

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

DEPARTEMENT : *Genie Electrique*

PROJET DE FIN D'ETUDES

SUJET

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
BIBLIOTHEQUE — المكتبة
Ecole Nationale Polytechnique

*Etude et conception, d'un convertisseur
AC / DC commandé en PWM
par la stratégie DELTA à contrôle
de courant*

Proposé Par :

O. STIHI

Etudié par :

F. DJERRAYA

Dirigé par :

O. STIHI

PROMOTION :

JUIN 1996

DEDICACES

A mes chers parents

Pour leur soutien moral et matériel , et leur encouragement pendant toutes mes études .

A mes chers frères et soeurs .

A toute ma famille .

A tous mes amis, en particulier BADREDDINE et FATHI .

Je dédie ce modeste travail .

Remerciements

Je tiens à remercier vivement mon promoteur Mr. Omar STIHI pour tous les encouragements qu'il a apportés pendant toute la durée de ce travail, et pour les nombreuses discussions fructueuses que j'ai eues.

Mes sincères remerciements vont également à tous ceux qui ont contribué à ma formation en particulier Mr. M.S. Boucherit, Mr. R. Illoul et Mr. Chekireb.

Je tiens à remercier également mon ami BADREDDINE pour l'aide constante qu'il m'a prodiguée.

Je déclare ma reconnaissance envers les personnels de la bibliothèque de l'E.N.P pour leur compétence et leur dévouement durant ma formation universitaire.

NOTATIONS

C	Condensateur de filtrage
e	F.c.e.m de la charge
f	Frequence du reseau alternatif
f_0	Fréquence de coupure du filtre
i_c	Courant absorbé par le condensateur du filtrage
K	Gain de contre réaction
L_r	Self vue a l'entrée du convertisseur
R_r	Résistance à l'entrée du convertisseur
Ll	Self de la charge
Rl	Résistance de la charge
$U_c, (V_c)$	Tension aux bornes de la charge
V_r	Tension de la source d'alimentation
V_{ref}	Tension de consigne
M.L.I	Modulation de Largeur d'Impulsion
U	Fonction logique caraterise la commande
K_{zm}	Coéfficient de détection de la zone morte
SSV	Système à Structure Variable
T_m	Intervalle de temps de croissance de courant i_r
T_d	Intervalle de temps de décroissance de courant i_r
T	Période de commutation constante

SOMMAIRE

INTRODUCTION GENERALE	1
-----------------------------	---

Chapitre I : ETUDE THEORIQUE SUR LA STRATEGIE DELTA

Introduction	3
I . 1 Généralité sur la commande en <i>MLI</i>	4
I . 2 Convertisseur à commutation forcée	4
I . 3 Modulation de largeur d'impulsion à hysteresis <i>DELTA</i>	5
I . 3 . 1 Principe de la technique	5
I . 3 . 2 Analyse de différents modes de fonctionnement.....	5
I . 4 Fonctionnement du convertisseur	10
I . 5 Conclusion	10

Chapitre II : ETUDE PAR SIMULATION NUMERIQUE

Introduction	13
II . 1 Modélisation dynamique	13
II . 2 Mise en équations	15
II . 2 . 1 Calculs analogique.....	16
II . 2 . 2 Fonctionnement en régime établi.....	16
II . 3 Simulation numérique.....	17
II . 3 . 1 Fonctionnement en boucle ouverte.....	18
II . 3 . 2 Fonctionnement en boucle fermée.....	25
II . 4 Passage Redresseur - Onduleur.....	26
II . 5 Necessité d'un filtre passe bas	26
II . 5 . 1 Choix de la fréquence de coupure.....	30
II . 5 . 2 Exemple de calcul	30
II . 6 Synthèse d'une loi de commande par variation de largeur d'hystérisis....	31
II . 7 Interpretation et commentaire	35
II . 8 Conclusion	35

Chapitre III : CONCEPTION DES DIFFERENTS BLOCS DE LA CARTE DE COMMANDE DU CONVERTISSEUR

	Introduction	37
III . 1	Les commutateurs utilisés dans le circuit de puissance	38
III . 2	La carte de commande par la technique <i>DELTA</i>	38
III . 3	Circuit de mesure de courant d'entrée	40
III . 4	Circuit de mesure de la tension d'entrée.....	40
III . 5	Circuit comparateur de tension	40
III . 6	Premier circuit de multiplication	40
III . 7	Circuit dephaser de l'onde de référence	43
III . 8	Multiplicateur analogique des signaux.....	43
III . 9	Circuit générateur de référence	43
III . 10	Circuit comparateur de courant	43
III . 11	Circuit logique.....	45
III . 12	Circuit de base de transistors.....	46
III . 13	Circuit de calcul de h pour une commande à largeur d'hysteresis variable	
CONCLUSION GENERALE		50

INTRODUCTION GENERALE

INTRODUCTION GENERALE

L'énergie électrique est d'ordinaire disponible en alternative. Une bonne partie de cette énergie passe à travers des convertisseurs AC / DC pour des charges à courant continu, et même pour les convertisseurs statiques tels que les onduleurs .

L'interface entre le réseau d'alimentation et les machines industrielles sont les convertisseurs électriques, cependant l'inconvénient majeur des convertisseurs alternatifs-continus , usuels est qu'il donne lieu d'un appel de l'énergie réactive , ces problèmes influent sur le réseau et entraînent sur l'onde de la tension des distortions , d'autre part la consommation de l'énergie réactive diminue le rendement de l'installation , augmente les pertes et exige un surdimensionnement en puissance de l'installation.

De manière générale le facteur de puissance du réseau chute considérablement engendrant ainsi une baisse de rendement des alternateurs de production, le producteur ne tolère pas cette mauvaise exploitation d'énergie .

Les convertisseurs classiques à commutation naturelle -Diode- ou contrôler - Thyristor- sont restés limités, car ils ne permettent pas le contrôle convenable de la puissance de plus la forme du courant reste toujours imposée par la charge, du point de vue forme .

Le but de ce travail est donc de résoudre ce type de problèmes , par l'étude d'un convertisseur alternatif continu capable de :

- *) Imposer une forme de courant sinusoïdale quelque soit le type de la charge.
- *) Faire varier et contrôler le facteur de puissance $\cos \phi$
- *) Le flux d'énergie est bidirectionnel .

Dans ce modeste mémoire l'étude porte 3 chapitres :

- *) Le premier chapitre portera sur la description du principe théorique de la commande en *PWM* à control de courant

- *) Dans le deuxième chapitre portera sur l'étude par simulation numérique du modèle choisi l'aide des logiciels *MATLAB* .

- *) Enfin le dernier chapitre traitera la conception des différents bloc constituent la carte de commande par la strategie *DELTA* à contrôledu courant en mono-phasé.

Chapitre I

ETUDE THEORIQUE SUR LA STRATEGIE DELTA

*Lorsqu'un théoricien trouve un résultat nouveau,
personne n'y croit sauf lui !
Lorsqu'un expérimentateur trouve un résultat nouveau,
tout le monde y croit sauf lui !*

JEAN LEMAITRE

I.

ETUDE THEORIQUE SUR LA STRATEGIE DELTA

INTRODUCTION

L'apparition des charges non linéaires complexes caractérisées par des exigences technologiques très particulières a permis l'élaboration de plusieurs techniques de commande de convertisseurs statiques, en particulier la commande à modulation de largeur d'impulsion *PWM* dont l'essor est principalement lié au progrès réalisé dans la technologie des semi-conducteurs et des micro processeurs.

D'une façon générale la *MLI* (Modulation de Largeur d'Impulsion) permet suivant un processus analogique ou numérique par des comparaisons des signaux de formes différentes, ou par des résolutions numériques des systèmes d'équation de fournir des tensions de sortie constituées de plusieurs créneaux rectangulaires, suivant ce processus la commande est dite analogique ou numérique.

Dans ce présent chapitre on traitera la technique par hysteresis en modulation *DELTA* à contrôle de courant.

I. 1 - GENERALITE SUR LA COMMANDE EN MLI [3]

En modulation de largeur d'impulsion, la commande u est amenée à commuter chaque période de découpage, les instants de commutation sont déterminés en fonction de l'état du système à chaque début du rapport cyclique α , ce dernier est une fonction de l'état.

Ce comportement du système commandé par modulation de largeur d'impulsion est obtenu lorsque la fréquence de découpage tend vers l'infini, dans ce cas le modèle moyen idéal, représente la réponse du système à la commande MLI, constitué par le rapport cyclique α .

Le rapport cyclique α , a remplacé la commande discontinue u dans les systèmes à structure variable.

I. 2 - CONVERTISSEUR A COMMUTATION FORCEE

Les convertisseurs de puissance statiques - redresseur à diode - à commutation naturelle présentent à l'installation certains inconvenients tels que :

- Facteur de puissance faible.
- La présence de courant harmonique indésirable qui diminue par conséquent le facteur de puissance.

La circulation d'un courant $i(t)$, non sinusoïdale dans l'installation, donne lieu à une grandeur électrique de déformation D . La puissance réactive Q et active P sont exprimées par leur fondamentales et leur harmoniques.

$$Q = U \cdot I \cdot \sin \varphi + \sum U_i I_i \sin \varphi_i \quad (1.1)$$

$$P = U \cdot I \cdot \cos \varphi + \sum U_i I_i \cos \varphi_i \quad (1.2)$$

D'autre part la puissance apparente S est définie par

$$S^2 = P^2 + Q^2 \quad (1.3)$$

avec ces nouvelles définitions de P et Q on écrit

$$S^2 = P^2 + Q^2 + D^2 \quad (1.4)$$

Le facteur de puissance s'écrit alors,

$$\cos \varphi = \frac{P}{S} = \frac{P}{\sqrt{P^2 + Q^2 + D^2}} \quad (1.5)$$

On conclut que la pollution électrique diminue le facteur de puissance, chose qui introduit

un sur dimensionnement de l'installation du point de vue puissance.

I. 3 - MODULATION DE LARGEUR D'IMPULSION A HYSTERISIS *DELTA*

La technique *DELTA* a été développée suivant plusieurs approches, on expose ici une de ces techniques dite *DELTA à control de courant*, cette technique a été proposée par *Mr BOOM Ooi*, et développée par *Omar STIHI*, à *Mc Gill university* [2]. Elle a été appliquée à un convertisseur alternatif continu à transistor, commandé en pont complet, fonctionnant en redresseur réversible alimentant une charge continue.

I. 3. 1 - Principe de la technique

La technique consiste à forcer le courant d'entrée i_r du convertisseur à osciller autour d'une référence du courant i_{ref} , sinusoidale bien déterminée dans une fenêtre de largeur h réglable appelée bande d'hysteresis (Fig I . 1).

Notant que pour une valeur infiniment petite de h et pour un déphasage de la référence convenablement choisi, le courant i_r sera parfaitement sinusoidale, et en phase avec la tension v_r de la source d'alimentation.

I. 3. 2 - Analyse de différents modes de fonctionnement

La figure (I.2) montre le schéma de principe du convertisseur commandé par la stratégie *DELTA*, pour obtenir par cette technique la forme désirée du courant, il existe plusieurs manières de gestion des interrupteurs K1, K2, K3 et K4. Chaque interrupteur est constitué d'un transistor bipolaire de puissance avec une diode anti-parallèle.

La figure (I.3) montre bien les différentes phases pour chaque alternance.

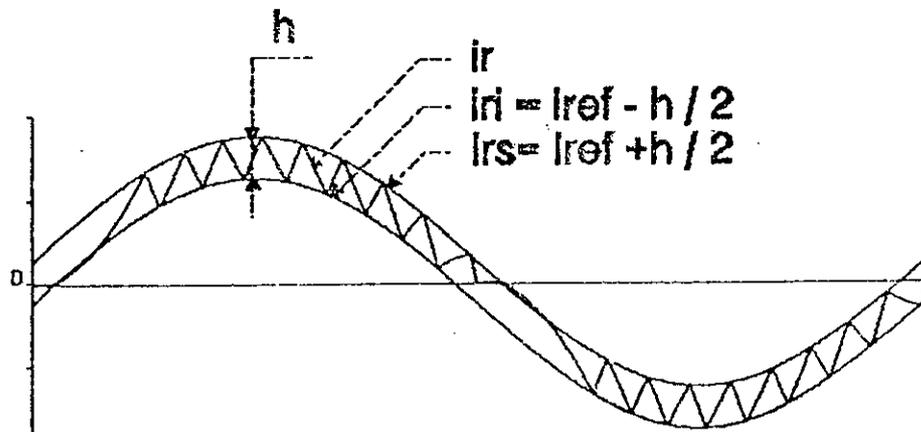
Pour une commande unipolaire.

* *A l'alternance positive* : à la phase de croissance du courant, ce dernier passe T3 et D2, la source est donc court-circuitée sur la cellule R_r et L_r , par contre dans la phase de décroissance du courant les deux diodes D1 et D2 sont à l'état passant.

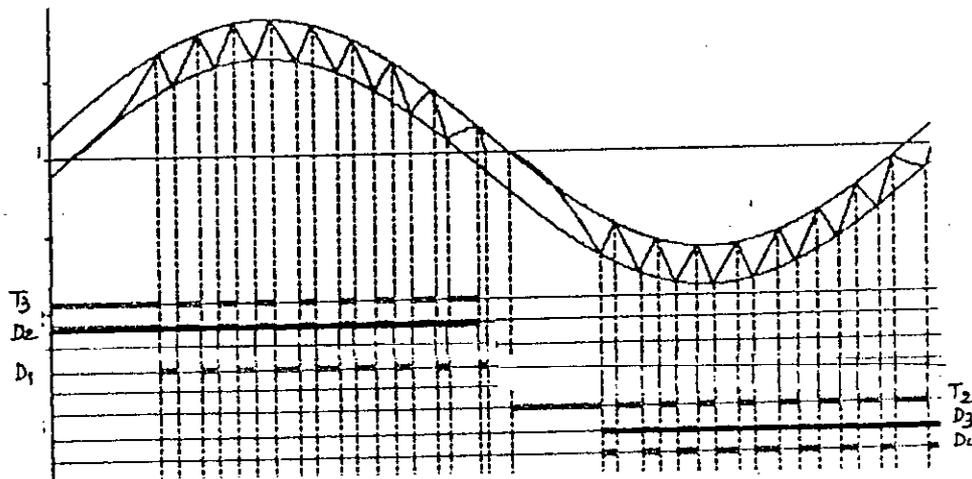
* *A l'alternance négative* : La phase de croissance du courant est assurée par le transistor T2 et la diode D3, dans la phase de décroissance du courant, ce dernier passe à travers les diodes D4 et D3.

Remarque : - On voit bien que dans cette commande les deux transistors T1 et T4 sont inutiles.

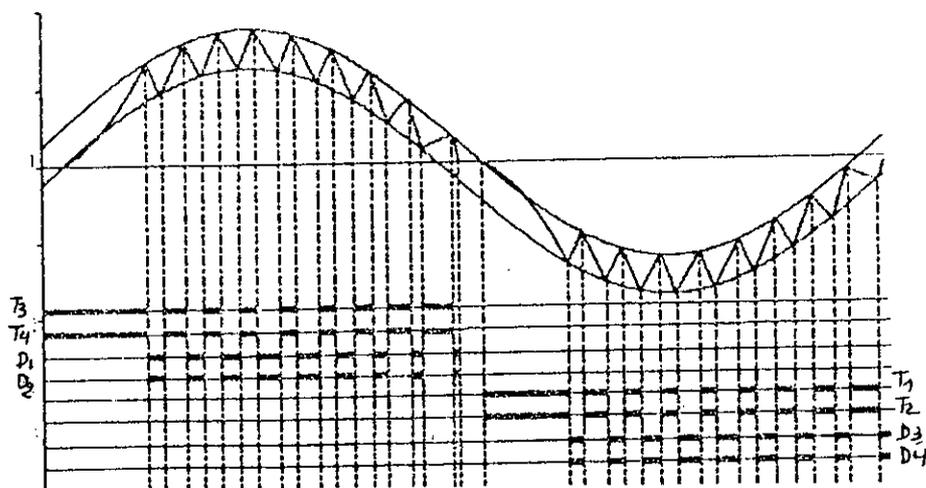
- Le courant de sortie est toujours dans le même sens.



(a) Forme d'onde



(b) Sequence de conduction commande unipolaire.



(c) Sequence de conduction commande bipolaire.

Fig (I.1) - Forme d'onde et sequence de conduction.

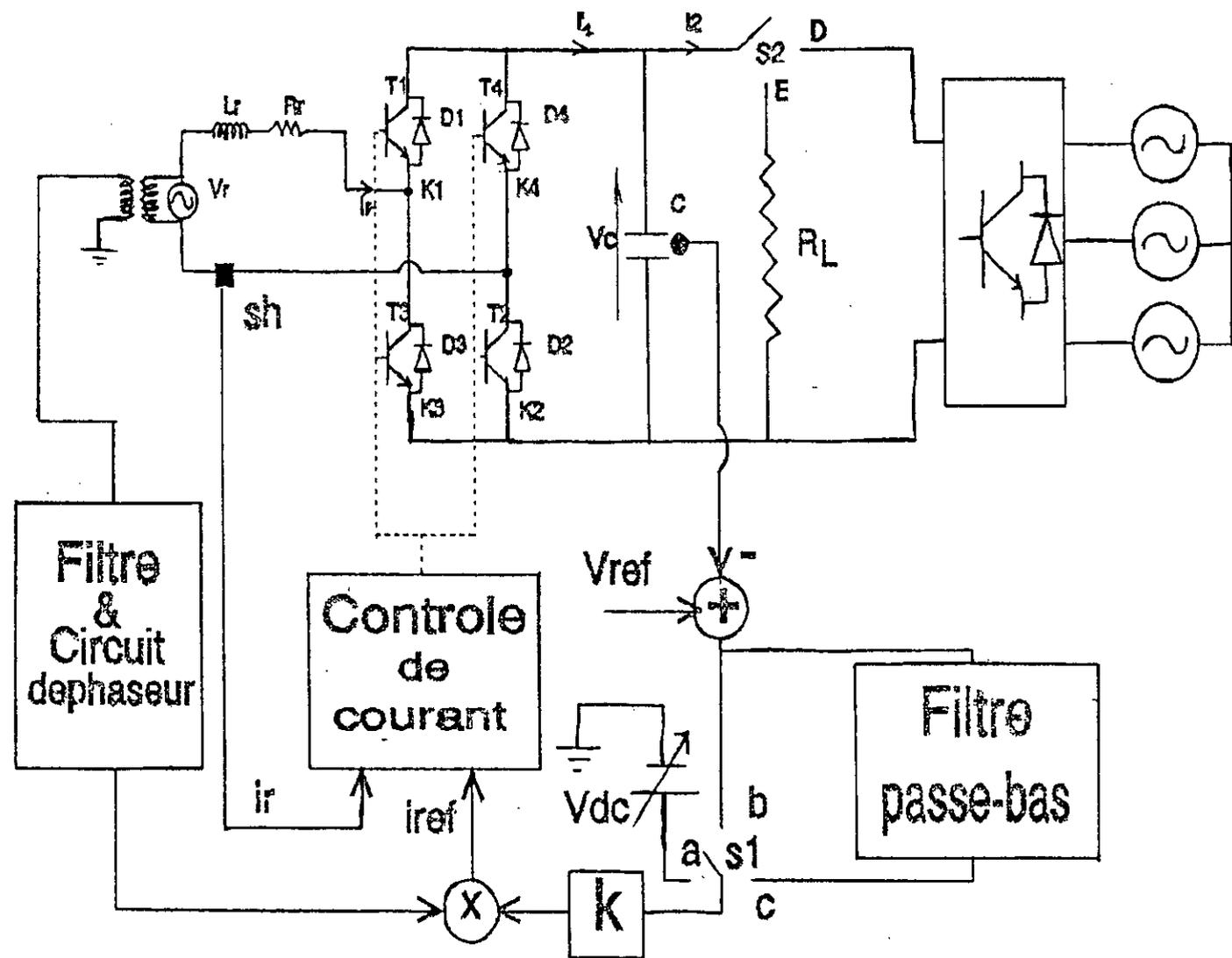
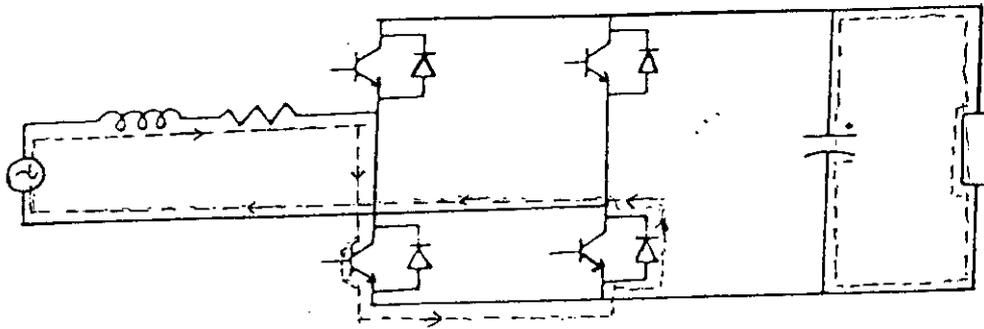
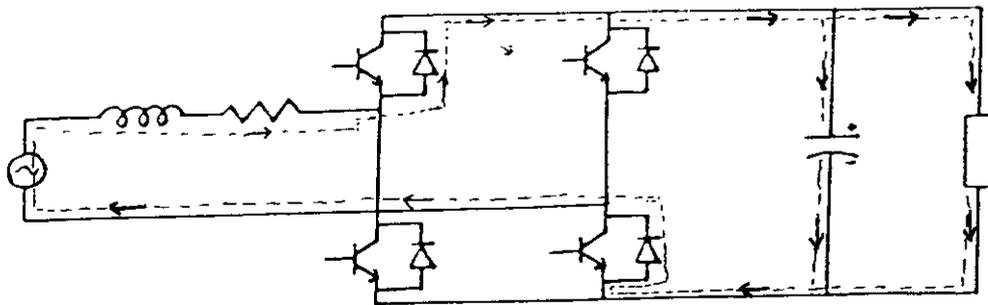


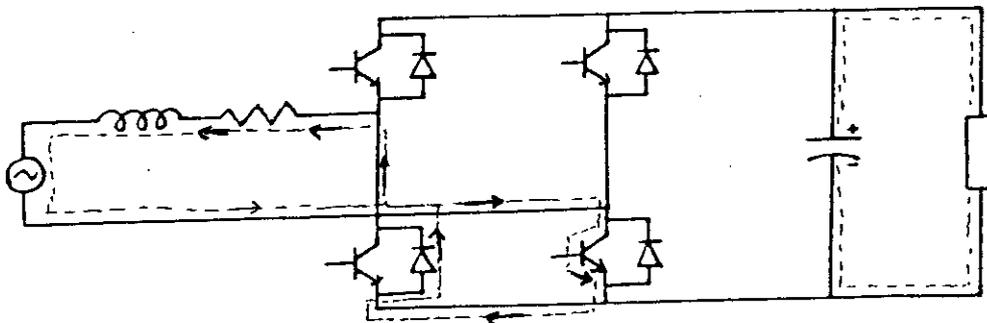
Fig (1.2) - Schema de principe du convertisseur par la strategie DELTA a control de courant.



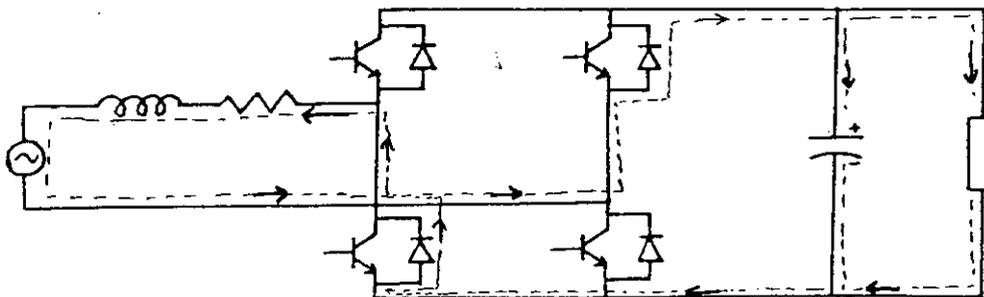
(a) - Alternance positive - phase de croissance du courant i_r



(b) - Alternance positive - phase de décroissance du courant i_r

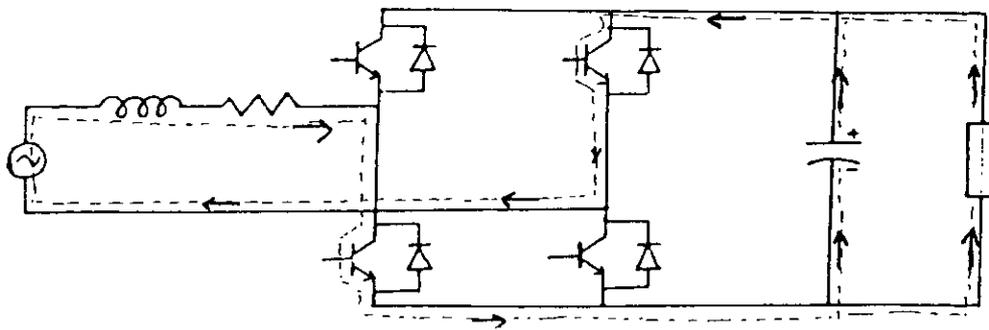


(c) - Alternance negative - phase de croissance du courant i_r

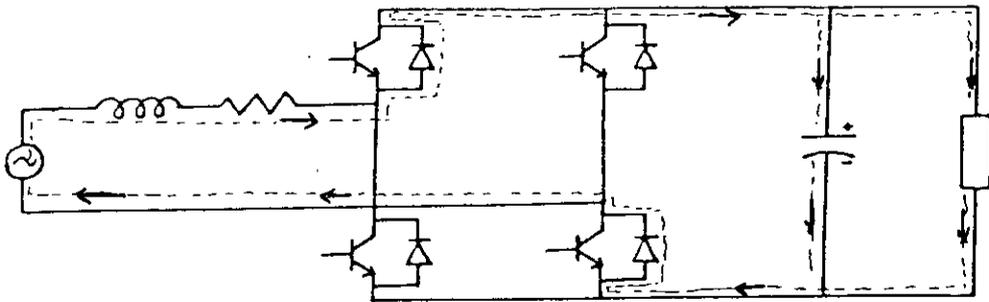


(d) - Alternance negative - phase de décroissance du courant i_r

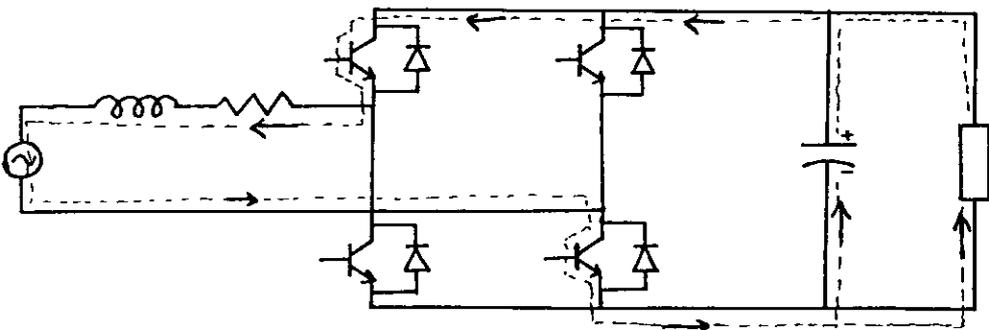
Fig (I.3) - COMMANDE UNIPOLAIRE.



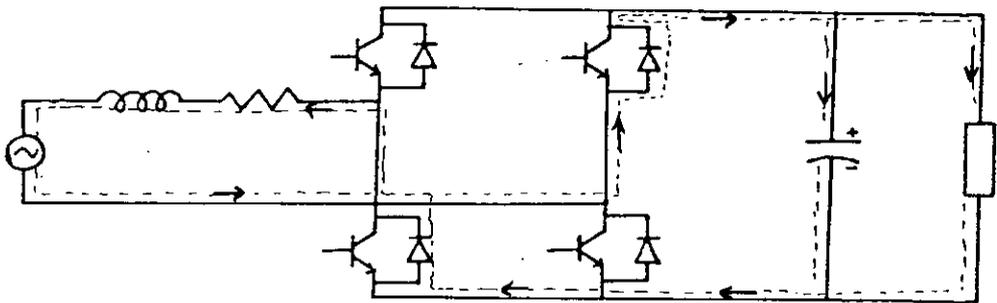
(a) - Alternance positive - phase de croissance du courant i_r



(b) - Alternance positive - phase de décroissance du courant i_r



(c) - Alternance négative - phase de croissance du courant i_r



(d) - Alternance négative - phase de décroissance du courant i_r

Fig (1.4) - COMMANDE BIPOLAIRE.

La figure (I.4) montre bien les différentes phases pour chaque alternance pour une commande bipolaire

* *A l'alternance positive* : dans la phase de croissance du courant les transistors T3 et T4 sont mises en conduction , dans la phase de décroissance du courant les diodes D1 et D2 entrent en conduction en bloquant les transistors T3 et T4 .

* *A l'alternance négative* : dans la phase de croissance du courant T1 et T2 sont en conduction, par contre à la phase de décroissance du courant D3 et D4 entrent en conduction en mettant T1 et T2 à l'état bloqué.

On résume le convertisseur voit à chaque instant à son entrée (+Vc) , (-Vc) et (0 volt), pour la commande unipolaire et (+Vc),(-Vc) pour la commande bipolaire.

Dans ces deux types de commande la séquence des conductions est en fonction du courant i_r par rapport aux deux références de courant ($i_{ref} + h/2$) et ($i_{ref} - h/2$).

Les organigrammes (I) et (II) illustrent bien les séquences de conduction pour les deux types de commandes.

I. 4 - FONCTIONNEMENT DU CONVERTISSEUR

Pour les deux types de commande unipolaire ou bipolaire la prévalence du courant de référence i_{ref} est la même.

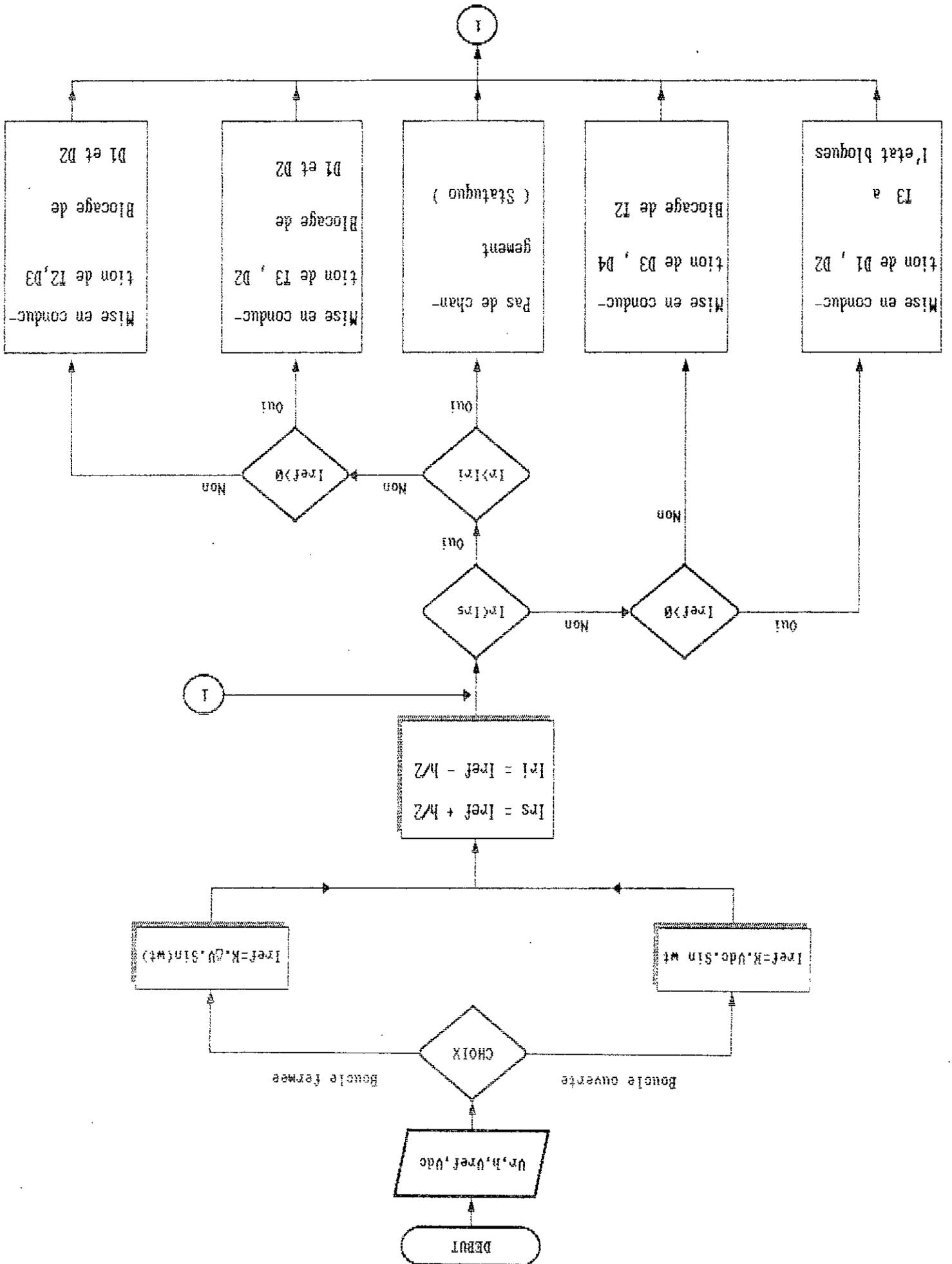
* Pour un fonctionnement en boucle ouverte - commutateur S1 en position A - , le courant i_{ref} est imposé, et il est indépendant du côté continu du convertisseur, puisqu'il est le résultat d'une multiplication d'une tension continue V_{dc} par un gain cas et par une tension sinusoïdale afin de construire sa forme.

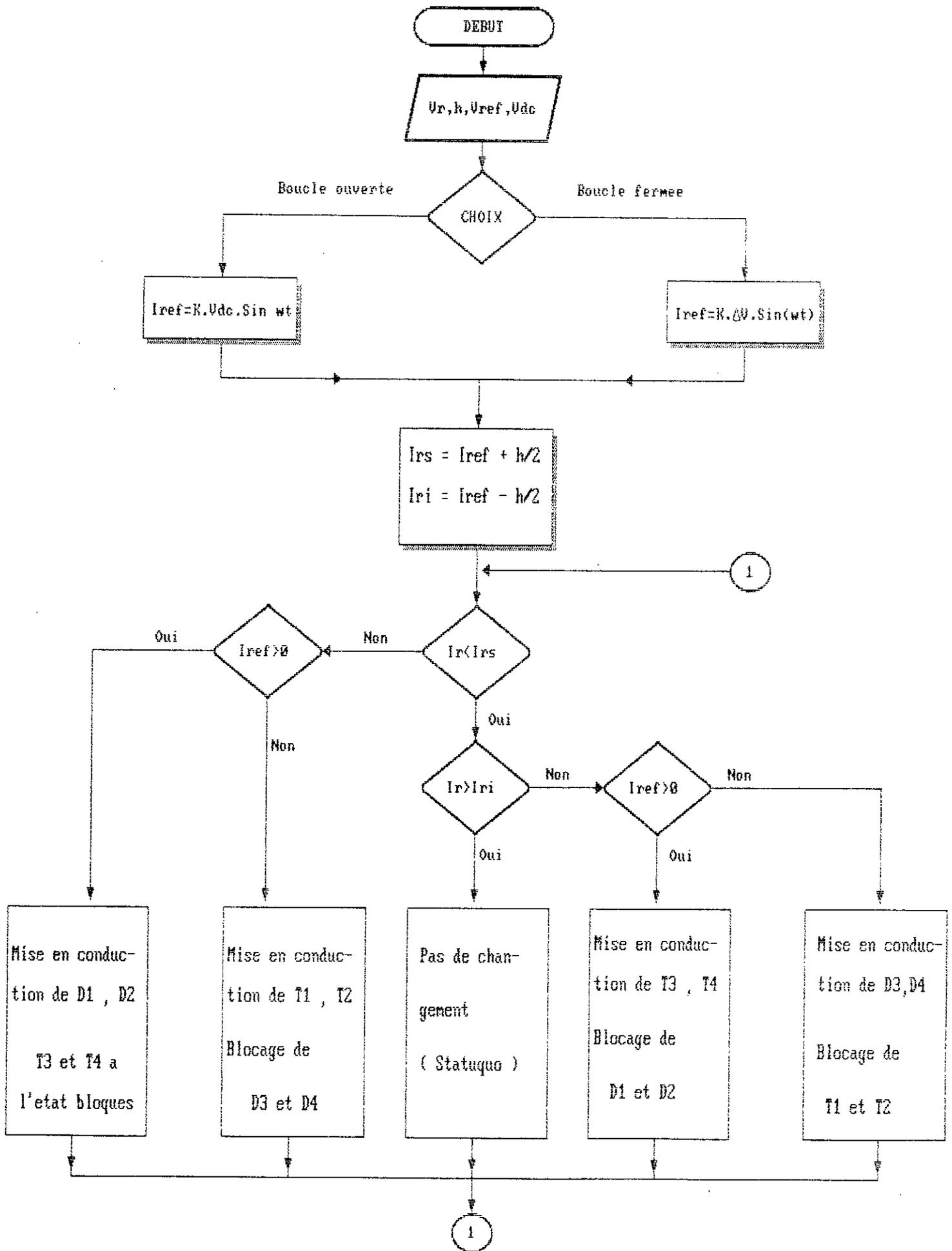
* Pour un fonctionnement en boucle fermée à contrôle de tension , le courant i_{ref} est en fonction de la charge puisque cette fois-ci , il dépend de ($V_{ref} - V_c$) au lieu de V_{dc} , - Commutateur S1 en position B ou C - V_{ref} étant une tension de consigne choisie pour la charge , et V_c la tension aux bornes de la charge.

I. 5 - CONCLUSION

L'étude théorique de la technique de commande analogique montre que grâce à la modulation de largeur d'impulsion par la stratégie *DELTA* on peut agir sur la forme du courant appelé par l'association convertisseur charge.

- Le MLI par la stratégie *DELTA* permet de régler la tension de sortie par la tension de consigne V_{ref}
- En agissant sur la largeur de la fenêtre h on agit sur la forme du courant.
- La commande bipolaire permet la réversibilité de la puissance .





Organigramme: (1) Sequence de conduction pour la commande bipolaire

Chapitre II

ETUDE PAR SIMULATION NUMERIQUE

*La pensée n'est qu'un éclair au milieu d'une longue nuit
mais c'est cet éclair qui tout*

HENRI POINCARRE

II.

ETUDE PAR SIMULATION NUMERIQUE

INTRODUCTION

Avant le passage à la conception des différents blocs - Circuits - de la réalisation pratique du convertisseur une étude par simulation numérique s'avère indispensable.

Dans ce chapitre, on élabore un modèle de connaissance de l'association redresseur-charge de type MLI à contrôle du courant par la stratégie DELTA présentée dans le **chapitre I**.

L'association redresseur charge est illustrée par le schéma de principe représenté par la **figure (II.1)**.

II . 1 - MODELISATION DYNAMIQUE

Le modèle dynamique du convertisseur est établi en utilisant les hypothèses suivantes: Les interrupteurs sont supposés idéaux, de même que l'inductance, la capacité et la source d'entrée, en outre afin de simplifier aussi la modélisation on peut représenter schématiquement le redresseur par le modèle de la **figure (II . 2)**,

avec : V_e : la tension d'entrée.

i_1 : Courant de sortie de convertisseur.

i_2 : Courant appelé par la charge.

u : Représente la fonction commande du redresseur.

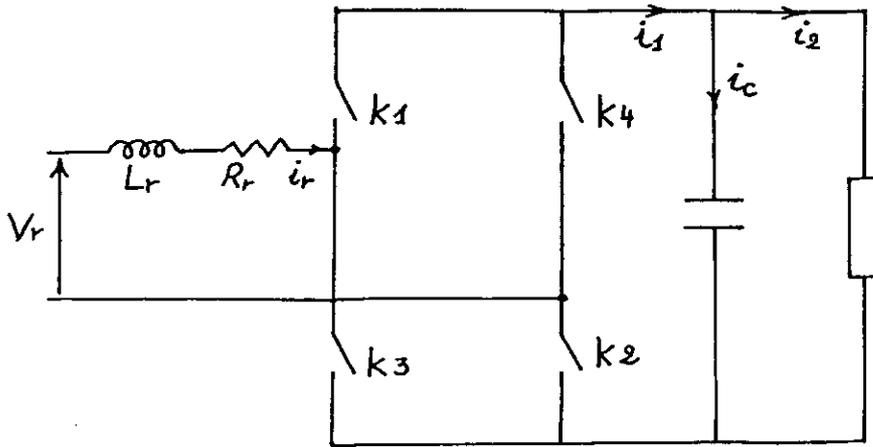


Fig (II.1) - Schema de principe de convertisseur.

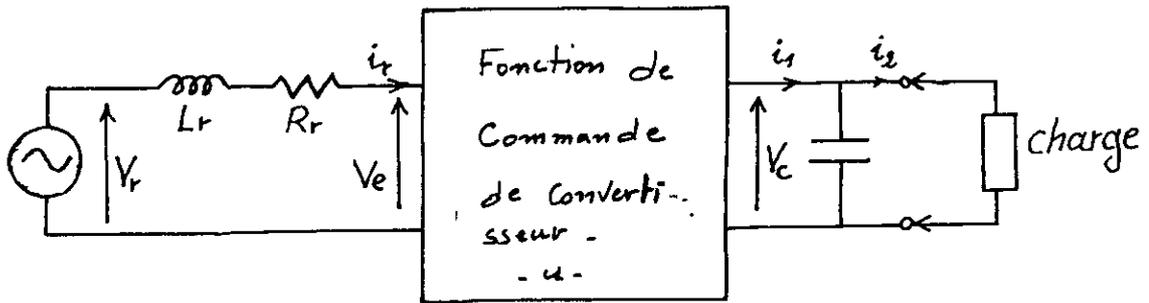


Fig (II.2) - Modele de convertisseur.

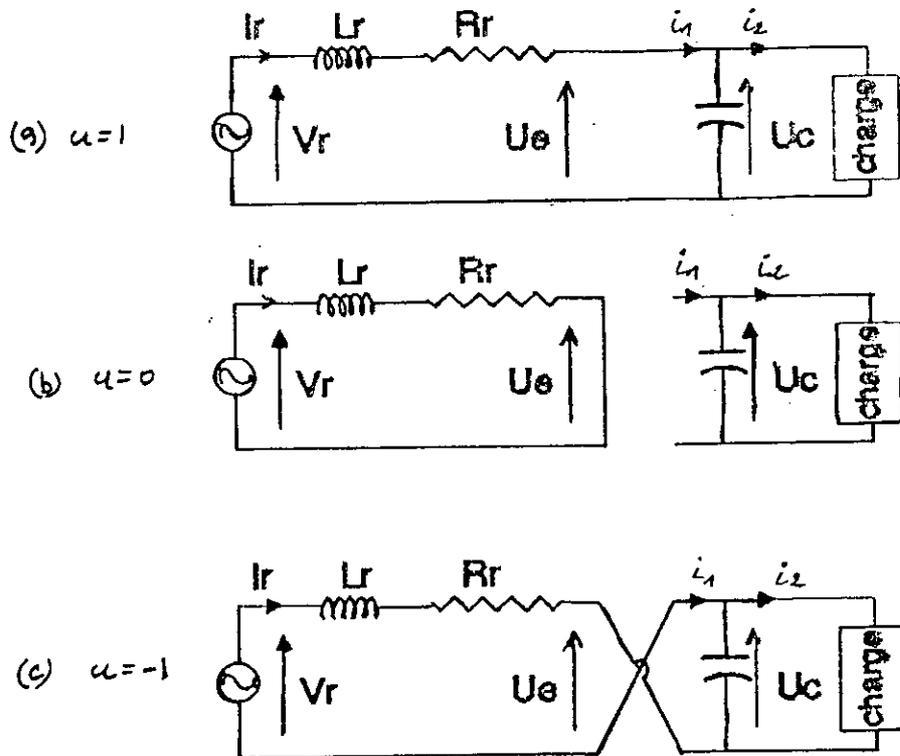


Fig (II.3) - Différent modes de fonctionnement du redresseur -Commande bipolaire-.

La commande u dépend directement des séquences de conduction des interrupteurs K1, K2, K3 et K4. Elle peut prendre une des trois valeurs suivantes $u = \{1, 0, -1\}$ le choix de l'ensemble $\{-1, 1\}$ est préférable car l'implantation de la loi de commande est plus simple à réaliser sur le plans circuitière, en plus la dynamique du système est plus rapide.

II. 2 MISE EN EQUATIONS

Comme on le constate, trois états sont possibles pour u à savoir. Le système est réagit alors par 3 matrices dynamiques pour chaque valeur de u :

***) Pour $u = 1$** , Le convertisseur peut assimiler au modèle de la figure (II . 3 . a), la tension d'entrée et le courant de sortie sont exprimés par les équations :

$$U_e = U_c \quad (2.1)$$

$$i_l = i_r \quad (2.2)$$

avec la matrice dynamique A :

$$A = \begin{bmatrix} -\frac{R_r}{L_r} & -\frac{1}{L_r} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{R_L C} \end{bmatrix} \quad (2.3)$$

***) Pour $u = 0$** , Le modèle de la figure (II . 3 . b), convient à assimiler le convertisseur, cette fois-ci U_e et i_l seront tout les deux nuls. avec une matrice dynamique A

$$A = \begin{bmatrix} -\frac{R_r}{L_r} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{R_L C} \end{bmatrix} \quad (2.4)$$

***) Pour $u = -1$** , Le modèle du convertisseur est représenté par la figure (II . 3 . c), et par suite on a :

$$U_e = -U_c \quad (2.5)$$

$$i_1 = -i_r \quad (2.6)$$

$$A = \begin{bmatrix} -\frac{R_r}{L_r} & -\frac{1}{L_r} \\ \frac{1}{C} & \frac{1}{R_L C} \end{bmatrix} \quad (2.7)$$

II.2.1 Calculs analogiques

En appliquant la loi des mailles et la loi des noeux, sur le circuit électrique, on peut exprimer le courant d'entrée et la tension de sortie du convertisseur par le système d'équation suivant :

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{d i_r}{d t} = \frac{V_r - R_r \cdot i_r - U_e}{L_r} \end{array} \right. \quad (2.8)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{d V_c}{d t} = \frac{i_1 - i_2}{C} \end{array} \right. \quad (2.9)$$

i_2 étant le courant absorbé par la charge, cependant elle depend directement de celle - ci

Marche à vide :

$$i_2 = 0$$

Débit sur une charge resistive :

$$i_2 = \frac{V_c}{R_L} \quad (2.10)$$

Débit sur une charge inductive passive (R_L, L_L) :

$$\frac{d i_2}{d t} = \frac{V_c - R_L \cdot i_2}{L_L} \quad (2.11)$$

Débit sur une charge inductive active (R_L, L_L, e) :

$$\frac{d i_2}{d t} = \frac{V_c - R_L \cdot i_2 - e}{L_L} \quad (2.12)$$

II.2.2 Fonctionnement en regime etabli

Pour ce mode de fonctionnement nous nous limiterons au cas de la commande bipolaire.

On a pour $u = 1$

$$\dot{x} = A_1 x + b \quad (2.13)$$

On a pour $u = -1$

$$\dot{x} = A_2 x + b \quad (2.14)$$

En regroupant les deux équations, en introduisant la commande u , on obtient ;

$$\dot{x} = \frac{1+u}{2} A_1 x + \frac{1-u}{2} A_2 x + b \quad (2.15)$$

$$\text{Soit } \rho_1 = \frac{1+u}{2} \quad \text{et} \quad \rho_2 = \frac{1-u}{2}$$

dans ce cas on peut écrire l'équation (2.15) sous la forme :

$$\dot{x} = \rho_1 A_1 x + \rho_2 A_2 x + b \quad (2.16)$$

Au régime établi continu $\dot{x} = 0$, D'après (2.16) on écrit

$$x = -(\rho_1 A_1 + \rho_2 A_2)^{-1} b \quad (2.17)$$

Le calcul nous conduit ensuite à :

$$i_r = x_1 = \frac{v_r}{R_L + R_r} \quad (2.18)$$

et

$$V_c = x_2 = \frac{V_r}{\left(1 + \frac{R_r}{R_L}\right) u^*} \quad (2.19)$$

Comme $R_r / R_L \ll 1$ on peut écrire :

$$V_c = \frac{V_r}{u^*} \quad (2.20)$$

L'équation (2.20) montre le caractère éleveur du convertisseur, -la tension de sortie V_c est plus élevée que la tension d'entrée-

II.3 - SIMULATION NUMERIQUE

Dans ce sous chapitre on passera à la simulation numérique du modèle pour les

$$P_{ac} = v_r \cdot i_r - R_r \cdot i_r^2 - \frac{d}{dt} \left(\frac{1}{2} L_r \cdot i_r^2 \right) \quad (2.24)$$

$$P_{ac} = (V_r \cdot I_r - R_r \cdot I_r^2)(1 + \cos 2\omega t) - \frac{d}{dt} \left(\left(\frac{1}{2} L_r \cdot I_r^2 \right) (1 + \cos 2\omega t) \right) \quad (2.25)$$

D'autre part le courant de sortie du convertisseur est a haute fréquence , dans ce cas on peut faire appel a la notion de la moyenne locale [1], afin d'écrire l'équation de l'équivalence de puissance pour le coté continu.

$$P_{dc} = v_c \cdot i_c = P_{ac} \quad (2.26)$$

Le premier cas étudié est pour l'interrupteur S2 dans la position D, (Fig I .2) , mathématiquement la puissance de sortie du redresseur mono-phasé est

$$P_{dc} = P_L + \frac{d}{dt} \left(\frac{1}{2} C \cdot V_c^2 \right) \quad (2.27)$$

de l'équations (2.19) et (2.21), après integration on obtient ;

$$V_c^2(t) = V^2_{co} + \frac{2}{C} (V_r \cdot I_r - R_r \cdot I_r^2 - P_L) \cdot t + \frac{(V_r \cdot I_r - R_r \cdot I_r^2) \sin 2\omega t}{C \omega} - \frac{\omega \cdot L_r \cdot I_r^2 \cdot \cos 2\omega t}{C \omega} \quad (2.28)$$

Avec V_{co} , est le constante d'integration , calculé à partir des conditions initiales. On remarque que la fonction ramp a disparu en regime établi

$$V_r \cdot I_r - R_r \cdot I_r^2 - P_L = 0 \quad (2.29)$$

et la tension V_c vaut

$$V_c(t) = V_{co} (1 + \zeta)^{\frac{1}{2}} \quad (2.30)$$

avec :

$$\zeta = \frac{(V_r \cdot I_r - R_r \cdot I_r^2) \sin 2\omega t - \omega \cdot L_r \cdot I_r^2 \cdot \cos 2\omega t}{C \omega V_{co}^2} \quad (2.31)$$

On remarque bien que $\zeta < 1$ pour des valeurs élevées de V_{co} , C , et pour des valeurs faibles de V_r , I_r , R_r et L_r , pour cela l'équation (2.24) peut être exprimée sous la forme

$$V_c(t) = V_{co} \left(1 + \frac{1}{2} \zeta \right) \quad (2.32)$$

Le deuxième cas est une charge résistive, cette étude est incluse à titre d'exemple pour la simulation numérique, l'interrupteur S2 en position E, la sortie du redresseur devient :

$$P_{dc} = \frac{V_c^2}{R_L} + \frac{d}{dt} \left(\frac{1}{2} C \cdot V_c^2 \right) \quad (2.33)$$

On fait un changement de variable $V_c^2 = x$ l'équation (2.33) devient une équation différentielle d'ordre 1, de (2.33) et (2.25) on obtient

$$V_c^2(t) = V_c^2 + \left(\frac{V_0^4 + (\omega \cdot L_r \cdot R_r \cdot I_r^2)^2}{1 + (\omega \cdot R_L \cdot C)^2} \right)^{1/2} \sin(2\omega t + \zeta) \quad (2.34)$$

Avec :

$$V_0^2 = R_L (V_r \cdot I_r - R_r \cdot I_r^2) \quad (2.35)$$

$$\zeta = \alpha_1 - \alpha_2 \quad (2.36)$$

$$\tan \alpha_1 = \omega \cdot R_L \cdot C \quad (2.37)$$

$$\tan \alpha_2 = \frac{\omega \cdot L_r \cdot R_r \cdot I_r^2}{V_0^2} \quad (2.38)$$

b) Simulation : Le courant de référence est indépendant de la charge d'où :

$$i_{ref} = K \cdot V_{dc} \cdot \sin(\omega t + \phi) \quad (2.39)$$

ϕ : étant le déphasage réglé à l'aide du déphaseur de référence. Les deux références sont :

$$i_{rs} = i_{ref} + \frac{h}{2} \quad (2.40)$$

$$i_{ri} = i_{ref} - \frac{h}{2} \quad (2.41)$$

h étant la largeur de fenêtre ou bande d'hystérésis, les équations qui simulent le système sont données par (2.8) et (2.9) les figures qui suivent donnent l'évolution des différentes grandeurs dans le temps. Pour les deux types de commande par la stratégie DELTA.

Remarque :

-A cause de certaines contraintes de calcul on ne peut aller infiniment sur la largeur de la bande, les figures illustrent les variations pour $h=0.2$ pour visualiser les commutations, et pour $h=0.02$.

- Pour la marche onduleur il suffit d'inverser le signe de la tension Vdc

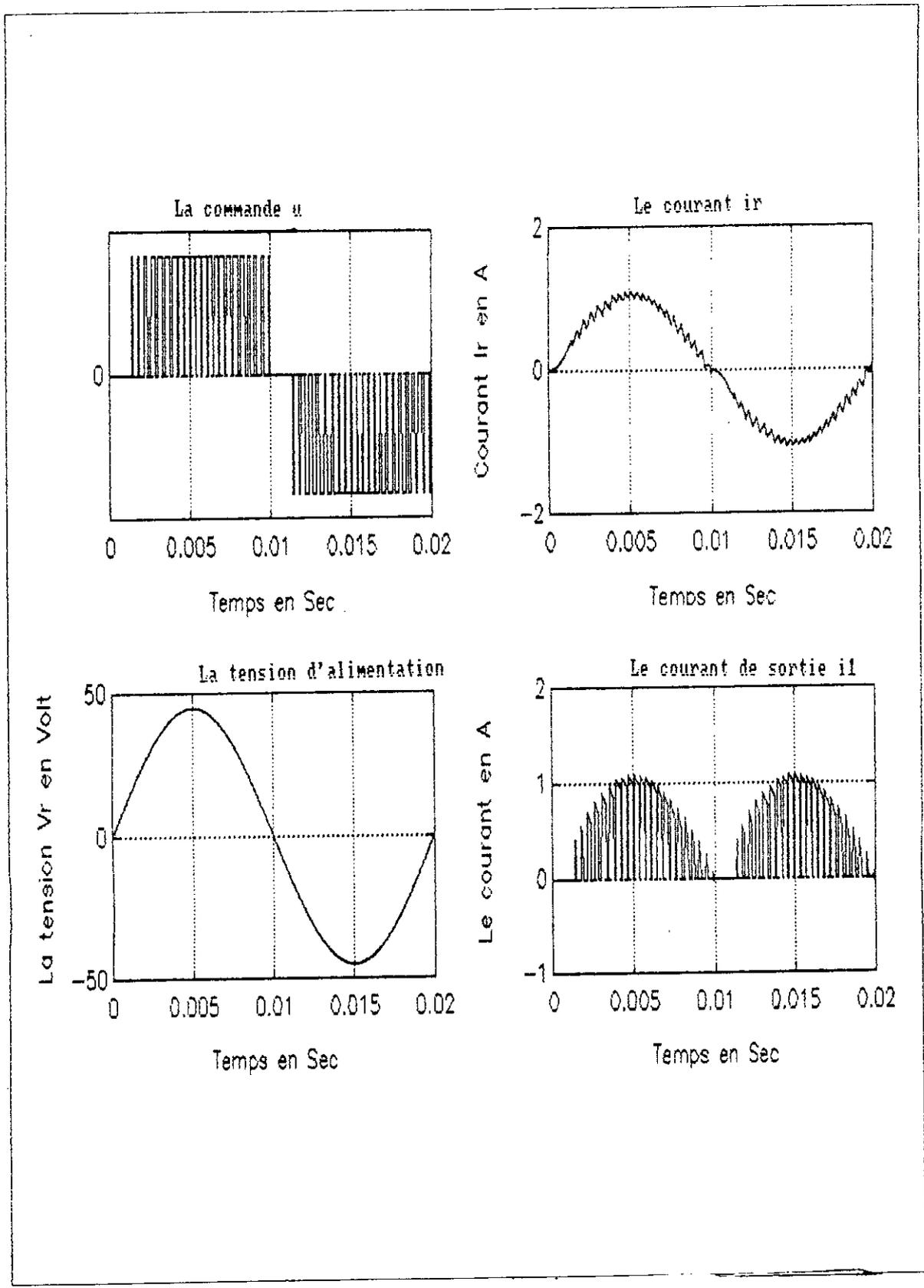


Fig (II.4) - Grandeurs de convertisseur $h = 0.2$ commande unipolaire.

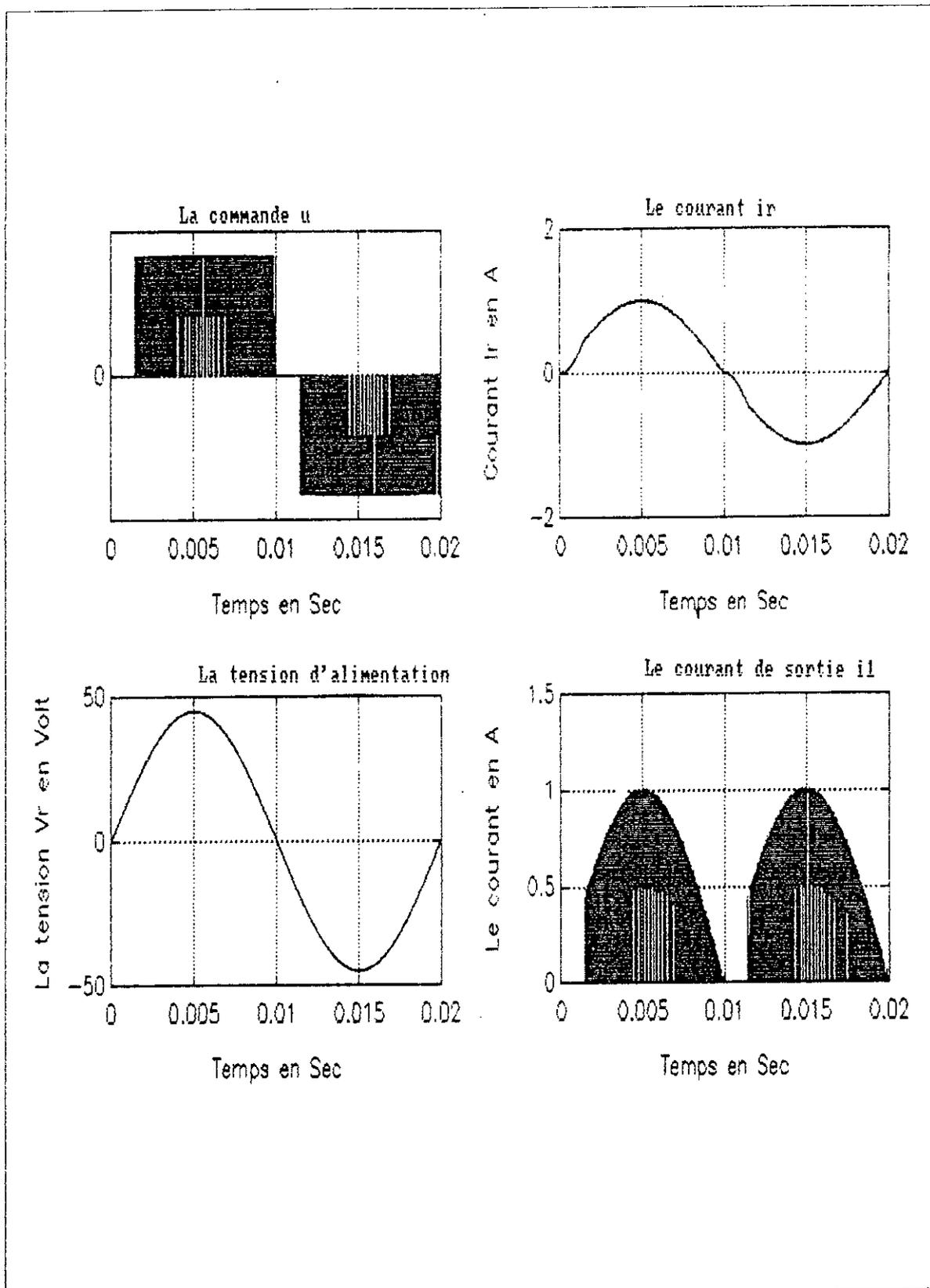


Fig (II.5) - Grandeurs de convertisseur $h = 0.82$ commande unipolaire.

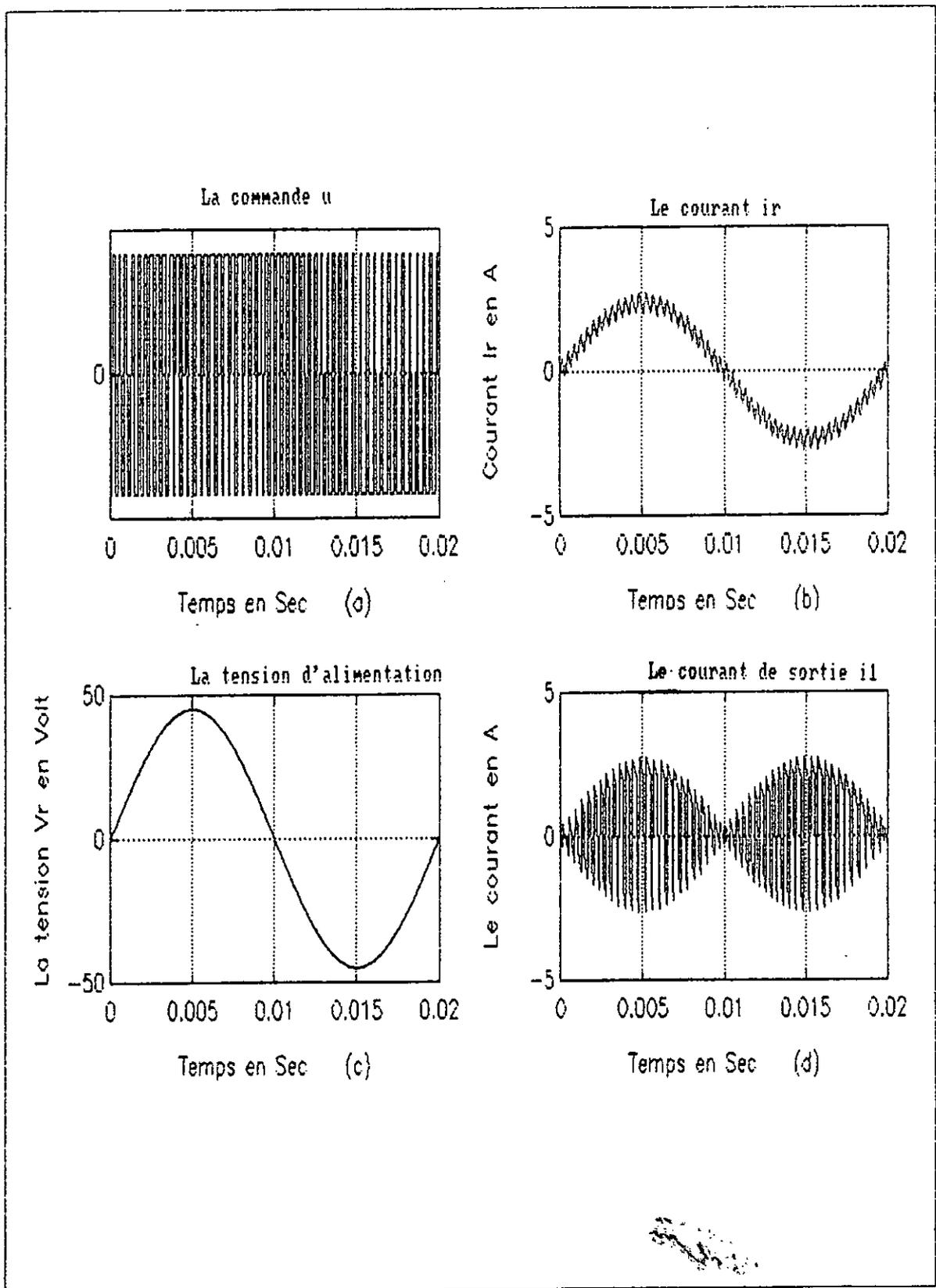


Fig (II.6) - Grandeurs de convertisseur $h = 0.2$ commande bipolaire.

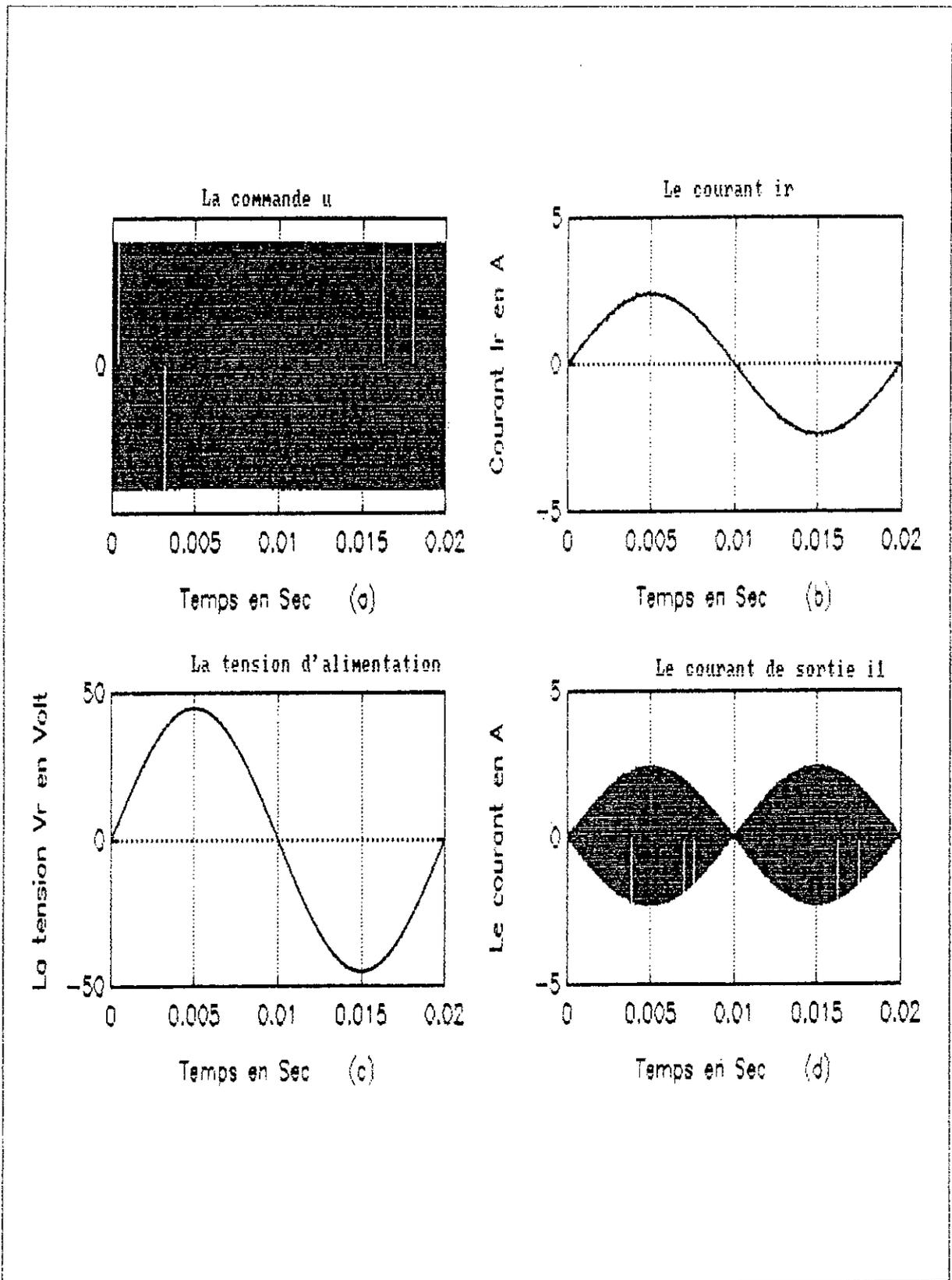


Fig (II.7) - Grandeurs de convertisseur $h = 0.02$ commande bipolaire.

c) *Marche redresseur* : Pour ce fonctionnement V_{dc} est choisie positive. Les figures illustrent les différentes grandeurs :

- *) La fonction de la commande u .
- *) Le courant d'entrée i_r .
- *) La tension d'alimentation V_r .
- *) Le courant de sortie i_l , du convertisseur.

Pour les deux types de commande - unipolaire ou bipolaire - avec deux valeurs de h . En réduisant la largeur de la bande d'hysteresis le courant i_r épouse une forme sinusoïdale, cette affirmation n'est pas parfaitement correcte pour la commande unipolaire, puisque le courant présente une distortion au début de chaque alternance. Cette distortion est due à la zone morte, et au cellule (V_r , R_r et L_r). Pour la commande bipolaire la tension aux bornes de la charge entre en jeu au démarrage pour chaque alternance, c'est-à-dire que la tension U_c est en superposition de la tension de la source V_r .

III. 3. 2 - Fonctionnement en boucle fermée [2]

Pour ce mode de fonctionnement, il est nécessaire de mentionner l'existence de trois problèmes techniques, qu'ils faut résoudre :

1) Les diodes antiparallèles doivent être à l'état bloqué afin d'assurer le contrôle du courant par les transistors, ce problème est résolu en mettant toujours V_c supérieur aux pics de la tension alternative :

$$V_c > \sqrt{2} V_r$$

2) La tension V_{dc} doit être suffisamment grande, afin que le modulateur soit capable de suivre la forme du courant de référence.

3) Une réponse rapide de l'amplitude du courant est exigée, pour satisfaire les demandes de puissance du côté continu.

On peut affirmer que les trois problèmes techniques sont résolus en mettant le côté continu dans une boucle de régulation - contrôle - de la tension V_c . Le commutateur S_1 à la position B. [2].

a) *Interférences des harmoniques* : En mettant la tension V_c en contre réaction, la forme du courant de référence ne sera pas parfaitement sinusoïdale

$$V_c(t) = V_{co} + \sum A_n \cos(2\omega t + \zeta_n) \quad (2.42)$$

avec A_n et ζ_n l'amplitude et la phase de série de Fourier, en suivant la figure (I.2) le courant de référence s'écrit alors :

$$i_{ref} = K(V_{ref} - V_{co}) \cos \omega t - K \sum \frac{An}{2} \left[\cos((2n+1)\omega t + \zeta_n) + \cos((2n-1)\omega t + \zeta_n) \right] \quad (2.43)$$

De l'équation (2.43) on remarque que le premier terme est une sinusoïde, par contre les harmoniques interviennent par le biais du deuxième terme de l'équation.

Afin d'avoir une forme de courant sinusoïdale on choisit un condensateur de filtrage de grande valeur, qui permet d'avoir une tension de sortie avec le minimum d'ondulation cette solution n'est pas adoptée de point de vue pratique et technique -(temps de réponse devient relativement important , et le coût très cher).

II. 4 - PASSAGE REDRESSEUR - ONDULEUR

Le passage redresseur - onduleur est assuré par le commutateur S2 (Fig I.2). le commutateur à la position D, la figure (II.9) illustre un exemple de calcul, et montre la réversibilité du montage ou le passage redresseur - onduleur. Dans la simulation le passage est fait à l'instant $t_c = 0.1$ Sec.

La figure montre clairement l'inversion du sens d'écoulement de puissance par l'inversion simultanée après l'instant de commutation, avec un déphasage de 180°

On remarque bien la durée du régime transitoire due essentiellement à la valeur de la capacité du filtrage . On a choisi une valeur élevée afin d'assurer une forme sinusoïdale du courant i_r .

II. 5 - NECESSITE D'UN FILTRE PASSE - BAS

D'après les différentes formes du courant présentées au paragraphe précédent , on peut dire que pour de faibles valeurs du condensateur de filtrage C, le taux d'ondulation devient de plus en plus important et par suite la forme du courant i_{ref} en boucle fermée n'est plus

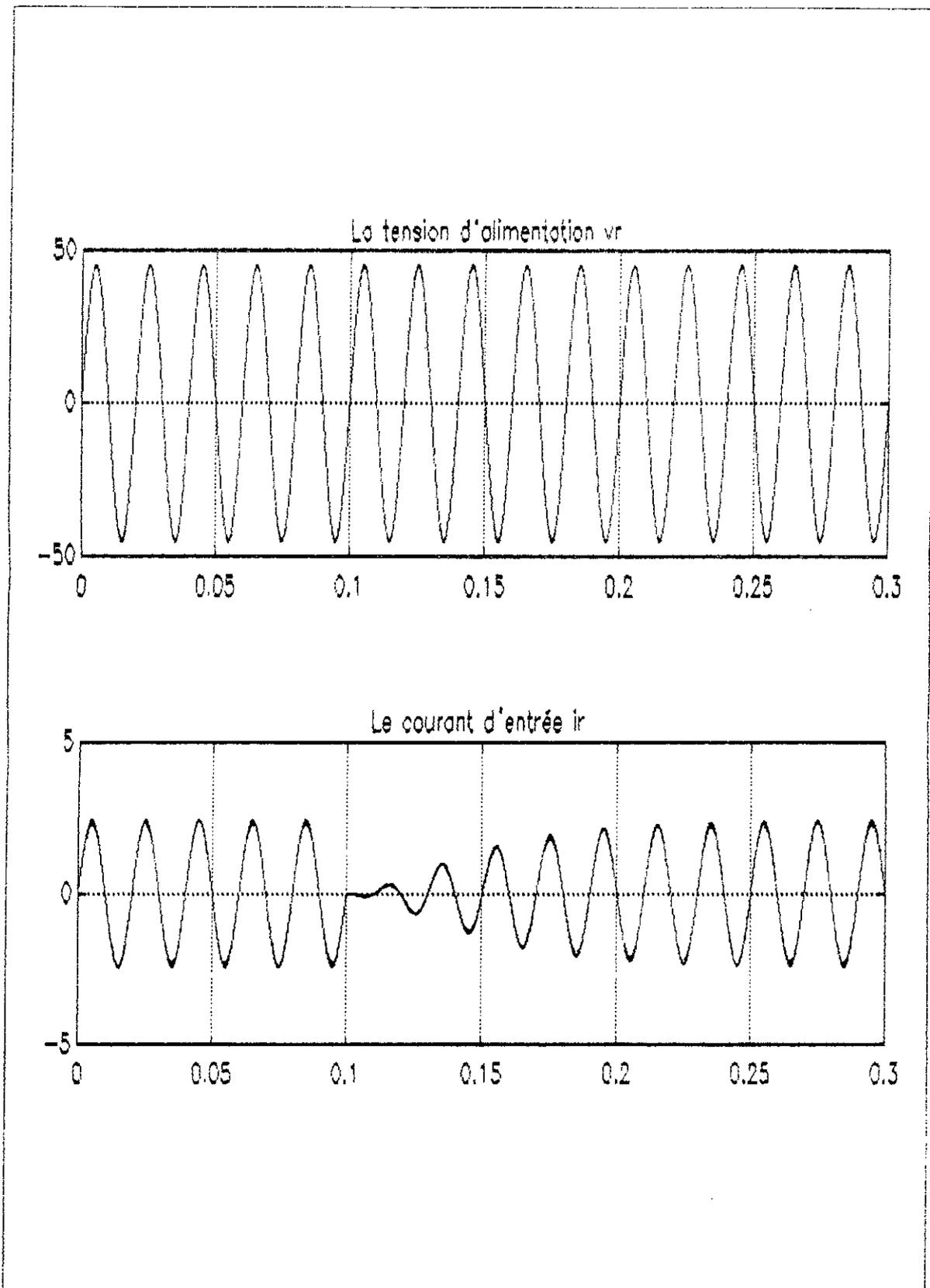


Fig (II.9) - Passage Redresseur-Onduleur sans filtre.

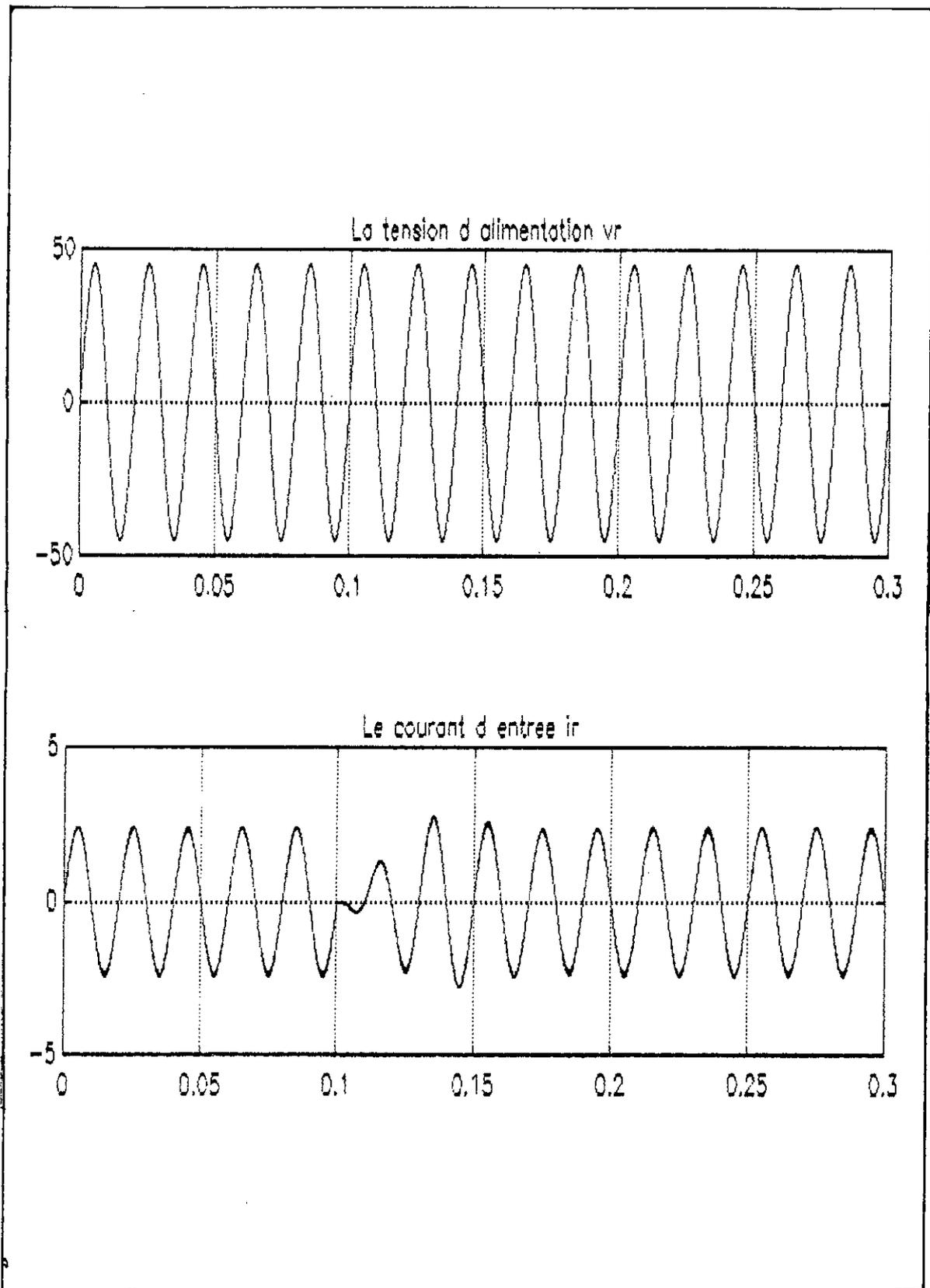


Fig (II.18) - Passage Redresseur-Onduleur avec filtre.

parfaitement sinusoidale. Ce qui engendre des distorsions importantes dans l'onde du courant i_r , chose qui est indésirable.

Dans ces cas, on a tendance parfois à augmenter la valeur du condensateur C , alors que ce n'est pas la bonne solution, puisque ça augmente relativement le temps de réponse. (L'exemple de calcul a montré que le régime établi est atteint en 0.15 Sec, (c'est - à - dire 8 fois la période). En outre, le coût devient très important du point de vue économique. Il faudra donc chercher un dispositif qui permet la mesure rapide de V_c , avec l'élimination des harmoniques - voir l'équation (2.42) .

Il s'avère qu'un filtre passe bas convenablement choisi pourra répondre à ces exigences, plus particulièrement, le filtre de *Butter worth*, qui possède des bonnes performances.

La fonction de transfert d'un tel filtre est donnée par

$$G(s) = \frac{\omega_0^2}{s^2 + \sqrt{2} \cdot \omega_0 \cdot s + \omega_0^2} = \frac{V_{co}}{V_c} \quad (2.44)$$

Dans ce cas on a pris un facteur d'amortissement de 0.707.

ω_0 = La pulsation de coupure pour une fréquence de f_0 .

II . 5 . 1 - Choix de la fréquence de coupure

D'après l'équation (2.42), la première harmonique existant dans l'onde V_c , est de rang 2, cependant elle possède une fréquence de 100 Hz, d'où la fréquence de coupure du filtre doit être choisie de sorte qu'elle soit petite devant 100 Hz.

L'incorporation du filtre dans la boucle de contre réaction, augmente l'ordre du système globale, cependant la capacité de filtrage prend des valeurs faibles avec une forme sinusoidale du courant i_r .

II . 5 . 2 - Exemple de calcul

Afin de montrer l'influence du filtre pass-bas on gardera dans cet exemple les mêmes données de fonctionnement du convertisseur sans filtre, sauf la valeur du condensateur (1500 μ F au lieu de 3 mF), le filtre ayant une fréquence de coupure de $f_0 = 60$ Hz. Fig(II.10).

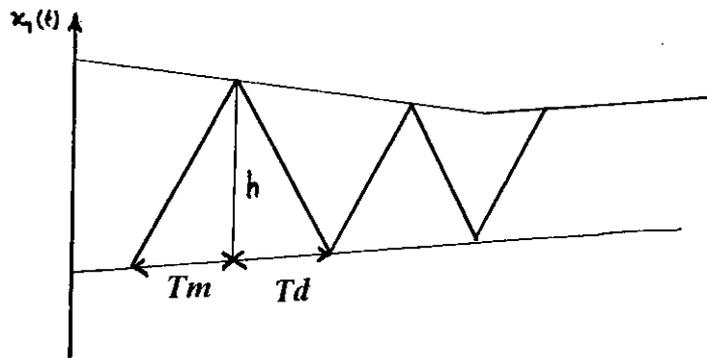
II . 6 - SYNTHESE D'UNE LOI DE COMMANDE PAR VARIATION DE LARGEUR D'HYTERISIS

D'après les résultats obtenus par la simulation du modèle on remarque bien que la fréquence de commutation est variable - voir Fig (II.11)- qui illustre la commande u avec deux valeurs différentes de h , cette variation est dûe essentiellement au comportement du système, et au poit de fonctionnement .

Dans certaines applications la fréquence de commutation variable constitue un inconvénient pour l'environnement (aérospace) , en outre au sens de la fiabilité des composants électronique il est préférable de faire commuter les transistors avec une fréquence constante.

Pour cela, et afin de maintenir constante la fréquence de commutation, on propose de varier la largeur d'hysterisis, à chaque instant, qui est en fonction de l'état et de parametres du système.

Pour déterminer la largeur de la bande correspondante , on propose la méthode suivante :



On écrit les équations suivantes :

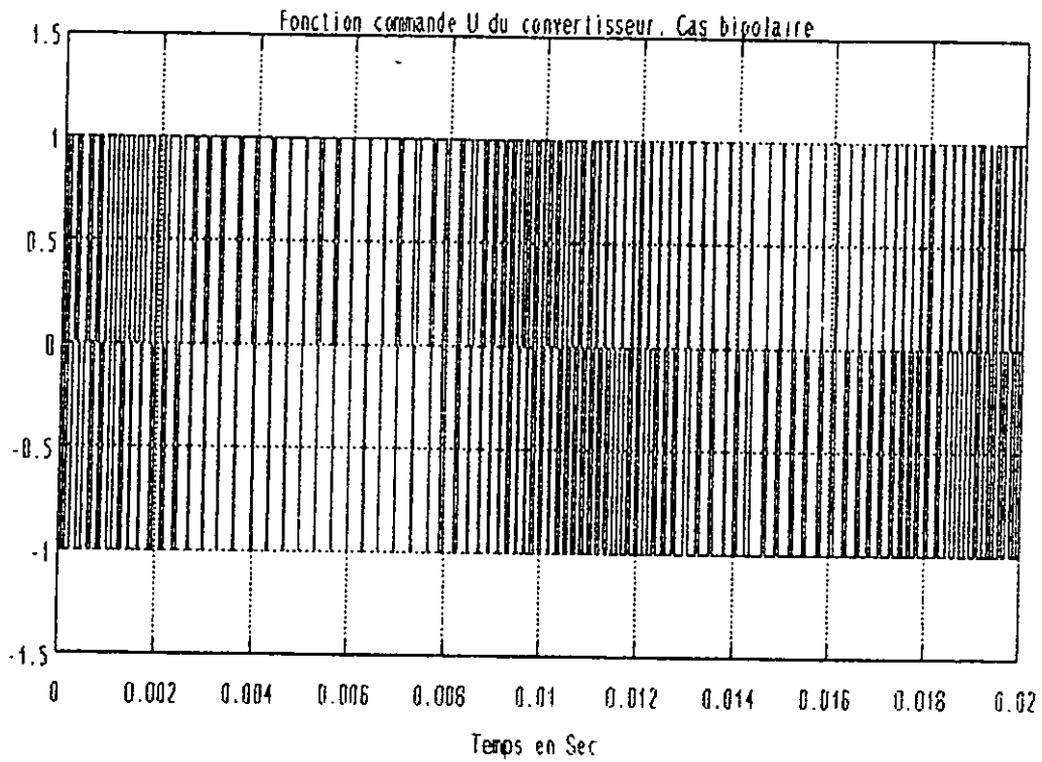
$$Tm = \frac{h}{\dot{x}_1|_{u=-1}} \quad \text{et} \quad Td = -\frac{h}{\dot{x}_1|_{u=+1}} \quad (2.45)$$

la fréquence de commutation est imposée d'ou :

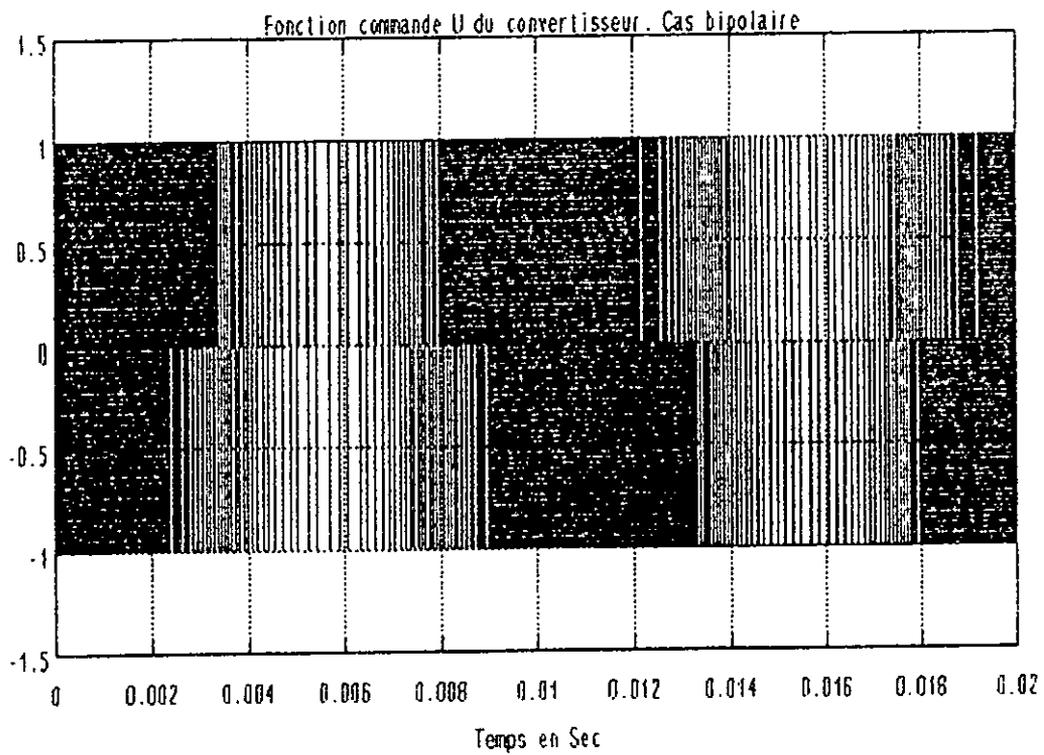
$$T = Tm + Td \quad (2.46)$$

de (2.45) et (2.46) on trouve que :

$$h = \frac{T \cdot Lr}{2 \cdot x_2} \left(\frac{Rr}{Lr} x_1 - \frac{1}{Lr} x_2 - \frac{Vr}{Lr} \right) \left(-\frac{Rr}{Lr} x_1 - \frac{1}{Lr} x_2 + \frac{Vr}{Lr} \right) \quad (2.47)$$



$$h = 0.2$$



$$h = 0.82$$

Fig (II.11) - La commande u dans le cas bipolaire.

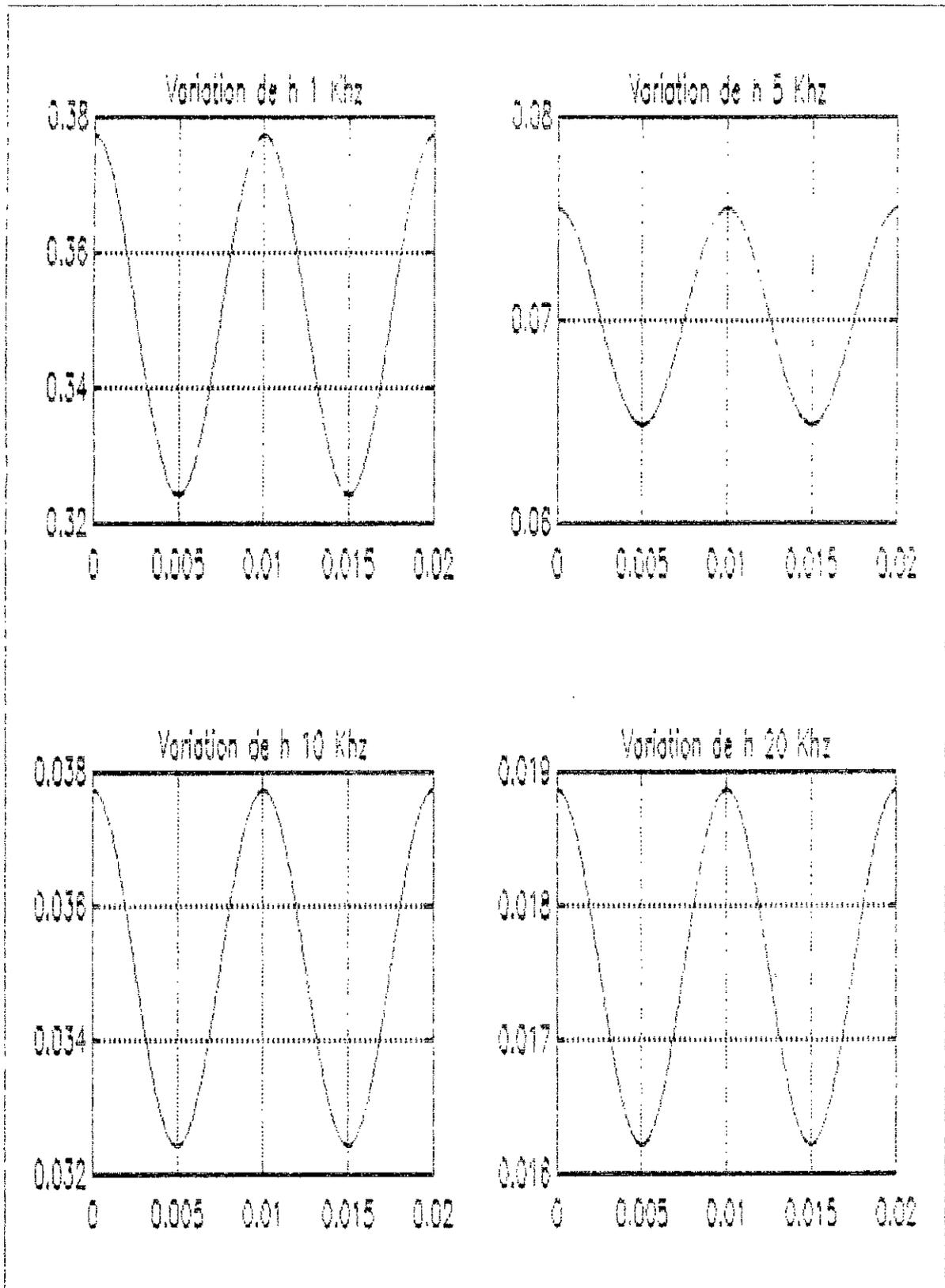


Fig (II.12) ♦ Variation de largeur d'HYSTERISIS pour une fréquence de commutation constante

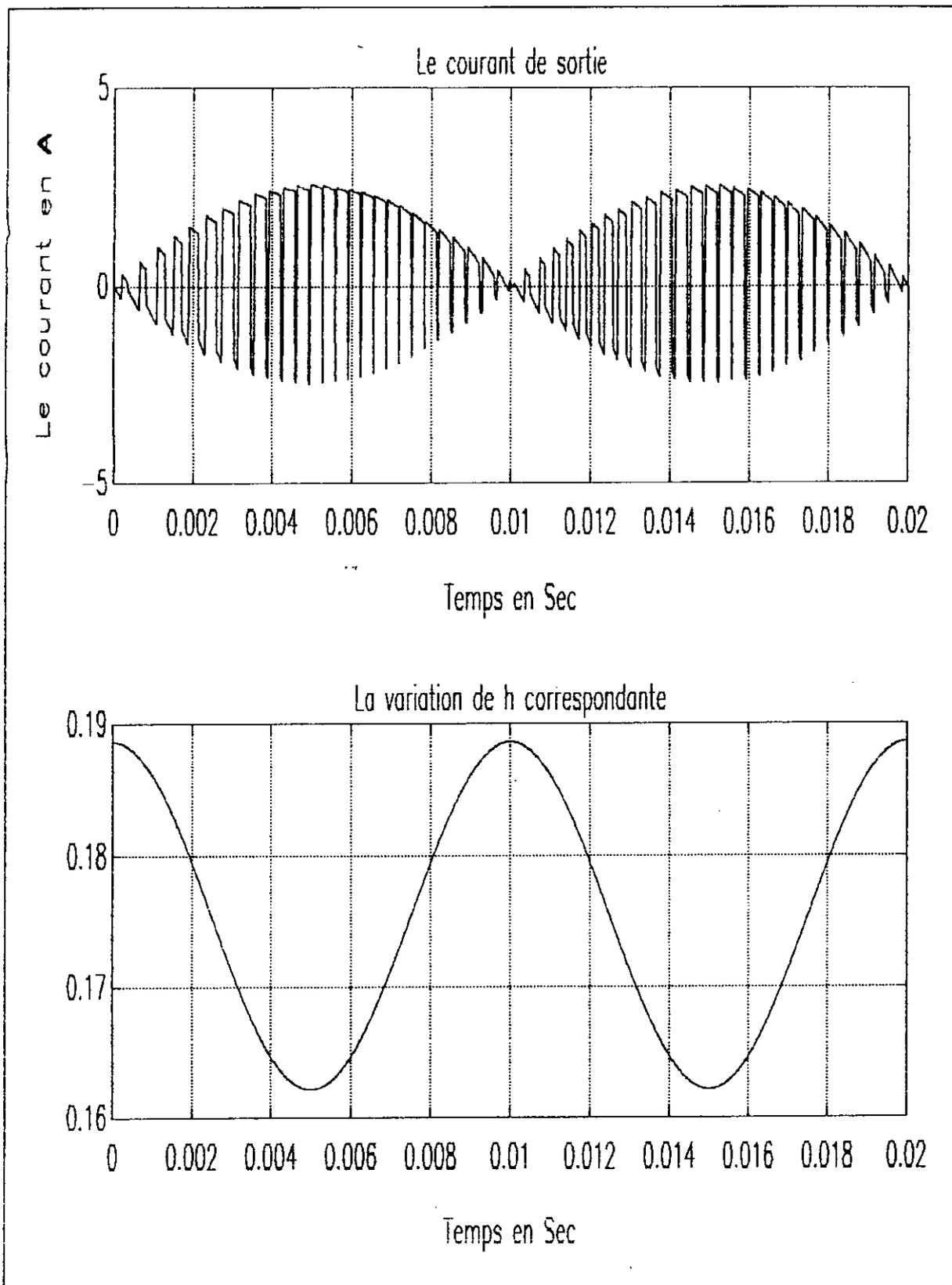


Fig (II.13) - Le courant de sortie pour une largeur d'hysteresis variable.

avec T la période de commutation . La figure (II.12) montre la variation de largeur d'hysteresis pour différentes fréquences de commutation. La figure (II.13) montre bien que le courant de sortie qui est une image sur la commande, commute avec une fréquence constante.

II. 6 - INTERPRETATION ET COMMENTAIRE

*) En injectant le filtre passe bas de *Butterworth* dans la boucle de controle, le degré relatif du système augmente, le regime transitoire cette fois ci est atteint en un temps 2 fois moindre, que celui correspondant au fonctionnement sans filtre passe bas (Fig II.9) , (Fig II.10).

*) L'inversion du sens de flux de puissance dans le cas de passage redresseur onduleur est cette fois ci beaucoup plus rapide.

*) La surintensité dans le passage est dûe principalement au troisieme degré du denomurateur provenant du filtre passe-bas cette surintensité peut être evitée en variant le facteur d'amortissement du filtre .

*) L'insertion du filtre nous permet de reduire la valeur du condensateur , en gardant toujours une forme sinusoidale du courant du référence.

*) Pour des valeurs infinements petites de la largeur d'hysteresis la forme du courant devient parfaitement sinusoidale, dans le cas bipolaire que dans l'unipolaire.

*) La fréquence d'hachage est plus élevée au debut et à la fin de chaque alternance ceci est dûe essentiellement au comportement du système dans ces zones de fonctionnement .

*) Au dela d'une fréquence d'hachage de 17 KHz , le convertisseur devient totalement silencieux, dans la synthese d'une loi de commande à fréquence de commutation constante, car l'oreille humaine n'est plus sensible au bruit ayant une fréquence superieur à 17 KHz .

II. 7 - CONCLUSION

L'étude par simulation numérique a montré de point de vue pratique que l'enclenchement de l'association convertisseur charge ne peut se faire qu'avec un condensateur de filtrage chargé comme condition initiale.

Cette étude a montré aussi que la forme du courant de référence ne depend pas seulement de la valeur de h - largeur de la bande d'hysteresis- mais elle repose aussi sur les valeurs de la cellule R_r et L_r , (la résistance et la self), d'autre part la forme de la tension du

côté continu V_c dépend essentiellement de la valeur de capacité de filtrage de sortie.

L'insertion du filtre dans la boucle de contre réaction est indispensable, afin d'assurer une forme parfaite du courant d'entrée i_r , d'autre part il est préférable de commander le convertisseur avec une largeur d'hysteresis variable pour assurer une fréquence de commutation constante afin de la contrôler.

III.

Conception des différents blocs de la carte de commande du convertisseur

INTRODUCTION

Le rendement de l'installation , la robustesse du convertisseur et la qualité des signaux, sont l'un des caractéristique, sur les quelles il faut se basée afin de déterminer la structure des différentes partie de la carte de commande, pour la technique adoptée dans la conception pratique .

L'objet de ce présent chapitre est de decrire tout d'abord les différentes partie de circuit de puissance et de commande. Pendant la marche de la réalisation il existe 4 parametres essentiels a verifier par les blocs du circuit

- * Courant d'entrée sinusoidale
- * Control de facteur de puissance
- * Bidirectionnelite de flux de puissance, marche onduleur ou redresseur
- * Régulation de la tension de sortie avec le minumun d'ondulation

Ces parametres sont certifies par des blocs de circuits qu'on va détailler dans ce chapitre.

III . 1 - LES COMMUTATEURS UTILISES DANS LE CIRCUIT DE PUISSANCE

Le circuit de puissance doit satisfaire les exigences de flux de puissance demandé par la charge, il doit donc être conçu au moyen d'interrupteur électronique convenablement choisi et dimensionné.

Une étude comparative portant sur les performances des principaux semi-conducteurs a montré que les transistors bipolaires sont les interrupteurs électroniques les mieux convenables pour la réalisation pratique. [1]

Dans l'application pratique du convertisseur on met des montages *Darlington*, constitués chacun de deux transistors bipolaires montés en cascade (Fig III.1.a), à cause de fort courant qui circule dans le circuit, à la réalisation on a utilisé le montage dans la figure (III.1.b) qui possède un gain de saturation plus élevé, en outre il est plus stable.

Dans le but d'assurer un meilleur fonctionnement avec le minimum de perte possible, on utilise les réseaux d'aide à la commutation pour chaque transistor, pour limiter d'une part la variation du courant collecteur - émetteur à la fermeture, d'autre part pour la variation de la tension à l'ouverture.

III . 2 - LA CARTE DE COMMANDE PAR LA TECHNIQUE DELTA

La figure (III - 2) montre par un schéma bloc les différentes parties de la carte de commande de la technique MLI à contrôle de courant, cette carte est constituée de plusieurs blocs.

- Bloc B1** : Circuit de mesure du courant d'entrée
- Bloc B2** : Circuit de mesure de la tension de sortie
- Bloc B3** : Circuit comparateur des tensions V_{ref} et V_c
- Bloc B4** : Multiplicateur par un gain K
- Bloc B5** : Circuit de filtrage et déphaseur
- Bloc B6** : Multiplication analogique des signaux
- Bloc B7** : Circuit générateur de référence
- Bloc B8** : Comparaison des courants i_r , i_{rs} , i_{ri}
- Bloc B9** : Boîtier de circuit logique
- Bloc B10** : Circuit de base pour les différents transistors
- Bloc B11** : Circuit analogique de calcul de h HYSTERESIS VARIABLE

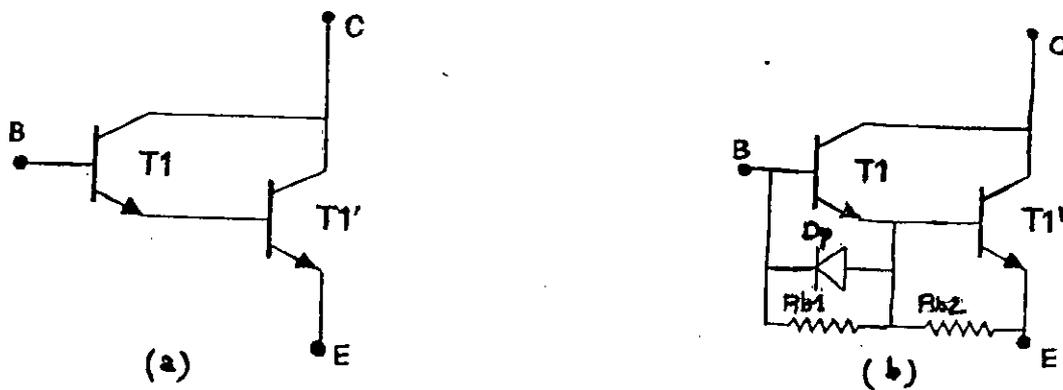


Fig (III.1) a) Darlington a deux transistors separes.
 b) Darlington, utiliser pour la realisation.

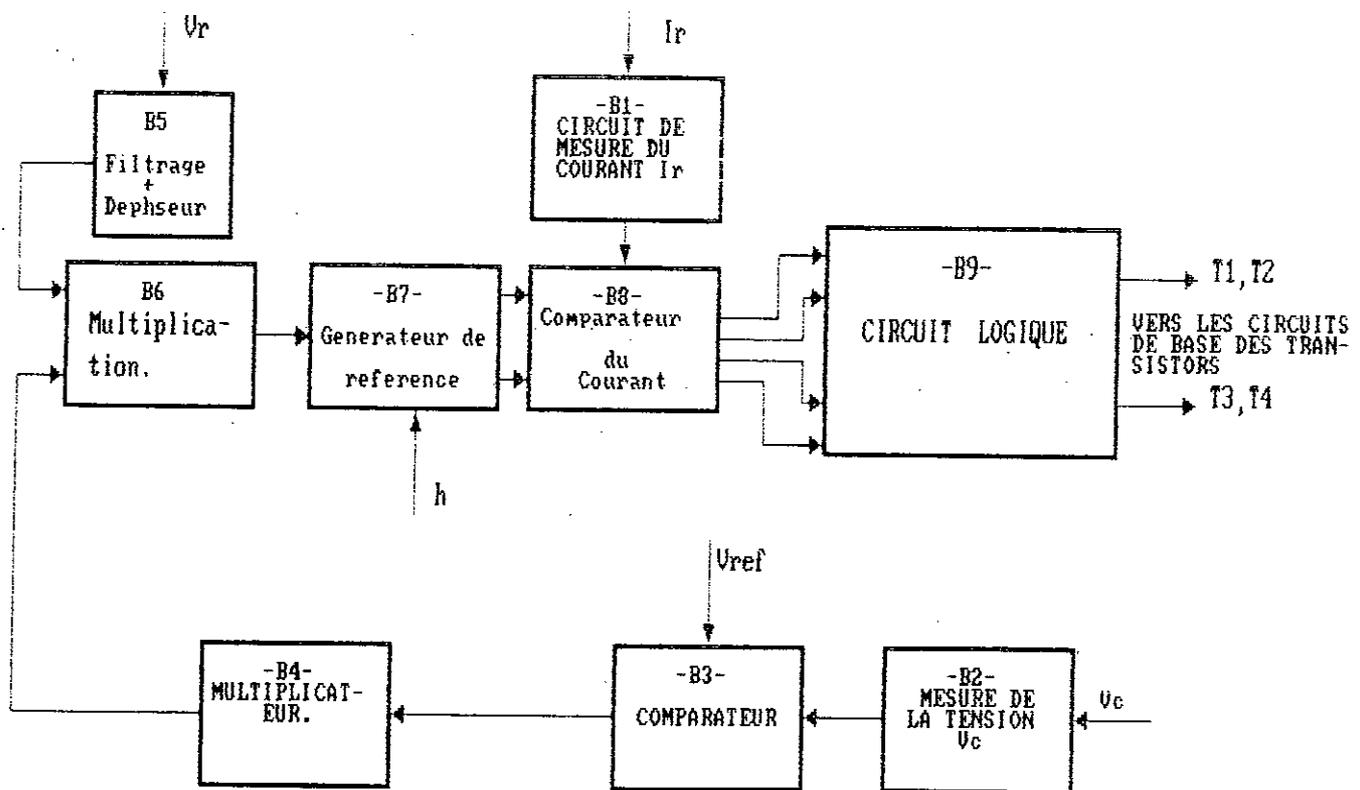


Fig (III.2) - Schéma synoptique des différents blocs de la carte.

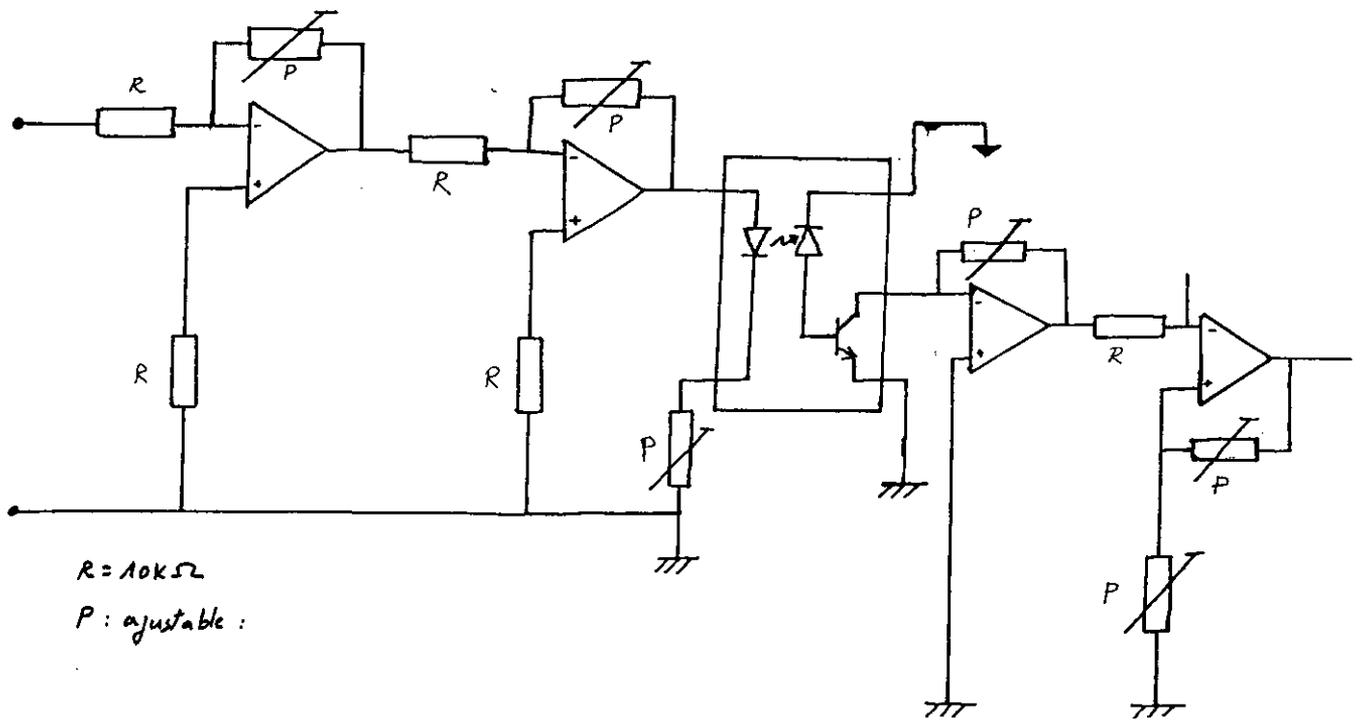


Fig (III.3) - Circuit de mesure de courant d'entrée.

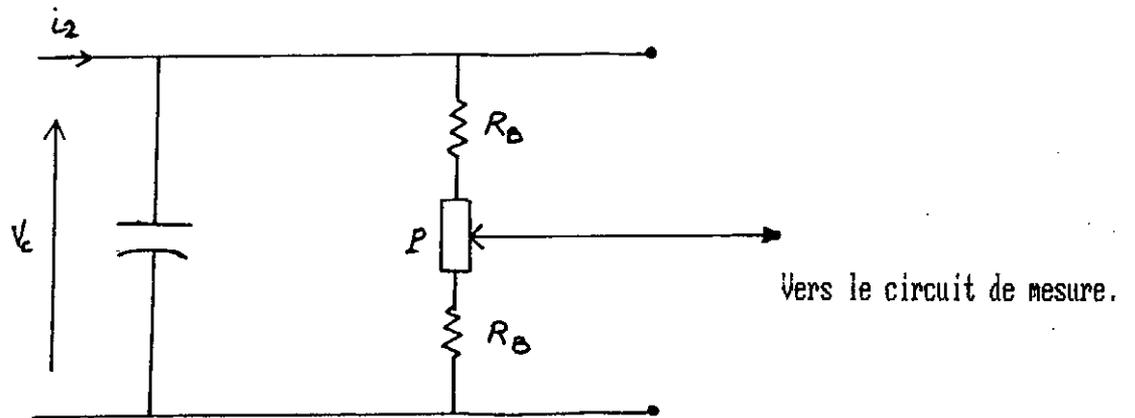


Fig (III.4) - Circuit de mesure de la tension.

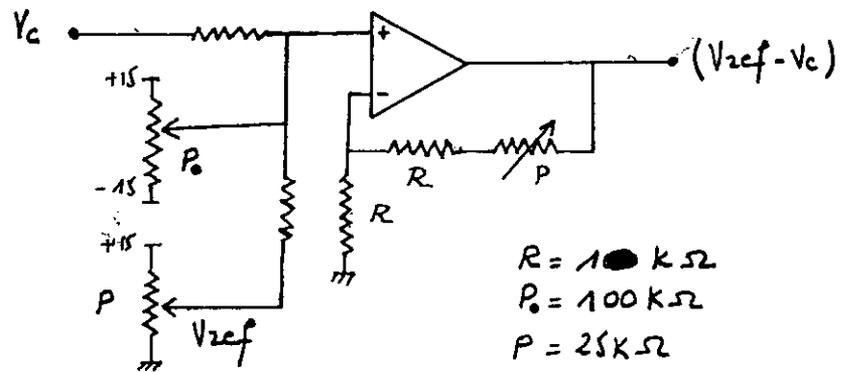


Fig (III.5) - Circuit comparateur de tension.

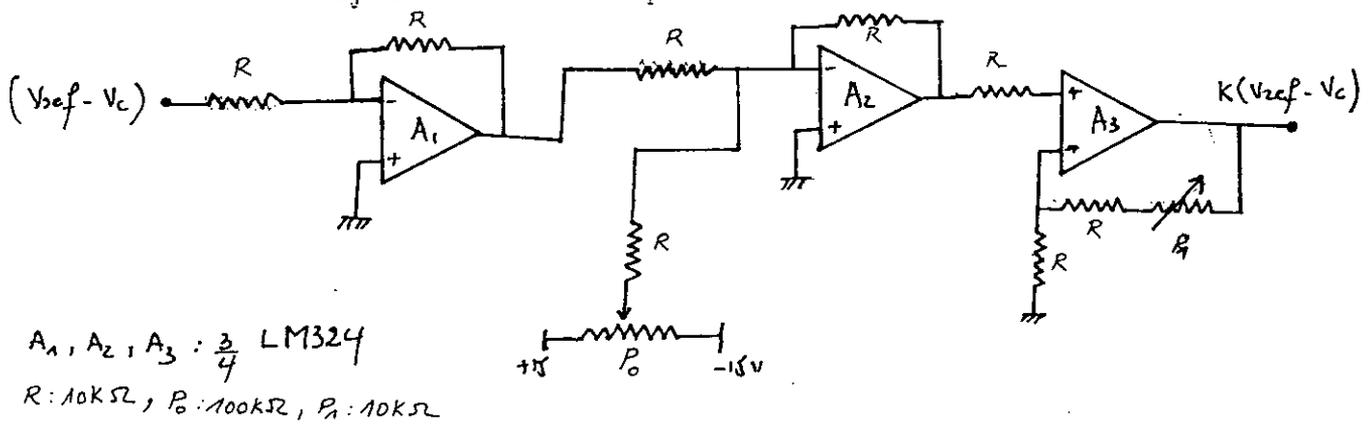


Fig (III.6) - Circuit multiplicateur par un gain K .

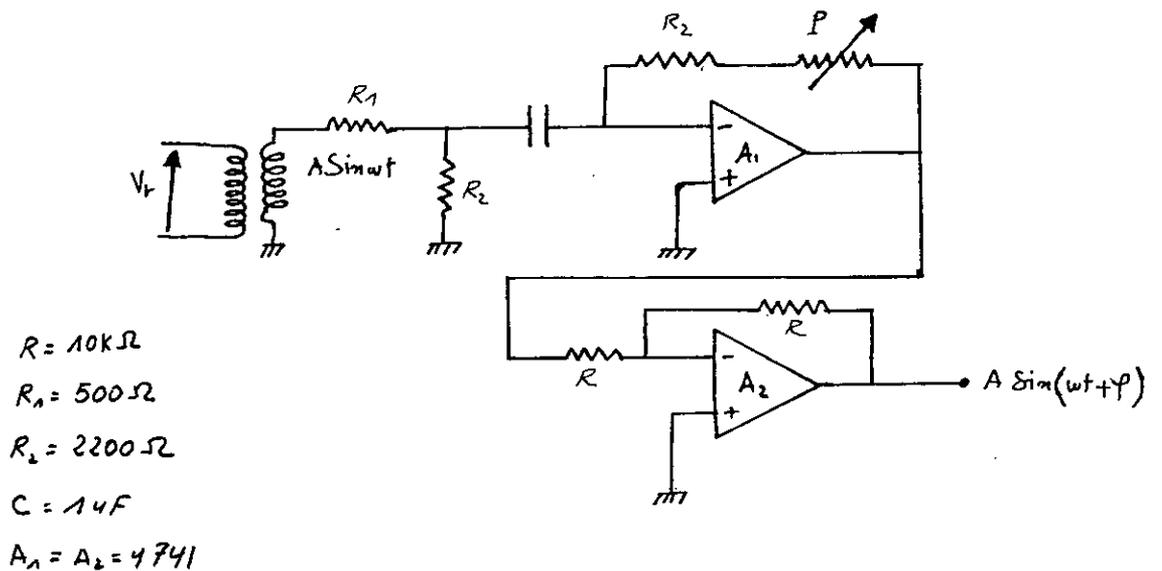


Fig (III.7) - Circuit dephaseur de reference.

bloc 3, par un gain K réglé par le biais du potentiometre P2. Les amplificateurs sont de type LM324, le gain K permet d'agir sur l'amplitude du courant de référence i_{ref} .

III . 7 - CIRCUIT DEPHASEUR DE L'ONDE DE REFERENCE

Ce circuit permet d'avoir un convertisseur à facteur de puissance réglable - Pour l'expérience au laboratoire- . Le principe proposé afin de réaliser ce fonctionnement est d'intégrer la tension prise de la source par le biais d'un transformateur monophasé, l'intégrateur introduit une constante d'intégration, enfin on inverse cette tension pour donner à la sortie du circuit une tension sinusoidale qui est déphasée de φ . Le potentiometre P3 permet de modifier le constant d'intégration par conséquent le réglage du déphasage devient facile (Fig III.7)

III . 8 - MULTIPLICATEUR ANALOGIQUE DES SIGNAUX

Dans ce circuit la multiplication des signaux est basée sur le circuit intégré AD532, conçu pour cette usage (Fig III.8) donne le brochage du circuit .

III . 9 - CIRCUIT GENERATEUR DE REFERENCE

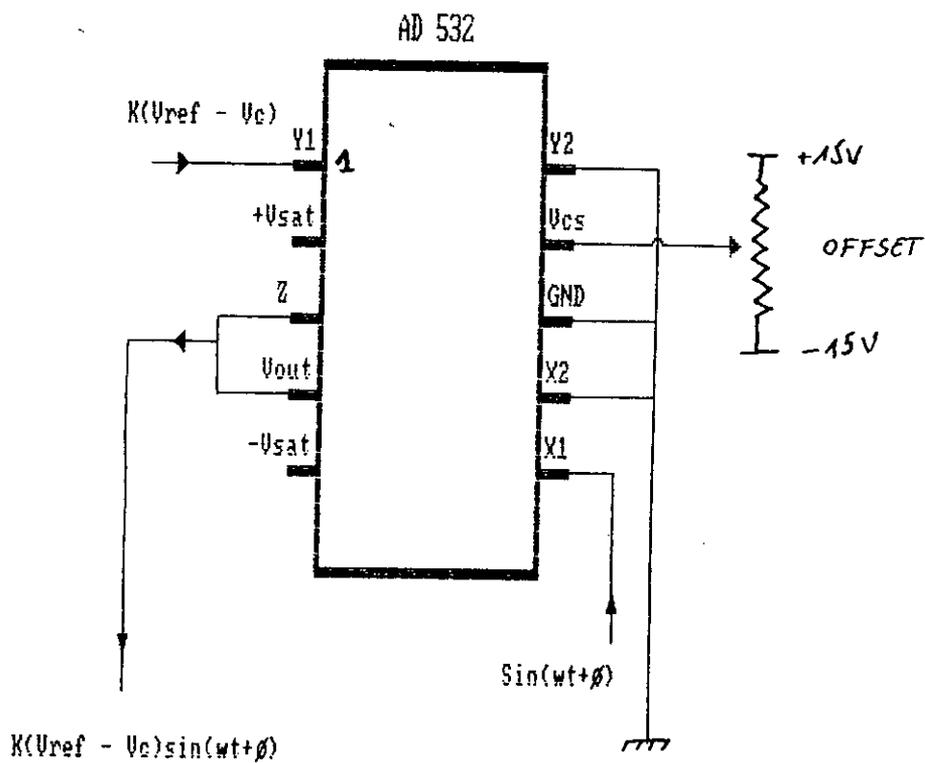
Le schéma électrique de ce circuit est illustré à la figure(III.9). Ce circuit produit l'enveloppe du courant, il reçoit le courant de référence i_{ref} et la largeur de la fenêtre h , puis il génère à ses sorties deux signaux i_{rs} et i_{ri} qui forment la bande à suivre par le courant i_r . La valeur de h est ajustable à l'aide du potentiometre.

III . 10 - CIRCUIT COMPAREUR DE COURANT

Ce circuit reçoit à son entrée les deux signaux de référence i_{rs} et i_{ri} et l'image du courant i_r . Afin de détecter la zone morte on propose deux sorties logiques K_L et K_U , ce circuit utilise deux montages inverseurs, quatre trigger de Smith et un inverseur logique (Fig III.10).

Les différents signaux évoluent en fonction de i_{rs} , i_{ri} et i_r de la manière suivante

$$K_U = \begin{cases} 1 & \text{si } i_{ri} > 0 \\ 0 & \text{si non} \end{cases} \quad \text{et} \quad K_L = \begin{cases} 1 & \text{si } i_{rs} < 0 \\ 0 & \text{si non} \end{cases}$$



Fig(III.8)- Multiplicateur analogique des signaux.

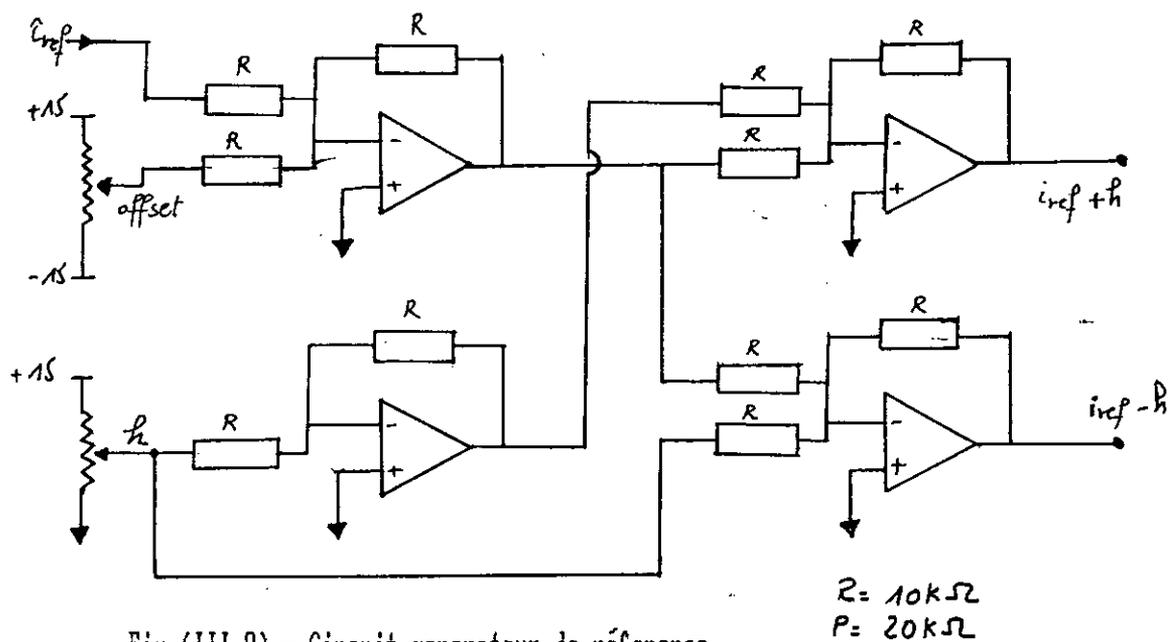


Fig (III.9) - Circuit generateur de référence.

R = 10kΩ
P = 20kΩ

$$I_s = \begin{cases} 1 & \text{si } (i_{rs} - i_m) > 0 \\ 0 & \text{si non} \end{cases} \quad \text{et} \quad I_i = \begin{cases} 1 & \text{si } (I_{ri} - i_m) < 0 \\ 0 & \text{si non} \end{cases}$$

Comme il est connu le montage trigger de smith donne en sortie :

- 1 ou V_{sat} si l'erreur présentée a sont entrée est negative
- 0 si non

Remarques :

*) K_U , K_L ne sont pas jamais tous les deux égale à 1 ce qui montre bien l'existence d'une zone morte définie par $K_L = K_U = 0$

*) I_s et I_i ne sont jamais tous deux nuls, cela est logique puisque i_r ne peut être jamais a la fois supérieur à i_{rs} et inférieur à i_{ri} .

III . 11 - CIRCUIT LOGIQUE

Le circuit logique Fig (III . 11) reçoit toutes les informations du bloc 8, puis il traite ces données afin de donner l'ordre de conduction aux transistors, à travers les circuits de bases. Le circuit doit mémoriser la commande lorsque le courant i_r se situe entre les deux références i_{ri} et i_{rs}

Le circuit assure aussi que deux transistors de même bras ne puissent mis en conduction au même instant, grace au circuit horloge '555' .

Il est constitué de trois bascules 'D' et quatre portes logiques AND. Pour construire le logigramme du circuit, on construit la table de vérité pour déterminer le fonctionnement du circuit .

KL	KU	Ii	Is	Comentaire	Q2	Q3
0	0	✓	✓	Zone morte	0	0
0	1	0	1	$0 < I_r < I_{ri}$	1	0
0	1	1	1	$0 < I_{ri} < I_r < I_{rs}$	Q ₂₀	0
0	1	1	0	$0 < I_{rs} < I_r$	0	0
1	0	0	1	$I_r < I_{ri}$	0	0
1	0	1	1	$I_{ri} < I_r < I_{rs}$	0	Q ₃₀
1	0	1	0	$I_r > I_{rs}$	0	0

Les sorties du circuit Q₂ et Q₃ attaquent les circuits de bases des transistors.

*) Pour une commande bipolaire,

$$K1 = Q3$$

$$K2 = Q3$$

$$K3 = Q2$$

$$K4 = Q2$$

*) Pour la commande unipolaire

$$K1 = Q3$$

$$K2 = K_U$$

$$K3 = Q2$$

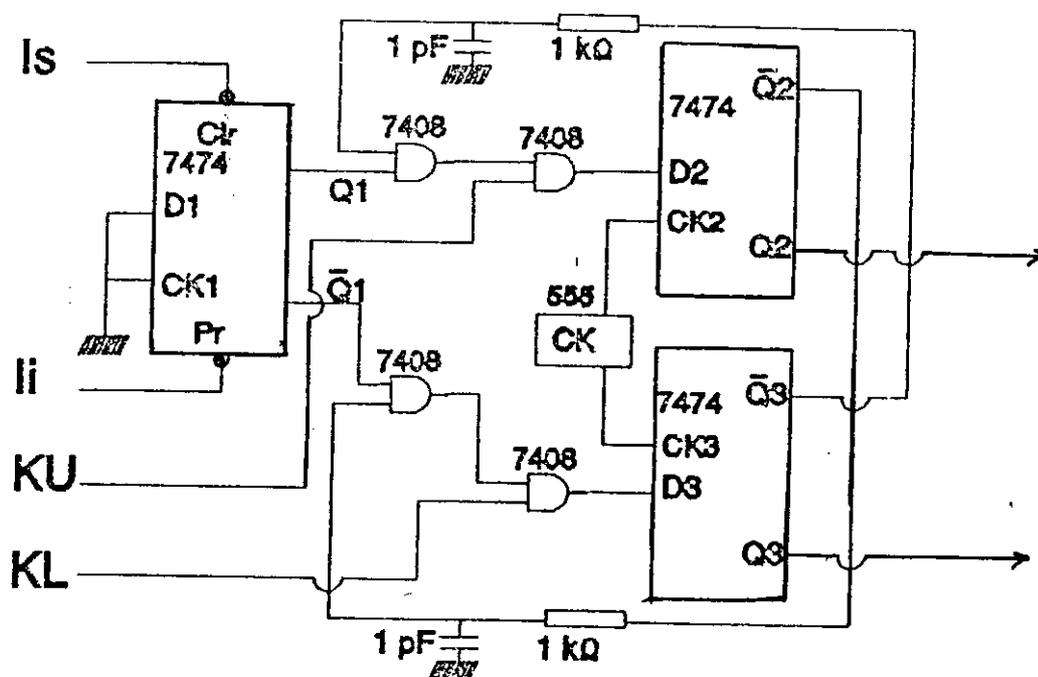
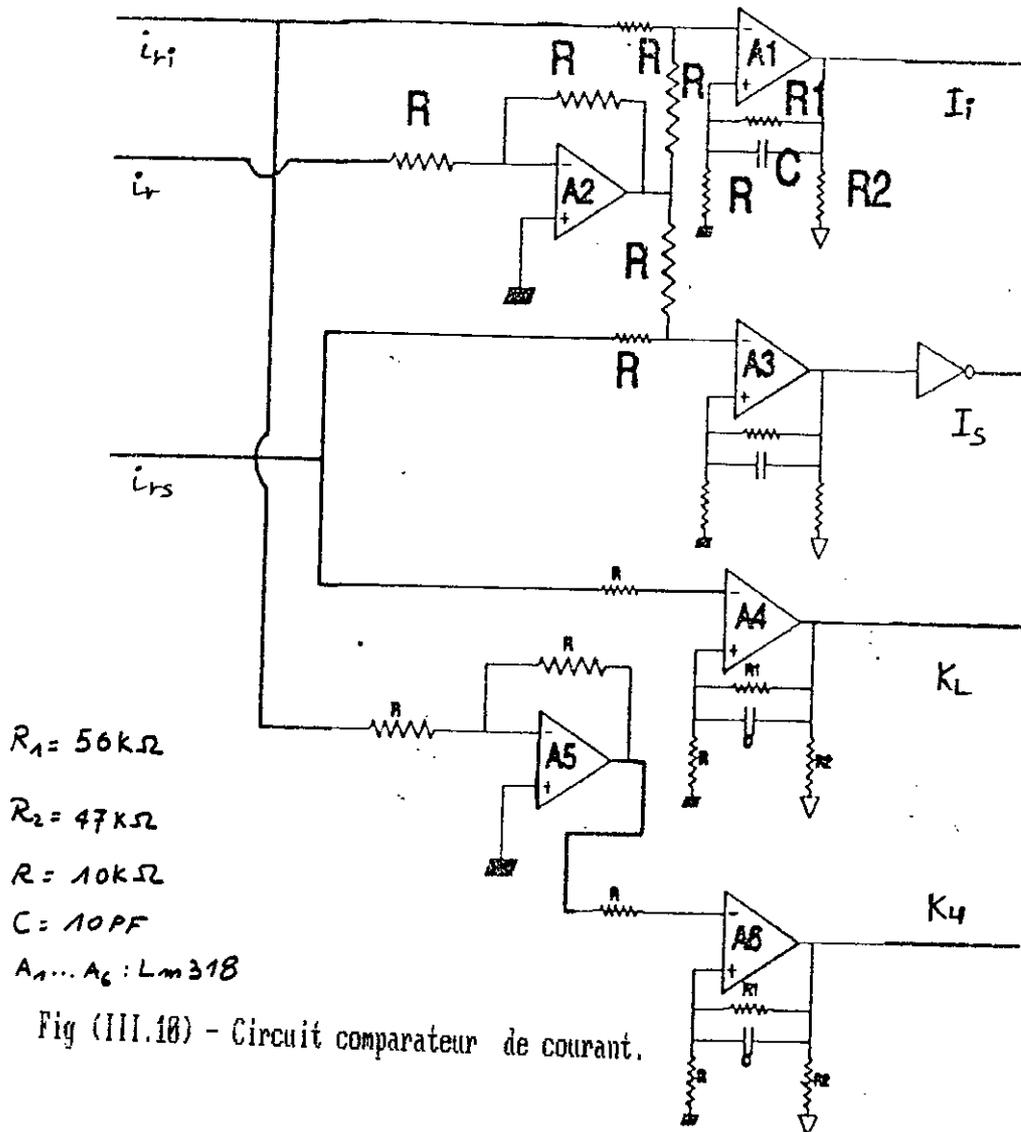
$$K4 = K_L$$

III. 12 - CIRCUIT DE BASE DES TRANSISTORS

Les sorties logiques du circuit B9 vont attaquées les bases des transistors, l'adaptation entre ces signaux (de commande et de puissance) est assurée par le circuit de base. Ce circuit doit essentiellement garantir certaines conditions de fonctionnement :

*) L'amplification de puissance du signal de commande.

*) A la conduction doit assurer une saturation rapide des transistors afin de réduire la



déssipation d'énergie .

*) L'isolation galvanique parfaite entre les signaux.

La figure (III . 12) illustre le schéma de principe de circuit.

III . 13 - Circuit de calcul de h pour une commande à largeur d'hysteresis variable

D'après la relation (2. 47) élaborée dans le chapitre précédent , pour la synthèse d'une loi de commande à hysteresis variable, l'implantation d'un tel circuit devient un peut delicat

Remarque : Si le convertisseur est attaché a un processus numerique, cette operation est certifiée par le calcul numérique.

Circuit de calcul de h : La figure (III . 13) montre bien les differents bloc de ce circuit. Il comporte :

- *) Un sommateur penduré.
- *) Multiplication analogique des signaux.
- *) Multiplicateur par un simple gain K .

La grandeur x_2 n'est que la tension aux bornes de la charge, or cette tension est filtrée avec un taux d'ondulation négligeable , donc on peut la considerer comme une constante , dans ce cas (qui est pratiquement réalisable) , le facteur $(Lr.T) / (2.x_2)$ devient une constante au lieu d'une division analogique. L'implantation de la loi devient plus facile par un amplificateur operationnel.

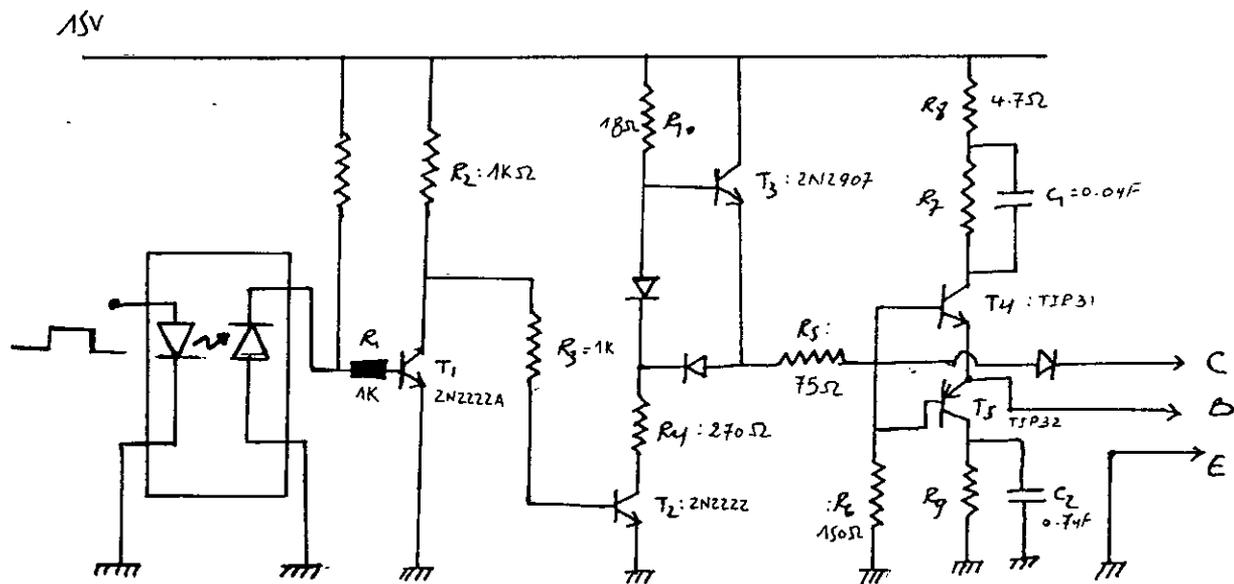


Fig (III.12) - Circuit de base des transistors de puissance.

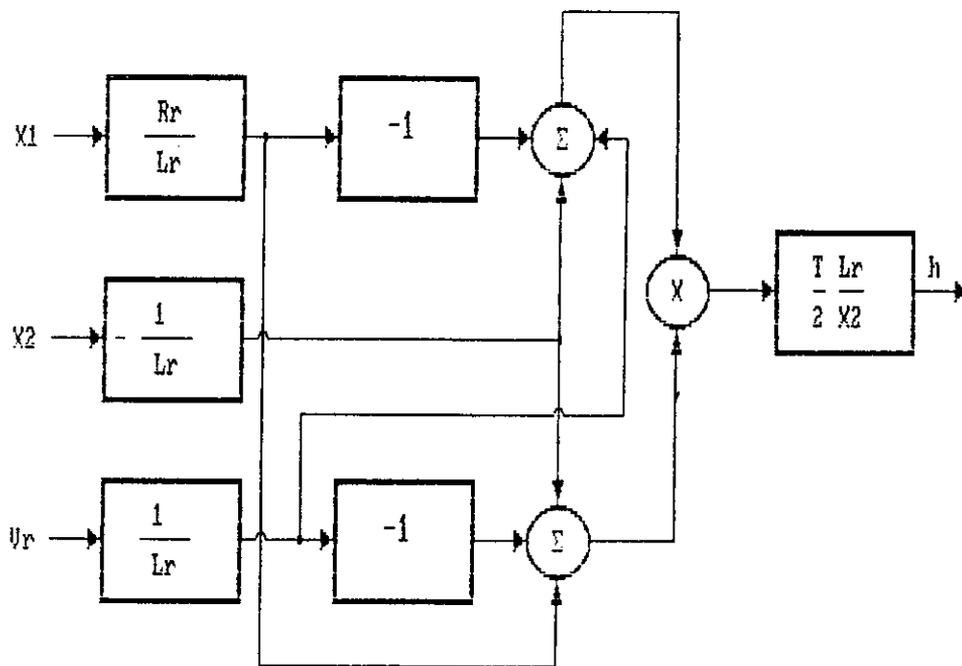


Fig (III . 13) - Schéma bloc pour le calcul de h dans la commande à fréquence de commutation constante

CONCLUSION GENERALE

CONCLUSION GENERALE

L'objectif de ce travail est de synthétiser des lois de commandes par la stratégie *DELTA* pour un convertisseur **AC / DC**.

Notre choix de la technique de commande *PWM* a été motivé par la présence des interrupteurs dans le convertisseur, qui en commutants font varier la structure du circuit et par conséquent la structure du système est modifiée.

Cette méthode permet de moduler l'énergie qui transite par le convertisseur de la source vers la charge.

L'étude par simulation numérique de la technique adoptée *DELTA* a montré que le *PWM* permet d'avoir des convertisseurs à des niveaux de performance assez élevés, en outre cette étude nous a donné l'influence des différents paramètres sur le système, la stabilité, la robustesse, et le temps de réponse dans le passage redresseur onduleur, et très particulièrement l'enclenchement de l'association convertisseur - charge avec un condensateur de filtrage chargé ou non.

La synthèse d'une loi de commande à fréquence de commutation constante, est indispensable, afin d'augmenter les performances du convertisseur.

La réalisation pratique du convertisseur commandé par la technique *PWM* a rendu celui-ci souple, peu encombrant et moins gênant vis-à-vis du réseau et ce en ce qui concerne la pollution harmonique.

En fin ce travail peut être suivi par des études comparatives entre les différentes techniques *PWM* { Triangulo-sinusoidale, Elimination des harmoniques par des processus numériques ... } pour les mêmes applications { Moteur à courant continu, onduleur ou autres types de charges }.

REFERENCES

- [1] O. STIHI ; *signal phase controlled current PWM converter*
Thèse de master Mc Gill University 1987 .
- [2] O. STIHI ; B.T.Ooi *Signal phase controlled current rectifier IEEE 1988*
- [3] F. BOUDJEMA , *Commande par mode de glissement application aux convertisseurs électriques*. Thèse de doctorat , Toulouse 1991.
- [4] N. MOKHTARI, R.M. BOUZIANI *Réalisation d'un redresseur commandé en MLI P.F.E , ENP 1993*
- [5] M. CHACHI , *Réalisation d'un onduleur de tension triphasés commandé par la stratégie DELTA. PFE, ENP 1995*
- [6] G.SEGUIER , F.LABRIQUE ; *La conversion alternative continue Tome I Dunod 1989.*
- [7] A.PELAT ; *Pratique de l'amplificateur opérationnel filtres actifs Tome II*
- [8] PHOIVOS, D.ZIOGAS; *The DELTA modulation technique in static PWM inverter IEEE 1981*
- [9] K.BOUCHOUCI , *Réalisation d'un convertisseur à facteur de puissance unitaire P.F.E, ENP 1988.*
- [10] Logiciel MATLAB

ANNEXES

DUAL D-TYPE POSITIVE EDGE-TRIGGERED FLIP-FLOP

54/74A

SPEED/PACKAGE AVAILABILITY

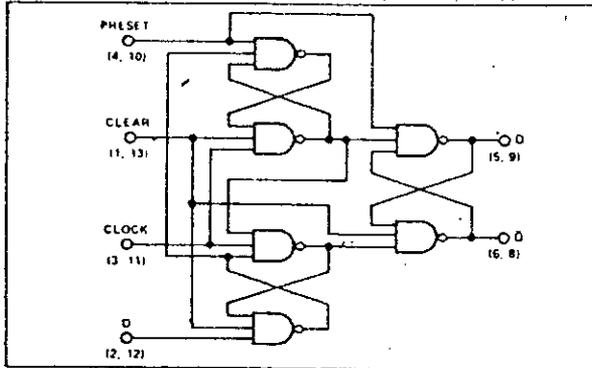
54 F,W	74 A,F
54H F,W	74H A,F
54LS F,W	74LS A,F
54S F,W	74S A,F

DESCRIPTION

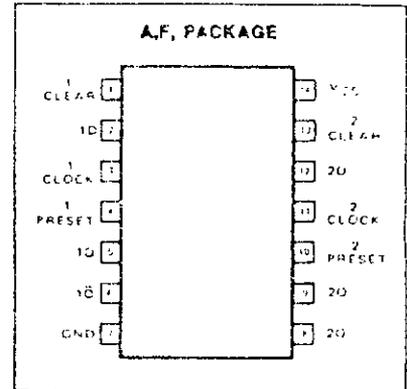
These monolithic dual edge-triggered D-type flip-flops feature individual D, clock, preset, and clear inputs.

Preset and clear inputs are active-low and operate independently of the clock input. When preset and clear are inactive (high), information at the D input is transferred to the Q output on the positive-going edge of the clock pulse. Clock triggering occurs at a voltage level of the clock pulse and is not directly related to the transition time of the positive-going pulse. When the clock input is at either the high or low level, the D-input signal has no effect at the output.

FUNCTIONAL BLOCK DIAGRAM (Each Flip-Flop)



PIN CONFIGURATION



	Inputs			Outputs	
	Preset	Clear	Clock	D	Q
L	H	X	X	H	L
H	L	X	X	L	H
L	L	X	X	H*	H*
H	H	↑	H	H	L
H	H	↑	L	L	H
H	H	L	X	Q ₀	Q̄ ₀

H - High level (steady state) L - low level (steady state)
 * This condition is nonstable. It will not remain after clear and preset return to their inactive (high) state.

table de vérité

SWITCHING CHARACTERISTICS $V_{CC} = 5V, T_A = 25^\circ C$

TEST CONDITIONS	FROM INPUT	TO OUTPUT	54/74			54/74H			54/74LS			54/74S			UNIT
			MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
f_{Clock} Clock frequency			15	25		35	43		25	33		75	90		MHz
$t_{w(Clock)}$ Width of clock input pulse									25						
Clock high			30			15						6			ns
Clock low			37			13.5						7.3			ns
$t_{w(Clear)}$ Width of clear input pulse			30			25			25			7			ns
$t_{w(Preset)}$ Width of preset input pulse			30			25			25			7			ns
t_{Setup} Input setup time			20†	15								3‡			ns
High level						10†			25						
Low level						15†			20						
t_{Hold} Input hold time			5‡	2		5‡			5			2‡			ns
Propagation delay time															
t_{PLH} Low-to-high	Clear, Preset				25			20		8	25		5	6	ns
													8	13.5	
													8	8	
t_{PHL} High-to-low					40			30		16	40		5	8	
t_{PHL} Low-to-high	Clock		10	14	25	4	6.5	15	8	25	7	9			ns
t_{PHL} High-to-low			10	20	40		13	20	15	40	7	9			

QUAD OPERATIONAL AMPLIFIER

LM124/LM224/LM324

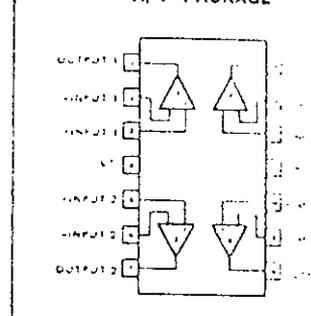
LM124-F • LM224-A,F • LM324

FEATURES

- INTERNALLY FREQUENCY COMPENSATED FOR UNITY GAIN
- LARGE DC VOLTAGE GAIN — 100dB
- WIDE BANDWIDTH (UNITY GAIN) — 1MHz (TEMPERATURE COMPENSATED)
- WIDE POWER SUPPLY RANGE: SINGLE SUPPLY $3V_{DC}$ to $30V_{DC}$
OR DUAL SUPPLIES $\pm 1.5V_{DC}$ to $\pm 15V_{DC}$
- VERY LOW SUPPLY CURRENT DRAIN (800 μ A) — ESSENTIALLY INDEPENDENT OF SUPPLY VOLTAGE (1mW/op amp at +5V_{DC})
- LOW INPUT BIASING CURRENT — 45nA_{DC} (TEMPERATURE COMPENSATED)
- LOW INPUT OFFSET VOLTAGE — 2mV_{DC} AND OFFSET CURRENT — 5nA_{DC}
- DIFFERENTIAL INPUT VOLTAGE RANGE EQUAL TO THE POWER SUPPLY VOLTAGE
- LARGE OUTPUT VOLTAGE — $0V_{DC}$ to $V+$ — $-1.5V_{DC}$ SWING

PIN CONFIGURATION

A, F PACKAGE



UNIQUE FEATURES

IN THE LINEAR MODE THE INPUT COMMON-MODE VOLTAGE RANGE INCLUDES GROUND AND THE OUTPUT VOLTAGE CAN ALSO SWING TO GROUND, EVEN THOUGH OPERATED FROM ONLY A SINGLE POWER SUPPLY VOLTAGE. THE UNITY GAIN CROSS FREQUENCY IS TEMPERATURE COMPENSATED. THE INPUT BIAS CURRENT IS ALSO TEMPERATURE COMPENSATED.

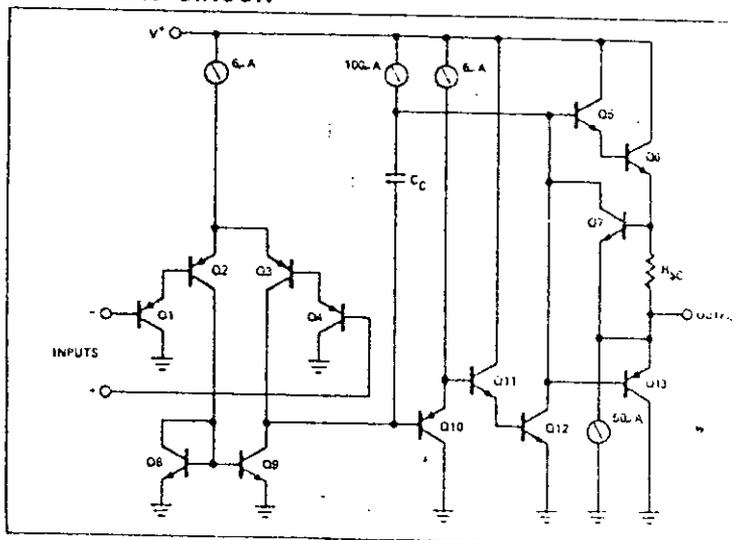
ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

Supply Voltage, $V+$	$32V_{DC}$ or $\pm 16V_{DC}$
Differential Input Voltage	$32V_{DC}$
Input Voltage	$-0.3V_{DC}$ to $+32V_{DC}$
Power Dissipation (Note 1)	
Molded DIP (LM224A, LM324A)	570mW
Cavity DIP (LM124F, LM224F, and LM324F)	900mW
Output Short-Circuit to GND	
1 Amplifier (Note 2)	Continuous
$V+ < 15V_{DC}$ and $T_A = 25^\circ C$	
Input Current ($V_{IN} < -0.3V$) (Note 3)	50mA
Operating Temperature Range	
LM324	$0^\circ C$ to $+70^\circ C$
LM224	$-25^\circ C$ to $+85^\circ C$
LM124	$-55^\circ C$ to $+125^\circ C$
Storage Temperature Range	$-65^\circ C$ to $+150^\circ C$
Lead Temperature (Soldering, 10 sec.)	$300^\circ C$

NOTES:

1. For operating at high temperatures, the LM324 must be derated based on a $+125^\circ C$ maximum junction temperature and a thermal resistance of $175^\circ C/W$ which applies for the device soldered in a printed circuit board, operating in a still air ambient. The LM224 and LM124 can be derated based on a $+150^\circ C$ maximum junction temperature.
2. Short circuits from the output to $V+$ can cause excessive heating and eventual destruction. The maximum output current is approximately 40 mA independent of the magnitude of $V+$. At values of supply voltage in excess of $+15V_{DC}$, continuous short-circuits can exceed the power dissipation ratings and cause eventual destruction.
3. The direction of the input current is out of the IC due to the PNP input stage. This current is essentially constant, independent of the state of the output so no loading change exists on the input lines.

EQUIVALENT CIRCUIT



ELECTRICAL CHARACTERISTICS

Parameter	Test Conditions	LIMITS			Units
		Min	Typ	Max	
Amplifier-to-Amplifier Coupling	$f = 1kHz$ to $20kHz$, $T_A = +25^\circ C$ (input Referred)		-120		dB
Output Current Source	$V_{IN+} = 1V_{DC}$, $V_{IN-} = 0V_{DC}$, $V+ = 15V_{DC}$, $T_A = +25^\circ C$	20	40		mA
	$V_{IN+} = +1V_{DC}$, $V_{IN-} = 0V_{DC}$, $V+ = 15V_{DC}$	10	20		mA
Output Current Sink	$V_{IN-} = +1V_{DC}$, $V_{IN+} = 0V_{DC}$, $V+ = 15V_{DC}$, $T_A = +25^\circ C$	10	20		mA
	$V_{IN-} = +1V_{DC}$, $V_{IN+} = 0V_{DC}$, $T_A = +25^\circ C$, $V_O = 200mV_{DC}$	12	50		μA_{DC}
	$V_{IN-} = +1V_{DC}$, $V_{IN+} = 0V_{DC}$, $V+ = 15V_{DC}$	5	8		mA
Differential Input Voltage	See Note 5				

SE555-F, T, V, NE555-F, T, V

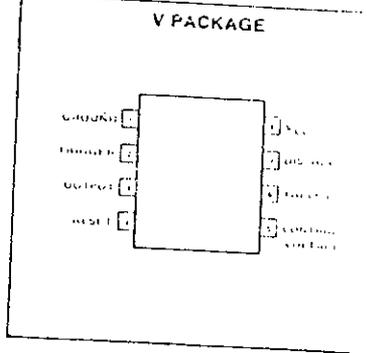
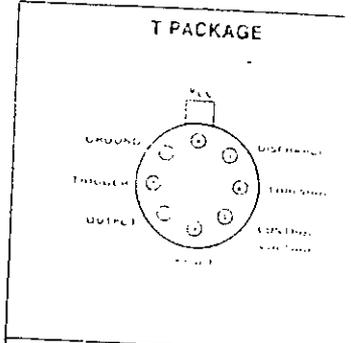
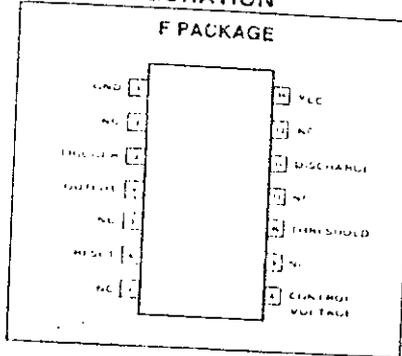
FEATURES

- TIMING FROM MICROSECONDS THROUGH HOURS
- OPERATES IN BOTH ASTABLE AND MONOSTABLE MODES
- ADJUSTABLE DUTY CYCLE
- HIGH CURRENT OUTPUT CAN SOURCE OR SINK 200mA
- OUTPUT CAN DRIVE TTL
- TEMPERATURE STABILITY OF 0.005% PER °C
- NORMALLY ON AND NORMALLY OFF OUTPUT

APPLICATIONS

- PRECISION TIMING
- PULSE GENERATION
- SEQUENTIAL TIMING
- TIME DELAY GENERATION
- PULSE WIDTH MODULATION
- PULSE POSITION MODULATION
- MISSING PULSE DETECTOR

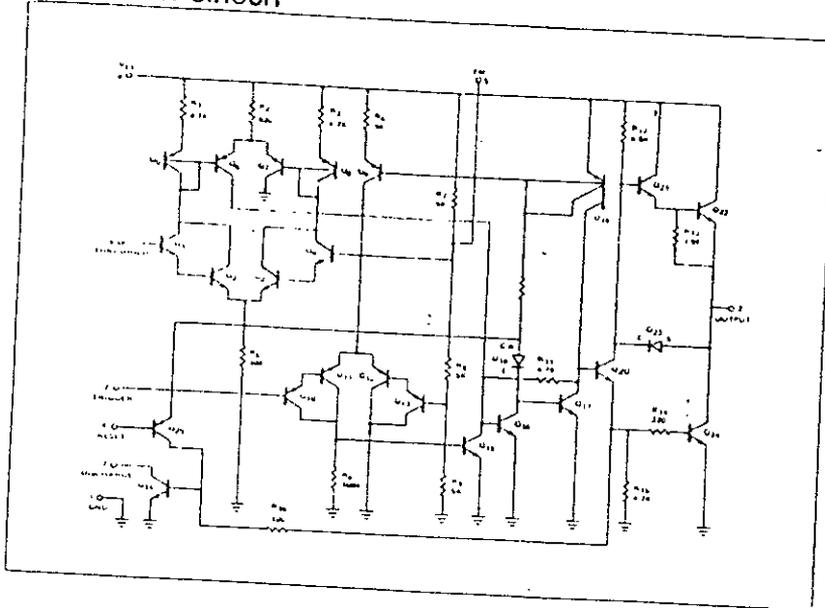
PIN CONFIGURATION



ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

Supply Voltage	SE555	+18V
	NE555	+16V
Power Dissipation		600 mW
Operating Temperature Range	NE555	0°C to +70°C
	SE555	-55°C to +125°C
Storage Temperature Range		-65°C to +150°C
Lead Temperature (Soldering, 60 seconds)		+300°C

EQUIVALENT CIRCUIT

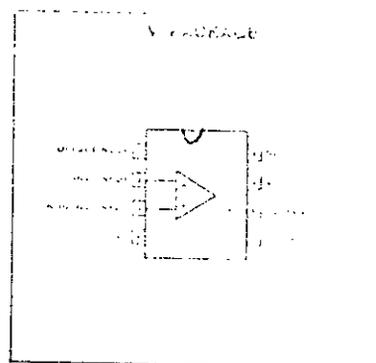
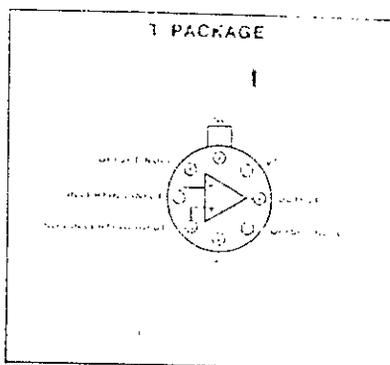
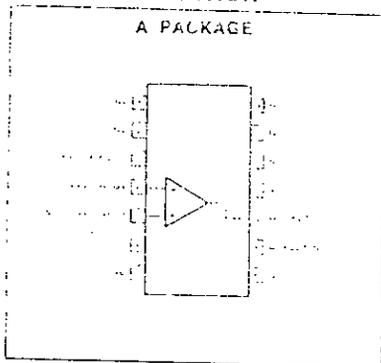


GENERAL PURPOSE OPERATIONAL AMPLIFIER

μ A741

μ A741-T • μ A741C-A.T.V.

PIN CONFIGURATION



FEATURES

- INTERNAL FREQUENCY COMPENSATION
- SHORT CIRCUIT PROTECTION
- OFFSET VOLTAGE NULL CAPABILITY
- EXCELLENT TEMPERATURE STABILITY
- HIGH INPUT VOLTAGE RANGE
- NO LATCH-UP

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

Supply Voltage	μ A741C	$\pm 18V$
	μ A741	$\pm 22V$
Internal Power Dissipation (Note 1)		500mW
Differential Input Voltage		$\pm 30V$
Input Voltage (Note 2)		$\pm 15V$
Voltage between Offset Null and V—		$\pm 0.5V$
Operating Temperature Range		
	μ A741C	0°C to +70°C
	μ A741	-55°C to +125°C

Storage Temperature Range -65°C to +150°C

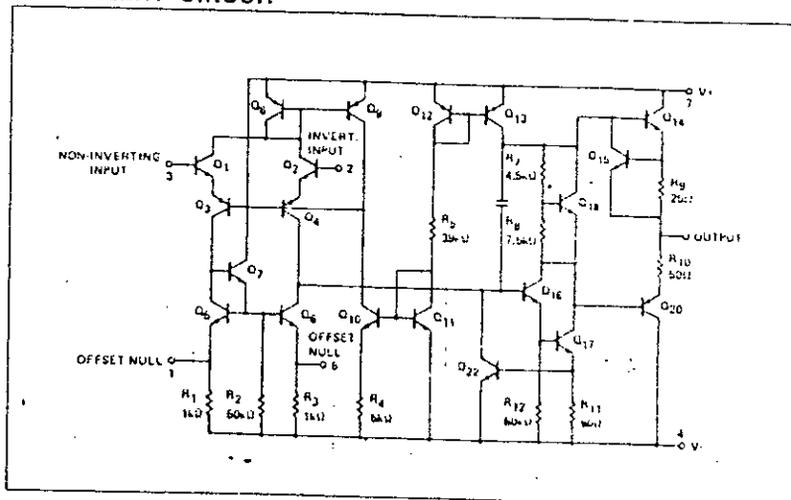
Lead Temperature (Solder, 60 sec.) 300°C

Output Short Circuit Duration (Note 3) Indefinite

NOTES:

1. Rating applies for case temperatures to 125°C; de-rate linearly at 6.5mW/°C for ambient temperatures above +75°C.
2. For supply voltages less than $\pm 15V$, the absolute maximum input voltage is equal to the supply voltage.
3. Short circuit may be to ground or either supply. Rating applies to +125°C case temperature or +75°C ambient temperature.

EQUIVALENT CIRCUIT



ELECTRICAL CHARACTERISTICS

Parameter	Test Conditions	LIMITS	
		Typ	Units
Input Capacitance		1.4	pF
Offset Voltage Adjustment Range		± 15	mV
Output Resistance		75	
Transient Response	$V_{IN} = 20mV, R_L = 2K\Omega, C_L \leq 100pF$		
Rise Time		0.3	μs
Overshoot		5.0	%
Slew Rate	$R_L \geq 2K\Omega$	0.5	V/ μs

ANALOG VOLTAGE COMPARATOR

LM311

FEATURES

- OPERATES FROM SINGLE 5V SUPPLY
- MAXIMUM INPUT CURRENT: 250 nA
- MAXIMUM OFFSET CURRENT: 50 nA
- DIFFERENTIAL INPUT VOLTAGE RANGE: $\pm 30V$
- POWER CONSUMPTION: 135 mW AT $\pm 15V$
- HIGH SENSITIVITY — 200 V/mV

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

Total Supply Voltage	38V
Output to Negative Supply Voltage	40V
Ground to Negative Supply Voltage	30V
Differential Input Voltage	$\pm 30V$
Input Voltage (Note 1)	$\pm 15V$
Power Dissipation	500 mW
Output Short Circuit Duration	10 sec
Operating Temperature Range	0°C to 70°C
Storage Temperature Range	-65°C to 150°C
Lead Temperature (Soldering 10 sec)	300°C

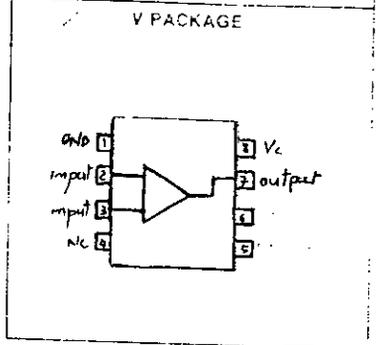
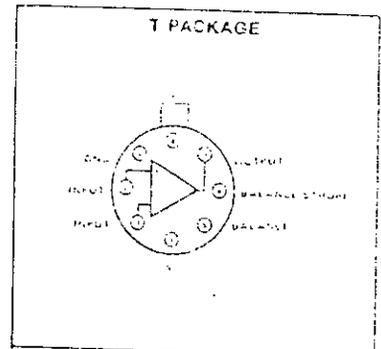
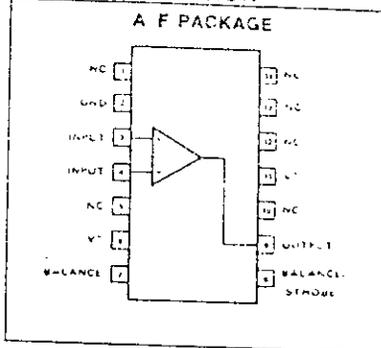
ELECTRICAL CHARACTERISTICS

$T_A = 25^\circ C$

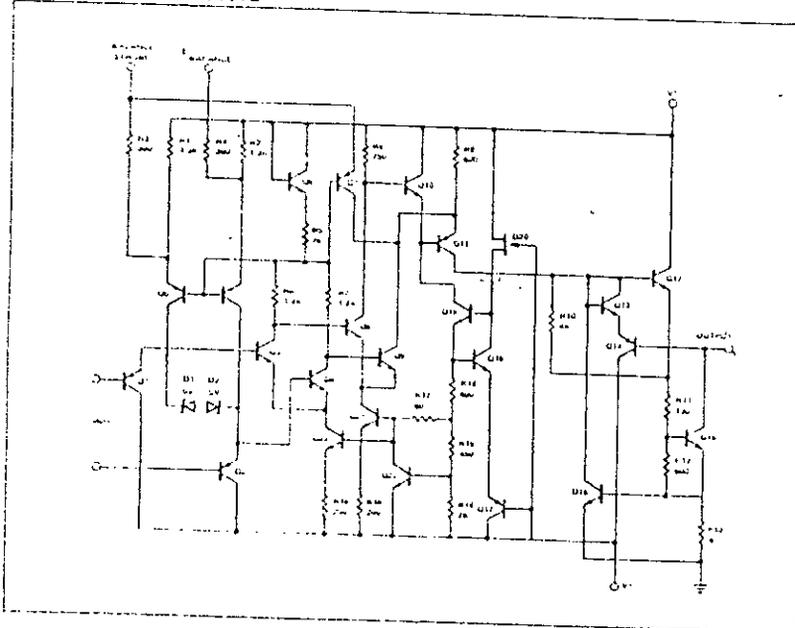
PARAMETER	LIMITS			UNIT
	MIN	TYP	MAX	
Response Time		200		ns

The response time specified is for a 100mV input step with 5mV overdrive.

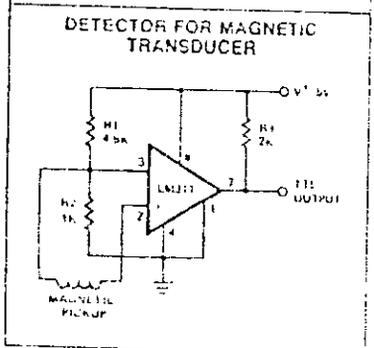
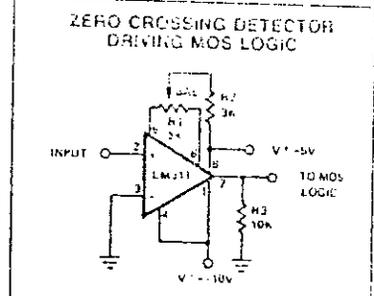
PIN CONFIGURATION



CIRCUIT SCHEMATIC



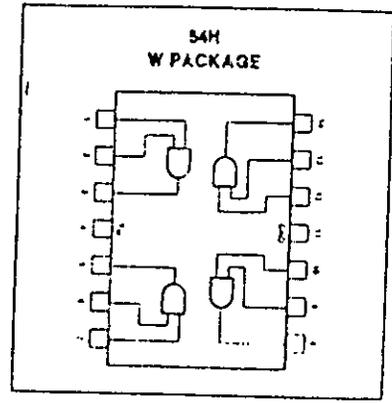
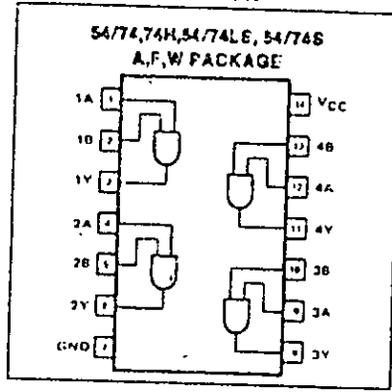
TYPICAL APPLICATIONS



SPEED/PACKAGE AVAILABILITY

54 F,W	74 A,F
54H F,W	74H A,F
54LS F,W	74LS A,F
54S F,W	74S A,F

PIN CONFIGURATION



SWITCHING CHARACTERISTICS V_{CC} = 5V, T_A = 25°C

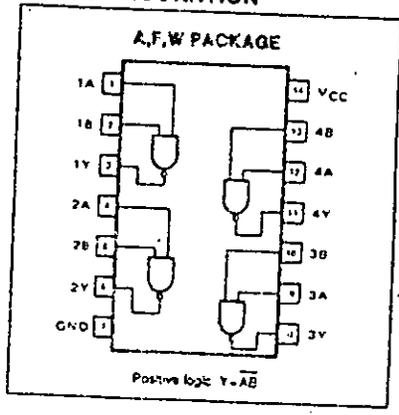
TEST CONDITIONS	54/74			54/74H			54/74L			54/74S			UNIT
	MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
Propagation delay time t _{PLH} Low-to-high		17.5	27		7.6	12		8.5	15		4.5	7	ns
t _{PHL} High-to-low		12	19		6.8	12		8	20	C _L = 50pF		7.5	ns
										6	7.5		

QUAD 2-INPUT NAND GATE W/OPEN-COLLECTOR OUTPUTS

SPEED/PACKAGE AVAILABILITY

54 F	74 A,F
54LS F,W	74LS A,F
54S F,W	74S A,F

PIN CONFIGURATION



SWITCHING CHARACTERISTICS V_{CC} = 5V, T_A = 25°C

TEST CONDITIONS	54/74			54/74L			54/74S			UNIT		
	MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX			
Propagation delay time t _{PLH} Low-to-high		35	45		17	32		2	5	7.5	ns	
t _{PHL} High-to-low		8	15		15	28		2	C _L = 50pF		7	ns
									7.5	7		

Abstract :

The main of this work is a study of an electrical converter AC / DC controlled by à PWM. The converter is capable of sinusoidal current waveform operation at unity power factor, and power reversal.

For this, control law was synthesised by DELTA strategy for control current.

Key words : PWM, Converter AC / DC, Variable structure system, Hysterisis harmonic.

Resumé :

L'objectif de ce travail est l'étude d'un convertisseur électrique AC/DC commandé en PWM, ce dernier possède les caractéristiques suivantes :

* Faible taux d'harmonique en absorbant un courant sinusoidale quelque soit le type et les exigences de la charge.

* Un facteur de puissance unitaire.

* Réversibilité de flux énergétique.

pour cela une loi de commande à été synthétiser par la strategie DELTA à contrôle de courant.

Mots clés PWM, Convertisseur AC/DC, Système à structure variable, Bande d'hysterisis, Commande bipolaire.

ملخص :-
الهدف من هذا العمل هو دراسة ممول متناوب / مستمر
تتحكم فيه بطريقة التغيير في عرض النبضة، هذا الممول
له الخصائص التالية :-
- نسبة إيقاع ضعيفة بامتصاص تيار جيبية
مهما كان نوع الحمل .
- عامل استطاعة احادي
- انعكاسية التردد في الاستطاعة
ومن اجل هذا تم تركيب قانون من طريقة استراتيجية "دلتا" للتحكم في التيار
مفتاح :- ممول متناوب / مستمر، نظام ذو نسبة متغير، تحكم تناوبي القطبية،
إيقاع