

وزارة التربية الوطنية
MINISTRE DE L'EDUCATION NATIONALE

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
BIBLIOTHEQUE — المكتبة
Ecole Nationale Polytechnique

DEPARTEMENT GENIE. ELECTRIQUE

PROJET DE FIN D'ETUDES

SUJET

REALISATION

D'UN REDRESSEUR

COMMANDE EN M.L.I

Proposé par :

Mr O. SLIHI

Mr M. E. O. Mahmoudi

Etudié par :

MOKHTARI NASSIM

BOUZIANI REDHOUANE MOURAD

Dirigé par

Mr O. SLIHI

Mr M. E. O. Mahmoudi

PROMOTION

JUILLET 93

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية
REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

وزارة التربية الوطنية
MINISTERE DE L'EDUCATION NATIONALE

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

DEPARTEMENT GENIE. ELECTRIQUE

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
BIBLIOTHEQUE — المكتبة
Ecole Nationale Polytechnique

PROJET DE FIN D'ETUDES

SUJET

REALISATION
D'UN REDRESSEUR
COMMANDE EN M.L.I

Proposé par :

Mr O. Suihi
Mr M. O. H. Mahmoudi

Etudié par :

MOKHTARI NASSIM
BOUZIANI REDHOUANE MOURAD

Dirigé par

Mr O. Suihi
Mr M. O. H. Mahmoudi

PROMOTION

JUILLET 93

E.N.P. 10, Avenue Hacén Badi El-Harrach - ALGER

DEDICACES

Je dédie ce modeste travail

- A ma chère mère
- A mon chère père
- A ma chère soeur
- A mes frères en faisant référence à Messaoud
- A mes oncles Mohamed, Rachid et Brahim
- A ma tante Hakima
- A la mémoire de mes grands pères Belkacem et Messaoud
- A toute la famille de mon ami Redhouane
- A Kessasra Rachid

N. Mokhtari

- A ma chère mère
- A mon chère père
- A mes chères frères et soeurs
- A la mémoire de mes grands parents Mokhtar, Zoubida,
Mohamed et Fatma
- A mes amis et à tous ce qui me sont chers

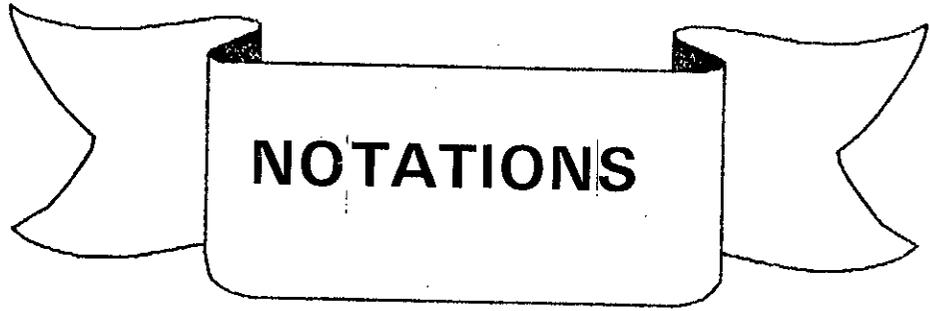
Je dédie ce modeste travail

R.M. Bouziani

SOMMAIRE

Introduction.....	1
Chapitre I	
ETUDE THEORIQUE DE DEUX TECHNIQUES MLI	
Introduction.....	3
I-1 Technique de commande triangulo sinusoïdale.....	4
I-2 Modulation de largeur d'impulsion à hystérisis DELTA.....	6
Conclusion.....	13
Chapitre II	
ETUDE PAR SIMULATION NUMERIQUE	
II-1 Introduction.....	14
II-2 Modélisation du redresseur.....	15
II-3 Mise en équation de l'association redresseur charge.....	18
II-4 Simulation de la technique triangulo-sinusoïdale.....	19
II-4-1 Commade réversible.....	19
II-4-2 Commande irréversible.....	22
II-4-3 Résultats de la simulation.....	25
II-5 Simulation de la technique Delta.....	28
II-5-1 Fonctionnement en boucle ouverte.....	30
Marche en redresseur.....	33
Marche en onduleur.....	40
II-5-2 Fonctionnement à contrôle de tension.....	43
II-5-3 Nécessité d'un filtre passe-bas.....	58
Conclusion.....	56
Chapitre III	
REALISATION PRATIQUE	
Introduction.....	57
III-1 Circuit de puissance.....	58
III-1-1 Circuit d'aide à la commutation.....	60
III-1-2 Circuit de base.....	62
III-2 Circuit de commande de la technique triangulo-sinusoïdale.....	63
III-2-1 Circuit générateur de l'onde porteuse.....	64

III-2-2	Circuit à retard.....	65
III-2-3	Circuit comparateur.....	67
III-2-4	Circuit logique.....	67
III-2-5	Schéma global du circuit de commande.....	69
	Illustration photos.....	72
III-3	Circuit de commande de la technique DELTA à contrôle de courant.....	76
III-3-1	Circuit de mesure du courant d'entrée.....	76
III-3-2	Circuit de mesure de tension de sortie.....	77
III-3-3	Circuit de comparaison de la tension de sortie.....	77
III-3-4	Premier circuit multiplicateur.....	77
III-3-5	Circuit déphaseur de références.....	79
III-3-6	Deuxième circuit multiplicateur.....	79
III-3-7	Circuit générateur de références.....	80
III-3-8	Circuit comparateur de courant.....	80
III-3-9	Circuit logique.....	83
	Conclusion générale	



NOTATIONS

- A_1, A_2, \dots, A_6 : amplificateurs operationnels;
- C : condensateur de filtrage;
- e : F.C.E.M de la charge;
- f : Frequence du reseau alternatif;
- f_m : frequence de la modulante;
- f_p : frequence de la porteuse;
- f_G : Frequence de coupure du filtre;
- h : Largeur de la bande d'hysteresis;
- i_r : Courant coté alternatif;
- i_{ref} : Courant de référence;
- i_{ri} : Reference inferieure du courant;
- i_{rs} : Reference superieure du courant;
- i_s, i_i : Sortie du circuit comparateur;
- i' : Courant à la sortie du convertisseur;
- i_2 : Courant dans la charge;
- K : Gain;
- k_1, k_2, k_3, k_4 : Interrupteurs du pont;
- k_U, k_L : Sortie du circuit comparateur " D.P.W.M ";
- kt_1, kt_2, kt_3, kt_4 : Signaux de commande des transistors du pont;

Veff

:..... Tension efficace de V_r ;

:..... Angle de déphasage de V_r et i_r ;

:..... Angle de retard des signaux d'aiguillage;

:..... Déphasage de la référence;

M.L.I

:..... Modulation de Largeur d'impulsion;

P.W.M

:..... en anglais "Pulse Width Modulation";

S.P.W.M

:..... Technique M.L.I triangulo-sinusoidale;

D.P.W.M

:..... technique M.L.I "DELTA";

INTRODUCTION

Introduction

L'énergie électrique est d'ordinaire disponible en alternatif et souvent pour des charges à courant continu ou pour des convertisseurs statiques tels que les onduleurs, on a recourt à l'utilisation de redresseurs qui vis à vis du réseau d'alimentation se comportent comme générateurs d'harmoniques et consommateurs de puissance réactive.

La génération des courants harmoniques dans le réseau entraîne dans l'onde de tension des distorsions qui sont cause d'échauffement pour les condensateurs et les machines électriques et qui présentent des effets néfastes pour les équipements électroniques. La consommation de l'énergie réactive diminue le rendement de l'installation, augmente les pertes à cause de l'appel du courant qui est plus important et exige un surdimensionnement en puissance de l'installation.

En bref, ces deux grandes perturbations se résument par la détérioration du facteur de puissance qui son amélioration a donné lieu à de nombreuses études.

Le traitement des redresseurs classiques à commutation naturelle a permis d'aboutir à quelques solutions telles que l'utilisation de plusieurs redresseurs en série à commande décalée [8], ou l'utilisation de redresseur précédé de filtre à forte capacité. Ces solutions sont restées limitées car elles ne permettent pas le contrôle convenable de la puissance déformante et de plus elles sont coûteuses.

Lorsqu'on a voulu substituer la commutation forcée par la commutation naturelle on a commencé par des ponts à recentrage de phase: on centre le créneau de courant pris à chaque alternance

sur le milieu de l'alternance de tension. C'est assez décevant car encore une fois ce qui est gagné sur la puissance réactive et perdu sur les harmoniques. On est arrivé alors à la conclusion que si on travaillait en commutation forcée, il fallait effectuer plusieurs commutations par alternance autrement dit, travailler en **Modulation de Largeur d'Impulsion**.

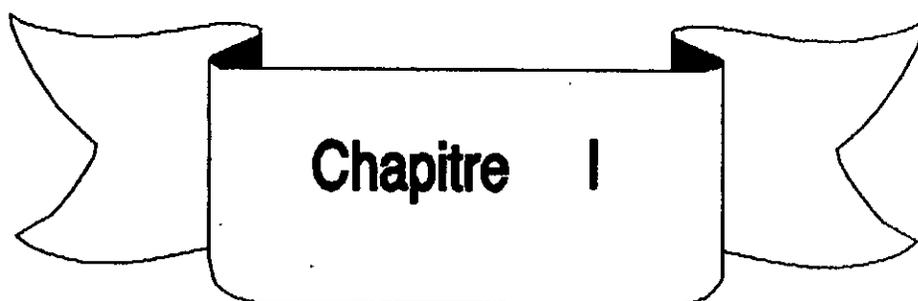
L'étude résumée dans ce modeste mémoire porte trois chapitres sur deux techniques de commandes MLI appliquées à un hacheur quatre quadrants fonctionnant en redresseur à savoir :

- la commande triangulo-sinusoidale
- la modulation " DELTA " à contrôle de courant

Le premier chapitre décrit le principe théorique de ces deux techniques de commande

Dans le deuxième chapitre nous traitons l'étude par simulation numérique de ces deux techniques appliquées à un redresseur

En fin dans le dernier chapitre nous présentons la réalisation pratique du hacheur quatre quadrants commandé d'abord par la triangulo-sinusoidale puis par la modulation " DELTA " à contrôle de courant.



**ETUDE THEORIQUE
DE
DEUX TECHNIQUES MLI**

Introduction

Actuellement l'apparition de 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 les commandes à modulation de largeur d'impulsion PWM dont l'essor est principalement lié au progrès réalisé dans la technologie des semi-conducteurs et des microprocesseurs.

D'une façon générale la MLI permet suivant un processus analogique ou numérique par des comparaisons de signaux de formes différentes ou par des résolutions numériques de système d'équations physiques, de fournir une onde de tension de sortie constituée de plusieurs créneaux rectangulaires. Suivant ce processus la commande est dite analogique ou numérique.

Dans le présent chapitre, on traitera deux techniques de commandes appartenant à la famille des commandes analogiques appliquées à un convertisseur alternatif-continu à savoir:

- la commande triangulo-sinusoidale " SPWM "
- La technique hystérisis ou modulation " DELTA " à contrôle de courant " DPWM "

I-1)- Technique de commande triangulo-sinusoidale

Le principe de cette méthode consiste à la comparaison d'un signal triangulaire V_p de fréquence f_p dit onde porteuse avec un signal V_m dit onde de référence ou modulante qui porte les caractéristiques de forme et de fréquence de l'onde désirée U' à l'entrée du convertisseur.

La figure I-1-1 illustre deux cas de figures de formes d'ondes.

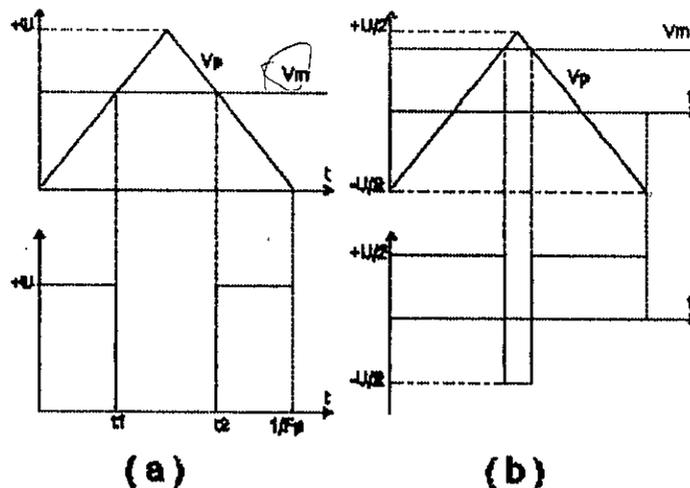


Fig. I-1-1 formes d'ondes en commande

MLI

a)- commande unipolaire

b)- commande bipolaire

Pour ces deux cas de figures, le calcul de la valeur moyenne du signal U' donne :

$$U'_{\text{moy}} = V_m$$

Remarque : On peut démontrer le même résultat pour des valeurs négatives de V_m , il suffit simplement d'inverser l'onde porteuse. On arrive ainsi à la conclusion suivante qui est la base de la technique triangulo-sinusoidale: Si la référence varie sinusoidalement, la valeur moyenne du signal de sortie U' varie suivant la même loi.

C'est en fait ce résultat qui est exploité dans cette technique pour donner deux cas de figures de commandes: commande triangulo-sinusoidale unipolaire et commande triangulo-sinusoidale bipolaire (v. Fig. I-1-2, I-1-3)

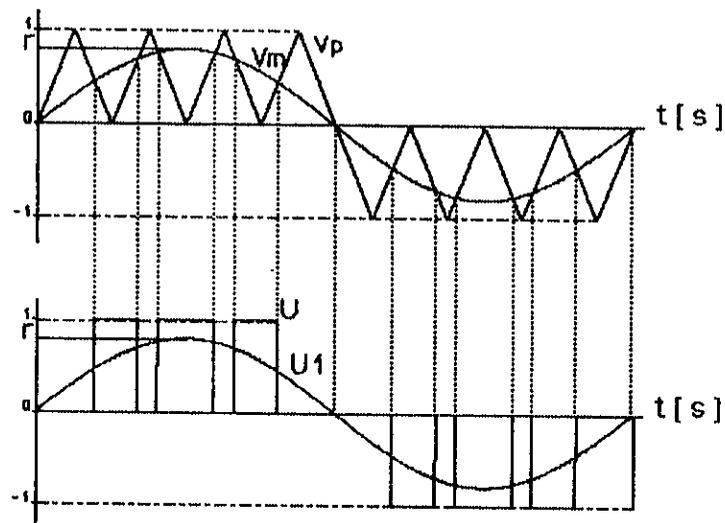


Fig. I-1-2
commande triangulo-sinusoidale
unipolaire

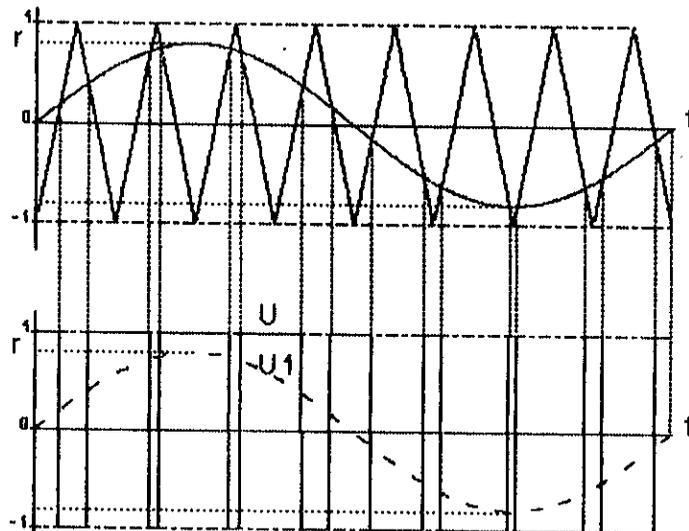


Fig. I-1-3
commande triangulo-sinusoidale
bipolaire

La technique de commande triangulo-sinusoidale telle qu'elle est définie peut permettre un réglage par les deux paramètres suivants :

- L'indice de modulation $m = f_p / f_m$, qui influe principalement sur le contenu harmonique de l'onde de sortie;
- L'augmentation de m diminue le taux d'harmoniques dans U' .
- Le rapport de réglage $r = V_m / V_p$, V_m et V_p étant respectivement la valeur maximale de v_m et la valeur de crête de v_p ; ce rapport influe directement sur la valeur efficace de U' .

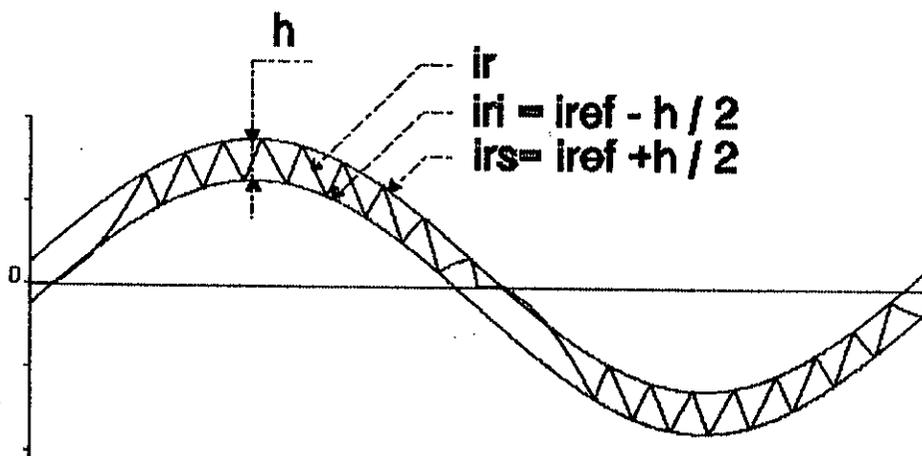
I-2) Modulation de largeur d'impulsion à hystérisis " DELTA "

Beaucoup de techniques " DELTA " ont été développées suivant différentes approches. Nous exposons ici une de ces techniques dite " DELTA " à contrôle de courant qu'on juge la plus proche de l'idéale.

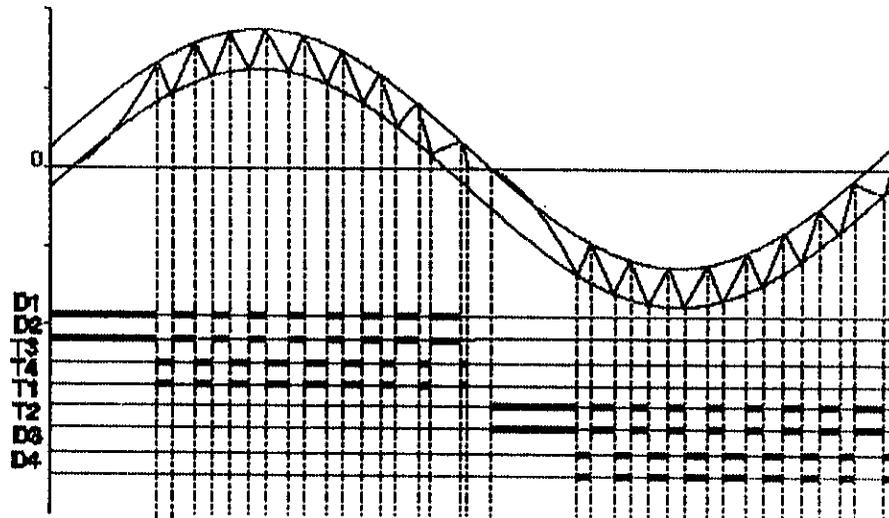
Cette technique a été proposée par M_r Boon-Teck Doi et développée par M_r Dmar Stihi à M_c Gill university [1], [2]. Elle a été appliquée à un convertisseur alternatif-continu à transistors commandé en pont complet fonctionnant en redresseur réversible alimentant une charge de tension. La figure I-2-2 illustre le convertisseur commandé par cette technique, plus loin nous détaillerons le principe de fonctionnement du montage proposé.

La technique consiste à forcer le courant i_p d'entrée du convertisseur à osciller autour d'une référence de courant i_{ref} sinusoïdale bien déterminée dans une fenêtre de largeur h réglée appelée bande d'hystérisis (v. Fig. I-2-1-a).

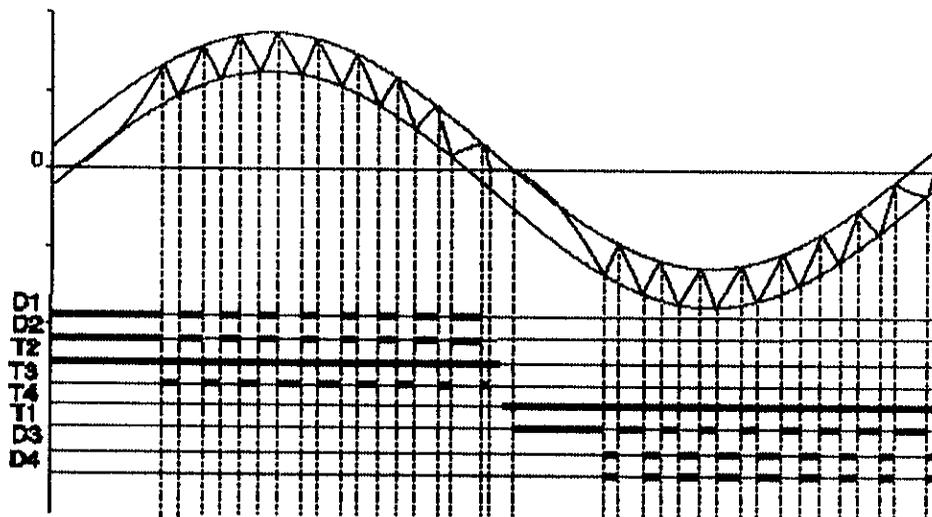
Notons au passage que pour une fenêtre infiniment petite et pour un déphasage de la référence convenablement choisi, le courant i_p sera parfaitement sinusoïdale et en phase avec la tension V_p de la source d'alimentation. Alors la commande sera t-elle idéale ?.



(a)



(b-1)

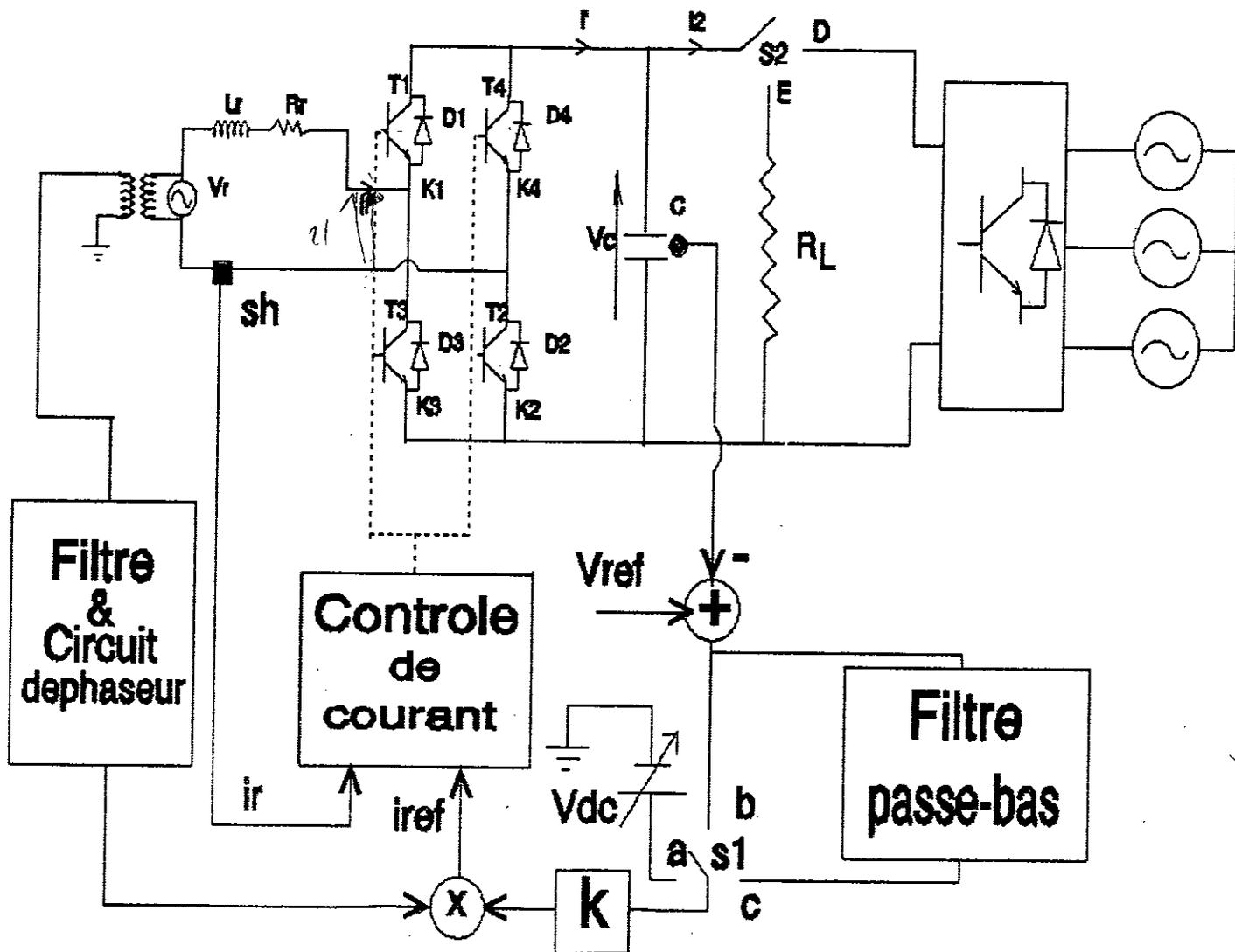


(b-2)

Fig. I-2-1 formes d'ondes et séquences de conduction pour la commande " DELTA " à contrôle de courant

- a)- forme du courant
- b)-1 séquences de conduction des interrupteurs pour la commande bipolaire
- b)-2 séquences de conduction des interrupteurs pour la commande unipolaire

Fig. 1-2-2 Schéma de principe du convertisseur commandé par la technique " DELTA " à contrôle de courant



Pour aboutir par cette technique de commande à la forme désirée du courant (Fig. I-2-1-a), il existe plusieurs manières de gestion des interrupteurs K_1 , K_2 , K_3 et K_4 . On présente la commande bipolaire et la commande unipolaire dont les séquences de conduction des interrupteurs sont illustrées respectivement par les figures I-2-1-b-1) et I-2-1-b-2).

Le nom bipolaire provient du fait que le convertisseur voit à chaque instant à son entrée $(+V_c)$ ou $(-V_c)$, par contre le nom unipolaire est réservé à la commande permettant au convertisseur de voir à son entrée $(+V_c)$, $(-V_c)$ ou $(0V)$, dans chaque cas, ces séquences sont fonction des états actuel et antécédent du courant i_r par rapport au deux références de courant $(i_{ref} + h/2)$ et $(i_{ref} - h/2)$:

- Pour avoir les séquences de la commande bipolaire (Fig. I-2-1-b-1), on commande suivant l'algorithme décrit par l'organigramme de la Figure (I-2-3) simultanément T_1 et T_2 dans une alternance de la tension V_r et simultanément T_3 et T_4 dans l'autre alternance de V_r [1], [2], [3].
- Dans la commande unipolaire (Fig. I-2-1-b-2), T_2 et T_4 sont commandés continuellement chacun dans une alternance de V_r . L'organigramme de la Figure I-2-4 décrit l'algorithme sur le quel est basée la commande de T_1 , T_2 , T_3 et T_4 . Pour cette commande qui est toujours irréversible pour " DELTA ", K_2 et K_4 sont appelés interrupteurs d'aiguillage, K_1 et K_3 interrupteurs de hachage.

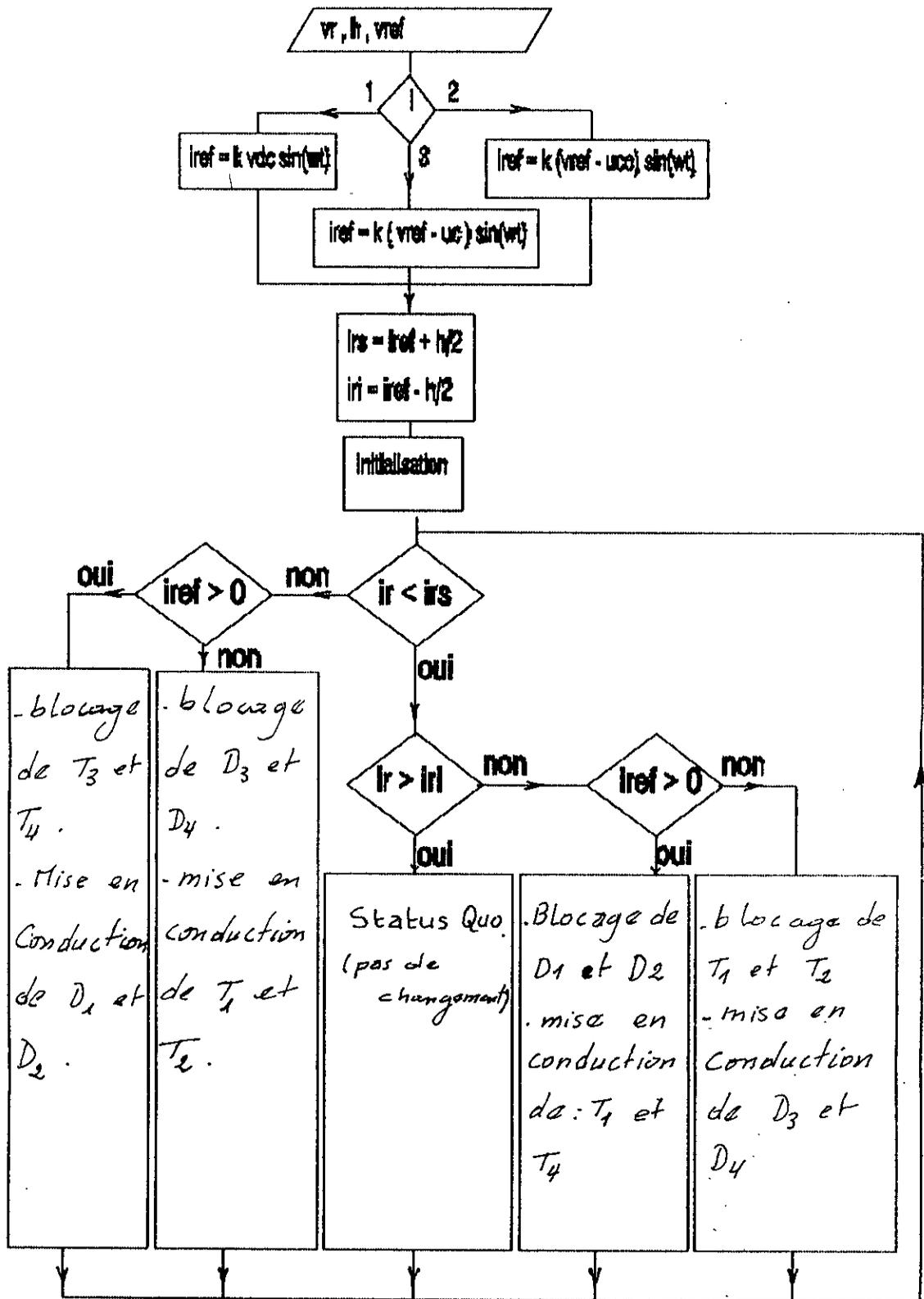


Fig. I-2-3 organigramme de la commande bipolaire

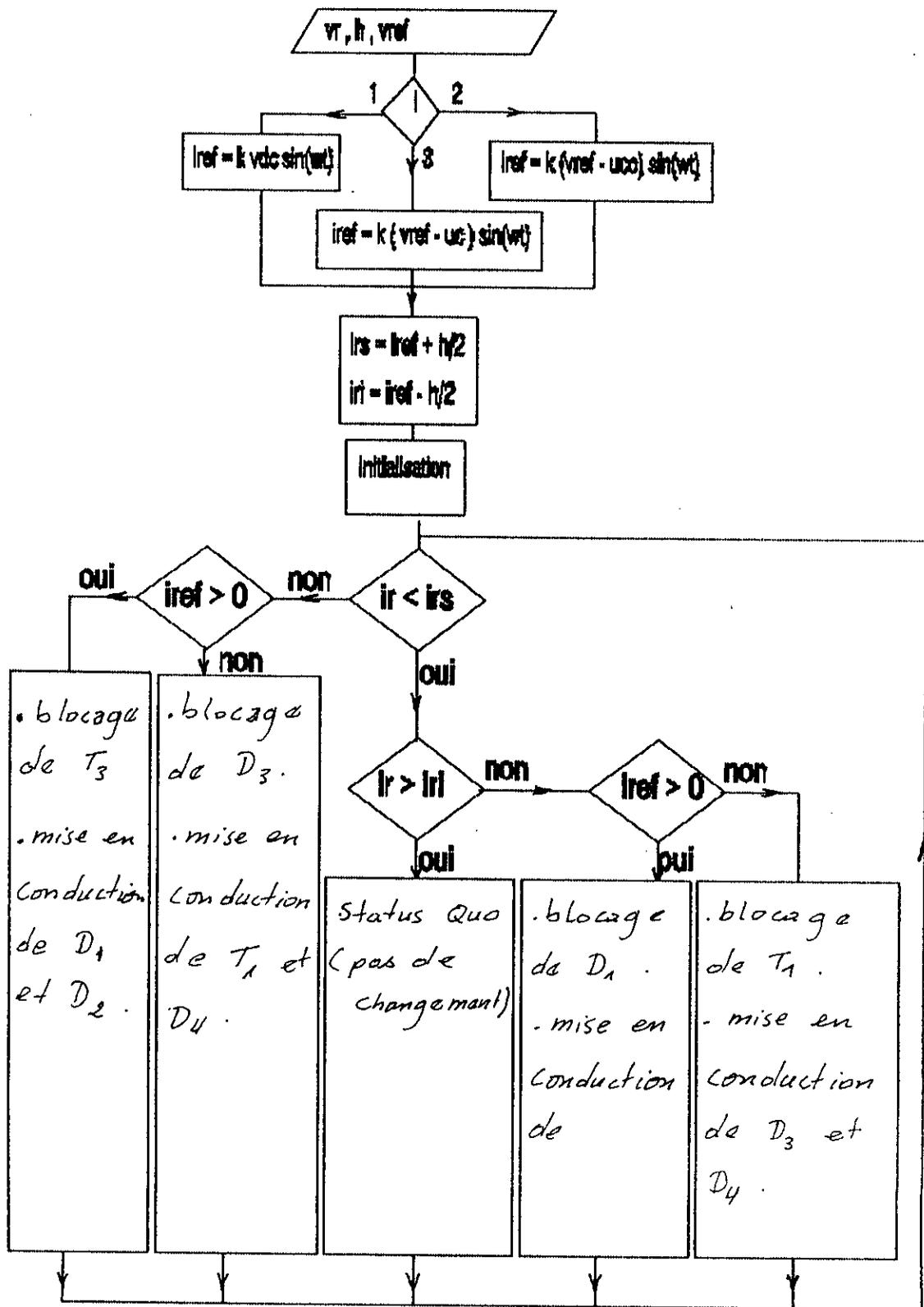


Fig. I-2-4 organigramme de la commande unipolaire

Pour les deux commandes, La provenance du courant de référence i_{ref} est la même :

- Pour un fonctionnement en boucle ouverte (le commutateur S_1 en position a) le courant i_{ref} est imposé et est indépendant du côté continu du convertisseur puisqu'il est le résultat d'une multiplication d'une tension continue V_{dc} par un gain K et par une tension sinusoïdale filtrée et dont le déphasage peut être régler à volonté (Fig. I-2-2).
- Par contre pour le fonctionnement en boucle fermée - à contrôle de tension -, le courant i_{ref} est fonction de la charge puisque cette fois ci, il dépend de $(V_{ref} - V_{co})$ au lieu de V_{dc} (commutateur S_1 en position b ou c), V_{ref} étant une tension de consigne choisie pour la charge et V_{co} étant la valeur moyenne de la tension aux bornes de la charge.

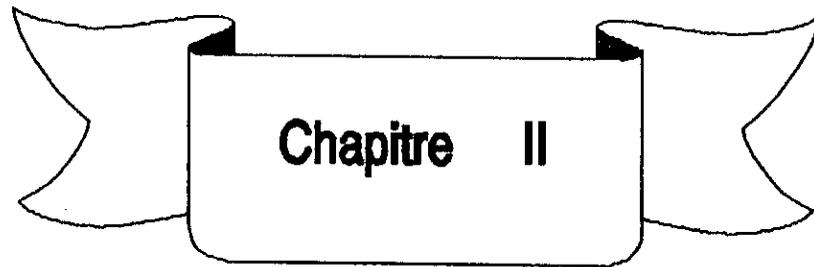
Remarque :

Au cours de la description du fonctionnement en boucle fermée, on a tenu compte de $(V_{ref} - V_{co})$ au lieu de $(V_{ref} - V_c)$, V_c étant la valeur instantanée de la tension aux bornes du condensateur de filtrage C et V_{co} sa valeur moyenne, cette considération n'est valable que pour une valeur très grande du condensateur C pour la position de S_1 en b ou pour un filtre convenablement choisi pour la position de S_1 en c. Nous détaillerons plus ce point dans le chapitre suivant.

Conclusion

L'étude théorique de deux techniques de commande analogique montre que grâce à la modulation de largeur d'impulsions on peut agir sur la forme et l'amplitude du courant appelé par une association convertisseur charge;

- La MLI permet un réglage de tension de sortie par le rapport de réglage r pour la technique triangulo-sinusoidale et par la tension de consigne V_{ref} pour la technique " DELTA ".
- Elle permet aussi d'agir sur la forme du courant en agissant sur le rapport de fréquence m pour la technique triangulo-sinusoidale et par la largeur de la fenêtre h pour la technique " DELTA ".
- Elle permet un réglage du facteur de puissance en agissant sur l'angle de décalage pour la commande triangulo-sinusoidale et sur le déphasage de la référence pour la commande " DELTA "



Chapitre II

**ETUDE PAR SIMULATION
NUMERIQUE**

II-1)- Introduction

L'analyse de plusieurs types de commandes de convertisseurs alternatif-continue a montré qu'ils influent sur les caractéristiques du redresseur telles que :

- La réversibilité fonctionnelle
- la réduction du taux d'harmoniques
- le contrôle du facteur de puissance

Ainsi, une étude par simulation numérique s'avère indispensable.

Dans ce chapitre, on expose l'étude par simulation de l'application des techniques déjà présentées dans le chapitre (I), appliquées au redresseur illustré par le schéma de principe représenté par la figure (II-1).

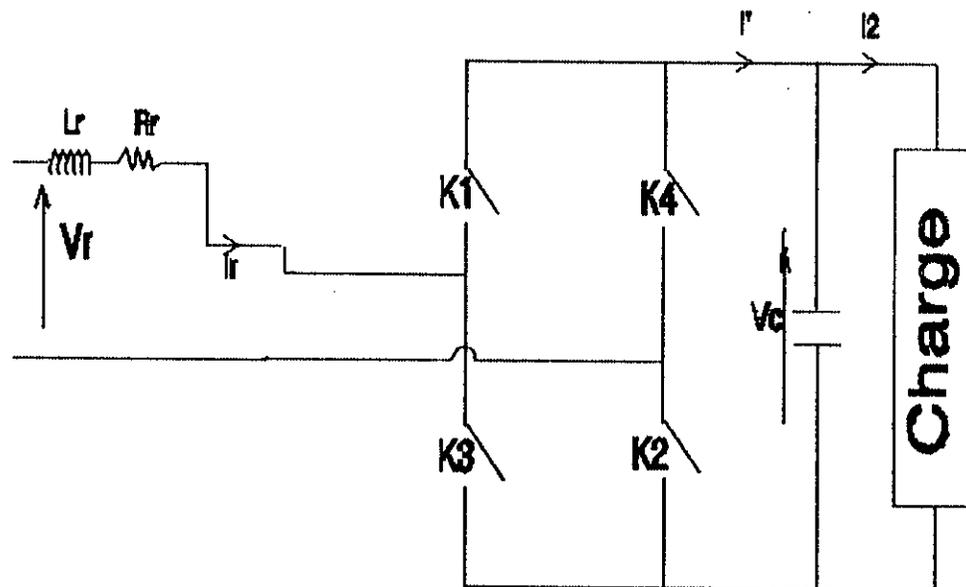


Fig. II-1 schéma de principe du redresseur

II-2)- Modélisation du redresseur

Afin de simplifier la simulation, une modélisation du redresseur s'impose. Le fonctionnement réversible du redresseur peut être représenté par le modèle de la figure II-2-1.

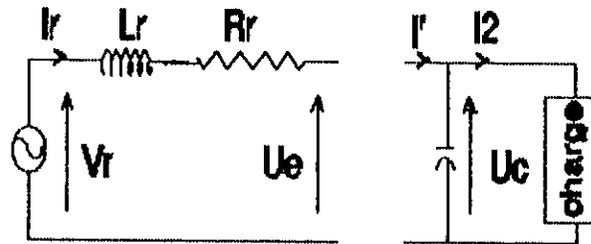


Fig. II-2-1 modèle du redresseur

La tension d'entrée U_e et le courant de sortie i' du convertisseur sont :

$$\begin{aligned} U_e &= U \cdot U_c \\ i' &= U \cdot i_r \end{aligned}$$

Où U représente la fonction commande du redresseur, elle dépend des séquences de conductions des interrupteurs K_1 , K_2 , K_3 et K_4 :

$$U = \begin{cases} 1 & \text{si } K_1 \text{ et } K_2 \text{ fermés, } K_3 \text{ et } K_4 \text{ ouverts} \\ 0 & \text{si } K_1 \text{ et } K_4 \text{ fermés, } K_2 \text{ et } K_3 \text{ ouverts} \\ & \text{ou si } K_1 \text{ et } K_4 \text{ ouverts, } K_2 \text{ et } K_3 \text{ fermés} \\ -1 & \text{si } K_1 \text{ et } K_2 \text{ ouverts, } K_3 \text{ et } K_4 \text{ fermés} \end{cases}$$

En MLI, la commande est dite suivant la forme de U , unipolaire ou bipolaire (Fig. II-2-2), le choix entre les deux types de commande dépend essentiellement de la forme de U_e désirée [5].

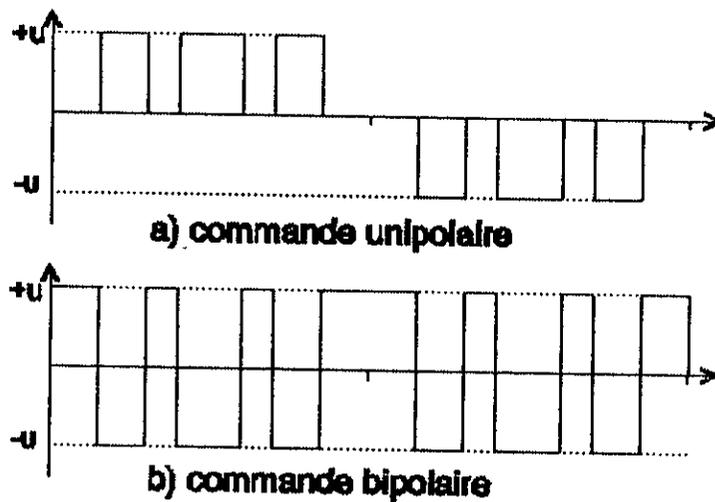


Fig. II-2-2 Types de commande en MLI

Comme on le constate trois états sont possibles pour U à savoir 1, 0 ou -1;

- Pour $U = 1$ le convertisseur peut être assimiler au modèle de la figure II-2-3 (a). La tension d'entrée du convertisseur et le courant de sortie sont :

$$U_e = U_c$$

$$i' = i_r$$

- Pour $U = 0$ le modèle de la figure II-2-3 (b) convient à assimiler le convertisseur. Cette fois ci U_e et i' seront tous deux nuls.

$$U_e = 0$$

$$i' = 0$$

- Enfin pour $U = -1$, le modèle de la figure II-2-3 (c) représente le convertisseur et par la suite on a :

$$U_e = -U_c$$

$$i' = -i_r$$

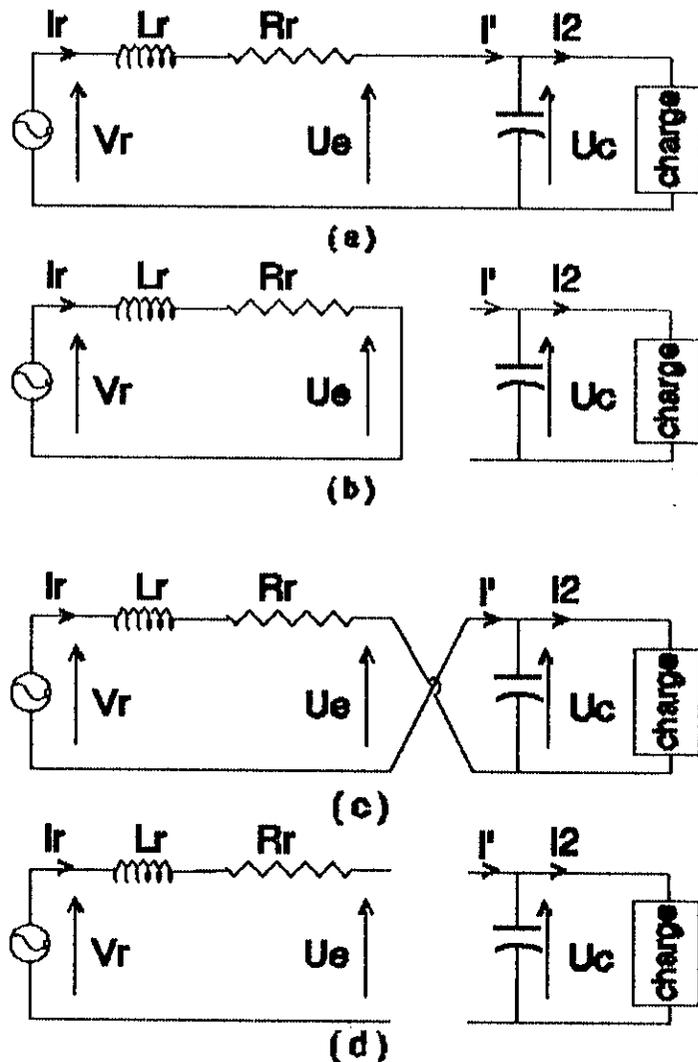


Fig. II-2-3 modèles des différents modes de fonctionnement du redresseur

Remarque : Pour une commande irréversible, la forme de la tension d'entrée U_e change, U_e n'est pas toujours égale à U_c , car cette fois ci les interrupteurs du pont ne sont plus bidirectionnels. Notons seulement au passage qu'en commande irréversible, on peut avoir le cas illustré par le modèle de la figure II-2-3 (d) où :

$$U_e = V_r$$

$$i' = i_r = 0$$

V_r et i_r étant respectivement la tension de la source d'alimentation et le courant à l'entrée du convertisseur.

On gardera cette remarque pour la simulation de la technique de modulation de largeur d'impulsions " Delta " à contrôle de courant lors de l'introduction de la zone morte.

II-3) Mise en équation de l'association redresseur charge

Les équations donnant le courant d'entrée et la tension de sortie du convertisseur sont les suivantes :

$$\frac{di_x}{dt} = (V_x - R_x \cdot i_x - U_o) / L_x \dots\dots(11-1)$$

$$\frac{dU_c}{dt} = (i_1 - i_2) / C \dots\dots\dots(11-2)$$

i_2 étant le courant absorbé par la charge, cependant les équations le donnant dépendent de la nature de celle-ci :

- marche à vide :

$$i_2 = 0$$

- débit sur une charge résistive (R_1) :

$$i_2 = U_c / R_1$$

- débit sur une charge inductive passive (R_1, L_1) :

$$\frac{di_2}{dt} = (U_c - R_1 \cdot i_2) / L_1$$

- débit sur une charge inductive active (R_1, L_1, E) :

$$\frac{di_2}{dt} = (U_c - E - R_1 \cdot i_2) / L_1$$

- Et enfin pour le débit sur un moteur à courant continu :

$$\frac{di_2}{dt} = (U_c - R_m \cdot i_2 - k \cdot \Omega) / L_m$$

$$\frac{d\Omega}{dt} = (k \cdot i_2 - k_r \cdot \Omega) / J_m$$

II-4 Simulation de la technique triangulo-sinusoidale

II-4-1 Commande réversible

On commande le convertisseur en pont complet, les interrupteurs sont bidirectionnels et sont commandés toujours deux à deux et d'une manière complémentaire pour les interrupteurs de hachage.

La simulation est faite à base de l'organigramme de la figure II-4-1

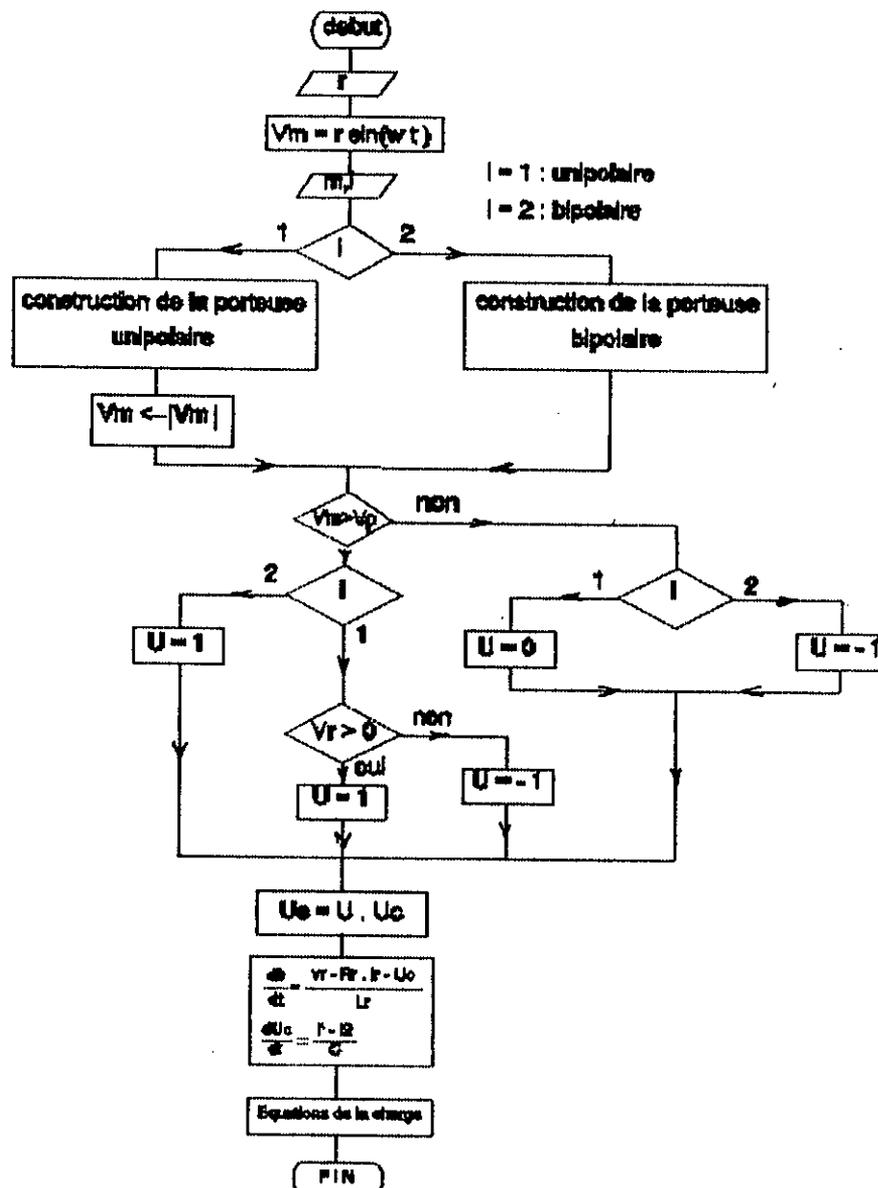


Fig. II-4-1 organigramme de la commande triangulo-sinusoidale réversible

Résultats

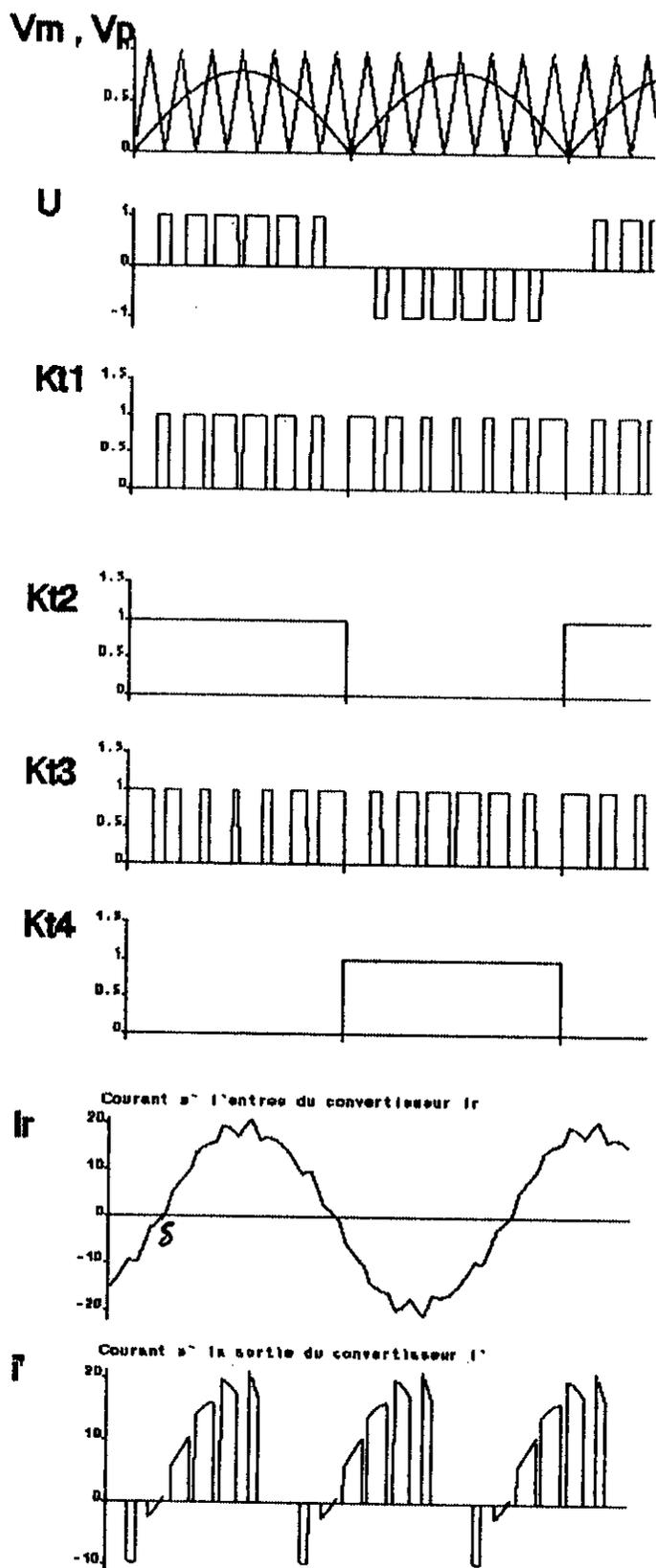


Fig. II-4-2 cas d'une commande unipolaire réversible

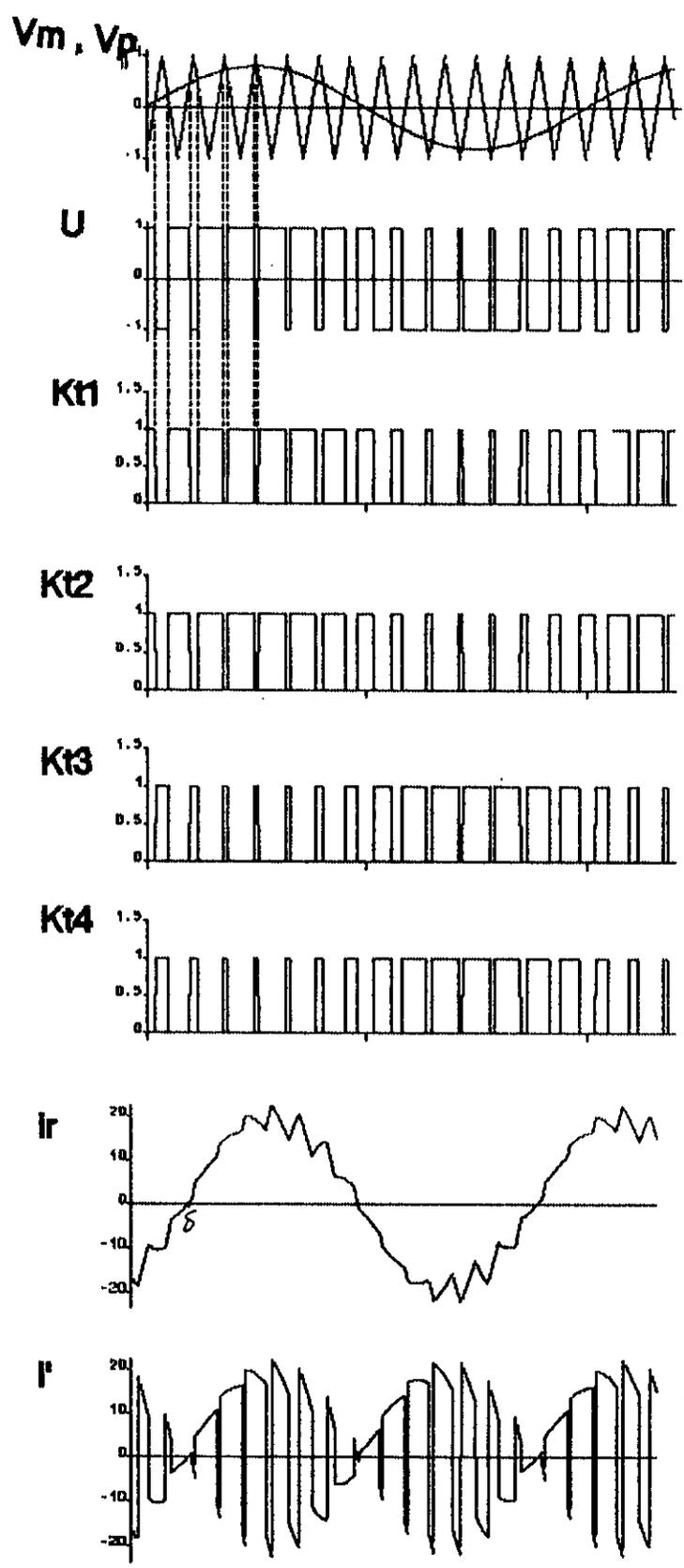


Fig. II-4-3 formes d'ondes pour la commande triangulo-sinusoidale bipolaire réversible

II-4-2 Commande irréversible

Pour cette commande, seuls deux interrupteurs sont bidirectionnels, chacun dans une alternance de V_p , il faudra donc prendre en considération le fait que i ne peut être négatif.

L'organigramme de la figure II-4-4 décrit l'algorithme sur lequel notre simulation a été basée.

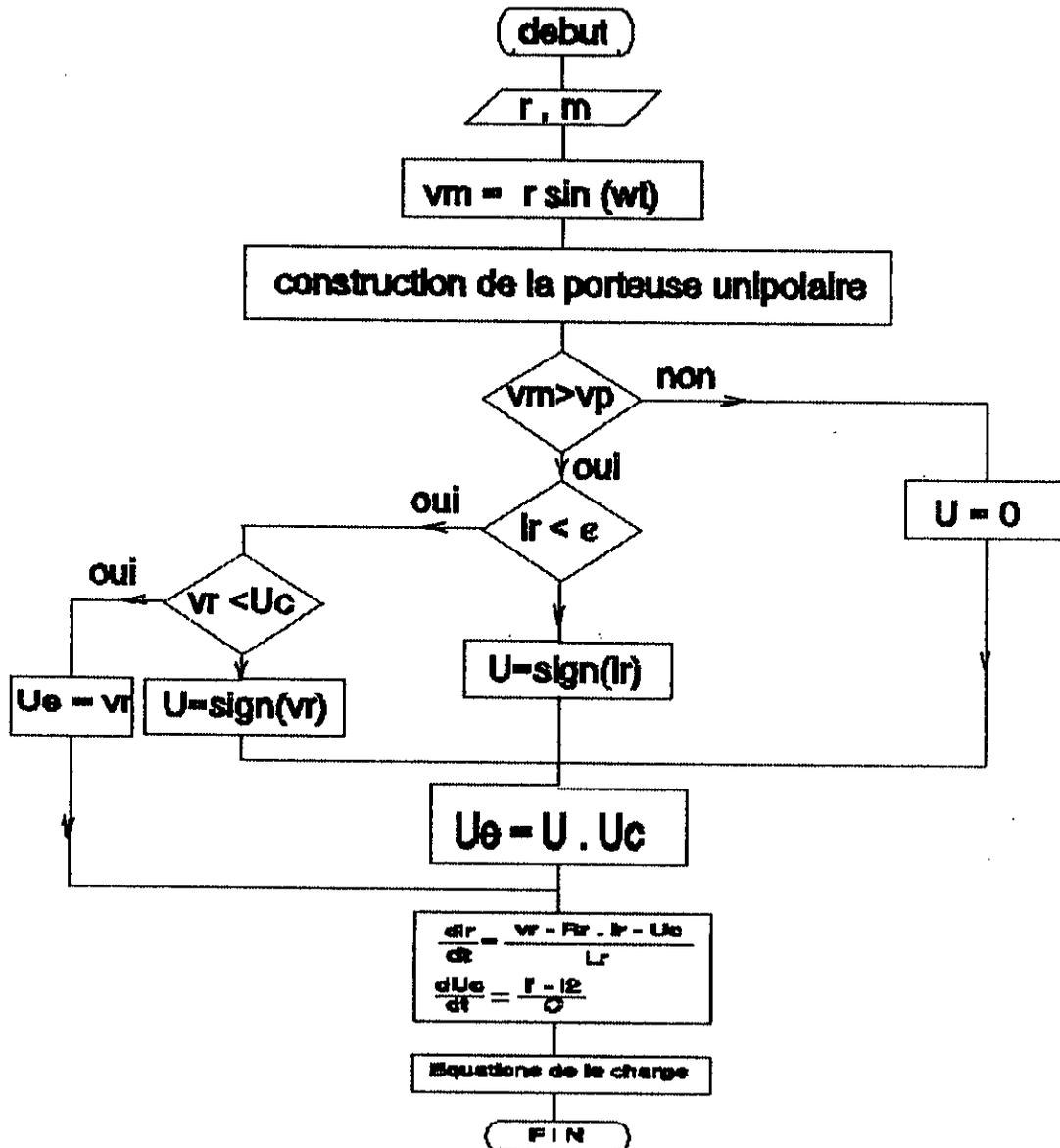


Fig. II-4-2 organigramme de la commande triangulo-sinusoidale irréversible

2.3 Remarques :

- Les résultats obtenus à ce stade avec cette technique de commande montrent que le courant i_p à l'entrée du convertisseur est déphasé par rapport à la tension v_p du réseau d'un angle δ . Afin de remédier à ce problème il faut adopter une commande décalée [2]. En effet, il faut décaler l'onde porteuse V_p et la moulante V_g avec un angle bien choisi δ pour pouvoir ainsi contrôler la valeur du facteur de puissance (v. Fig. II-4-6)

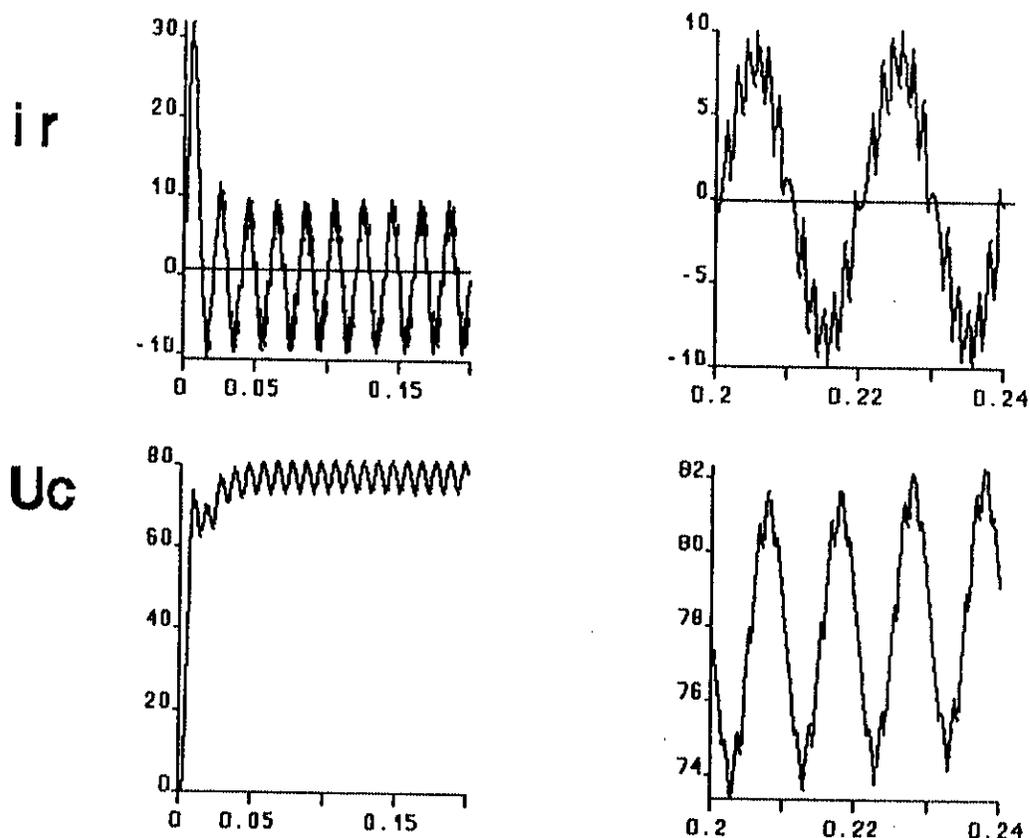


Fig. II-4-6 influence du décalage de la commande sur le facteur de puissance

- On peut faire le réglage de la tension de sortie en agissant sur la valeur de r (v. Fig. II-4-7).

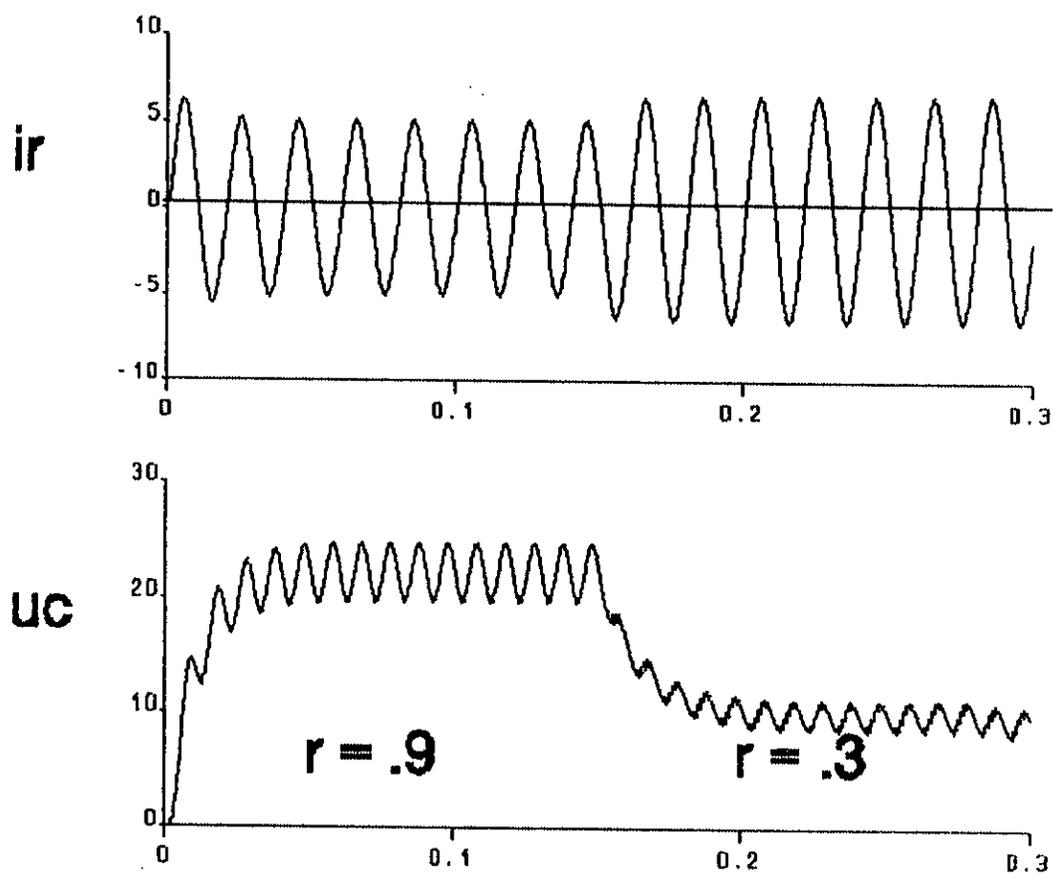


Fig. II-4-7 influence du rapport r sur le réglage de la tension de sortie

III-4-3 Résultats de simulation

III-4-3-a marche en redresseur

On présente ici les résultats obtenues pour un débit sur une charge inductive (R_L, L_L) pour les deux types de commande unipolaire et bipolaire.

Les paramètres choisis étant :

$$R_L = 25 \Omega$$

$$L_L = 0.01 \text{ H}$$

$$R_r = 1 \Omega$$

$$V_r = 50 \text{ V}$$

$$C = 1500 \mu\text{F}$$

Les figures II-4-8, 9 illustrent le courant i_r et la tension U_c d'alimentation du convertisseur en démarrant le fonctionnement avec un condensateur de sortie non chargé.

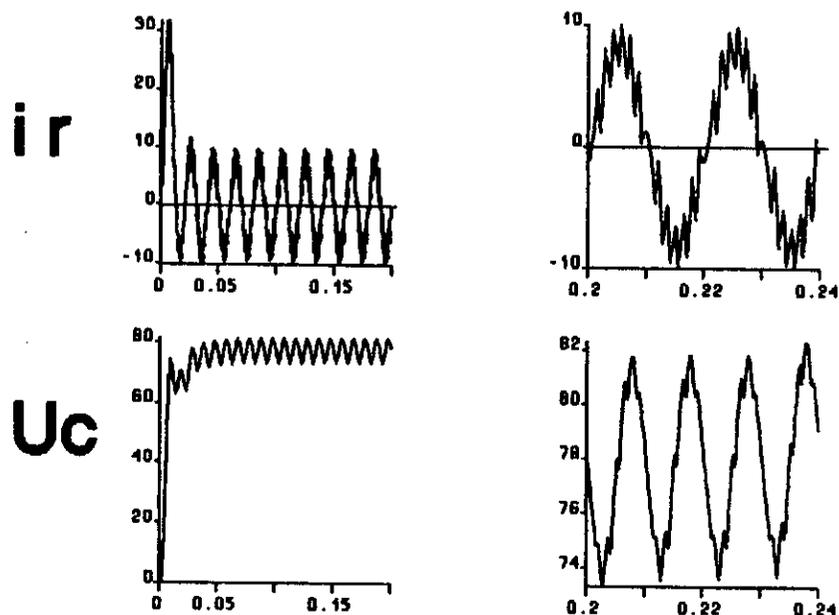


Fig. II-4-8 courant i_r et tension U_c pour une commande unipolaire

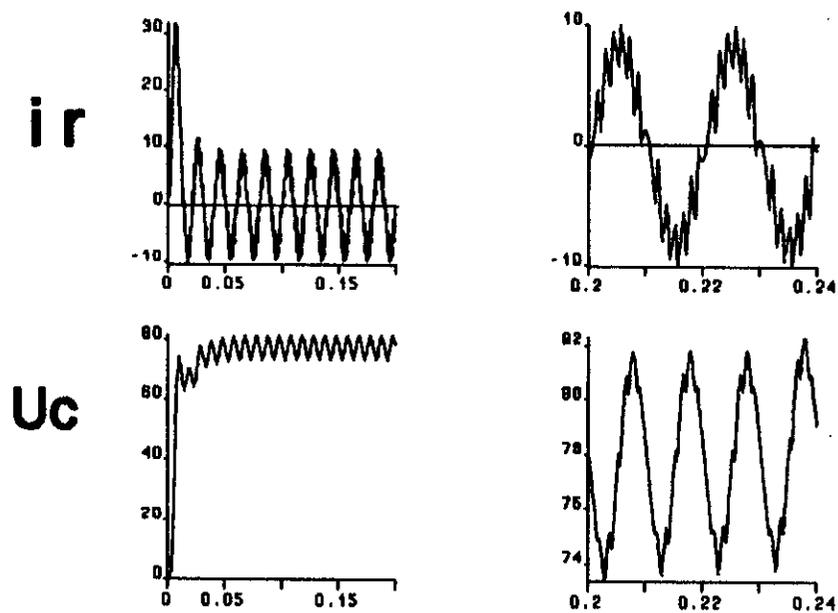


Fig. II-4-9 le courant i_r et la tension U_c pour la commande bipolaire

III-4-3-b Marche en onduteur :

Pour la marche en onduteur, il suffit de mettre une source de tension continue à la sortie du convertisseur, l'angle de décalage devient alors négatif et le courant i_r est donc déphasé de π par rapport à V_r (Fig. III-4-10)

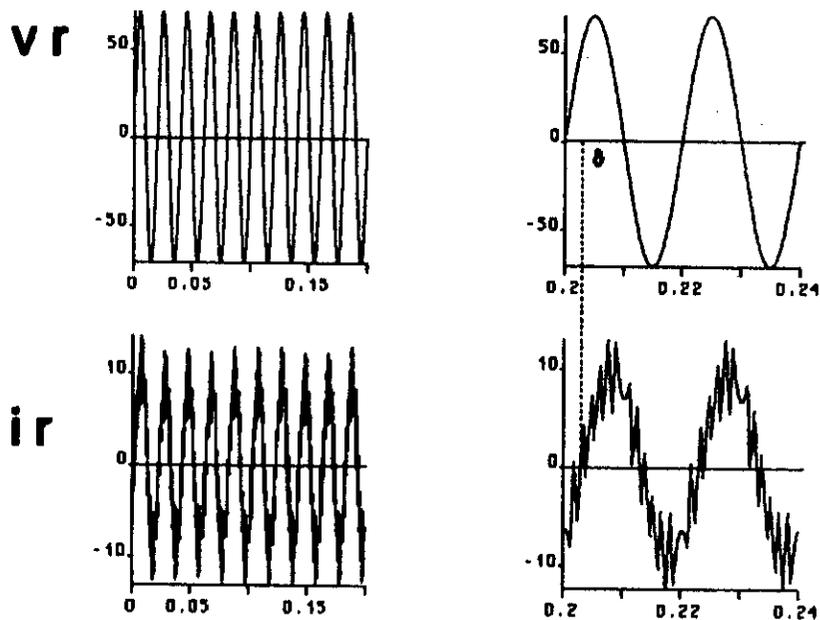


Fig. II-4-10 courant i_r et tension V_r pour une marche en onduleur

Interprétation des résultats :

- Le courant i_r augmente au début et atteint des valeurs critiques surtout pour un mauvais choix des paramètres, cela est du en fait à la charge du condensateur.
- Le calcul du décalage de la commande ne donne pas exactement un déphasage nul entre le courant i_r et la tension v_r cela est justifié par l'adaptation de plusieurs approximations dans le calcul.
- L'analyse des résultats montre clairement que l'harmonique la plus dominante dans la tension de sortie U_c est bien l'harmonique d'ordre 2 cela justifié par des calculs approximatifs [1].
- Le facteur de réglage r influence simultanément sur la tension de sortie U_c et le courant d'entrée i_r d'une façon inverse c'est à dire qu'une augmentation de la tension de sortie est conditionnée d'une diminution du courant d'entrée i_r .

II-5) Technique modulation de largeur d'impulsions " DELTA " à contrôle de courant

Dans ce sous-chapitre, on traitera l'étude par simulation numérique de la technique modulation de largeur d'impulsions " DELTA " à contrôle de courant décrite dans le chapitre I appliquée au convertisseur de la figure II-5-1.

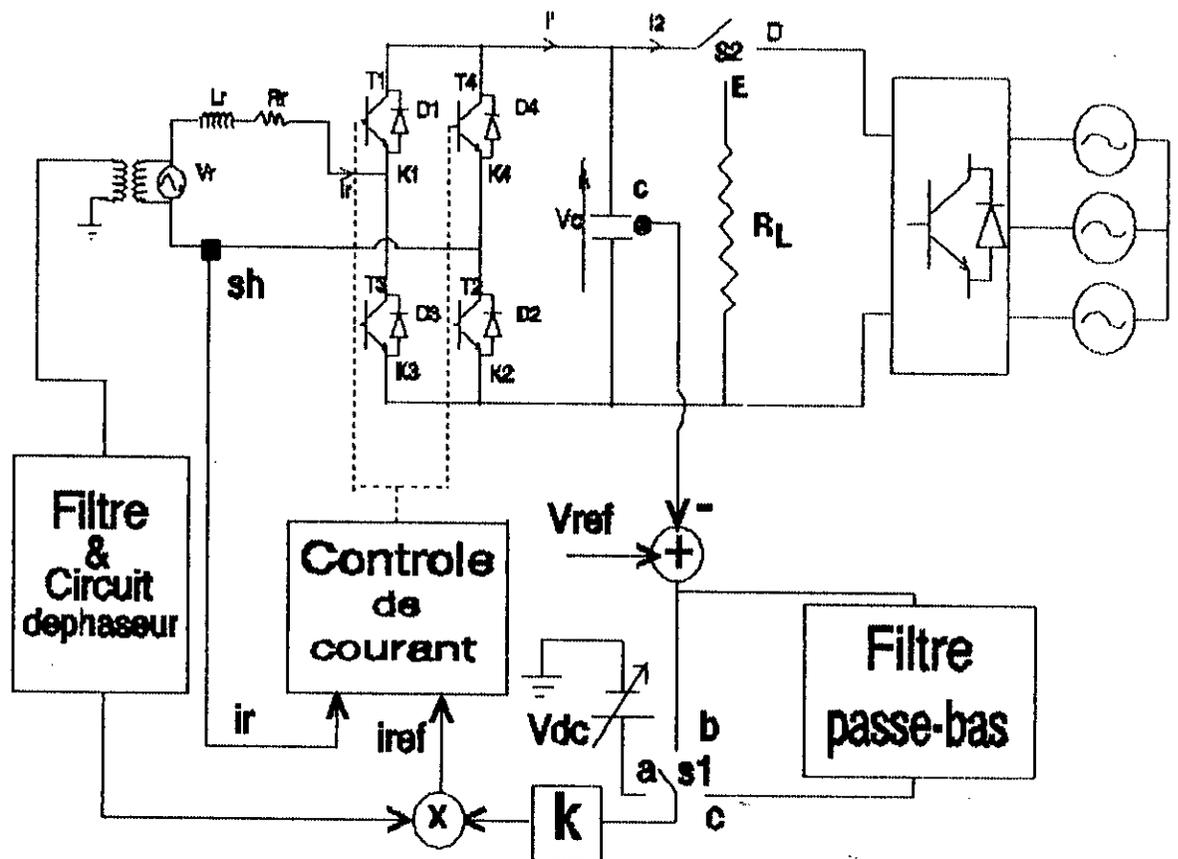


Fig. II-5-1 redresseur commandé par la technique à contrôle de courant

" Delta "

Pour y' parvenir, il est tout d'abord nécessaire de signaler que :

- En pratique, afin d'éviter tout court-circuit de la charge probablement dû à la mise en conduction simultanée de deux interrupteurs d'un même bras, on prévoit une zone morte pour laquelle seules les diodes du pont suivant leur tension inverse sont aptes à conduire.

Nous choisissons la zone morte de sorte que le produit

$$\left(i_{ref} + \frac{h}{2} \right) \left(i_{ref} - \frac{h}{2} \right)$$

soit négatif ou nul (Fig. II-5-2).

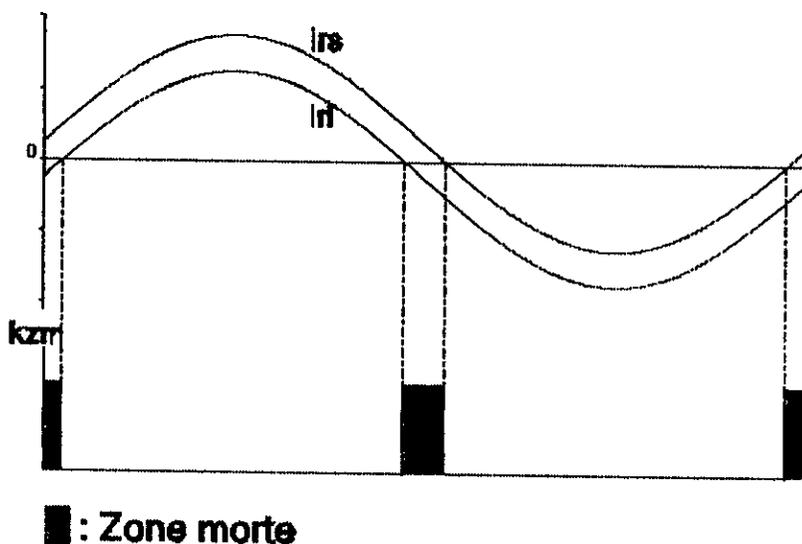


Fig. II-5-2 zone morte

- Au cours de la simulation on associera un coefficient K_{zm} à la zone morte qui permet de la détecter et qu'on définit comme suit :

$$k_{zm} = \begin{cases} 1 & \text{si } (i_{rs} \cdot i_{ri}) \leq 0 \\ 0 & \text{si sinon} \end{cases}$$

ou encore par la fonction suivante :

$$k_{zm} = \sin \left((1 - \text{sign}(i_{rs} \cdot i_{ri})) \frac{\pi}{4} \right)$$

sign étant la fonction signe :

$$\text{sign}A = \begin{cases} 1 & \text{si } A > 0 \\ -1 & \text{si } A < 0 \end{cases}$$

- En tenant compte de la zone morte, il faudra remplacer dans les organigrammes des figures I-2-3 et I-2-4 du chapitre I, les tests $i_{ref} > 0$ et $i_{ref} < 0$ respectivement par $(i_{ref} - h/2) > 0$ et $(i_{ref} + h/2) < 0$.

II-5-1 Fonctionnement en boucle ouverte

Lorsque le montage de la figure II-5-1 fonctionne en boucle ouverte, le courant de référence est indépendant de la charge

(v. Chap I-2).

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

ϕ étant le déphasage réglé à l'aide du déphaseur de référence.

Les deux références de courant sont :

$$i_{rs} = i_{ref} + \frac{h}{2}$$

et

$$i_{rl} = i_{ref} - \frac{h}{2}$$

h étant la largeur de la fenêtre ou bande " hystérésis ".

Le courant i_r de référence à l'entrée du convertisseur et la tension U_c aux bornes du condensateur de filtrage sont donnés respectivement par les équations (II-1) et (II-2).

Le courant i_2 absorbé ou fourni par le côté continu (cas de la marche en onduleur) est fonction de la nature de la charge, cependant il est donné par les équations modélisant cette dernière (Chap II)

$$i' = U \cdot i_r$$

et

$$U_c = \begin{cases} V_r & i_r = 0, k_{sm} \text{ et } |V_r| < U_c \\ U \cdot U_c & \text{sinon} \end{cases}$$

U_e et i' , étant respectivement la tension vue à l'entrée du convertisseur et le courant à la sortie de ce dernier, ils sont fonction de U .

U est fonction des séquences de conduction des semi-conducteurs du pont (v. Chap I-2).

Le suivant organigramme qui est la base de notre simulation donne l'évolution de U dans le temps (v. Fig. II-5-3).

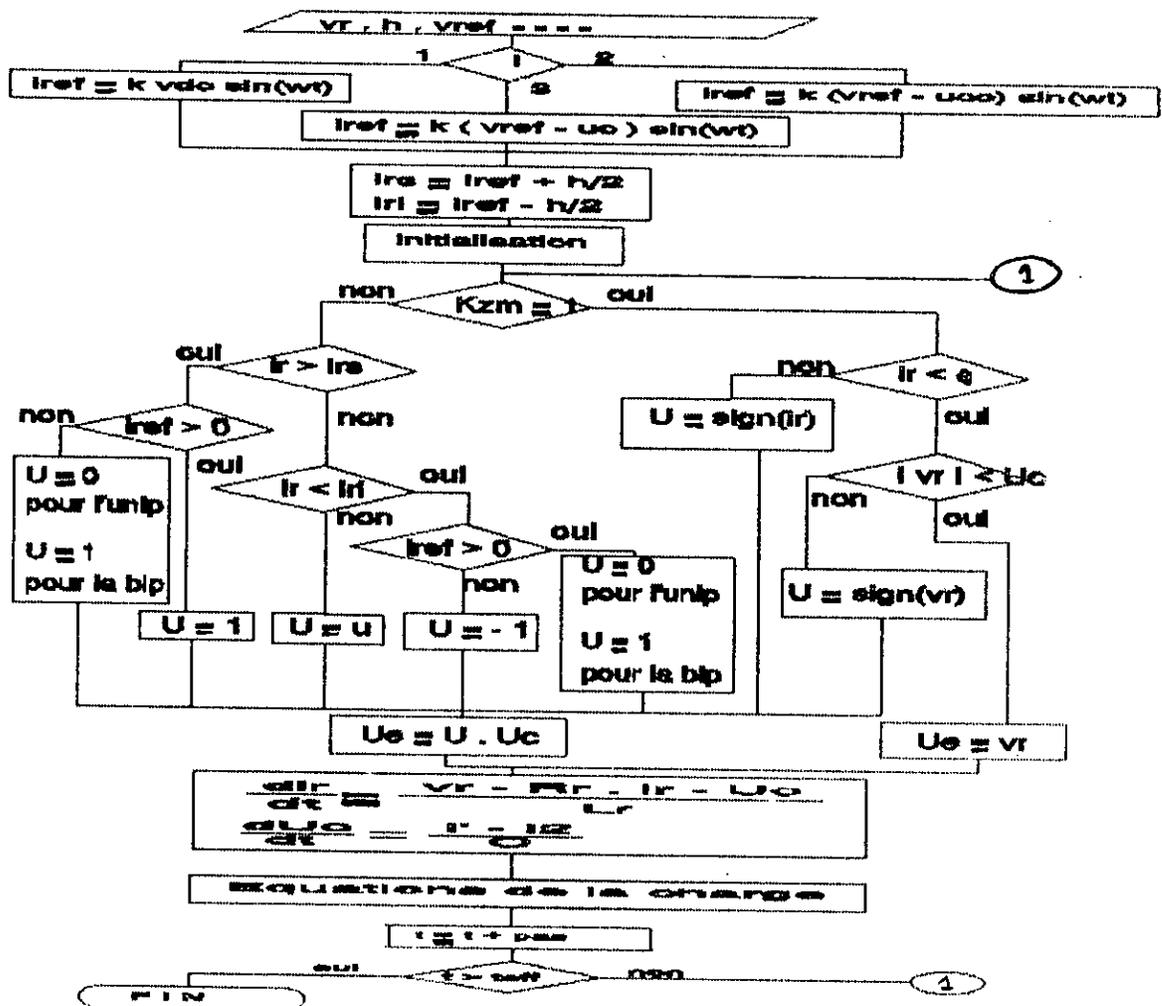


Fig. II-5-3 organigramme de simulation de la technique " DELTA "

Remarques

- C'est par des contraintes de calcul que figure dans l'organigramme le test $i_r < \epsilon$ (ϵ est un nombre très petit) à la place de $i_r = 0$. Le choix de ϵ est assez délicat, il dépend essentiellement du pas de simulation et de la self L_r d'entrée du convertisseur.
- Suivant le signe de V_{dc} , le convertisseur fonctionne en redresseur ou en onduleur.

Marche en redresseur

Pour ce fonctionnement, la tension V_{dc} est choisie positive, les figures II-5-4 et II-5-5 illustrent respectivement pour la commande unipolaire et bipolaire avec les données ci-dessous les formes d'ondes des différentes grandeurs d'entrée et de sortie.

Données : $V_{re\text{ff}} = 50 \text{ V}$, $L_r = 5 \text{ mH}$, $R_r = 5 \text{ m}\Omega$, $C = 1500 \text{ }\mu\text{F}$

$K = 1$, $V_{dc} = 10$, $h = 3$

$R_1 = 25 \text{ }\Omega$, $L_1 = 0$, $e = 0$ (commutateur S2 en position E)

La pente du courant i_r est plus importante dans le cas de la commande bipolaire (Fig. II-5-4-a, II-5-5-b), car c'est dans cette commande que la tension d'entrée U_e subit suivant la forme de U_c de grandes variations. En pratique ce fait se manifeste dans la fréquence de commutation des interrupteurs qui est plus importante pour la commande bipolaire.

Le courant de sortie i' du convertisseur ne peut être négatif pour la commande unipolaire (Fig. II-5-4-b), ce qui justifie l'irréversibilité de cette commande.

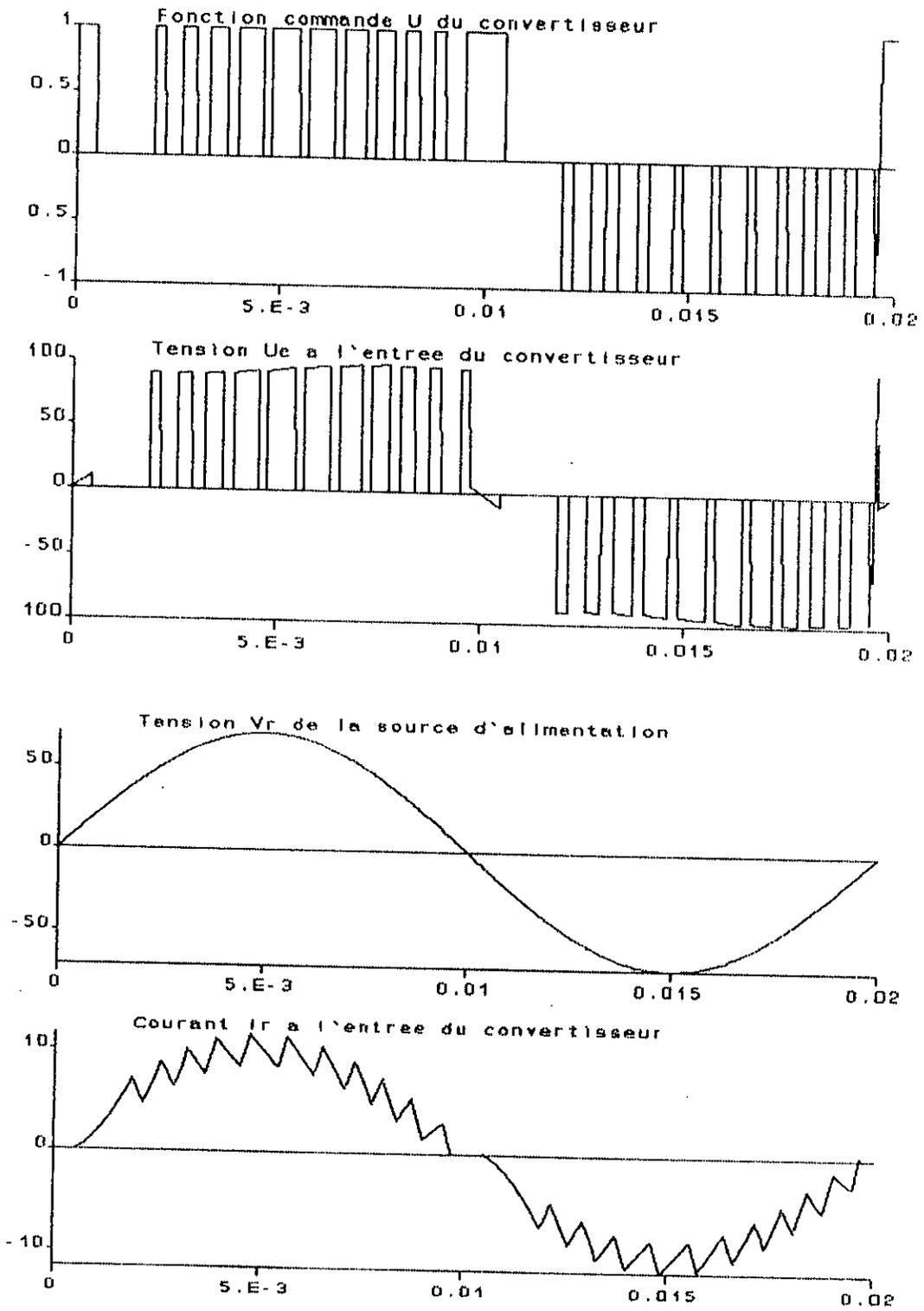


Fig. II-5-4-a grandeurs d'entrée du convertisseur

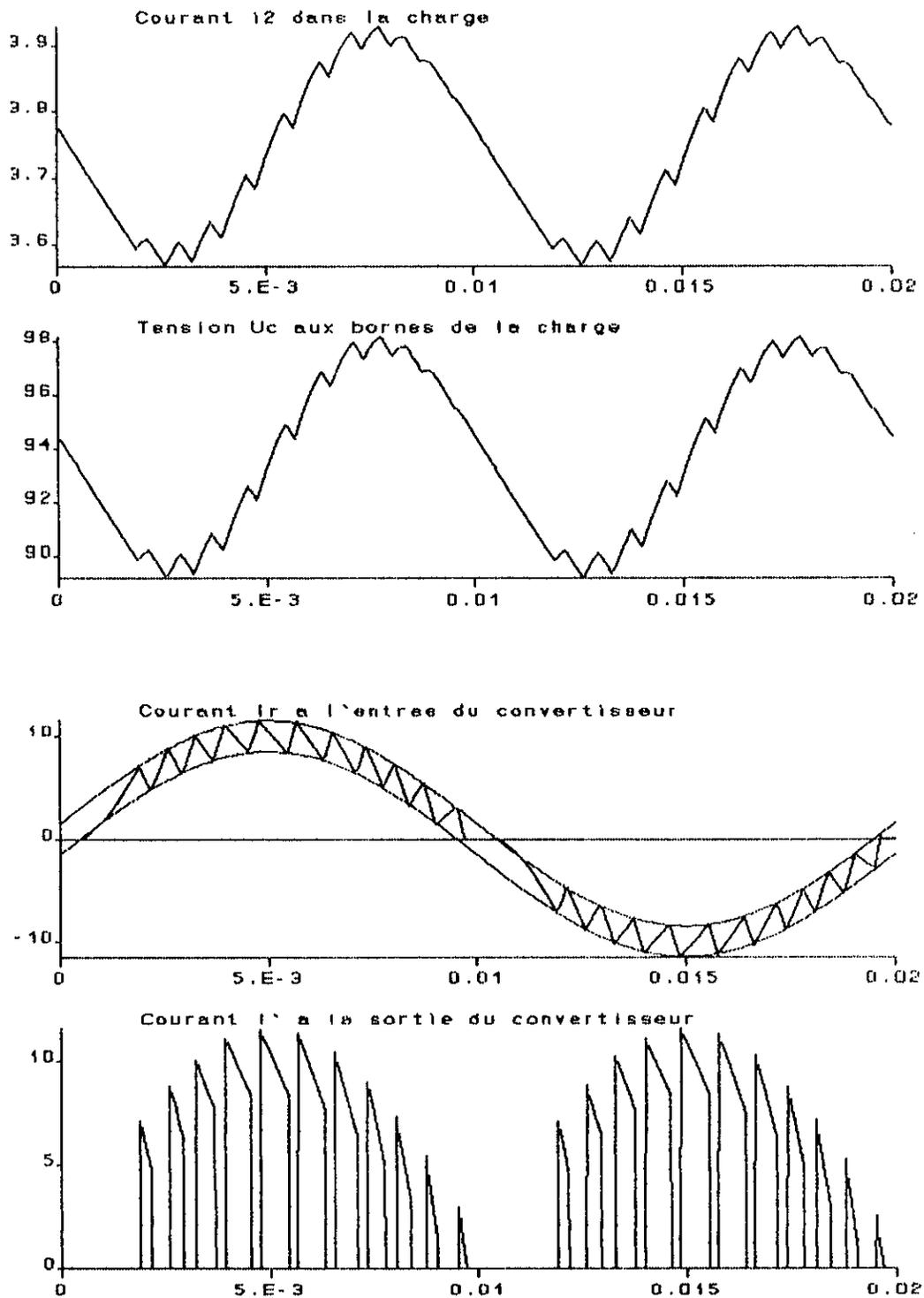


Fig. II-5-4-b grandeurs de sortie du convertisseur

Fig. II-5-4 formes d'ondes pour la commande " Delta " unipolaire

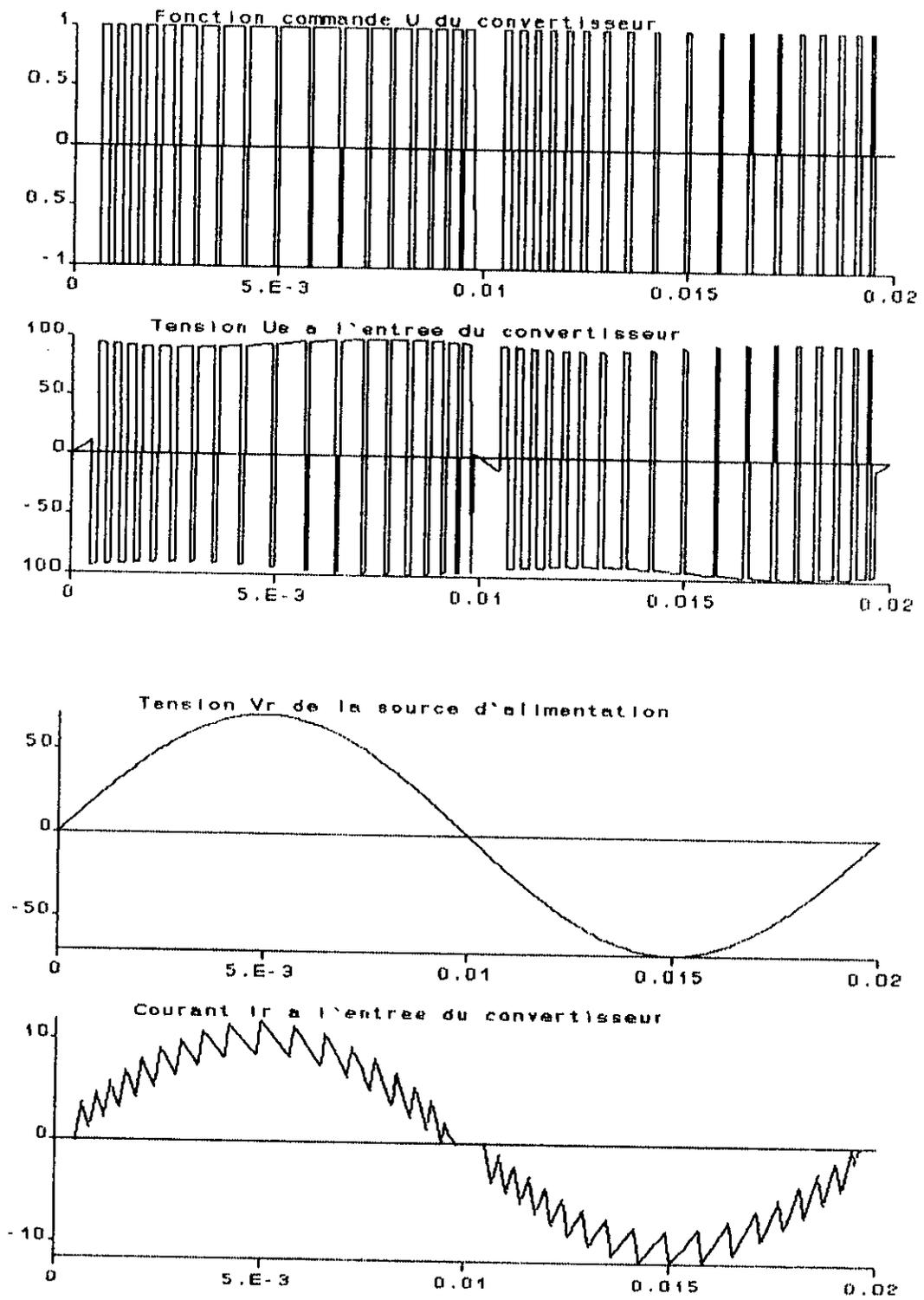


Fig. II-5-5-a grandeurs d'entrée du convertisseur

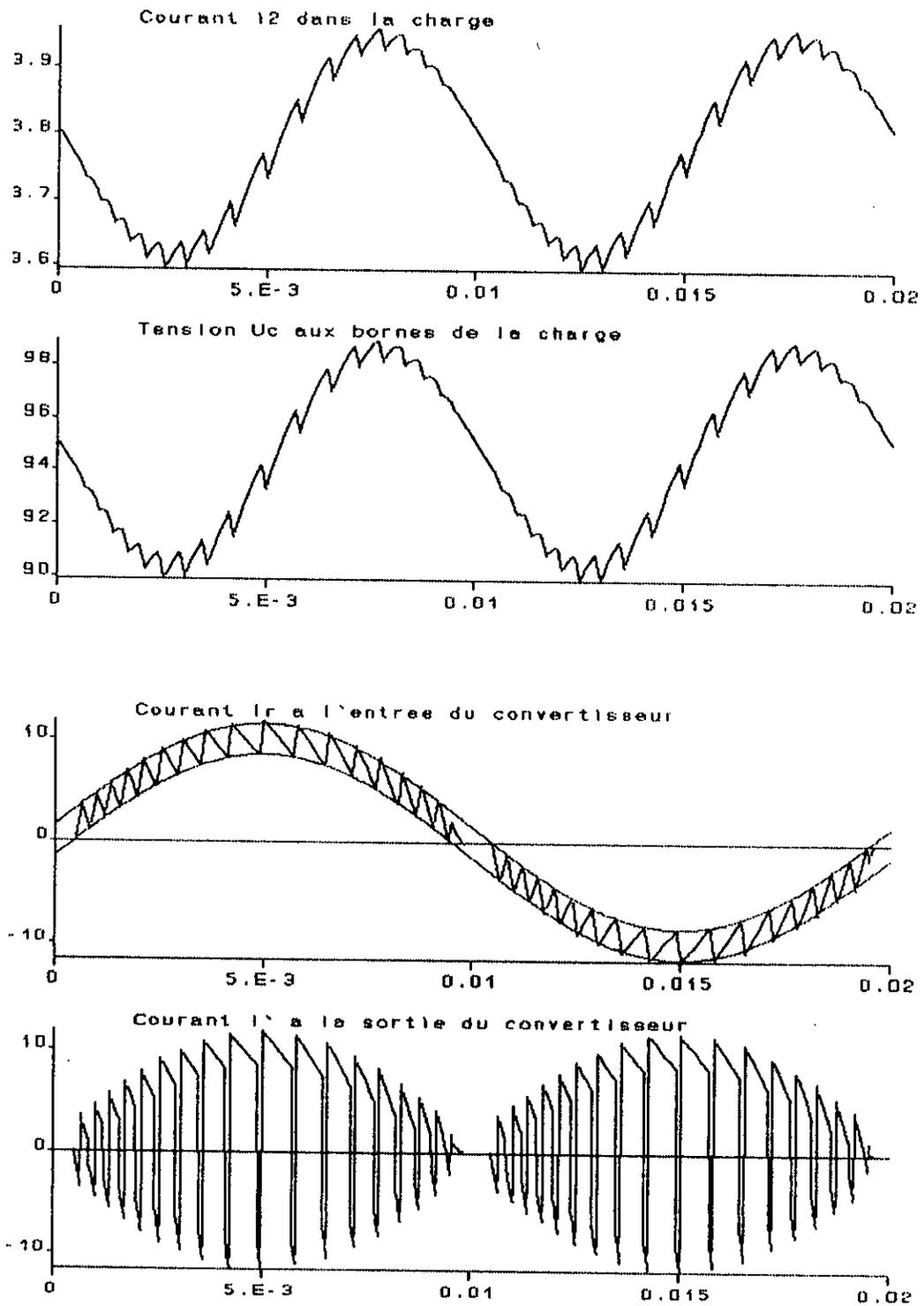


Fig. II-5-5-b grandeurs de sortie du convertisseur
 Fig. II-5-5 formes d'ondes pour la commande " Delta " bipolaire

En conservant les mêmes données et en réduisant seulement la largeur de la bande d'hystéresis, le courant i_r épouse une forme sinusoïdale, cette affirmation n'est pas parfaitement correcte pour la commande unipolaire (Fig. II-5-6) puisque le courant i_r présente une distorsion en début de chaque demi-alternance. Cette distorsion est due à la présence de la zone morte et à la forme de la fonction commande U correspondante à la commande unipolaire.

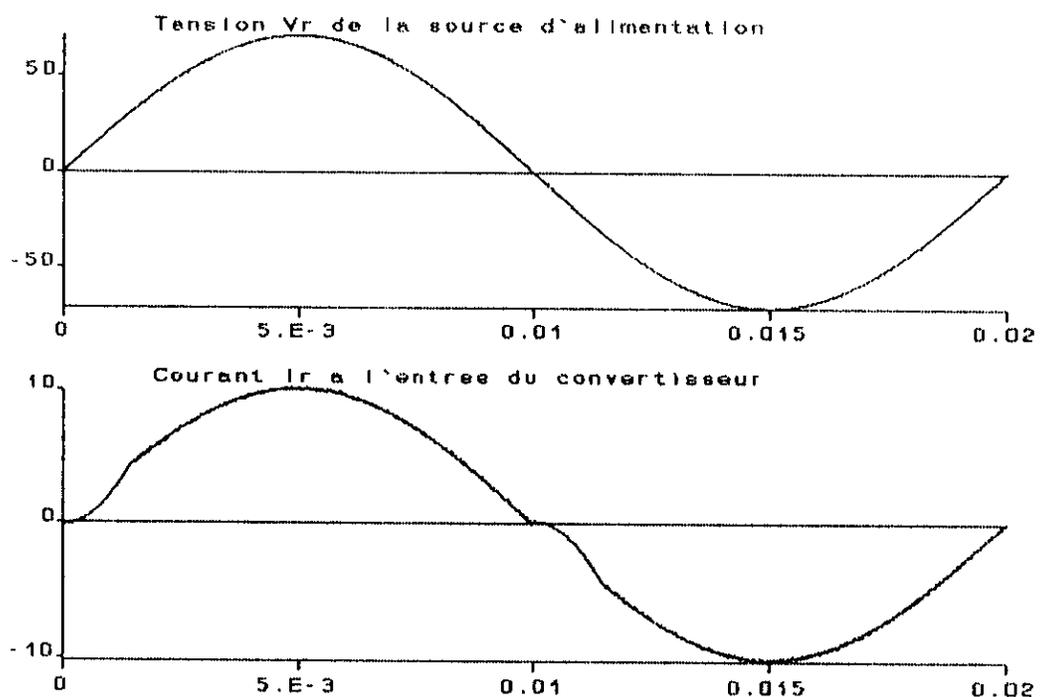


Fig. II-5-6-a forme du courant i_r pour la commande unipolaire ($h=0.01$)

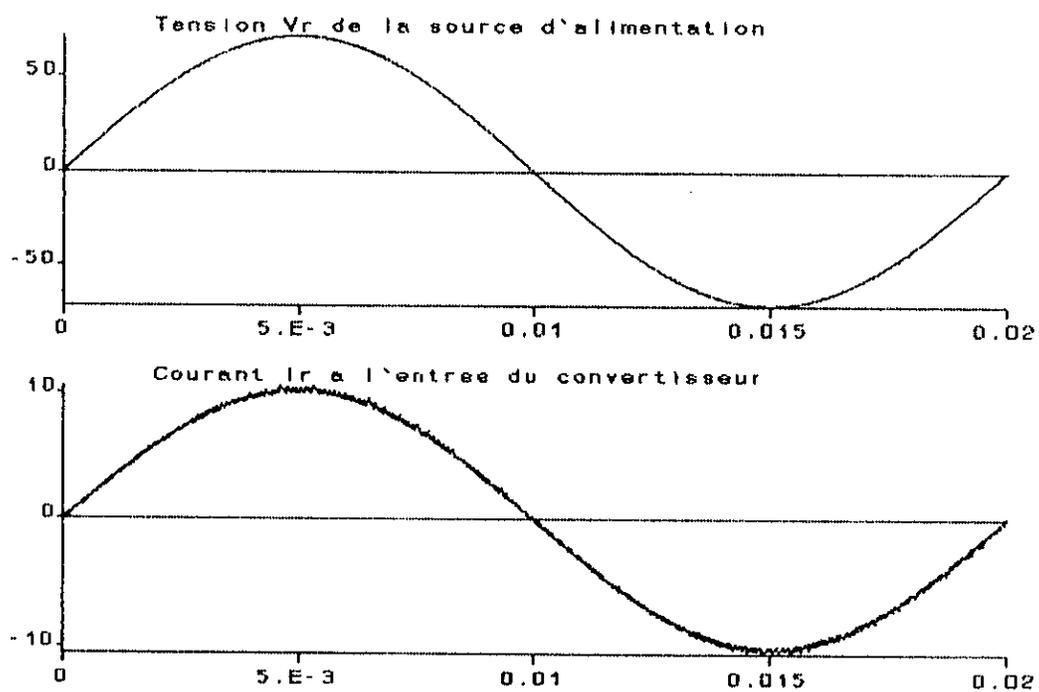


Fig. II-5-6-b forme du courant i_r pour la commande bipolaire ($h=0.01$)

Marche en onduleur

Pour la marche en onduleur, il suffit de prendre V_{dc} négatif et de connecter le secondaire du convertisseur à une batterie. Onse propose les données suivantes :

$$V_{\text{reff}} = 50 \text{ V} , L_r = 5 \text{ mH} , R_r = 5 \text{ m}\Omega$$

$$C = 1500 \text{ }\mu\text{F} , k = -1 , V_{dc} = 10$$

$$R_1 = 0.25 \text{ }\Omega , L_1 = 0 , e = 120 \text{ V (commutateur S2 en$$

position D)

Les figures II-5-7 (a,b) illustrent les formes d'onde théoriques des différentes grandeurs d'entrée et de sortie du convertisseur en régime permanent .

Remarque

Vue l'irréversibilité de la commande unipolaire en ne traitera ici et dans tous ce qui suivra le cas de la commande bipolaire seulement.

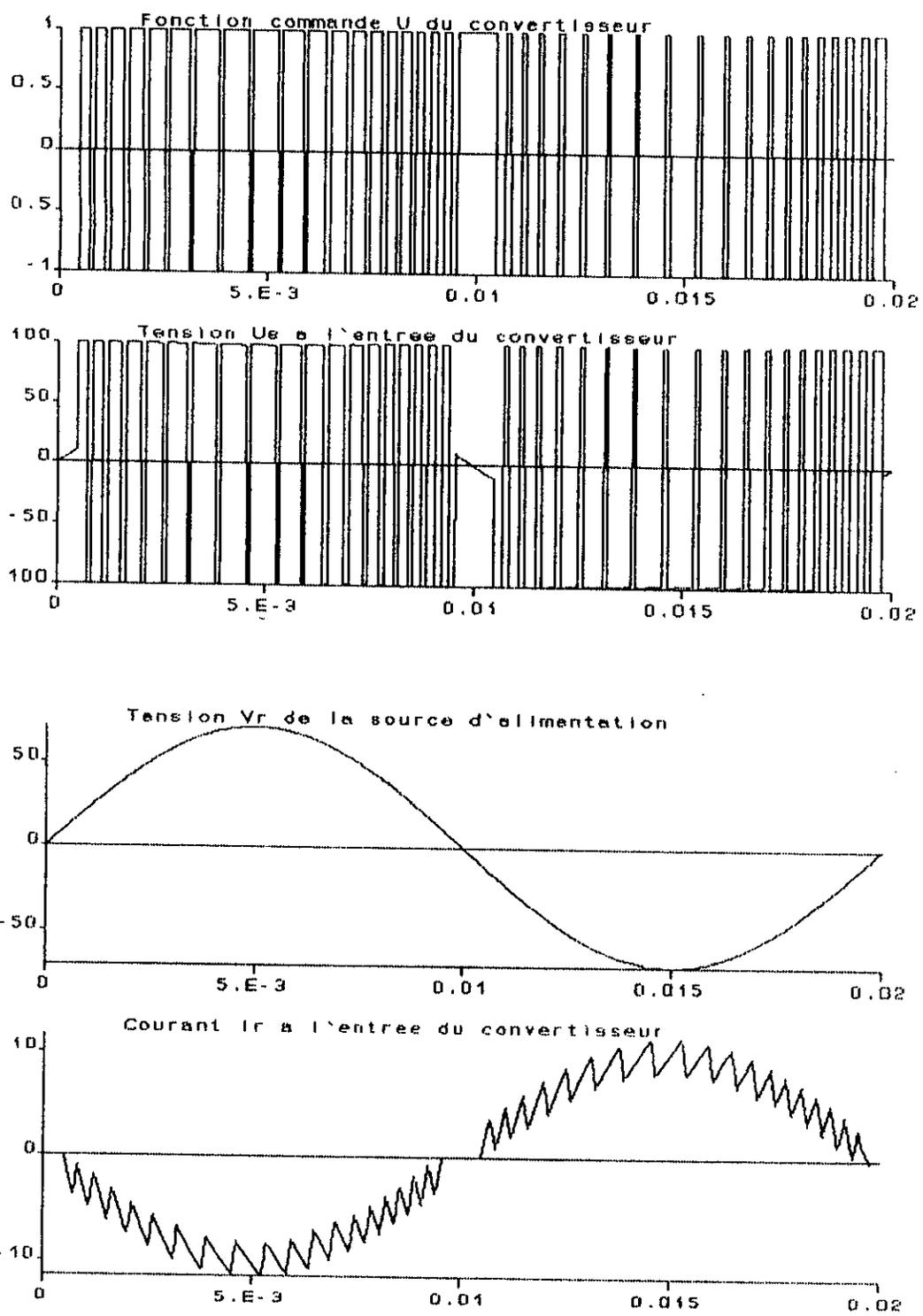


Fig. II-5-7-a grandeurs d'entrée du convertisseur
(fonctionnement onduleur)

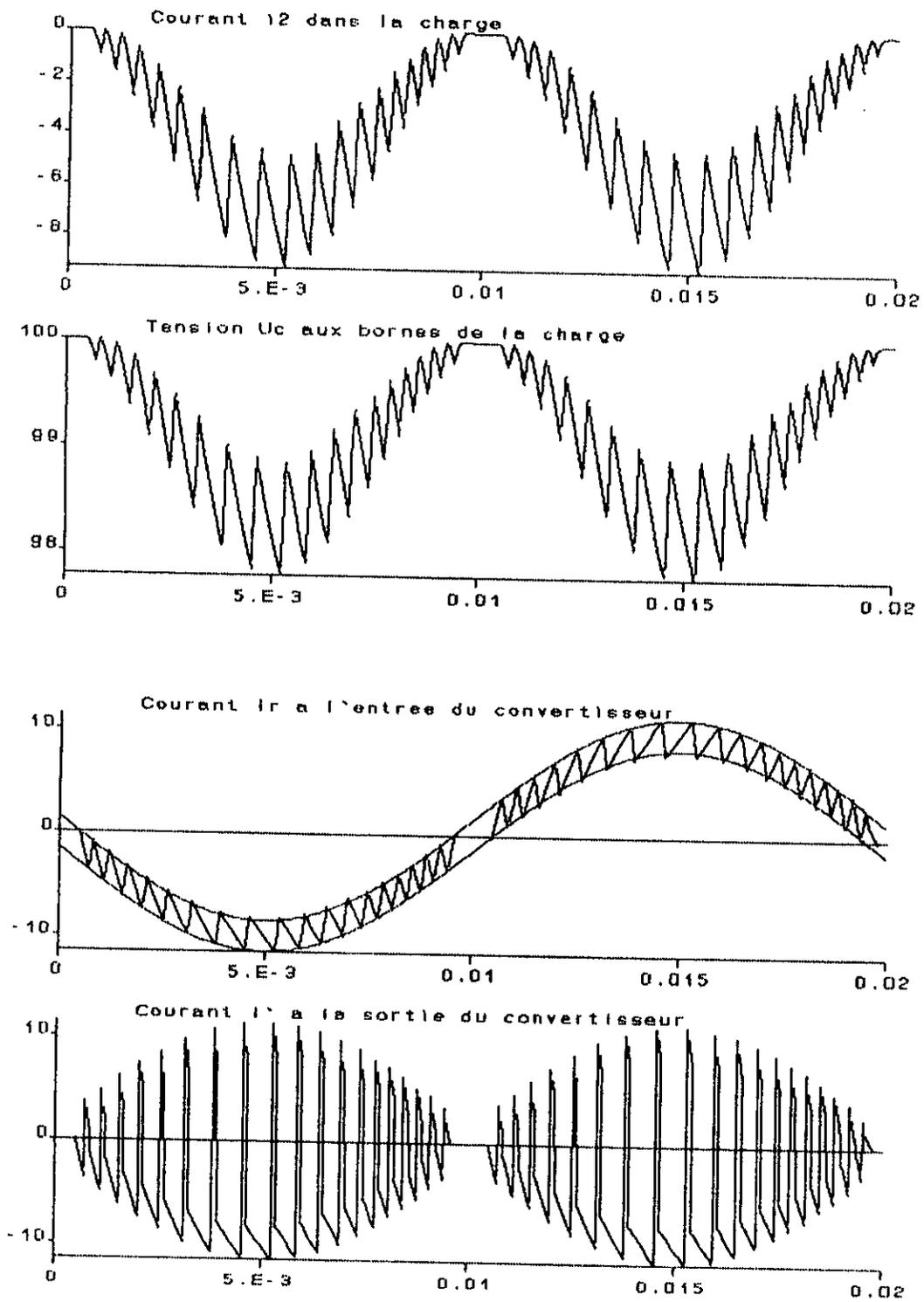


Fig. II-5-7-b grandeurs de sortie du convertisseur
 Fig. II-5-7 technique " DELTA " bipolaire marche en onduleur

II-5-2) Fonctionnement à contrôle de tension

Pour le fonctionnement en boucle fermée, le courant de référence est fonction de la charge

$$i_{ref} = k (V_{ref} - V_c) \sin(\omega t + \phi)$$

Quelques exemples de calcul

Afin d'avoir une forme de courant de référence sinusoïdale, on choisit un condensateur de filtrage de forte valeur qui permet d'avoir une tension de sortie avec le minimum d'ondulations (Chap I-2).

On se propose alors les données ci-dessous pour présenter des résultats de calcul pour quelques cas de fonctionnement du convertisseur.

Données :

$$V_{ref} = 50 \text{ V} , L_r = 5 \text{ mH} , R_r = 5 \text{ m}\Omega$$

$$C = 25000 \text{ }\mu\text{F} , k = 1 , V_{ref} = 110$$

$$R_1 = 0.25 \text{ }\Omega , L_1 = 0 , e = 120 \text{ V (commutateur S2 en position D)}$$

$$R_1 = 25 \text{ }\Omega , L_1 = 0 , e = 0 \quad (\text{commutateur S2 en position E})$$

1- Démarrage du pont avec condensateur de filtrage non chargé

L'intérêt du traitement de ce cas est surtout d'ordre pratique car il y

a sur-intensité du courant i_r (Fig.II-5-8) qui entraînerai la détérioration immédiate des semi-conducteurs du pont en pratique. La sur-intensité est due au fait que la valeur efficace du courant de référence dépend de l'erreur ($V_{ref} - V_c$) et au fait que V_c reste faible par sa valeur grande dans les premières périodes (Fig. II-5-8)

2) Démarrage du pont avec condensateur de filtrage chargé

L'enclenchement de l'association convertisseur charge avec condensateur de filtrage chargé réduit la sur-intensité du courant i_r et accélère le processus vers son régime nominal (Fig. II-5-9):

- La réduction de la sur-intensité dépend essentiellement de la valeur initiale de V_c ici choisie égale a V_{ref}

- la durée du régime transitoire (durée de la sur-intensité) dépend comme dans le cas précédant de la valeur du condensateur C qui a été choisie grande.

3 - Passage redresseur / onduleur

Le passage redresseur/onduleur est assuré par le commutateur S2 (Fig. II-5-1) et par une batterie placée en amont du convertisseur et dont la tension est supérieur à V_{ref} . La figure II-5-10 illustre un exemple de calcul pour les données précédentes, montrant la réversibilité du montage où le passage redresseur/onduleur a été programmé à $t=0.085$ sec.

La figure montre clairement l'inversion du sens d'écoulement de puissance par l'inversion simultanée des courants i_r et i_2 après 0.085 sec $+t_{inv}$ où t_{inv} dépend essentiellement de la valeur de C.

Remarque

Le pique de tension présent dans l'onde V_c est du au fait qu'un condensateur n'accepte jamais par ses propriétés une discontinuité dans l'onde de sa tension

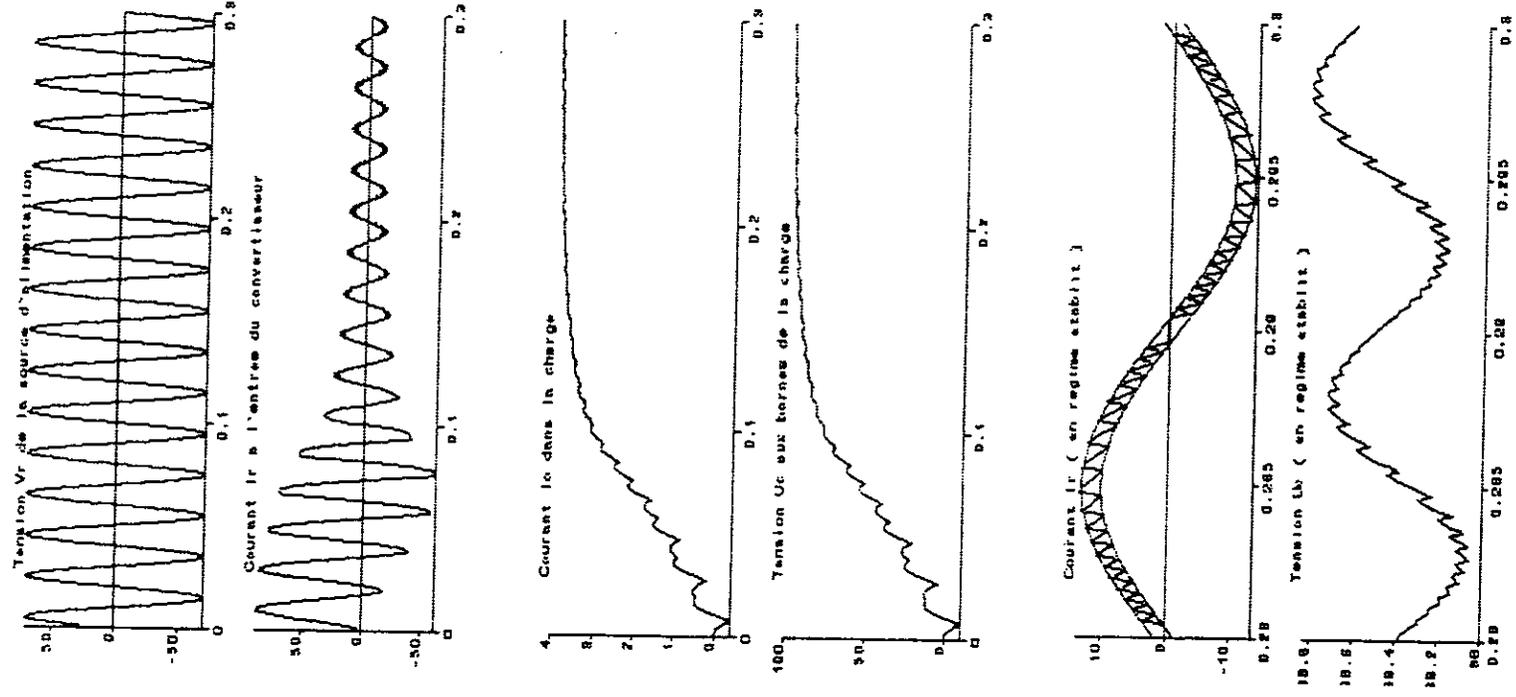


Fig II-5-8 fonctionnement en boucle fermée (S1 en B et S2 en E)
démarrage avec condensateur non chargé

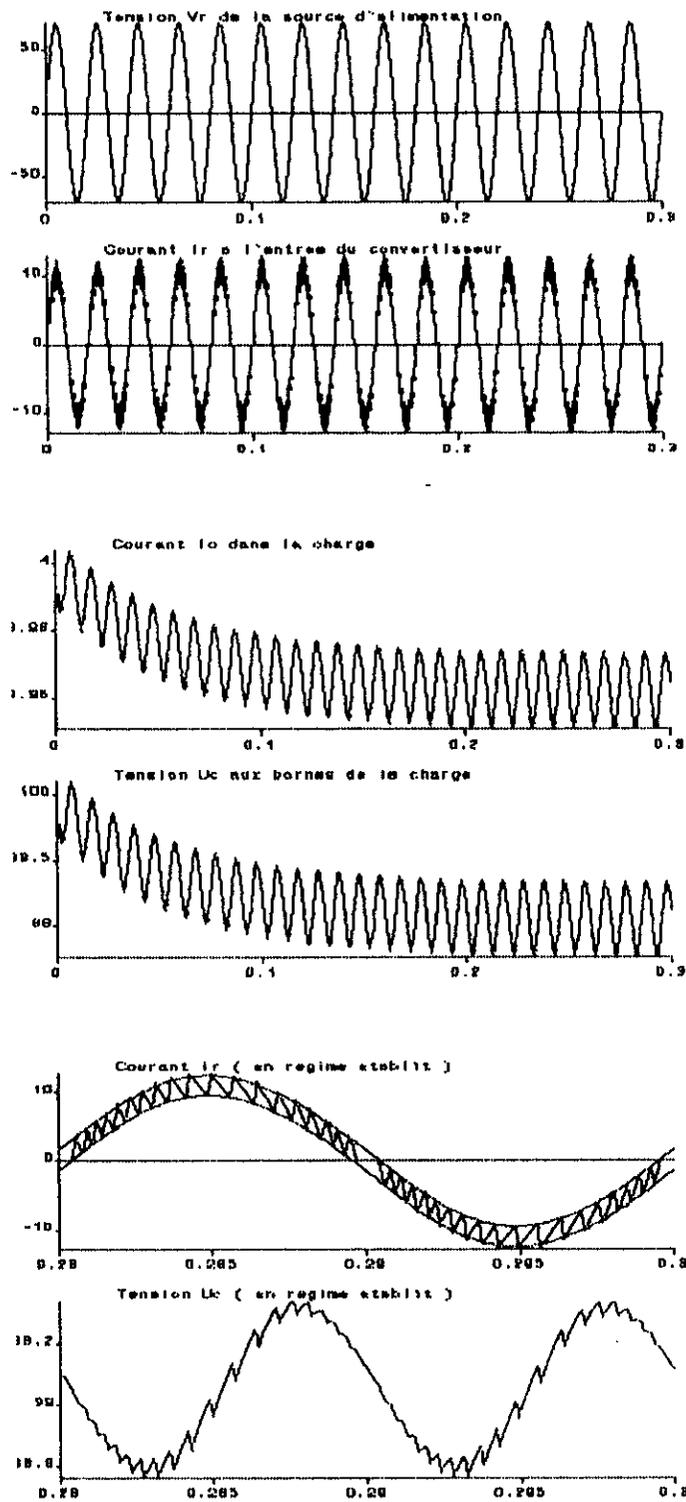


Fig II-5-9 fonctionnement en boucle fermé (S1 en B et S2 en E)
démarrage avec condensateur chargé

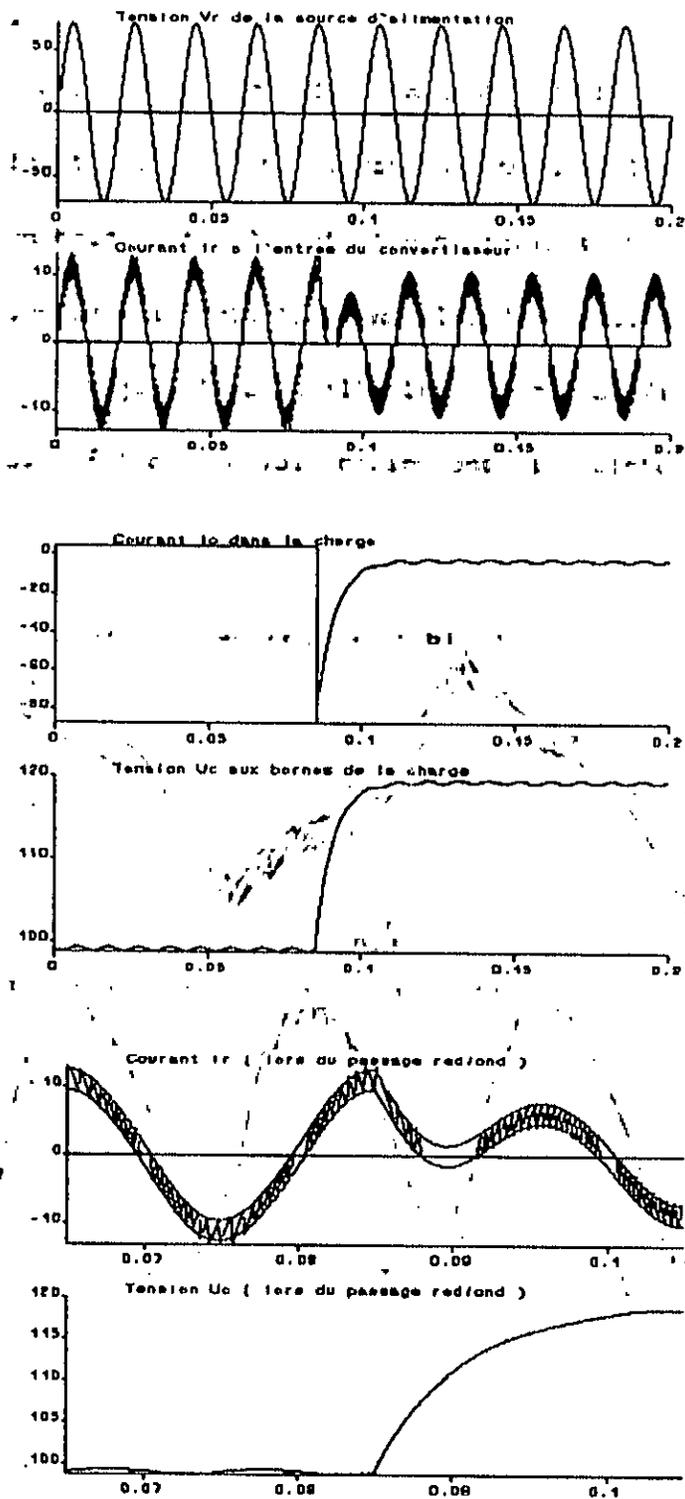
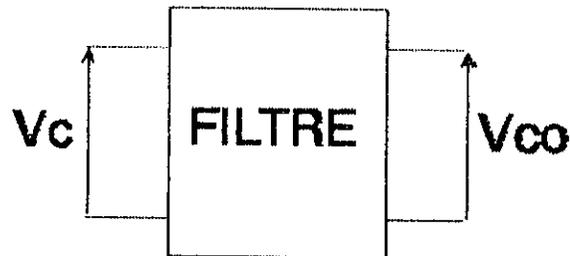


Fig II-5-10 fonctionnement en boucle fermée
 (S1 en B et S2 en E pour $t < 0.085\text{sec}$ et S2 en D pour $t > 0.085\text{ sec}$)



Cette fonction de transfert peut être écrite dans le domaine temporel sous forme de deux équations différentielles :

$$\begin{cases} dv_{co} = x \\ dx = \omega_0^2 \cdot (V_c - V_{co}) - \sqrt{2} \cdot \omega_0 \cdot x \end{cases}$$

où x est une variable intermédiaire

Ce système d'équations différentielles doit être résolu simultanément avec les équations de la charge.

Choix de la fréquence de coupure du filtre

La première harmonique existante dans l'onde de U_c est de rang 2, cependant elle possède une fréquence de 100 Hz, d'où f_0 doit être choisie de sorte qu'elle soit petite devant 100 Hz. Pour des raisons de stabilité du système convertisseur-charge, on est limité dans le choix de f_0 [1]. La Figure II-5-12 donne la fréquence de coupure f_0 en fonction de la tension efficace V_{reff} de la source d'alimentation et en fonction du condensateur de filtrage C .

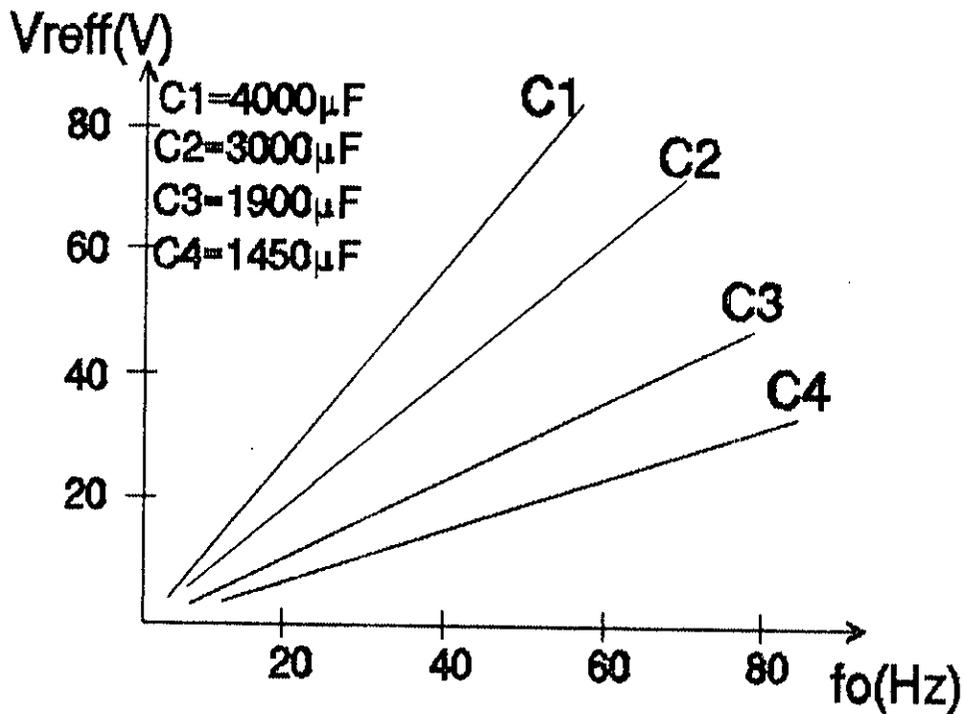


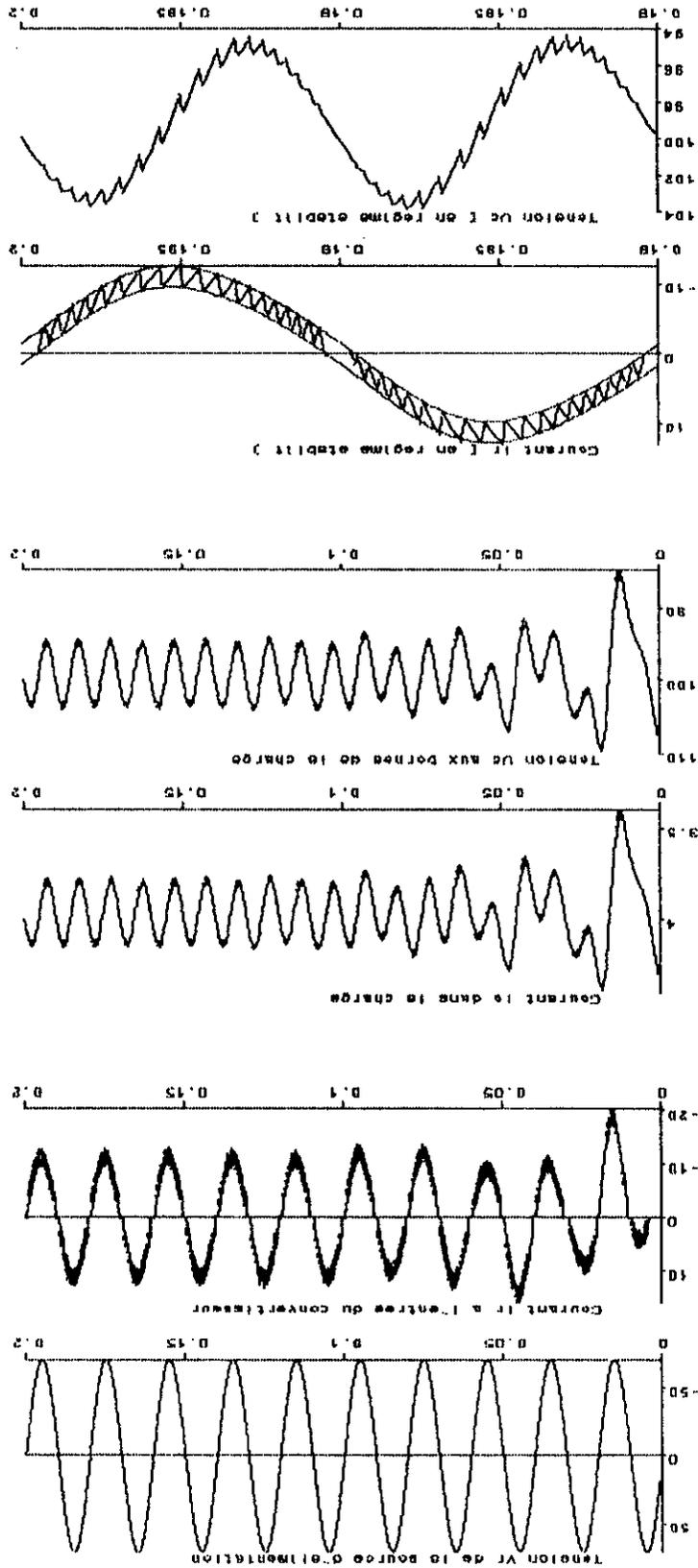
Fig. II-5-12 Fréquence de coupure de filtre de " Butterworth " en fonction de C et de V_{reff}
 Quelques exemples de calcul

Afin de montrer l'influence du filtre passe-bas dans le temps de réponse du système, on se propose le calcul pour les mêmes données de fonctionnement du convertisseur en boucle fermée sans filtre en changeant seulement la valeur du condensateur de filtrage C (1500 μF au lieu de 25000 μF) et en considérant un filtre passe-bas de fréquence de coupure égale à 40 Hz choisie à partir de la figure II-5-12.

Commentaires :

- Le régime permanent cette fois ci est atteint en un temps deux fois moindre que celui correspondant au fonctionnement sans filtre passe-bas (Fig. II-5-14).
- La sur-intensité dans le cas de démarrage avec condensateur non chargé est moins importante car cette fois ci le condensateur C est beaucoup plus faible (1500 μ F au lieu de 25 000 μ F) Fig. II-5-13.
- L'inversion du sens du flux de puissance dans le cas du passage redresseur/onduleur est cette fois ci beaucoup plus rapide (t_{inv} est moins important) Fig. II-5-15.

Fig. II-5-13 fonctionnement en boucle fermée avec filtre (S1 en C et S2 en E) démarrage avec condensateur non chargé



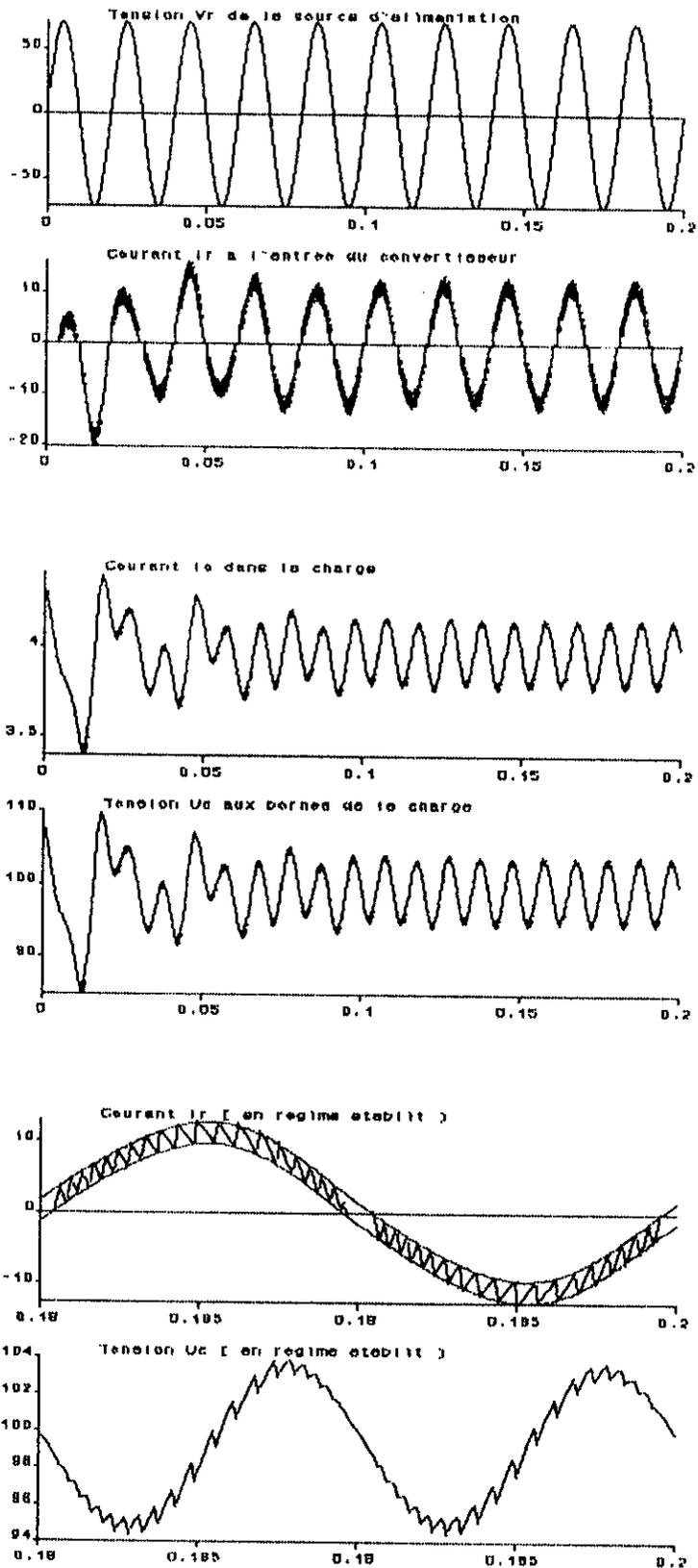


Fig. II-5-14 fonctionnement en boucle fermée avec filtre (S1 en C et S2 en E) démarrage avec condensateur chargé

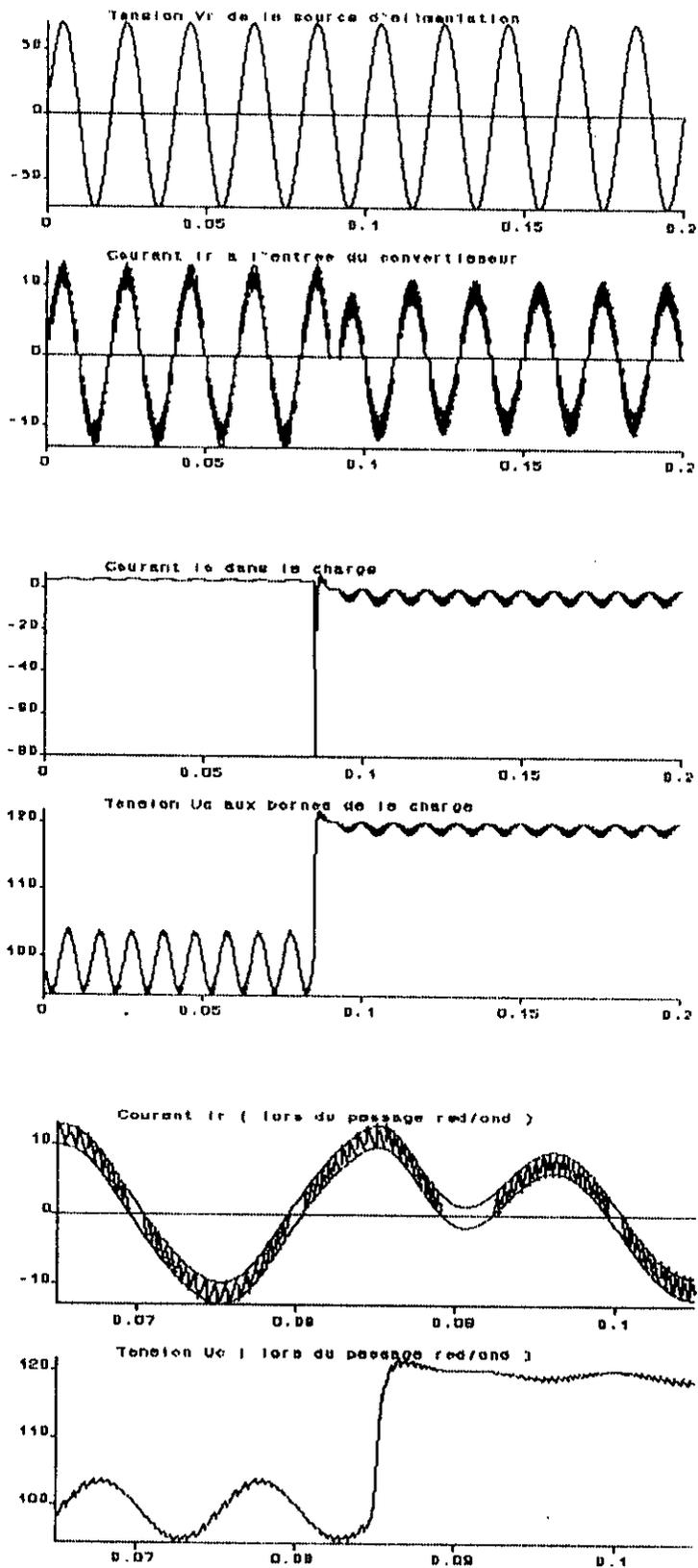
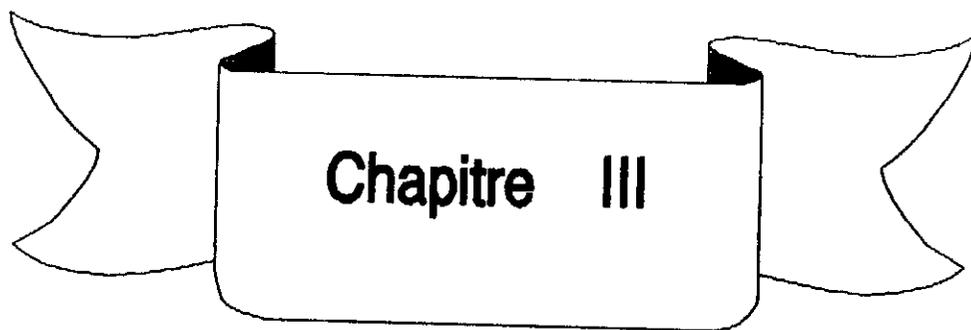


Fig. II-5-15 fonctionnement en boucle fermée avec filtre (S1 en C et S2 en E pour $t < 0.085$ s et S2 en D pour $t > 0.085$ s)

Conclusion

L'étude par simulation numérique a montré que l'enclenchement de l'association convertisseur-charge ne peut se faire en pratique avec condensateur de filtrage non chargé, elle a montré aussi que les qualités du courant d'entrée et de la tension de sortie du convertisseur ne dépendent pas seulement des paramètres de la technique de commande (m et r pour la triangulo-sinusoidale et h pour " DELTA "), elles reposent aussi sur les valeurs de la self d'entrée et du condensateur de filtrage du convertisseur et enfin la réversibilité fonctionnelle du convertisseur dépend de la manière de gestion des interrupteurs du pont.



REALISATION PRATIQUE

Introduction

La puissance de fonctionnement, le rendement de travail et la robustesse d'un convertisseur reposent, en majeure partie sur la structure fonctionnelle et la qualité du circuit de puissance et sur les performances offertes par la carte de commande qui elle dépend du principe de la technique de commande adoptée et de sa conception en pratique.

L'objet donc de ce chapitre est de décrire d'abord les différentes parties du circuit de puissance, puis chaque étage de la carte de commande concernant la technique triangulo-sinusoidale et enfin tous les blocs de commande de la technique " DELTA " à contrôle de courant.

III-1) Circuit de puissance

Le circuit de puissance doit satisfaire les exigences du flux de puissance demandé par la charge, il doit donc être conçu au moyen d'interrupteurs électroniques convenablement choisis et dimensionnés. Une étude comparative faite [1] portant sur les performances des principaux semi-conducteurs de l'électronique de puissance a montré que le transistor bipolaire est l'interrupteur électronique le mieux convenable pour la réalisation d'un hacheur quatre quadrants fonctionnant en redresseur réversible (v. tableau).

Principaux interrupteurs électroniques	avantages	inconvénients
Thyristor	<ul style="list-style-type: none"> - robuste - apte à fonctionner pour des très hautes puissances 	<ul style="list-style-type: none"> - faible fréquence de commutation - risque de perte d'impulsions de commande
Mosfet	<ul style="list-style-type: none"> - commutation très rapide - faible pertes 	<ul style="list-style-type: none"> - très cher pour les forts courant - présentes des chutes de tension en conduction
Transistors	<ul style="list-style-type: none"> - peut fonctionner en hautes puissances - commutation rapide - souplesse de commande 	<ul style="list-style-type: none"> - moins robuste - faible gain quand le courant augmente

Tableau III-1 avantages et inconvénient des différents interrupteurs de puissance

Le circuit de puissance du convertisseur étudié est représenté par le schéma synoptique de la figure III-1-1

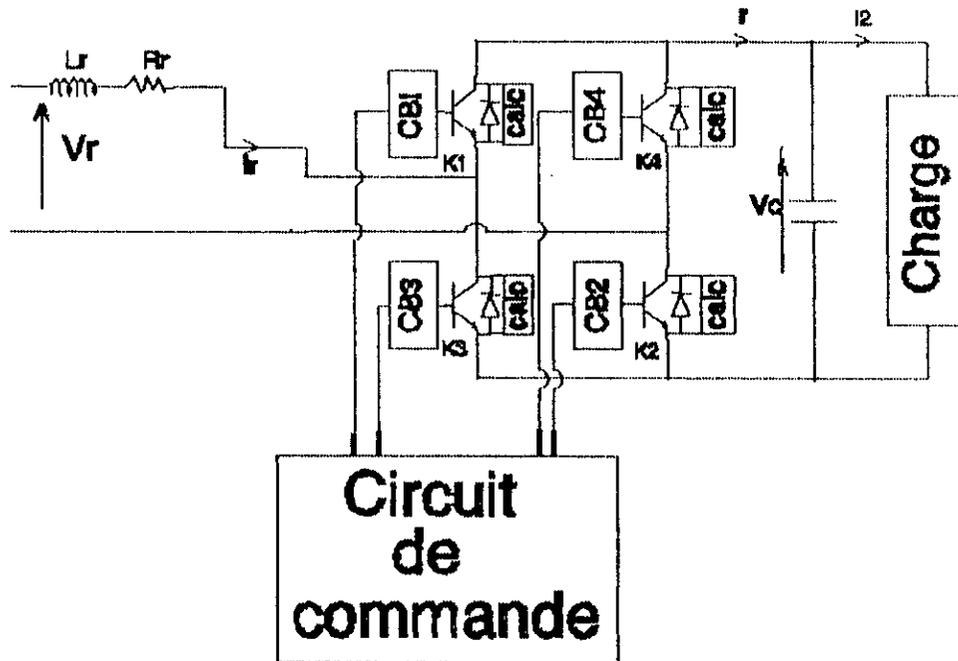


Fig. III-1-1
Schéma synoptique du circuit de puissance

T_1 , T_2 , T_3 et T_4 représentent quatre montages Darlington constitués chacun de deux transistors bipolaires montés en cascade (Fig. III-1-2-a), utilisés ainsi pour pouvoir monter en puissance en évitant tout échauffement dans les circuits de base.

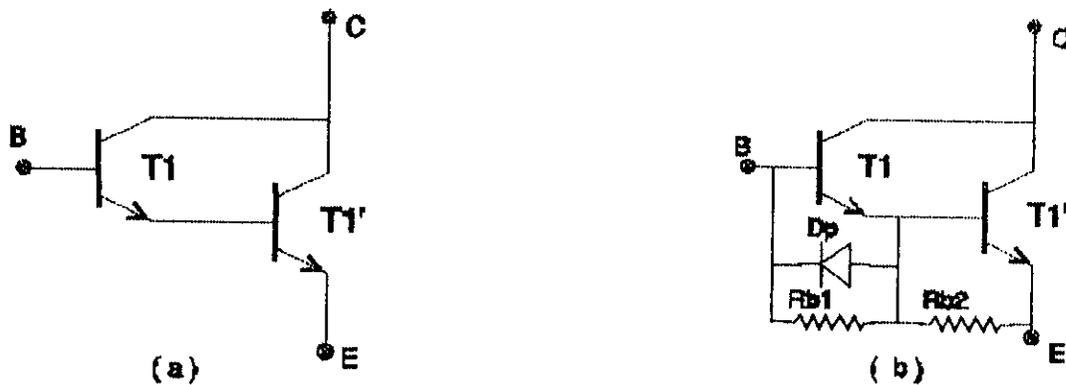


Fig. III-1-2 montages Darlington

Souvent, on ajoute au montage de Darlington une diode de déstockage et des résistances de stabilisation [6] (Fig. III-1-2b), on associe aussi à T_1 , T_2 , T_3 et T_4 un circuit de base chacun et des réseaux d'aide à la commutation CALC. Le bloc de commande est détaillé plus loin pour les deux techniques étudiées dans ce présent mémoire.

III-1-1) Circuit d'aide à la commutation

En but d'assurer un meilleur fonctionnement avec le minimum de pertes possibles, on utilise les réseaux d'aide à la commutation qui sont constitués de deux parties :

- Un snubber inductif série pour limiter la variation du courant collecteur-émetteur à la fermeture (Fig. III-1-3-a).
- Un snubber capacitif parallèle pour limiter la variation de la tension à l'ouverture (Fig. III-1-3-b).

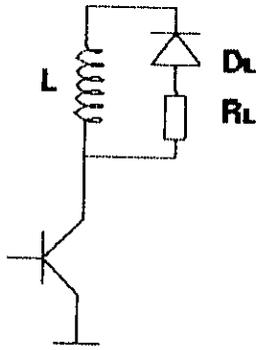


Fig. III-1-3-a
CALC à l'ouverture

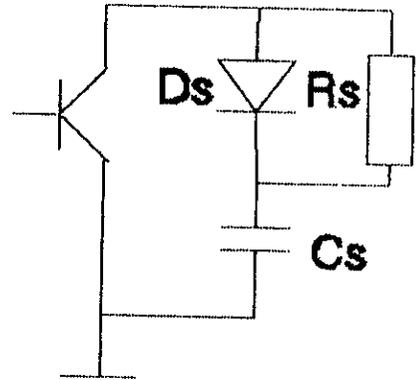


Fig. II-1-3-b
CALC à l'ouverture

Afin de dissiper l'énergie stockée dans les inductances et les capacités des snubbers après chaque commutation, on prévoit des résistances additionnelles. Des diodes auxiliaires sont aussi nécessaires pour aiguiller correctement les courants [6] (Fig. III-1-4).

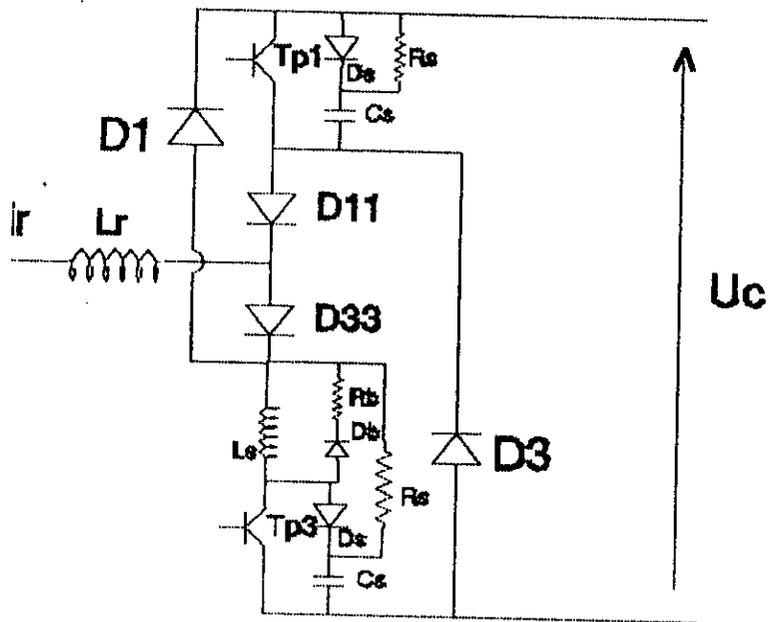


Fig. III-1-4
Réseau d'aide à la commutation

III-1-2) Circuit de base

L'adaptation entre les signaux de commande et le circuit de puissance est assurée grace au circuit de base ayant pour rôles principales :

- L'amplification en puissance du signal de commande
- Assurer des tensions inverses négatives pour le blocage des transistors quand nécessaire.

La figure III-1-5 illustre le schéma de principe de ce circuit.

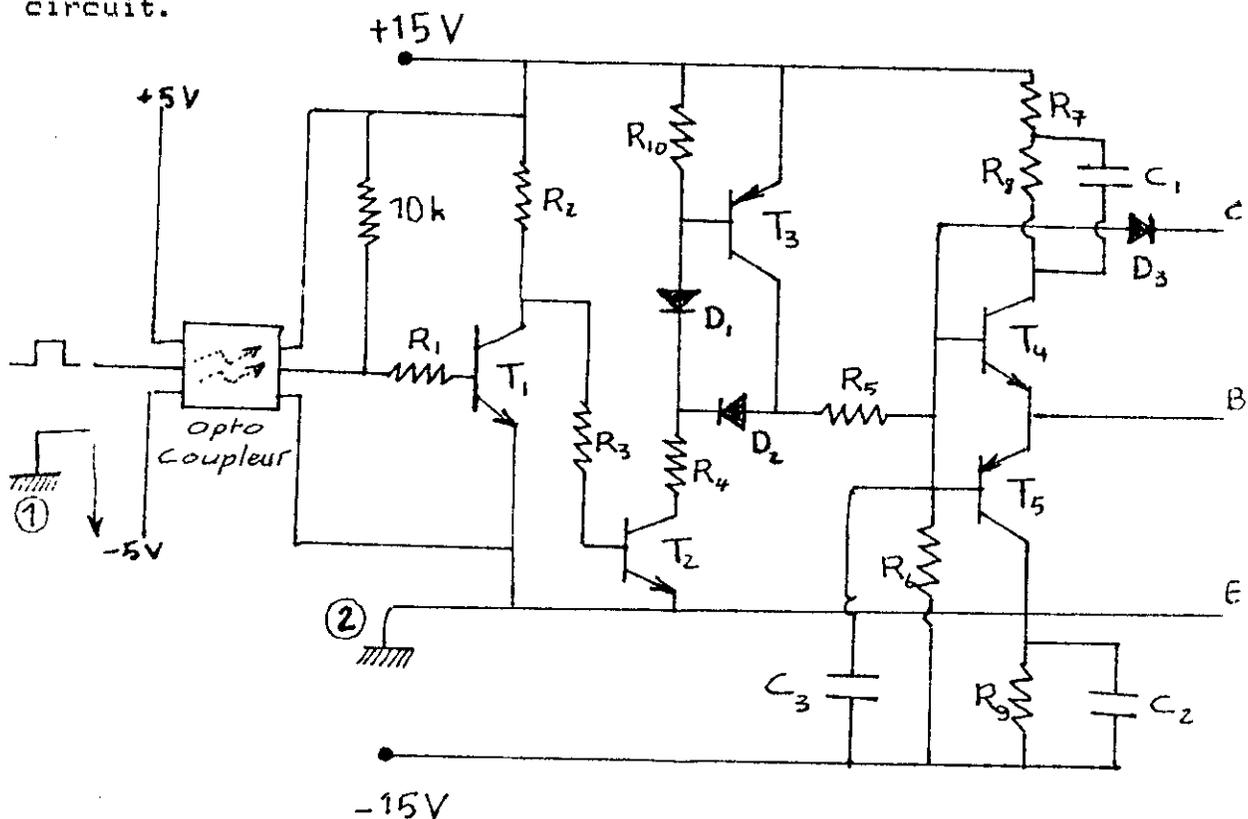


Fig. III-1-5
circuit de base

Car il y a une triple inversion du signal d'entrée due à T_1 , T_2 et T_3 (Fig. III-1-2-1), on prévoit un inverseur en aval du circuit de base accompagné d'un opto-coupleur logique. Ce dernier est prévu pour une protection du circuit de commande; il permet en fait une isolation galvanique entre ce circuit et le circuit de puissance.

III-2) Circuit de commande de la technique triangulo-sinusoidale

Comme il est connu le principe cette technique est de comparer deux signaux de fréquences et de formes différentes, à savoir une porteuse triangulaire et une modulante sinusoidale (v. Chap I-1), cependant le circuit de commande opérant par cette technique comporte les blocs suivants (v. Fig. III-2-1) :

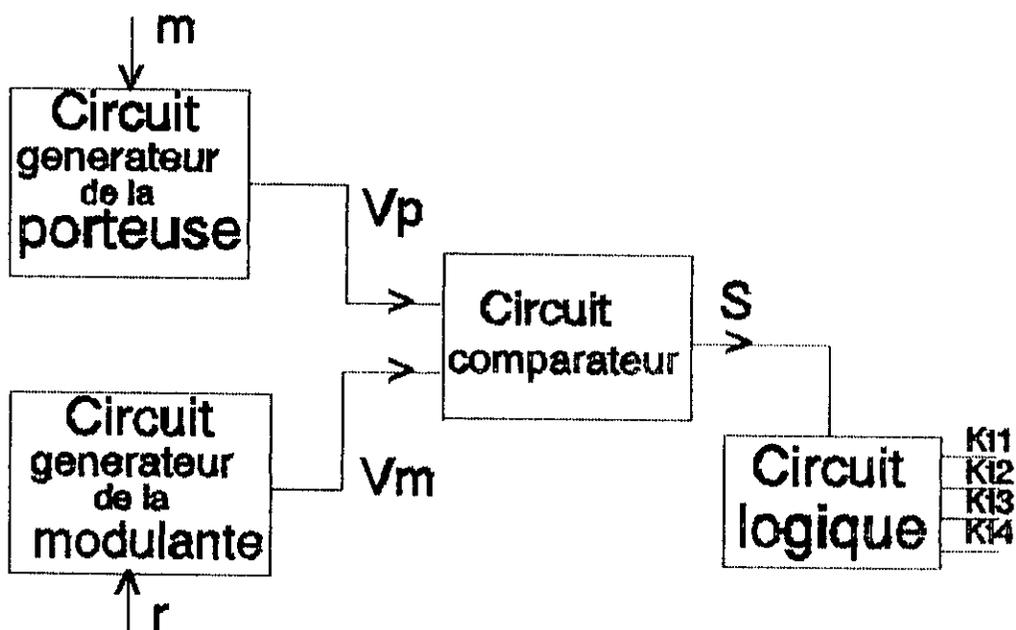


Fig. III-2-1 schéma synoptique de la commande triangulo-sinusoidale

- Un circuit générateur de la porteuse, capable de produire une onde triangulaire V_p de fréquence variable suivant la valeur de m désirée
- Un circuit générateur de la modulante produisant une onde sinusoïdale V_m redressée en double alternance et dont la valeur maximale est réglable en fonction de la valeur de r désirée
- Un circuit comparateur effectuant la comparaison des deux signaux V_m et V_p
- Un circuit logique faisant le traitement de signal de sortie du comparateur pour générer les signaux de commande des quatre interrupteurs.

III-2-1) Circuit générateur de l'onde porteuse

Ce circuit est représenté à la figure III-2-2, son principe de fonctionnement est le suivant :

L'amplificateur opérationnel A2 constitue un intégrateur, sa sortie est prise comme référence par l'amplificateur opérationnel A1 qui lui est monté en contre réaction positive fonctionnant ainsi en trigger de shmidt. Ce dernier donne en sa sortie un signal en créneaux S1 qui sera intégré ensuite par A2 pour donner un signal triangulaire S2 de fréquence réglable au moyen du potentiomètre P.

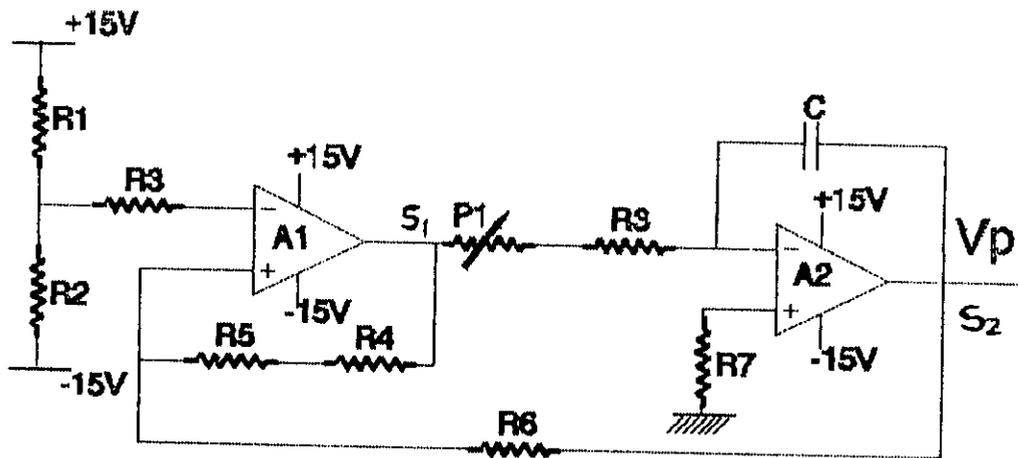


Fig. III-2-2 circuit générateur de l'onde porteuse

III.2.2) Circuit à retard

En cas d'une commande unipolaire, les interrupteurs d'aiguillages K_2 et K_4 sont commandés par des signaux complémentaires (v. Chap I-1), en pratique il faut prévoir un retard entre les deux signaux afin d'éviter le court-circuit du condensateur de filtrage.

Le principe du montage proposé à la figure III-2-3 consiste à la comparaison d'un signal sinusoïdal avec deux tensions fixes V_1 positive et V_2 négative (Fig. III-2-4).

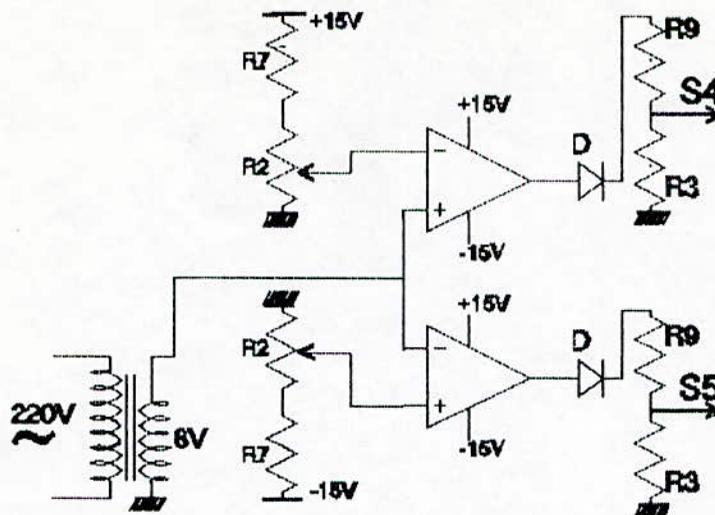


Fig. III-2-3 circuit à retard

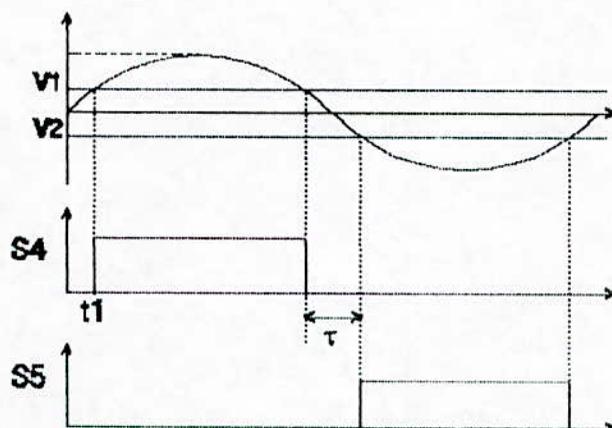


Fig. III-2-4 principe du circuit à retard

La valeur maximale du retard τ est obtenue pour des valeurs maximales de V_1 et V_2 . Vu la symétrie du montage,

on peut démontrer que:

Donc c'est les valeurs du potentiomètre R_2 et de la résistance R_2 qui déterminent la plage de variation du retard τ .

$$\tau_{\max} = 2 \cdot t_{1_{\max}} = \frac{2}{\omega} \cdot \arcsin\left(\frac{V_{1_{\max}}}{\sqrt{2} \cdot 6}\right)$$

$$\text{avec : } V_{1_{\max}} = \frac{P_2}{P_2 + R_2}$$

III-2-3) Circuit comparateur

Ce circuit comme son nom l'indique (v. Fig. III-2-5) consiste à comparer deux signaux : la porteuse V_p et la modulante V_m , il génère à sa sortie un signal S en créneaux évoluant en fonction de V_m et V_p comme suit :

$$U_s = 0 \text{ (ou } -V_{cc} \text{) si } V_m < V_p$$

$$U_s = 1 \text{ (ou } +V_{cc} \text{) si } V_m > V_p$$

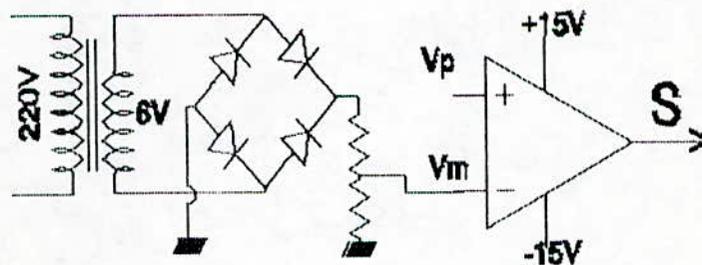


Fig. III-2-5 circuit comparateur

III-2-4) circuit logique

C'est à cet étage que se décide la réversibilité de la commande, le traitement de signaux produits par chacun des circuits précédents permet à l'aide de portes logiques élémentaires à savoir NAND et INVERT :

- Une commande irréversible unipolaire en considérant les équations booléennes suivantes (Fig. III-2-6) :

$$Kt1 = S . S_5$$

$$Kt2 = 0$$

$$Kt3 = S . S_4$$

$$Kt4 = 0$$

- Une commande unipolaire réversible en considérant cette fois ci des équations (Fig. III-2-7) :

$$Kt1 = S . S_5 + \bar{S} . S_4$$

$$Kt2 = S_4$$

$$Kt3 = S . S_4 + \bar{S} . S_5$$

$$Kt4 = S_5$$

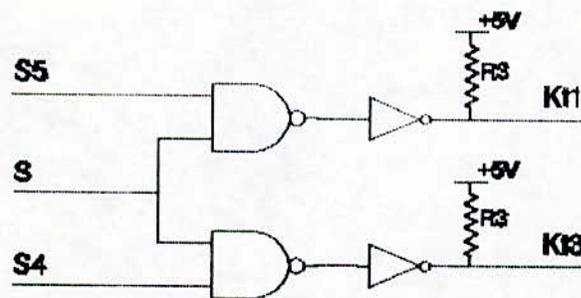


Fig. III-2-6 circuit logique pour une commande unipolaire irréversible

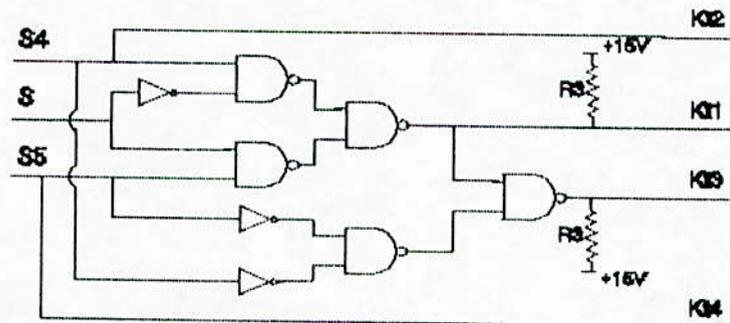


Fig. III-2-7 circuit logique pour une commande unipolaire réversible

III-2-5) Schéma global du circuit de commande

En tenant compte de la description précédente des différents étages du schéma synoptique de la figure III-2-1, le circuit global de la commande et les différents signaux y présents sont illustrés par respectivement la figure III-2-8 pour la commande unipolaire irréversible et la figure III-2-9 pour la commande unipolaire réversible.

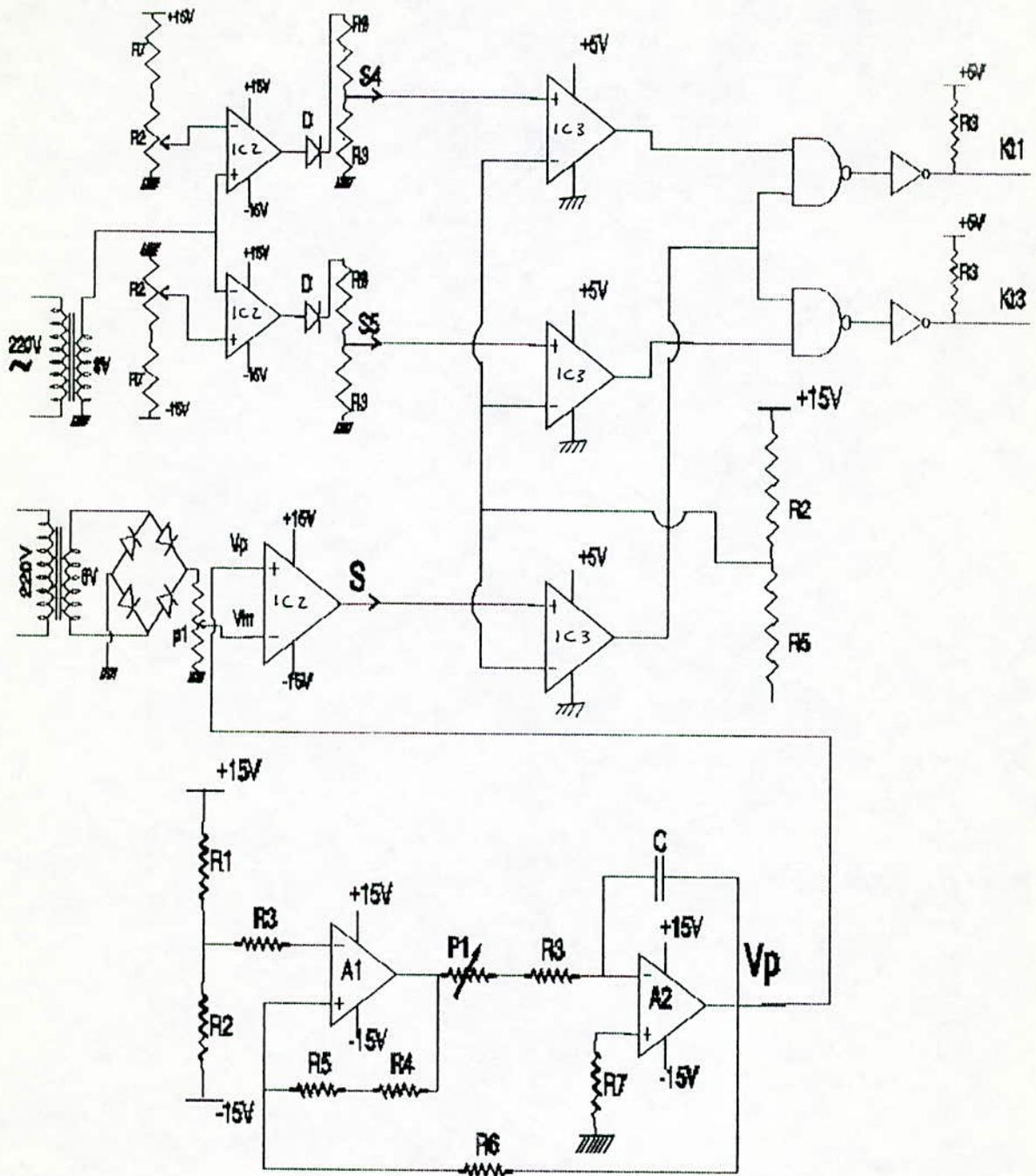


Fig. III-2-8 schéma global du circuit de commande triangulo-sinusoidale unipolaire irréversible

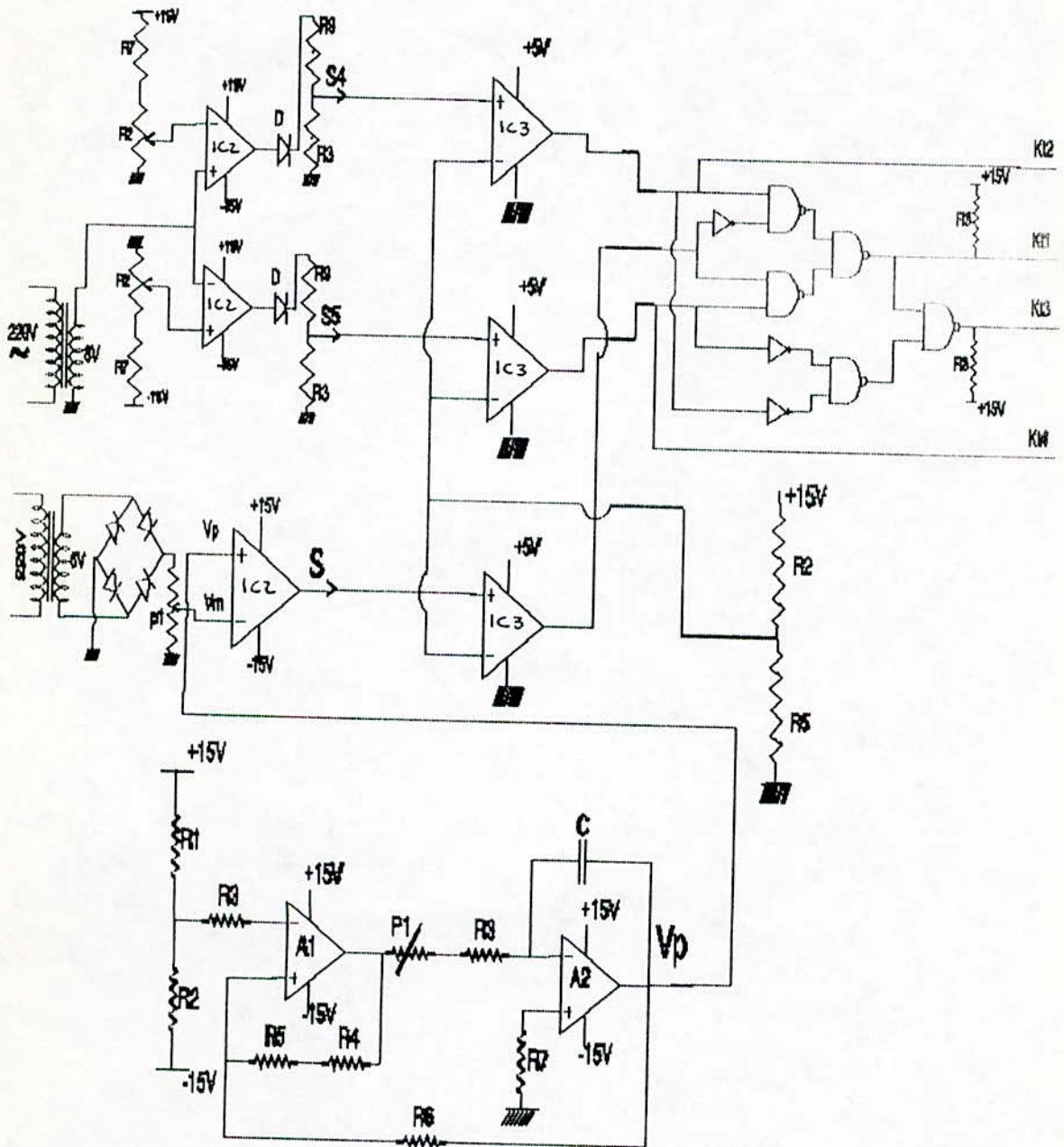


Fig. III-2-9 schéma global du circuit de commande triangulo-sinusoidale unipolaire réversible

Illustration photos

Après avoir achevé la réalisation de la carte de commande, quelques photos ont été prises pour voir de près les relevés oscillographiques des différents signaux qui nous ont permis d'aboutir aux impulsions de commandes des interrupteurs électroniques.

La figure (a) illustre la comparaison de la porteuse et de la modulante, pour $m = 14$ et $r = 0.8$.

La figure (b) représente le signal de sortie du comparateur.

La figure (c) montre les deux signaux S4 et S5 qui permettent d'avoir le retard entre les signaux de commandes

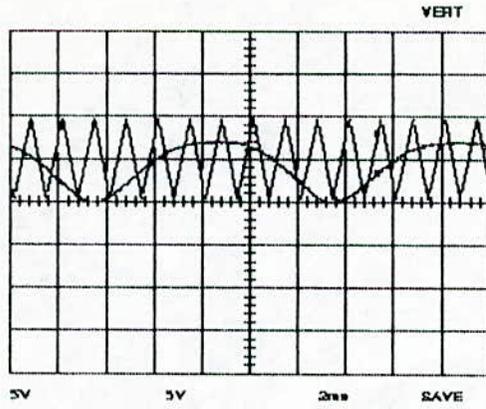
La figure (d) représente les signaux de commande pris aux entrées des circuits de base des deux transistors T1 et T3.

La figure (e) représente la sortie du circuit de base du transistor T1.

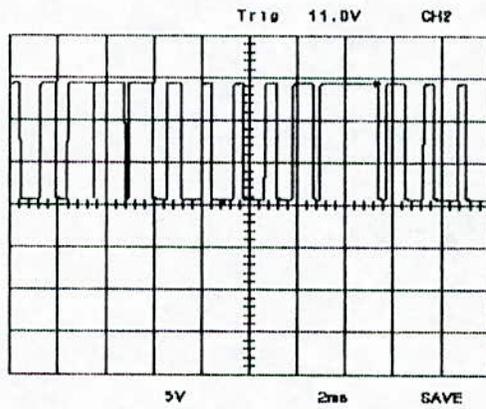
La figure (f) illustre les ondes de courant i_r à l'entrée du convertisseur et de la tension d'alimentation v_r et ce pour la valeur pour $m = 14$ et $r = 0.95$.

La figure (g) montre la tension de sortie du convertisseur U_t

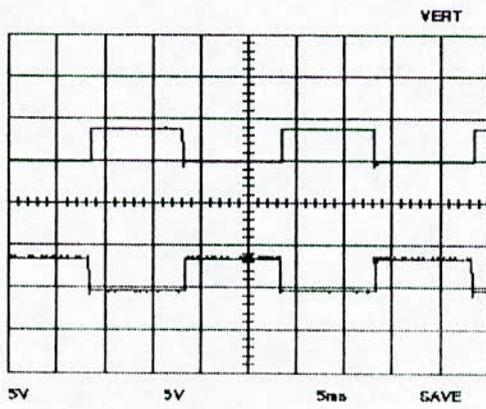
La figure (h) représente le courant i_r et la tension v_r à l'entrée du convertisseur pour $r = 0.95$ et m ayant sa valeur maximale.



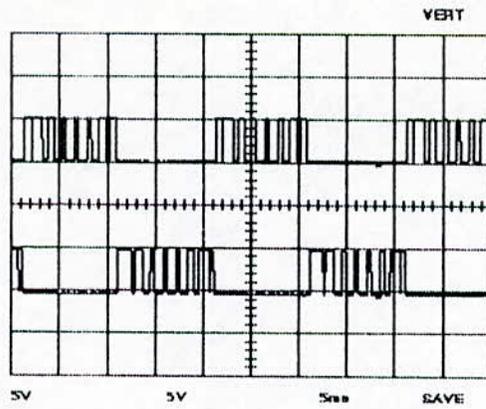
(a)



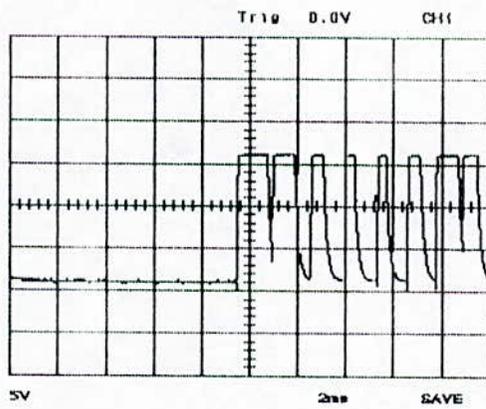
(b)



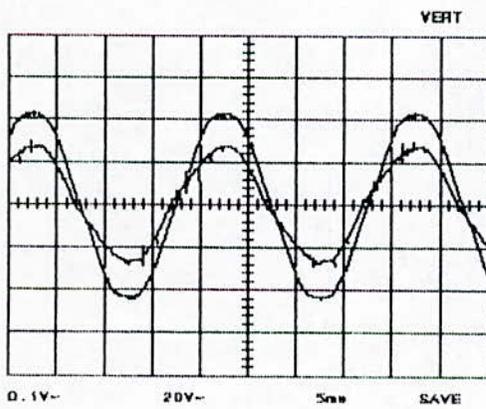
(c)



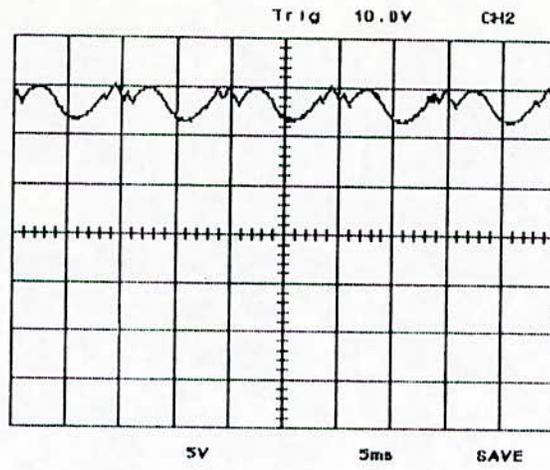
(d)



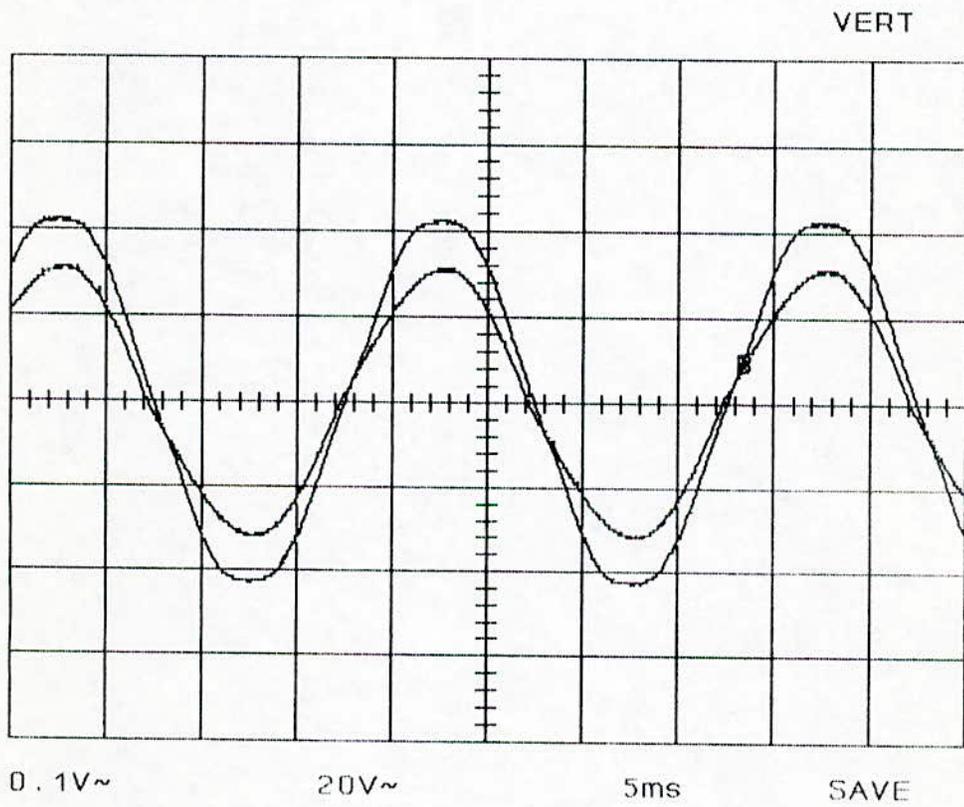
(e)



(f)



(g)



(h)

III-3) Circuit de commande de la technique modulation largeur d'impulsion
" Delta " à contrôle de courant

Le circuit de commande se compose de plusieurs étages (Fig. III-3) à savoir :

Un étage E1 pour la mesure du courant i_r à l'entrée du convertisseur, cinq autres étages (E2..E6) pour la génération des deux références de courant i_{rs} et i_{ri} en fonction de la tension désirée aux bornes de la charge et enfin deux derniers étages E8 et E9 pour la génération des signaux de commande des transistors T_1 , T_2 , T_3 et T_4 . Ces signaux sont fonction de l'état du courant i_r par rapport aux deux références i_{rs} et i_{ri} (v. Chap I-2)

III-3-1) Circuit de mesure du courant d'entrée

Le circuit de mesure du courant i_r doit satisfaire deux conditions très importantes :

- La complète isolation électrique entre les circuits de puissance et de commande.
- La transmission rapide et sans déformation de la forme de l'onde du courant i_r

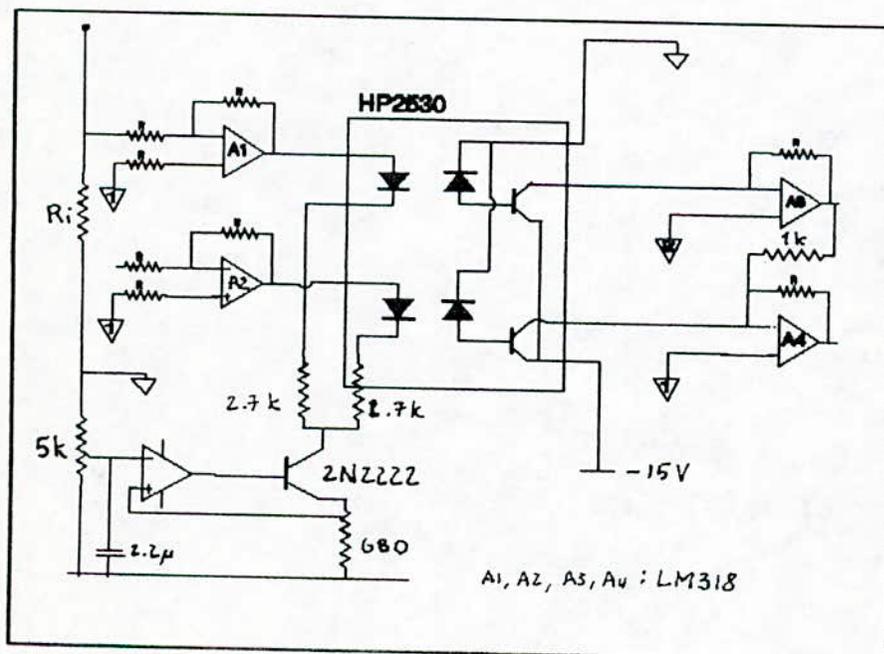


Fig. III-3-1 circuit de mesure de courant

En effet, pour cela le circuit adopté (Fig. III-3-1) permet grâce à un opto-coupleur une liaison optique entre les circuits de commande et de puissance.

Remarque

Les amplificateurs opérationnels figurants dans le circuit de la figure III-3-1 ont le seul rôle d'amplifier le signal prélevé aux bornes du shunt et le signal pris à la sortie de l'opto-coupleur.

III-3-2) Circuit de mesure de la tension de sortie

Ce circuit a le rôle de mesurer la tension V_c aux bornes de la charge, cependant il doit satisfaire les mêmes conditions que celles exigées au circuit de mesure du courant i_p , pour cela les deux circuits sont assez semblables.

III-3-3) Circuit de comparaison de la tension de sortie

Le circuit se consiste en un montage comparateur; il compare la tension de sortie du convertisseur à une tension de consigne V_{ref} réglée grâce au potentiomètre P1 (Fig. III-3-3).

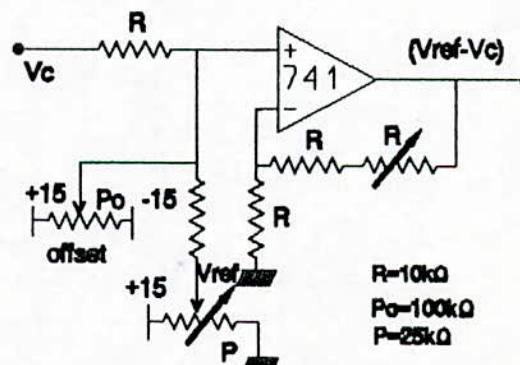


Fig. III-3-3 circuit comparateur de tension de sortie

III-3-4) Premier circuit multiplicateur

Il s'agit d'un montage amplificateur (Fig. III-3-4), il multiplie l'erreur ($V_{ref} - V_c$) par un gain K réglé au biais du potentiomètre P2.

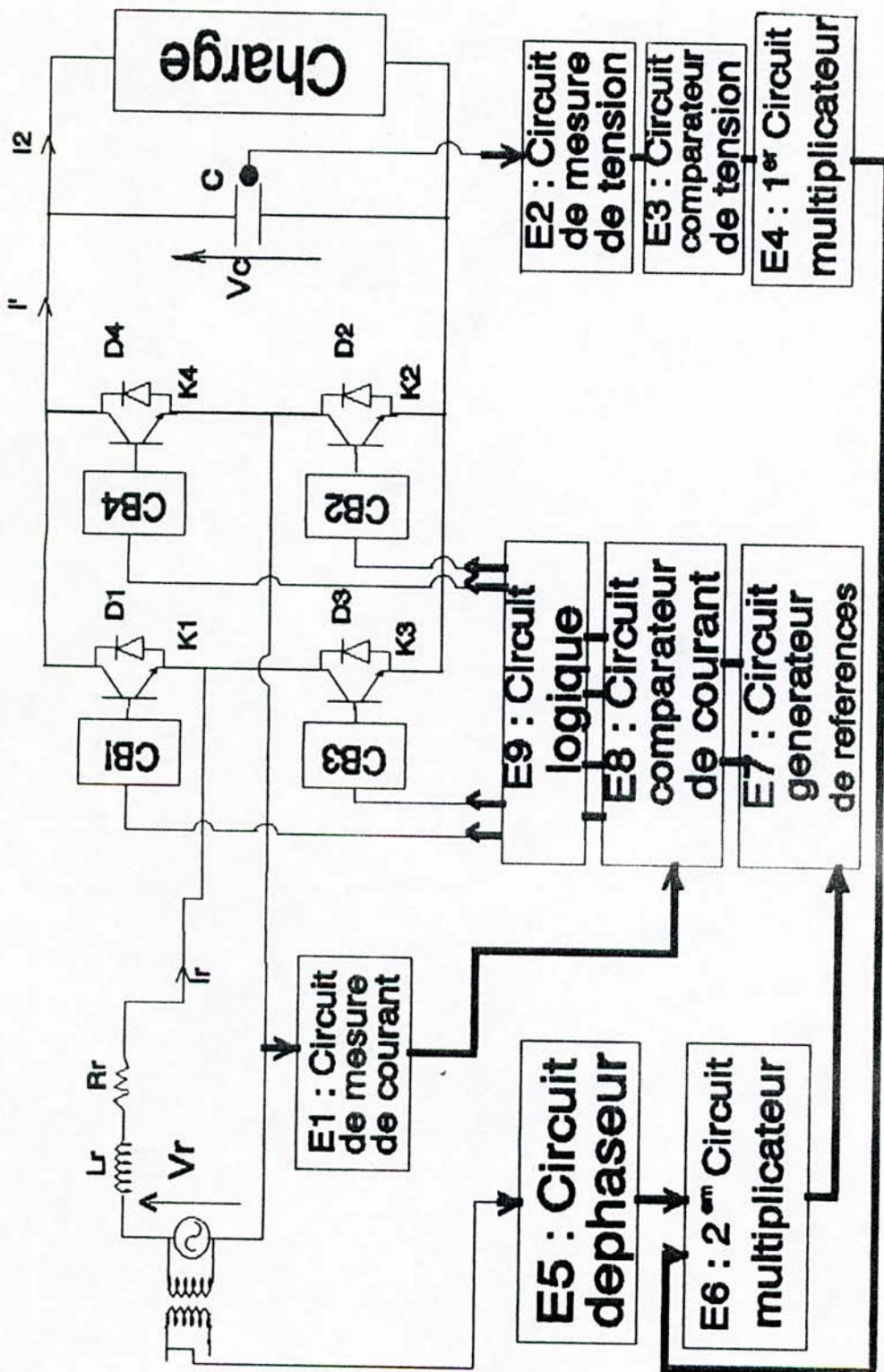
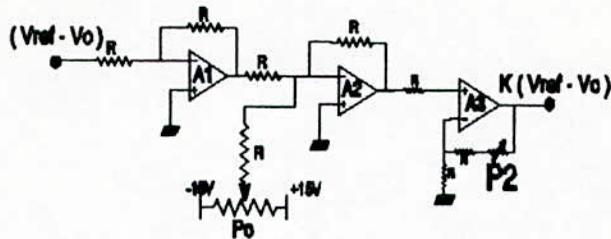


Fig. III-3 schéma synoptique du circuit de commande de la technique " DELTA "



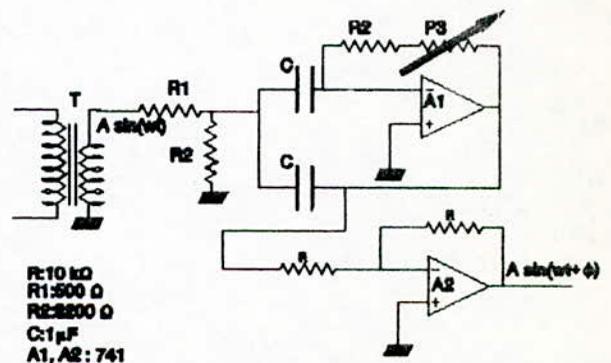
R: 10 KΩ
 P0: 100 KΩ
 P2: 10 KΩ
 A1, A2, A3: 3M Lm324

Fig. III-2-4 premier circuit multiplicateur

III-3-5) Circuit déphaseur de référence

Ce circuit permet d'avoir un convertisseur à facteur de puissance réglable. Le principe du montage proposé à la figure III-3-5 est le suivant:

Une tension sinusoïdale prise à partir de la source d'alimentation est abaissée par le transformateur T puis intégrée par A1 et enfin inversée par A2 pour donner à la sortie du circuit déphaseur une tension sinusoïdale qui lui est déphasée de ϕ . Le potentiomètre P3 permet de modifier la constante et la phase d'intégration de l'intégrateur A1, d'où il permet un réglage facile de ϕ .



P: 10 kΩ
 R1: 500 Ω
 R2: 2200 Ω
 C: 1 μF
 A1, A2: 741

Fig. III-3-5 Circuit déphaseur de références

III-3-6) Deuxième circuit multiplicateur

Ce circuit donne à sa sortie grâce au circuit intégré AD503 (Fig. III-3-6) conçu pour cet usage le produit :

$$i_{ref} = \frac{K}{10} (V_{ref} - V_c) \sin(\omega \cdot t + \phi)$$

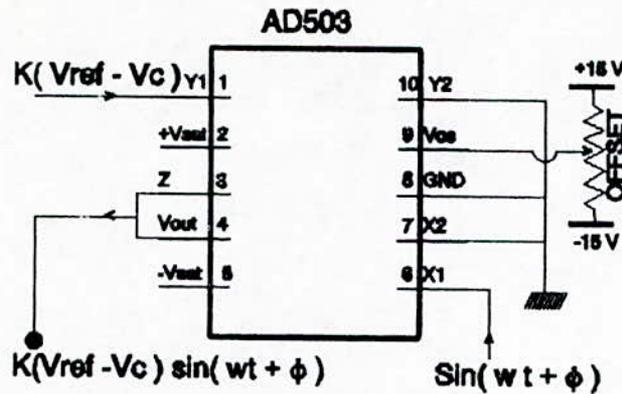


Fig. III-3-6 deuxième circuit multiplicateur

III-3-7) Circuit générateur de références

Au courant i_{ref} , ce montage ajoute dans une de ces deux branches et retranche dans l'autre une tension $h/2$ pour donner à la sortie du circuit deux références de courant (Fig. III-3-7) :

- Une supérieure $i_{rs} = i_{ref} + h/2$
- Une inférieure $i_{ri} = i_{ref} - h/2$

La tension $h/2$ est réglable grâce au potentiomètre P4.

III-3-8) Circuit comparateur de courant

Ce circuit utilise en son entrée les deux références de courant i_{rs} et i_{ri} pour détecter la zone morte et la manifester ensuite en sa sortie par les deux signaux K_u et K_l et utilise le courant i_r mesuré à l'entrée du convertisseur pour donner deux signaux K_s et K_f qui sont fonction de l'état du courant i_r par rapport à i_{rs} et i_{ri} . Il utilise deux montages inverseurs analogiques, quatre triggers de shmidt et un inverseur logique (Fig. III-3-8).

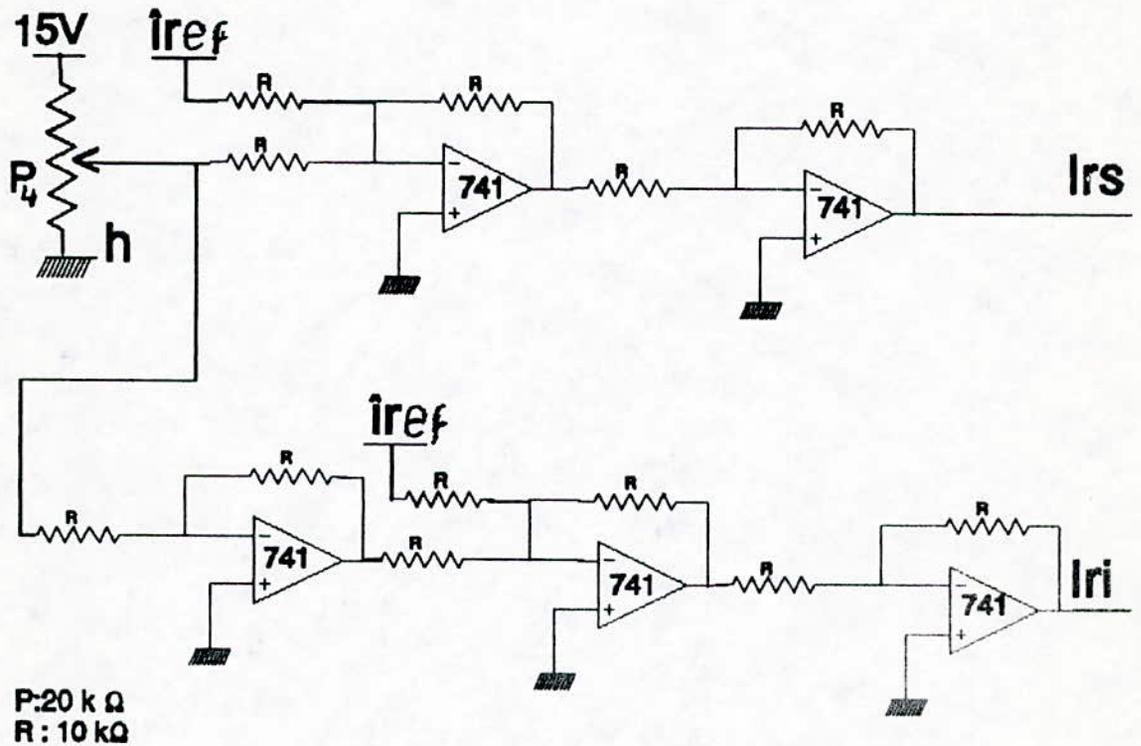


Fig. III-3-7 circuit générateur de références

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

- "1" (ou $+V_{sat}$) si l'erreur présente à son entrée inverse est négative.
- "0" (ou 0 Volt) si non

Pour cela les signaux T_u , T_l , i_s et i_i évoluent en fonction de i_{rs} , i_{ri} et i_r à la manière suivante :

$$T_u = \begin{pmatrix} 1 & \text{si } i_{ri} > 0 \\ 0 & \text{si non} \end{pmatrix}$$

$$T_l = \begin{pmatrix} 1 & \text{si } i_{rs} < 0 \\ 0 & \text{si non} \end{pmatrix}$$

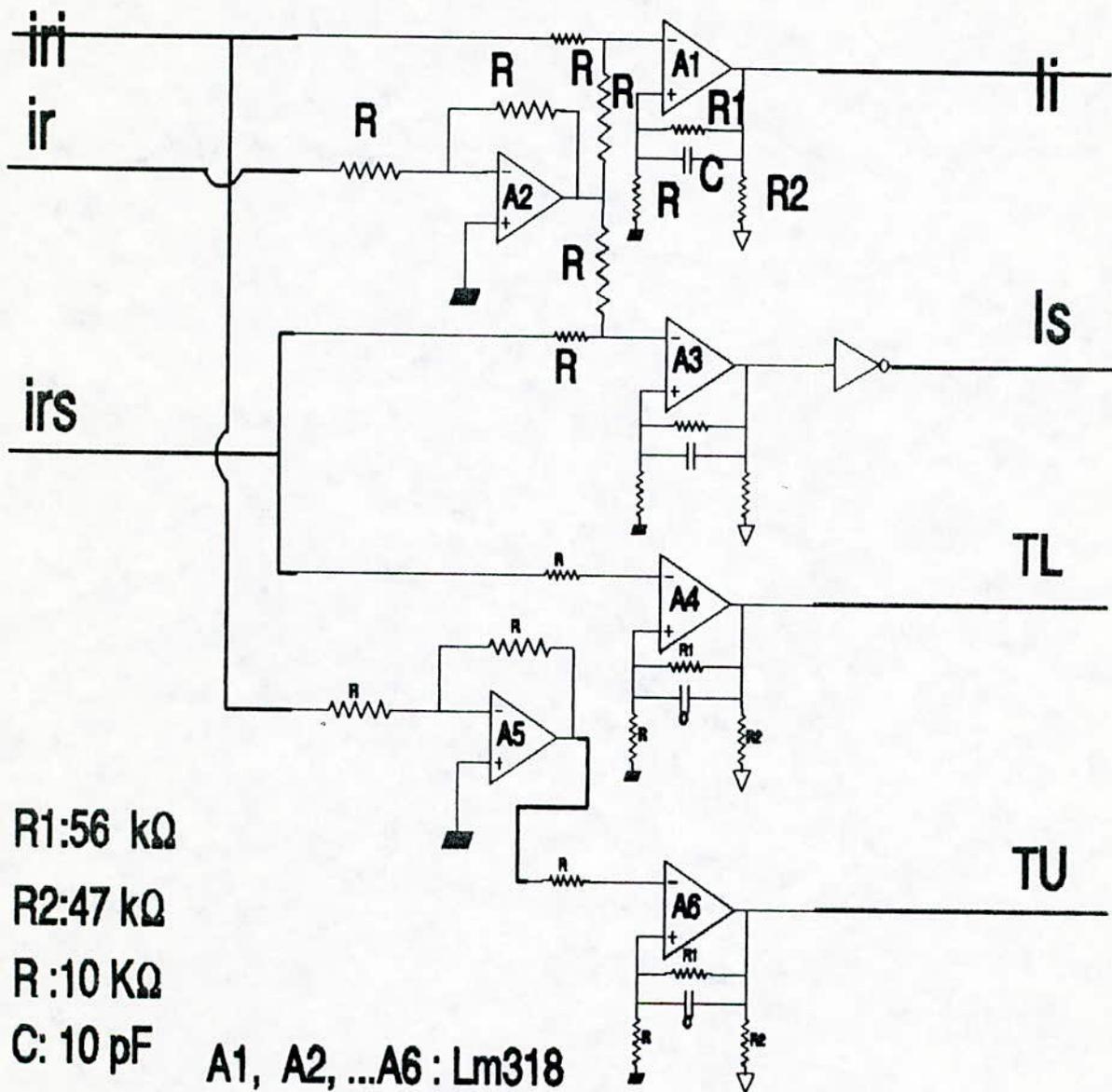


Fig. III-3-8 circuit comparateur de courant

$$i_s = \begin{cases} 1 & \text{si } (i_{rs} - i_m) > 0 \\ 0 & \text{si non} \end{cases}$$

$$i_i = \begin{cases} 1 & \text{si } (i_{ri} - i_m) < 0 \\ 0 & \text{si non} \end{cases}$$

Remarques

- Aux entrées négatives des amplificateurs opérationnels A1 et A3 le courant ($-i_r$) s'ajoute respectivement à i_{ri} et i_{rs} , cela provient du fait que i_r est inversé par l'inverseur analogique A2.
- T_u et T_l ne sont jamais tous deux égales à "1", ce qui montre bien l'existence d'une zone morte définie par $T_u = T_l = 0$.
- i_s et i_i ne sont jamais tous deux nuls, cela est normal puisque i_r ne peut être à la fois supérieure à i_{rs} et inférieure à i_{ri} .

III-3-9) Circuit logique

Ce circuit donne les ordres de conduction aux transistors T_1 , T_2 , T_3 et T_4 en fonction des signaux T_u , T_l , i_s et i_i ; il mémorise la commande lorsque le courant i_r est entre les deux références, la modifie lorsque le courant sort de la bande d'hystérésis et enfin l'annule en zone morte pour la quelle T_u et T_l sont tous deux nuls.

Il est constitué de trois bascules D rapides et de quatre portes logiques AND (Fig. III-3-9). Afin d'établir la table de vérité du circuit proposé, il ^{est} tout d'abord nécessaire de rappeler que l'entrée horloge de la bascule D1 est nulle (Fig. III-3-9).

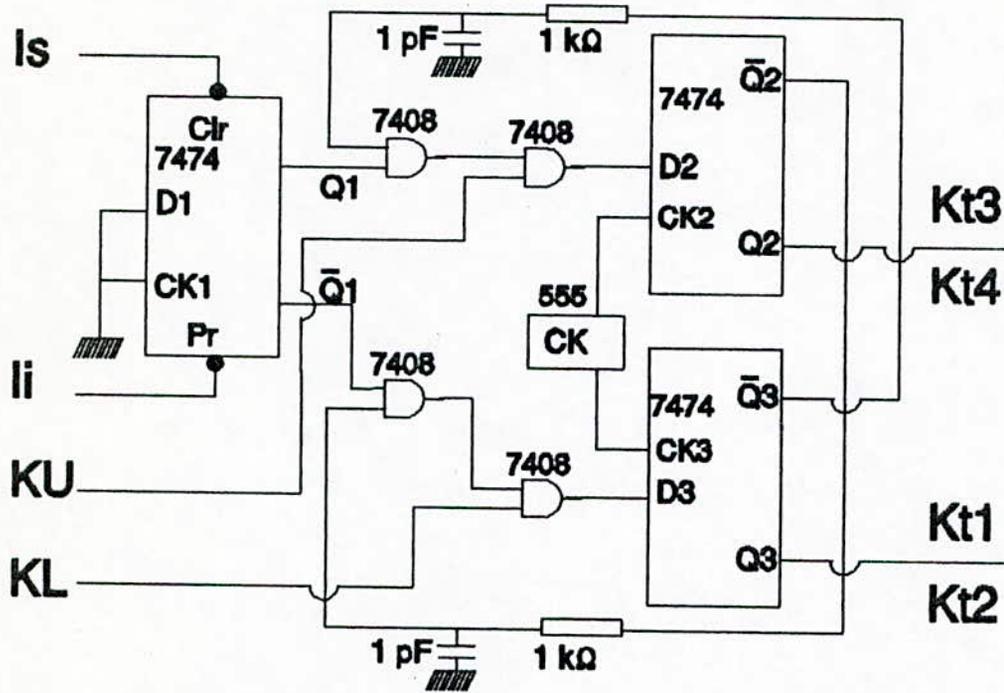


Fig. III-3-9 circuit logique

T_L	T_u	i_l	i_s	commentaires	CK	Q_2	Q_3
0	0	V	V	zone morte	V	0	0
00	1	0	1	$0 < i_r < i_{ri}$	↑	1	0
0	1	1	1	$0 < i_{ri} < i_r < i_{rs}$	↑	Q_{20}	0
00	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	$i_{rs} < i_r$	↑	0	1

Table de vérité du circuit logique

Les signaux attaquant les circuits de base des transistors sont donc :

- En commande bipolaire

$$K_{t1} = Q_3$$

$$K_{t2} = Q_3$$

$$K_{t3} = Q_2$$

$$K_{t4} = Q_2$$

- En commande unipolaire

$$K_{t1} = Q_3$$

$$K_{t2} = K_U$$

$$K_{t3} = Q_2$$

$$K_{t4} = K_L$$

CONCLUSIONS

GENERALES

Conclusions générales

L'élaboration de ce travail, nous a permis de développer nos idées et d'améliorer nos connaissances dans le domaine de l'électronique de puissance, plus particulièrement dans le domaine de la commande et la régulation.

L'étude par simulation numérique de deux techniques de commande a montré que la modulation de largeur d'impulsion permet par des semi-conducteurs robustes et rapides d'avoir des convertisseurs à des niveaux de performances assez élevés.

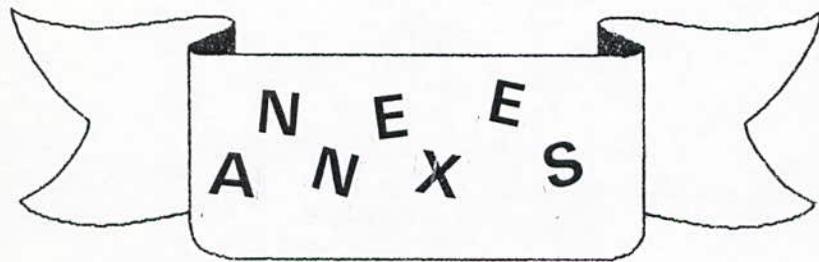
La réalisation pratique de convertisseur commandé par des techniques MLI a rendu celui-ci souple, peu encombrant et moins gênant vis à vis du réseau en ce qui concerne la pollution harmonique.

Enfin ce travail peut être une base en but de :

- faire une étude comparative des deux techniques de commande SPWM et DPWM
- une étude de l'association du convertisseur ainsi commandé à un moteur à courant continu et faire la régulation, pour l'application en traction électrique

REFERENCES

- [1] O. STIHI; " Single phase controlled current PWM converter ",
These de Master, Mc Gill University, 1987
- [2] O. STIHI, B. T. OOI; " Single phase controlled current PWM
rectifier ", IEEE, 1988
- [3] N. OODJEDAQUI, N. BERKOUN, F. HAMRAQUI; " Réalisation d'un
redresseur à transistors ", These PFE,
USTHB, 1989
- [4] H. AKEZOUH, M. T. TAALABA; " Etude d'un hacheur quatre
quadrants ", These PFE, USTHB, 1991
- [5] G. SEGUIER, F. LABRIQUE; " La conversion continu-alternatif ",
Tome IV, Dunod, 1989
- [6] G. SEGUIER, F. LABRIQUE, R. BOUSIERE; " La conversion continu-
continu ", Tome III, Dunod, 1989
- [7] J. F. EASTHAM, A. R. DANIELS, R. T. LIPCZYNSKI;
" A novel power inverter configuration ", IEEE,
1980
- [8] G. SEGUIER, F. LABRIQUE; " La conversion alternatif-
continu ", Tome I, Dunod, 1989
- [9] A. PELAT; " Pratique de l'amplificateur opérationnel-filtres
actifs ", Tome II
- [10] PHOIVOS, D. ZIOGAS; " The delta modulation technique in
static PWM inverter ", IEEE, 1981
- [11] M. A. RAHMAN; " Performance analysis of delta modulated PWM
inverters ", IEEE, 1987
- [12] J. C. SALAMON, J. W. WILLIAMS; " A differential modulator using
time step differential information ", IEEE, 1985



ANNEXES

Annexe: a

LISTE DES COMPOSANTS DU CIRCUIT DE BASE

Résistances

R1 - 1 k Ω
R2 - 1 k Ω
R3 - 1 k Ω
R4 - 270 Ω
R5 - 75 Ω
R6 - 150 Ω
R7 - 4.7 Ω
R8 - 2 Ω
R9 - 25 Ω
R10 - 18 Ω

Transistors

T1 - 2N 2222 A
T2 - 2N 2222 A
T3 - 2N 2907 A
T4 - TIP 31
T5 - TIP 32

Diodes

D1 - 1N 914
D2 - 1N 914
D₃ - A 1140

Condensateurs

C1 - 0.01 μ F
C2 - 0.47 μ F
C3 - 0.47 μ F

LISTE DES COMPOSANTS DU CIRCUIT DE COMMANDE :

pour la commande triangulo-sinusoidale " SPWM "

RESISTANCES:

R1 - 62 k Ω
R2 - 39 k Ω
R3 - 4.7 k Ω
R4 - 12 k Ω
R5 - 10 k Ω
R6 - 8.2 k Ω
R7 - 100 k Ω
R8 - 18 k Ω
R9 - 11 k Ω

POTENTIOMETRES:

P1 - 47 k Ω
P2 - 22 k Ω

DIODE:

D1 - 1N 4007

PONT REDRESSEUR:

B40 C 1000

CAPACITES:

C - 0.1 μ F

CIRCUITS INTEGRES:

IC1 - μ A 741
IC2 - LM 311
IC3 - LM 324
IC4 - 74 03 N

Présentation du transistor de puissance utilisé:-

THOMSON-CSF
DIVISION SEMICONDUCTEURS MICROELECTRONIQUES

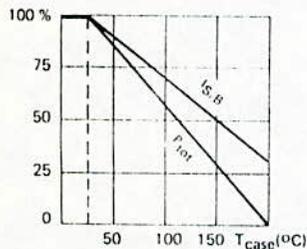
BUX 24

NPN SILICON TRANSISTOR, TRIPLE DIFFUSED MESA
TRANSISTOR SILICIUM NPN, MESA TRIPLE DIFFUSE

High speed, high current, high power transistor
Transistor de puissance rapide, fort courant

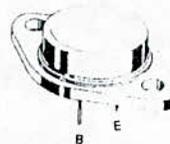
Switching and amplifier transistor
Transistor d'amplification et de commutation

Dissipation and I_S/B derating
Variation de dissipation et de I_S/B



V _{CEO}	400 V
I _C	20 A
P _{tot}	350 W
R _{th(j-c)}	≤ 0,5 °C/W
t _f (12 A)	≈ 1,4 μs

Case CB 159
Boitier



ABSOLUTE RATINGS (LIMITING VALUES)
VALEURS LIMITES ABSOLUES D'UTILISATION

Collector-base voltage <i>Tension collecteur-base</i>		V _{CB0}	450	V
Collector-emitter voltage <i>Tension collecteur-émetteur</i>		V _{CEO}	400	V
Collector-emitter voltage <i>Tension collecteur-émetteur</i>	R _{BE} = 100 Ω	V _{CER}	440	V
Collector-emitter voltage <i>Tension collecteur-émetteur</i>	V _{BE} = -1,5 V	V _{CEX}	450	V
Emitter-base voltage <i>Tension émetteur-base</i>		V _{EB0}	7	V
Collector current <i>Courant collecteur</i>	t _p = 10 ms	I _C	20	A
Base current <i>Courant base</i>		I _B	4	A
Power dissipation <i>Dissipation de puissance</i>	T _{case} 25 °C	P _{tot}	350	W
Storage and junction temperature <i>Température de jonction et de stockage</i>	max	T _j T _{stg}	200 - 65 + 200	°C

Junction case thermal resistance <i>Résistance thermique jonction boîtier</i>	max	R _{th(j-c)}	0,5	°C/W
--	-----	----------------------	-----	------

STATIC CHARACTERISTICS
CARACTERISTIQUES STATIQUES

$t_{case} = 25^{\circ}C$

(Unless otherwise stated)
(Sauf indications contraires)

	Test conditions Conditions de mesure		Min.	Typ.	Max.	
Collector-emitter cut-off current Courant résiduel collecteur-émetteur	$V_{CE} = 320 V$ $I_B = 0$	I_{CEO}		3		mA
Collector-emitter cut-off current Courant résiduel collecteur-émetteur	$V_{CE} = 450 V$ $V_{BE} = -1,5 V$	I_{CEX}		3		mA
	$V_{CE} = 450 V$ $V_{BE} = -1,5 V$ $t_{case} = 125^{\circ}C$			12		mA
Emitter-base cut off current Courant résiduel émetteur-base	$V_{EB} = 5 V$ $I_C = 0$	I_{EBO}		1		mA
Collector-emitter breakdown voltage Tension de claquage collecteur-émetteur (fig. 1)	$I_C = 200 mA$ $I_B = 0$ $L = 25 mH$	$V_{CEO(sus)}$	400			V
Emitter-base breakdown voltage Tension de claquage émetteur-base	$I_E = 50 mA$ $I_C = 0$	$V_{(BR)EBO}$	7			V
Static forward current transfer ratio Valeur statique du rapport de transfert direct du courant	$V_{CE} = 4 V$ $I_C = 6 A$	$h_{21E} *$	15	60		
	$V_{CE} = 4 V$ $I_C = 12 A$		8			
Collector-emitter saturation voltage Tension de saturation collecteur-émetteur	$I_C = 6 A$ $I_B = 1,2 A$	$V_{CEsat} *$	0,15	0,6		V
	$I_C = 12 A$ $I_B = 2,4 A$		0,3	1		V
Base-emitter saturation voltage Tension de saturation base-émetteur	$I_C = 12 A$ $I_B = 2,4 A$	$V_{BEsat} *$	1	1,5		V
Second breakdown collector current Courant collecteur de second claquage	$V_{CE} = 140 V$ $t = 1 s$	$I_{S/B}$	0,15			A
	$V_{CE} = 19 V$ $t = 1 s$		18			A

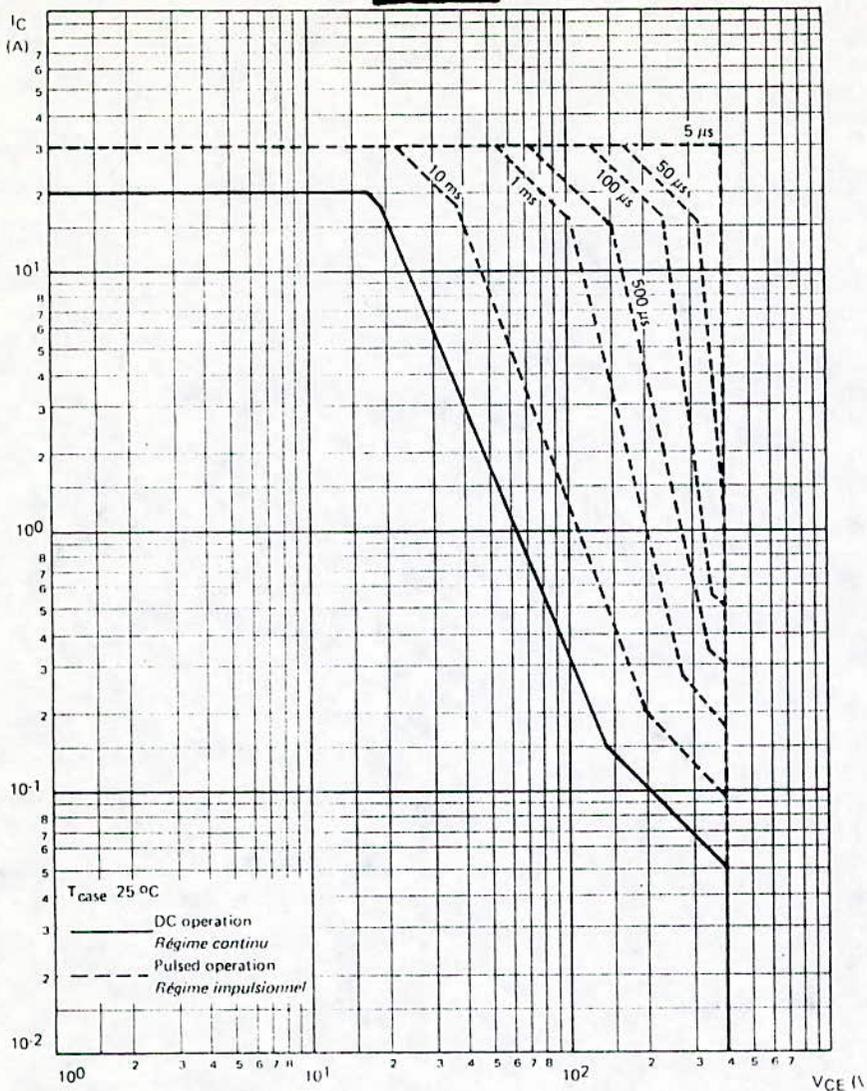
* Pulsed $t_D = 300 \mu s$ $\delta \leq 2\%$
Impulsions

DYNAMIC CHARACTERISTICS (for small signals)
CARACTERISTIQUES DYNAMIQUES (pour petits signaux)

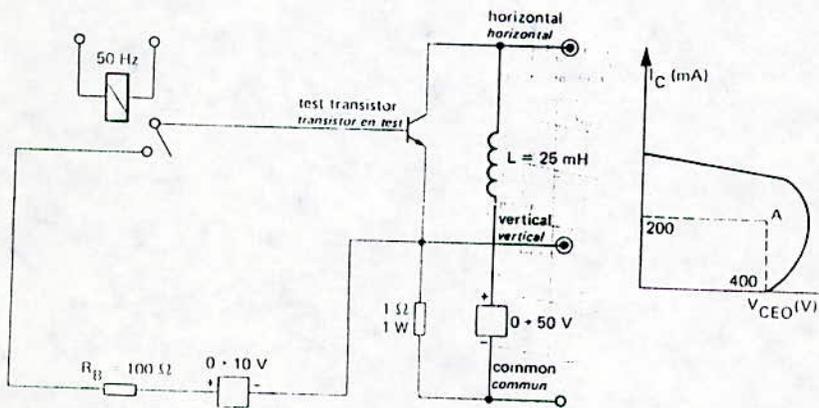
(Unless otherwise stated)
(Sauf indications contraires)

	Test conditions Conditions de mesure		Min.	Typ.	Max.	
Transition frequency Fréquence de transition	$V_{CE} = 15 V$ $I_C = 2 A$ $f = 10 MHz$	f_T	8			MHz
Turn-on time Temps total d'établissement (fig. 2)	$I_C = 12 A$ $I_B = 2,4 A$	$t_d + t_r$	0,6	1,6		μs
Fall time Temps de décroissance (fig. 2)	$I_C = 12 A$ $I_{B1} = 2,4 A$ $I_{B2} = -2,4 A$	t_f	0,6	1,4		μs
Carrier storage time Retard à la décroissance (fig. 2)	$I_C = 12 A$ $I_{B1} = 2,4 A$ $I_{B2} = -2,4 A$	t_s	1,5	3		μs

SAFE OPERATING AREA
AIRE DE SECURITE



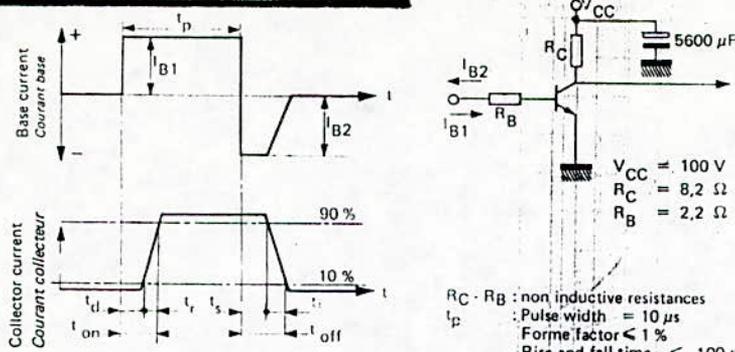
TEST CIRCUIT
MONTAGE DE TEST $V_{CE0(sust)}$ (fig. 1)



Note:

The sustaining voltage V_{CE0} is acceptable when the trace falls to the right and above point "A".
Les tensions V_{CE0} sont acceptables lorsque la trace passe au delà du point A.

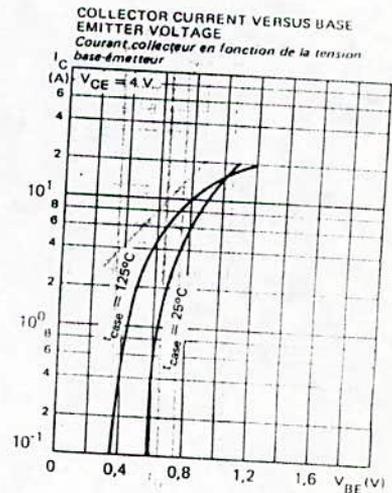
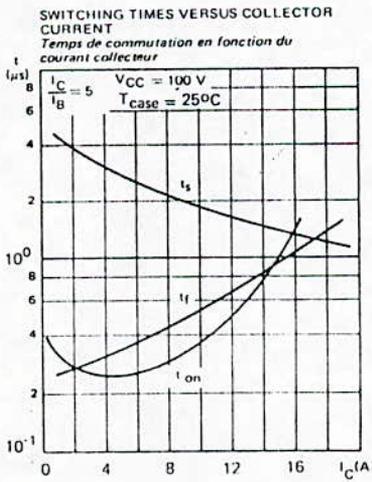
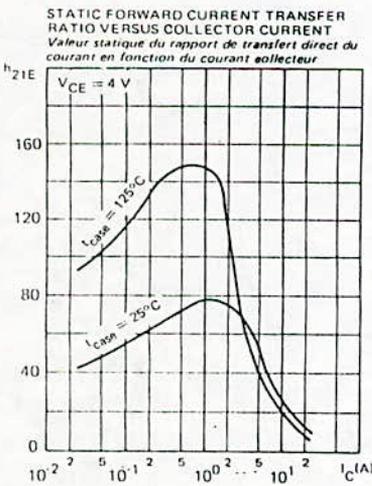
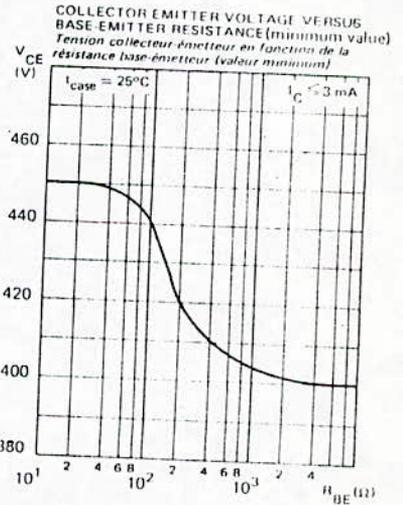
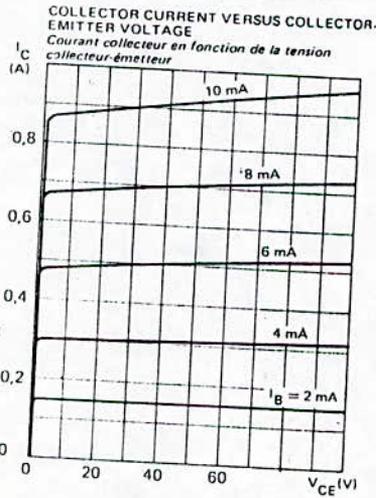
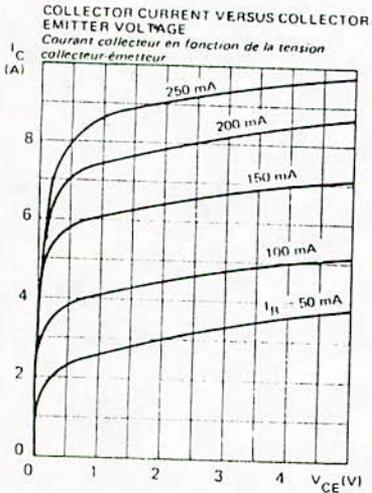
SWITCHING TIMES TEST CIRCUITS (and oscillograms)
 CIRCUITS DE MESURE DES TEMPS DE COMMUTATION (et oscillogrammes) (fig. 2)



I_{B1} and I_{B2} measured with Tektronix probe P 6021 and Amplifier type 134
 I_{B1} et I_{B2} sont mesurés avec une sonde Tektronix P 6021 et Amplificateur type 134

$R_C - R_B$: non inductive resistances
 t_p : Pulse width = 10 μ s
 Forme factor $\leq 1\%$
 Rise and fall time ≤ 100 ns
 $R_C - R_B$: résistances non inductives
 t_p : Largeur d'impulsion = 10 μ s
 Facteur de forme $\leq 1\%$
 Temps de montée et descente ≤ 100 ns

TYPICAL CHARACTERISTICS
 CARACTERISTIQUES TYPIQUES



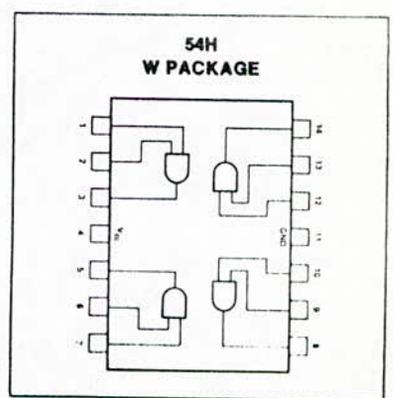
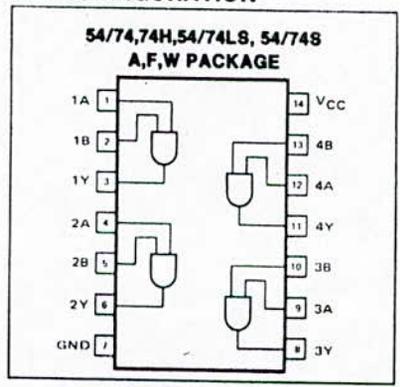
Annexe : c

Présentation de quelques circuits intégrés utilisés :-

QUAD 2-INPUT AND GATE **54/7408**

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



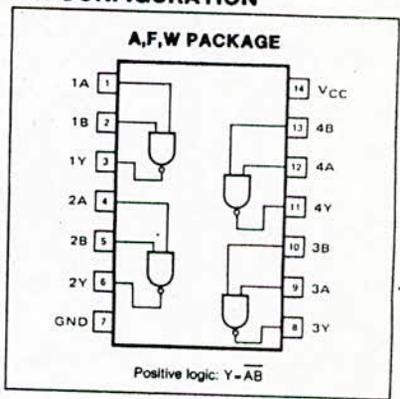
SWITCHING CHARACTERISTICS $V_{CC} = 5V, T_A = 25^\circ C$

TEST CONDITIONS	54/74			54/74H			54/74LS			54/74S			UNIT
	MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
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		8.8	12		8	20		5	7.5	ns
											$C_L = 50pF$ 6		
											$C_L = 50pF$ 7.5		

QUAD 2-INPUT NAND GATE W/OPEN COLLECTOR OUTPUTS **54/7403**

SPEED/PACKAGE AVAILABILITY
 54 F 74 A,F
 54LS F,W 74LS A,F
 54S F,W 74S A,F

PIN CONFIGURATION



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

TEST CONDITIONS	54/74			54/74LS			54/74S			UNIT	
	MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX		
t_{PLH} Low-to-high		35	45		17	32		2	5	7.5	ns
t_{PHL} High-to-low		8	15		15	28		2	4.5	7	ns
									$C_L = 50pF$ 7.5		
									$C_L = 50pF$ 7		

DUAL D-TYPE POSITIVE EDGE-TRIGGERED FLIP-FLOP

54/7474

SPEED/PACKAGE AVAILABILITY

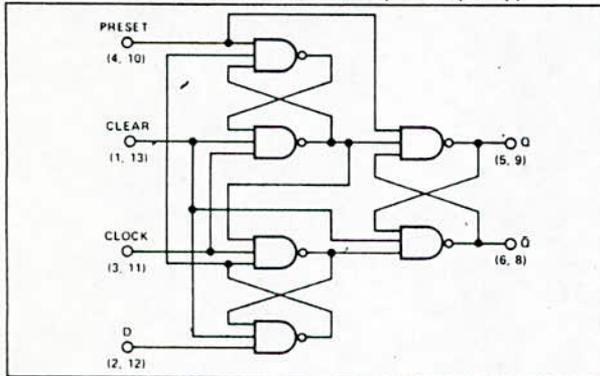
54	F,W	74	A,F
54H	F,W	74H	A,F
54LS	F,W	74LS	A,F
54S	F,W	74S	A,F

DESCRIPTION

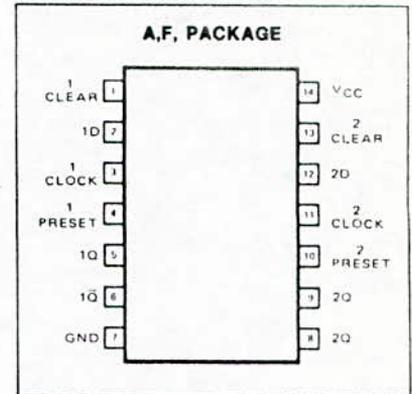
These monolithic dual edge-triggered D-type flip-flops feature individual D, clock, preset, and clear inputs.

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	Q̄
L	H	X	X	X	L	L
H	L	X	X	X	H	H
L	L	X	X	X	H*	H*
H	H	↑	H	H	H	L
H	H	↑	L	L	L	H
H	H	L	X	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						
						15						6			ns
			30			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
						10↑			25						
						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	CLK - 1	
													13.5	CLK - 0	
t_{PHL} High-to-low					40			30		16	40		5	8	
t_{PHL} Low-to-high	Clock		10	14	25	4	8.5	15		8	25		7	9	ns
t_{PHL} High-to-low			10	20	40		13	20		16	40		7	9	

QUAD OPERATIONAL AMPLIFIER

LM124/LM224/LM324

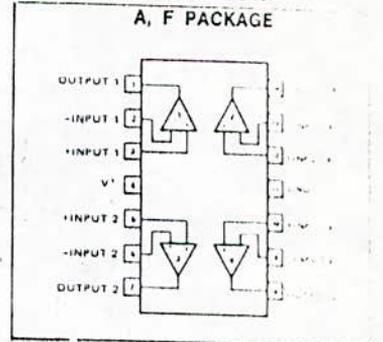
FEATURES

- 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 ($800\mu A$) — 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

LM124-F • LM224-A,F • LM324-A,F

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.

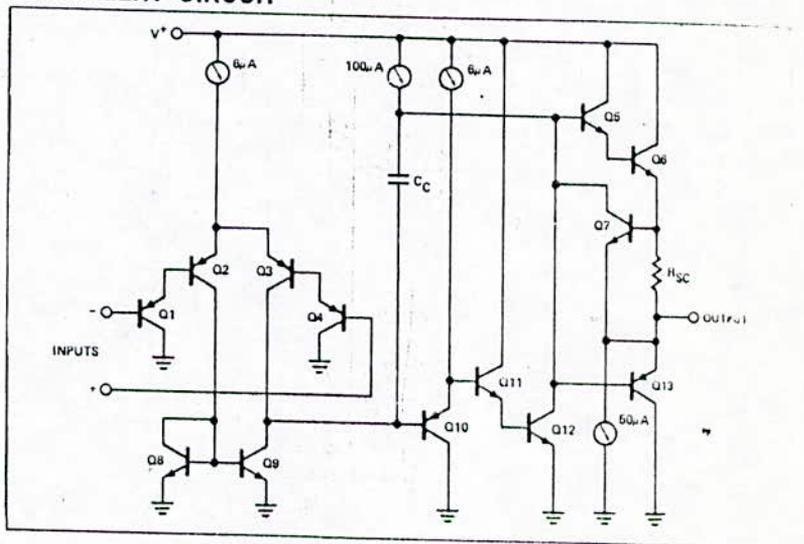
ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

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_{DC}
	$V_{IN+} = +1V_{DC}$, $V_{IN-} = 0V_{DC}$, $V+ = 15V_{DC}$	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_{DC}
	$V_{IN-} = +1V_{DC}$, $V_{IN+} = 0V_{DC}$, $T_A = +25^\circ C$, $V_O = 200mV_{DC}$	12	50		μA_{DC}
	$V_{IN-} = +1V_{DC}$, $V_{IN+} = 0V_{DC}$, $V+ = 15V_{DC}$	5	8		mA
Differential Input Voltage	See Note 5				

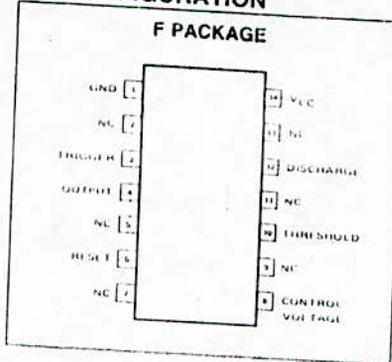
FEATURES

- 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

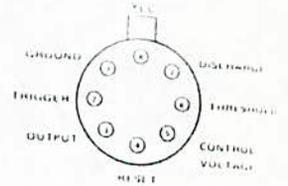
APPLICATIONS

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

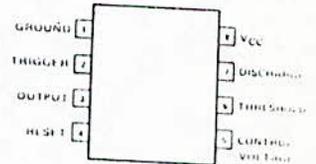
PIN CONFIGURATION



T PACKAGE



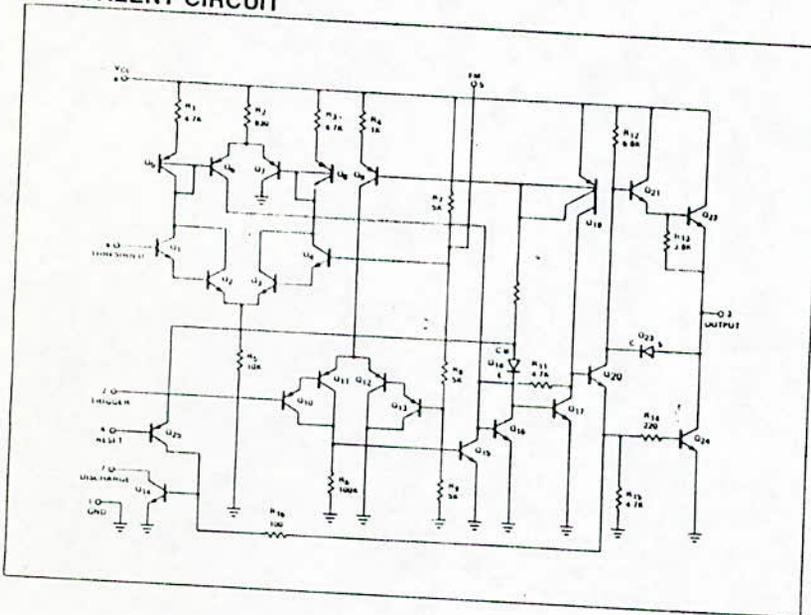
V PACKAGE



ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

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

EQUIVALENT CIRCUIT

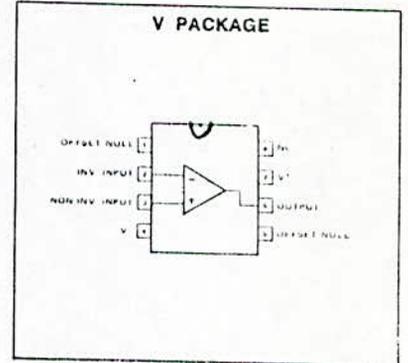
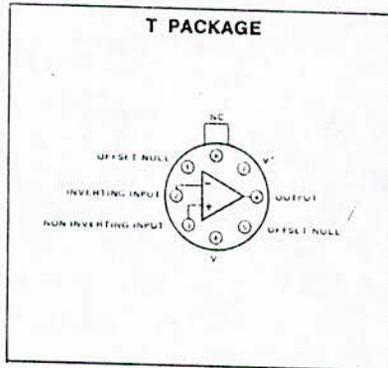
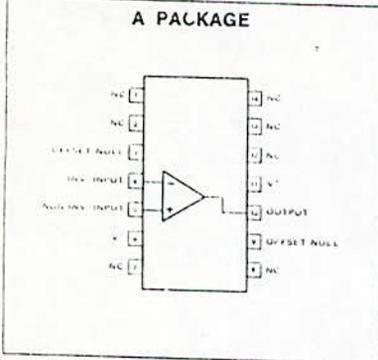


GENERAL PURPOSE OPERATIONAL AMPLIFIER

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	± 18 V
	μ A741	± 22 V
Internal Power Dissipation (Note 1)		500mW
Differential Input Voltage*		± 30 V
Input Voltage (Note 2)		± 15 V
Voltage between Offset Null and V—		± 0.5 V

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
---------------------------	--	-----------------

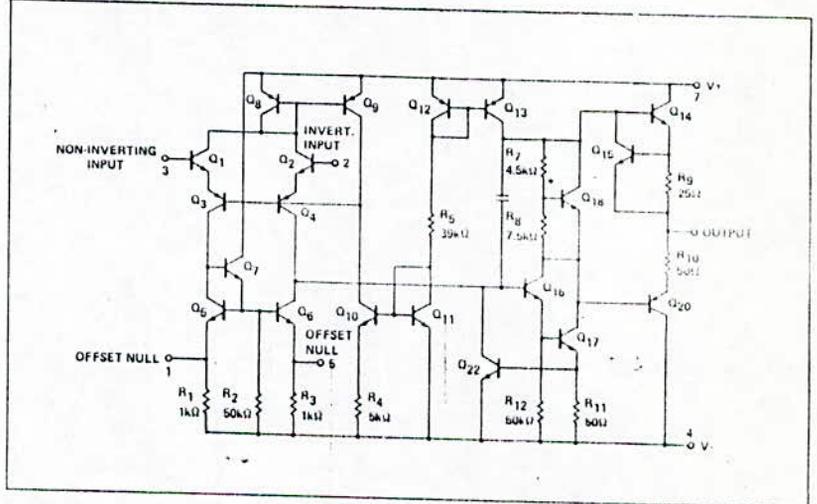
Lead Temperature (Solder, 60 sec.) 300°C

Output Short Circuit Duration (Note 3) Indefinite

NOTES:

1. Rating applies for case temperatures to 125°C; derate linearly at 6.5mW/°C for ambient temperatures above +75°C.
2. For supply voltages less than ± 15 V, 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	$V_{IN} = 20$ mV, $R_L = 2$ K Ω , $C_L \leq 100$ pF		
Rise Time		0.3	μ s
Overshoot		5.0	%
Slew Rate	$R_L \geq 2$ K Ω	0.5	V/ μ s

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	36V
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

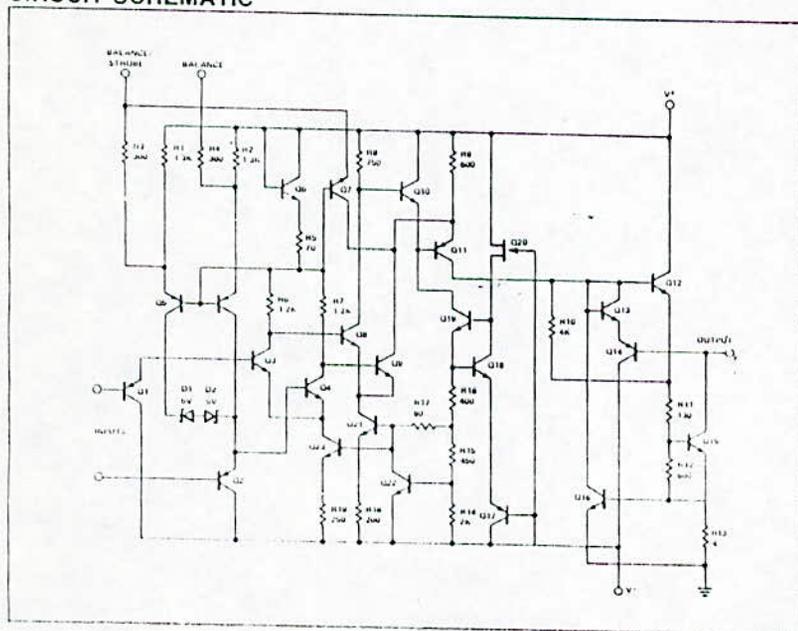
ELECTRICAL CHARACTERISTICS

$T_A = 25^\circ C$

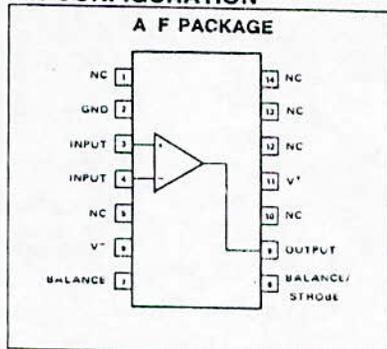
PARAMETER	LIMITS			UNIT
	MIN	TYP	MAX	
Response Time		200		ns

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

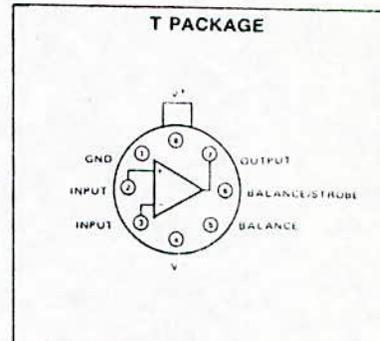
CIRCUIT SCHEMATIC



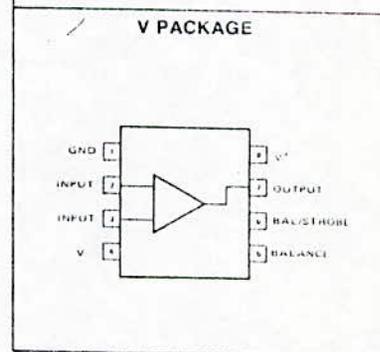
PIN CONFIGURATION



T PACKAGE

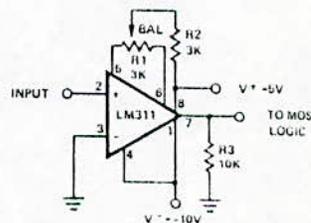


V PACKAGE



TYPICAL APPLICATIONS

ZERO CROSSING DETECTOR DRIVING MOS LOGIC



DETECTOR FOR MAGNETIC TRANSDUCER

