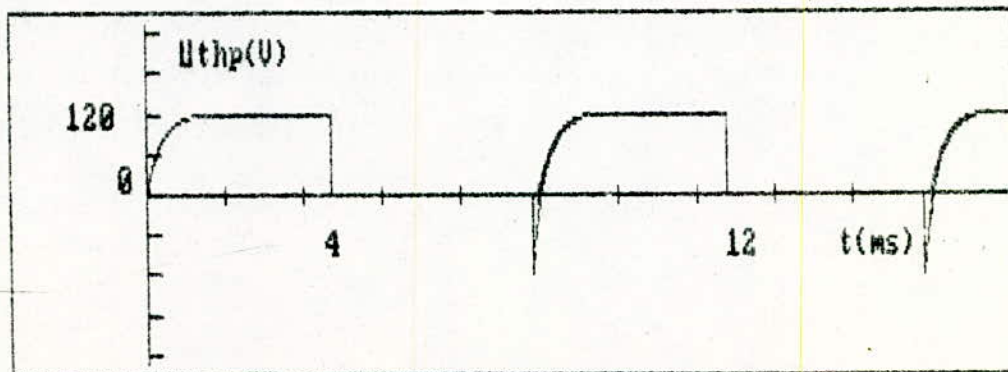


fig. III.4. c. tension aux bornes du thyristor th_p .

III. debit Sur Charge Active. (E, R, L).

III. 1. Conduction Continue.

1. 1. phases Successives. de fonctionnement.

On part de l'intervalle de Conduction de th_1 , à l'instant où la Capacité C est Complètement déchargée, le Courant i_{th_1} est égal à I_0 du récepteur.

Le thyristor th_p , le diode D et le thyristor th_2 sont bloqués les Courants qui les traversent sont nuls, ainsi que la tension aux bornes de la Capacité.

a. Conduction de th_1 , charge de C . fig. III. 5. a.

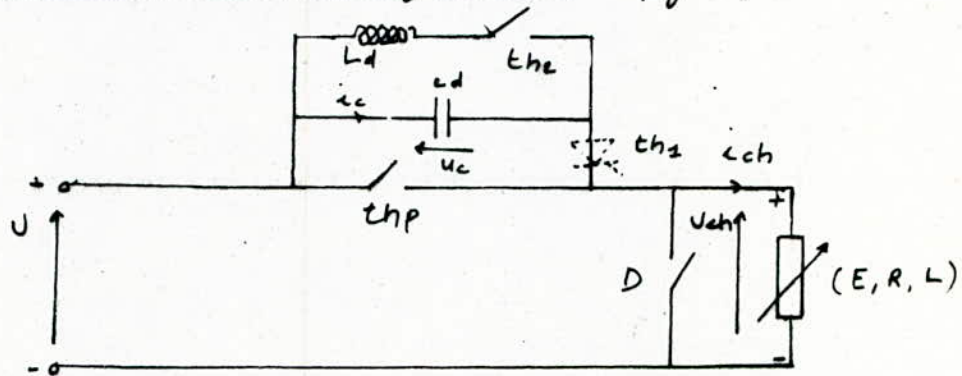


fig. III. 5. a. Charge du Condensateur C .

Au début de la période de hachage, pour $t=0$, Le thyristor th_1 est amorcé.

$$(1) \begin{cases} U = E + R i_c + L \frac{d i_c}{dt} + U_c \\ i_c = C \frac{d U_c}{dt} \end{cases}$$

La transformée de Laplace du système (1) en tenant compte des conditions initiales est:

$$(2) \begin{cases} \frac{U-E}{s} = U_c(s) + L s I_c(s) + R I_c(s) - L I_c(0) \\ I_c(s) = C s U_c(s) - C U(0) \end{cases}$$

avec. $I_c(0) = I_0$, $U(0) = 0$.

la résolution du système (2) donne :

$$I(s) = \frac{\frac{U-E}{L} + sI_0}{s^2 + \frac{R}{L}s + \frac{1}{LC}} \quad (3)$$

Pour le calcul de la transformée inverse, il s'avère nécessaire de faire appel à la correspondance suivante.

$$\mathcal{L}^{-1} \frac{s \cos \varphi + \frac{1}{T} \cos \varphi + \omega \sin \varphi}{s^2 + 2 \frac{s}{T} + \frac{1}{T^2} + \omega^2} = e^{-\frac{t}{T}} \cos(\omega t - \varphi)$$

en posant : $I_d = \frac{I_0}{\cos \varphi}$, $T = 2 \cdot \frac{L}{R}$, $\omega^2 = \frac{1}{LC_d} = \frac{1}{4} \frac{R^2}{L^2}$

on aura :

$$I(s) = I_d \cdot \frac{s \cos \varphi + \frac{1}{T} \cos \varphi + \omega \sin \varphi}{s^2 + 2 \cdot \frac{s}{T} + \frac{1}{T^2} + \omega^2} \quad (4)$$

- en identifiant la equation (3) et (4) on tire :

$$I_d = \frac{I_0}{\cos \varphi}$$

$$\operatorname{tg} \varphi = 2 \cdot \left(\frac{U-E}{R I_0} - 1 \right) \cdot \frac{1}{\omega T}$$

l'allure temporelle du courant est :

$$I = \frac{I_0}{\cos \varphi} e^{-\frac{t}{T}} \cos(\omega t - \varphi)$$

Relations Simplifiées.

L'application de ces relations exactes est malaisée, il est souhaitable d'introduire des simplifications pour déterminer l'allure du courant I et de la tension aux bornes du condensateur.

en effet, on a $\frac{t}{T} \ll 1 \Rightarrow e^{-\frac{t}{T}} \rightarrow 1$.

$$I = \frac{I_0}{\cos \varphi} \cos(\omega t - \varphi) = I_0 [\cos \omega t + \operatorname{tg} \varphi \sin \omega t]$$

en remplaçant $\operatorname{tg} \varphi$ par sa valeur et en faisant les -

Simplifications suivantes

$$\cos \omega t \approx 1 - \frac{1}{2}(\omega t)^2$$

$$\sin \omega t \approx \omega t$$

On obtient l'allure simplifiée du courant.

$$I = I_0 + \left(U - E - \frac{R I_0}{2} \right) \cdot \frac{t}{L}$$

L'allure temporelle de la tension aux bornes du Condensateur.

$$U_c = \frac{1}{C} \int I dt = \frac{I_0 t}{C} + \left(U - E - \frac{R I_0}{2} \right) \cdot \frac{t^2}{2L}$$

on se limitera à la fonction linéaire en t.

$$U_c = \frac{I_0 \cdot t}{C_d}$$

à l'instant $t = t_1$, le Condensateur est chargé à la tension $+U$, le courant dans th_1 disparaît et entraîne son blocage.

$$t_1 = \frac{U \cdot C}{I_0}$$

b) Conduction de th_2 : inversion de la polarité et Conduction de D.

à l'instant $t = t_1$, th_1 se bloque; le thyristor th_2 reçoit son impulsion, il devient conducteur.

La diode de roue libre voit à ses bornes une tension positive Elle devient conductrice. fig. III.5.b

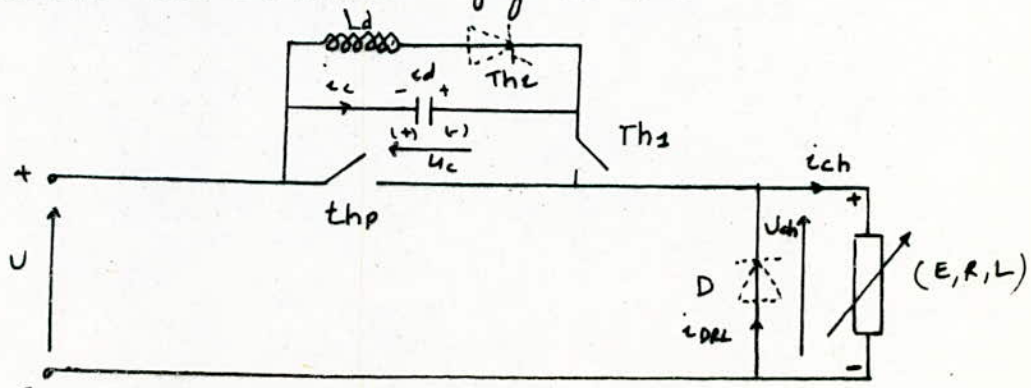


fig. III. 5.b.: inversion de la polarité.

1. Conduction de th_2 :

La Capacité C se recharge à travers le Circuit oscillant (L_d, C_d) avec une demi-pseudo-période

$$U_c = L_d \frac{di_c}{dt} \quad i_c = -C \frac{dU_c}{dt}$$

$$\omega_0^2 = \frac{1}{L_d C_d}$$

$$U_c + L_d C_d \frac{d^2 U_c}{dt^2} = 0 \Rightarrow U_c = U \cos \omega_0 (t - t_1)$$

après une demi-pseudo-période d'oscillation du Circuit Oscillant (L_d, C_d), Pour $\omega_0 (t_2 - t_1) = \pi$, le Courant i_c tend à devenir négatif, le thyristor th_2 se bloque à partir de l'instant $t_2 = \frac{\pi}{\omega_0} + t_1$. À cet instant, la tension U_c est égale à $-U$, la Capacité est alors prête à assurer le blocage de th_p . les allures de la tension U_c et du Courant i_c sont données par la fig. III. 6. (a, b, c)

2. Conduction de D.

de même, après l'extinction de th_1 , la diode D devient conductrice. Le Courant i_{DRL} à l'instant $t = t_1$ est égal au Courant dans la charge à ce même instant. ($i_{DRL}(t_1) = i_c(t_1)$).

$$-E = R i_{ch} + L \frac{di_{ch}}{dt}$$

La solution de cette équation différentielle est de la forme:

$$i_{ch} = -\frac{E}{R} + A e^{-\frac{R}{L}(t-t_1)}$$

$$\text{à } t = t_1, i_{ch} = i_c(t_1) = I_0 + \left(U - E - \frac{R I_0}{2} \right) \frac{t_1}{L}$$

$$\text{D'où } A = i_c(t_1) + \frac{E}{R}$$

le Courant dans la diode de roue libre est:

$$i_{ch} = i_{DRL} = -\frac{E}{R} + \left(i_c(t_1) + \frac{E}{R} \right) e^{-\frac{R}{L}(t-t_1)}$$

- c/ Conduction de th_p . Blocage de D.

à l'instant $t = t_3$, le thyristor th_p reçoit son impulsion,

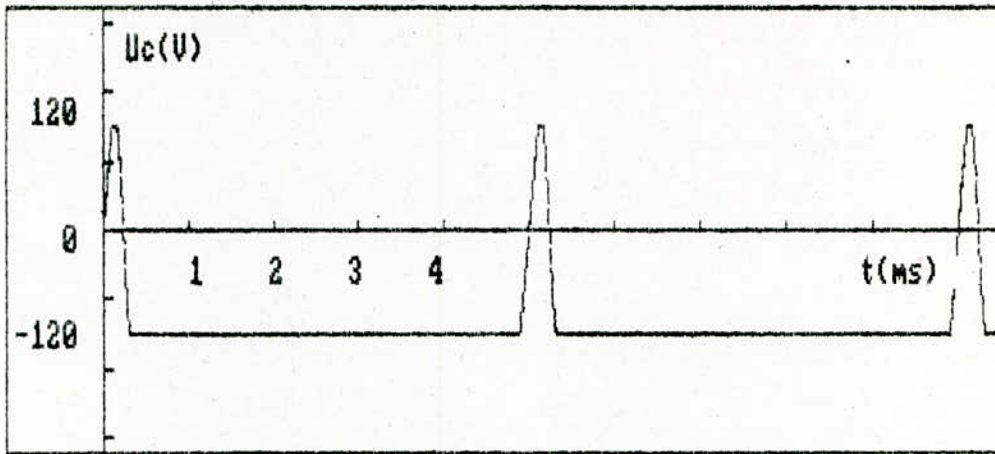


fig. III.6.a tension aux bornes du Condensateur.

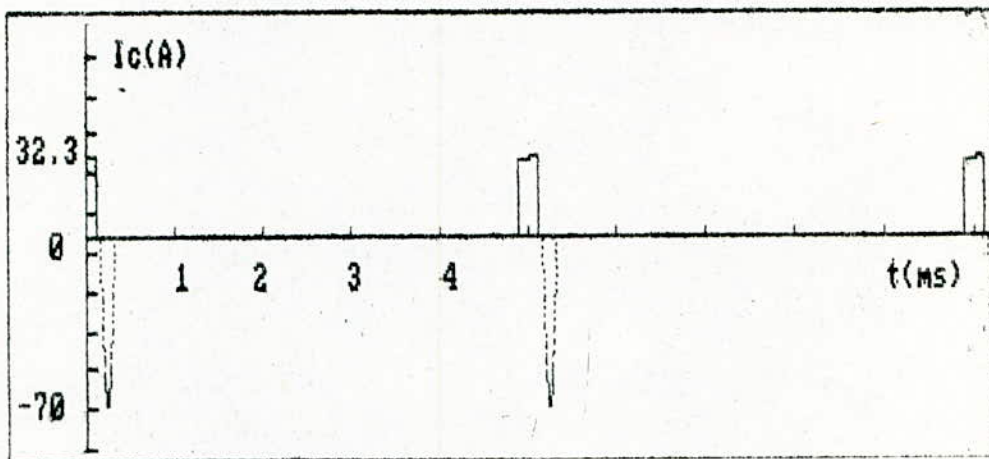


fig. III.6.b Courant Capacitif.

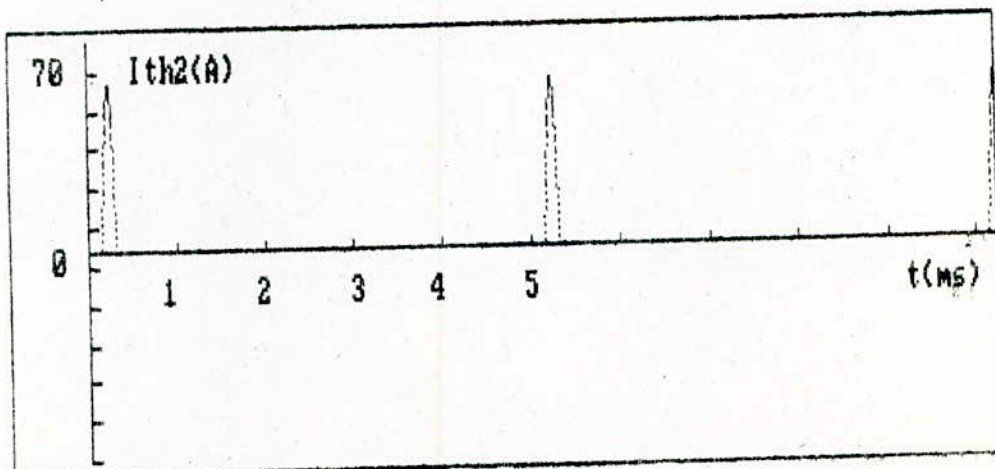


fig. III.6.c Courant dans le thyristor th_2 .

il devient Conducteur, il reprend le courant de la diode et applique à cette dernière une tension inverse à ces bornes et confirme alors son blocage. fig. III.5.c

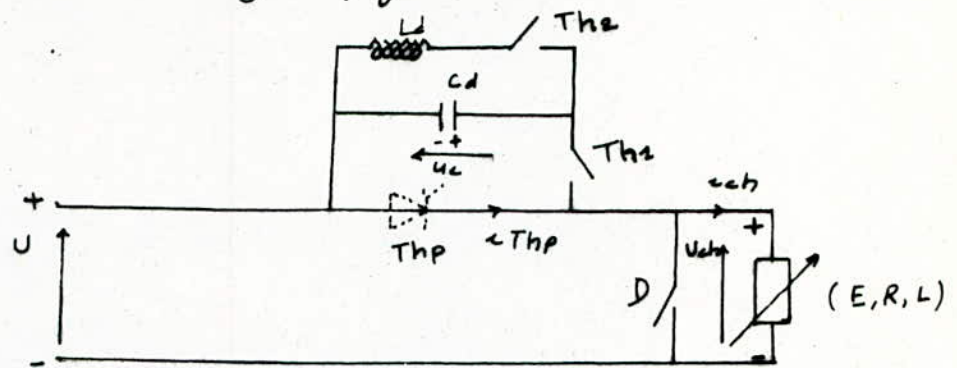


fig. III.5.c. Conduction de thp.

le courant dans le thyristor principal est donné par l'équation.

$$U - E = R i_{ch} + L \frac{di_{ch}}{dt}$$

Compte tenu des conditions initiales :

$$\text{à } t = t_3, i_{ch} = i_{ORL}(t_3) = I_{min}$$

$$I_{min} = -\frac{E}{R} + \left(I_c(t_1) + \frac{E}{R} \right) e^{-\frac{R}{L}(t_3 - t_1)}$$

D'où le courant dans le charge.

$$i_{ch} = i_{Thp} = \frac{U - E}{R} + \left(I_{min} - \frac{U - E}{R} \right) e^{-\frac{R}{L}(t - t_3)}$$

d) Extinction de thp. décharge de c.

à l'instant $t = t_3 + \alpha T$, on envoie une impulsion sur la gâchette de th_1 ayant à ses bornes une tension $u_{th_1} = 2U$. celui-ci applique aux bornes de thp une tension $u_c = -U$ ce qui entraîne son blocage.

l'entrée en conduction de th_1 rend la tension aux bornes de la diode égale à $-2U$ et confirme alors le blocage de cette diode.

à partir de l'instant $t_4 = t_3 + \alpha T$, le courant $i_{ch}(t_4) = I_{max}$ est repris par le thyristor th_1 . (fig. III.5.a)

Le Courant dans la charge ainsi que la tension aux bornes de la Capacité sont donnés par le Système d'équations suivant:

$$\begin{cases} U = U_c + L \frac{di_{ch}}{dt} + Ri_c + E \\ i_{ch} = C \frac{dU_c}{dt} \end{cases}$$

à l'instant $t = t_4$ on a :

$$U_c(t_4) = -U$$

$$i_{ch}(t_4) = i_{ch}(t) = I_{max} = \frac{U-E}{R} + (I_{min} - \frac{U-E}{R}) e^{-\frac{R}{L}(t-t_4)}$$

d'où :

$$i_{ch} = I_{max} + (2U-E - \frac{R I_{max}}{L}) \frac{t-t_4}{L}$$

$$U_c = -U + \frac{I_{max}}{C} (t-t_4)$$

Compte tenu de la périodicité du phénomène : à l'instant $t = T$ on retrouve les conditions du départ. donc :

$$I_0 = i_{ch}(T)$$

Formes d'ondes :

Comme le montre les fig. III-7. (a, b, etc), le Courant dans la charge évolue entre une limite inférieure et une limite supérieure, pour ainsi réduire les ondulations, il faut que la période de hachage soit petite. C'est à dire que la fréquence devrait être la plus élevée possible. D'autre part avec une fréquence élevée, les pertes de Commutation prennent une importance inadmissible ; on doit donc faire un compromis dans le choix de la fréquence. Les figures III-8.a III-8.b et III-8.c représentent respectivement les tensions aux bornes de la charge, aux bornes de th_p et aux bornes de th_1 .

La tension aux bornes de la charge passe d'une valeur U à $2U$ Cette surtension est due à la Commutation forcée.

Charge active

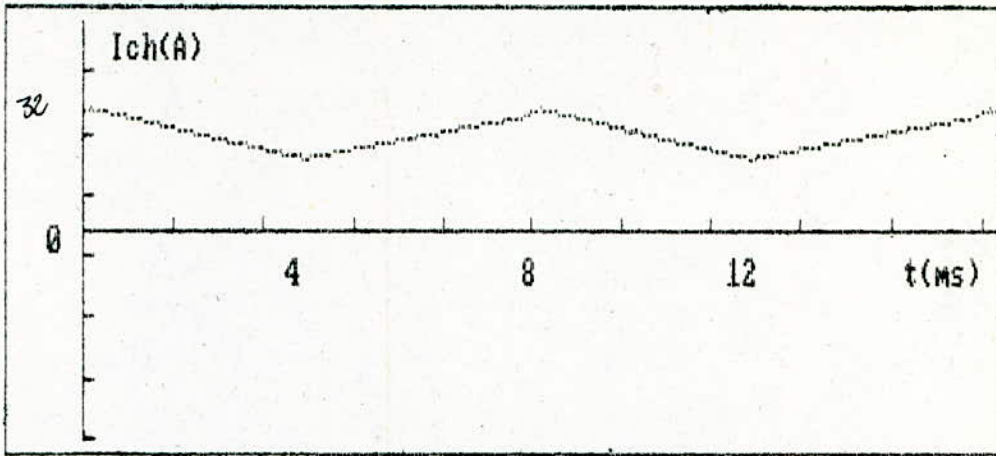


fig. III. 7. a. Courant dans la charge

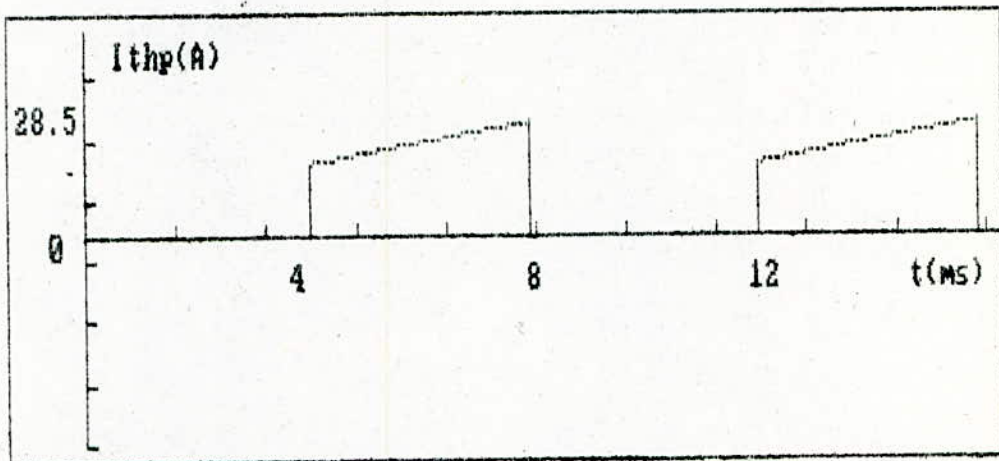


fig. III. 7. b. Courant dans le thyristor thp.

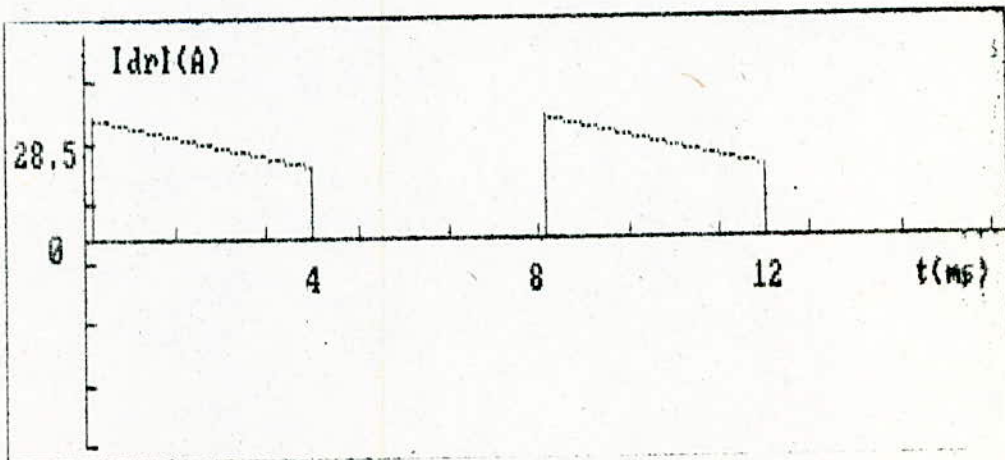


fig. III. 7. c. Courant dans la Diode de Roue Libre.

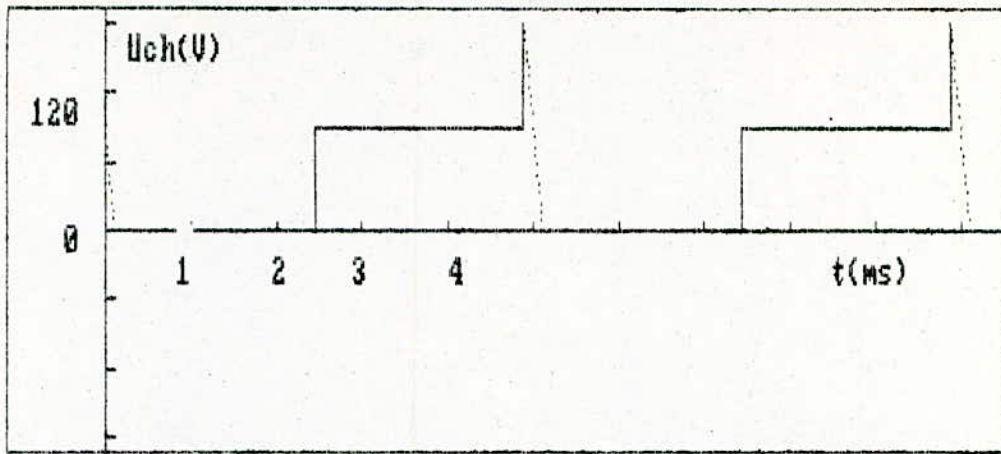


fig. III.8.a. tension aux bornes de la charge

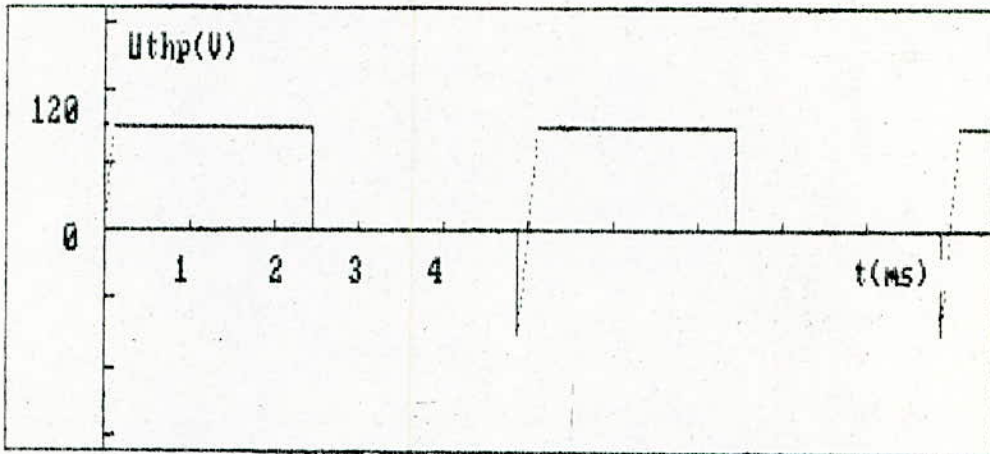


fig. III.8.b. tension aux bornes de th_p .

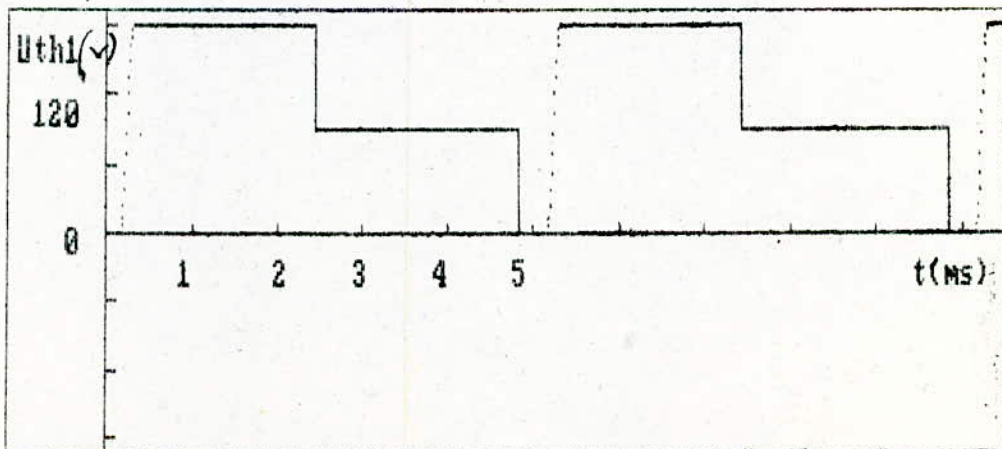


fig. III.8.c. tension aux bornes de th_1

Les semi-conducteurs tels que diode de roue libre et le thyristor th_1 devront supporter ces surtensions.

III.2. Conduction discontinue.

Il est possible qu'à de faibles valeurs du courant continu, ce dernier s'annule avant que le thyristor principal soit de nouveau amorcé ainsi, le courant continu devient discontinu.

On rencontre ce mode surtout lorsque la charge ne comporte pas une inductance de lissage en série avec l'induit du moteur et que la fréquence de hachage n'est pas élevée.

Les relations établies dans le cas de la conduction continue restent valables si l'on pose $I_{min} = 0$. On aura ainsi :

- Durant la conduction de th_1 : pour $t < t_1$.

$$i_{ch} = i_c = I_0 + (U - E - \frac{R I_0}{2}) \cdot \frac{t}{L}$$

- Durant la conduction de la diode de roue libre :

Pour $t_1 < t < \beta T$.

$$i_{ch} = -\frac{E}{R} + (I_c(t_1) + \frac{E}{R}) e^{-\frac{R}{L}(t-t_1)}$$

À l'instant $t = \beta T$, le courant dans la charge s'annule

$$\beta T = \frac{L}{R} \left[\ln \left(I_c(t_1) + \frac{E}{R} \right) - \ln \frac{E}{R} \right] + t_1$$

Le courant dans la charge reste nul jusqu'à l'amorçage du thyristor principal th_p (pour $t_3 < t < t_3 + \alpha T$).

$$i_{ch} = \frac{U - E}{R} \left(1 - \exp \left(-\frac{R}{L}(t - t_3) \right) \right)$$

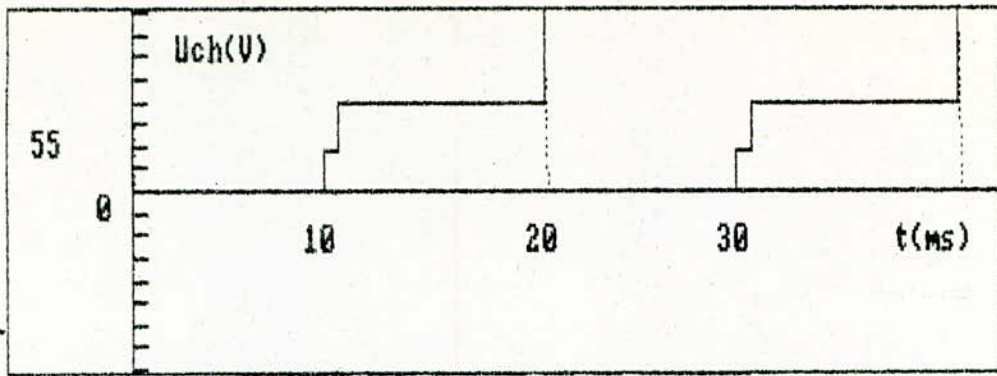


fig. III. 9. a. tension aux bornes de la charge.

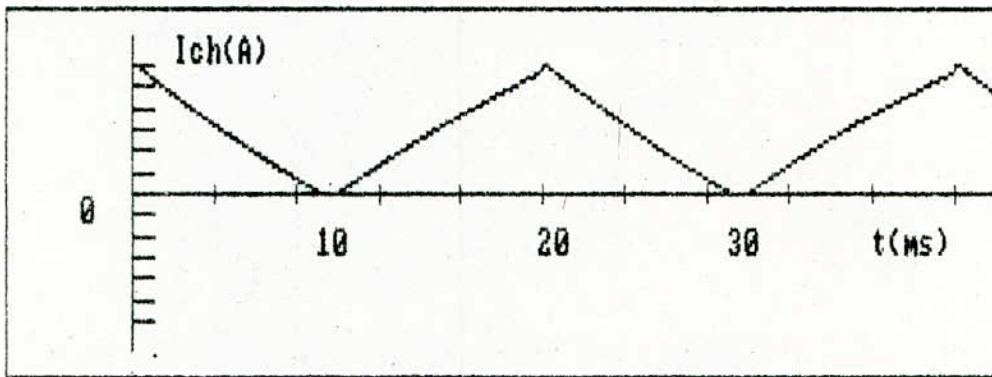


fig III. 9. b. Courant dans la charge.

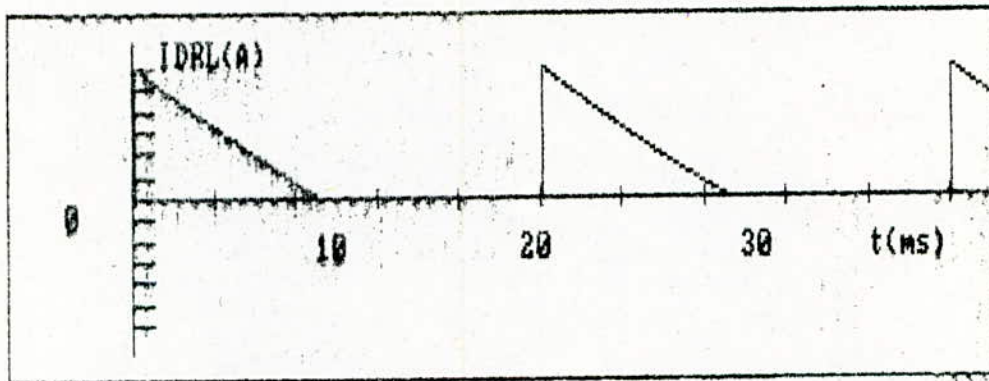


fig. III. 9. c. Courant dans la diode de roue libre

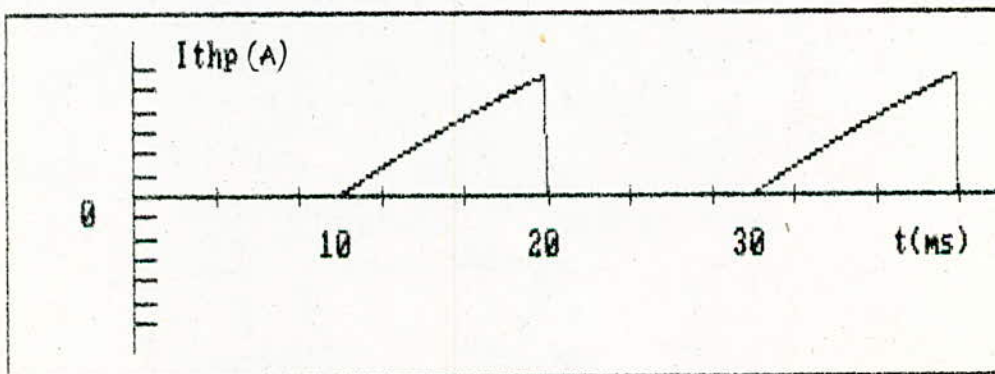


fig. III. 9. d. Courant dans le thyristor thp .

les fig. III.9.a, III.9.b représentent respectivement la tension aux bornes de la charge et le courant dans la charge obtenu pour $\alpha = 0,5$ et pour une fréquence de 50 Hz. Les fig. III.9.c et III.9.d représentent respectivement les courants dans la diode de roue libre et dans le thyristor principal Th_p .

IV. débit sur charge inductive.

La conduction est continue, la constante de temps de la charge $\tau = L/R$ doit être suffisamment grande devant la période de hachage pour que le courant dans la charge n'ait pas le temps de s'annuler pendant que Th_p est bloqué.

Les relations établies dans le cas du débit sur charge active en conduction continue restent valables si l'on pose $E = 0$.

Comme dans le cas de la charge active, le courant dans la charge évolue entre une valeur maximale et une valeur minimale comme le montre la fig. III.10.a.

L'allure de la tension aux bornes de la charge est la même que celle obtenue dans le cas du débit sur charge active.

Les figures III.10.b et III.10.c représentent respectivement les courants dans la diode de roue libre et dans le thyristor principal. Pour $L = 22 \text{ mH}$, $R = 5 \Omega$ et $f = 100 \text{ Hz}$

V. Influence de la commutation forcée.

V. 1. temps de commutation.

Le temps de commutation t_c est défini comme étant l'intervalle

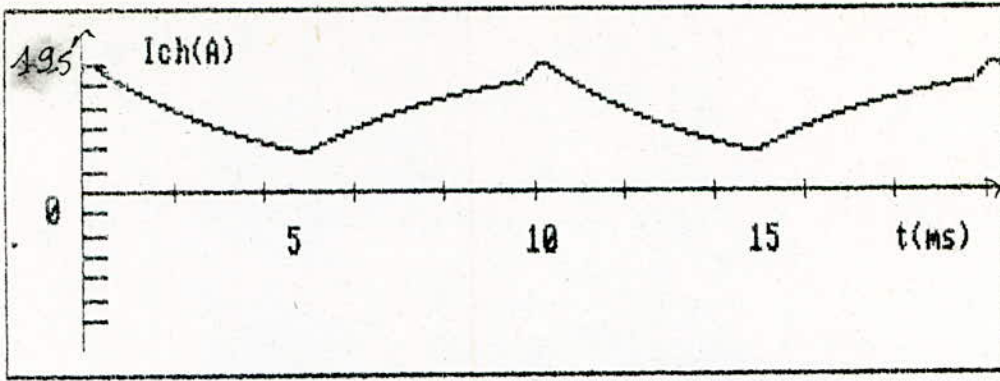


fig. III.10.a. - Courant dans la charge.

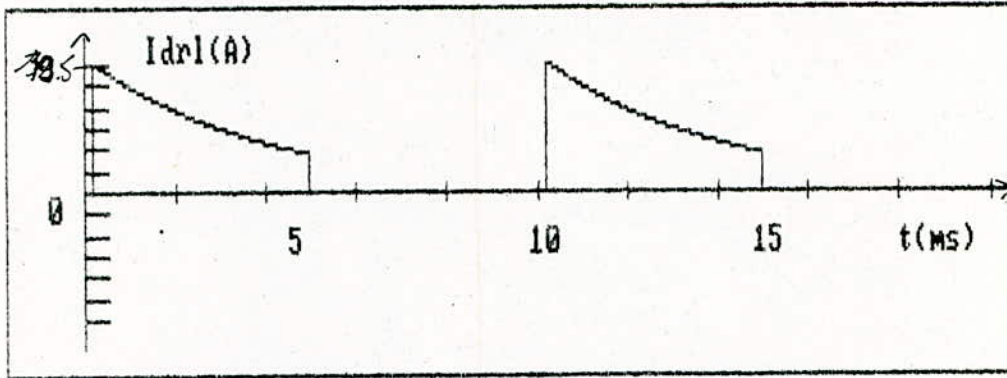


fig. III.10.b. - Courant dans la Diode de Roue Libre

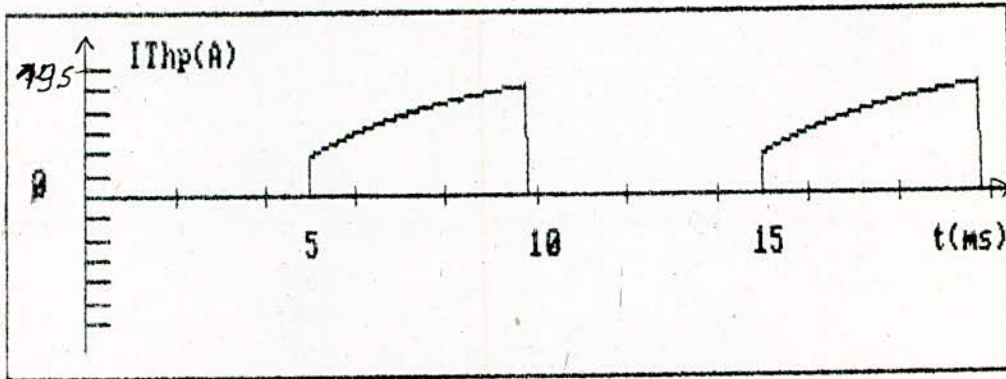


fig. III.10.c - Courant dans le thyristor thp.

L'intervalle de temps séparant l'amorçage du thyristor auxiliaire de la reprise du courant par la Diode de Roue Libre.

$$t_c = 2t_1 = 2 \cdot \frac{C \cdot U}{I_0}$$

II. 2. Influence de la Commutation sur la tension du récepteur.

a - Le circuit d'extinction impose une durée minimale de conduction du thyristor principal Th_p .

La durée relative α_a de fermeture du thyristor Th_p ne peut descendre au dessous de α_{min} tel que :

$$\alpha_{min} = \frac{t_1}{T}$$

De même, il impose une valeur de α à ne pas dépasser

$$\alpha_{max} = 1 - \frac{t_c}{T} = 1 - 2 \cdot \frac{t_1}{T}$$

b - La commutation modifie la tension de sortie, elle entraîne une surtension égale à $2U$, d'autre part, elle modifie un peu sa valeur moyenne.

II. 3. Influence de la Commutation sur les semi-conducteurs.

La tension inverse maximale que doit supporter la diode est égale à $2U$. de même que le thyristor Th_1 .

~ chapitre 4 ~

hacheur parallèle

hacheur parallèle

I.1 Principe:

Le hacheur parallèle permet le fonctionnement inverse du hacheur série, c'est à dire l'alimentation d'une charge qui supporte les discontinuités de courant par une source qui ne les accepte pas (effet inductif). Le schéma de principe est donné par le fig. (IV.1)

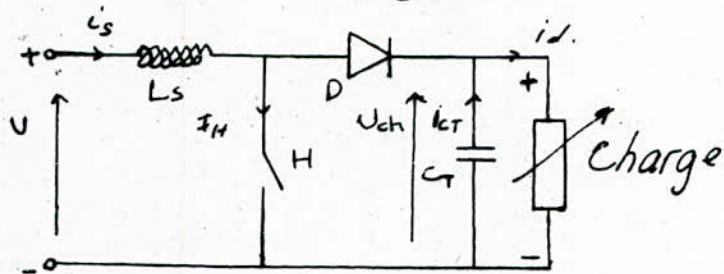


fig. IV.1. Schéma de principe.

L'interrupteur H est disposé en parallèle avec la source et la charge, le fonctionnement utilise les propriétés des circuits inductifs de produire des f.e.m. élevées à l'ouverture.

Pour le faire fonctionner en survolteur, il est nécessaire de maintenir la tension aux bornes de la charge sensiblement constante, ceci est réalisé en mettant en parallèle avec la charge un condensateur de capacité C_T suffisamment grande pour que le dernier n'ait pas le temps de se décharger à travers la charge lors de l'enclenchement du hacheur.

La diode D empêche le condensateur de se décharger dans le côté amont du circuit pendant la durée de conduction du hacheur.

I.2. Elaboration Du schéma:

a. dualité:

On a introduit dans le premier chapitre, la définition de la Dualité, cette dernière va nous permettre essentiellement de réduire l'analyse des interrupteurs électroniques puisque à chaque Convertisseur, se permet d'associer un montage dual. Il n'est peut être pas sans intérêt de rappeler quelques dispositifs duaux.

Dispositif

- générateur de tension
- groupement en série
- Recepteur inductif
- Diode anti-parallèle
- thyristor série.

Dual

- générateur de courant
- groupement en parallèle
- Recepteur Capacitif
- Diode direct série
- thyristor Parallèle

en se basant sur le principe de la dualité, on peut, à partir du hacheur série élaborer le schéma du hacheur Parallèle dual du hacheur série. fig. II.2.

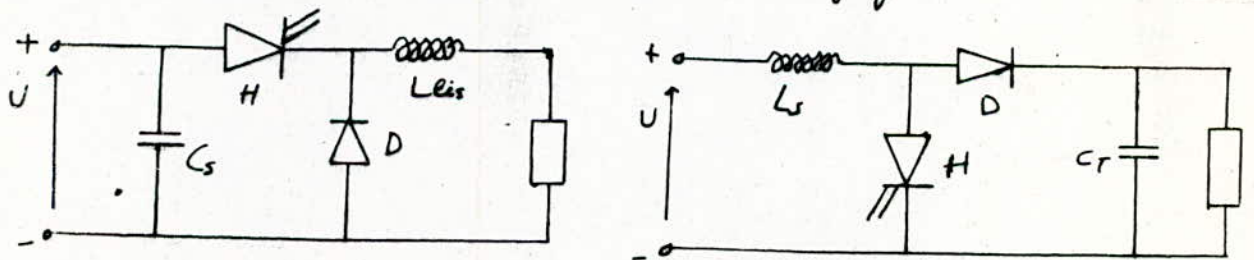


fig. II.2. hacheur série et son dual.

b) Schéma:

Le fig. II.3 représente le schéma du hacheur en parallèle avec la charge et la tension d'alimentation.

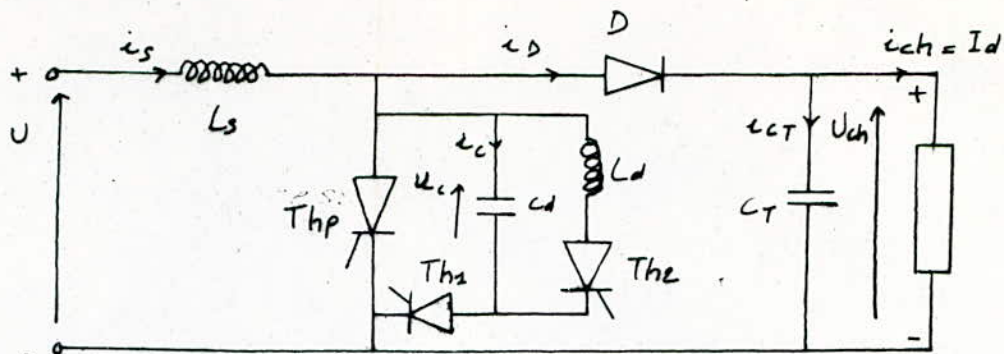


fig. V.3. Schémz Complet du hacheur parallèle.

I.3. - Fonctionnement:

Le fonctionnement est identique à celui du hacheur série. Seulement le Condensateur d'extinction de charge à la tension U_{ch} de la charge.

Comme dans le cas du hacheur série, on néglige les temps de montée et de descente du courant dans les semi-conducteurs.

II - débit sur charge active. (E, R, L)

- 1 - Phases Successives

On part de l'intervalle de la fin de conduction du thyristor principal th_1 , la diode est bloquée, le courant passe à travers le thyristor th_2 .

la tension $U_{ch} = U_0$, la tension aux bornes de la capacité d'extinction est nulle.

le courant dans la charge est supposé constant et ne peut subir de discontinuité.

- a) Conduction de th_1 , charge de C_d et décharge de C_T .

- charge de C_d .

au début de la période de hachage, pour $t=0$, le thyristor th_1 est amorcé, le condensateur d'extinction C_d se charge sous la tension d'alimentation. fig. V.3.a.

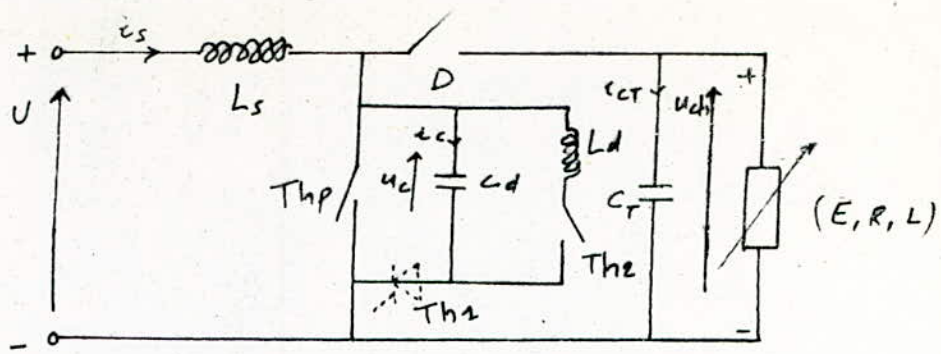


fig IV.3. a. Charge de C_d , decharge de C_T .

La tension u_c et le courant i_c sont donnés par les équations suivantes

$$U = L_s \frac{di_c}{dt} + u_c \quad (1)$$

$$i_c = i_s = C_d \frac{du_c}{dt} \quad (2)$$

en remplaçant l'équation (2) dans (1) on aura :

$$U = L_s C_d \frac{d^2 u_c}{dt^2} + u_c.$$

La solution de cette équation différentielle est du type :

$$u_c = A_1 \cos(\omega_0 t + \varphi_1) + U. \quad \omega_0^2 = \frac{1}{L_s C_d}$$

à $t=0$, $u_c=0$. $i_c(0) = I_0$.

D'où on tire les constantes A_1 et φ_1 :

$$A_1 = -\frac{U}{\cos \varphi_1} \quad \varphi_1 = \pi + \arctg \frac{I_0}{C_d \omega_0 U}$$

- relations simplifiées :

$$u_c = A_1 \cos(\omega_0 t + \varphi_1) + U$$

$$= A_1 (\cos \omega_0 t \cos \varphi_1 + \sin \omega_0 t \sin \varphi_1) + U.$$

$$= -U \cos \omega_0 t + U \operatorname{tg} \varphi_1 \sin \omega_0 t + U.$$

Le temps de charge du condensateur est très petit, on peut donc faire les approximations suivantes :

$$\cos \omega_0 t \approx 1 - \frac{1}{2} \omega_0^2 t^2$$

$$\sin \omega_0 t \approx \omega_0 t.$$

La tension aux bornes de la Capacité devient :

$$U_c = \frac{I_0 t}{C_d} + \frac{1}{2} \omega_s^2 t^2 U. \quad (1)$$

Nous nous limiterons à la fonction linéaire en t :

$$U_c = \frac{I_0 t}{C_d}$$

en dérivant l'équation (1), on tire l'expression du courant i_c :

$$i_c = C_d \frac{dU_c}{dt} = I_0 + \frac{U}{L_s} \cdot t.$$

- Décharge du Condensateur C_T .

L'alimentation de la charge est assurée par la Capacité C_T . Cette dernière a tendance à se décharger à travers la charge.

La tension U_{ch} à ses bornes est donnée par :

$$i_{c1} = C_T \frac{dU_{ch}}{dt}$$

$$i_{c1} = -I_d. \quad (\text{Courant moyen dans la charge}).$$

D'où :

$$U_{ch} = - \frac{I_d \cdot t}{C_T} + A_2.$$

à $t=0$, $U_{ch} = U_0$

$$U_{ch} = U_0 - \frac{I_d \cdot t}{C_T}$$

à l'instant $t=t_1$, le Condensateur C_T serait chargé à la tension U_{ch} . donc :

$$U_{ch}(t_1) = U_c(t_1) \Rightarrow \frac{I_0 t_1}{C_d} = - \frac{I_d \cdot t}{C_T} + U_0$$

D'où tire. La valeur de t_1 .

$$t_1 = \frac{U_0 C_d C_T}{C_T I_0 + C_d I_d}$$

à cet instant t_1 , th_1 se bloque et D entre en conduction.

- b / amorçage de th_2 - Conduction de D.

- amorçage de th_2 .

à l'instant $t = t_1$, on amorce le thyristor th_2 , le Condensateur C_d se décharge à travers le Circuit oscillant. (L_d, C_d). fig. IV.3.b

$$U_c = L_d \cdot \frac{di_c}{dt}$$

$$i_c = -C_d \cdot \frac{dU_c}{dt}$$

$$U_c + L_d C_d \cdot \frac{d^2 U_c}{dt^2} = 0.$$

La solution de cette équation différentielle en tenant compte des conditions initiales : $U_c(t_1) = U_{ch}(t_1)$, $i_c(t_1) = 0$ est :

$$U_c = U_{ch}(t_1) \cdot \cos \omega_1 (t - t_1).$$

$$\omega_1^2 = \frac{1}{L_d C_d}$$

$$i_c = U_{ch}(t_1) \cdot C \cdot \omega_1 \sin \omega_1 (t - t_1).$$

à l'instant $t = t_2 = t_1 + \frac{\pi}{\omega_1}$, le courant i_c s'annule et th_2 se bloque naturellement.

à cet instant, la tension aux bornes du Condensateur est négative, le diode est prêt à assurer l'extinction de th_1 .

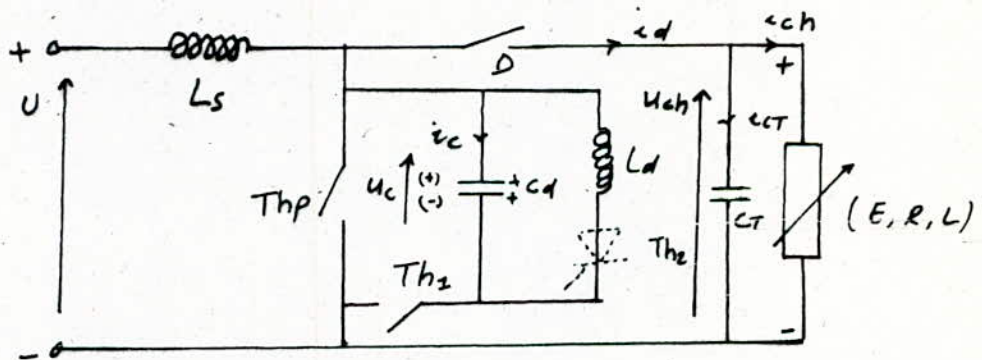


fig. IV.3.b Conduction de th_2 et de la diode.

- Conduction de la diode.

à l'extinction de th_1 , la Diode D voit à ses bornes une tension directe positive, elle devient conductrice.

$$\text{on a : } \begin{cases} U = L_s \cdot \frac{di_s}{dt} + U_{ch} \\ i_s = I_d + C_d \cdot \frac{dU_{ch}}{dt} \end{cases}$$

Le Courant I_d est Constant d'où :

$$U = L_s \cdot C_T \frac{d^2 U_{ch}}{dt^2} + U_{ch}$$

La solution de cette équation différentielle est du type :

$$U_{ch} = U + A_2 \cdot \cos(\omega_2(t-t_1) + \varphi_2)$$

$$i_{cT} = -C_T A_2 \omega_2 \sin(\omega_2(t-t_1) + \varphi_2) -$$

$$\text{Avec : } \omega_2^2 = \frac{1}{L_s C_T}$$

à l'instant $t = t_1$, on a :

$$i_{cT}(t_1) = i_c(t_1) - I_d = \bar{I}_0 + \frac{U}{L_s} \cdot t_1 - I_d$$

$$U_{ch}(t_1) = U_c(t_1)$$

D'où les constantes A_2 et φ_2

$$A_2 = \frac{U_{ch}(t_1) - U}{\cos \varphi_2}$$

$$\tan \varphi_2 = \frac{I_d - i_c(t_1)}{C_T \omega_2 [U_{ch}(t_1) - U]}$$

La Diode D reste conductrice jusqu'à l'amorçage de Th_p .

- C. / Conduction de Th_p . blocage de D.

à l'instant $t = t_3$, on amorce le thyristor principal, la

Diode D voit à ses bornes une tension négative et se bloque.

Le condensateur C_T se décharge à travers la charge (fig. 3.C)

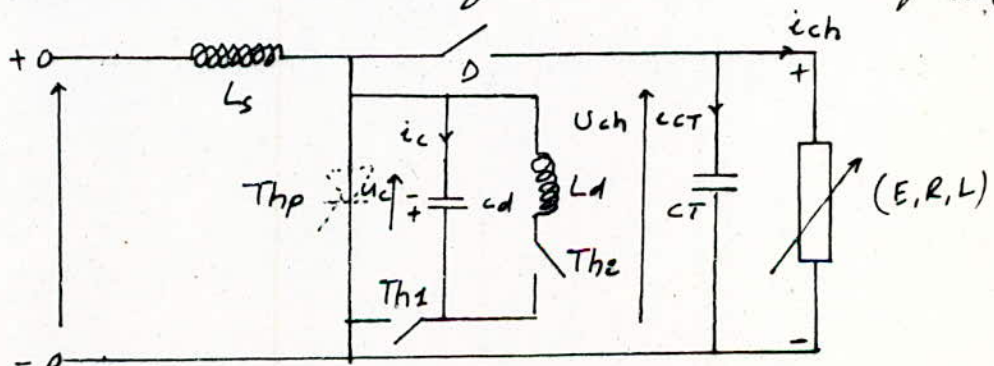


Fig. 3.C : Conduction de Th_p et Décharge de C_T .

Conduction de th_p .

$$U = L_s \frac{di_s}{dt} \Rightarrow i_s = \frac{U}{L_s} (t - t_3) + A_5$$

à l'instant $t = t_3$, le courant passe de la Diode à th_p donc

$$i_s(t_3) = i_D(t_3) = I_d + I_{cr}(t_3).$$

$$\text{avec } i_{cr}(t_3) = -C_T A_2 \omega_2 \sin(\omega_2(t_3 - t_1) + \varphi_2)$$

d'où on tire la valeur de A_5 :

$$A_5 = I_d + i_{cr}(t_3) = I_{min}.$$

$$i_s = \frac{U}{L_s} (t - t_3) + I_{min}.$$

La Conduction de th_p dure jusqu'à l'instant $t_4 = t_3 + \alpha T$ où on amorce th_1 .

$$\text{à } t = t_4, i_s = I_{max} = \frac{U}{L_s} \alpha T + I_{min}.$$

on Remarque que l'ondulation du courant $i_s (I_{max} - I_{min})$ dépend seulement de l'inductance L_s , de la fréquence de hachage et du rapport cyclique α .

décharge de C_T .

$$i_{C_T} = -I_d = C_T \frac{dU_{Ch}}{dt} \Rightarrow U_{Ch} = -\frac{I_d}{C_T} (t - t_3) + A_6.$$

$$\text{à } t = t_3 \quad U_{Ch}(t_3) = A_2 (\cos \omega_2 (t_3 - t_1) + \varphi_2) = A_6.$$

d'où :

$$U_{Ch} = -\frac{I_d}{C_T} (t - t_3) + U_{Ch}(t_3).$$

d/ Conduction de th_1 , décharge de C .

à l'instant $t = t_4 = t_3 + \alpha T$, on envoie une impulsion sur la gâchette du thyristor th_1 , ce dernier applique aux bornes de th_p une tension négative. Et se bloque.

fig. (V.3.a.)

$$U = L_s \frac{di_c}{dt} + U_c \quad (3)$$

$$i_c = i_s = C_d \frac{dU_c}{dt} \quad (4)$$

en remplaçant l'équation (4) dans (3). on obtient une équation différentielle du second ordre avec second membre.

$$U = L_s C_d \frac{d^2 U_c}{dt^2} + U_c$$

Cette équation admet pour solution : après simplification :

$$U_c = \frac{I_{max}}{C} (t - t_4) - U_{ch}(t_1)$$

Remarque :

on retrouve les mêmes conditions du départ à l'instant $t = T$ (période de hachage) compte tenu de la périodicité du fonctionnement.

III. débit sur charge inductive et sur charge résistive.

Les relations établies dans le cas du débit sur charge active restent toujours valables pour une charge passive si l'on pose $E = 0$. (E : f.e.m du moteur).

Formes d'ondes.

Les figures IV.4.a, IV.4.b et IV.c représentent respectivement les tensions aux bornes de la charge, du thyristor principal et de la diode. D. on remarque que la tension aux bornes de la charge présente certaines ondulations qui diminuent en augmentant la fréquence, ou la valeur de la capacité C_T . L'allure de la tension aux bornes du thyristor principal est représentée à la fig. IV.4.b., on remarque que juste à la fin de conduction de th_p , la tension de la dernière phase

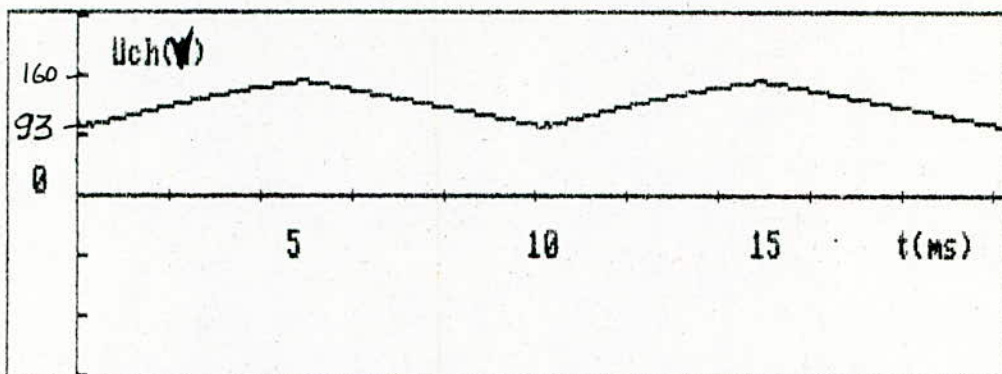


fig. IV.4.a - tension aux bornes de la charge

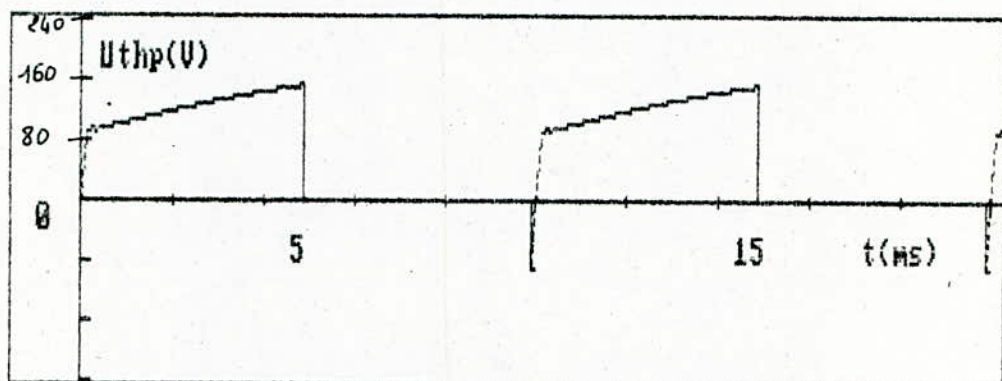


fig. IV.4.b - tension aux bornes de thp

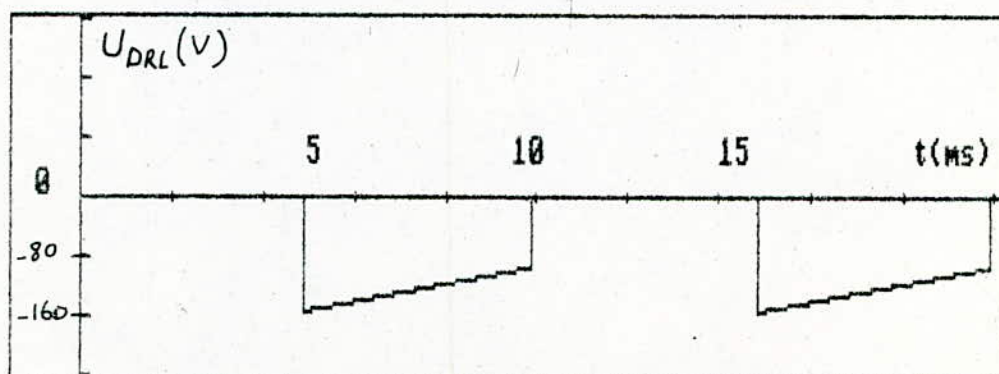


fig. IV.4.c - tension aux bornes de la Diode D.

brusquement de la valeur zéro à une valeur négative égale à la tension inversée du condensateur d'extinction C_d . C'est le début de la commutation forcée.

La fig. IV.5.a montre l'ondulation du courant d'entrée i_s prélevé à la source d'alimentation. Ces ondulations diminuent lorsqu'on augmente la fréquence et l'inductance de lissage L_s .

Les fig. IV.5.b, IV.5.c représentent respectivement les allures du courant dans th_p et dans le diode.

- Influence de la Commutation forcée.

Les relations établies au chapitre 3. paragraphe IV sont utilisables, Notamment celles qui donnent:

- le temps de polarisation inverse t_p .
- le temps de commutation t_c

toutes les contraintes imposés aux semi-conducteurs sont inchangés.

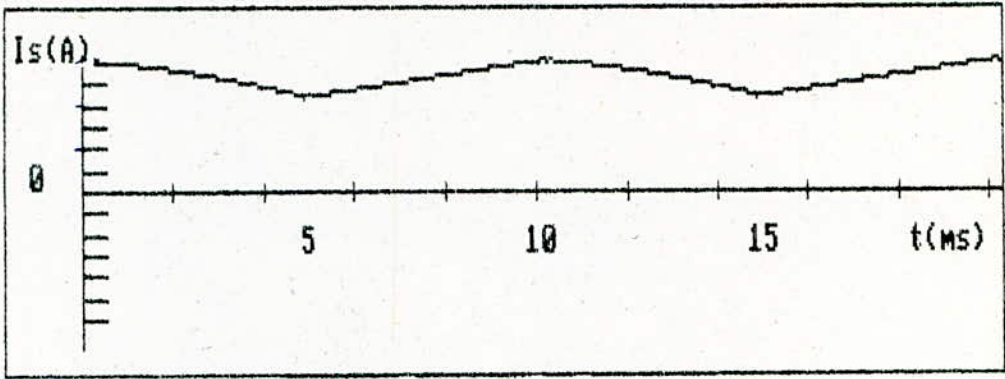


fig. IV.5.a. Courant d'entrée.

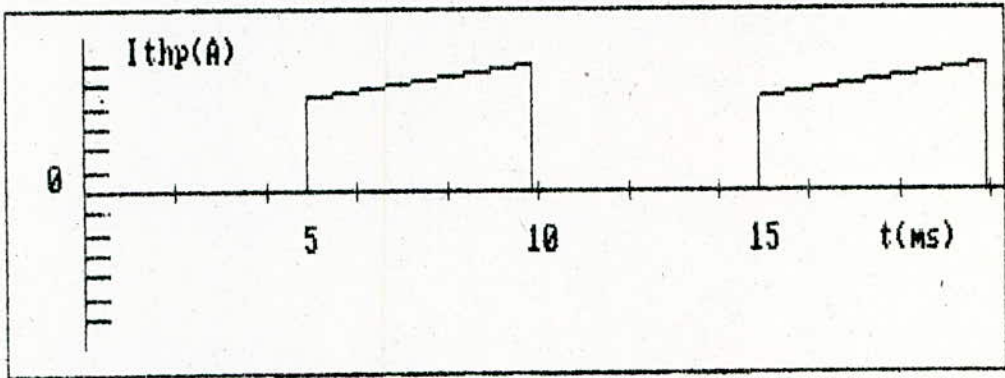


fig. IV.5.b. Courant dans Thy

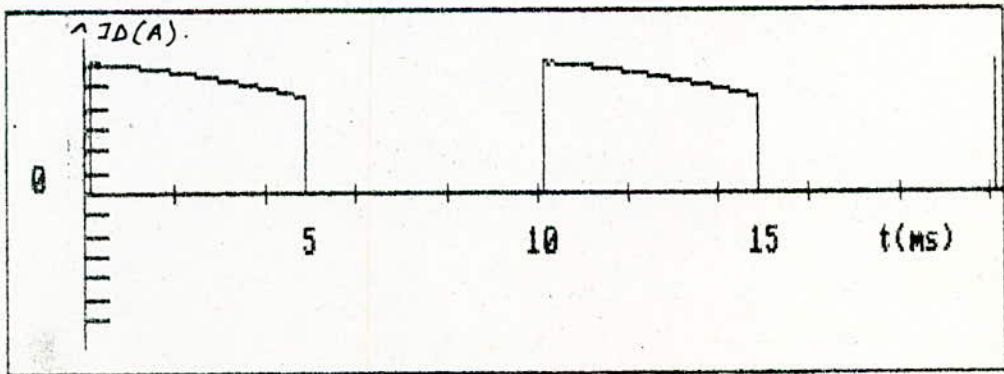


fig. IV.5.c. Courant dans la Diode.

* Conclusion *

La mise en œuvre des composants électroniques dans le domaine d'électrotechnique impose compte tenu des puissances à contrôler, des conditions sévères d'emploi, dont la plus importante est désignée par l'expression "fonctionnement en commutation". C'est le seul régime de fonctionnement des composants électroniques dans les conditions de tension et de courants rencontrés en électrotechnique.

Le hacheur à traction électrique à deux thyristors auxiliaires est caractérisé par le mode de blocage en tension.

Ce mode de blocage (commutation forcée) provoque des surtensions aux bornes des semi-conducteurs qui devront les supporter; ainsi, elle réduit le plage de variation du taux de hachage α au fur et à mesure que la fréquence de hachage augmente, et par conséquent la valeur moyenne de la tension de sortie.

La commutation forcée est un problème majeur des hacheurs qui limite leur montée en fréquence.

en vue de tirer des conclusions concernant les avantages et les inconvénients de chaque mode de blocage dans les convertisseurs continu-continu, nous suggérons d'étudier les modes de blocage par courant et par combinaison tension-courant.

annexe

Données :

• Hacheur.

- Circuit d'extinction.

inductance d'inversion : $L_d = 0,09 \text{ mH}$

Capacité du Condensateur d'extinction : $C_d = 0,03 \text{ mF}$

Capacité de survoltage $C_T = 0,78 \text{ mF}$.

Rapport Cyclique $\alpha = 0,5$.

• Moteur à Courant Continu à excitation Serie.

Resistance de L'induit $R_{ind} = 0,45 \Omega$

Resistance de L'enroulement serie $R_{sr} = 0,08 \Omega$

inductance de L'enroulement serie : $L_{sr} = 6,25 \text{ mH}$

inductance de L'enroulement d'induit $L_{ind} = 15,5 \text{ mH}$.

- Hacheur Serie.

tension d'alimentation $U = 120 \text{ V}$.

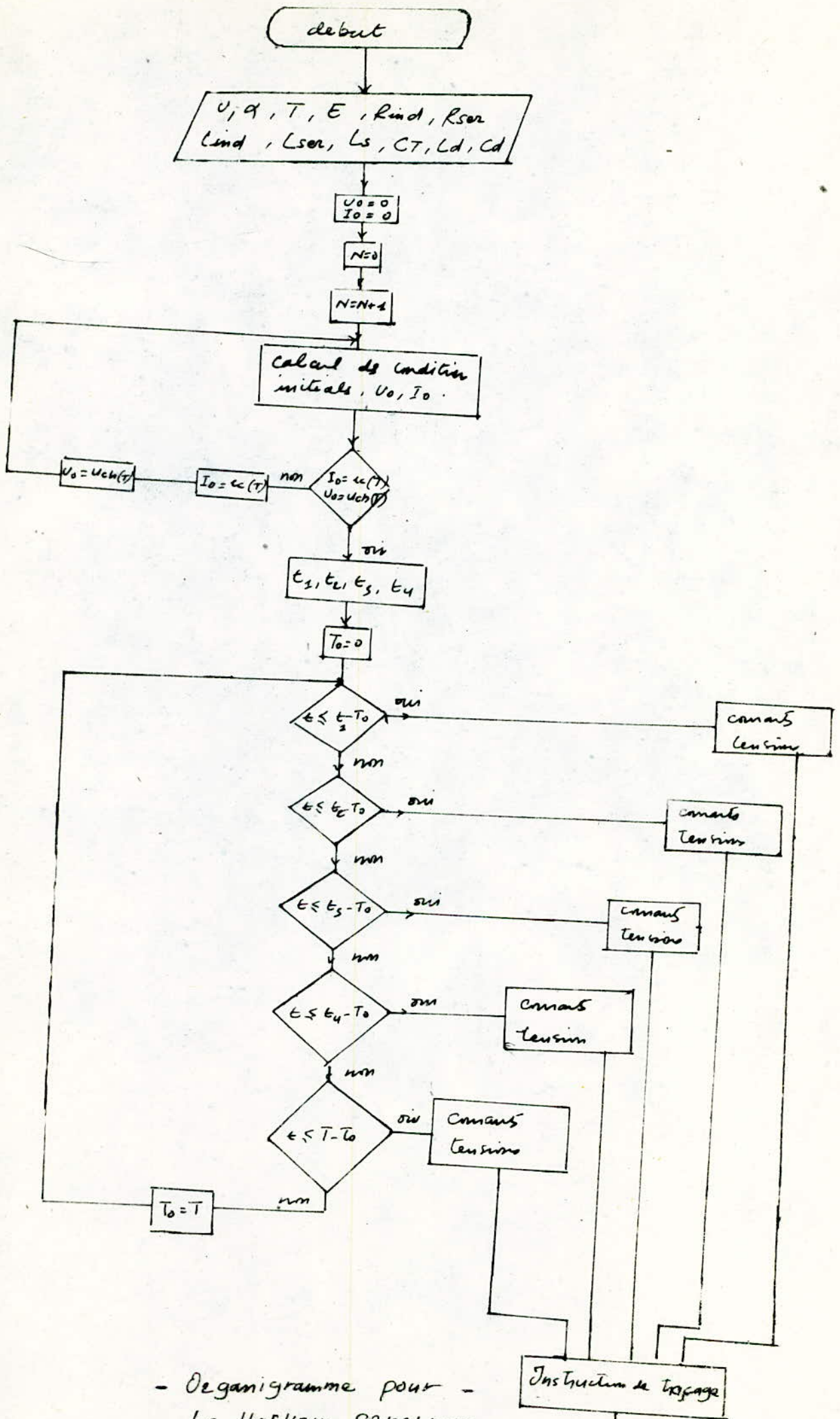
F.c.e.m du Moteur $E = 55 \text{ V}$.

- Hacheur Parallele.

tension d'alimentation $U = 60 \text{ V}$.

F.c.e.m du Moteur. $E = 115 \text{ V}$.

inductance de Lissage $L_s = 100 \text{ mH}$.



- Organigramme pour -
Le Hacheur Parallele

```

10 .....
20 ..... ETUDE DU HACHEUR PARALLELE .....
30 .....
40 .....
50 ..... DONNEES DE LA CELLULE D'EXTINCTION .....
60 .....
70 LD:VALEUR DE L'INDUCTANCE D'INVERSION
80 C:CAPACITE DU CONDENSATEUR D'EXTINCTION
90 TQ:TEMPS DE DESAMORAGE
100 READ TQ, TM, TOFF, LD, C
110 DATA .05, .01, .05, .09, .03
120 .....
130 ..... DONNEES DU MOTEUR A COURANT CONTINU .....
140 .....
150 LIND:INDUCTANCE DE L'INDUIT
160 RIND:RESISTANSE DE L'ENROULEMENT D'INDUIT
170 E: F-C-E-M DU MOTEUR
180 READ LIND, RIND
190 DATA 15.5, .45
200 ..... NOTATIONS .....
210 LS:INDUCTANCE DE LISSAGE
220 .....
230 .....
240 CT:CAPACITE DU CONDENSATEUR DE SURVOLTAGE
250 .....
260 INTRODUIRE LES DONNEES
270 READ UN, CT
280 DATA 60, .8
290 INPUT "INTRODUIRE LE RAPPORT CYCLIQUE A"; A
300 INPUT " LA VALEUR DE LA PERIODE TP"; TP
310 INPUT "INTRODUIRE LA VALEUR DE LA F-C-E-M(E) DU MOTEUR"; E
320 INPUT "INTRODUIRE LA VALEUR DE LS"; LS
330 R=RIND+RSER:L=LIND+LSER :W1=1/SQR(LD*C)
340 U=UN :Q=TP*A:W=1/SQR(LS*C):W2=1/SQR(LS*CT)
350 UH=U/(1-A):ID=(UH-E)/R:GOSUB 1580
360 UCT1=I1*T1/C
370 UCHT1=UCT1
380 IST1=I1*(C*(W^2)*U*T1)
390 B1=(CT*W2*(UCHT1-U))/(ID-IST1)
400 J2=1.570796-ATN(B1)
410 A2=-SQR((UCHT1-U)^2+((ID-IST1)/(CT*W2))^2)
420 T3=TP-Q:T1:T2=(3.14/W1)+T1
430 UCHT3=A2*COS(W2*(T3-T1)+J2)+U
440 ICT3=-A2*CT*W2*SIN(W2*(T3-T1)+J2)
450 IST3=ID+ICT3
460 IST4=(U*Q/LS)+IST3
470 UCHT2=A2*COS(W2*(T2-T1)+J2)+U
480 ICT2=-A2*CT*W2*SIN(W2*(T2-T1)+J2)
490 T4=T3+Q:UCHT4=(-ID*(T4-T3)/CT)+UCHT3: KEY OFF
500 INPUT "K"; K
510 IF (K>6) GOTO 620
515 ..... TRACE DES AXES .....
520 CLS
530 SCREEN 2
540 VIEW(60,50)-(558,140),,1
550 WINDOW ( U/40, 2*UH)-(2*TP+2*T1,2*UH)
560 LINE (0,0)(2*TP+2*T1,0)
570 LINE (0,2*UH)(0,2*UH)
580 FOR R1=TP/5 TO (2*(TP+T1))STEP TP/5
590 LINE (R1,U/15)(R1,U/15):NEXT R1
600 FOR Y=-2*UH TO 2*UH STEP UH/1.5
610 LINE (0,Y)-(U/300,Y):NEXT Y:GOTO 630

```

```

620 CLS : SCREEN 2
630 T0=0
640 FOR T=T0 TO (TP+T0) STEP .01
650 IF((T-T0)<=T1) GOTO 700
660 IF((T-T0)<=T2) GOTO 780
670 IF((T-T0)<=T3) GOTO 860
680 IF((T-T0)<=T4) GOTO 930
690 IF((T-T0)<=TP+T1) GOTO 990
700 IC=I1*(U*C*(W^2)*(T-T0))
710 UC=I1*(T-T0)/C
720 UCH=(-ID*(T-T0)/CT)+U1
730 UTHP=UC
740 UTH2=UC
750 UTH1=0
760 ITH2=0:ITH1=IC:ITHP=0
770 IS=IC:IDRL=0:IS=IC:ICH=ID:GOTO 1060
780 UC=UCHT1*COS(W1*(T-T1-T0))
790 UCH=A2*COS(W2*(T-T1-T0)+J2)+U
800 UTHP=UCH
810 UTH2=0
820 UTH1=UCH-UC
830 ICT=A2*CT*W2*SIN(W2*(T-T1-T0)+J2)
840 IC=-UCHT1*C*W1*SIN(W1*(T-T1-T0)):ITHP=0
850 ITH2=-IC:IS=ICT+ID:ITH1=0:IDRL=IS:ICH=ID:GOTO 1060
860 UCH=A2*COS(W2*(T-T2-T0)+J2)+U
870 UD=0
880 UTHP=UCH
890 UTH2=UC
900 UTH1=UCH-UC
910 ICT=A2*CT*W2*SIN(W2*(T-T2-T0)+J2):IS=ICT+ID
920 I
930 IC=0:ITHP=0:IDRL=ICT+ID:ICH=ID:ITH1=0:ITH2=0:GOTO 1060
940 UC=-UCHT1
950 UCH=(-ID*(T-T3-T0)/CT)+UCHT3:UD=-UCH
960 UTHP=0
970 UTH2=UC
980 UTH1=UC:IS=(U*(T-T3-T0)/LS)+IST3:ITHP=IS
990 IC=0:ICH=ID:IDRL=0:ITH2=0:ICT=-ID:ITH1=0:GOTO 1060
1000 UC=-UCT1+(IST4*(T-T4-T0)/CT)
1010 UCH=(-ID*(T-T4-T0)/CT)+UCHT4:UD=UC-UCH
1020 UTHP=UC
1030 UTH2=UC
1040 UTH1=0
1050 IC=IST4+(U*(T-T4-T0)/LS):IS=IC
1060 ITHP=0:ITH1=IC:ITH2=0:IDRL=0:ICH=ID:ICT=ID
1070 IF (K>6) THEN 1270
1080 IF (K=1) GOTO 1130
1090 IF (K=2) GOTO 1140
1100 IF (K=3) GOTO 1150
1110 IF (K=4) GOTO 1180
1120 IF (K=5) GOTO 1210
1130 IF (K=6) GOTO 1240
1125 -----TRACE DES GRAPHES-----
1130 PSET (T,UC) :GOTO 1530
1140 PSET (T,UCH): GOTO 1530
1150 LINE (T3+T0,UCHT3)-(T3+T0,0)
1160 LINE (T4+T0,0)-(T4+T0,-UCHT1)
1170 PSET (T,UTHP): GOTO 1530
1180 LINE (T4+T0,-UCHT1)-(T4+T0,0)
1190 LINE (T3+T0,UCHT3+UCHT1)-(T3+T0,-UCHT1)
1200 PSET (T,UTH1):GOTO 1530
1210 LINE (T3+T0,.2*U)-(T3+T0,U)
1220 LINE (T4+T0,U)-(T4+T0,0)

```

```

1230 PSET (T,UTH2):GOTO 1530
1240 LINE (T3+T0,-UCHT3)-(T3+T0,0)
1250 LINE (T4+T0,-UCHT4)-(T4+T0,0)
1260 PSET (T,UD):GOTO 1530
1270 VIEW(60,50)-(558,140),,1
1280 WINDOW (-TP/6,-1.4*IST4)-(2*TP+2*T1,1.4*IST4)
1290 LINE (0,0)-(2*TP+2*T1,0)
1300 LINE (0,1.2*IST4)-(0,-1.2*IST4)
1310 FOR R1=TP/5 TO (2*(TP+T1))STEP TP/5
1320 LINE (R1,IST4/15)-(R1,-IST4/15):NEXT R1
1330 FOR Y=-IST4 TO IST4 STEP IST4/6
1340 LINE (0,Y)-(TP/19,Y):NEXT Y
1350 IF (K=7) GOTO 1410
1360 IF (K=8) GOTO 1420
1370 IF (K=9) GOTO 1450
1380 IF (K=10) GOTO 1480
1390 IF (K=11)GOTO 1510
1400 IF(K=12) GOTO 1520
1410 PSET (T,IS):GOTO 1530
1420 LINE (T3+T0,0)-(T3+T0,IST3)
1430 LINE (T4+T0,IST4)-(T4+T0,0)
1440 PSET (T,ITHP) :GOTO 1530
1450 LINE (T1+T0,0)-(T1+T0,IST1)
1460 LINE (T3+T0,IST3)-(T3+T0,0)
1470 PSET (T,IDRL)
1480 LINE (T1+T0,IST4)-(T1+T0,0)
1490 LINE(T4+T0,0)-(T4+T0,IST4)
1500 PSET (T,ITH1) :GOTO 1530
1510 PSET (T,ITH2): GOTO 1530
1520 PSET (T,ICH)
1530 NEXT T
1540 IF (T>=TP) AND (T<=2*TP+T1)GOTO 1560
1550 GOTO 1570
1560 T0=T0+TP :GOTO 640
1570 END
1580 U2=10
1590 I=1
1600 FOR N=1 TO 2000
1610 S1=(C*U2*CT)/(C*ID+CT*I)
1620 UCT1=I*S1/C
1630 UCHT1=UCT1
1640 IST1=I+(C*(W^2)*U*S1)
1650 B1=(CT*W2*(UCHT1-U))/(ID-IST1)
1660 J2=1.570796-ATN(B1)
1670 A2=-SQR((UCHT1-U)^2+((ID-IST1)/(CT*W2))^2)
1680 T3=TP-Q-S1:T2=(3.14/W1)+S1
1690 UCHT2=A2*COS(W2*(T2-S1)+J2)+U
1700 ICT2=-A2*CT*W2*SIN(W2*(T2-S1)+J2)
1710 UCHT3=A2*COS(W2*(T3-S1)+J2)+U
1720 ICT3=-A2*CT*W2*SIN(W2*(T3-S1)+J2)
1730 IST3=ID+ICT3
1740 IST4=(U*Q/LS)+IST3
1750 F=- (ID/CT)*(TP-T3)+UCHT3
1760 G=IST4+(U*C*(W^2)*(TP-T3-Q))
1770 IF(ABS(I-G)<=1E-09 AND ABS(U2-F)<=1E-10) THEN 1800
1780 I=G :U2=F
1790 NEXT N
1800 PRINT U2,I,S1
1810 I1=I:U1=U2 :T1=S1: RETURN

```

Bibliographie.

1. Bühler : électronique de puissance
DUNOD paris : 1979.
2. G. Seguiet : électronique de puissance
DUNOD paris . 1979
3. DALMASSO : électronique de Commutation.
Paris. 1986.
4. R. BAUSIERE, F. LABRIQUE, G. SEGUIER :
Convertisseurs de l'électronique de puissance.
Tome : 3 12 Conversion Continu-Continu.
Paris. 1987.
5. A. Benhama, M. Bouzidi : "Etude du hacheur Serie
et parallèle" P.F.E. juin 87.
6. O. TOUHAMI : "Realisation du hacheur Triphasé"
Thèse de Magister janvier 1988.
7. F. MILSANT : Cours d'électronique :
Tome 5 : Diode, thyristors, Commande
des moteurs. Eyrolles Paris 81.

