

République Algérienne Démocratique et Populaire



Ministère de l'Enseignement Supérieur
et de la Recherche Scientifique

BIBLIOTHEQUE — المكتبة
Ecole Nationale Polytechnique

Ecole Nationale Polytechnique

DER de Génie Electrique et Informatique

THESE

Présentée par

Hamdani Samir

Ingénieur d'état en Electrotechnique de l' E.N.P.

pour l'obtention du grade de
Magister en ELECTROTECHNIQUE

Option : Machines Electriques

Thème

***Etude et réalisation d'un convertisseur AC/DC
à facteur de puissance unitaire***

Soutenue le1999 devant la commission d'examen composée de :

MM.

F. Boudjema

Maître de conférences à l'ENP

Président

M. O. Mahmoudi

Chargé de cours à l'ENP

Rapporteur

O. Stihi

Chargé de cours à l'ENP

Rapporteur

M.S. Boucherit

Maître de conférences à l'ENP

Examineur

B. Hemici

Chargé de cours à l'ENP

Examineur

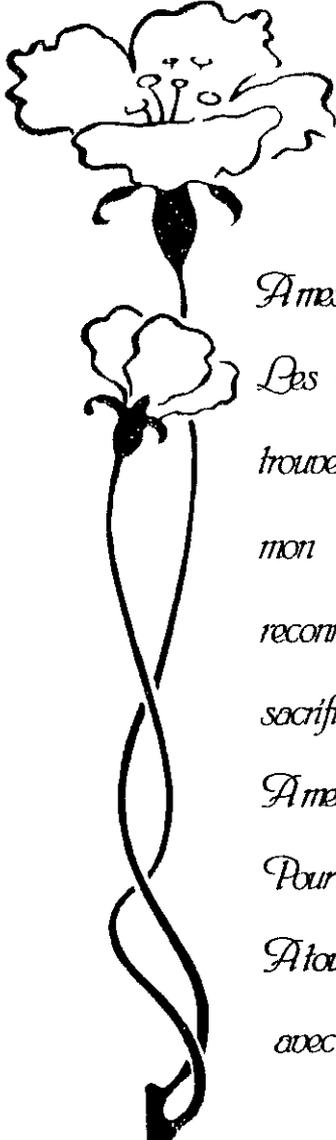
A. M. Berkouk

Docteur à l'ENP

Examineur

Dédicaces

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
BIBLIOTHEQUE — المكتبة
Ecole Nationale Polytechnique



A mes parents

*Les êtres qui me sont les plus chers, qu'ils
trouvent ici l'expression de toute mon affection,
mon respect, ma profonde gratitude et ma
reconnaissance pour leur patience et leurs
sacrifices.*

A mes frères et soeurs

Pour leur aide et leurs encouragements.

A tous mes amis

avec qui je passe des merveilleux moments

S. Hamdani

Remerciements

Ce travail a été effectué au laboratoire d'Electronique de Puissance et de Commande de la DER Génie Electrique et Informatique, sous la direction conjointe de Messieurs: M.O. Mahmoudi et O. Stihi chargés de cours à l'ENP, à qui j'exprime ma profonde gratitude et ma reconnaissance pour le suivi constant et les encouragements qu'ils n'ont cessés de me prodiguer jusqu'à achèvement de ce mémoire.

Je remercie vivement Monsieur F. Boudjema, maître de conférences à l'ENP pour avoir accepté d'honorer la présidence du jury d'examen.

Mes chaleureux remerciements vont également à:

- ❖ *Monsieur M. S. Boucherit, maître de conférences à l'ENP;*
- ❖ *Monsieur B. Hemici, chargé de cours à l'ENP;*
- ❖ *Monsieur A. M. Berkouk docteur à l'ENP.*

Pour leur aide fructueuse, leur disponibilité et leurs conseils, ainsi que pour l'honneur qu'ils m'ont fait à la participation au jury d'examen.

J'adresse mes sincères et chaleureux remerciements à tous les Enseignants du département, particulièrement aux messieurs: Kourgli, Ibtouen, Touhami, Nezli, Chekireb, Mekhtoub, Boukhetala, Mekhaldi.....

Je tiens à remercier vivement tout le personnel du centre de calcul et de la bibliothèque, en particulier B. Faiza, ainsi que Djamel le magasinier du département d'Electrotechnique pour leurs aides.

Enfin, mes chaleureux remerciements sont adressés à tous mes amis Rachid, Mounir, Madjid, Fateh, Bilal.....et particulièrement à mon amis S. Boualem pour son aide précieuse et sa disponibilité.

Beaucoup de personnes ont contribué de près ou de loin à l'accomplissement de ce travail, je ne saurai les nommer tous, mais je tiens à leur exprimer mes remerciements.

Notations.....	1
Introduction générale.....	3

Chapitre I

Etude du convertisseur AC/DC

I-1 Introduction.....	6
I-2 Description du convertisseur.....	7
I-3 Caractéristiques statiques du convertisseur AC/DC.....	7
I-4 Analyse de fonctionnement du convertisseur AC/DC.....	8
I-4-1 Fonctionnement à tension de sortie constante.....	10
I-4-2 Fonctionnement avec charge résistive.....	12
I-5 Etude de la commutation.....	14
II-5-1 Commutation à la fermeture.....	15
II-5-2 Commutation à l'ouverture.....	21
I-6 Choix des éléments de snubber.....	28
I-7 Conclusion.....	28

Chapitre II

Analyse harmonique des stratégies de modulation de largeur d'impulsions

II-1 Introduction.....	29
II-2 Effets des harmoniques.....	30
II-3 Principe de la modulation de largeur d'impulsions.....	30
II-4 Modulation sinusoïdale.....	31
II-4-1 Caractéristiques de modulation.....	31
II-4-2 Etude de la tension d'entrée.....	32
II-4-2-1 Fondamentale et déchet de tension.....	33
II-4-2-2 Taux d'harmoniques et harmoniques restants.....	34
II-4-3 Etude de courant de sortie.....	36
II-5 Modulation calculée.....	37
II-5-1 Elimination des premiers harmoniques de la tension d'entrée.....	37
II-5-2 Déchet de tension.....	39
II-5-3 Taux d'harmoniques et harmoniques restants.....	40
II-6 Analyse des performances de la technique delta.....	42
II-6-1 Analyse harmonique.....	43
II-7 Conclusion.....	45

Chapitre III

Application des stratégies de modulation de largeur d'impulsions au convertisseur AC/DC

III-1 Introduction.....	46
III-2 Modélisation du convertisseur.....	47
III-3 Mise en équations de l'association convertisseur- charge.....	49
III-4 Application de la stratégie triangulo-sinusoïdale.....	49
III-4-1 Marche en redresseur.....	51
III-4-2 Marche en onduleur.....	52
III-5 Application de la stratégie delta.....	53
III-5-1 Fonctionnement en boucle ouverte.....	55
III-5-1-2 Marche en redresseur.....	55
III-5-1-3 Marche en onduleur.....	55
III-5-1-4 Passage redresseur-onduleur.....	57
III-5-2 Fonctionnement en boucle fermée.....	58
III-5-2 Fonctionnement en boucle fermée avec filtre.....	60
III-6 Conclusion.....	62

Chapitre IV

Etude de l'association convertisseur AC/DC-onduleur de tension-machine asynchrone

IV-1 Introduction.....	63
IV-2 Caractéristiques de la MAS alimentée par un redresseur à thyristors.....	64
IV-3 Avantage de la structure étudiée.....	64
IV-4 Description de l'ensemble convertisseur- onduleur- MAS.....	64
IV-5 Modélisation du convertisseur.....	65
IV-6 Modélisation de l'onduleur.....	65
IV-7 Modélisation de la machine asynchrone.....	69
IV-8 Application des différentes stratégies de modulation.....	71
IV-8-1 La stratégie triangulo-sinusoïdale.....	71
IV-8-2 La stratégie delta.....	74
VI-8-2-1 En boucle ouverte.....	74
VI-8-2-2 En boucle fermée.....	77
IV-9 Conclusion.....	77

Chapitre V

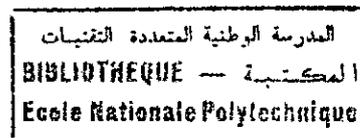
Réalisation pratique du convertisseur AC/DC Commandé par deux stratégies de modulation

V-1 Introduction.....	78
V-2 Circuit de puissance.....	79
V-2-1 Circuit d'aide à la commutation	80
V-2-2 Commande de base	81
V-3 Circuit de commande de la stratégie triangulo-sinusoïdale	82
V-3-1 Circuit générateur de la porteuse	82
V-3-2 Circuit générateur de la modulante	83
V-3-3 Circuit comparateur	83
V-3-4 Circuit retardateur	84
V-3-5 Circuit de mise en forme	85
V-3-6 Circuit logique	85
V-3-7 Schéma global du circuit de commande	86
V-4 Circuit de commande de la technique delta.....	87
V-4-1 Circuit de mesure du courant et de tension.....	88
V-4-2 Circuit comparateur de tension.....	88
V-4-3 Le premier circuit multiplicateur	89
V-4-4 Circuit déphaseur.....	89
V-4-5 Le deuxième circuit multiplicateur	90
V-4-6 Circuit générateur de la bande d'hystérisis	90
V-4-7 Circuit comparateur du courant	91
V-4-8 Circuit logique.....	92
V-5 Alimentations stabilisées	93
V-6 Résultats expérimentaux.....	94
V-6-1 Application de la stratégie triangulo-sinusoïdale	94
V-6-1-1 Les signaux de commande.....	94
V-6-1-2 Les signaux de puissance	96
V-6-2 Application de la stratégie delta	100
V-6-2-1 En boucle ouverte	100
V-6-2-2 En boucle fermée	106
V-7 Conclusion	108
Conclusion générale	109
Annexe	112
Bibliographie.....	115

Notations

- φ : angle de déphasage de fondamental de i_r par rapport à v_r ;
 δ : angle de déphasage de la modulante par rapport à v_r ;
 α : déphasage entre les axes q et as ;
 τ : taux d'harmonique ;
 $\Delta\theta$: largeur d'un créneau ;
 $\theta = \omega t$: angle d'amorçage ;
 $\omega = 2\pi f$: pulsation du réseau d'alimentation ;
 $\omega_0 = 2\pi f_0$: pulsation du filtre ;
 θ_r : position angulaire du rotor par rapport au stator ;
 Ω_r : vitesse angulaire de la MAS ;
 I_s : valeur moyenne de i_s ;
 C : condensateur de filtrage ;
 $C_{ch} \cdot \Omega_r$: couple de charge ;
 C_{em} : couple électromagnétique de la MAS ;
 $C_f \cdot \Omega_r$: couple de frottement ;
 E : F.C.E.M d'une charge active ;
 f : fréquence du réseau d'alimentation ;
 F : fréquence de la porteuse ;
 f_0 : fréquence de coupure de filtre ;
 f_o : fréquence de la porteuse associée à l'onduleur ;
 h : largeur de la bande d'hystérisis ;
 i_c : courant traversant le condensateur ;
 i_d : courant dans la charge ;
 I_{ds}, I_{qs} : courant selon l'axe d,q de la MAS ;
 i_i ($i=1-3$) : courant de la phase i de la MAS ;
 i_m : courant mesuré ;
 i_r : courant à l'entrée du convertisseur ;
 \hat{i}_{r1} : fondamental du courant i_r (notation complexe) ;
 i_{ref} : courant de référence ;
 i_{refl} : limite inférieure de la bande d'hystérisis ;
 i_{refh} : limite supérieure de la bande d'hystérisis ;
 i_s : courant à la sortie du convertisseur ;
 I_{s2} : valeur efficace de l'harmonique d'ordre 2 de i_s ;

J : moment d'inertie de la MAS ;
 K : gain de deuxième multiplicateur ;
 K_1 : gain de premier multiplicateur ;
 K_2 : amplitude du signal pris de la source d'alimentation ;
 K_f : fonction logique associée au convertisseur ;
 K_i, K_s, K_u, K_l : signaux de sortie de comparateur ;
 K_{t_i} ($i=1-4$) : signaux à l'entrée des circuits de base ;
 L_d, R_d : inductance et résistance d'une charge passive ;
 L_r, R_r : inductance et résistance équivalente du réseau et de l'autotransformateur ramenée au secondaire à l'entrée du convertisseur ;
 L_{st}, L_{rt}, L_m : inductances de la MAS ;
 m, r : indice de modulation et rapport cyclique associés au convertisseur ;
 m_o, r_o : indice de modulation et rapport cyclique associés à l'onduleur ;
 N_c : nombre de commutation par alternance ;
 P_p : nombre de pair de pôles ;
 P : nombre d'impulsion par alternance ;
 R_{st}, R_{rt} : résistances de la MAS ;
 SD_1, SD_2 : signaux de commande à la sortie de circuit logique ;
 S_i : fonction logique associée à un bras de l'onduleur ;
 U : tension constante ;
 u_{12}, u_{23}, u_{31} : tensions composées ;
 u_c : tension à l'entrée du convertisseur ;
 \hat{u}_{c1} : fondamental de la tension u_c (notation complexe) ;
 U_{c1} : valeur efficace de fondamental de u_c ;
 U_{c10} : valeur efficace de fondamental de u_c pour une commande en pleine onde ;
 U_{en} : valeur efficace de l'harmonique d'ordre n ;
 v_c : tension aux bornes de condensateur ;
 v_{cf} : tension v_c filtrée ;
 v_{cm} : tension v_c mesurée ;
 V_{ds}, V_{qs} : tensions selon l'axe d, q de la MAS ;
 v_i ($i=1-3$) : tension de la phase i de la MAS ;
 v_p, v_m : l'onde porteuse et modulante associées au convertisseur ;
 v_{po}, e_i : l'onde porteuse et modulante associées à l'onduleur ;
 v_r : tension d'alimentation ;
 V_{ref} : tension de référence ;
 V_{reff} : valeur efficace de v_r .



Introduction générale

Il est actuellement constaté que la consommation en énergie électrique croît sensiblement et approximativement le double chaque décennie. Cette énergie est d'ordinaire disponible en alternatif. Or, pour de nombreuses applications, le continu est mieux adapté. De plus, le passage par la forme continue est souvent nécessaire pour alimenter d'autres types de convertisseurs.

A l'exception des systèmes alimentés par des cyclo-convertisseurs qui n'exigent pas un tel passage, tous les autres systèmes nécessitent l'emploi des convertisseurs alternatif-continu fonctionnant à fréquence industrielle. Ces derniers sont conçus essentiellement pour alimenter soit directement des machines à courant continu, soit, par l'intermédiaire d'un second convertisseur, les machines synchrones ou asynchrones [1], [2].

Les redresseurs à diodes ou à thyristors fonctionnant à commutation naturelle présentent des inconvénients importants tels que :

- La génération des courants harmoniques ;
- La consommation d'énergie réactive.

La génération des courants harmoniques dans le réseau entraîne dans l'onde de tension des distorsions qui causent l'échauffement des condensateurs et les machines électriques et qui perturbent le fonctionnement normal des équipements électroniques. La consommation de l'énergie réactive augmente les pertes à cause de l'appel de courant qui est plus important et exige un surdimensionnement en puissance de l'installation ce qui détériore le facteur de puissance [3], [4].

Le problème de facteur de puissance est crucial lorsqu'il s'agit de grande puissance comme la traction électrique. L'amélioration de ce facteur a donné lieu à de nombreuses études, la solution classique consiste à utiliser des redresseurs en série et à décaler leur commande.

Dans certains cas, on utilise des filtres d'entrée de grandes capacités pour compenser la puissance réactive consommée par les redresseurs. Ces solutions sont restées limitées car elles ne permettent pas le contrôle convenable de la puissance déformante et de plus, elles sont coûteuses [5], [6], [7].

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 en puissance réactive est perdu en harmonique. 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'impulsions.[8]

Récemment, le développement technologique des composants semi-conducteurs de puissance tel que le transistor, le GTO et le MOSFET a permis l'apparition de nouveaux convertisseurs statiques commandés par des techniques de modulation de largeur d'impulsions.

Le convertisseur que nous envisageons d'étudier dans ce présent mémoire mérite une attention supplémentaire, car il permet:

- de délivrer un courant proche d'une sinusoïde en réduisant le contenu harmonique;
- de contrôler la puissance réactive absorbée;
- d'assurer un transfert bidirectionnel de la puissance sans introduction d'un pont auxiliaire;
- de diminuer le nombre d'éléments de filtrage.

Ce convertisseur est destiné surtout dans les équipements de traction électrique alimentés par une caténaire à courant alternatif monophasé ou ceux utilisant comme moteurs de traction des moteurs asynchrones alimentés par des onduleurs de tension à commande MLI [9], [10], [11].

Notre travail s'insère dans cet axe de recherche et fait suite aux travaux déjà effectués. Ainsi, nous nous sommes intéressés à l'étude d'un convertisseur AC/DC monophasé fonctionnant à facteur de puissance unitaire. Le convertisseur est commandé par deux stratégies de modulation de largeur d'impulsion à savoir la stratégie triangulo-sinusoïdale et la stratégie delta. L'étude contient cinq chapitres:

Dans le premier chapitre, nous présentons le convertisseur étudié. Nous montrons son principe de fonctionnement et ses limites de stabilité pour différents régimes. Nous détaillons également les différentes étapes de commutation de ce convertisseur.

Au deuxième chapitre, nous analysons les stratégies de modulation proposées, afin de déterminer l'effet des harmoniques sur la formation du spectre. Nous examinons également l'influence des paramètres de modulation sur la forme et l'amplitude de la tension et de ses composantes.

Dans le troisième chapitre, nous déterminons le modèle du convertisseur associé à deux types de charge, il s'agit d'une charge passive et d'une charge active modélisant une machine à courant continu. Dans ce chapitre, nous présentons les résultats de simulation obtenus par

l'application des deux stratégies de modulation. Nous examinons le comportement et les performances du convertisseur vis-à-vis de ces deux techniques de modulation.

L'étude sera élargie au chapitre quatre, où nous associons à ce convertisseur un onduleur de tension à MLI pour alimenter une machine asynchrone. On analysera par simulation numérique le fonctionnement de l'association onduleur- machine asynchrone, l'onduleur étant alimenté par le convertisseur AC/DC.

Au dernier chapitre figure la réalisation expérimentale du convertisseur AC/DC à transistors de puissance de 2kW. Nous montrons les circuits de puissance et de commande et les résultats des essais obtenus au laboratoire.

Chapitre I

Etude du convertisseur AC/DC

I-1. Introduction

Il est constaté que les convertisseurs alternatif-continu à thyristors sont les plus utilisés. Ces convertisseurs présentent un facteur de puissance qui diminue lorsque l'angle d'amorçage des thyristors augmente et injectent des courants harmoniques dans le réseau d'alimentation. D'autre part, Dans certaines applications réversibles, on a toujours recours à un convertisseur auxiliaire (6 thyristors supplémentaires), ce qui rend l'installation plus complexe et plus chère.

Le développement technologique des semi-conducteurs et l'apparition des nouvelles techniques de commande en particulier la technique de modulation de largeur d'impulsions ont encouragé plusieurs chercheurs à orienter leurs travaux vers ce domaine, dans le but de concevoir des convertisseurs plus performants [8]; [9], [10].

L'étude que nous présenterons dans ce chapitre fait suite à ces travaux. Elle sera consacrée à un convertisseur AC/DC monophasé à MLI, Les caractéristiques du convertisseur seront analysées. Nous examinerons également la stabilité du convertisseur et ses limites de fonctionnement. A la fin de ce chapitre, nous présenterons en détails les phases de commutation du convertisseur.

I-2. Description du convertisseur

La figure I-1 montre le schéma de principe et indique les notations adoptées. Le convertisseur est formé de quatre interrupteurs K_i ($i=1,4$) commandés bidirectionnels en courant. Chacun contient un transistor bipolaire T_i et une diode D_i montée en antiparallèle avec le transistor. Le convertisseur est monté directement à la sortie du transformateur d'entrée.

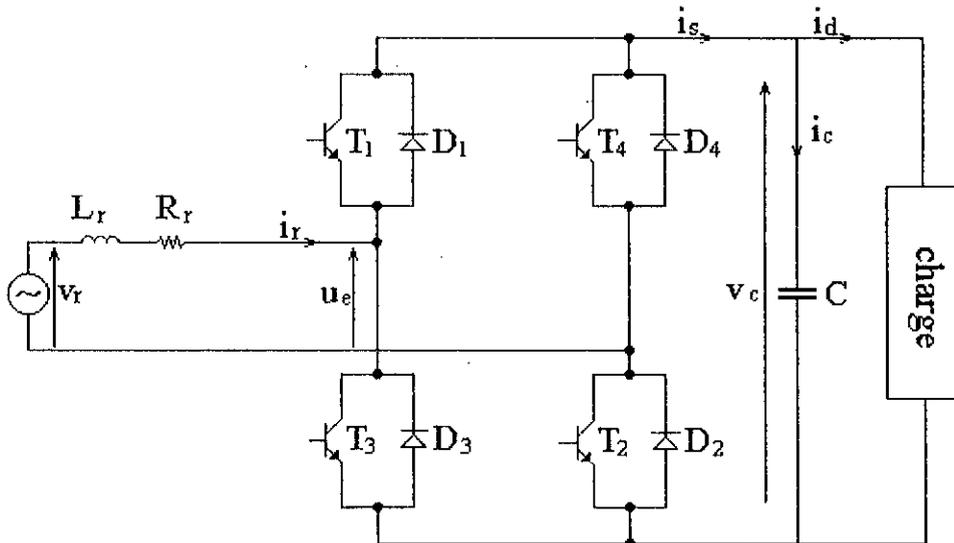


Figure I-1 : Schéma de principe du convertisseur AC/DC

On désigne par L_r l'inductance totale du réseau et des fuites de transformateur ramenée au secondaire de celui-ci. v_r est la tension de la source sinusoïdale. Une capacité C est placée à la sortie du convertisseur permettant le filtrage de la tension de sortie v_c . Le convertisseur est alimenté par une source de courant à cause de l'inductance L_r , et débite sur un récepteur de tension à cause de la capacité C .

I-3. Caractéristiques statiques du convertisseur AC/DC

La relation entre la valeur moyenne de la tension de sortie V_{c0} et la valeur efficace du fondamental de la tension d'entrée U_{e1} , peut être exprimée en fonction du rapport cyclique r qui varie de zéro à 1 et du facteur K_{dt} qui définit le déchet de tension produit par la modulation de largeur d'impulsion. Ce facteur dépend de la stratégie de modulation utilisée et de la fréquence des commutations effectuées.

Dans le cas de la stratégie triangulo-sinusoïdale avec un indice de modulation supérieur à 6, le facteur K_{dt} est égal à l'unité. Par contre, lorsque l'harmonique 3 de la tension d'entrée u_e est important, ce facteur est supérieur à 1 ($K_{dt}=1.155$) [12], [13].

En conséquence, la relation entre U_{e1} et V_{c0} peut être donnée par :

$$U_{e1} = \frac{rK_{dt} V_{c0}}{\sqrt{2}} \quad (I-1)$$

Etant donné que r est inférieur ou égal à 1, donc :

$$V_{c0} \geq \frac{\sqrt{2}U_{e1}}{K_{dt}} \quad (I-2)$$

Cette expression montre que V_{c0} est supérieure à U_{e1} . Cela nous permet de conclure que: Contrairement aux convertisseurs classiques qui fonctionnent en abaisseur de tension, ce convertisseur fonctionne en redresseur élévateur de tension.

L'expression de la valeur moyenne du courant de sortie \bar{I}_s en fonction de la valeur efficace du courant d'entrée I_r , se déduit de la conservation de la puissance active entre l'entrée et la sortie du convertisseur.

En supposant que le convertisseur est parfait (convertisseur sans pertes), on peut écrire :

$$U_{e1} I_r \cos(\varphi - \delta) = \bar{I}_s V_{c0} \quad (I-3)$$

A partir de cette équation et tenons compte de l'inégalité (I-2), la valeur moyenne \bar{I}_s peut être exprimée par :

$$\bar{I}_s \leq \frac{I_r}{\sqrt{2}} \quad (I-4)$$

Cette expression montre que le courant de sortie a une valeur moyenne inférieure à la valeur efficace du courant d'entrée. Ce convertisseur est un abaisseur de courant.

I-4. Analyse de fonctionnement du convertisseur AC/DC

Dans cette analyse, nous supposons que :

- Toutes les variables alternatives sont sinusoïdales.
- Toutes les variables continues sont assimilées à leurs valeurs moyennes.
- L'indice de modulation a une valeur suffisante pour que l'harmonique de rang 3 de u_e soit négligeable. Cela nous permet de mettre $K_{dt}=1$ [13].

Soit \hat{v}_r , \hat{u}_{e1} , \hat{i}_r les représentations complexes de v_r , u_{e1} et i_r respectivement. En négligeant $R_r \hat{i}_r$ devant $L_r \omega \hat{i}_r$, l'équation électrique à l'entrée du convertisseur peut être écrite sous la forme :

$$\hat{v}_r = \hat{u}_{e1} + jL_r \omega \hat{i}_r \quad (I-5)$$

Cette équation traduit le diagramme vectoriel représenté à la figure I-2-a.

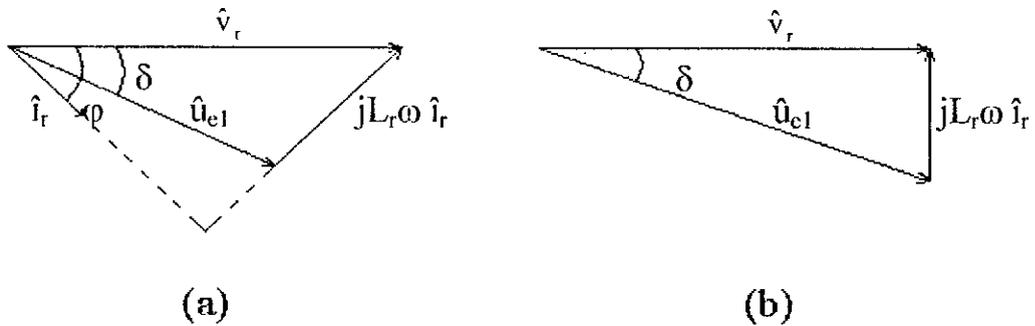


Figure I-2 : Diagramme vectoriel

D'ordinaire, On cherche à mettre le courant d'entrée i_r en phase avec la tension v_r , le diagramme vectoriel est alors celui de la figure I-2-b.

Dans ce cas, nous avons :

$$U_{e1} = \sqrt{V_r^2 + (L_r \omega I_r)^2} \quad (I-6)$$

L'angle δ qui désigne le déphasage du fondamental de la tension d'entrée u_{e1} par rapport à la tension v_r est donné par la relation :

$$\operatorname{tg} \delta = \frac{L_r \omega I_r}{V_r} \quad (I-7)$$

Pour une commande en modulation de largeur d'impulsions, δ représente le déphasage de la référence servant à déterminer les instants de commutation des interrupteurs, par rapport à la tension d'alimentation.

Le sens de déphasage dépend du sens d'écoulement de puissance :

- Il s'agit d'un déphasage arrière si la source fournit de la puissance à la charge à travers le convertisseur.
- Il s'agit d'un déphasage avant lorsque la charge renvoie de la puissance à la source (fonctionnement onduleur).

Le courant \hat{i}_r peut être exprimé en fonction de ses composantes réelle et imaginaire par :

$$\hat{i}_r = I_{récl} + jI_{imag} \quad (I-8)$$

En se basant sur le diagramme vectoriel donné par la figure I-2-a, on peut déduire l'expression de $I_{récl}$ et I_{imag} par :

$$\begin{cases} I_{récl} = \frac{U_{e1} \sin \delta}{L_r \omega} \\ I_{imag} = \frac{V_r - U_{e1} \cos \delta}{L_r \omega} \end{cases} \quad (I-9)$$

la puissance active P_c et réactive Q_c à l'entrée du convertisseur peuvent être données par :

$$\begin{cases} P_c = V_r I_{récl} \\ Q_c = V_r I_{imag} \end{cases} \quad (I-10)$$

On substitue les expressions de $I_{récl}$ et de I_{imag} données par (I-9) dans l'équation (I-10). Les expressions de P_c et Q_c deviennent alors :

$$\begin{cases} P_c = \frac{V_r U_{e1} \sin \delta}{L_r \omega} \\ Q_c = \frac{V_r^2}{L_r \omega} - \frac{V_r U_{e1} \cos \delta}{L_r \omega} \end{cases} \quad (I-11)$$

Par la combinaison de ces deux expressions, on obtient l'équation :

$$P_c^2 + (Q_c - Q_{c0})^2 = \left(\frac{U_{e1} V_r}{L_r \omega} \right)^2 \quad (I-12)$$

$$\text{Avec: } Q_{c0} = \frac{V_r^2}{L_r \omega}$$

I-4-1. Fonctionnement à tension de sortie constante

En remplaçant U_{e1} par son expression donnée par (I-1) et en posant $(P_c)_{\max} = V_r V_{c0} / \sqrt{2} L_r \omega$, l'équation (I-12) devient :

$$P_c^2 + (Q_c - Q_{c0})^2 = r^2 (P_c)_{\max}^2 \quad (I-13)$$

Dans le plan (P, Q), cette expression traduit l'équation d'un cercle de centre $(0, Q_{c0})$ et de rayon égal à $r(P_c)_{\max}$. Lorsqu'on fait varier r de 0 à 1 et δ de 0 à 2π , tous les points décrits par ce cercle présentent un fonctionnement stable du convertisseur dans les quatre quadrants (figure I-3).

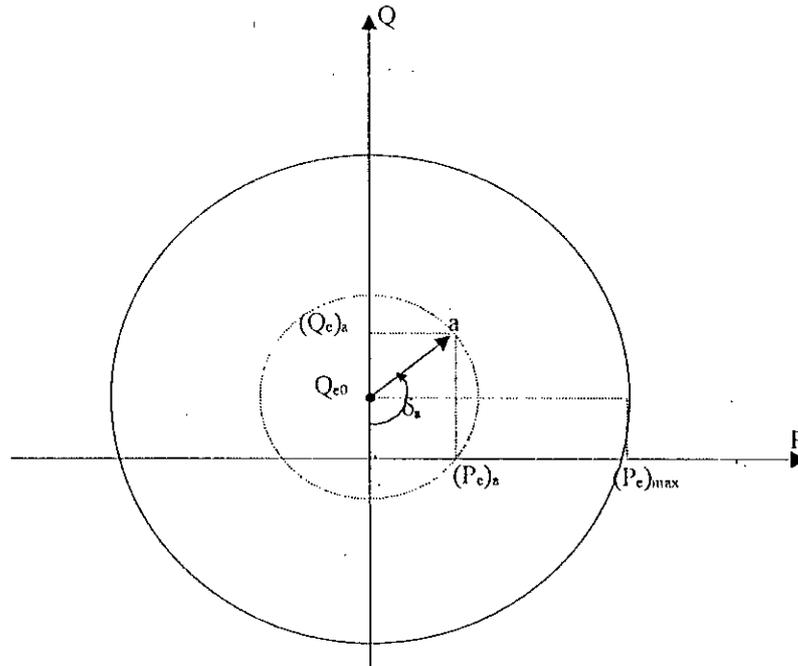


Figure I-3 : Fonctionnement à V_{c0} constante

Pour un fonctionnement à facteur de puissance unitaire, la puissance réactive Q_c est nulle.

A partir de l'équation (I-13), on peut déterminer la largeur de l'intervalle de la puissance active pour lequel ce type de fonctionnement est possible. Cette largeur est égale à :

$$2(P_c)_{\max} \sqrt{r^2 - \frac{Q_{c0}^2}{(P_c)_{\max}^2}} \quad (I-14)$$

A partir de cette expression, nous remarquons que :

- Ce type de fonctionnement est possible si Q_{c0} est inférieure à $(P_c)_{\max}$.
- Plus Q_{c0} est inférieure à $(P_c)_{\max}$, plus la largeur de l'intervalle est grande.

La puissance réactive exprimée par l'équation (I-11) peut être réécrite sous la forme :

$$Q_c = Q_{c0} - r(P_c)_{\max} \cos \delta \quad (I-15)$$

Cette expression nous permet de déterminer la relation entre l'angle δ et le rapport cyclique r par :

$$r \cos \delta = \frac{Q_{e0}}{(P_e)_{\max}} = \text{Cte} \quad (\text{I-16})$$

La relation (I-16) peut être considérée comme une loi de commande du convertisseur fonctionnant à facteur de puissance unitaire et contrôler par la stratégie triangulo-sinusoïdale [14].

Pour le fonctionnement en compensateur, la puissance active est nulle. A partir de l'équation (I-11), cette puissance peut être exprimée par :

$$P_e = r(P_e)_{\max} \sin \delta \quad (\text{I-17})$$

Cette expression est égale à 0 lorsque $\sin \delta$ est nul. D'où :

$$\begin{cases} \cos \delta = 1 \text{ pour } Q_e < Q_{e0} \\ \cos \delta = -1 \text{ pour } Q_e > Q_{e0} \end{cases} \quad (\text{I-18})$$

Le terme Q_{e0} est toujours positif, ce qui montre que ce convertisseur produit plus d'énergie réactive qu'il en absorbe.

I-4-2. Fonctionnement avec charge résistive

Notons par R_d la résistance associée au convertisseur. En tenant compte que le convertisseur est parfait, la puissance active à l'entrée du convertisseur est totalement transférée à sa sortie et vaut :

$$P_e = \frac{V_{c0}^2}{R_d} \quad (\text{I-19})$$

On substitue cette dernière équation dans (I-11), les expressions de P_e et de Q_e deviennent :

$$\begin{cases} P_e = \left(\frac{V_r}{\sqrt{2}L_r\omega} \right)^2 R_d r^2 \sin^2 \delta \\ Q_e = Q_{e0} - \left(\frac{V_r}{\sqrt{2}L_r\omega} \right)^2 R_d r^2 \sin \delta \cos \delta \end{cases} \quad (\text{I-20})$$

En posant : $(P_e)_{\max} = \left(\frac{V_r}{\sqrt{2}L_r\omega} \right)^2 R_d$, l'équation (I-20) peut être réécrite sous la forme :

$$\begin{cases} P_e = r^2 (1 - \cos 2\delta) \frac{(P'_e)_{\max}}{2} \\ Q_e = Q_{e0} - r^2 \sin 2\delta \frac{(P'_e)_{\max}}{2} \end{cases} \quad (\text{I-21})$$

Par la combinaison de ces deux expressions, on obtient la nouvelle équation du cercle qui définit ce type de fonctionnement. Cette équation est donnée par :

$$(Q_e - Q_{e0})^2 + \left(P_e - r^2 \frac{(P'_e)_{\max}}{2} \right)^2 = \left(r^2 \frac{(P'_e)_{\max}}{2} \right)^2 \quad (\text{I-22})$$

Ce cercle a $(r^2(P'_e)_{\max}/2, Q_{e0})$ comme centre variable et $r^2(P'_e)_{\max}/2$ comme rayon. Il est situé uniquement dans les deux quadrants du plan (P, Q) , comme le montre la figure I-4.

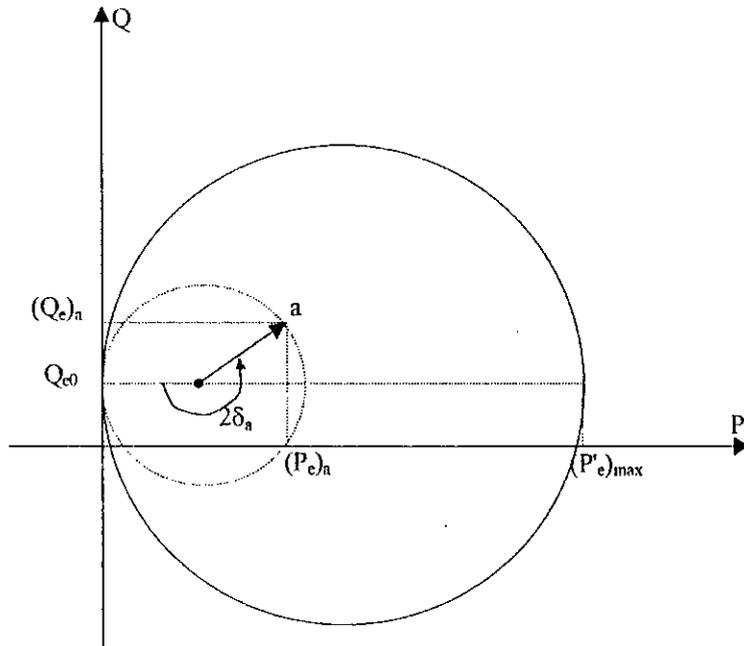


Figure I-4 : fonctionnement avec charge résistive

A partir de ce diagramme (figure I-4), nous remarquons que :

- Tous les points délimités par le cercle de rayon maximal égal à $(P'_e)_{\max}/2$ sont fonction de 2δ .
- Pour un rapport cyclique r fixe, le cercle a un rayon égal à l'abscisse de son centre.
- Pour ce type de charge, le fonctionnement en mode compensateur seul est impossible. Cependant, le convertisseur fonctionne en redresseur et en compensateur simultanément.

Le fonctionnement à facteur de puissance unitaire pour ce type de charge est possible si Q_{e0} est inférieure à $(P'_e)_{\max}/2$.

En substituant l'expression de Q_{e0} est de $(P'_e)_{\max}$, on peut déterminer à partir de cette condition la résistance qu'il faut mettre pour assurer un tel fonctionnement. Cette résistance doit vérifier :

$$R_d \geq 16L_r \omega \tag{I-23}$$

La largeur de l'intervalle de la puissance active pour ce type de fonctionnement est obtenue à partir de l'équation (I-22), en mettant $Q_c=0$. Ainsi, cette largeur vaut :

$$r^2 (P'_e)_{\max} \sqrt{1 - \frac{2Q_{e0}^2}{r^4 (P'_e)_{\max}^2}} \tag{I-24}$$

A partir de l'expression de la puissance réactive (équation (I-21)), on détermine la relation entre le rapport cyclique r et l'angle δ par :

$$r^2 \sin 2\delta = \frac{2Q_{e0}}{(P'_e)_{\max}} = \text{Cte} \tag{I-25}$$

Cette relation peut être prise comme une loi de commande pour ce type de fonctionnement [15].

I-5. Etude de la commutation

Lorsqu'on utilise la commande MLI, chaque interrupteur commandé est fermé puis ouvert plusieurs fois au cours d'une même alternance du courant d'entrée i_r .

Le transistor T_3 écoule le courant i_r quand celui-ci est positif, et la diode D_1 écoule le reste de l'alternance positive de i_r .

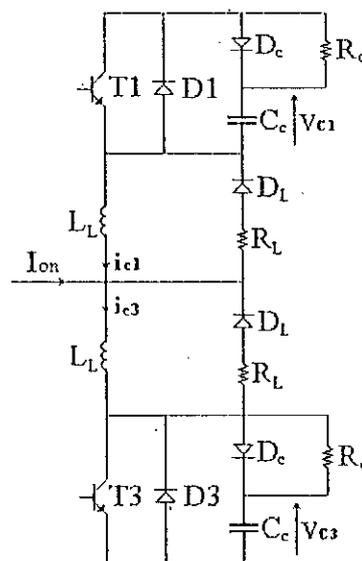


Figure I-4 : Un bras du convertisseur

Pratiquement toutes les commutations se font à courant i_r non nul, et chaque transistor doit être protégé à la fois contre les di/dt et les dv/dt excessifs. Chaque demi-pont se présente alors comme l'indique la figure I-4. Les transistors sont protégés contre les dv/dt par des circuits R_c, C_c, D_c et contre les di/dt par des circuits R_L, L_L, D_L .

I-5-1. commutation à la fermeture

On étudie la commutation $D_1 \rightarrow T_3$ provoquée par la commande de la fermeture de T_3 alors que le courant i_r est positif. On admettra que la commutation est assez brève pour que le courant i_r ne varie pas durant son déroulement, on négligera la chute de tension aux bornes des transistors et des diodes quand ils conduisent. La commutation s'effectue en quatre étapes. On suit l'évolution des grandeurs qui ne peuvent subir de discontinuité à savoir ;

- Les tensions v_{c1} et v_{c3} aux bornes des condensateurs de même capacité C_c ;
- Les courants i_{c1} et i_{c3} dans les inductances de même valeur L_L .

Les expressions de ces quatre grandeurs permettent d'obtenir à chaque instant, le courant et la tension à n'importe quelle branche du circuit.

A l'état initial, lorsque la diode D_1 conduit seule, on a : $v_{c3}=U, v_{c1}=0, i_{c3}=0, i_{c1}=-I_{on}$.

Phase 1 ($0 < t < t_1$) conduction simultanée de T_3 et D_1

On néglige le temps de descente de la tension v_{T3} . Le condensateur C_c se charge dans R_c à travers T_3 , alors que le courant i_{c3} commence à croître.

A partir de schéma de la figure I-5-b, on peut écrire :

$$v_{c3} = U(e^{-\frac{t}{R_c C_c}}) \tag{I-26}$$

Relation qui sera valable durant les quatre phases.

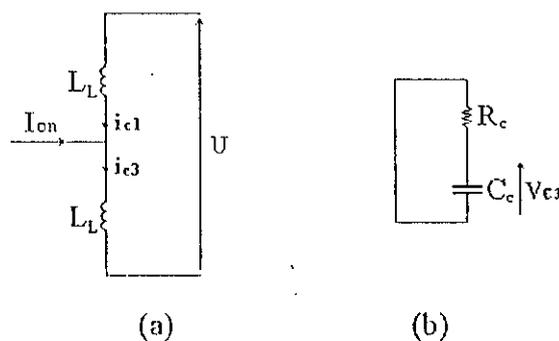


Figure I-5: Schéma équivalent de la phase 1

Le second schéma, figure I-5-a donne : $U = L_L \frac{di_{c1}}{dt} + L_L \frac{di_{c3}}{dt}$ avec : $i_{c3} = i_{c1} + I_{on}$.

Donc : $\frac{di_{c3}}{dt} = \frac{di_{c1}}{dt}$, d'où : $U = 2L_L \frac{di_{c3}}{dt}$, ce qui donne :

$$\begin{cases} i_{c3} = \frac{U}{2L_L} t \\ i_{c1} = \frac{U}{2L_L} t - I_{on} \end{cases} \quad (I-27)$$

Les courants dans les semi-conducteurs donnés par : $i_{D1} = -i_{c1}$ et $i_{T3} = i_{c3} - C_c dv_{c3}/dt$ ont pour expression :

$$\begin{cases} i_{D1} = I_{on} - \frac{U}{2L_L} t \\ i_{T3} = U \left(\frac{t}{2L_L} + \frac{1}{R_c} e^{-\frac{t}{R_c C_c}} \right) \end{cases}$$

La première phase se termine à l'instant $t=t_1$ tel que :

$$i_{c1} = I_{on} - \frac{U}{2L_L} t_1 = 0 \Rightarrow t_1 = \frac{2L_L}{U} I_{on}$$

A la fin de ce premier intervalle, on a donc : $v_{c3}(t_1) = U(e^{-\frac{t_1}{R_c C_c}})$, $v_{c1}(t_1)=0$, $i_{c1}(t_1)=0$ et $i_{c3}(t_1)=I_{on}$.

Phase 2 ($t_1 < t < t_2$) conduction simultanée de T_3 et D_c

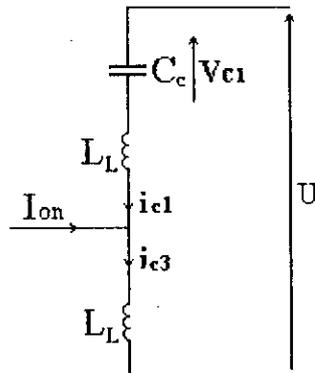


Figure I-6: Schéma équivalent de la phase 2

Du schéma équivalent de la figure I-6 on déduit : $U = L_L \frac{di_{c1}}{dt} + L_L \frac{di_{c3}}{dt} + v_{c1}$

Puisque $i_{c3} = i_{c1} + I_{on}$ donc : $di_{c1}/dt = di_{c3}/dt$. La relation précédente s'écrit :

$$v_{c1} = U - 2L_L \frac{di_{c1}}{dt} \quad (I-28)$$

Le courant i_{c1} étant égal à $C_c dv_{c1}/dt$, ce courant est solution de l'équation différentielle :

$$2L_L C_c \frac{d^2 i_{c1}}{dt^2} + i_{c1} = 0$$

D'où l'expression de i_{c1} :

$$i_{c1} = \frac{U}{2L_L \omega_1} \sin(\omega_1(t - t_1)) \quad (I-29)$$

avec : $\omega_1 = \frac{1}{\sqrt{2L_L C_c}}$

Et celle de v_{c1} :

$$v_{c1} = U[1 - \cos(\omega_1(t - t_1))] \quad (I-30)$$

On déduit i_{c3} et i_{T3} de i_{c1} par :

$$\begin{cases} i_{c3} = i_{c1} + I_{on} = I_{on} + \frac{U}{2L_L \omega_1} \sin(\omega_1(t - t_1)) \\ i_{T3} = i_{c3} - C_c \frac{dv_{c3}}{dt} = i_{c3} + \frac{U}{R_c} e^{-\frac{t}{R_c C_c}} \end{cases} \quad (I-31)$$

A partir de l'équation (I-28), lorsque la tension v_{c1} devient supérieure à U , $L_L di_{c1}/dt$ devient négative, les diodes D_L entre en conduction. Cela se produit pour $t=t_2$ tel que :

$$U[1 - \cos(\omega_1(t_2 - t_1))] = U \Rightarrow t_2 = t_1 + \frac{\pi}{2\omega_1}$$

Compte tenu de la valeur de t_2 , à la fin de la phase, on a :

$$v_{c1}(t_2) = U, \quad i_{c1}(t_2) = U\sqrt{C_c/2L_L}, \quad i_{c3}(t_2) = I_{on} + i_{c1}(t_2).$$

L'addition du courant de décharge de C_c et de i_{c1} à I_{on} entraîne une surintensité dans le transistor ; le courant i_{T3} est maximum à la fin de la phase 2 et vaut alors :

$$(i_{T3})_{\max} = i_{c3}(t_2) + \frac{U}{R_c} e^{-\frac{t_2}{R_c C_c}} = I_{on} + U\sqrt{\frac{C_c}{2L_L}} + \frac{U}{R_c} e^{-\frac{t_2}{R_c C_c}} \quad (I-32)$$

Phase 3 ($t_2 < t < t_3$) conduction simultanée de T_3 et D_c et les diodes D_L

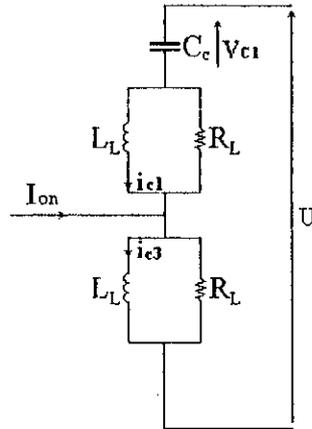


Figure I-7: Schéma équivalent de la phase 3

Le schéma équivalent pour le calcul de i_{c1} , i_{c3} et v_{c1} est alors celui de la figure I-7. On peut écrire :

$$\begin{cases} i_{c3} + \frac{L_L}{R_L} \frac{di_{c3}}{dt} = I_{on} + i_{c1} + \frac{L_L}{R_L} \frac{di_{c1}}{dt} \\ \frac{L_L}{R_L} \frac{d(i_{c3} - i_{c1})}{dt} + (i_{c1} - i_{c3}) = I_{on} \end{cases}$$

La différence $(i_{c3} - i_{c1})$ est donc de la forme :

$$I_{on} + A e^{-\frac{R_L}{L_L}(t-t_2)}$$

Mais la constante d'intégration A est nulle puisque $(i_{c3}(t_2) - i_{c1}(t_2))$ égale à I_{on} . On a donc encore malgré la conduction des diodes D_L :

$$i_{c3} - i_{c1} = I_{on} \tag{I-33}$$

D'autre part, puisque $di_{c3}/dt = di_{c1}/dt$.

$$\begin{cases} v_{c1} = U - 2L_L \frac{di_{c1}}{dt} \\ i_{c1} + \frac{L_L}{R_L} \frac{di_{c1}}{dt} = C_c \frac{dv_{c1}}{dt} = -2L_L C_c \frac{d^2 i_{c1}}{dt^2} \end{cases} \tag{I-34}$$

D'où l'équation différentielle donnant i_{c1} .

$$2L_L C_c \frac{d^2 i_{c1}}{dt^2} + \frac{L_L}{R_L} \frac{di_{c1}}{dt} + i_{c1} = 0$$

On pose : $\omega_1 = \frac{1}{\sqrt{2L_L C_c}}$, $\alpha_1 = \frac{1}{4R_L C_c}$

Le courant i_{c1} a pour expression :

- Si $\omega_1 > \alpha_1$
$$i_{c1} = \left[\frac{i_{c1}(t_2)}{\sin(\varphi_1)} (e^{-\alpha_1(t-t_2)}) \right] \sin(\beta_1(t-t_2) + \varphi_1) \quad (I-35)$$

avec : $\beta_1 = \sqrt{\omega_1^2 - \alpha_1^2}$, $\text{tg}(\varphi_1) = \frac{\beta_1}{\alpha_1}$

- Si $\omega_1 < \alpha_1$
$$i_{c1} = \left[\frac{i_{c1}(t_2)}{\text{sh}(\varphi_2)} (e^{-\alpha_1(t-t_2)}) \right] \text{sh}(\beta_2(t-t_2) + \varphi_2) \quad (I-36)$$

Avec : $\beta_2 = \sqrt{\alpha_1^2 - \omega_1^2}$, $\text{th}(\varphi_2) = \frac{\beta_2}{\alpha_1}$

Par la suite, on n'étudiera que le cas, où ω_1 est supérieur à α_1 . Dans le cas contraire ($\omega_1 < \alpha_1$) il suffit de remplacer les fonctions trigonométriques par les fonctions hyperboliques.

De i_{c1} on déduit i_{c3} par la relation (I-33). La relation (I-34) permet d'établir l'expression de v_{c1} , celle du courant i_{c1} de la charge de la capacité C_c se déduit de v_{c1} par : $i_{c1} = C_c dv_{c1}/dt$. On obtient ainsi :

$$v_{c1} = U + 2L_L \omega_1 \left[\frac{i_{c1}(t_2)}{\sin(\varphi_1)} (e^{-\alpha_1(t-t_2)}) \right] \sin(\beta_1(t-t_2)) \quad (I-37)$$

$$i_{c3} = -2L_L C_c \omega_1^2 \left[\frac{i_{c1}(t_2)}{\sin(\varphi_1)} (e^{-\alpha_1(t-t_2)}) \right] \sin(\beta_1(t-t_2) - \varphi_1)$$

La phase 3 se termine lorsque i_{c1} change de signe provoquant le blocage de D_c ; l'annulation de dv_{c1}/dt donne $t_3 = t_2 + \varphi_1/\beta_1$.

A la fin de cet intervalle, on a :

$$i_{c1}(t_3) = \frac{U}{2R_L} e^{-\frac{\alpha_1 \eta_1}{\beta_1}}$$

$$i_{c3}(t_3) = I_{on} + i_{c1}(t_3)$$

$$v_{c1}(t_3) = U + 2R_L i_{c1}(t_3)$$

Phase 4 ($t > t_3$) conduction simultanée de T_3 et les diodes D_L

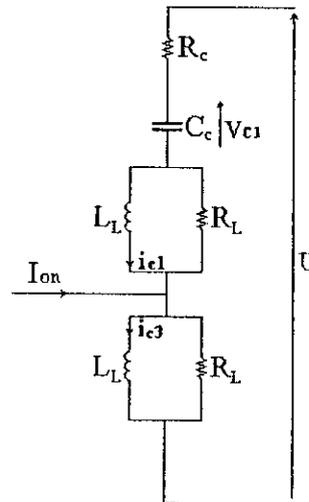


Figure I-8: Schéma équivalent de la phase 4

Le schéma permettant le calcul de i_{c1} , i_{c3} et v_{c1} et alors celui de la figure I-8. Comme pour la phase 3, de l'égalité :

$$i_{c3} + \frac{L_L}{R_L} \frac{di_{c3}}{dt} = I_{on} + i_{c1} + \frac{L_L}{R_L} \frac{di_{c1}}{dt}$$

On déduit encore : $i_{c3} - i_{c1} = I_{on}$

A partir de :

$$U = 2L_L \frac{di_{c1}}{dt} + v_{c1} + R_c C_c \frac{dv_{c1}}{dt}, \text{ avec : } i_{c1} + \frac{L_L}{R_L} \frac{di_{c1}}{dt} = C_c \frac{dv_{c1}}{dt}$$

On obtient après dérivation :

$$L_L C_c \left(2 + \frac{R_c}{R_L} \right) \frac{d^2 i_{c1}}{dt^2} + \left(R_c C_c + \frac{L_L}{R_L} \right) \frac{di_{c1}}{dt} + i_{c1} = 0$$

On pose :

$$\omega_2 = \frac{1}{\sqrt{L_L C_c (2 + \frac{R_c}{R_L})}} \quad , \quad \alpha_2 = \frac{1}{2} \frac{R_c C_c + \frac{L_L}{R_L}}{L_L C_c (2 + \frac{R_c}{R_L})}$$

D'où l'expression de i_{c1}

- Si $\omega_2 > \alpha_2$
$$i_{c1} = \left[\frac{i_{c1}(t_3)}{\sin(\varphi_3)} (e^{-\alpha_2(t-t_3)}) \right] \sin(\beta_3(t-t_3) + \varphi_3) \tag{I-38}$$

avec : $\beta_3 = \sqrt{\omega_2^2 - \alpha_2^2}$, $\text{tg}(\varphi_3) = \frac{\beta_3}{(\alpha_2 - \frac{R_c}{L_L})}$

- Si $\omega_2 < \alpha_2$
$$i_{c1} = \left[\frac{i_{c1}(t_3)}{\text{sh}(\varphi_4)} (e^{-\alpha_2(t-t_3)}) \right] \text{sh}(\beta_4(t-t_3) + \varphi_4) \tag{I-39}$$

avec : $\beta_4 = \sqrt{\alpha_2^2 - \omega_2^2}$, $\text{th}(\varphi_4) = \frac{\beta_4}{(\alpha_2 - \frac{R_c}{L_L})}$

Le calcul de v_{c1} par : $v_{c1} = U - R_c i_{c1} - L_L (2 + \frac{R_c}{R_L}) \frac{di_{c1}}{dt}$ donne dans le cas où α_2 serait inférieur à ω_2 :

$$v_{c1} = U - R_c i_{c1} \left[1 + \frac{L_L}{R_c} (2 + \frac{R_c}{R_L}) (-\alpha_2 + \beta_3 \cot g(\beta_3(t-t_3) + \varphi_3)) \right] \tag{I-40}$$

Lorsque t tend vers l'infini, i_{c1} tend vers zéro, i_{c3} tend vers I_{on} et v_{c1} tend vers U . Le transistor T_3 se retrouve seul conducteur et la commutation est terminée.

I-5-2. Commutation à l'ouverture

On étudie le passage de la conduction de T_3 à celle de D_1 , provoquée par la disparition du signal de commande sur la base de T_3 , alors que le courant i_r est positif. On désigne par I_{on} la valeur de i_r supposée constante pendant la commutation qui se déroule en quatre phase.

A l'état initial, on a : $v_{c3}(0)=0$, $v_{c1}(0)=U$, $i_{c3}(0)=I_{on}$, $i_{c1}(0)=0$.

Phase 1 ($0 < t < t_f$) conduction simultanée de T_3, D_c et les diodes D_L

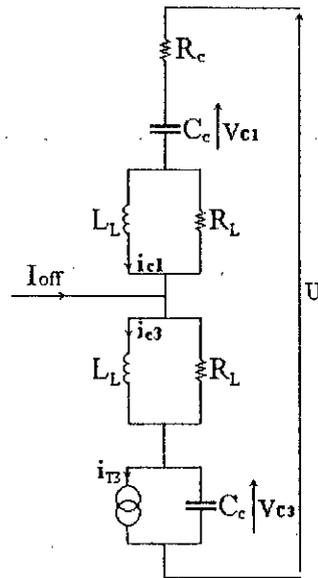


Figure I-9 : Schéma équivalent de la phase 1

Quand le signal de commande de T_3 disparaît, le courant i_{T3} ne devient pas nul instantanément. On admettra que i_{T3} décroît linéairement de I_{off} à zéro pendant un temps t_f

$$i_{T3} = I_{off} \left(1 - \frac{t}{t_f}\right)$$

Le schéma équivalent de la figure I-9 montre que l'on a :

$$i_{c3} + \frac{L_L}{R_L} \frac{di_{c3}}{dt} = I_{off} + i_{c1} + \frac{L_L}{R_L} \frac{di_{c1}}{dt} \tag{I-41}$$

$$\frac{L_L}{R_L} \frac{d(i_{c3} - i_{c1})}{dt} + (i_{c3} - i_{c1}) = I_{off}$$

avec : $i_{c3}(0) - i_{c1}(0) = I_{off}$. Ce qui donne :

$$i_{c3} - i_{c1} = I_{off} \tag{I-42}$$

L'équation des tensions s'écrit :

$$U = v_{c3} + 2L_L \frac{di_{c3}}{dt} + v_{c1} + R_c C_c \frac{dv_{c1}}{dt}$$

En dérivant et en remplaçant dv_{c3}/dt et dv_{c1}/dt par :

$$\begin{cases} \frac{dv_{c3}}{dt} = \frac{1}{C_c} \left[i_{c3} + \frac{L_L}{R_L} \frac{di_{c3}}{dt} - i_{T3} \right] \\ \frac{dv_{c1}}{dt} = \frac{1}{C_c} \left[i_{c3} - I_{off} + \frac{L_L}{R_L} \frac{di_{c3}}{dt} \right] \end{cases}$$

Il vient : $L_L C_c \left(2 + \frac{R_c}{R_L} \right) \frac{d^2 i_{c3}}{dt^2} + (R_c C_c + \frac{2L_L}{R_L}) \frac{di_{c3}}{dt} + 2i_{c3} = I_{off} \left(2 - \frac{t}{t_f} \right)$

On pose : $\omega_3 = \frac{1}{\sqrt{L_L C_c \left(1 + \frac{R_c}{2R_L} \right)}}$, $\alpha_3 = \frac{R_c C_c + \frac{2L_L}{R_L}}{4L_L C_c \left(1 + \frac{R_c}{2R_L} \right)}$

- Si $\omega_3 > \alpha_3$ le courant i_{c3} a pour expression :

$$i_{c3} = \left[-\frac{\alpha_3}{\omega_3^2 t_f} \frac{I_{off}}{\sin(\varphi_5)} (e^{-\alpha_3 t}) \right] \sin(\beta_5 t + \varphi_5) + I_{off} \left(1 + \frac{1}{2t_f} \left(\frac{2\alpha_3}{\omega_3^2} - t \right) \right) \quad (I-43)$$

Avec : $\beta_5 = \sqrt{\omega_3^2 - \alpha_3^2}$, $\text{tg}(\varphi_5) = \frac{2\alpha_3 \beta_5}{2\alpha_3^2 - \omega_3^2}$

De l'expression de i_{c3} on peut déduire v_{c3} et v_{c1} par :

$$\begin{aligned} v_{c3} &= \frac{1}{2} \left[\frac{I_{off}}{2C_c t_f} t^2 - R_c (i_{c3} - I_{off}) - 2L_L \left(1 + \frac{R_c}{2R_L} \right) \frac{di_{c3}}{dt} \right] \\ v_{c1} &= \frac{1}{2} \left[2U - \frac{I_{off}}{2C_c t_f} t^2 - R_c (i_{c3} - I_{off}) - 2L_L \left(1 + \frac{R_c}{2R_L} \right) \frac{di_{c3}}{dt} \right] \end{aligned} \quad (I-44)$$

Cette première phase se termine en $t=t_f$ lorsque i_{T3} s'annule, on a alors :

$$\begin{aligned} i_{c3}(t_f) &= \left[-\frac{\alpha_3}{\omega_3^2 t_f} \frac{I_{off}}{\sin(\varphi_5)} (e^{-\alpha_3 t_f}) \right] \sin(\beta_5 t_f + \varphi_5) + \frac{I_{off}}{2} \left(1 + \frac{2\alpha_3}{t_f \omega_3^2} \right) \\ i_{c1}(t_f) &= i_{c3} - I_{off} \\ v_{c3}(t_f) &= \frac{1}{2} \left[\frac{I_{off}}{2C_c t_f} t_f^2 - R_c (i_{c3} - I_{off}) - 2L_L \left(1 + \frac{R_c}{2R_L} \right) \frac{di_{c3}(t_f)}{dt} \right] \\ v_{c1}(t_f) &= U + v_{c3}(t_f) - \frac{I_{off}}{2C_c} t_f \end{aligned} \quad (I-45)$$

A noter que, pendant cette première phase, les variations de i_{c3} , i_{c1} et v_1 sont très faibles, on peut prendre : $i_{c3}(t_f)=I_{off}$, $i_{c1}(t_f)=0$, $v_{c1}(t_f)=U$, $v_{c3}(t_f)=I_{off}t_f/2C_c$.

Phase 2 ($t_f < t < t'_2$) conduction simultanée de D_c et les diodes D_L

Le schéma équivalent est celui de la figure I-9, se n'est que i_{r3} est maintenant nul. Les équations sont les mêmes que lors du premier intervalle mais avec : $i_{r3}=0$.

Le courant i_{c3} est solution de l'équation :

$$L_L C_c (2 + \frac{R_c}{R_L}) \frac{d^2 i_{c3}}{dt^2} + (R_c C_c + \frac{2L_L}{R_L}) \frac{di_{c3}}{dt} + 2i_{c3} = I_{off}$$

Ce qui donne, si $\omega_3 > \alpha_3$

$$i_{c3} = \left[\frac{i_{c3}(t_f) - \frac{I_{off}}{2}}{\sin(\varphi_6)} (e^{-\alpha_3(t-t_f)}) \right] \sin(\beta_5(t-t_f) + \varphi_6) + \frac{I_{off}}{2} \tag{I-46}$$

$$\approx \frac{I_{off}}{2} \left[1 + \frac{e^{-\alpha_3(t-t_f)}}{\sin(\varphi_6)} \sin(\beta_5(t-t_f) + \varphi_6) \right]$$

Avec : $tg(\varphi_6) = \beta_5 \frac{i_{c3}(t_f) - \frac{I_{off}}{2}}{\alpha_3(i_{c3}(t_f) - \frac{I_{off}}{2}) + \frac{di_{c3}(t_f)}{dt}} \approx \frac{\beta_5}{\alpha_3 + \frac{2}{I_{off}} \frac{di_{c3}(t_f)}{dt}}$

Le courant i_{c1} est encore donné par : $i_{c1} = i_{c3} - I_{off}$.

Le calcul de v_{c1} et v_{c3} a donné :

$$v_{c3} = \frac{1}{2} \left[\frac{I_{off}}{C_c} (t - \frac{t_f}{2}) - R_c i_{c1} - 2L_L (1 + \frac{R_c}{2R_L}) \frac{di_{c3}}{dt} \right] \tag{I-47}$$

$$v_{c1} = \frac{1}{2} \left[2U - \frac{I_{off}}{C_c} (t - \frac{t_f}{2}) - R_c i_{c1} - 2L_L (1 + \frac{R_c}{2R_L}) \frac{di_{c3}}{dt} \right]$$

Cette phase se termine pour $t=t'_2$, quand la tension aux bornes de la diode D_c devenant positive, cette diode entre en conduction. La valeur de t'_2 est telle que :

$$v_{c1}(t'_2) + 2L_L \frac{di_{c3}(t'_2)}{dt} = U$$

ou encore:

$$\frac{I_{off}}{2C_c} (t'_2 - \frac{t_f}{2}) - \frac{R_c i_{c1}(t'_2)}{2} + L_L (1 - \frac{R_c}{2R_L}) \frac{di_{c3}}{dt}(t'_2) = U$$

On peut remplacer i_{c1} et di_{c3}/dt par leurs valeurs en $t=t'_2$ mais cela n'apporte pas de simplification, il n'y a pas de solution analytique à cette équation et la valeur de t'_2 doit être calculée par une méthode numérique.

A la fin de la seconde phase, les valeurs atteintes par les variables sont notées : $i_{c1}(t'_2)$, $i_{c3}(t'_2)$, $v_{c1}(t'_2)$, $v_{c3}(t'_2)$.

Phase 3 ($t'_2 < t < t'_3$) conduction simultanée de D_c , D_1 et les diodes D_L

La figure I-10 donne le schéma équivalent de cette phase, l'un pour le calcul de i_{c1} , i_{c3} et v_{c3} et l'autre pour celui de v_{c1} . Le second schéma (figure I-12-b) donne :

$$v_{c1} = v_{c1}(t'_2) e^{-\frac{t-t'_2}{R_c C_c}} \tag{I-48}$$

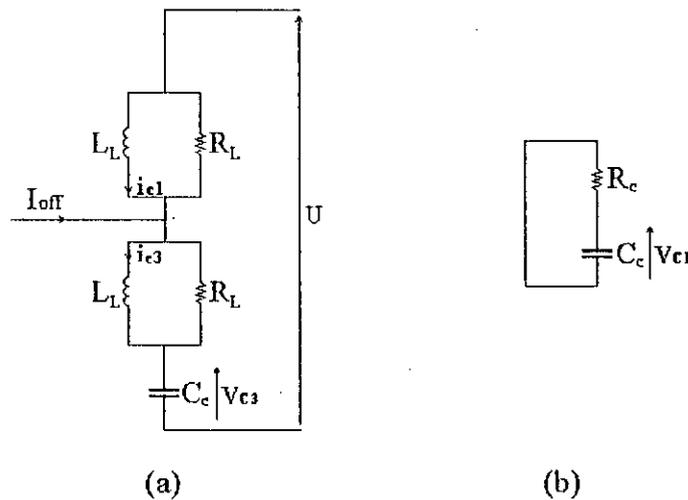


Figure I-10: Schéma équivalent de la phase 3

Le premier schéma (figure I-10-a) montre que, comme pour les phases précédentes et pour les mêmes raisons, on a : $i_{c1} = i_{c3} - I_{off}$ et $di_{c3}/dt = di_{c1}/dt$.

Puisque : $U = v_{c3} + 2L_L \frac{di_{c3}}{dt}$, avec : $C_c \frac{dv_{c3}}{dt} = i_{c3} + \frac{L_L}{R_L} \frac{di_{c3}}{dt}$

Le courant i_{c3} est solution de l'équation différentielle :

$$2L_L C_c \frac{d^2 i_{c3}}{dt^2} + \frac{L_L}{R_L} \frac{di_{c3}}{dt} + i_{c3} = 0$$

En utilisant les paramètres ω_1 , α_1 et β_1 définis lors de l'étude de la phase 3 de la commutation à la fermeture, on obtient si $\omega_1 > \alpha_1$:

$$i_{c3} = \left[\frac{i_{c3}(t_2)}{\sin(\varphi_7)} (e^{-\alpha_1(t-t_2)}) \right] \sin(\beta_1(t-t_2) + \varphi_7) \quad (I-49)$$

Avec :

$$\text{tg}(\varphi_7) = \frac{\beta_1 i_{c3}(t_2)}{\alpha_1 i_{c3}(t_2) + \frac{di_{c3}(t_2)}{dt}}$$

De l'équation : $v_{c3} = U - 2L_L \frac{di_{c3}}{dt}$ on déduit :

$$v_{c3} = U - 2L_L i_{c3} (-\alpha_1 + \beta_1 \cot g(\beta_1(t-t_2) + \varphi_7)) \quad (I-50)$$

Cette phase se termine lorsque le courant dans la diode D_L change de signe, ce qui entraîne le blocage de cette diode. Ceci se produit pour $t=t_3$, tel que : $i_{c3}(t_3) + \frac{L_L}{R_L} \frac{di_{c3}(t_3)}{dt} = 0$, ce qui donne :

$$t_3 = t_2 + \frac{1}{\beta_1} \left[\arctg \left(\frac{\beta_1}{\alpha_1 - \frac{R_L}{L_L}} \right) - \varphi_7 \right]$$

A la fin du troisième intervalle on a :

$$i_{c3}(t_3) = \beta_1 \frac{L_L}{R_L} \frac{i_{c3}(t_2)}{\sin(\varphi_7)} (e^{-\alpha_1(t_3-t_2)})$$

$$i_{c1}(t_3) = i_{c3}(t_3) - I_{off}$$

$$v_{c3}(t_3) = U + 2R_L i_{c3}(t_3)$$

C'est à la fin de la troisième phase que la tension v_{T3} aux bornes du transistor T_3 est maximale, la surtension est donnée par :

$$(v_{T3})_{\max} = v_{c3}(t_3) = U + 2\beta_1 L_L \frac{i_{c3}(t_3)}{\sin(\varphi_7)} (e^{-\alpha_1(t_3-t_2)}) \quad (I-51)$$

Phase 4 ($t > t'_3$) conduction simultanée de D_1 et les diodes D_L

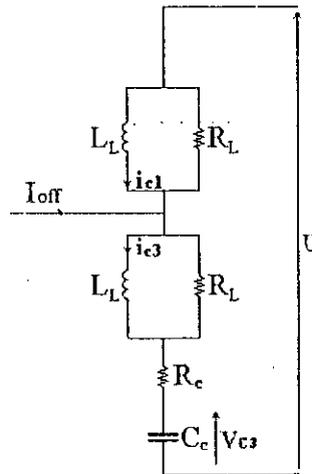


Figure I-13 : Schéma équivalent de la phase 3

Le schéma équivalent pour le calcul de i_{e1} , i_{e3} et v_{e3} est celui de la figure I-13. Comme pour les phases précédentes, on a encore : $i_{e1} = i_{e3} - I_{off}$ et $\frac{di_{e1}}{dt} = \frac{di_{e3}}{dt}$

De : $U = v_{e3} + R_c C_c \frac{dv_{e3}}{dt} + 2L_L \frac{di_{e3}}{dt}$ et $C_c \frac{dv_{e3}}{dt} = i_{e3} + \frac{L_L}{R_L} \frac{di_{e3}}{dt}$ On déduit :

$$2L_L C_c \left(1 + \frac{R_c}{2R_L}\right) \frac{d^2 i_{e3}}{dt^2} + (R_c C_c + \frac{L_L}{R_L}) \frac{di_{e3}}{dt} + i_{e3} = 0$$

En utilisant les paramètres ω_2 , α_2 , β_3 et φ_3 , définis lors de l'étude de la phase 4 de la commutation à la fermeture, on obtient si $\omega_2 > \alpha_2$:

$$i_{e3} = \left[\frac{i_{e3}(t'_3)}{\sin(\varphi_3)} \left(e^{-\alpha_2(t-t'_3)} \right) \right] \sin(\beta_3(t-t'_3) + \varphi_3) \quad (I-52)$$

Le calcul de v_{e3} a donné :

$$v_{e3} = U - R_c i_{e3} - 2L_L \left(1 + \frac{R_c}{2R_L}\right) i_{e3} (-\alpha_2 + \beta_3 \cot g(\beta_3(t-t'_3) + \varphi_3)) \quad (I-53)$$

Lorsque t tend vers l'infini, i_{e3} tend vers zéro, i_{e1} tend vers $-I_{off}$ et v_{e1} tend vers zéro. La diode D_1 se retrouve seule conductrice et la commutation se termine.

I-7. Choix des éléments du snubber

Le choix résulte d'un compromis entre la limitation de la surintensité et de la surtension dans les transistors au moment des commutations, et entre la limitation de la puissance dissipée dans les transistors pendant ces commutations [12].

D'une manière générale, la surintensité produite ΔI rapportée à la valeur maximale du courant écoulé $\sqrt{2}I$ peut être donnée par :

$$\frac{\Delta I}{\sqrt{2}I} = \frac{k_1}{\sqrt{2}} \left[1 + \sqrt{2k_2} \exp(-\sqrt{2k_2} (\frac{\sqrt{2}}{k_1} + \frac{\pi}{2})) \right] \quad (I-54)$$

La surtension produite ΔV rapportée à la valeur moyenne de la tension soit U est donnée par :

$$\frac{\Delta V}{U} = \frac{\sqrt{2}}{k_1} \exp \left[-\frac{1}{\sqrt{1-8k_2}} \operatorname{arcth}(\sqrt{1-8k_2}) \right] \quad (I-55)$$

tel que :

$$k_1 = \sqrt{\frac{C_c}{2L_L}} \frac{U}{I}, \quad k_2 = \frac{R_L}{R_c}, \quad \tau = \frac{L_L}{R_L} = R_c C_c \quad (I-56)$$

La figure I montrée en annexe représente les variations de $\Delta I/\sqrt{2}I$ et de $\Delta V/U$ en fonction de k_1 et k_2 .

Ayant choisi k_1 et k_2 pour limiter ΔI et ΔV , on déduit les composants du snubber à l'aide des relations suivantes :

$$R_c = \frac{U}{Ik_1\sqrt{2k_2}}, \quad R_L = k_2 R_c, \quad C_c = \frac{\tau}{R_c} = \frac{1}{U} \tau k_1 \sqrt{2k_2}, \quad L_L = \tau R_L \quad (I-57)$$

τ doit être choisi grand devant le temps de descente du courant ($\tau \approx 10t_f$).

I-8 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons détaillé l'étude du convertisseur AC/DC. Cette étude a montré les avantages que ce convertisseur présente par rapport aux redresseurs classiques à savoir : diversité de modes de fonctionnement (redresseur, onduleur et compensateur) avec un facteur de puissance variable.

Nous avons montré également que le fonctionnement du convertisseur peut être décrit par un cercle dans l'axe des puissances active et réactive. A partir des équations développées, nous avons déterminé les limites de stabilité du convertisseur et les conditions nécessaires pour assurer son fonctionnement.

L'étude de commutation de ce convertisseur peut amener au bon choix des éléments d'aide à la commutation. Un calcul optimal de ces éléments rend le convertisseur plus souple et plus performant.

Chapitre II

Analyse harmonique des techniques de modulation de largeur d'impulsions

II-1. Introduction

Actuellement, l'apparition de charges non linéaires complexes caractérisées par des exigences technologiques très particulières a permis l'élaboration de plusieurs techniques pour la commande des convertisseurs statiques, en particulier la commande à modulation de largeur d'impulsions (MLI).

La MLI permet suivant un processus analogique ou numérique d'avoir une forme d'onde formée de plusieurs créneaux. L'objectif de toute commande est : d'avoir le moins d'harmoniques, de minimiser le nombre de commutations et de pouvoir contrôler facilement la tension [16], [17], [18].

Dans ce chapitre, nous allons faire une analyse harmonique des stratégies de modulation de largeur d'impulsion. Nous examinons l'influence des paramètres de modulation sur la formation du spectre harmonique pour une modulation sinusoïdale, une modulation calculée et enfin pour la technique delta.

II-2. Effets des harmoniques

Dans un réseau, les courants harmoniques générés par les redresseurs créent de nombreux effets nocifs :

- Dans les machines tournantes, ils créent des pertes supplémentaires au stator et au rotor et diminuent le couple résultant ;
- Ils augmentent les pertes dans les condensateurs et peuvent provoquer des échauffements anormaux ;
- Ils peuvent créer des interférences avec les réseaux de télécommunication ;
- Ils peuvent provoquer des défauts de fonctionnement des systèmes de régulation en déplaçant les passages par zéro de l'onde de tension ;
- Ils accélèrent le vieillissement des équipements d'éclairage ;
- Ils peuvent provoquer des erreurs de mesure et de comptage ;
- Ils risquent d'exciter des résonances parallèles dans les réseaux où il y a des batteries de condensateurs.

Ces perturbations sont d'autant plus faibles que le réseau est plus puissant (ou d'impédance plus faible) par rapport à la puissance du redresseur.

II-3. Principe de la modulation de largeur d'impulsions

La Modulation de Largeur d'Impulsions (en anglo-saxon, Pulse Width Modulation) consiste à former chaque alternance de la tension désirée de plusieurs créneaux de largeurs convenables.

La multiplication de nombre des impulsions formant chaque alternance d'une tension présente deux avantages importants :

- Elle repousse vers les fréquences les plus élevées les harmoniques de la tension désirée, ce qui facilite le filtrage ;
- Elle permet de faire varier la valeur du fondamental de la tension.

L'essor de la modulation de largeur d'impulsions est lié aux progrès sur les semi-conducteurs de puissance. Avec des composants très rapides fonctionnant à des fréquences élevées, on peut augmenter le nombre de commutation sans introduire des pertes excessives.

Le plus souvent, on détermine en temps réel les instants de fermeture et d'ouverture des interrupteurs à l'aide d'une électronique de commande analogique ou numérique, ou en faisant simultanément appel à ces deux techniques.

La détermination de ces instants est obtenue par l'utilisation des intersections d'ondes de fréquences différentes. Dans certaines applications, on calcule et on mémorise au préalable les instants de commande. Les interrupteurs sont ensuite commandés par microprocesseur.

II-4. Modulation sinusoïdale

II-4-1. Caractéristiques de modulation

Pour une référence sinusoïdale, deux paramètres caractérisent la commande :

- L'indice de modulation m , égal au rapport f'/f des fréquences de la modulation et de la référence ;
- Le coefficient de réglage en tension r , égal au rapport de l'amplitude de la tension de référence à la valeur de crête de l'onde de modulation.

D'ordinaire, la modulation est synchrone, c'est à dire f' est multiple entier de f . La tension d'entrée u_e est alors vraiment périodique et a bien une période $T=1/f$.

Pour le cas du convertisseur, pour que les deux alternances de la tension d'entrée soient identiques au signe près, il faut que m soit pair.

On désigne par $P = \frac{m}{2} - 1$ le nombre d'impulsion par alternance.

- La figure II-1 illustre les angles de commutation θ_i ($i=1 :6$), la tension u_e à l'entrée du convertisseur en supposant que la tension de sortie v_e est constante et égale à U et la forme du courant de sortie i_s en supposant que le courant d'entrée i_r est sinusoïdal pour : $m=14$, $P=6$, $r=0.8$.

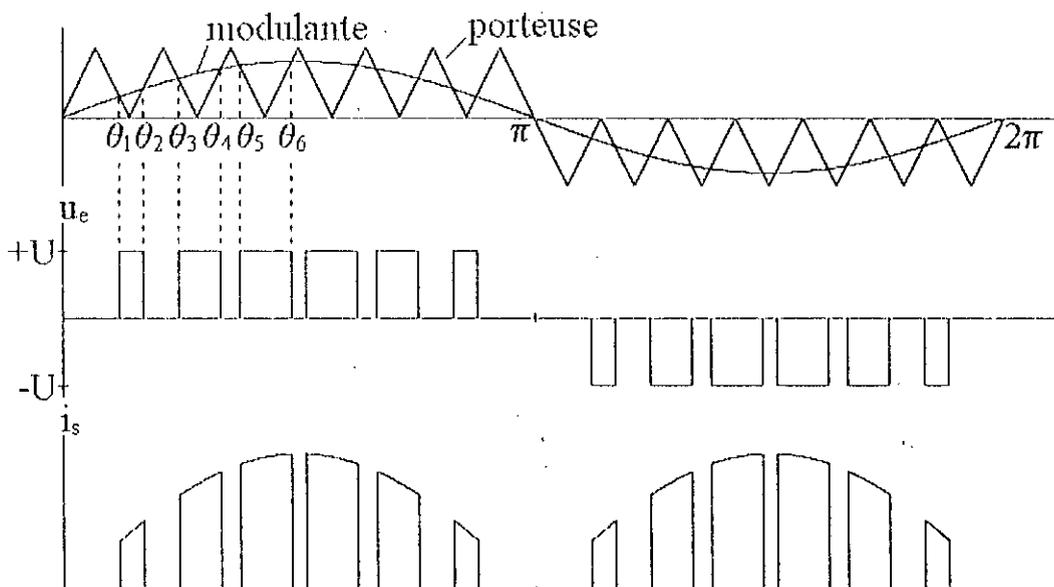


Figure II-1 : Forme d'onde du courant et de la tension.

II-4-2. Etude de la tension d'entrée

En se basant sur la forme d'onde de la tension u_e , on peut obtenir son développement en série de Fourier par :

$$u_e = \sum A_n \sin(n\omega t) + B_n \cos(n\omega t) \tag{II-1}$$

avec :

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

$$B_n = \frac{2}{T} \int_0^T u_e \cos(n\omega t) dt \tag{II-2}$$

Comme u_e est impaire et symétrique alors B_n est nul et u_e peut s'écrire sous la forme :

$$u_e = \begin{cases} u_{ep} & \text{si } 0 \leq \theta \leq \pi \\ -u_{ep} & \text{si } \pi \leq \theta \leq 2\pi \end{cases} \tag{II-3}$$

Tel que $\theta = \omega t$ et u_{ep} est la partie de u_e correspondante à l'alternance positive.

Dans ce cas, l'expression de A_n devient :

$$A_n = \frac{1}{\pi} \left[\int_0^\pi u_{ep} \sin(n\theta) d\theta - (-1)^n \int_0^\pi u_{ep} \sin(n\theta) d\theta \right] \tag{II-4}$$

Si n est pair, $A_n = 0$

Si n est impair alors :

$$A_n = \frac{2}{\pi} \int_0^\pi u_{ep} \sin(n\theta) d\theta \tag{II-5}$$

Sachant que u_e est symétrique par rapport à $\pi/2$. Le calcul de A_n ramène à l'expression suivante :

$$A_n = \frac{4U}{n\pi} [\cos(n\theta_1) - \cos(n\theta_2) + \cos(n\theta_3) \dots \dots \dots (-1)^p \cos(n\theta_p)] \tag{II-6}$$

d'où la valeur efficace de l'harmonique d'ordre n :

$$U_{en} = \frac{2\sqrt{2}U}{n\pi} [\cos(n\theta_1) - \cos(n\theta_2) + \cos(n\theta_3) \dots \dots \dots (-1)^p \cos(n\theta_p)] \tag{II-7}$$

II-4-2-1. Fondamental et déchet de tension

Nous avons montré au chapitre précédent que lorsque on l'indice de modulation m est suffisant pour que l'harmonique d'ordre 3 de la tension u_e soit négligeable, la valeur efficace du fondamental de la tension d'entrée u_e peut être donnée par :

$$U_{e1} = \frac{1}{\sqrt{2}} r U \quad (\text{II-8})$$

La valeur maximale que peut prendre r est 1, ce qui correspond à :

$$(U_{e1})_{\max} = \frac{U}{\sqrt{2}} \quad (\text{II-9})$$

Dans le cas où il n'y aurait pas de M.L.I (commande pleine onde), la valeur efficace du fondamental est :

$$U_{e10} = \frac{2\sqrt{2}U}{\pi} \quad (\text{II-10})$$

Le rapport entre ces deux valeurs efficaces donne :

$$\frac{U_{e1}}{U_{e10}} = \frac{\pi}{4} = 21,46\% \quad (\text{II-11})$$

Donc la M.L.I produit un déchet de tension.

En réalité, si on tient compte de la largeur minimale à donner à chaque créneau de tension, on doit limiter r à une valeur inférieure à l'unité qui si P est grand est donnée par :

$$r_{\max} = 1 - \frac{P\Delta\theta}{\pi} = 1 - \left(\frac{m}{2} - 1\right) \frac{\Delta\theta}{\pi} \quad (\text{II-12})$$

D'où la nouvelle expression de déchet de tension.

$$\left(\frac{U_{e1}}{U_{e10}}\right)_{\max} = \frac{\pi}{4} \left[1 - \left(\frac{m}{2} - 1\right) \frac{\Delta\theta}{\pi}\right] \quad (\text{II-13})$$

A valeur donnée de m , le déchet de tension croît en fonction de θ .

Mais il apparaît une valeur minimale de r et donc de U_{e1} . Elle correspond à la largeur minimale $\Delta\theta$ des intervalles à u_e nulle.

Le déchet minimal est :

$$\left(\frac{U_{cl}}{U_{cl0}}\right)_{\min} = \frac{\pi}{4} \left(\frac{m}{2} - 1\right) \frac{\Delta\theta}{\pi} \quad (\text{II-15})$$

Par conséquent, L'augmentation du déchet de tension, au fur et mesure que m croit est l'une des raisons qui conduit à limiter la valeur de m.

II-4-2-2. Taux d'harmoniques et harmoniques restants

On peut calculer le taux d'harmoniques par l'expression suivante :

$$\tau = \frac{1}{U_{cl}} \left[\sum_{k=1}^{\infty} U_{2k+1}^2 \right]^{\frac{1}{2}} = \frac{1}{U_{cl}} \sqrt{U_c^2 - U_{cl}^2} \quad (\text{II-16})$$

U_c est la valeur efficace de la tension d'entrée u_c .

La figure II-2 montre la variation de taux d'harmoniques en fonction de l'indice de modulation m pour plusieurs valeurs du rapport r.

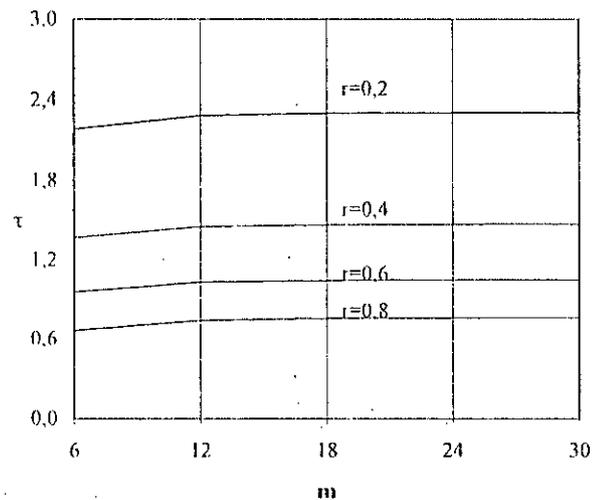


Figure II-2 : Le taux d'harmonique pour une modulation sinusoïdale

On remarque que la modulation de largeur d'impulsion ne réduit pas le taux d'harmoniques, celui-ci est pratiquement indépendant de m et très grand, mais elle permet de pousser les harmoniques vers les fréquences les plus élevées ce qui facilite leur filtrage.

Pour voir l'influence des deux paramètres m et r sur le contenu harmonique de la tension d'entrée, on a tracé à la figure II-3 la variation des premiers harmoniques dominants en fonction de r pour plusieurs valeurs de m , (toutes les valeurs sont rapportées à $2\sqrt{2}U/\pi$).

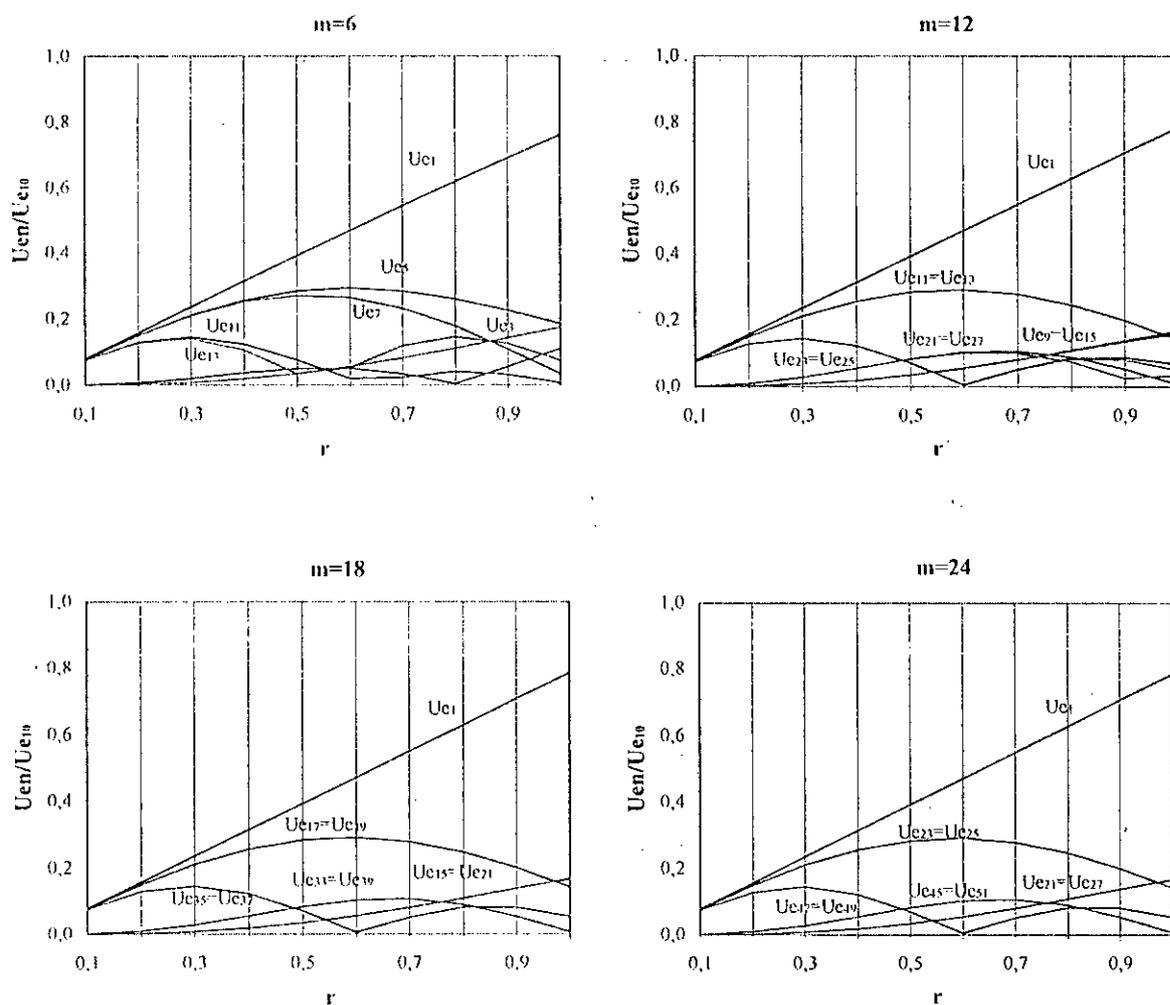


Figure II-3: Variations des premiers harmoniques de u_c

Les courbes représentées par cette figure montre que :

Lorsque m est fixe :

- Le fondamental est proportionnel à r .
- Au fur et à mesure que r augmente, certains harmoniques qui étaient nuls apparaissent.

Lorsque r est fixe :

- La variation de m n'influe pas sur le fondamental (amplitude).
- Pour les faibles valeurs de m ($m=6$), la tension u_c contient des harmoniques non nuls d'ordre faible (5, 7). L'harmonique 3 devient non nul pour des valeurs élevées de r .
- Lorsque m augmente, cela permet d'éliminer les premiers harmoniques. (3, 5, 7, 9 pour $m=12$) et (3, 5, 7.....19 pour $m=18$) mais certains harmoniques d'ordre plus élevés apparaissent.

- Les harmoniques présents dans la tension d'entrée se regroupent dès que m est suffisant en familles :
 - La famille centrée sur la fréquence mf qui contient surtout les paires $(m\pm 1)f$, $(m\pm 3)f$,..... ;
 - La famille centrée sur la fréquence $2mf$ qui contient surtout les paires $(2m\pm 1)f$, $(2m\pm 3)f$,..... ;
 - la famille centrée sur la fréquence $3mf$,.....
- Cette séparation des diverses familles est d'autant moins nette que m est plus faible.
- pour la même famille les harmoniques sont symétriques par rapport à la fréquence centrale de la famille
 - La valeur des harmoniques diminue lorsque la fréquence centrale de la famille croit, et à l'intérieur d'une famille, lorsqu'ils s'écartent de la fréquence centrale.

II-4-3. étude du courant de sortie

Comme le montre la figure II-1, le courant i_s à la sortie du convertisseur a une fréquence double de celle des grandeurs d'entrée. La valeur de ses diverses composantes se déduit de la conservation de la puissance instantanée entre l'entrée et la sortie du convertisseur.

Sa valeur moyenne est donnée par :

$$\bar{I}_s = \frac{U_{ci} I_r}{U} \cos(\varphi - \delta) \quad (\text{II-17})$$

Tel que I_r est la valeur efficace du courant d'entrée supposé sinusoïdal.

Si on tient compte de l'égalité (II-8) on obtient :

$$\bar{I}_s = \frac{1}{\sqrt{2}} r I_r \cos(\varphi - \delta) \quad (\text{II-18})$$

Le maximum de cette valeur est égal à $I_r/\sqrt{2}$, alors que sans MLI il était $2\sqrt{2}I_r/\pi$. Le maximum est donc divisé par $4/\pi$, cela est dû au déchet de tension.

Le fondamental de la tension d'entrée donne dans le courant de sortie un terme de fréquence $2f$. Si m est suffisant, l'harmonique d'ordre 2 du courant de sortie est dû au seul fondamental de u_c et a pour valeur efficace :

$$I_{s2} = \frac{1}{2} r I_r \quad (\text{II-19})$$

Les autres harmoniques du courant de sortie sont liés aux harmoniques de la tension d'entrée.

- Pour la première famille, aux harmoniques de tension de rang $m\pm 1$, $m\pm 3$ correspondent les harmoniques du courant de rang $m\pm 2$, $m\pm 4$.
- Pour la deuxième famille, aux harmoniques de tension de rang $2m\pm 1$, $2m\pm 3$ correspondent les harmoniques du courant de rang $2m\pm 2$, $2m\pm 4$.

II-5. Modulation calculée

Au lieu de déterminer les angles de commutation en temps réel, on peut calculer préalablement les séquences de commande, les mémoriser et commander les interrupteurs à partir de ces séquences mémorisées. La détermination des angles correspondant aux séquences peut utiliser les mêmes lois que celles utilisées pour la commande en temps réel. Les performances obtenues avec celle-ci sont loin d'être mauvaises.

Pour la modulation calculée, on ne peut plus utiliser à proprement parler la notion d'indice de modulation puisque les angles de commutation sont calculés sur des bases autres que l'intersection d'ondes de fréquence différente [19], [20].

On caractérise la tension d'entrée par :

- Le nombre d'impulsions par alternance P .
- Le rapport entre la valeur efficace U_{e1} du fondamental et la valeur U_{e10} qu'on aurait si la tension d'entrée était formée à chaque alternance d'un seul créneau de largeur angulaire égale à π .

Que P soit pair ou impair, P angles suffisent pour déterminer la largeur de l'ensemble des créneaux.

II-5-1. Elimination des premiers harmoniques de la tension d'entrée

Que le nombre P d'impulsions par alternance soit pair ou impair, la valeur efficace du fondamental et celle des divers harmoniques impairs de la tension d'entrée u_e est donnée par :

$$U_{en} = \frac{U_{e10}}{n} [\cos(n\theta_1) - \cos(n\theta_2) + \dots (-1)^{n+1} \cos(n\theta_p)] \quad (\text{II-20})$$

On dispose de P angles pour déterminer la largeur des P impulsions. On peut varier la valeur de la tension d'entrée et annuler les $(P-1)$ premiers harmoniques impairs en résolvant le système d'équations non linéaires suivant :

$$\begin{cases} \cos(\theta_1) - \cos(\theta_2) + \dots (-1)^{p+1} \cos(\theta_p) = \frac{U_{e1}}{U_{e10}} \\ \cos(3\theta_1) - \cos(3\theta_2) + \dots (-1)^{p+1} \cos(3\theta_p) = 0 \\ \cos(5\theta_1) - \cos(5\theta_2) + \dots (-1)^{p+1} \cos(5\theta_p) = 0 \\ \dots \\ \cos((2P+1)\theta_1) - \cos((2P+1)\theta_2) + \dots (-1)^{p+1} \cos((2P+1)\theta_p) = 0 \end{cases} \quad (\text{II-21})$$

Le premier harmonique restant est celui de rang $(2P+1)$. Il y a donc $(4P+2)$ commutations à effectuer par période.

La figure II-4 montre, pour $P=2, 3, 4, 5, 6, 7$ comment varient les angles de commutation en fonction du rapport U_{e1}/U_{10} .

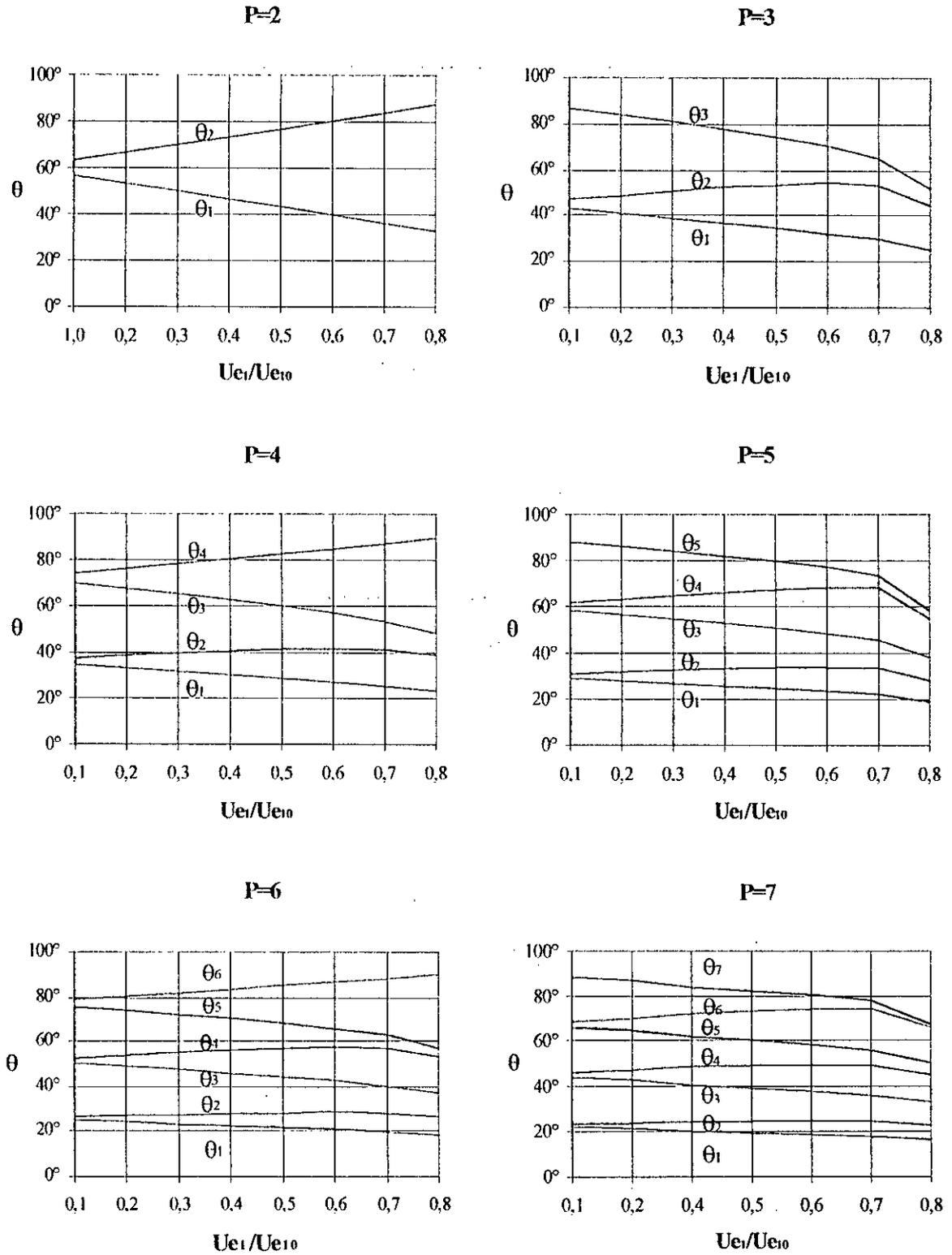


Figure II-4 : Variation des angles de commutation

II-5-2. Déchet de tension

L'étude précédente a montré qu'avec un choix approprié de P , on peut supprimer les $(P-1)$ premiers harmoniques, mais pourquoi pas choisir un P grand et éliminer ainsi un nombre suffisant d'harmonique afin d'alléger les paramètres du filtre.

Trois raisons peuvent conduire à la limitation de P .

- Les pertes par commutation d'autant plus grandes que P est élevé.
- La précision à donner aux angles qui augmente aussi avec P .
- Le déchet de tension.

C'est cette dernière raison qui se révèle ici déterminante [21] ; on ne peut amener U_{e1} jusqu'à U_{e10} . Le maximum théorique de U_{e1}/U_{e10} est atteint :

- Pour P pair lorsque θ_p égale à $\pi/2$, c'est à dire quand disparaît l'intervalle entre les deux impulsions situées de part et d'autre de milieu de chaque alternance.
- Pour P impair, lorsque θ_1 égale à 0 , c'est à dire quand disparaissent les intervalles à u_c nulle aux extrémités des alternances.

D'où, un déchet de tension égal à la différence entre U_{e10} et le maximum de U_{e1} .
La figure II-5 indique la variation du maximum théorique de U_{e1} en fonction P .

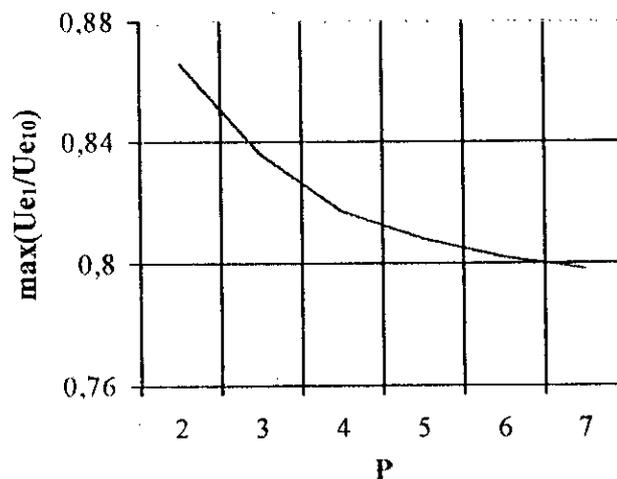


Figure II-5 : variation du maximum théorique

Quand P croît, pour garder le même maximum de U_{c1} , il faut augmenter la tension d'alimentation, donc augmenter la puissance de dimensionnement de tous les éléments du convertisseur et de tout ce qui est placé en amont.

Le déchet réel est plus important. En fait, il faut donner aux temps d'ouverture et de fermeture des interrupteurs des valeurs supérieures à certain minima, cela augmente encore le déchet de tension.

II-5-3. Taux d'harmoniques et harmoniques restants

Le taux d'harmoniques peut être donné par l'expression (II-16). La figure II-6 montre les variations de ce taux en fonction de P .

On remarque qu'il est pratiquement constant lorsqu'on varie le nombre P , cela permet de dire que : L'élimination de certains harmoniques n'influe pas sur le taux d'harmonique mais il permet d'alléger les éléments de filtrage.

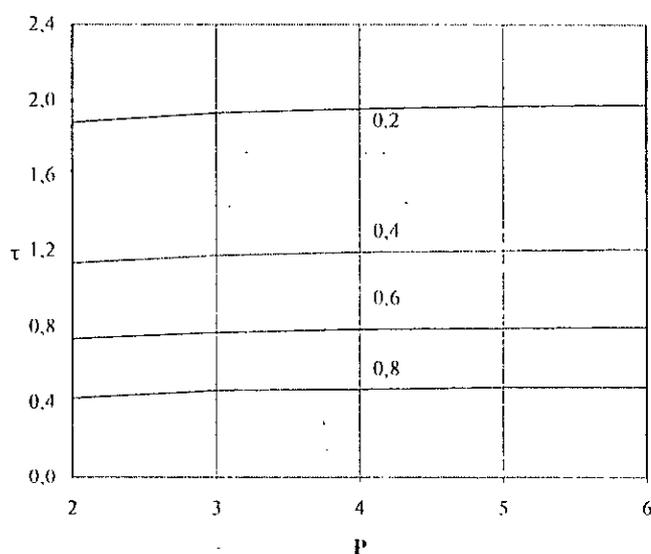


Figure II-6 : Le taux d'harmonique pour une modulation calculée

Les harmoniques restants sont tous impairs de rang égal ou supérieur à $(2P+1)$.

La figure II-7 montre les variations des premiers harmoniques en fonction du rapport U_{c1}/U_{c10} pour : $P=2, 3, 4, 5, 6, 7$.

Nous remarquons que la valeur relative des harmoniques restants $U_{c2p+1}, U_{c2p+3}, \dots$ varient de la même façon quel que soit P , mais leur fréquence augmente avec P .

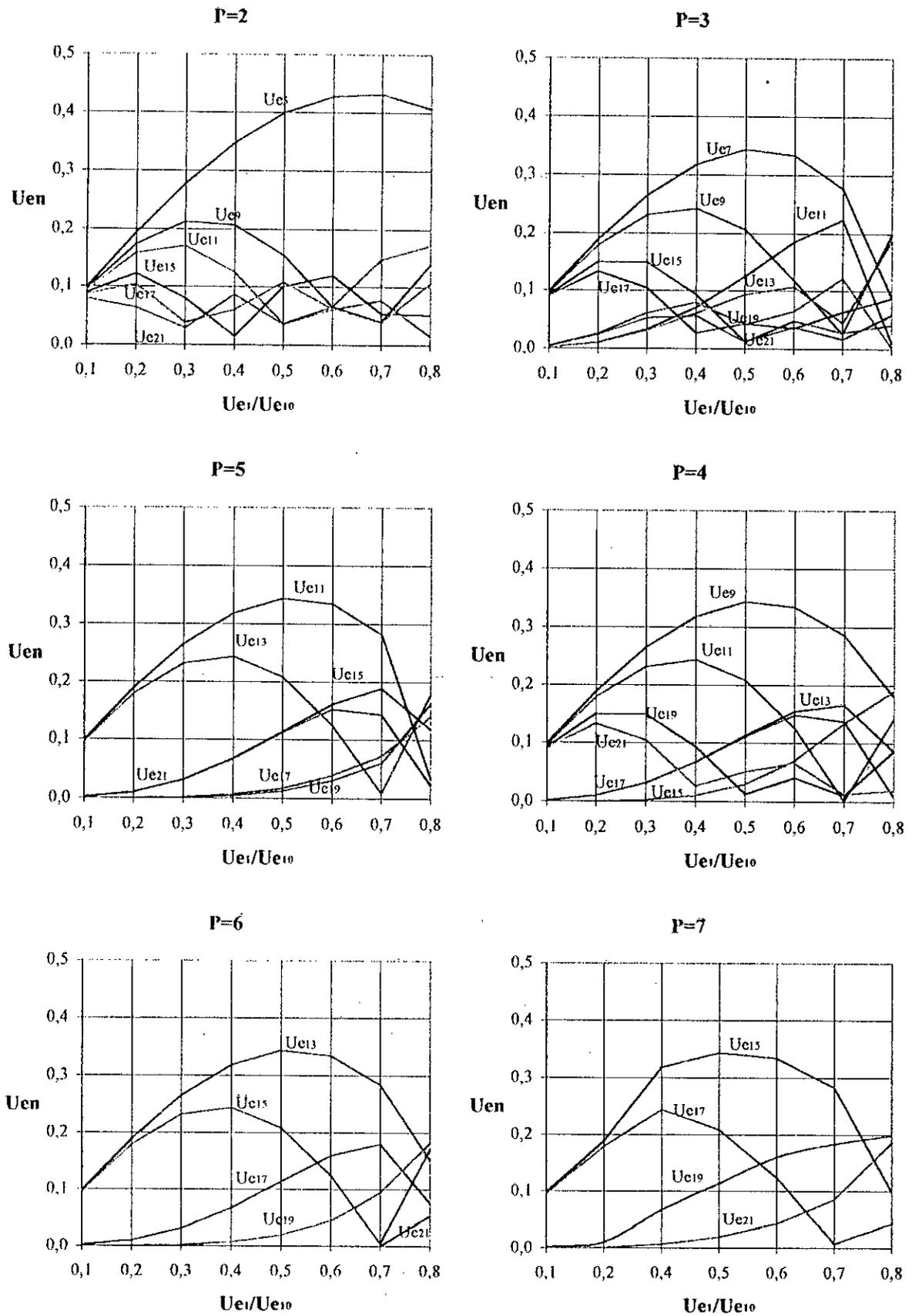


Figure II-6 : Variation des premiers harmoniques restants

II-6. Analyse des performances de la technique delta

La modulation delta est une variation d'un code en impulsions employée dans le réseau de télécommunication, elle est la simple méthode connue pour convertir un signal analogique à un signal logique [12]-[26].

Dans sa forme simple figure II-8, un signal d'entrée analogique $y(t)$ est transformé en impulsions par un modulateur «delta», ces impulsions sont par la suite transformées en un signal analogique $\check{y}(t)$ par un intégrateur dans la boucle de retour. Ensuite, $\check{y}(t)$ sera extrait de $y(t)$ pour former l'erreur ($y(t) - \check{y}(t)$). Cette erreur est quantifiée à deux niveaux possibles $\pm\Delta$.

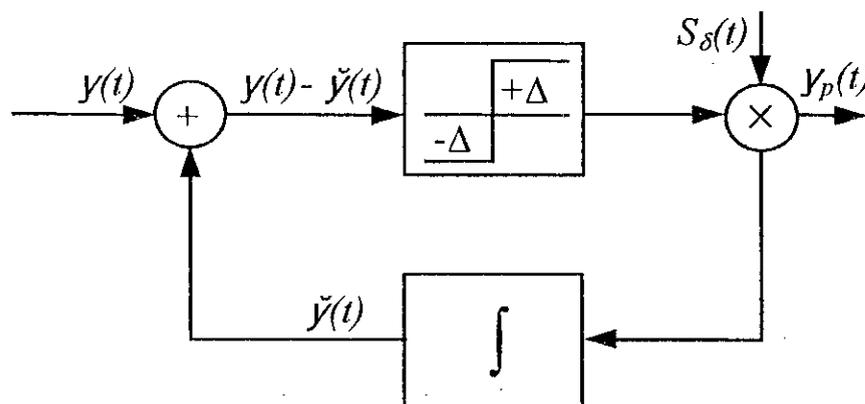


Figure II-8 : Schéma fonctionnel de la technique DELTA

La boucle de retour assure que la polarité des impulsions est ajustée par le signe de l'erreur. Quand $\check{y}(t)$ est inférieur à $y(t)$, l'impulsion a le niveau $+\Delta$, lorsque cette impulsion est intégrée, elle produit un changement au niveau de $\check{y}(t)$ d'ordre Δ .

Ce processus continue jusqu'à ce que $\check{y}(t)$ dépasse $y(t)$ ce qui cause une impulsion négative.

La figure II-9 montre la méthode avec laquelle on peut obtenir le signal u_c . Pour cette technique, i_r est une estimation d'un signal sinusoïdal, il peut osciller à l'intérieur d'une bande définie de largeur h au-dessus et au-dessous d'un signal de référence i_{ref} sinusoïdale.

Les impulsions sont obtenues à l'intersection des deux pentes positive et négative du signal triangulaire.

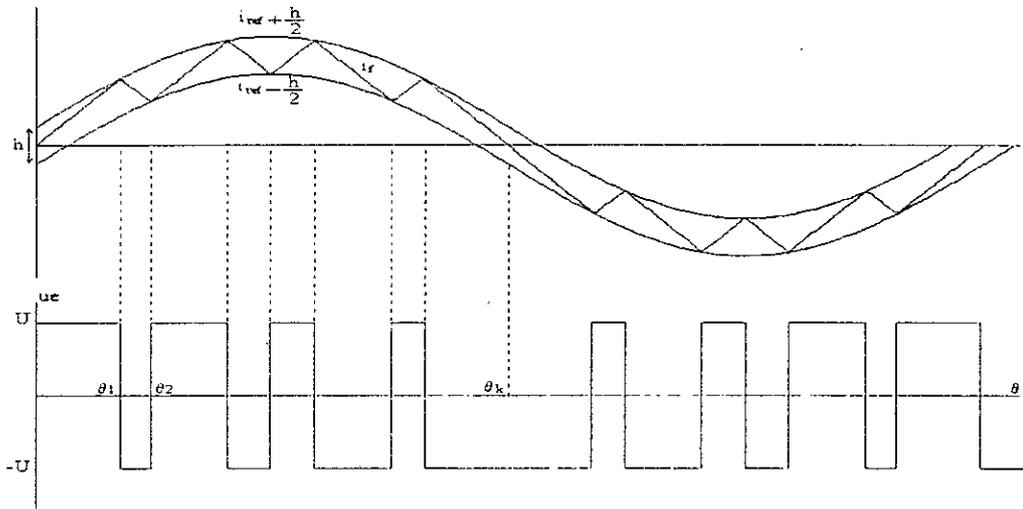


Figure II-9 : principe de la technique delta

II-6-1. Analyse harmonique

L'onde u_c ainsi obtenue peut être analysée en la développant en série de Fourier. Les instants de commutation t_i sont donnés par l'expression :

$$t_i = \frac{2h + At_{i-1}}{A} + \frac{I \sin(\omega t_{i-1}) - I \sin(\omega t_i)}{A} \tag{II-22}$$

A est la pente de la porteuse i_r .

I est l'amplitude de la référence i_{ref} .

A partir de l'expression de A_n et de B_n donnée par l'équation (II-2) et vu la symétrie du u_c par rapport à π , U_{c0} est nulle.

Le calcul des coefficients de Fourier a donné les résultats suivants :

$$A_n = \frac{2U}{n\pi} \sum_{i=1}^{N_c} (-1)^{i+1} (\cos(n\theta_{i-1}) - \cos(n\theta_i))$$

$$B_n = \frac{2U}{n\pi} \sum_{i=1}^{N_c} (-1)^{i+1} (\sin(n\theta_i) - \sin(n\theta_{i-1}))$$
(II-23)

avec $\theta_i = \omega t_i$

Le module de la $n^{ième}$ harmonique est donné par :

$$U_{cn} = \sqrt{A_n^2 + B_n^2} \tag{II-24}$$

Si la fréquence de la référence change et la pente de la porteuse i_f reste invariable, le nombre et la largeur des impulsions changent également. Ceci est obtenu sans prévoir d'autre circuit auxiliaire.

Lorsque la fréquence de la porteuse est celle de la référence sont égales, on obtient un signal carré de largeur angulaire égale à π .

L'amplitude de l'harmonique d'ordre n du signal carré est égale à :

$$U_{en0} = \frac{4U}{n\pi} \quad (\text{II-25})$$

La figure II-10 montre l'influence de la variation de l'amplitude de la référence sur le fondamental de u_e et les premiers harmoniques. Nous constatons que le fondamental présente une caractéristique linéaire, il croît avec l'augmentation de l'amplitude I .

Les premiers harmoniques sont inférieurs et leur augmentation est lente par rapport au fondamental.

La figure II-11 montre l'influence de la largeur de la bande h sur le fondamental et les premiers harmoniques toujours, nous remarquons que h n'a pas une grande influence sur le module des composantes de u_e .

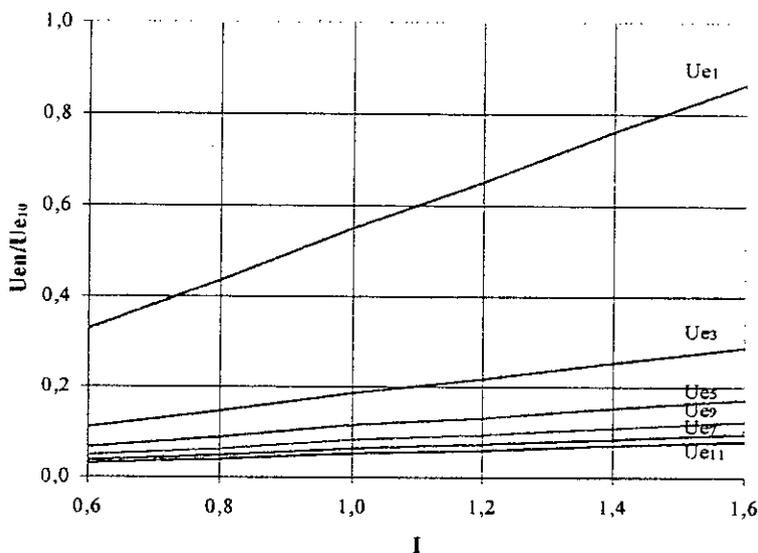


Figure II-10 : Variation des premiers harmoniques en fonction de l'amplitude de la référence

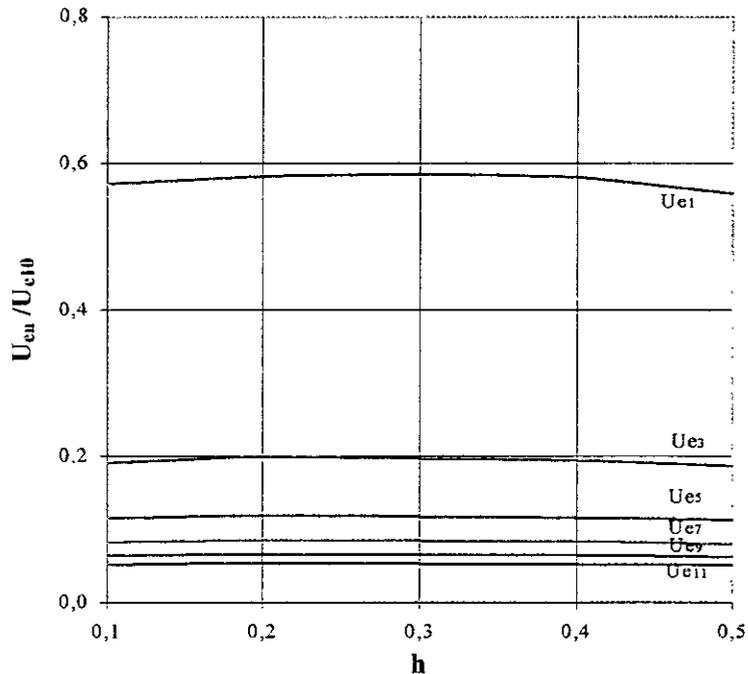


Figure II-11 : Variation des premiers harmoniques en fonction de la largeur de la bande

II-7. Conclusion

L'étude faite dans ce chapitre sur les techniques de modulation de largeur d'impulsion à savoir la modulation sinusoidale, la modulation calculée et la technique delta a montré que ces technique réduisent d'une manière considérable l'effet nefaste des harmoniques, ce qui permet d'alléger les paramètres de filtrage. Ces techniques produisent un déchet de tension et possèdent un taux d'harmonique constant.

Pour la modulation sinusoidale, il faut limiter m à une valeur acceptable pour ne pas augmenter le déchet de tension. Le niveau de tension varie en fonction de r , tandis que m permet de faire apparaître ou disparaître certains harmoniques qui se regroupent en familles.

Pour la modulation calculée, le choix de nombre d'impulsions par alternance P pour la détermination des angles de commutation et l'élimination de $(P-1)$ premiers harmoniques est limité par le déchet de tension; ce dernier augmente avec un P plus grand. Les autres harmoniques qui restent présentent une variation identique avec des fréquences différentes.

La technique delta permet aussi d'atténuer les harmoniques sans introduire un circuit complexe. Grâce à l'amplitude de la référence nous pouvons contrôler facilement le niveau de la tension et ses composantes.

Chapitre III

Application des stratégies de modulation de largeur d'impulsions au convertisseur AC/DC

III-1. Introduction

L'utilisation des redresseurs classiques cause un fort taux d'harmoniques généré dans le réseau entraînant des distorsions dans l'onde de tension, ce qui conduit à la détérioration du facteur de puissance du côté réseau [27].

Pour éviter ces perturbations, on s'oriente de plus en plus vers le remplacement des redresseurs classiques par des convertisseurs à modulation de largeur d'impulsions capables de :

- imposer une forme de courant sinusoïdale quel que soit le type de charge ;
- contrôler le facteur de puissance du réseau ;
- assurer la réversibilité fonctionnelle.

Dans ce chapitre, nous traitons la modélisation du convertisseur associé à deux types de charges et commandés par la stratégie triangulo-sinusoïdale et la stratégie delta. Nous présentons les résultats de simulation obtenus pour un fonctionnement en redresseur et en onduleur.

III-2. Modélisation du convertisseur AC/DC

A partir de schéma de principe du convertisseur illustré à la figure I-1, on peut passer à sa représentation illustrée par la figure III-1.

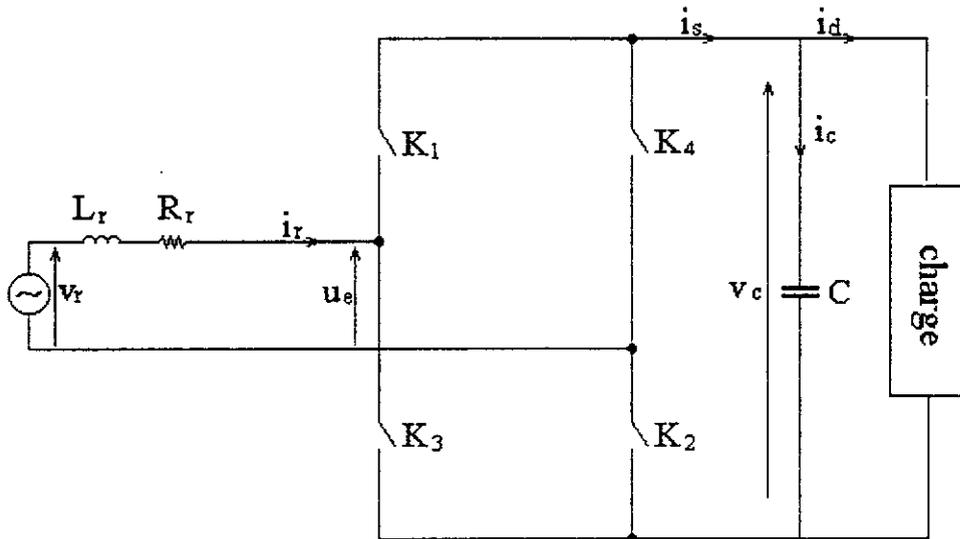


Figure III-1 : Représentation du convertisseur

Le fonctionnement réversible du convertisseur peut être représenté par le modèle suivant :

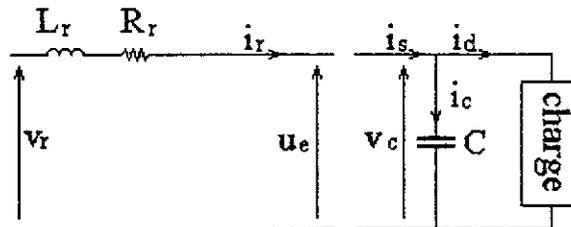


Figure III-2 :Modèle du convertisseur

Cela nous permet d'exprimer la relation entre les grandeurs d'entrée et celles de la sortie du convertisseur par les équations suivantes :

$$\begin{cases} u_e = K_f v_c \\ i_s = K_f i_r \end{cases} \quad (III-1)$$

K_f : est la fonction commande du convertisseur, elle dépend des séquences de fermeture et d'ouverture des interrupteurs K_i .

$$K_f = \begin{cases} 1 & \text{si } (K_1 \text{ et } K_2) \text{ fermés et } (K_3 \text{ et } K_4) \text{ ouverts} \\ 0 & \text{si } (K_1 \text{ et } K_4) \text{ fermés et } (K_3 \text{ et } K_2) \text{ ouverts} \\ & \text{ou } (K_1 \text{ et } K_4) \text{ ouverts et } (K_3 \text{ et } K_2) \text{ fermés} \\ -1 & \text{si } (K_1 \text{ et } K_2) \text{ ouverts et } (K_3 \text{ et } K_4) \text{ fermés} \end{cases} \quad (III-2)$$

Donc K_f prend trois états : $\{1, 0, -1\}$

- Pour $k_f=1$, on a : $u_e=v_c$ et $i_s=i_r$. Le convertisseur est alors assimilé au modèle de la figure III-3-a.

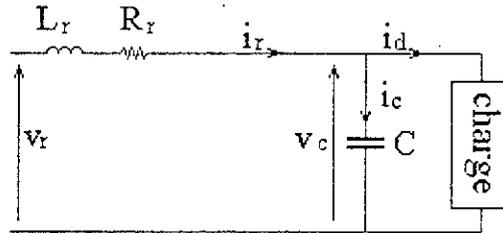


Figure III-3-a: $K_f=1$

- Pour $K_f=0$, alors : $u_c=0$ et $i_s=0$. Le convertisseur est alors assimilé au modèle de la figure III-3-b.

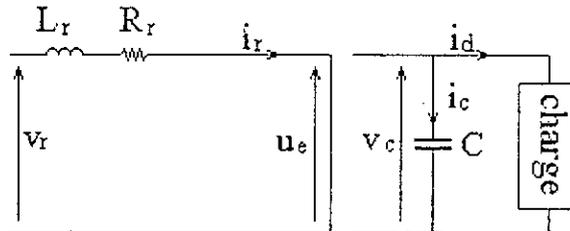


Figure III-3-b : $K_f=0$

- Pour $k_f=-1$, on a : $u_c=-v_c$ et $i_s=i_r$. On peut assimiler le convertisseur au modèle représenté par la figure III-3-c.

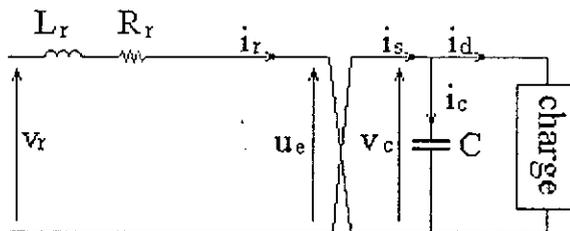


Figure III-3-c : $K_f=-1$

III-3. Mise en équation de l'association convertisseur AC/DC-charge

Les équations des courants et des tensions à l'entrée et à la sortie du convertisseur sont :

$$\begin{aligned}\frac{di_r}{dt} &= \frac{v_r - R_r i_r - u_c}{L_r} \\ \frac{dv_c}{dt} &= \frac{i_s - i_d}{C}\end{aligned}\quad (\text{III-3})$$

i_d est le courant absorbé par la charge, son équation dépend de la nature de celle-ci.

- A vide : $i_d=0$;
- Pour une charge résistive R_d :

$$i_d = \frac{v_c}{R_d} \quad (\text{III-4})$$

- pour une charge inductive passive (L_d, R_d) :

$$\frac{di_d}{dt} = \frac{v_c - R_d i_d}{L_d} \quad (\text{III-5})$$

- pour une charge inductive active (L_d, R_d, E) :

$$\frac{di_d}{dt} = \frac{v_c - R_d i_d - E}{L_d} \quad (\text{III-6})$$

III-4. Application de la stratégie 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 à l'entrée du convertisseur soit u_c .

La figure III-4 montre le principe de cette technique. Dans la figure III-4-a, nous avons illustré les forme d'ondes de la commande unipolaire, la commande bipolaire est montrée par la figure III-4-b.

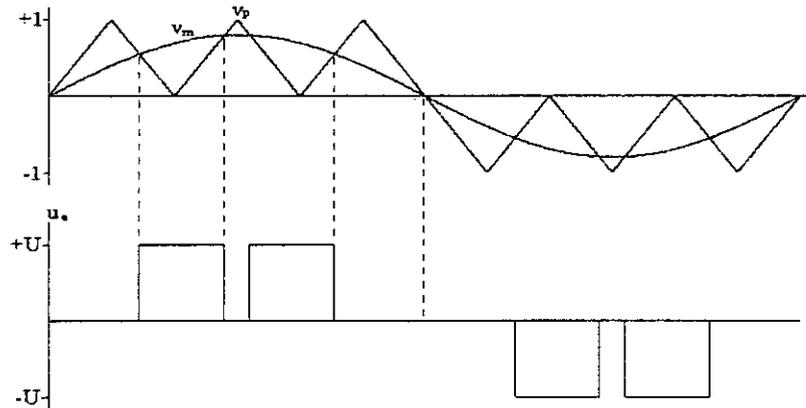
Pour ces deux types de commandes, le calcul de la valeur moyenne du signal u_c donne : $U_{\text{moy}} = V_m$

A partir de ce résultat, on arrive à la conclusion suivante qui est la base de la technique triangulo-sinusoidale :

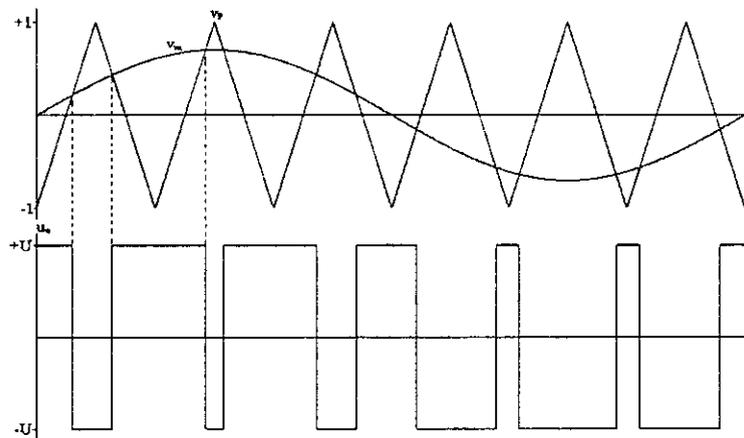
Si la référence varie sinusoidalement, la valeur moyenne du signal désiré varie suivant la même loi.

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

- l'indice de modulation m qui influe sur le contenu harmonique de l'onde désirée
- Le rapport de réglage r qui influe directement sur la valeur efficace de u_c .



(a) – commande unipolaire



(b) – commande bipolaire

Figure III-4 : Principe de la stratégie triangulo-sinusoïdale

III-4-1. Marche en redresseur

Pour ce type de marche, le convertisseur est associé à une charge passive constituée d'une résistance R_d et d'une inductance L_d . La simulation est faite avec les paramètres suivants:

$$r=0.7, m=18, f=50\text{Hz}, V_{\text{reff}}=50\text{V}, C=4500\mu\text{F}, R_r=5\Omega, L_r=0.02\text{H}, R_d=80\Omega, L_d=0.5\text{H}$$

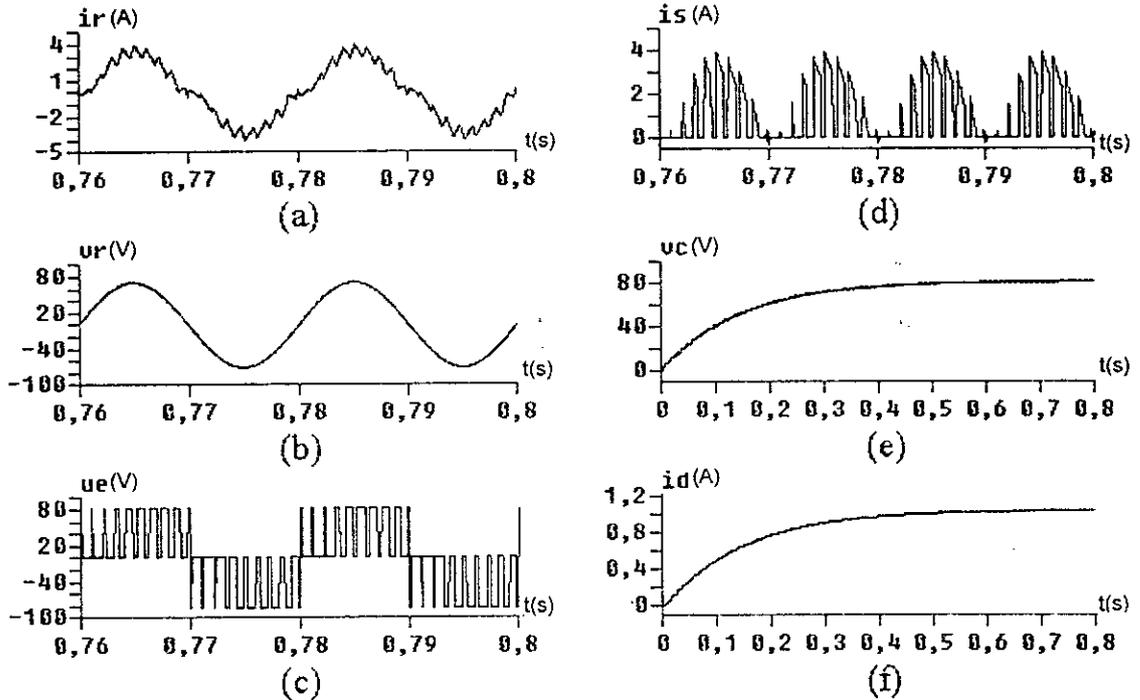


Figure III-5 : Stratégie triangulo-sinusoidale unipolaire

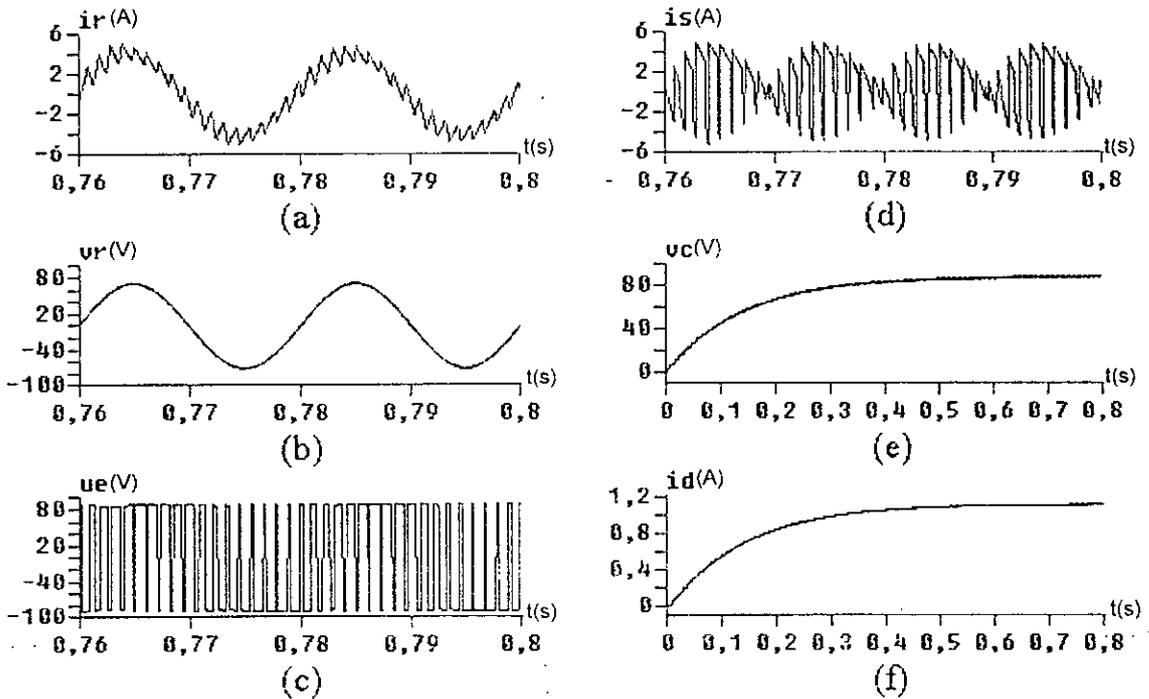


Figure III-6 : Stratégie triangulo-sinusoidale bipolaire

- Les figures III-5-a et III-6-a montrent le courant i_r au régime permanent ; nous remarquons que ce dernier est en phase avec la tension v_r , après le décalage de l'onde porteuse v_p d'un angle δ par rapport à la tension v_r . A partir de la forme du courant i_r , il est clair que ce dernier est sinusoïdal avec une forme qui suit les séquences de commutation des interrupteurs.
- Les figures III-5-c et III-6-c illustrent la tension u_c à l'entrée du convertisseur, cette tension à une forme de peigne qui varie selon la commande unipolaire ou bipolaire.
- Les figures III-5-d et III-6-d indiquent le courant de sortie du convertisseur ; nous remarquons qu'il peut prendre des valeurs négatives dans le cas de la commande bipolaire. Pour la commande unipolaire, le courant i_s présente des valeurs négatives de très courtes durées à cause de décalage introduit au niveau de l'onde porteuse.
- Les figures III-5-e, III-5-f, III-6-e et III-6-f montrent la tension v_c et le courant absorbé par la charge ; nous voyons que la tension augmente pour atteindre une valeur constante. Le temps de montée de la tension dépend de la capacité placée, il croit avec l'augmentation de cette dernière. Le courant absorbé par la charge a pratiquement la même allure que la tension v_c .

III-4-2. Marche en ondulateur

Pour montrer le fonctionnement réversible du convertisseur en mode ondulateur, nous avons appliqué la commande bipolaire. Ce type de fonctionnement est obtenu en mettant aux bornes de la capacité une charge active et en imposant un déphasage négatif.

La simulation est faite avec une charge active de paramètres : (force électromotrice $E=120V$, résistance interne $R_i=0.25\Omega$). Les résultats obtenus sont illustrés par la figure III-7.

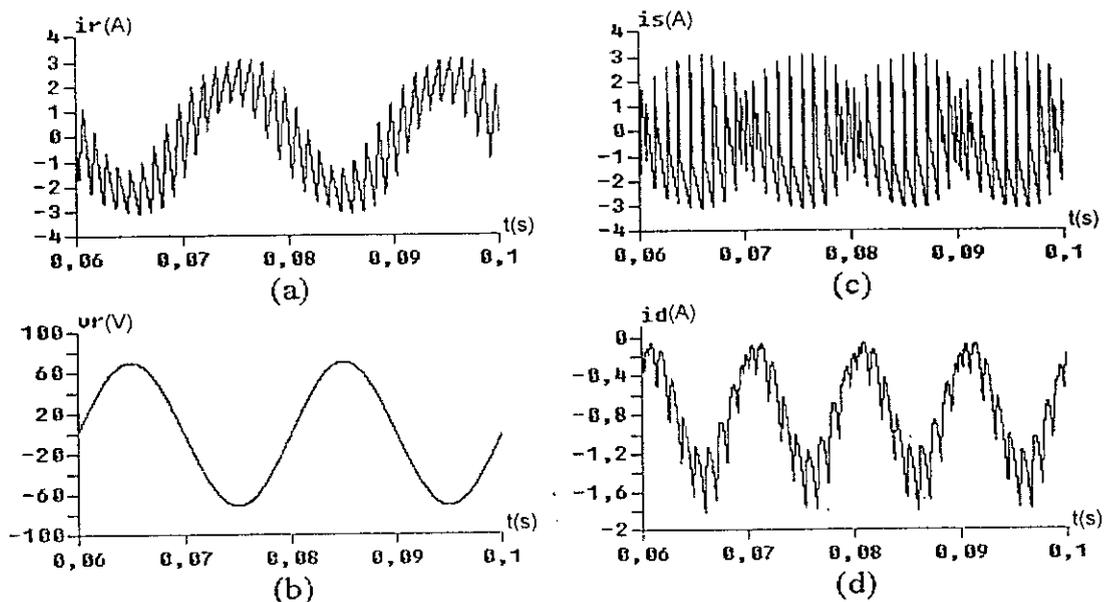


Figure III-7 : Fonctionnement ondulateur

III-5. Application de la stratégie delta

La figure III-8 montre le convertisseur commandé par cette technique.

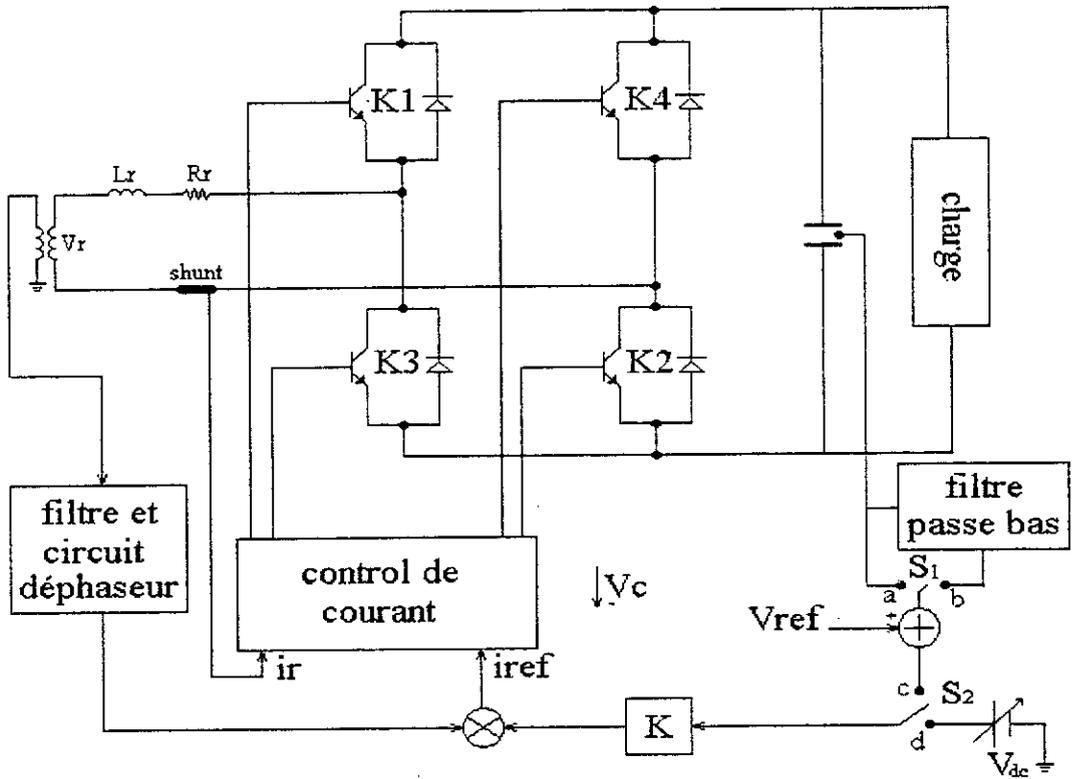


Figure III-8 : Schéma de principe du convertisseur commandé par la stratégie delta

La technique consiste à forcer le courant d'entrée i_r à osciller autour d'une référence de courant i_{ref} sinusoïdale bien déterminé dans une fenêtre de largeur h réglée appelée bande d'hystérésis. [28],[29]

Pour aboutir par cette technique de commande à la forme désirée du courant, il existe plusieurs manières de gestion des interrupteurs K_i .

Nous présentons :

- la commande unipolaire où le convertisseur voit à son entrée les tensions $+v_c$ et 0 pour l'alternance positive et les tensions $-v_c$ et 0 pour l'alternance négative.
- La commande bipolaire ; dans ce cas la tension à l'entrée du convertisseur est égale à $+v_c$ ou $-v_c$ durant toute la période.

Pour ces deux commandes, les séquences de fermeture et d'ouverture des interrupteurs sont fonction des états actuels et précédents du courant i_r par rapport aux deux références :

$$i_{refh} = i_{ref} + h/2 \text{ et } i_{refl} = i_{ref} - h/2.$$

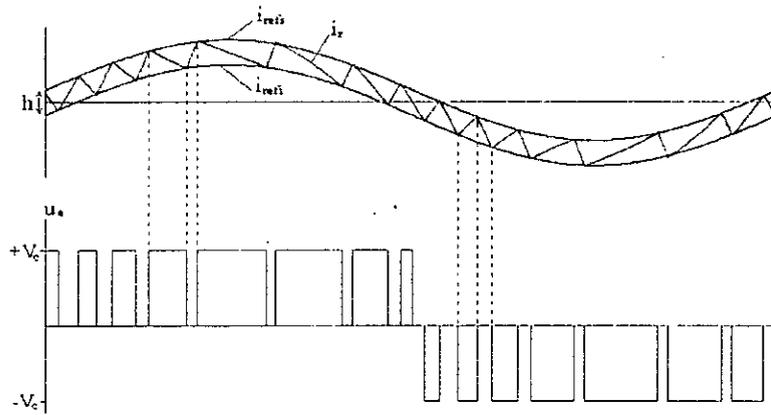


Figure III-9-a : Stratégie delta unipolaire

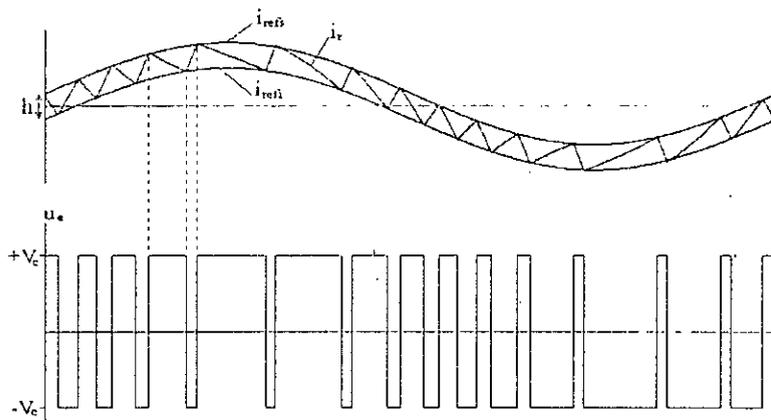


Figure III-9-b : Stratégie delta bipolaire

Le courant de référence dépend de la boucle de fonctionnement :

- Pour un fonctionnement en boucle ouverte (commutateur S_2 en position d), i_{ref} est imposé et indépendant du coté continu du convertisseur.

$$i_{ref} = K V_{dc} \sin(\omega t + \varphi) \tag{III-7}$$

- Pour un fonctionnement en boucle fermée - à contrôle de tension -, le courant i_{ref} est fonction de la charge puisque cette fois-ci, il dépend de $(V_{ref} - v_c)$, (commutateur S_1 en a, S_2 en c), V_{ref} étant une tension de consigne

$$i_{ref} = K(V_{ref} - v_c) \sin(\omega t + \varphi) \tag{III-8}$$

- Pour un fonctionnement en boucle fermée avec filtrage de la tension v_c . dans ce cas le courant i_{ref} est :

$$i_{ref} = K(V_{ref} - v_{cf}) \sin(\omega t + \varphi) \tag{III-9}$$

III-5-1. Fonctionnement en boucle ouverte

III-5-1-1. Marche en redresseur

Pour ce type de fonctionnement, le courant de référence est indépendant de la tension de sortie v_c (l'interrupteur S_1 est en position a), son expression est donnée par l'équation (III-7).

Pour une tension V_{dc} positive, le convertisseur est connecté à une charge passive.

Les étapes de simulation de cette technique sont illustrées par l'organigramme 2 présenté en annexe.

Les figures III-10 et III-11 illustrent les résultats obtenus par l'application de la commande unipolaire et la commande bipolaire respectivement en prenant les paramètres suivants :

$V_{dc}=5V$, $h=0.5A$, $L_r=0.01H$, $R_r=0.5\Omega$, $C=10000\mu F$, $R_d=50\Omega$, $L_d=0.5H$, $f=50Hz$, $K=1$, $\varphi=0$.

- Dans les figures III-10-a et III-11-a, nous remarquons que le courant i_r est sinusoïdal, en phase avec la tension d'alimentation v_r , il suit parfaitement la référence du courant imposé et il oscille à l'intérieur de la bande d'hystérésis.
- Pour les figures III-10-c et III-11-c, nous voyons que la tension d'entrée u_e est sous forme de peigne. Pour la commande unipolaire, elle est positive ou nulle dans la première demi-période, négative ou nulle dans le reste de la période. Pour la commande bipolaire elle est positive ou négative durant toute la période.
- Les figures III-10-d et III-11-d montrent le courant de sortie i_s , ce dernier est toujours positif pour la commande unipolaire, mais il peut être négatif pour la commande bipolaire.
- Le courant absorbé par la charge est positif et il suit la même allure que la tension v_c , cette dernière augmente avec un temps de montée qui dépend principalement de la valeur de capacité placée.

III-5-1-2. Marche en onduleur

Pour ce fonctionnement, il suffit de prendre V_{dc} négatif et de connecter le convertisseur à une charge active (E , R_d).

Les paramètres pris pour ce type de marche sont : $V_{dc}=-5V$, $E=95V$, $R_d=0.25\Omega$.

La figure III-12 montre pour le cas d'une commande bipolaire :

- Le courant i_r qui est en opposition de phase avec la tension v_r ce qui explique que le sens de débit de la puissance est inversé.
- Le courant dans la charge i_d est négatif, car la charge fournit de la puissance au lieu de l'en consommer.

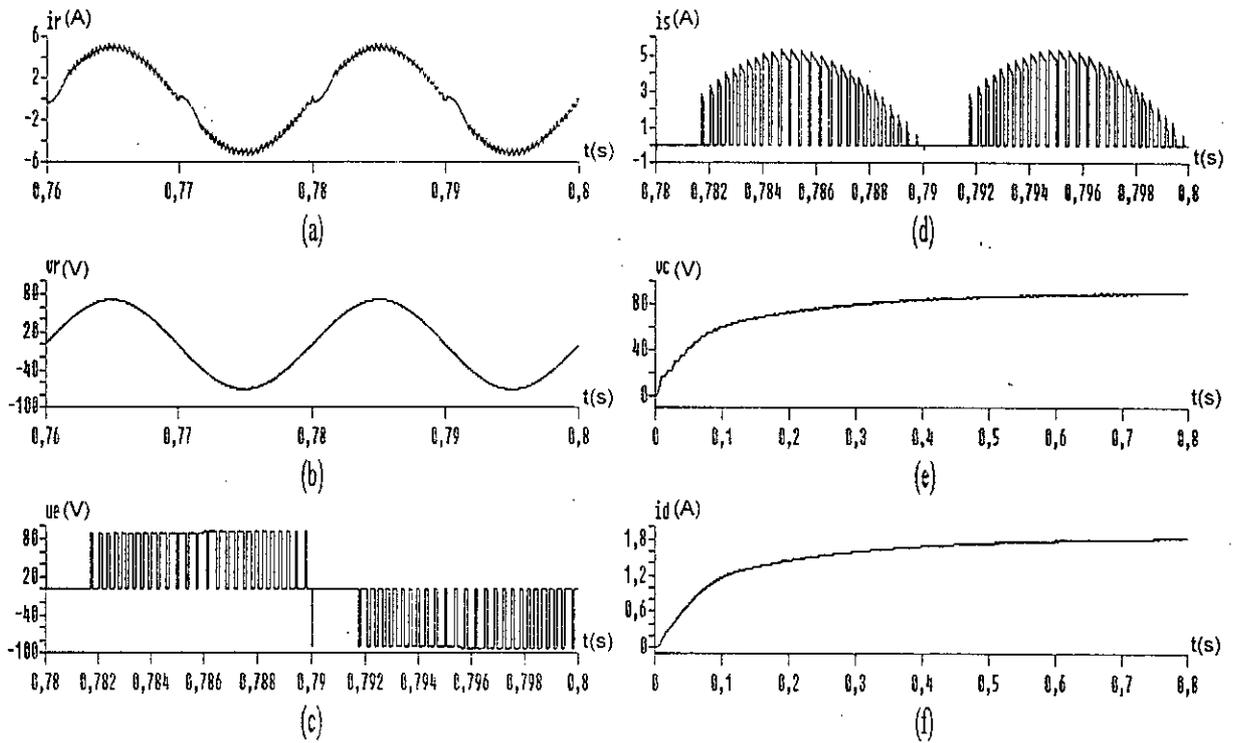


Figure III-10 : Stratégie delta unipolaire en boucle ouverte

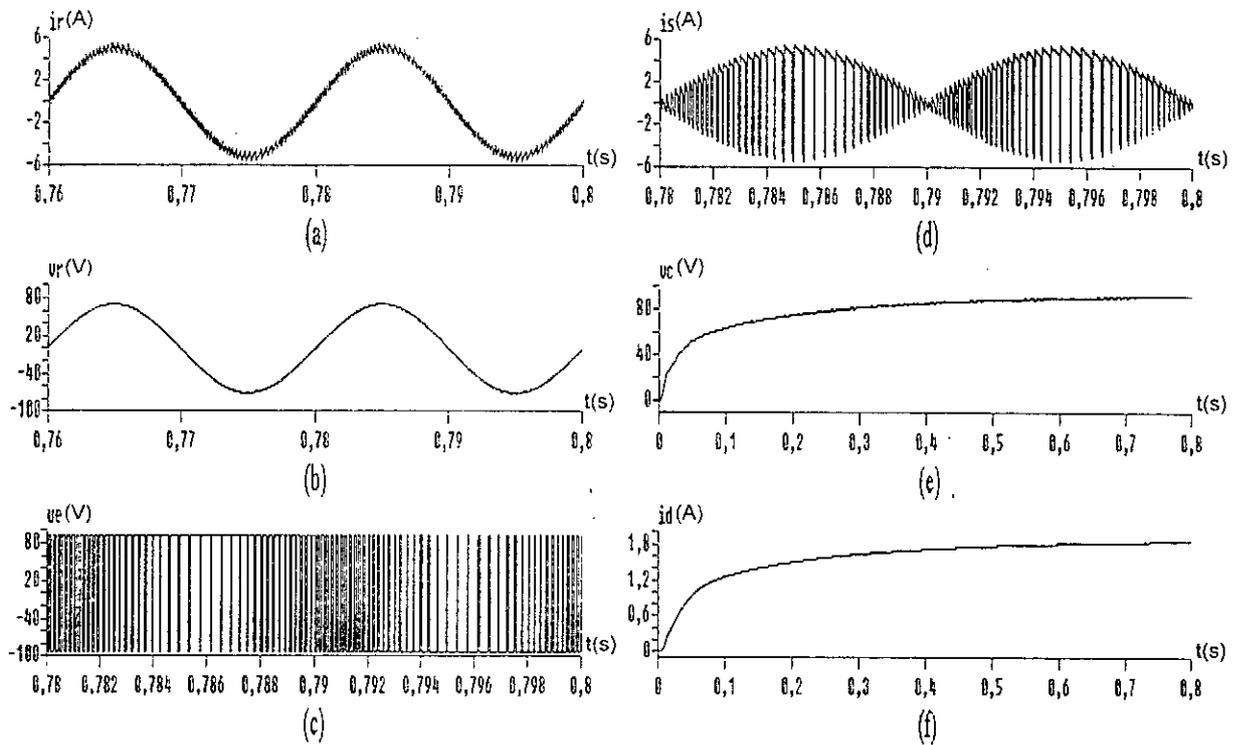


Figure III-11 : Stratégie delta bipolaire en boucle ouverte

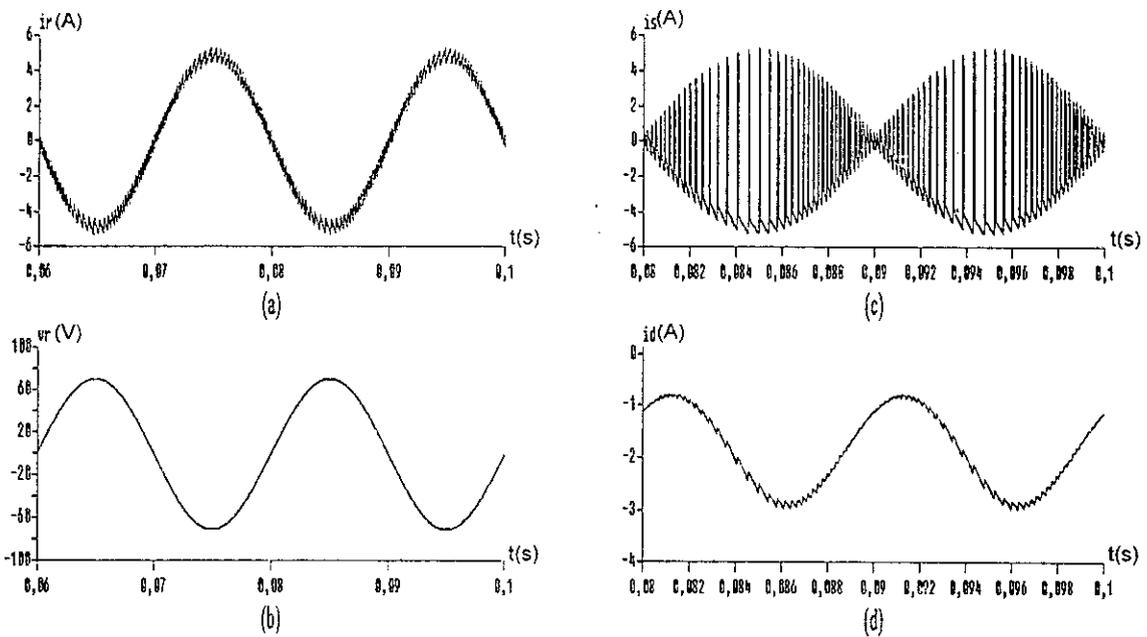


Figure III-12 : Fonctionnement onduleur en boucle ouverte

III-5-1-3. Passage redresseur - onduleur

Pour les mêmes paramètres, on réalise le passage du fonctionnement redresseur au fonctionnement onduleur à l'instant $t=0.5s$.

Ce passage se manifeste par le changement de déphasage entre le courant i_r et la tension v_r qui devient π et le sens du courant i_d qui devient négatif.

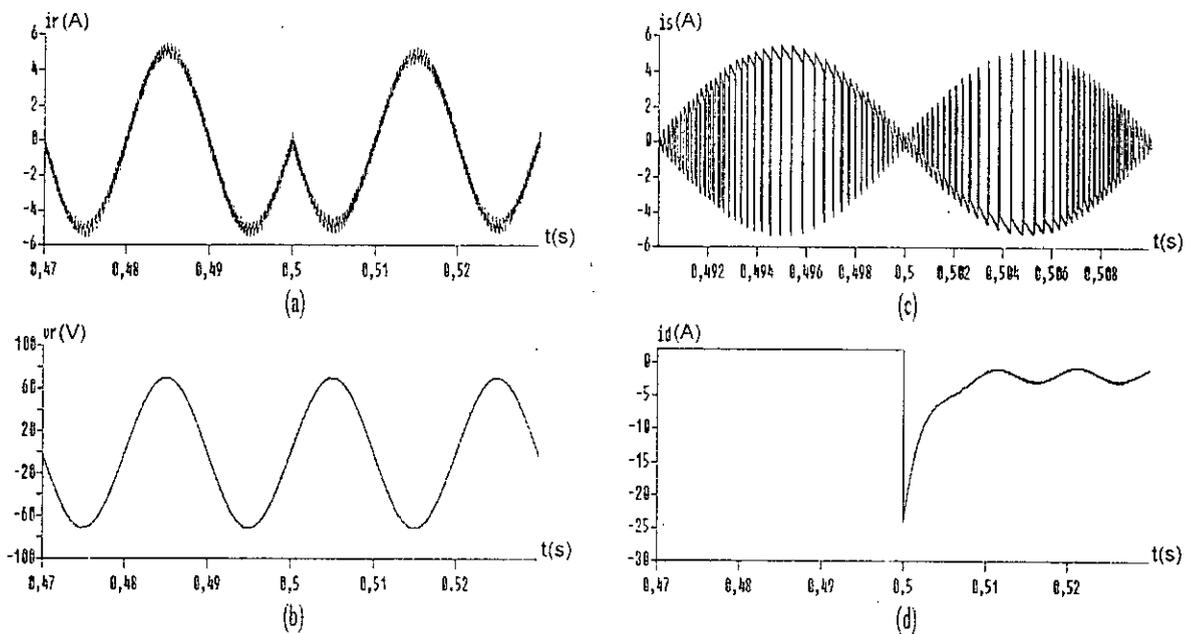


Figure III-13 : Passage redresseur onduleur en boucle ouverte

III-5-2. Fonctionnement en boucle fermée

Pour ce fonctionnement, le courant de référence est fonction de la tension v_c . Pour la simulation, nous avons pris les mêmes paramètres qu'en boucle ouverte avec une tension de référence de : $V_{ref}=95V$

Les résultats de simulation sont illustrés par les figures III-14 et III-15

Pour ce type de commande, la charge initiale du condensateur influe énormément sur le transitoire du courant i_r .

Les figures III-16-a et III-16-b montrent respectivement le courant i_r et la tension v_c dans le cas d'un condensateur non chargé initialement.

Pendant le régime transitoire, le courant i_r atteint des valeurs très élevées. Cela peut être expliqué par le fait qu'au début, la tension v_c est nulle ce qui rend l'erreur ($V_{ref}-v_c$) très grande. Le courant i_r suivant une référence d'amplitude élevée, atteint des surintensités considérables. Au fur et à mesure que la tension v_c augmente, l'amplitude de la référence diminue et le courant i_r tend à s'amortir pour prendre finalement une forme sinusoïdale.

Le choix d'un condensateur chargé initialement permet de réduire les surintensités du courant comme le montre les figures III-16-c et III-16-d.

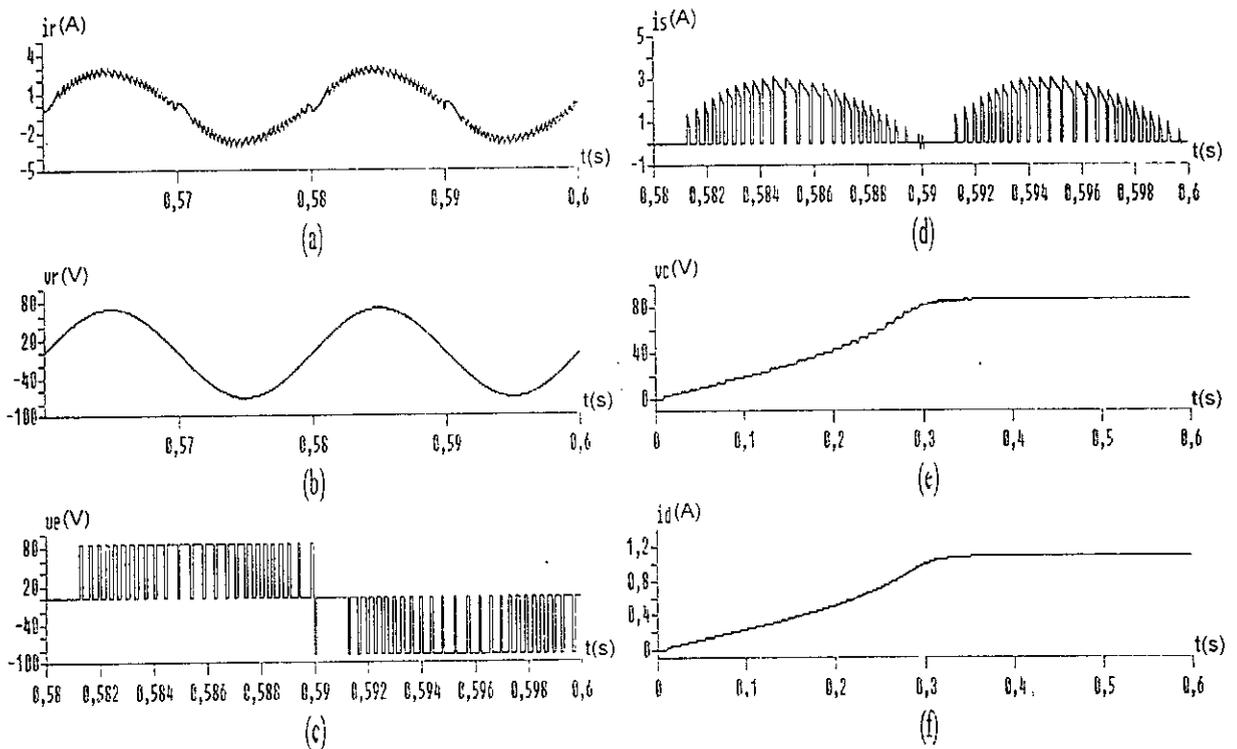


Figure III-14 : Stratégie delta unipolaire en boucle fermée

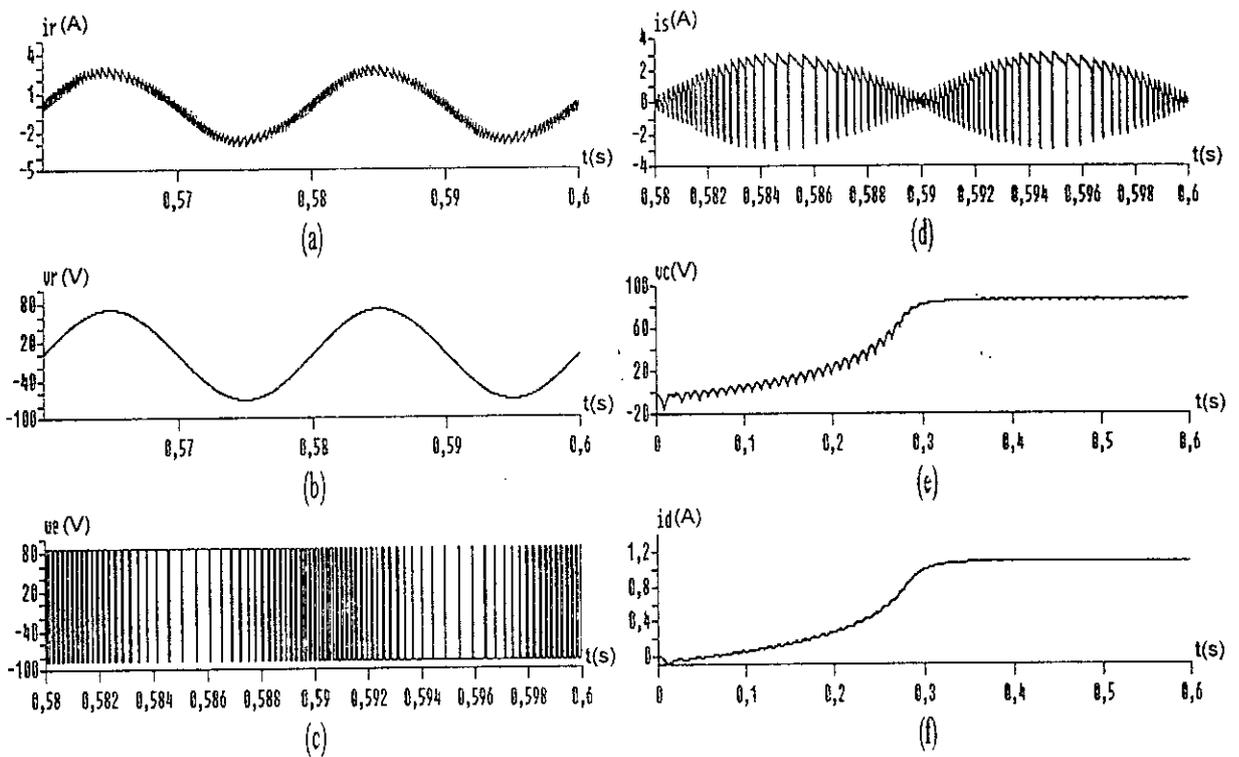


Figure III-15 : Stratégie delta bipolaire en boucle fermée

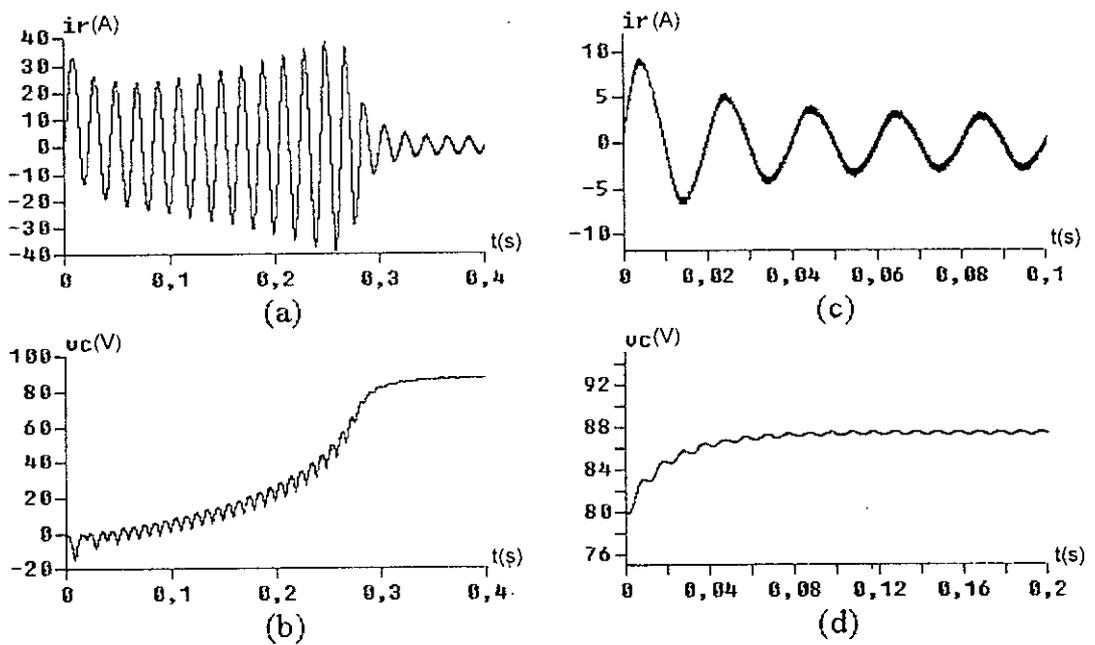


Figure III-16 : Influence de la charge initiale de condensateur

Le passage du fonctionnement redresseur au fonctionnement onduleur s'effectue à l'instant $t=0.2s$. Nous connectons une charge active ($E=95V$, $R_d=0.25\Omega$), cela provoque la réversibilité du fonctionnement.

- La figure III-17-a montre que le passage ne s'effectue pas instantanément mais après une durée égale à $0.08s$; Cette dernière dépend de la capacité C placée (plus C est grande plus le passage est long).
- La figure III-17-d illustre la forme du courant i_d qui subit une grande variation avant de devenir négatif.

A noter que la simulation est faite avec une capacité initialement chargée afin de minimiser la durée de simulation et de réduire les surintensités de transitoire du courant i_r .

III-5-3. Fonctionnement en boucle fermée avec filtre

Pour des faibles valeurs de capacité, le taux d'ondulation de la tension v_c est important, et par la suite, le courant de référence en boucle fermée n'est pas parfaitement sinusoïdale, ce qui engendre des distorsions dans l'onde du courant i_r chose qui est indésirable.

La figure III-18 montre l'influence de l'emploi d'une faible capacité sur la forme du courant i_r et la tension v_c . nous remarquons que plus la capacité est faible le courant et la tension subissent des distorsions importantes.

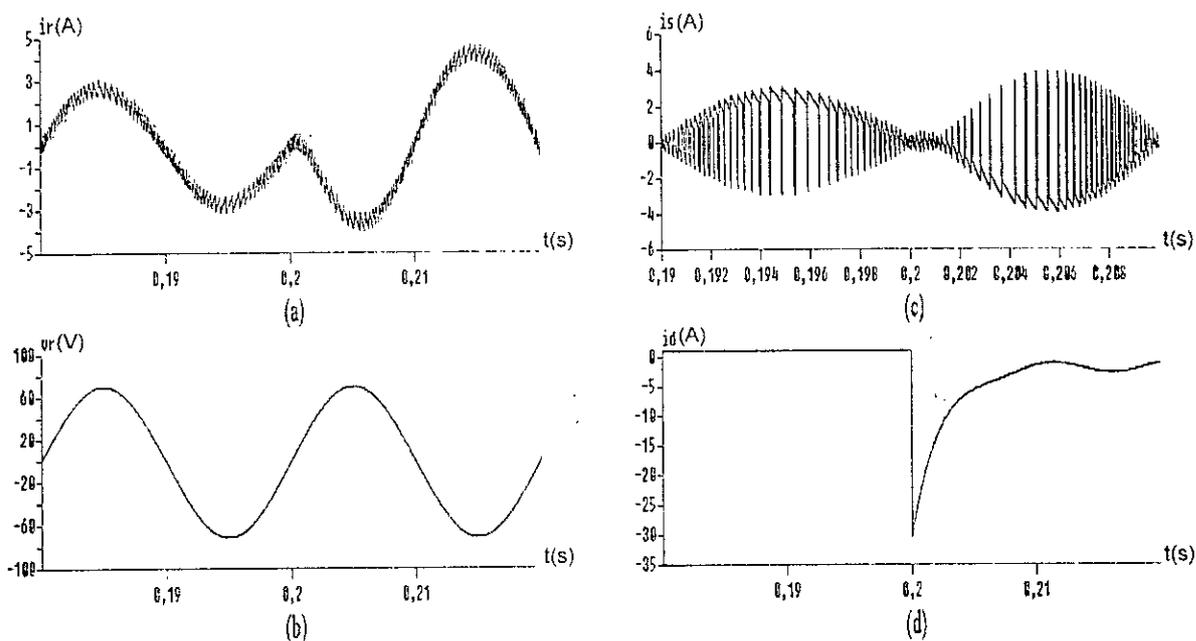
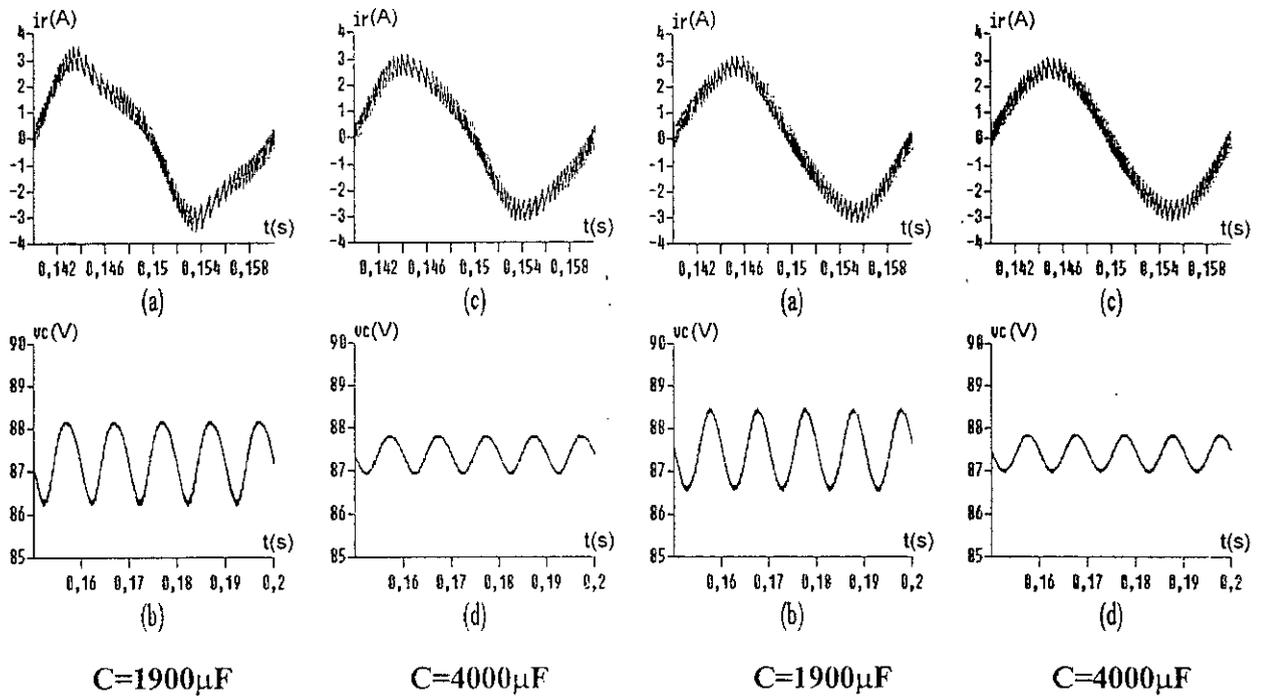


Figure III-17 : Passage redresseur onduleur en boucle fermée



Pour résoudre le problème, le filtrage de la tension v_c devient nécessaire, et un filtre passe-bas pourra répondre à ces exigences figure III-19.

Le filtre choisi est un filtre actif de second ordre de “Butterworth” [28],[29] qui possède des très hautes performances. Sa fonction de transfert est:

$$G(s) = \frac{v_{cf}}{v_c} = \frac{\omega_0^2}{s^2 + \omega_0 s \sqrt{2} + \omega_0^2} \tag{III-20}$$

avec $\omega_0 = 2\pi f_0$ où f_0 est la fréquence de coupure du filtre.

Cette fonction de transfert peut être intégrée dans le programme de simulation sous forme d’un système d’équations différentielles.

$$\begin{cases} dv_{cf} = x \\ dx = \omega_0^2 (v_c - v_{cf}) - \sqrt{2}\omega_0 x \end{cases} \tag{III-21}$$

x est une variable intermédiaire.

Pour la simulation, nous avons pris les mêmes paramètres que précédemment avec une capacité de filtre $C_f = 4000\mu F$ et une fréquence de coupure $f_0 = 40\text{Hz}$

- Pour le fonctionnement redresseur, la figure III-19 montre l'allure de courant i_r et la tension v_c . Nous remarquons que la forme du courant est nettement améliorée et que les ondulations de la tension v_c sont réduites.
- Pour le passage en onduleur, la figure III-20 montre que le passage se fait d'une manière douce et au bout d'une durée réduite.

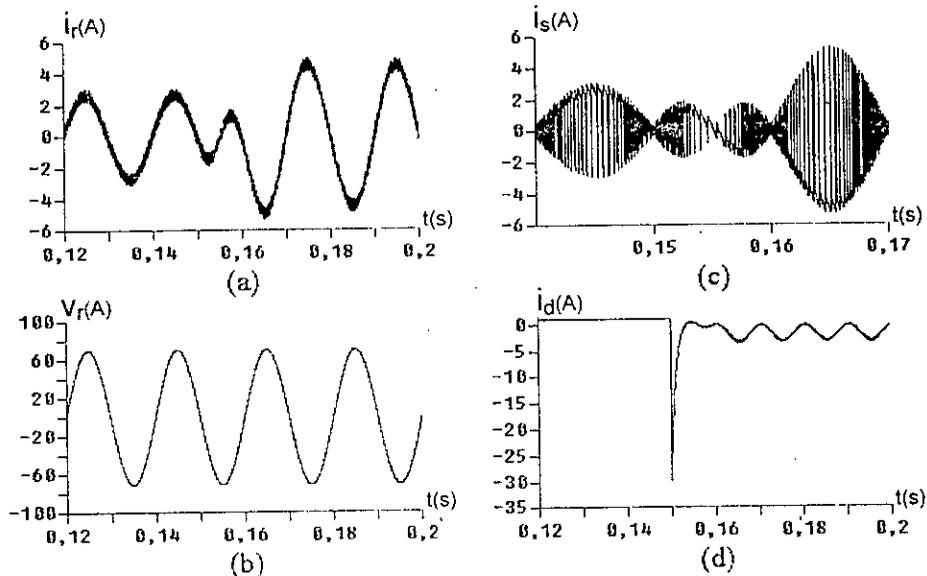


Figure III-20 : Passage redresseur onduleur avec filtre

III-6. Conclusion

Après avoir étudié et simulé le fonctionnement du convertisseur associé à des charges passives et actives, nous pouvons dire que :

- L'application d'une commande unipolaire ou bipolaire n'influe pas sur l'ordre de grandeurs des courants et des tensions mais sur leurs formes d'onde.
- Les modules des grandeurs d'entrée et de sortie du convertisseur dépendent du rapport cyclique r pour la stratégie triangulo-sinusoidale et du courant de référence i_{ref} pour la stratégie delta.
- La formes d'onde de ces grandeurs sont affectées par l'indice de modulation m pour la stratégie triangulo-sinusoidale et par la largeur de la bande d'hystérésis h pour la stratégie delta.
- Pratiquement pour éviter des surintensités au régime transitoire, il faut prévoir un condensateur chargé initialement.
- La réversibilité fonctionnelle du convertisseur est assurée par le choix d'un déphasage négatif pour la stratégie triangulo-sinusoidale ou d'une référence négative pour la technique delta.
- Le filtrage de la tension par un filtre passe-bas améliore les formes d'onde et diminue les distorsions.

Chapitre IV

Etude de l'association convertisseur AC/DC- onduleur de tension-machine asynchrone

IV-1. Introduction

Actuellement, l'évolution des locomotives électriques modernes s'oriente vers des vitesses et des puissances élevées. Il semble que les moteurs de traction qui peuvent répondre à ces exigences, sont les moteurs à courant alternatif synchrone et asynchrone.

L'alimentation classique de l'onduleur associé à ce type de moteurs utilise des redresseurs à diodes ou à thyristors fonctionnant à commutation naturelle qui vis-à-vis du réseau d'alimentation présentent des inconvénients importants tels que :

- Injection des harmoniques dans le réseau d'alimentation ;
- Consommation de la puissance réactive ce qui affecte le facteur de puissance [30], [31], [32].

Les avantages économiques qu'ils présentent deviennent incontestables devant les exigences harmoniques strictes, ce qui a encouragé plusieurs chercheurs à investir dans ce domaine [33].

Dans ce chapitre, nous étudierons l'association convertisseur AC/DC- onduleur de tension-machine asynchrone. Le convertisseur et l'onduleur sont commandés par les techniques MLI.

IV-2. Caractéristiques de la machine asynchrone alimentée par un redresseur a thyristors

C'est le type d'alimentation le plus répandu, l'association classique : redresseur à thyristors – onduleur de tension – machine asynchrone permet de faire fonctionner la machine à couple constant, en imposant la commande classique $v/f = \text{cte}$ par le double réglage de la tension grâce au pont redresseur en agissant sur l'angle d'amorçage, et le réglage de la fréquence par l'intermédiaire d'un circuit de commande qui assure l'allumage et l'extinction des thyristors de l'onduleur.

Cette alimentation est utilisée pour des machines de faible et de moyenne puissance, pour une gamme de fréquence allant jusqu'à 200 Hz. Le rendement de l'association est au voisinage de 85 %, et le facteur de puissance est à peu près 0.95 en pleine vitesse [34].

La machine peut fonctionner dans une gamme de vitesse de 0 à ± 100 %, donc elle peut changer de sens de rotation, lorsqu'on inverse l'ordre de commutation des thyristors de pont onduleur ; les diodes de retour permettent de redresser les courants débités par la machine en génératrice asynchrone. L'énergie de freinage est récupérée par adjonction d'un deuxième pont (pont bêche) fonctionnant alors en onduleur.

IV-3. Avantages de la structure étudiée

La structure étudiée permet de faire marcher la machine asynchrone à couple constant c'est à dire à v/f constant en réglant la tension cette fois-ci par le convertisseur AC/DC en agissant sur le rapport cyclique r de la MLI sinusoïdale ou bien sur l'amplitude de la référence pour la technique delta. La fréquence est réglée comme précédemment par l'onduleur.

Les avantages majeurs sont : le fonctionnement à facteur de puissance unitaire coté réseau et la marche dans les quatre quadrants (couple – vitesse) sans avoir besoin d'un pont auxiliaire et donc sans encombrement.

IV-4. Description de l'ensemble convertisseur AC/DC–onduleur de tension–machine asynchrone

La figure IV-1 illustre le schéma de principe de l'association, elle est constituée d'un :

- convertisseur AC/DC monophasé;
- onduleur de tension triphasé ;
- une machine asynchrone triphasée.

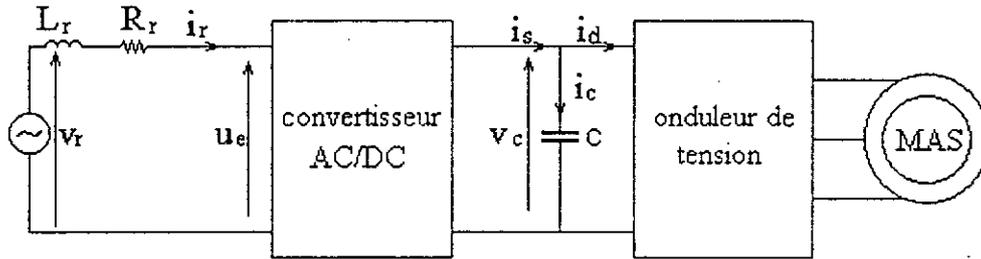


Figure IV-1 : Schéma de principe de l'association convertisseur- onduleur- MAS

IV-5. Modélisation du convertisseur AC/DC

L'étude détaillée de ce convertisseur a été faite au chapitre 1, On se limite ici à rappeler les équations de ses grandeurs d'entrée et de sortie qui sont :

$$\begin{cases} L_r \frac{di_r}{dt} + R_r i_r + u_e = v_r \\ i_s = K_f i_r \\ u_e = K_f v_c \\ \frac{dv_c}{dt} = \frac{i_s - i_c}{C} \end{cases} \quad (IV-1)$$

K_f est la fonction logique du convertisseur, elle prend les valeurs $\{1, 0, -1\}$

Le convertisseur est commandé par la MLI selon :

- La stratégie triangulo-sinusoïdale unipolaire et bipolaire ;
- La stratégie delta unipolaire et bipolaire.

IV-6. Modélisation de l'onduleur de tension

L'onduleur triphasé employé permet d'obtenir à partir d'une tension constante à son entrée des tensions sous formes de peigne d'amplitude et de fréquence variables. Le schéma détaillé de cet onduleur est donné à la figure IV-2.

Chaque bras de l'onduleur est constitué de deux interrupteurs T_i et T'_i ($i=1, 2, 3$) commandés à l'ouverture et à la fermeture.

Les interrupteurs T_i et T'_i sont des semi-conducteurs (transistors) shuntés en antiparallèle par des diodes de roue libre D_i et D'_i et commandés en modulation de largeur d'impulsion selon la stratégie triangulo-sinusoïdale.

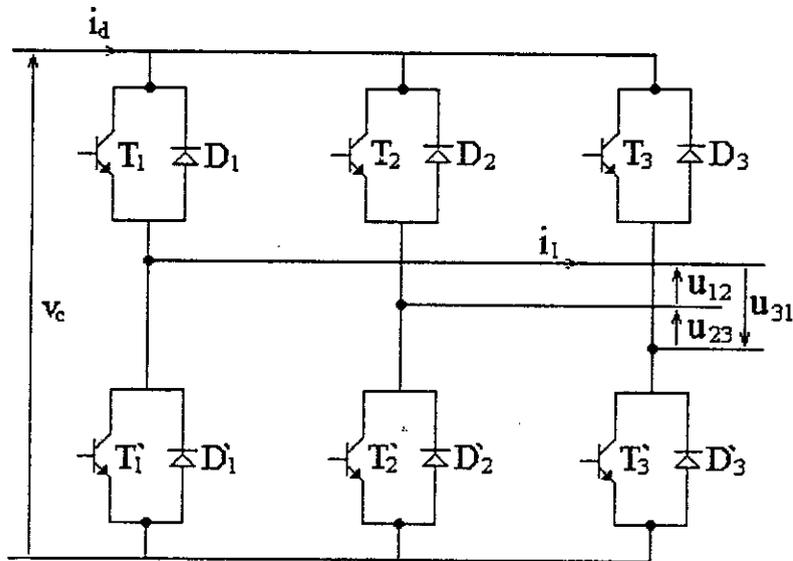


Figure IV-2 : L'onduleur de tension

Nous supposons que la commutation des éléments semi-conducteurs est instantanée (composants parfaits). Ainsi à chaque bras de l'onduleur, on lui associe une fonction logique de connexion S_i définie comme suit : [30]

- $S_i=1$ si T_i est fermé, T_i' est ouvert ;
- $S_i=0$ si T_i est ouvert, T_i' est fermé.

Cette fonction est obtenue à partir du modèle mathématique basé sur la comparaison de deux signaux, l'un triangulaire (porteuse), l'autre sinusoïdal (modulante).

La porteuse est définie par l'équation :

$$v_{po} = \begin{cases} \frac{4t}{T_{po}} - (4n + 1) & \text{si } nT_{po} \leq t \leq (n + \frac{1}{2})T_{po} \\ -\frac{4t}{T_{po}} + (4n + 3) & \text{si } (n + \frac{1}{2})T_{po} \leq t \leq (n + 1)T_{po} \end{cases} \quad (IV-2)$$

n est un nombre entier non nul et $T_{po} = \frac{1}{m_o f}$

Les modulantes e_i ($i=1-3$) sont données par l'équation suivante :

$$e_i = r_o \sin(\omega t - \frac{2(i-1)\pi}{3}) \quad (IV-3)$$

Ainsi, les fonctions logiques S_i définies ci-dessus peuvent être données par l'expression :

$$S_i = \begin{cases} 1 & \text{si } e_i \geq v_{po} \\ 0 & \text{si non} \end{cases} \quad (IV-4)$$

Les interrupteurs de chaque bras de l'onduleur sont complémentaires, si l'un est fermé l'autre est ouvert. Ceci nous permet de modéliser chaque bras de l'onduleur par un seul interrupteur à deux niveaux. le niveau haut correspond à la tension v_c , le niveau bas correspond à la tension zéro (figure IV-3)

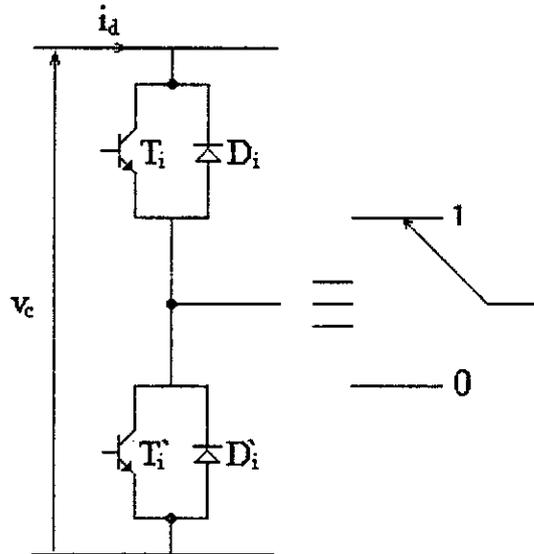


Figure IV-3 :Modélisation d'un bras de l'onduleur

La figure IV-4 montre la forme d'onde de la porteuse et des modulantes, ainsi que les fonctions logiques S_i correspondant à chaque bras de l'onduleur, et cela pour un indice de modulation $m_o=12$ et un rapport en tension $r_o=0.9$.

Les tensions de ligne aiguillées par l'onduleur se déduisent immédiatement en fonction de la tension v_c et les fonctions logiques S_i .

$$\begin{cases} u_{12} = v_1 - v_2 = v_c(S_1 - S_2) \\ u_{23} = v_2 - v_3 = v_c(S_2 - S_3) \\ u_{31} = v_3 - v_1 = v_c(S_3 - S_1) \end{cases} \quad (IV-5)$$

Vu la symétrie de la machine et le couplage en étoile de ses enroulements statoriques, on a :

$$\sum_{i=1}^3 v_i = 0 \quad (IV-6)$$

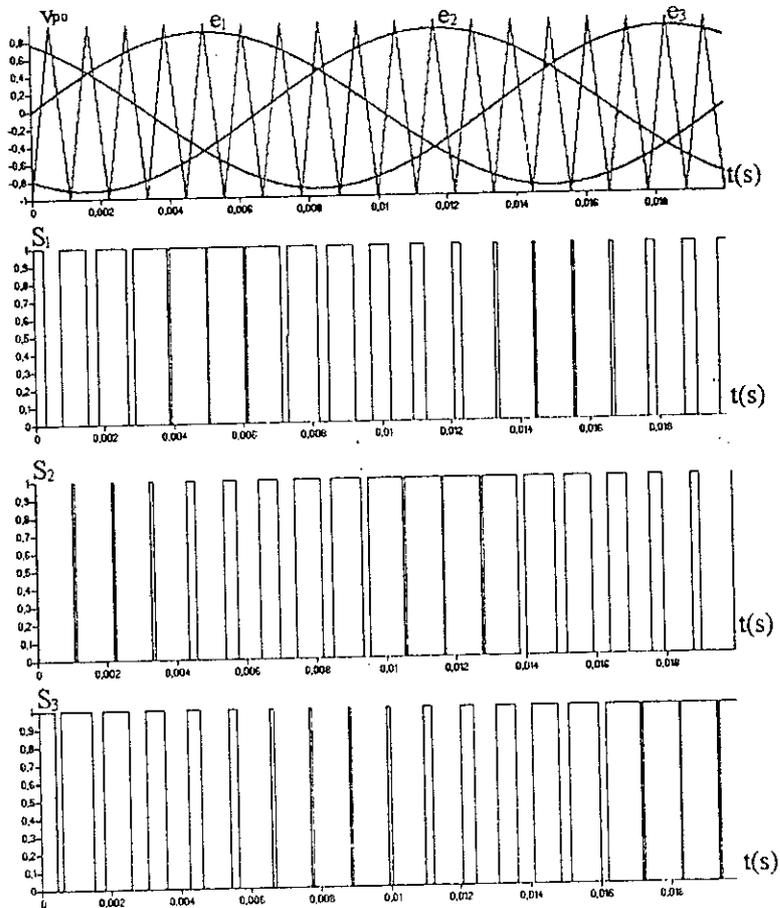


Figure IV-4 : La stratégie triangulo-sinusoidale appliquée à l'onduleur

En se basant sur les équations (IV-5) et (IV-6), on peut déduire les tensions simples v_1, v_2, v_3 par:

$$\begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \\ v_3 \end{bmatrix} = \frac{2}{3} v_c \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ -\frac{1}{2} & 1 & -\frac{1}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} & 1 \end{bmatrix} \quad (IV-7)$$

Le courant à l'entrée de l'onduleur est donné par :

$$i_d = \sum_{i=1}^3 S_i i_i \quad (IV-8)$$

IV-7. Modélisation de la machine asynchrone

La plupart des études menées sur la machine asynchrone alimentée par convertisseur statique, ont été réalisées en modélisant la machine selon la configuration de Park, en s'appuyant sur les hypothèses suivantes :

- La machine est symétrique, non saturée et à entrefer constant ;
- Les harmoniques liés aux dentures sont négligeables ;
- Les F.M.M ont une répartition sinusoïdales. [35]

Le couplage des enroulements de la machine est en étoile, donc les composantes homopolaires sont nulles. Dans ce cas, le modèle réel de la machine se réduit à un modèle biphasé équivalent défini sur un référentiel d'axes d, q comme le montre la figure IV-5.

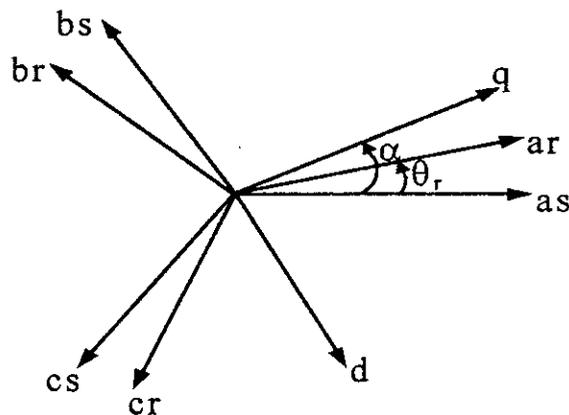


Figure IV-5 : Configuration de Park –disposition des axes d et q

En choisissant un repère lié au stator, les équations électriques de la machine asynchrone sont données par :

$$\begin{cases} \frac{dI_{ds}}{dt} = K_c (L_{\pi} V_{ds} - L_{\pi} R_{st} I_{ds} + L_m R_{\pi} I_{dr} + T_{c1} L_m \omega_r) \\ \frac{dI_{qs}}{dt} = K_c (L_{\pi} V_{qs} - L_{\pi} R_{st} I_{qs} + L_m R_{\pi} I_{qr} - T_{c2} L_m \omega_r) \\ \frac{dI_{dr}}{dt} = K_c (-L_m V_{ds} - L_{st} R_{\pi} I_{dr} + L_m R_{st} I_{ds} - T_{c1} L_{st} \omega_r) \\ \frac{dI_{qr}}{dt} = K_c (-L_m V_{qs} - L_{st} R_{\pi} I_{qr} + L_m R_{st} I_{qs} + T_{c2} L_{st} \omega_r) \end{cases} \quad (IV-9)$$

avec:

$$\begin{aligned} K_c &= \frac{1}{L_{st}L_{rn} - L_m^2} \\ T_{c1} &= L_m I_{qs} + L_{rn} I_{qr} \\ T_{c2} &= L_m I_{ds} + L_{rn} I_{dr} \end{aligned} \quad (IV-10)$$

Les tensions V_{ds} et V_{qs} peuvent être obtenues en fonction des tensions simples v_1 , v_2 et v_3 , en introduisant la matrice de passage M_p donnée par :

$$M_p = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \sin(\alpha) & \sin(\alpha - \frac{2\pi}{3}) & \sin(\alpha + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\alpha) & \cos(\alpha - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\alpha + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (IV-11)$$

les tensions V_{ds} et V_{qs} sont alors :

$$\begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \end{bmatrix} = M_p \begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \\ v_3 \end{bmatrix} \quad (IV-12)$$

En résolvant le système d'équations (IV-9), nous pouvons déterminer les courants I_{ds} , I_{qs} et par la suite, déterminer les courants i_1 , i_2 et i_3 dans chaque phase de la machine par l'intermédiaire de la matrice de passage inverse M_p^{-1} .

$$\begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ i_3 \end{bmatrix} = M_p^{-1} \begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \end{bmatrix} \quad (IV-13)$$

avec:

$$M_p^{-1} = \begin{bmatrix} \sin(\alpha) & \cos(\alpha) \\ \sin(\alpha - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\alpha - \frac{2\pi}{3}) \\ \sin(\alpha + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\alpha + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (IV-14)$$

Le couple électromagnétique de la machine est donné par :

$$C_{em} = L_m P_p (I_{qs} I_{dr} - I_{ds} I_{qr}) \quad (IV-15)$$

Ainsi on peut écrire l'équation mécanique de la machine en fonction de la vitesse rotorique Ω_r .

$$J \frac{d\Omega_r}{dt} = C_{em} - (C_{ch} + C_f)\Omega_r \quad (IV-16)$$

Sachant que :

$$\Omega_r = \frac{\omega_r}{P_p} \quad (IV-17)$$

On peut donc avoir l'expression de l'équation mécanique en fonction de la pulsation rotorique ω_r . On obtient :

$$\frac{d\omega_r}{dt} = \frac{P_p C_{em}}{J} - (C_{ch} + C_f) \frac{\omega_r}{J} \quad (IV-18)$$

IV-8. Application des différentes stratégies de modulation

Nous avons simulé le comportement de l'association pour une machine de paramètres :

Puissance nominale :3.7kW, tension nominale :220/380V, courant nominal :4/8.5A, vitesse nominale :1500tr/min, $P_p=2$, $R_s=4.05\Omega$, $R_r=3.805\Omega$, $L_{rr}=L_{sr}=0.274H$, $L_m=0.258H$, $J=0.031Nm.s^2/rd$, $C_f=10^{-6}Nm.s/rd$, $C_{ch}=0.05 Nm.s/rd$.

L'onduleur de tension est commandé par la stratégie triangulo-sinusoïdale avec les paramètres:

$m_o=18$, $r_o=0.9$, $f_o=50$ Hz.

IV-8-1. Stratégie triangulo-sinusoïdale

Pour cette stratégie nous avons appliqué les deux commandes unipolaire et bipolaire. Le convertisseur est commandé suivant les paramètres: $m=18$, $r=0.9$, $f=50$ Hz, $L_f=0.03H$, $C=7000\mu F$. Les résultats obtenus sont illustrés par les figures IV-6 et IV-7. Ces résultats obtenus montrent que :

- La machine atteint sa vitesse nominale, après un certain temps qu'est d'autant plus petit que la capacité C et l'inductance L_r sont petites.
- La tension v_c augmente lentement pour atteindre une valeur constante. Cette valeur est supérieure à la tension d'alimentation v_r , ce qui confirme que le hacheur fonctionne comme élévateur de tension contrairement aux convertisseurs classiques.

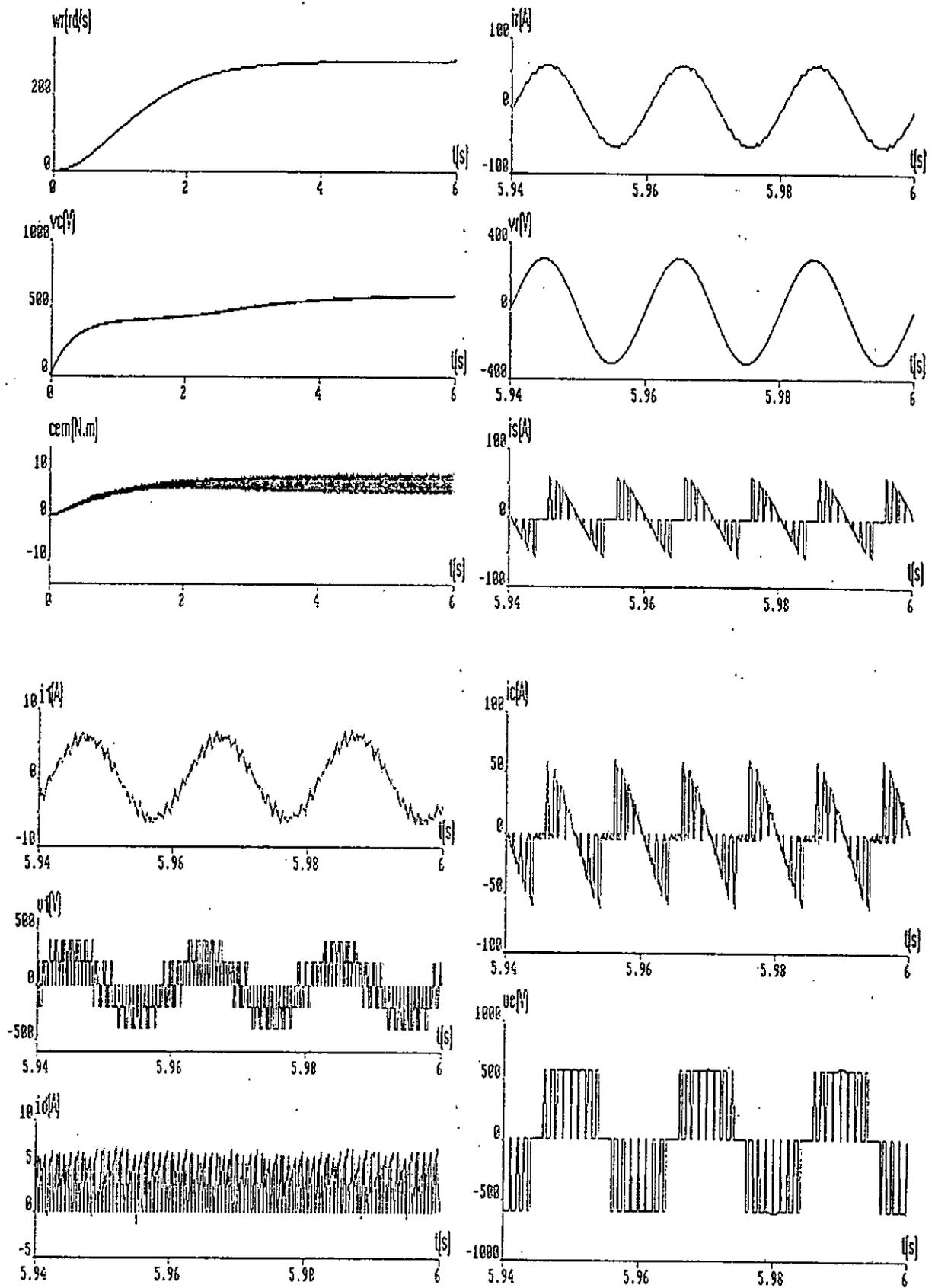


Figure IV-6 : Stratégie triangulo-sinusoïdale unipolaire (en charge).

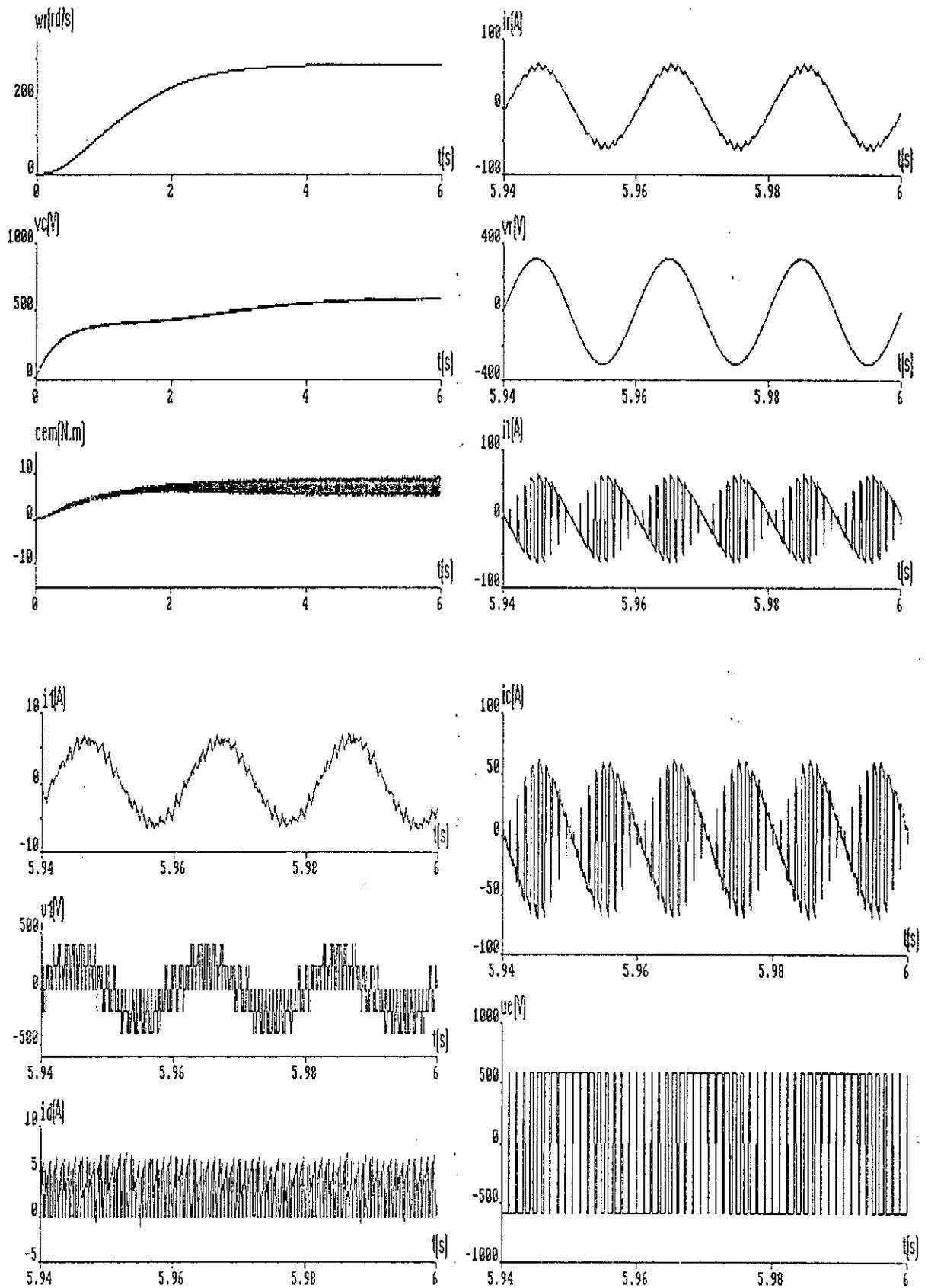


Figure IV-7 : Stratégie triangulo-sinusoidale bipolaire (en charge).

- Le facteur de puissance est unitaire, cela est montré par le déphasage entre v_r et i_r qu'est nul.
- Le courant i_s à la sortie du convertisseur à une fréquence double à celle de la tension d'entrée.
- Le courant i_d à l'entrée de l'onduleur a une fréquence six fois plus grande que la fréquence du courant statorique et une valeur moyenne non nulle, ce dernier est sinusoïdal.
- Le couple oscille autour du couple de charge (couple nominal dans notre cas).

IV-8-2. Stratégie delta

Les commandes bipolaire et unipolaire de la stratégie delta sont aussi appliquées, pour un fonctionnement en charge toujours et avec les deux modes :

- fonctionnement en boucle ouverte ;
- fonctionnement en boucle fermée.

IV-8-2-1. En boucle ouverte

Les résultats illustrés par la figure IV-8 montre que lorsqu'un courant de référence est imposé, une surtension au niveau de la capacité est produite.

En fait, si nous fixons le courant de consigne, la vitesse augmente et la capacité se charge, jusqu'à ce que la machine atteigne sa vitesse nominale. Dans ce cas la machine absorbe un courant permettant de maintenir le régime permanent, la capacité reçoit le reste du courant. Ainsi sa tension augmente indéfiniment, ce qui influe sur la stabilité du fonctionnement de l'association.

Pour résoudre ce problème, il faut choisir un courant de consigne convenable ; ce dernier doit assurer le fonctionnement normal de la machine.

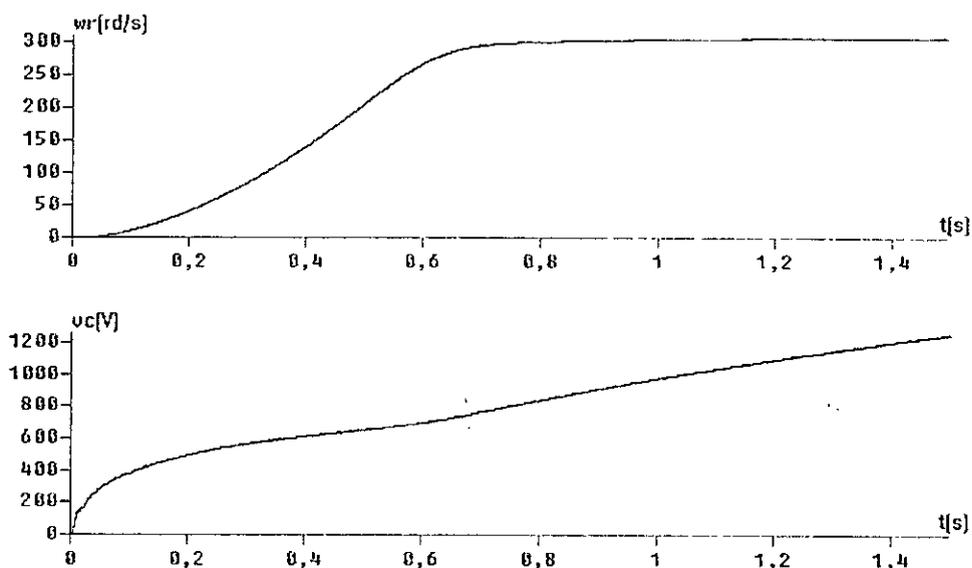


Figure IV-8 :Stratégie delta en boucle ouverte (en charge).

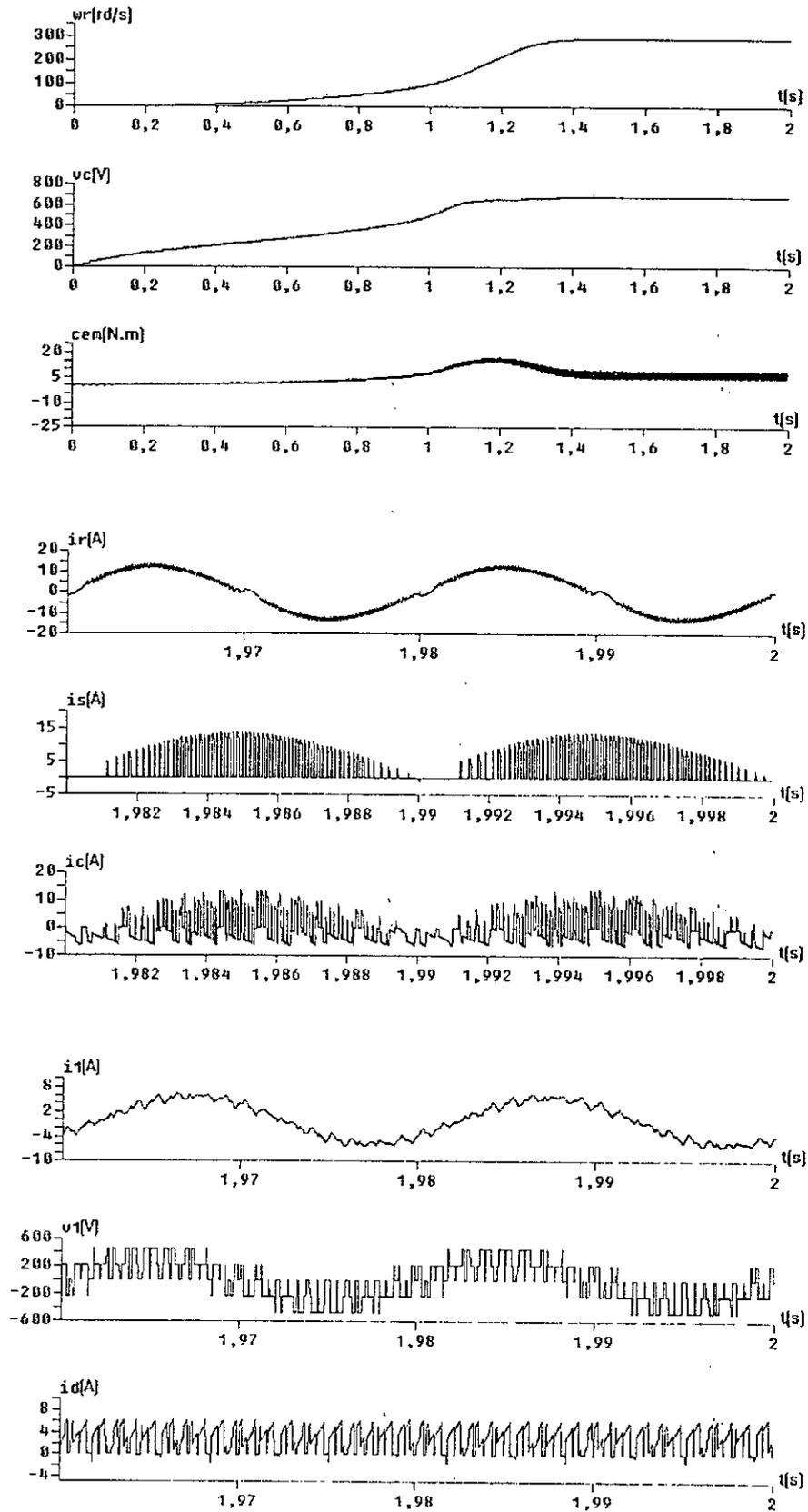


Figure IV-9 : Stratégie delta unipolaire en boucle fermée (en charge).

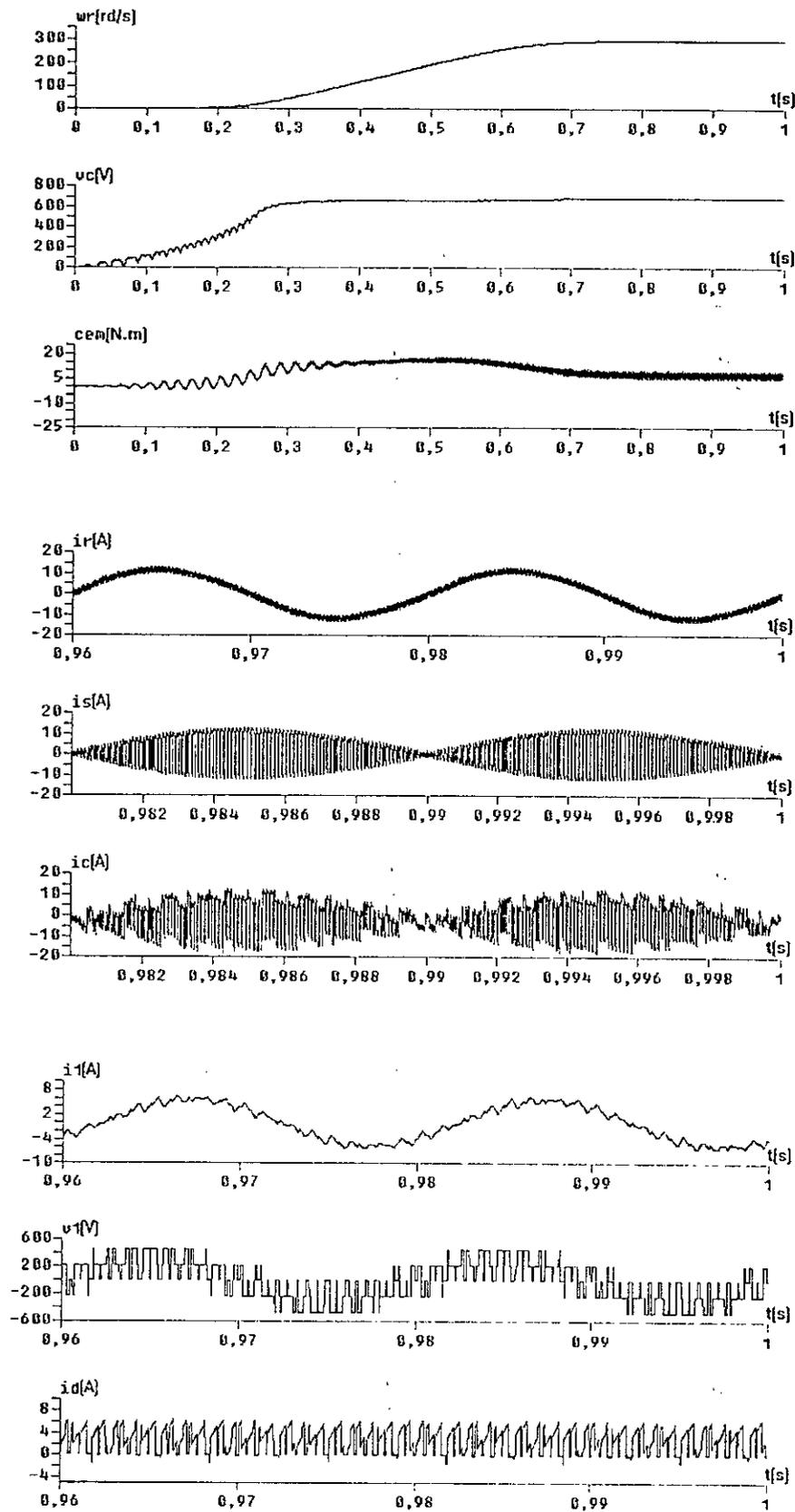


Figure IV-10 : Stratégie delta bipolaire en boucle fermée (en charge).

IV-8-2-1. En boucle fermée

Les problèmes rencontrés pour le fonctionnement en boucle ouverte, réside essentiellement de fait que, le courant de consigne est indépendant de la tension aux bornes de la charge. Pour résoudre le problème, il faut faire dépendre cette consigne aux variations de la tension v_c . Donc travailler en boucle fermée.

Les résultats obtenus illustrés par les figures IV-9 et IV-10 montrent que :

- La machine atteint le régime permanent au cours d'une durée inférieure à celle pour la triangulo-sinusoïdale.
- La tension v_c est inférieure à la tension de référence v_{ref} . La différence correspond aux pertes et à la charge.
- Le couple oscille autour d'une valeur moyenne non nulle, - Le courant i_r a une valeur considérable. Les courants i_d à une valeur moyenne non nulle.

IV-9. Conclusion

L'étude faite sur l'association nous a permis de voir son comportement, vis à vis des différentes stratégies de modulation, de voir aussi l'influence de certains paramètres sur les réponses de l'ensemble.

Pour la stratégie triangulo-sinusoïdale, la machine présente un fonctionnement stable mais avec une réponse lente.

Les résultats satisfaisants obtenus montrent que le convertisseur AC/DC remplace avec succès les redresseurs classiques, grâce aux performances qu'il présente (facteur de puissance unitaire, et réduction de contenu harmonique et réversibilité fonctionnelle).

Le rapport de modulation, le temps de décalage et les éléments du filtre d'entrée et de sortie sont les paramètres les plus influents sur les performances de l'association.

Pour avoir un fonctionnement stable de l'association, il faut travailler en boucle fermée. Cela permet de régler la puissance fournie coté convertisseur en fonction de la puissance demandée coté charge ; Autrement dit, faire dépendre le courant à l'entrée du convertisseur de la tension aux bornes de la charge, ce qui nous permet d'éviter les surtensions et par la suite perdre le fonctionnement stable de l'association.

Chapitre V

Réalisation pratique du convertisseur AC/DC commandé par deux stratégies de modulation

V-1. Introduction

La réalisation d'un convertisseur statique repose sur plusieurs facteurs comme : la fiabilité et la robustesse du montage, le rendement de son travail et la qualité des signaux qu'il délivre. Pour satisfaire ses exigences, le choix des composants de puissance et de commande devient très important [36], [37].

L'objet de ce présent chapitre est de décrire les différentes parties des circuits de puissance, et de chaque étage de la carte de commande pour les deux stratégies de modulation.

V-2. Circuit de puissance

Pour satisfaire les exigences imposées par le fonctionnement et assurer à tout moment la demande en puissance de la charge associée, le circuit de puissance doit être réalisé à base d'interrupteurs électroniques convenables, bien choisis et bien dimensionnés.

Une étude comparative faite portant sur les performances des principaux semi-conducteurs de puissance (voir annexe), a montré que le transistor bipolaire est l'interrupteur le mieux adapté pour réaliser un tel convertisseur [28], [29], [38].

Le circuit de puissance étudié est représenté par le schéma synoptique de la figure V-1.

T_i $i=1, 4$ représente un montage Darlington constitué chacun de deux transistors bipolaires montés en cascade figure V-2-a. Souvent, on ajoute au montage de Darlington une diode de déstockage et des résistances de stabilisation [39] figure V-2-b.

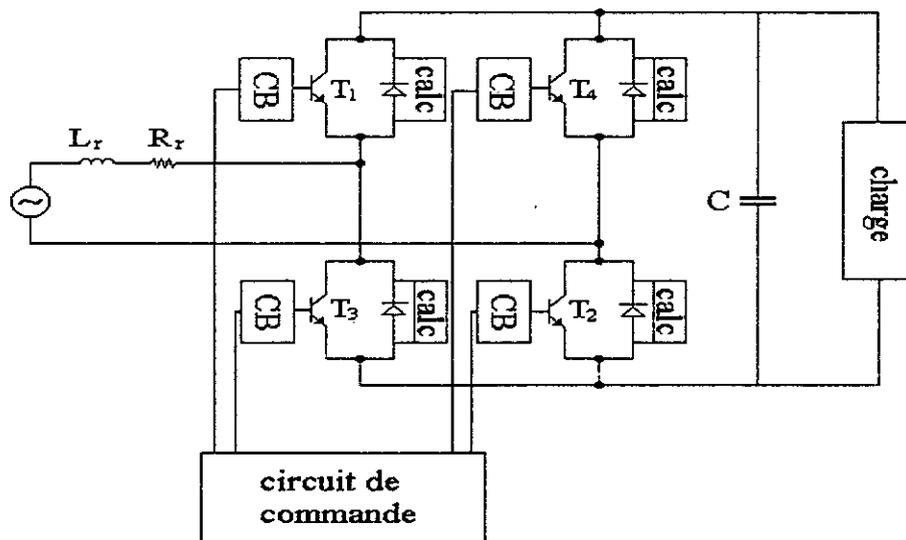


Figure V-1 : Schéma synoptique de circuit de puissance

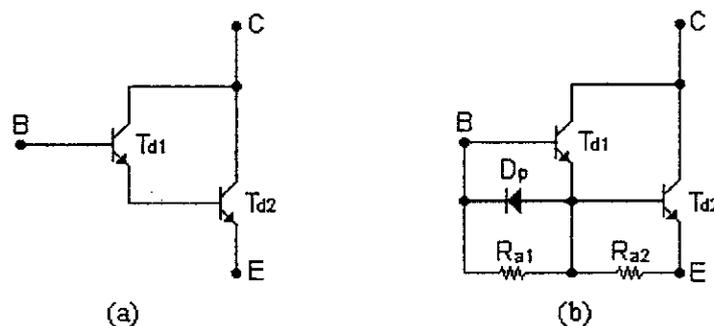


Figure V-2 : Montage Darlington

V-2-1. Circuit d'aide a la commutation

Pour réduire la tension collecteur-émetteur ou le courant collecteur, pendant les intervalles où ils représentent simultanément des valeurs notables, on utilise des circuits d'aide à la commutation formés de :

- Un circuit inductif - figure V-3-a – qui permet de ralentir la montée du courant collecteur, lors de déblocage de transistor, par le moyen d'une inductance L_L en série avec le transistor. Une résistance R_L et une diode D_L en parallèle avec l'inductance permettent de décharger l'énergie emmagasinée à chaque période dans L_L .
- Un circuit capacitif – figure V-3-b – capable de ralentir la montée de la tension collecteur-émetteur, lors de blocage, par la mise en parallèle avec le transistor d'une capacité C_c qui se décharge à travers la résistance R_c et la diode D_c à l'amorçage suivant.

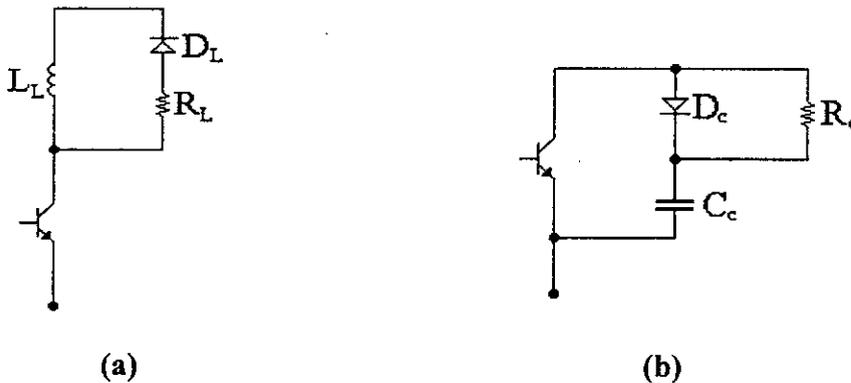


Figure V-3 : circuits d'aide à la commutation

Pour que la décharge de la capacité C_c n'interfère pas avec le fonctionnement de l'ensemble (L_L , R_L , D_L), l'association des deux circuits se fait de la manière montrée à la figure V-4 pour former un bras du convertisseur [12], [39]. Le choix des éléments de ces circuits est basé sur l'étude faite au chapitre I, le calcul de ces éléments a donné les résultats suivants: $R_c=150\Omega$, $R_L=5\Omega$, $C_c=0.22\mu F$, $L_L=0.16mH$. Les diodes sont de type : MR 854.

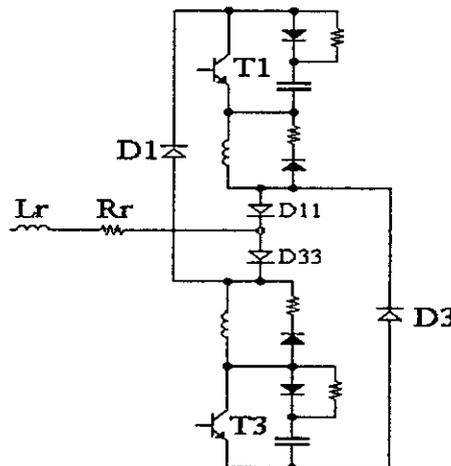


Figure V-4 : Un bras du convertisseur

V-2-2. Commande de base

Le rôle principal du circuit de base est d'assurer l'allumage et l'extinction des transistors durant une courte durée afin de réduire les pertes, sans introduire de retard qui peut perturber le fonctionnement normal du convertisseur. Le circuit de base doit réaliser les principales fonctions :

- Lors de la mise en conduction, il est nécessaire de fournir au transistor un courant de base positif d'une amplitude suffisante et présentant un temps de montée aussi réduit que possible ;
- Pendant la conduction, il faut fournir au transistor un courant de base lui permettant de rester saturé ou quasi-saturé ;
- Au moment du blocage, il faut fournir un courant de base négatif. Ce dernier doit être contrôlé dans sa forme et son amplitude pour assurer un temps de descente réduit du courant collecteur.

Le circuit de base adopté est illustré à la figure V-5 [40].

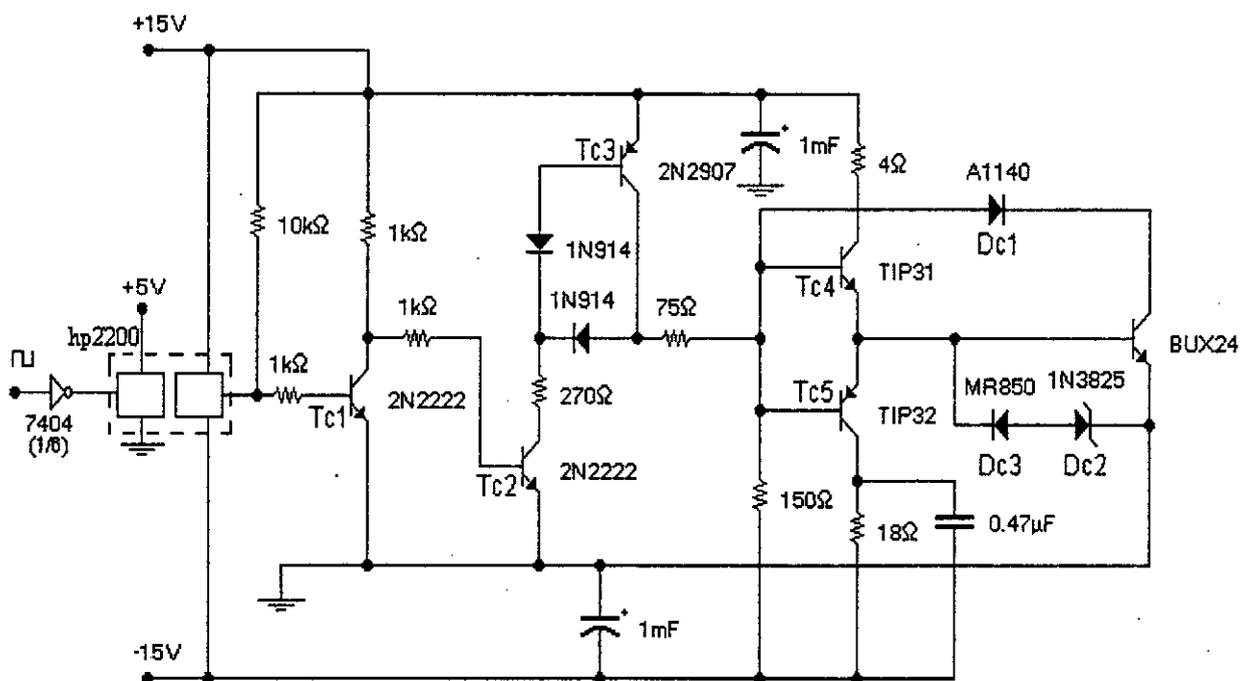


Figure V-5 : Circuit de base

Lorsqu'une impulsion positive arrive au circuit à travers l'inverseur et l'opto-coupleur les transistors T_{c1} , T_{c2} , T_{c3} , T_{c4} conduisent, ce qui provoque l'amorçage du transistor de puissance. La diode D_{c1} est une diode d'anti-saturation, elle permet de garder le transistor en dehors de saturation.

Le blocage du transistor de puissance est accompli en appliquant une impulsion négative à travers le transistor T_{c5} (T_{c4} et T_{c5} travaillent en mode complémentaire).

Les diodes D_{c2} et D_{c3} assurent que la tension inverse base-émetteur du transistor de puissance n'excède pas des valeurs permises.

V-3. Circuit de commande de la technique triangulo-sinusoidale

Le circuit de commande de cette technique comporte les étages suivants :

- Un circuit générateur de la porteuse v_p capable de produire un signal triangulaire de fréquence réglable suivant l'indice de modulation m .
- Un circuit générateur de la modulante v_m qui produit un signal sinusoïdal redressé en double alternance dont la valeur de crête varie selon le rapport cyclique r .
- Un circuit comparateur effectuant la comparaison des deux signaux v_p et v_m .
- Un circuit retardateur qui permet de générer des signaux suivant les alternances de la tension du réseau d'alimentation.
- Un circuit de mise forme des signaux générés.
- Un circuit logique faisant des opérations permettant de donner quatre signaux de commande convenables.

V-3-1. Circuit générateur de la porteuse

Le principe de fonctionnement de ce circuit représenté à la figure V-6 est le suivant :

La sortie de second amplificateur opérationnel qui travaille comme intégrateur est prise comme référence par le premier amplificateur qui est monté en contre réaction positive fonctionnant ainsi en trigger de Schmitt. Ce dernier délivre à sa sortie un signal rectangulaire qui sera intégré pour donner un signal triangulaire de fréquence réglable grâce au potentiomètre.

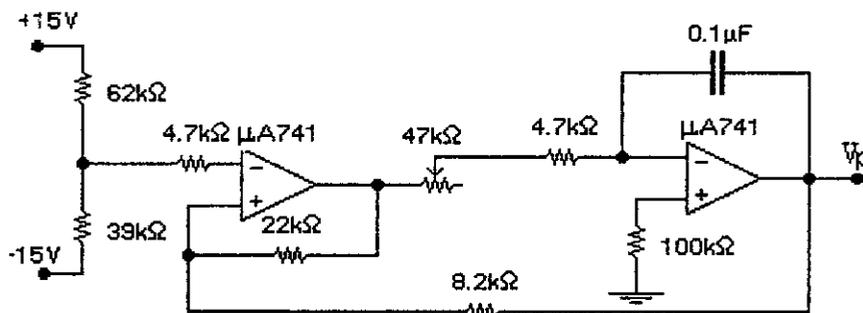


Figure V-6 : Circuit générateur de la porteuse

V-3-2. Circuit générateur de la modulante

Ce circuit est illustré par la figure V-7. La sortie du transformateur abaisseur attaque un circuit déphaseur à base d'amplificateur opérationnel. Ce déphaseur permet de réaliser un déphasage compris entre 0 et 180° en fonction de la résistance et de la capacité placées. Ceci pour une fréquence fixe. En supposant l'amplificateur parfait, la relation entre la tension de sortie et la tension d'entrée peut être calculée par :

$$v_m = v_r \frac{1 - jRC\omega}{1 + jRC\omega} \tag{V-1}$$

La phase δ de la tension de sortie varie suivant l'équation:

$$\text{tg}\delta = -\frac{2RC\omega}{1 - R^2C^2\omega^2} \tag{V-2}$$

Le module de la fonction de transfert est égal à 1 quelle que soit la valeur de la résistance et de la capacité. Par contre, la phase varie de 0 si la résistance est nulle, à 180° pour une résistance infinie. Le pont redresseur transforme le signal sinusoïdal déphasé en un signal redressé en double alternance.

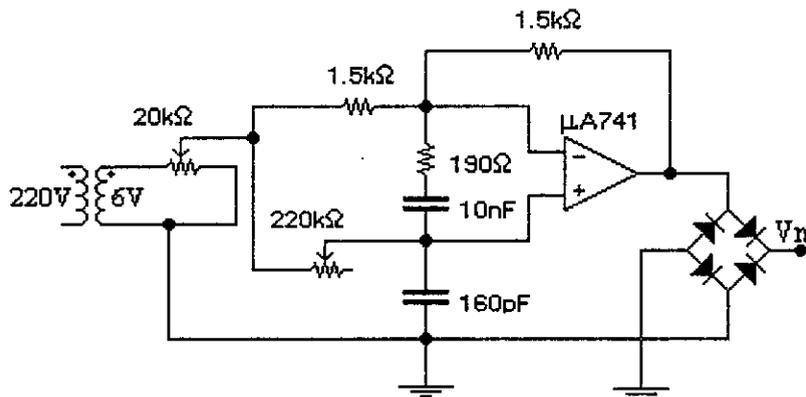


Figure V-7 : Circuit générateur de la modulante

V-3-3. Circuit comparateur

Le principe de ce circuit consiste à comparer la porteuse v_p avec la modulante v_m , il est à base de circuit intégré LM311 conçu pour cette fonction. La sortie S est un signal rectangulaire, son niveau dépend de l'alimentation de ce circuit intégré (dans notre circuit 0 ou +15V) figure V-8

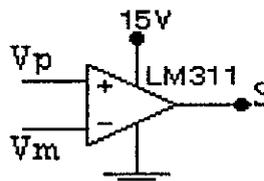


Figure V-8 : Circuit comparateur

V-3-4. Circuit retardateur

En réalité, ce circuit fait une double opération :

- Il permet de synchroniser le réseau d'alimentation avec la commande, en générant des créneaux suivant l'alternance positive (S_p) ou négative (S_n) de la tension du réseau.
- Il permet aussi de retarder ces créneaux, afin d'éviter toute conduction simultanée de deux transistors de même bras, provoquant ainsi un court-circuit du condensateur (figure V-9).

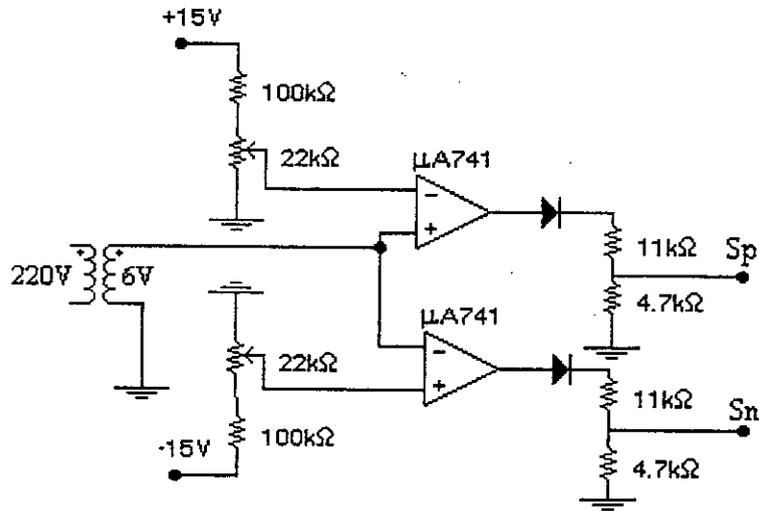


Figure V-9 : Circuit retardateur

Le principe du circuit proposé est de comparer un signal sinusoïdal avec deux signaux v_H positif et v_L négatif figure V-10. On peut régler le retard Δt à l'aide des potentiomètres.

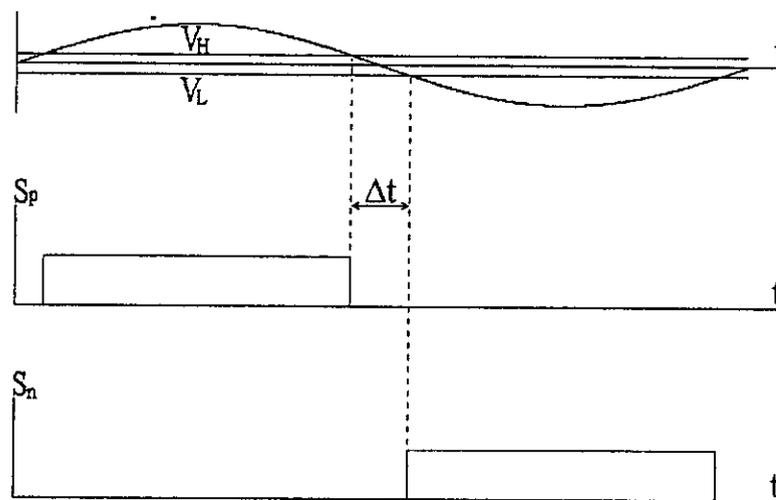


Figure V-10 : Principe de circuit retardateur

V-3-5. Circuit de mise en forme

Les créneaux générés jusqu'à présent ont des niveaux de tension de 0 ou +15V, ce qui nécessite leur mise en forme, afin d'aboutir à des signaux convenables de niveau 0 ou +5V qui seront introduits au circuit logique.

Le circuit permettant de réaliser cette fonction est illustré par la figure V-11.

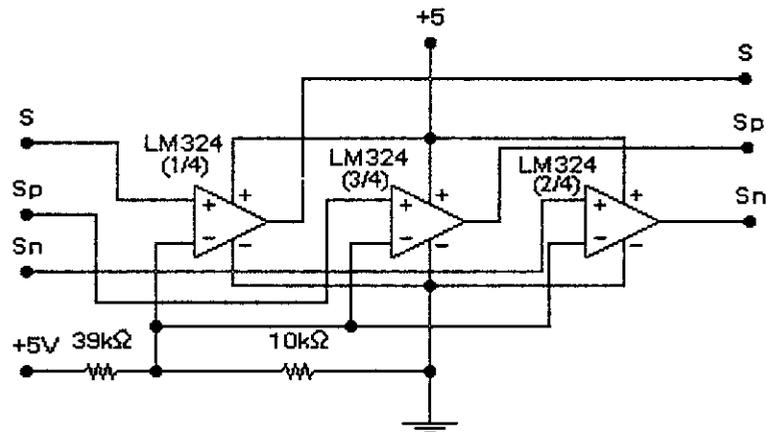


Figure V-11 : Circuit de mise en forme

V-3-6. Circuit logique

Pour adapter les signaux produits à la commande du convertisseur selon les deux types unipolaire ou bipolaire, on réalise le circuit logique à base des portes logiques élémentaires à savoir INVERT, AND et OR (figure V-12).

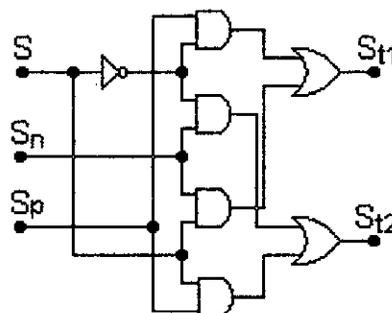


Figure V-12 : Circuit logique

Les signaux Kt_i $i=1,4$ qui attaquent les circuits de base des transistors T_i sont :

- Pour la commande unipolaire.

$$\begin{aligned}
 Kt_1 &= St_1 = S.S_n + \bar{S}.S_p \\
 Kt_2 &= S_p \\
 Kt_3 &= St_2 = S.S_p + \bar{S}.S_n \\
 Kt_4 &= S_n
 \end{aligned}
 \tag{V-3}$$

- Pour une commande bipolaire.

$$\begin{aligned}
 Kt_1 &= Kt_2 = S.S_n + \bar{S}.S_p \\
 Kt_3 &= Kt_4 = S.S_p + \bar{S}.S_n
 \end{aligned}
 \tag{V-4}$$

V-3-7. Schéma global du circuit de commande

Ainsi, on obtient le circuit de commande de la stratégie triangulo-sinusoidale par l'association des différents étages décrits.

La figure V-13 montre le schéma synoptique de circuit de commande réalisé.

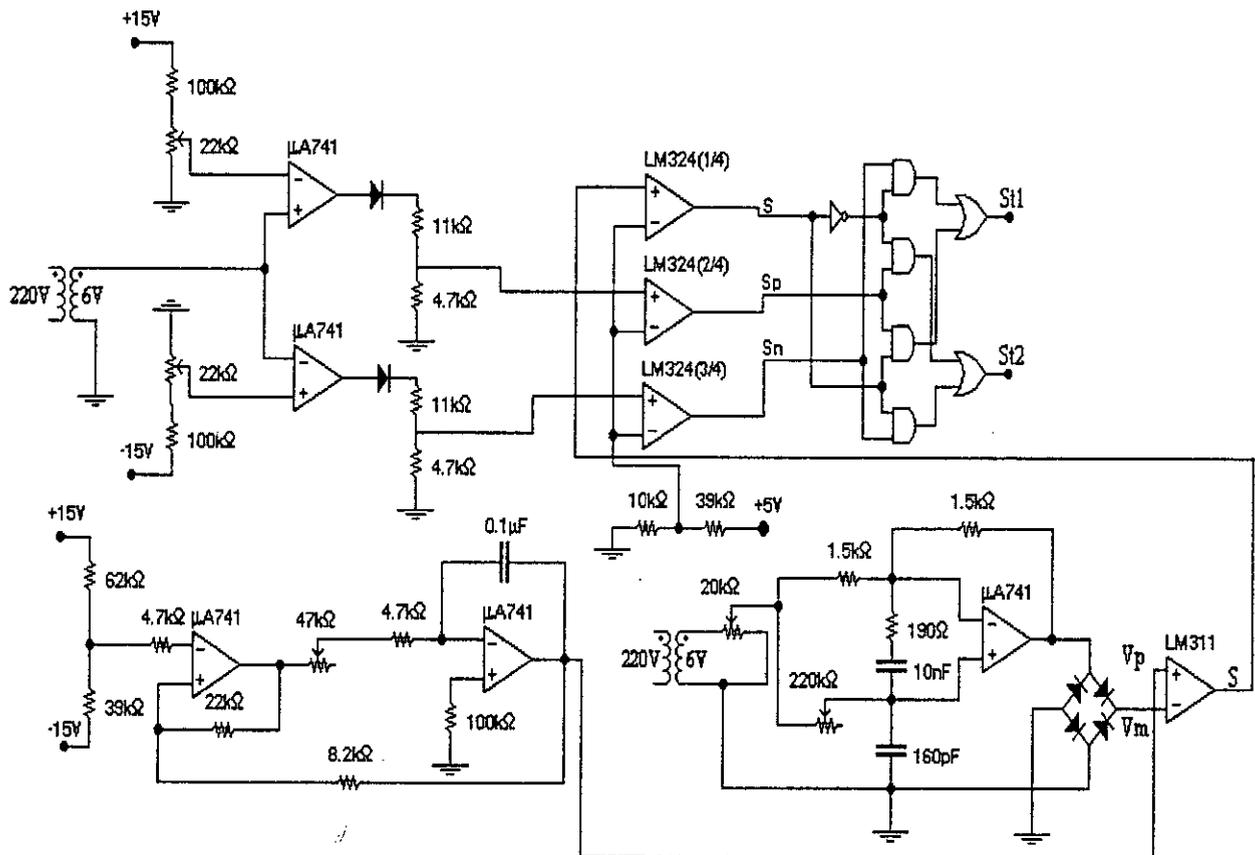


Figure V-13 : circuit de commande de la stratégie triangulo-sinusoidale

V-4. Circuit de commande de la stratégie delta

La figure V-14 montre le schéma représentatif du circuit de commande de la stratégie delta. Ce circuit comporte les blocs suivants :

- Un circuit de mesure du courant (i_m) et de la tension (v_{cm}).
- Un circuit comparateur de tension qui donne l'erreur ($V_{ref} - v_{cm}$).
- Un circuit amplificateur qui donne $K_1(V_{ref} - v_{cm})$.
- Un déphaseur d'un signal sinusoïdal pris de la source d'alimentation et qui donne $K_2 \sin(\omega t + \varphi)$.
- Un circuit multiplicateur qui génère le courant de référence i_{ref} égale à : $K(V_{ref} - v_{cm})\sin(\omega t + \varphi)$.
- Un circuit générateur de la bande d'hystérésis.
- Un circuit comparateur de courant mesuré i_m avec les limites de la bande i_{refs} et i_{refi} pour donner les signaux logiques K_i , K_s , K_u et K_l .
- Un circuit logique de traitement qui génère les signaux de commande SD_1 et SD_2 .

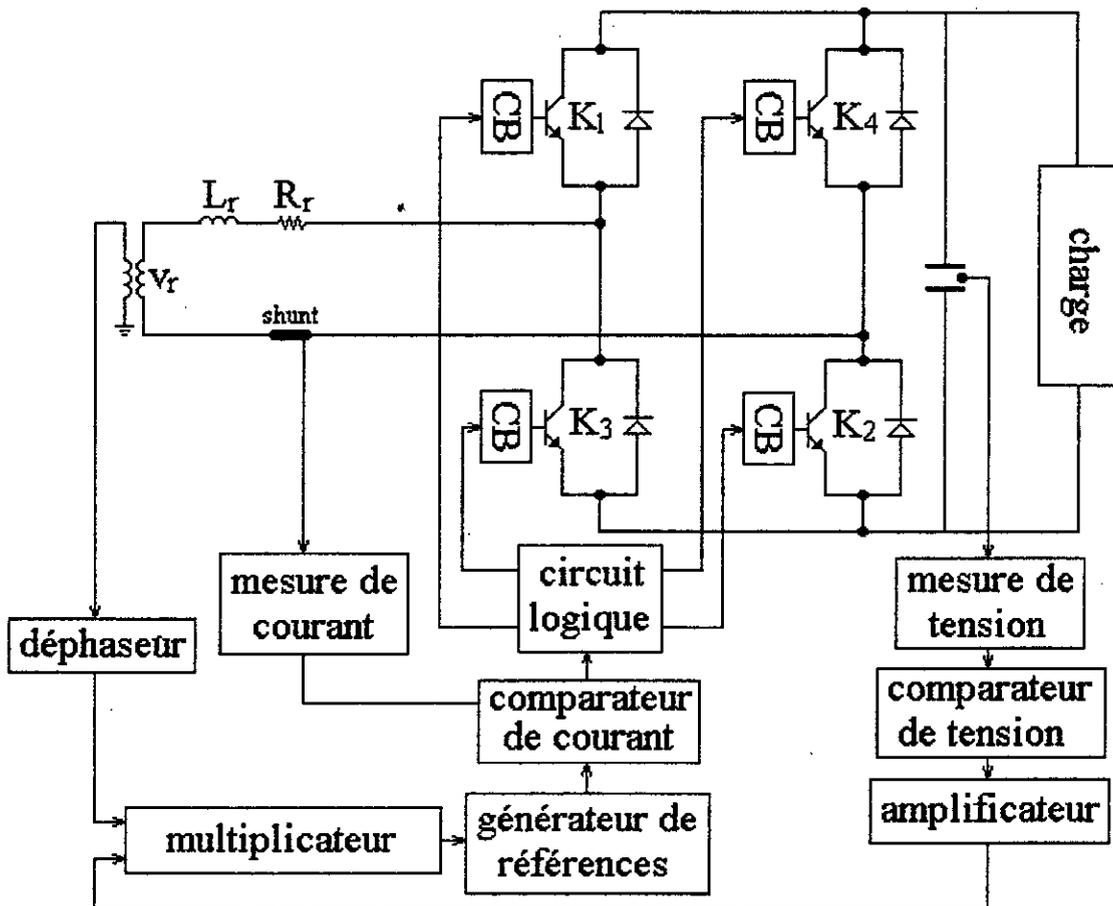


Figure V-14 : Schéma synoptique du circuit de commande de la stratégie delta

V-4-1. Circuit de mesure de courant et de la tension

Le circuit de mesure du courant d'entrée et de la tension de sortie doivent satisfaire deux conditions importantes :

- La parfaite isolation entre le circuit de commande et le circuit de puissance.
- La transmission rapide et sans déformation de forme des signaux mesurés.

Pour vérifier ces conditions, nous avons choisi le circuit intégré ISO120 qui possède de très bonnes caractéristiques permettant d'assurer cette fonction.

Le circuit de mesure réalisé est illustré par la figure V-15. A l'aide du shunt de rapport $2.5A/0.1V$, on mesure le courant d'entrée, ce dernier sera amplifié à travers deux amplificateurs opérationnels avant d'être introduit à l'isolateur ISO120.

La tension de sortie est mesurée grâce à un diviseur de tension résistif de rapport 0.1. La tension mesurée passe par l'ISO120.

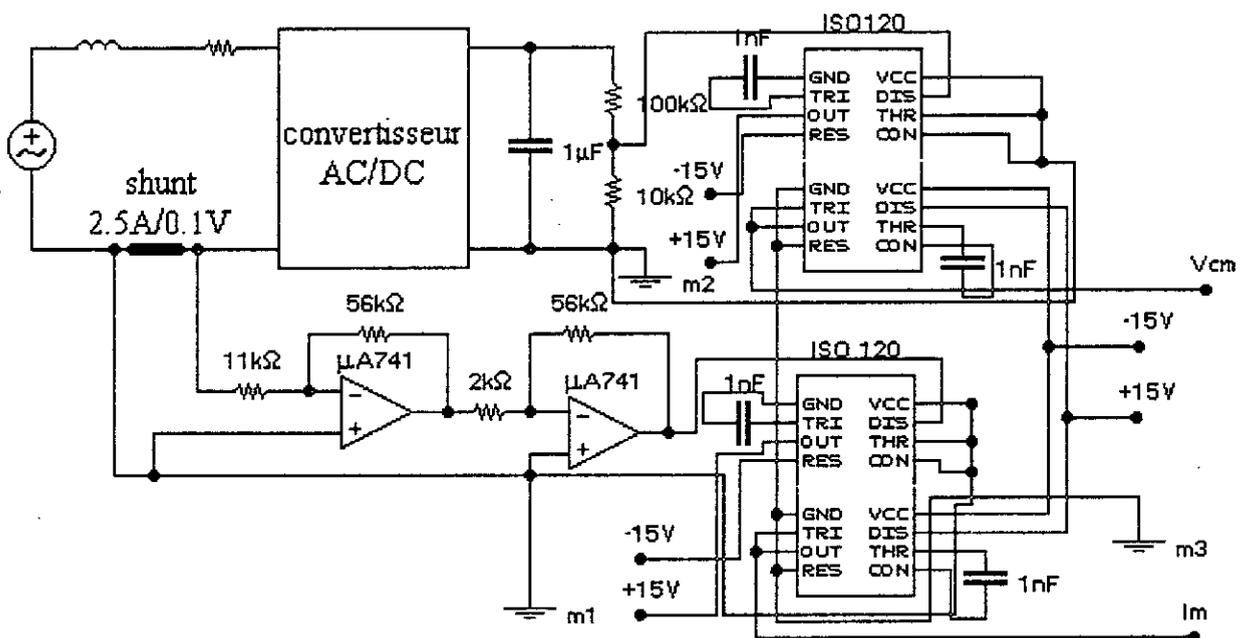


Figure V-15 : circuit mesure de courant et de la tension

V-4-2. Circuit comparateur de tension

Ce circuit fait la différence entre la tension mesurée v_{cm} et la tension de consigne V_{ref} réglée à l'aide du potentiomètre pour générer l'erreur ($V_{ref} - v_{cm}$) comme le montre la figure V-16.

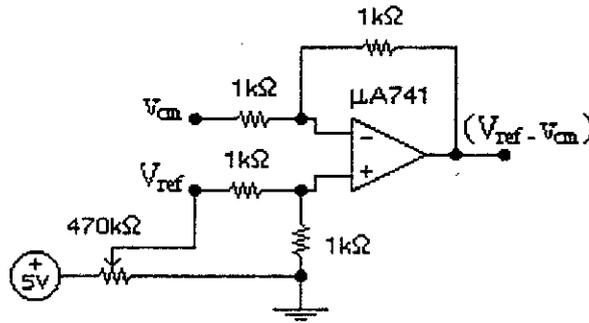


Figure V-16 : Circuit comparateur de tension

V-4-3. Le circuit amplificateur

Comme cela est montré par la figure V-17, ce circuit multiplie le signal d'entrée ($V_{ref} - V_{cm}$) par un gain K_1 .

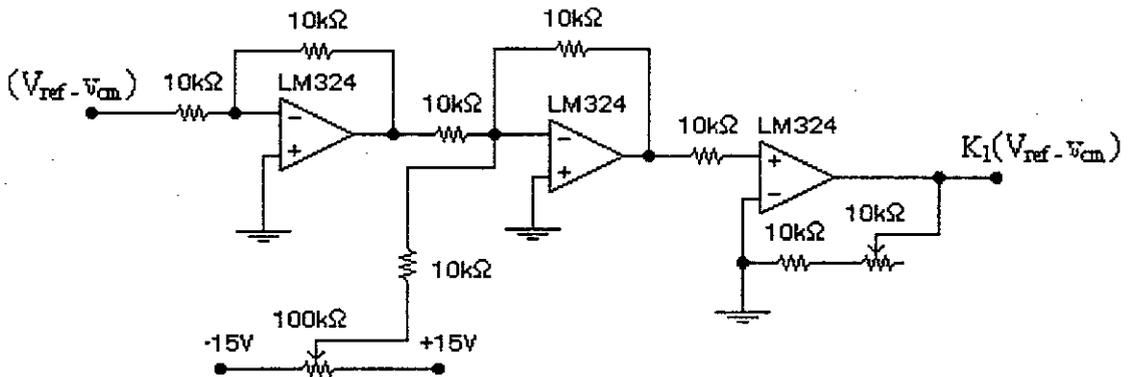


Figure V-17 : Circuit amplificateur

V-4-4. Le circuit déphaseur

Ce circuit permet d'avoir un facteur de puissance réglable. Le principe de fonctionnement de ce montage montré en figure V-18 est basé sur l'intégration de la tension d'alimentation abaissée par un transformateur. La constante du temps d'intégration est variable grâce au potentiomètre. La tension ainsi déphasée sera par la suite inversée.

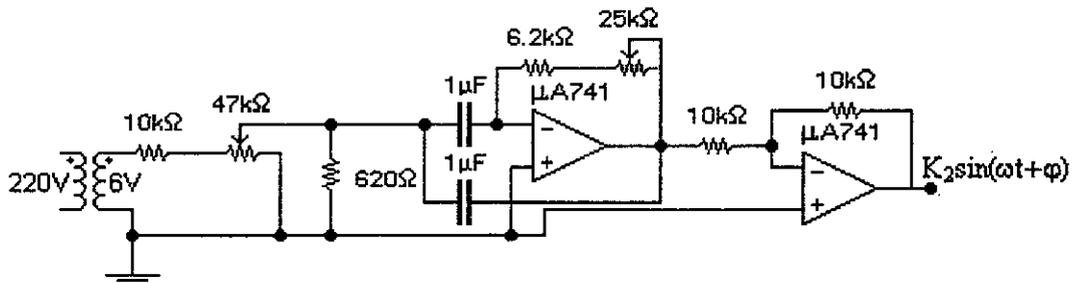


Figure V-18 : Circuit déphaseur

V-4-5. Le circuit multiplicateur

Pour faire la multiplication des deux signaux analogiques $K_1(V_{ref} - v_{cm})$ et $K_2 \sin(\omega t + \varphi)$, nous avons choisi le circuit intégré AD532 conçu à cet usage. Comme cela est montré à la figure V-19, le signal de sortie est pris comme courant de référence qui permet de générer les deux limites de la bande d'hystérésis.

$$i_{ref} = K(V_{ref} - v_{cm}) \sin(\omega t + \varphi) \tag{V-5}$$

avec:

$$K = \frac{K_1 \cdot K_2}{10} \tag{V-6}$$

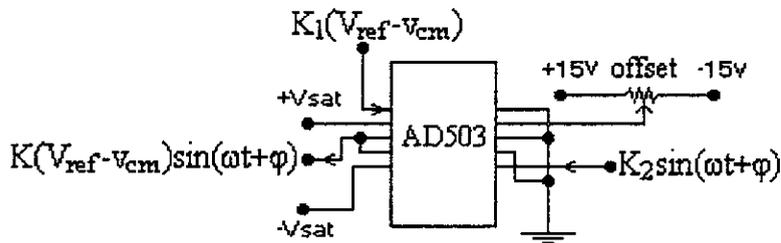


Figure V-19 : Deuxième circuit multiplicateur

V-4-6. Circuit générateur de la bande d'hystérésis

Ce circuit permet de produit les deux limites i_{refs} et i_{refl} en ajoutant et en retranchant respectivement un niveau de $h/2$ réglable par l'intermédiaire d'un potentiomètre au courant de référence figure V-20.

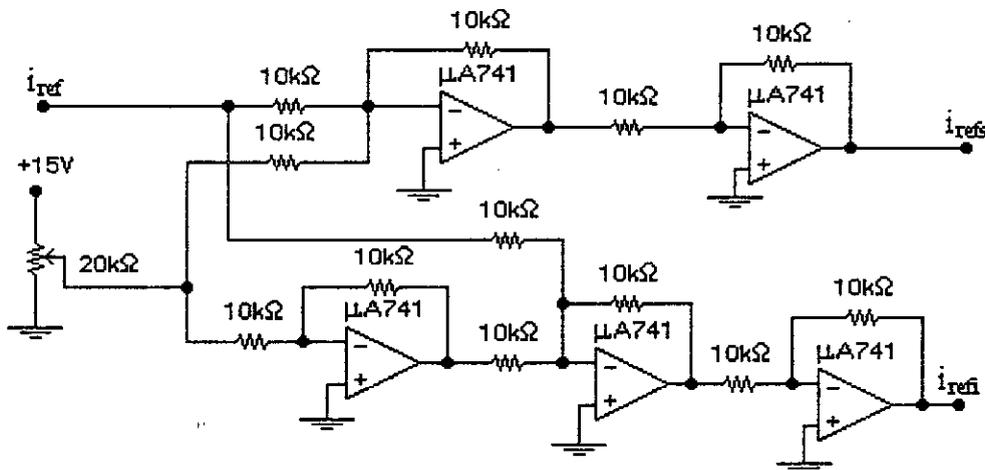


Figure V-20 : Circuit générateur de la bande d'hystérésis

V-4-7. Circuit comparateur du courant

C'est au niveau de ce circuit que la stratégie delta se concrétise. Les deux références i_{ref1} et i_{ref2} sont utilisées pour détecter la zone morte ; le courant i_{ref2} est introduit dans un trigger de Schmitt pour générer le signal K_1 , tandis que i_{ref1} est inversé avant son introduction dans un deuxième trigger de Schmitt pour générer le signal K_u . Ces deux triggers de Schmitt fonctionnent selon les équations suivantes :

$$K_1 = \begin{cases} 1 & \text{si } i_{ref2} < 0 \\ 0 & \text{sinon} \end{cases} \tag{V-7}$$

$$K_u = \begin{cases} 1 & \text{si } i_{ref1} > 0 \\ 0 & \text{sinon} \end{cases}$$

Pour garder le courant mesuré à l'intérieur de la bande, on l'inverse puis on l'additionne aux deux références, le résultat est ensuite introduit à deux autres triggers de Schmitt qui génèrent les signaux K_i et K_s suivant les équations :

$$K_i = \begin{cases} 1 & \text{si } (i_{ref1} - i_m) < 0 \\ 0 & \text{sinon} \end{cases} \tag{V-8}$$

$$K_s = \begin{cases} 1 & \text{si } (i_{ref2} - i_m) > 0 \\ 0 & \text{sinon} \end{cases}$$

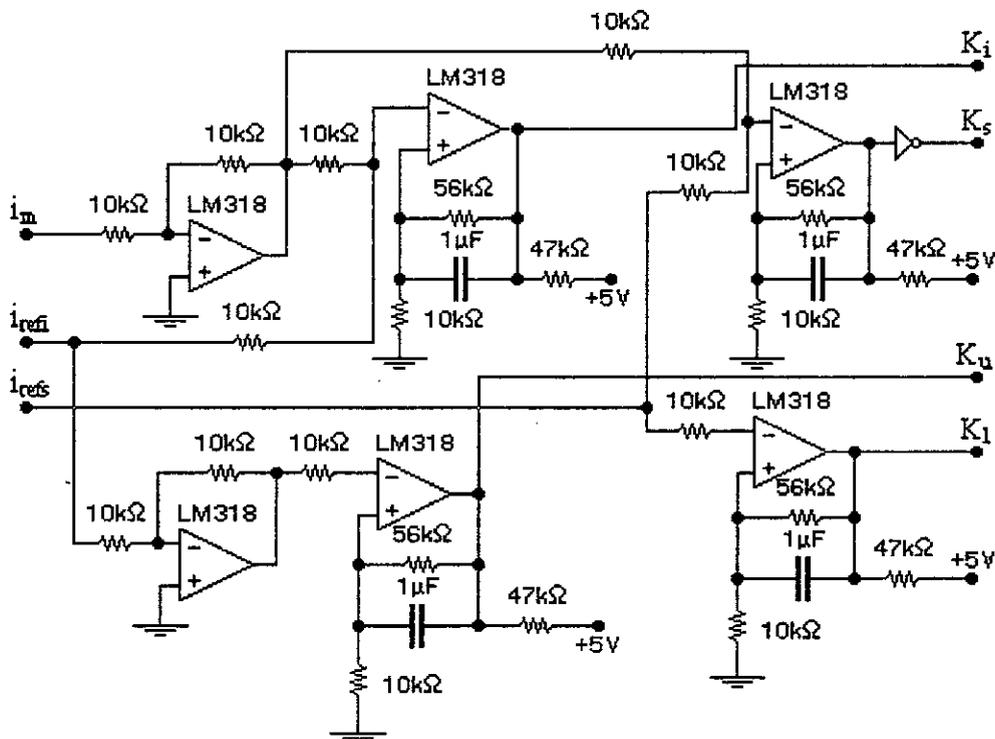


Figure V-21 : Le comparateur de courant.

V-4-8. Circuit logique

Les signaux K_s , K_i , K_u et K_1 sont introduits dans un circuit logique de la figure V-22 qui fait des opérations, afin de générer les signaux de commande convenables SD_1 et SD_2 .

Ce circuit permet de mémoriser la commande lorsque le courant mesuré est à l'intérieur de la bande d'hystérésis, de la modifier lorsque ce courant sort de cette bande et de l'annuler dans la zone morte. Il est constitué de deux portes NAND qui forment une bascule RS, deux portes AND et un sommateur logiques (porte OR).

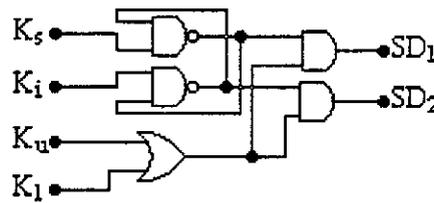


Figure V-22 : Circuit logique.

Le principe de fonctionnement de ce circuit est résumé à la table de vérité suivant :

K_1	K_u	K_i	K_s	Kt_1	Kt_2	Kt_3	Kt_4
0	1	0	1	0	1	1	0
0	1	1	1	Kt_{10}	1	Kt_{30}	0
0	1	1	0	1	1	0	0
1	0	0	1	0	0	1	1
1	0	1	1	Kt_{10}	0	Kt_{30}	1
1	0	1	0	1	0	0	1

Les signaux qui attaquent les circuits de base sont régis par les équations :

- Pour la commande unipolaire

$$\begin{aligned}
 Kt_1 &= SD_1 \\
 Kt_2 &= K_u \\
 Kt_3 &= SD_2 \\
 Kt_4 &= K_1
 \end{aligned}
 \tag{V-9}$$

- Pour la commande bipolaire

$$\begin{aligned}
 Kt_1 &= Kt_2 = SD_1 \\
 Kt_3 &= Kt_4 = SD_2
 \end{aligned}
 \tag{V-10}$$

V-5. Alimentations stabilisées

Les caractéristiques et les performances d'un circuit électronique dépendent essentiellement des éléments dont il est constitué et de son alimentation qui doit être aussi stable que possible. Une alimentation stabilisée est généralement constituée d'un redresseur, d'un filtre et d'un régulateur. Pour l'alimentation de nos circuits, nous avons réalisé deux types de circuits :

- Alimentations stabilisées de $\pm 15V$ débitant un courant qui peut atteindre 1.5A figure V-23.
- Alimentations stabilisées de $\pm 5V$ débitant un courant qui peut atteindre 1.5A figure V-24.

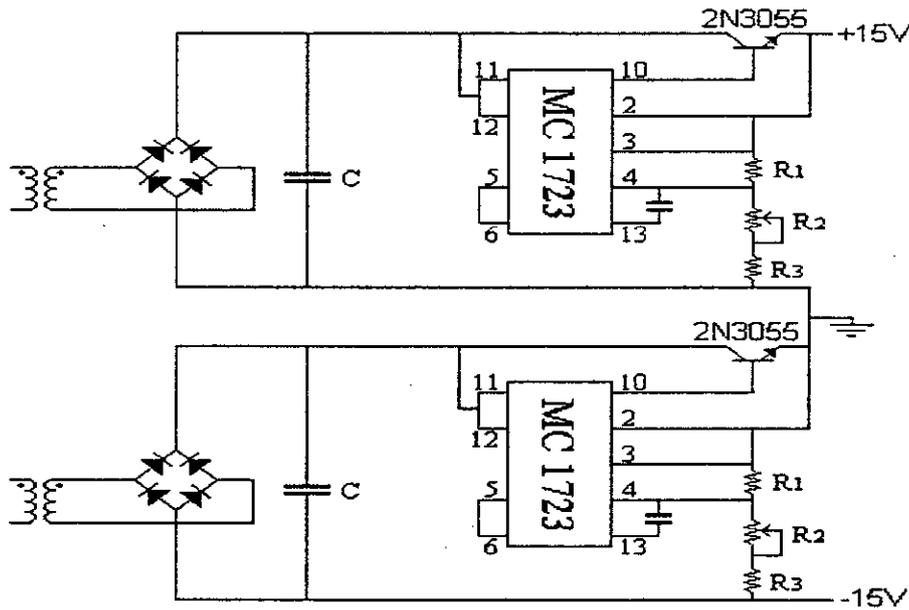


Figure V-23 : Alimentation stabilisée $\pm 15V$

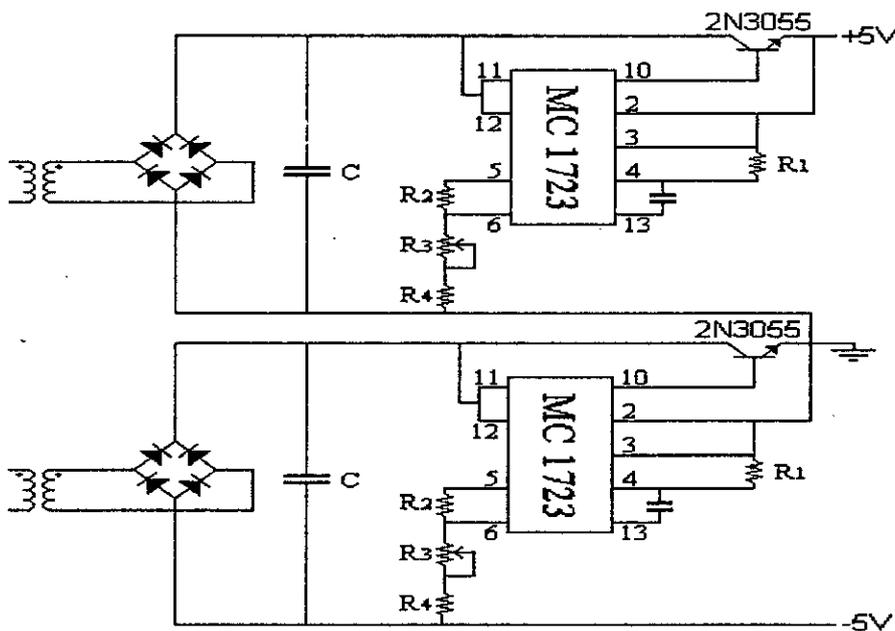


Figure V-24 : Alimentation stabilisée $\pm 5V$

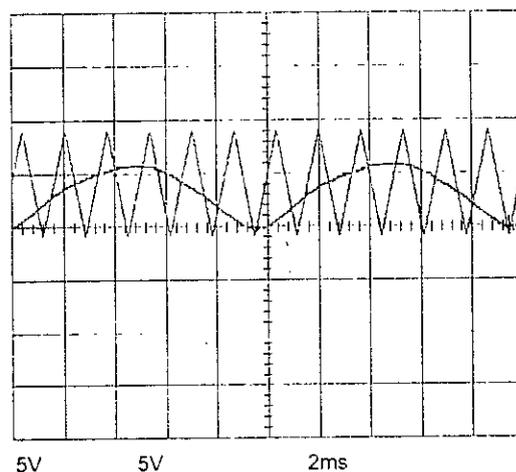
V-6. Résultats expérimentaux

Après avoir réalisé les différents étages des circuits de commande et de puissance, nous avons testé le convertisseur en fonctionnement redresseur. Les résultats expérimentaux ont été relevés grâce à un oscilloscope numérique (TEKTRONIX 2211 lié à un micro-ordinateur. Le transfère des signaux visualisés à l'oscilloscope est effectué par le logiciel GRABBER.

V-6-1. Application de la stratégie triangulo-sinusoïdale

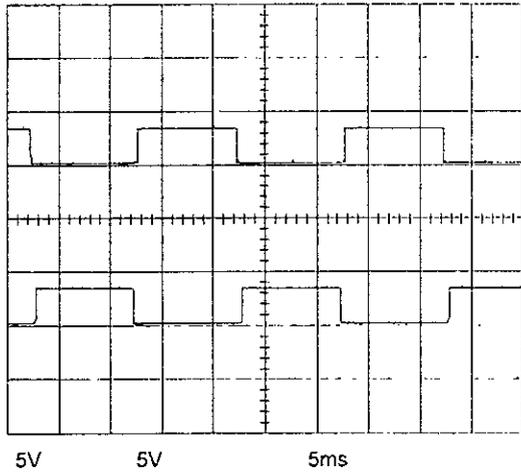
V-6-1-1. Les signaux de commande

- La figure (a) montre la porteuse triangulaire v_p et la modulante sinusoïdale v_m , pour un rapport cyclique $r=0.7$ et un indice de modulation $m=12$.
- La figure (b) illustre les signaux de retard S_p et S_n issus du circuit retardateur après leur mise en forme. Ces signaux permettent l'amorçage des transistors T_2 et T_4 respectivement en commande unipolaire.
- La figure (c) montre les deux signaux de commande St_1 et St_2 à la sortie du circuit logique. Ces signaux sont complémentaires, ils commandent les transistors T_3 et T_1 respectivement.
- Les figures (d) et (f) montrent les signaux St_1 et S_p après passage par les circuits de base. Ces signaux sont amplifiés en courant, ils présentent des parties positives permettant d'amorcer le transistor et des parties négatives pour les bloquer.



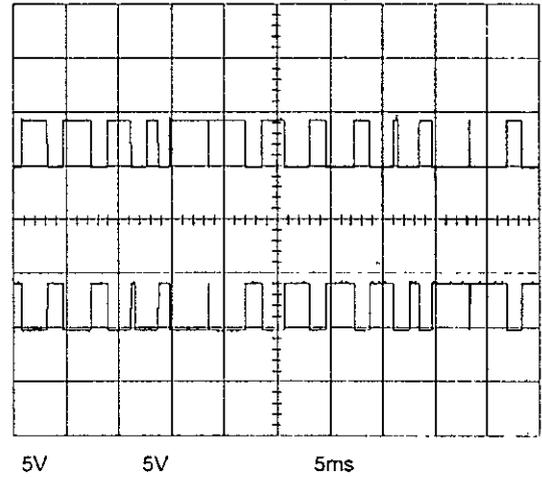
(a)

La porteuse v_p et la modulante v_m



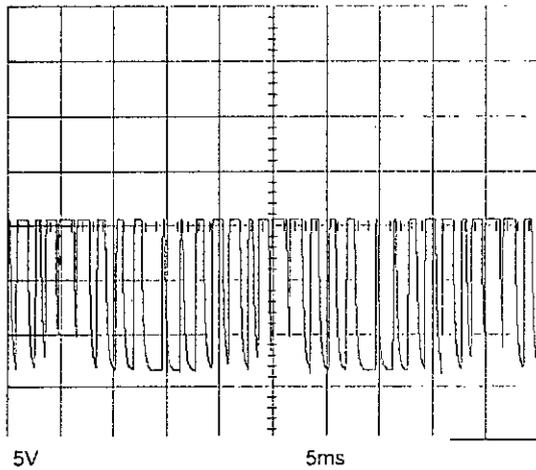
(b)

Les signaux de retard S_p et S_n



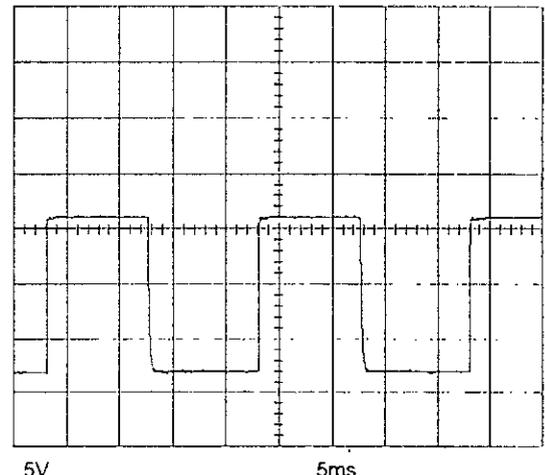
(c)

Les signaux de commande St_1 et St_2



(d)

Un signal de commande à la sortie du circuit de base (St_1)



(e)

Un signal d'aiguillage à la sortie du circuit de base (S_p)

V-6-1-2. Les signaux de puissance

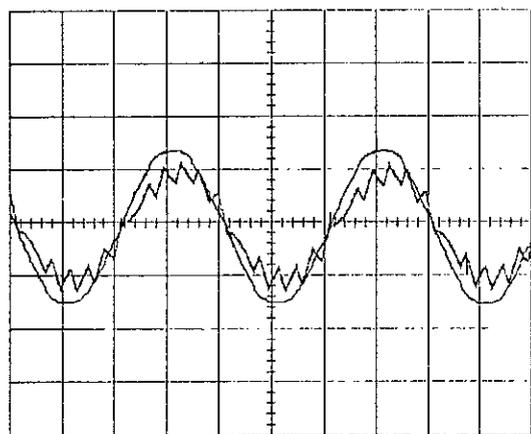
Le convertisseur est alimenté par un autotransformateur monophasé qui délivre une tension variable à travers une self de lissage L_r de valeur $0.02H$, il débite sur une charge passive de type (R_d, L_d) . Pour le filtrage de la tension, nous avons pris un condensateur de capacité $C=4500\mu F$.

A noter que le shunt pris pour la visualisation des courants, a le rapport $2.5A/0.1V$ et que les tensions sont divisées par le rapport 10 de la sonde.

A/ Commande unipolaire

Pour aboutir à cette commande, les transistors sont contrôlés par des signaux issus à la base des équations (V-3).

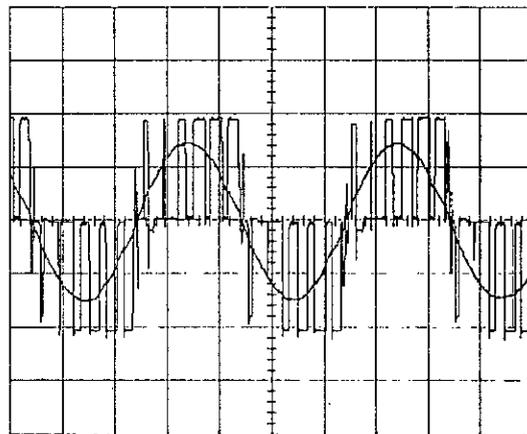
- La figure (a) montre que le courant d'entrée i_r et la tension d'alimentation v_r sont en phase, grâce au circuit déphaseur réalisé à cet objectif.
A noter que durant les manipulations, nous avons remarqué que la variation de la self influe sur la forme et le déphasage du courant d'entrée i_r . En augmentant la self, les ondulations de ce courant diminuent et sa forme s'améliore en s'approchant d'une sinusoïde. Cette amélioration de la forme est accompagnée par l'apparition d'un déphasage entre le courant et la tension v_r .
En agissant sur le déphaseur on arrive à un déphasage nul avec une forme acceptable du courant i_r .
- La figure (b) montre la tension d'entrée u_c qui évolue suivant les alternances de la tension v_r . Nous voyons clairement que la commande unipolaire est vérifiée.
- La figure (c) montre comment varie le courant i_r et la tension u_c . Nous remarquons que le courant augmente lorsque $u_c=0$, il diminue lorsque $u_c=v_c$ dans l'alternance positive et lorsque $u_c=-v_c$ dans l'alternance négative.
- La figure (d) illustre le courant de sortie i_s . On remarque qu'il est positif avec des portions négative de courtes durées.
- Les figures (e) et (f) montrent la tension prise aux bornes du condensateur v_c et le courant i_d absorbé par la charge au régime permanent. On constate qu'ils ont pratiquement la même allure.



2.5A 50V 5ms

(a)

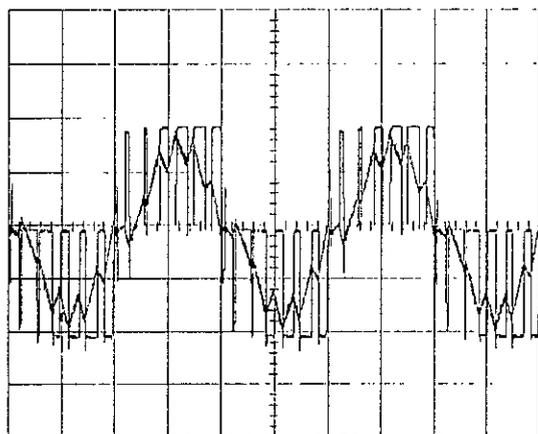
Le courant i_r et la tension v_r



50V 50V 5ms

(b)

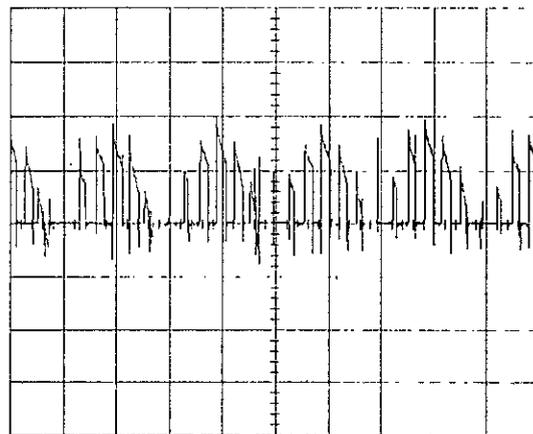
Les tensions u_c et v_r



50V 2.5A 5ms

(c)

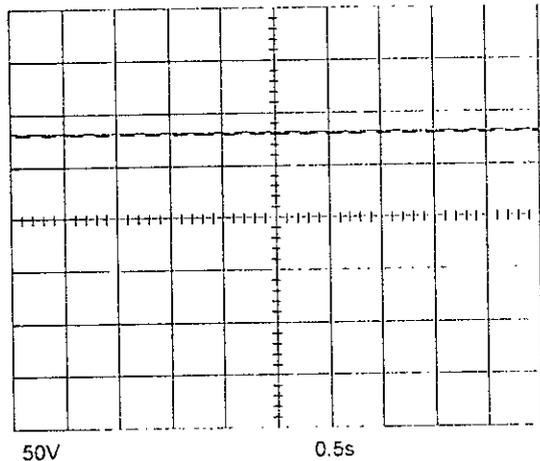
Le courant i_r et la tension u_c



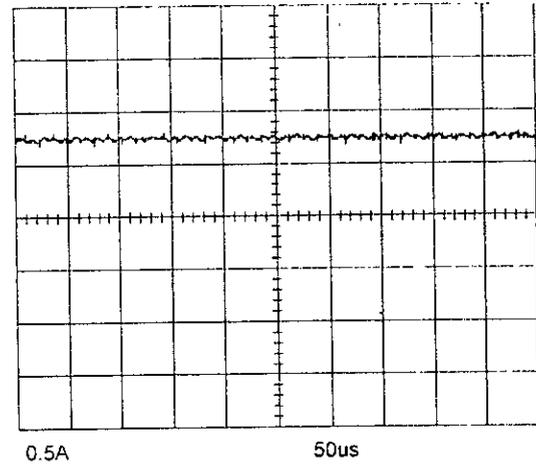
2.5V 5ms

(d)

Le courant i_s



(e)

La tension v_c 

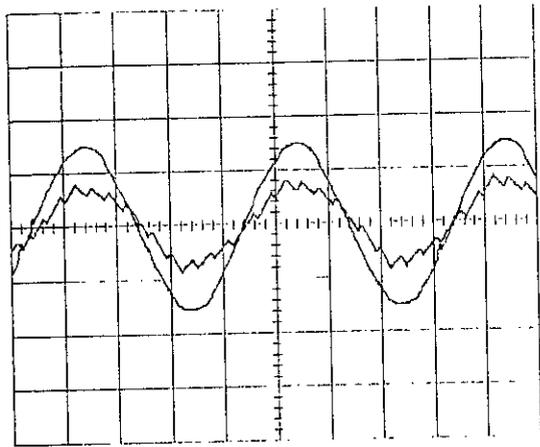
(f)

Le courant i_d

B/ commande bipolaire

Pour aboutir à cette commande, les transistors sont contrôlés cette fois par des signaux issus à la base des équations (V-4).

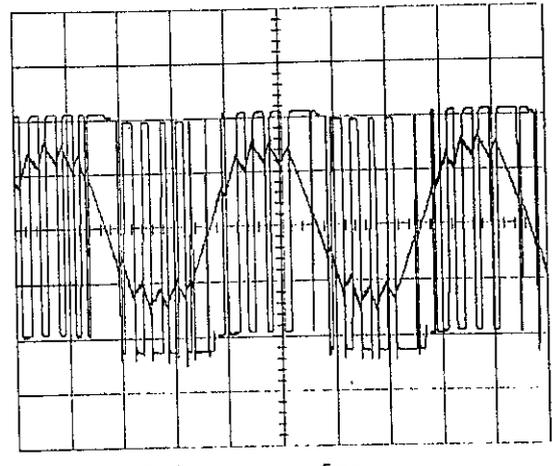
- La figure (a) montre le courant d'entrée i_r et la tension v_r . Les deux signaux sont toujours en phase.
- La figure (b) montre l'évolution du courant i_r et la tension u_c . Nous remarquons que la tension u_c est durant toute la période égale soit à v_c , soit à $-v_c$; cela nous permet de dire que la commande bipolaire est vérifiée. Le courant i_r augmente lorsque $u_c = -v_c$, il diminue lorsque $u_c = v_c$.
- La figure (c) illustre le courant de sortie i_s . Ce dernier est bidirectionnel, il change de sens à chaque commutation.
- La figure (d) indique le courant absorbé par la charge, nous avons diminué la base du temps pour voir de près ses ondulations.
- La figure (e) et (f) montrent la tension v_c au régime transitoire et au régime permanent respectivement, nous remarquons que le condensateur atteint sa charge finale après une constante de temps égale à 1.5s.



12.5A 50V 5ms

(a)

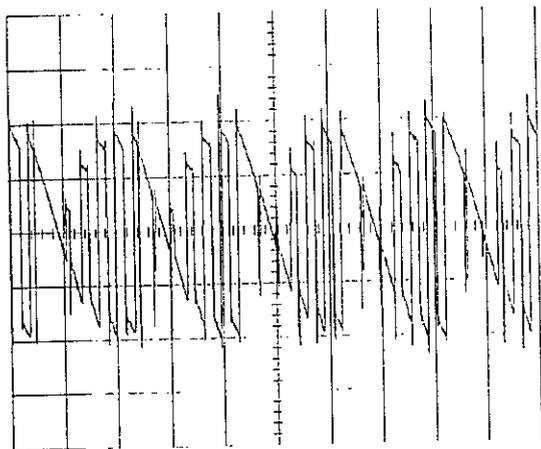
Le courant i_r et la tension v_r



1.25A 50V 5ms

(b)

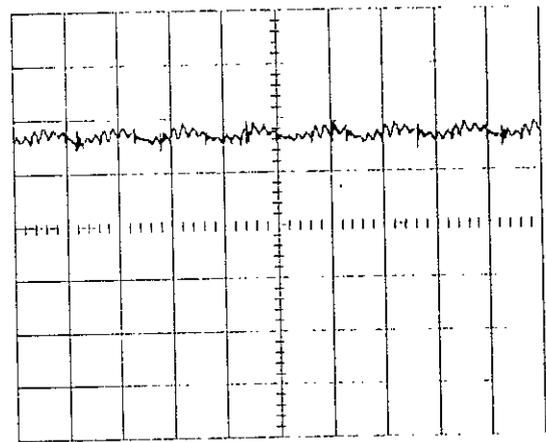
Le courant i_r et la tension u_c



5A 50V 5ms

(c)

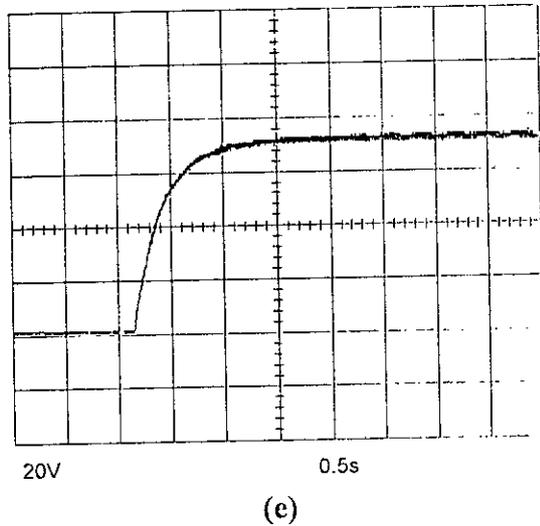
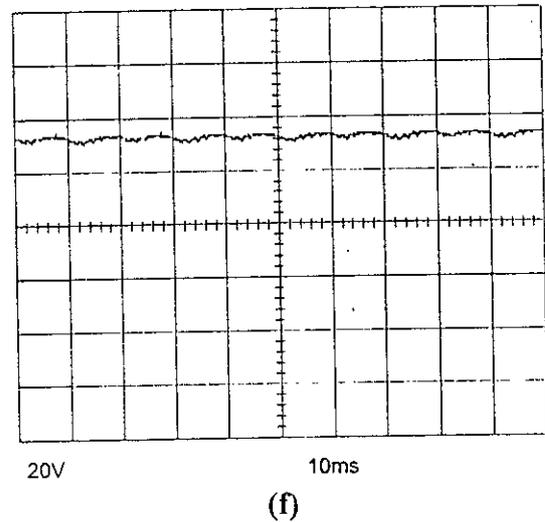
Le courant i_s



2A 20us

(d)

Le courant i_d

La tension v_c au régime transitoireLa tension v_c au régime permanent

V-6-2. Application de la stratégie delta

L'application de cette technique nécessite l'association de cinq blocs :

- Un bloc pour la mesure ;
- Un bloc pour le déphasage et la multiplication ;
- Un bloc pour la génération de la bande d'hystérésis ;
- Un bloc pour la comparaison ;
- Un bloc pour le traitement des signaux logiques.

Pour aboutir par cette technique aux commandes unipolaire et bipolaire, les signaux issus du circuit logique sont obtenus à base des équations (V-9) et (V-10) respectivement.

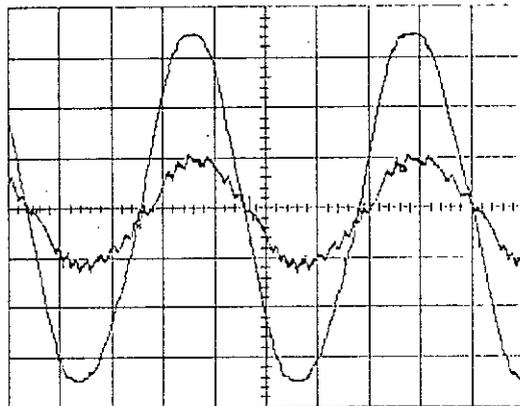
Les essais sont effectués avec le même matériel employé pour la stratégie triangulo-sinusoïdale. Le convertisseur débite également sur la même charge.

V-6-2-1. En boucle ouverte

- La figure (a) montre le courant i_r et la tension v_r . un déphasage nul est obtenu pour les deux commandes en agissant sur le potentiomètre du circuit déphaseur conçu à ce but
- La figure (b) montre la tension d'entrée u_c et la tension v_r . Nous constatons que u_c suit parfaitement la commande unipolaire ou bipolaire appliquée.

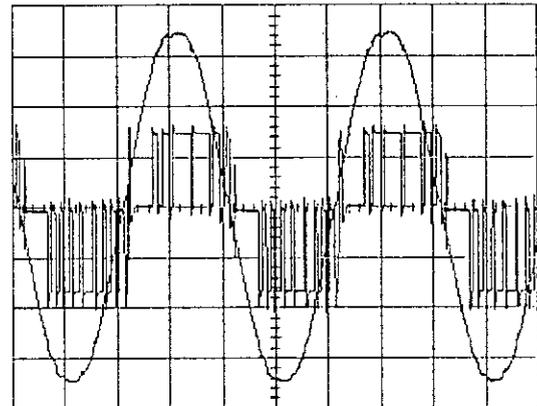
- La figure (c) illustre le courant i_r issu du circuit de mesure et le courant de référence. Nous remarquons que le courant i_r suit parfaitement le courant de référence.
- Dans les figures (e) et (f), nous avons présenté le courant mesuré par rapport aux deux limites de la bande d'hystérésis illustrée par la figure (d).
- Les figures (g) et (h) montrent les signaux d'aiguillage et du hachage respectivement à la sortie du circuit logique. Ces signaux seront injectés directement aux circuits de base.
- Les figures (i) et (j) montrent respectivement la tension v_c et le courant de sortie i_s . La tension est visualisée au régime permanent pour la commande unipolaire, et au régime transitoire pour la commande bipolaire. Le courant de sortie est toujours positif pour la commande unipolaire, tandis qu'il est bidirectionnel pour la commande bipolaire.

A/ Commande unipolaire



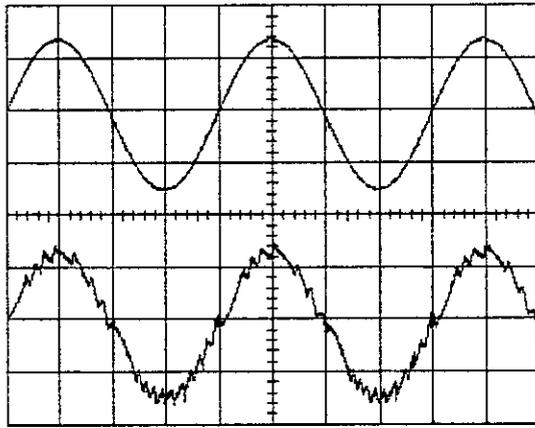
(a)

Le courant i_r et la tension v_r



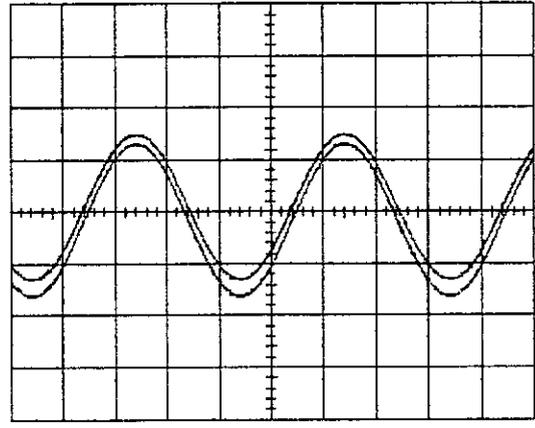
(b)

Le courant i_r et la tension u_c



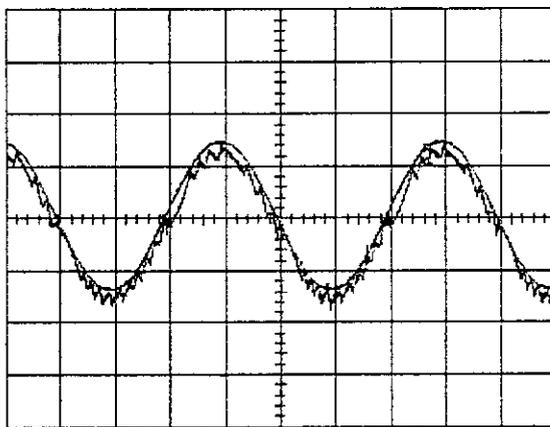
(c)

Le courant i_r mesuré et le courant de référence



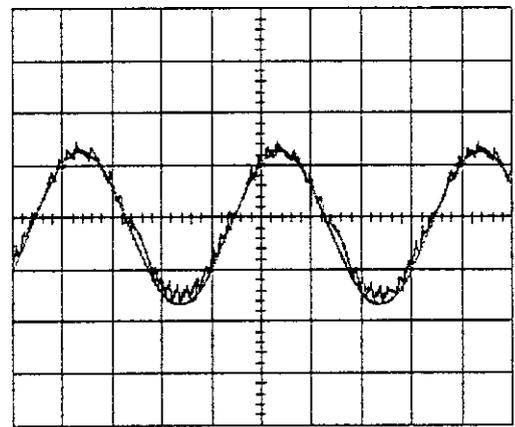
(d)

La bande d'hystérésis



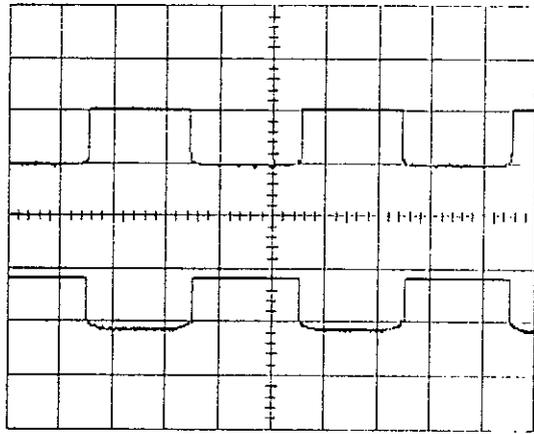
(e)

Le courant i_r par rapport à i_{ref}



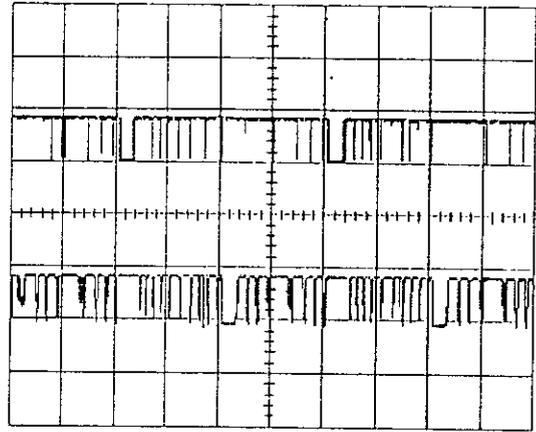
(f)

Le courant i_r par rapport à i_{ref}



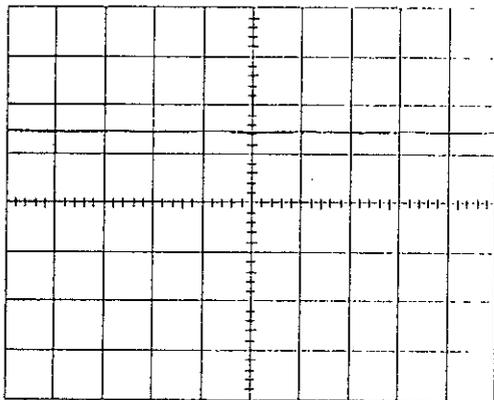
5V 5V 5ms
(g)

Les signaux d'aiguillage K_1 et K_u



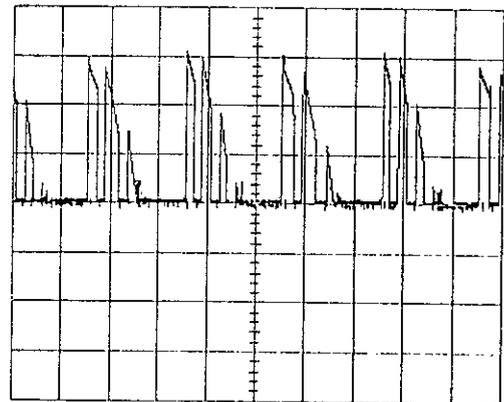
5V 5V 5ms
(h)

Les signaux de hachage K_s et K_i



50V 5ms
(i)

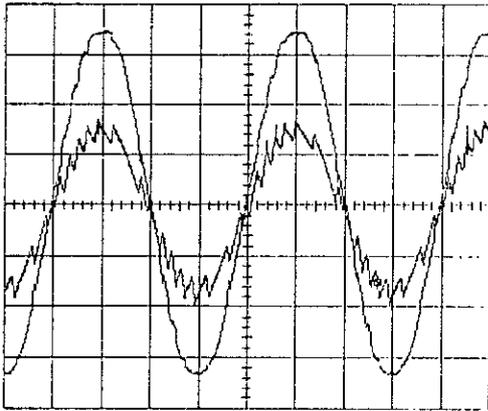
La tension v_c au régime permanent



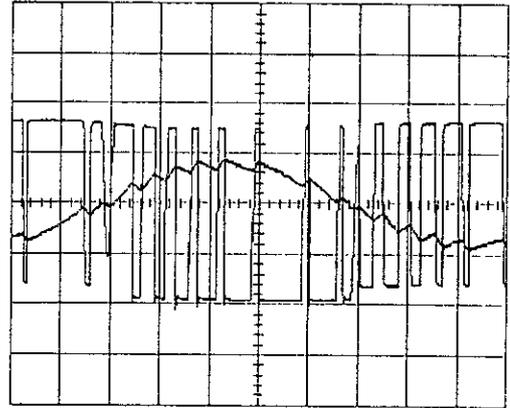
0.5A 5ms
(j)

Le courant de sortie i_s

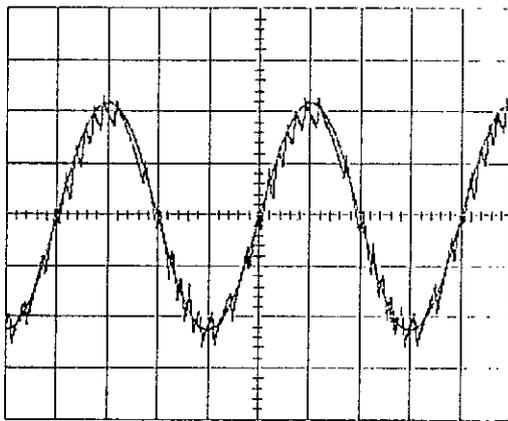
B/ Commande bipolaire



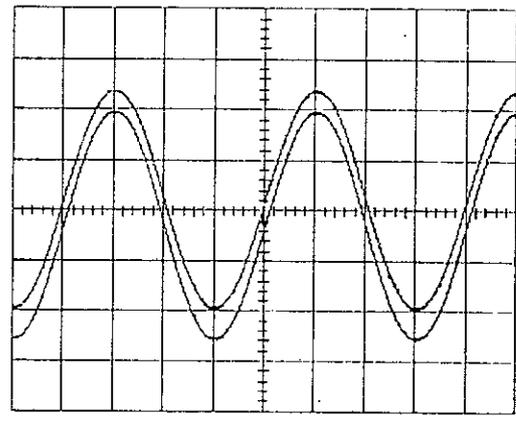
(a)
Le courant i_r et la tension v_r



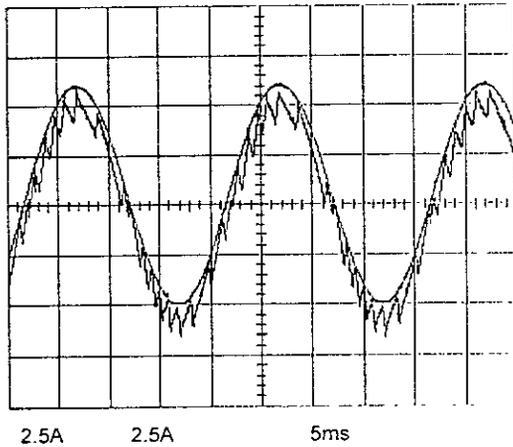
(b)
Le courant i_r et la tension u_c



(c)
Le courant i_r mesuré et le courant de référence

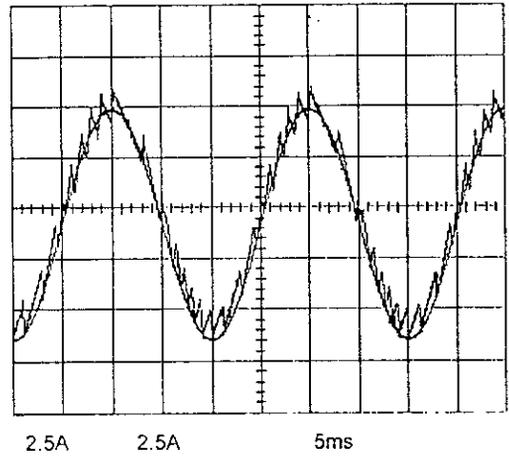


(d)
La bande d'hystérésis



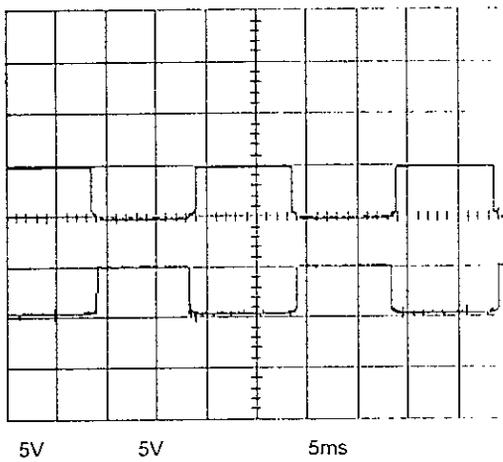
(e)

Le courant i_r par rapport à i_{ref}



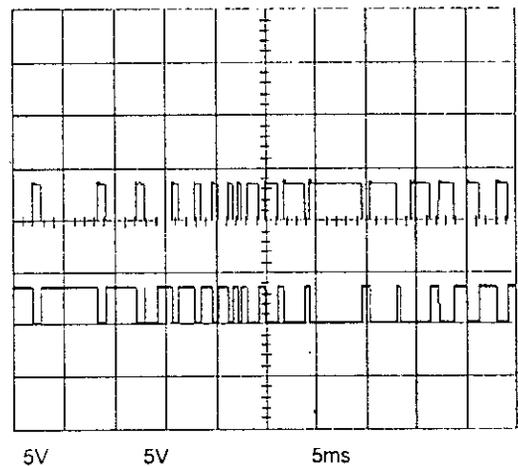
(f)

Le courant i_r par rapport à i_{ref}



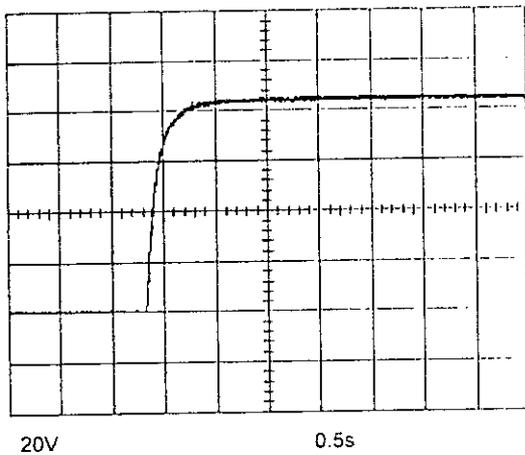
(g)

Les signaux d'aiguillage K_1 et K_u



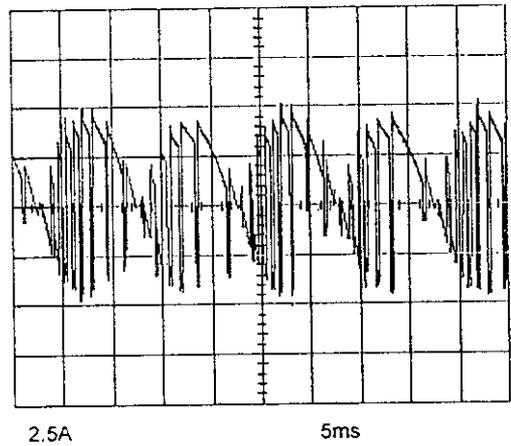
(h)

Les signaux de hachage K_s et K_i



(i)

La tension v_c au régime transitoire



(j)

Le courant de sortie i_s

V-6-2-2. En boucle fermée

Grâce au diviseur de tension résistive placé aux bornes de la capacité, la tension v_c est mesurée puis comparée avec une consigne pour former par la suite le courant de référence. Le choix de diviseur de tension est très important, car son introduction ne doit en aucun cas perturber le bon fonctionnement du convertisseur d'un côté, et de ne pas ajouter des pertes supplémentaires d'un autre côté. Pour ce faire le courant qui passe dans ce diviseur doit vérifier deux conditions :

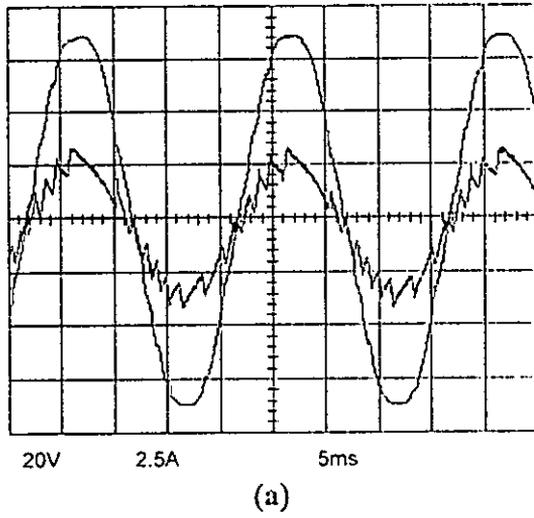
- ✓ Avoir une valeur minimale ;
- ✓ Avoir une forme acceptable.

Une bonne forme de ce courant engendre une image de tension v_c acceptable, donnant ainsi un courant de référence parfaitement sinusoïdal. Le diviseur de tension réalisé a un rapport de 0.1

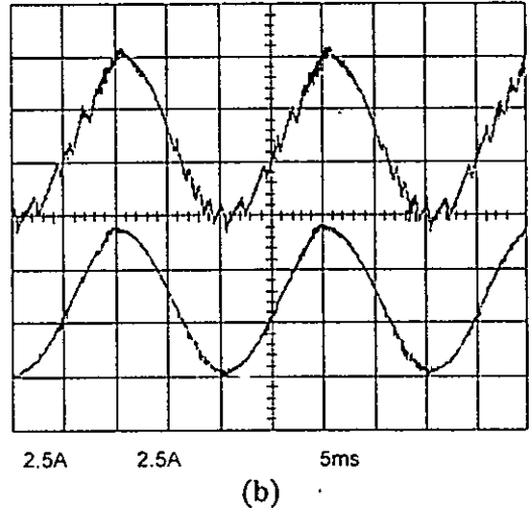
Après la mesure et la comparaison, l'erreur subit une première multiplication par un gain K . le signal issu sera introduit au circuit intégré AD 532 pour subir une deuxième multiplication avec la consigne sinusoïdale, générant ainsi le courant de référence en boucle fermée.

Les essais ont été faits au moyen du même matériel utilisé en boucle ouverte, les résultats expérimentaux obtenus sont illustrés ci-dessous.

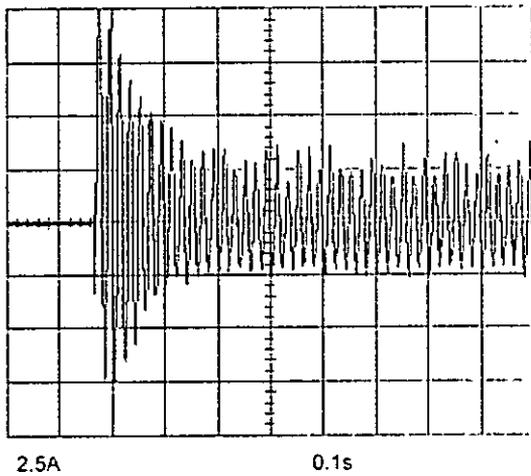
- La figure (a) montre le courant d'entrée et la tension d'alimentation, on remarque que le déphasage entre ces deux grandeurs est toujours nul.



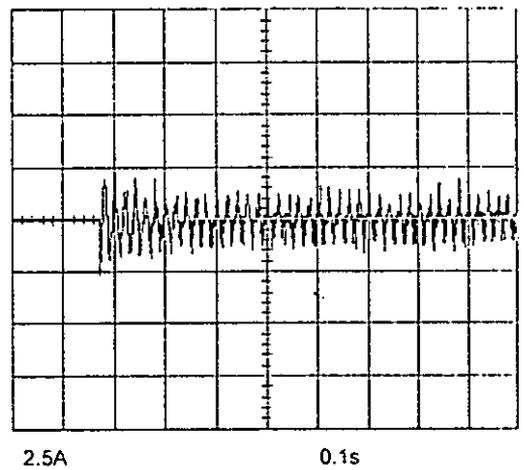
Le courant i_r et la tension v_r



Le courant i_r et la référence i_{ref}



1- Avec capacité vide initialement



2- Avec capacité chargée initialement

(c) Le courant i_r au régime transitoire

- La figure (b) montre le courant mesuré et le courant de référence. À partir de ses formes, on remarque qu'elle n'est pas parfaitement sinusoïdale, cela est dû à la valeur insuffisante de la capacité placée et au filtrage de la tension mesurée.
- La figure (c) illustre le courant d'entrée au régime transitoire pour deux types de fonctionnement

1/ Avec condensateur vide initialement : Dans ce cas le courant présente des surintensités qui peuvent atteindre 4 fois la valeur de ce courant au régime permanent. Au fur et mesure que la tension v_c augmente, l'amplitude du courant diminue et sa forme tend vers une sinusoïde.

2/ Avec condensateur chargé initialement : Pour ce type de fonctionnement, les surintensités disparaissent et le régime permanent est atteint rapidement.

V-7. Conclusion

Les résultats pratiques obtenus par l'application des deux stratégies de modulation de largeur d'impulsions sont identiques. Un courant d'entrée en phase avec la tension d'alimentation est obtenu quelle que soit la stratégie et le type de commande appliqués. La forme de la tension d'entrée suit le type de commande unipolaire ou bipolaire. La tension de sortie est réglable par deux facteurs : le rapport cyclique pour la stratégie triangulo-sinusoïdale, et le courant de référence pour la technique delta. On a pu montrer qu'il est préférable de faire fonctionner le convertisseur avec un condensateur chargé initialement afin de réduire les surintensités néfastes qui peuvent gréer les semi-conducteurs

Conclusion générale

Le travail présenté dans cette thèse porte sur l'étude et la réalisation d'un convertisseur AC/DC monophasé, commandé par deux techniques de modulation de largeur d'impulsions, il s'agit de la stratégie triangulo-sinusoïdale et de la stratégie delta.

Contrairement aux redresseurs classiques qui fonctionnent en abaisseur de tension, ce convertisseur permet d'avoir une tension à sa sortie supérieure à la tension d'alimentation. Ainsi, il fonctionne en élévateur de tension. L'amplitude de la tension de sortie est réglée par deux paramètres :

- Le rapport cyclique pour la stratégie triangulo-sinusoïdale ;
- Le courant de référence pour la technique delta.

Le problème de fonctionnement à facteur de puissance unitaire causé par les redresseurs classiques est résolu. En fait, la stratégie triangulo-sinusoïdale permet un tel fonctionnement par l'introduction d'un déphasage de l'onde de référence permettant de déterminer les instants du commutation des interrupteurs par rapport à la tension d'alimentation.

En faisant varier ce déphasage, le convertisseur peut fonctionner à facteur de puissance variable. On arrive même avec le choix d'un déphasage négatif à inverser le sens d'écoulement de la puissance. Ainsi le convertisseur fonctionne en onduleur.

Pour la stratégie delta, un fonctionnement à facteur de puissance unitaire est aisément obtenu par le choix d'un courant de référence en phase avec la tension du réseau d'alimentation. L'inversion de cette référence permet d'avoir le fonctionnement en onduleur.

Le choix des techniques MLI pour la commande du convertisseur réside essentiellement dans la possibilité de réduire le contenu harmonique qui perturbe d'une manière ou d'une autre le réseau d'alimentation. L'analyse harmonique faite a montré que comparativement à la commande pleine onde, la MLI introduit un déchet de tension qui est d'autant plus grand que le nombre d'impulsions est élevé, ce dernier est proportionnel à l'indice de modulation pour la stratégie triangulo-sinusoïdale et la largeur de la bande d'hystérésis pour la technique delta. A cause de ce déchet de tension, on ne peut ramener la tension à celle obtenue par la commande pleine onde.

L'augmentation de ces paramètres ne réduit pas le taux d'harmonique. En fait, la disparition de quelques harmoniques est accompagnée par l'apparition d'autres. En revanche, cette

augmentation permet de repousser ces harmoniques vers des fréquences élevées, ce qui facilite leur filtrage. Les pertes par commutation augmentent avec le nombre d'impulsions, le choix adéquat des éléments constituant les circuits d'aide à la commutation permet de réduire les durées de commutation sans endommager les semi-conducteurs.

La simulation numérique faite sur le convertisseur débitant sur charge active et passive nous a permis de voir son comportement vis-à-vis des stratégies de modulation proposées.

L'application d'une commande unipolaire ou bipolaire n'influe pas sur l'ordre de grandeurs des courants et des tensions mais sur leurs formes d'onde.

Les amplitudes des grandeurs d'entrée et de sortie du convertisseur dépendent du rapport cyclique pour la stratégie triangulo-sinusoïdale et du courant de référence pour la stratégie delta. Par contre leurs formes d'ondes sont affectées par l'indice de modulation et la largeur de la bande d'hystérésis pour les deux stratégies respectivement.

Pratiquement, pour éviter le problème des surintensités du courant d'entrée au régime transitoire, il faut prévoir un condensateur chargé initialement. Ce dernier doit avoir une capacité suffisante permettant de mieux filtrer la tension de sortie. Par la mesure et le filtrage de cette tension avec un filtre passe bas dont la capacité et la fréquence de coupure doivent être bien choisies, on peut assurer un réglage du débit de puissance entre les deux coté du convertisseur, de réduire la valeur de la capacité placée à la sortie du convertisseur et d'arriver à la forme sinusoïdale voulue du courant d'entrée.

L'étude faite sur l'association du convertisseur à un onduleur de tension alimentant une machine asynchrone nous a permis de voir l'influence de certains paramètres sur sa réponse.

Les résultats satisfaisants obtenus montrent que le convertisseur AC/DC remplace avec succès les redresseurs classiques, grâce aux performances qu'il présente (facteur de puissance unitaire, réduction de contenu harmonique et réversibilité fonctionnelle).

Pour la stratégie triangulo-sinusoïdale, la machine présente un fonctionnement stable mais avec une réponse lente.

Avec la stratégie delta, un facteur de puissance unitaire est aisément obtenu par rapport à la stratégie triangulo-sinusoïdale.

Pour avoir un fonctionnement stable de l'association, il faut travailler en boucle fermée, cela permet de régler la puissance fournie coté convertisseur en fonction de la puissance demandée coté charge. Autrement dit, faire dépendre le courant à l'entrée du convertisseur de la tension aux bornes

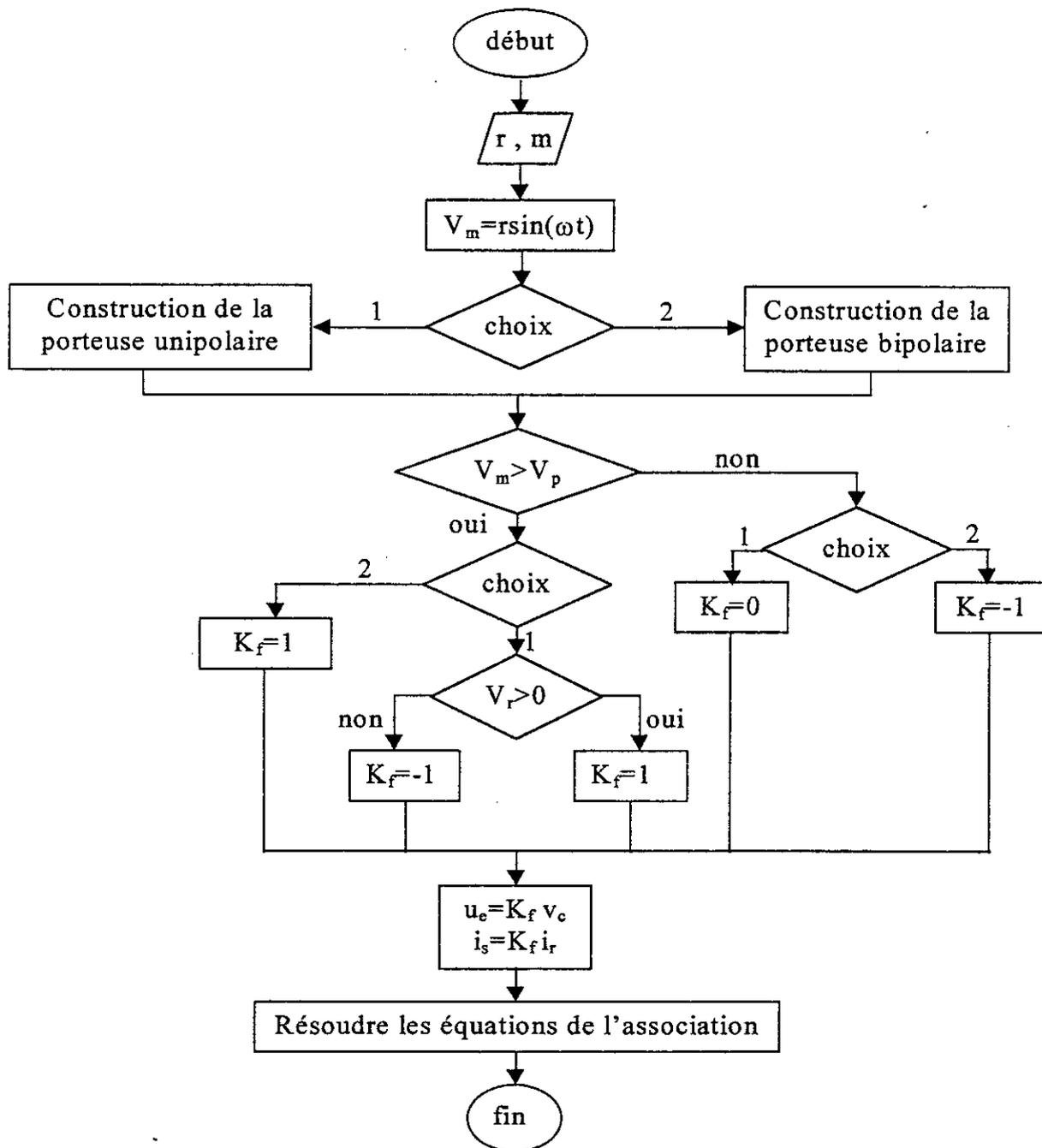
de la charge, ce qui nous permet d'éviter les surtensions et par la suite perdre le fonctionnement stable de l'association.

La réalisation d'un prototype de ce convertisseur au laboratoire nous a permis de faire des essais. Les résultats expérimentaux que nous avons obtenus sont très satisfaisants et très proches à ceux obtenus par simulation, cela permet de valider notre étude théorique.

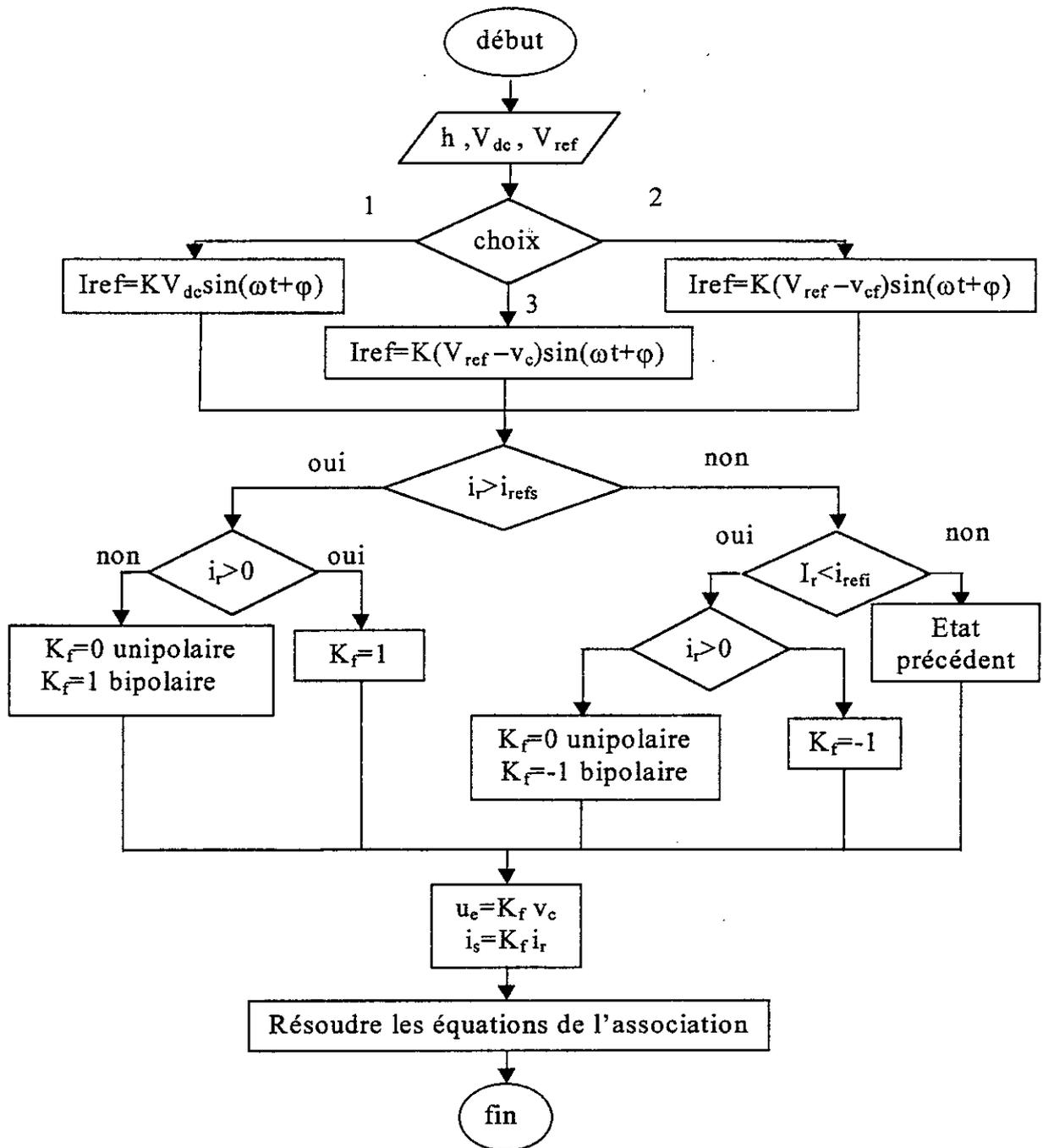
Le convertisseur que nous avons étudié et réalisé mérite un peu d'attention dans l'avenir, car il peut être utilisé pour les travaux pratiques des étudiants en graduation.

Le travail sur ce convertisseur est loin d'être achevé. Comme perspectives, nous proposons la poursuite du travail plus dans les domaines suivants :

- L'analyse de son association à un onduleur de tension et une machine asynchrone.
- L'étude de sa réversibilité en mode onduleur.
- L'application d'une commande numérique.



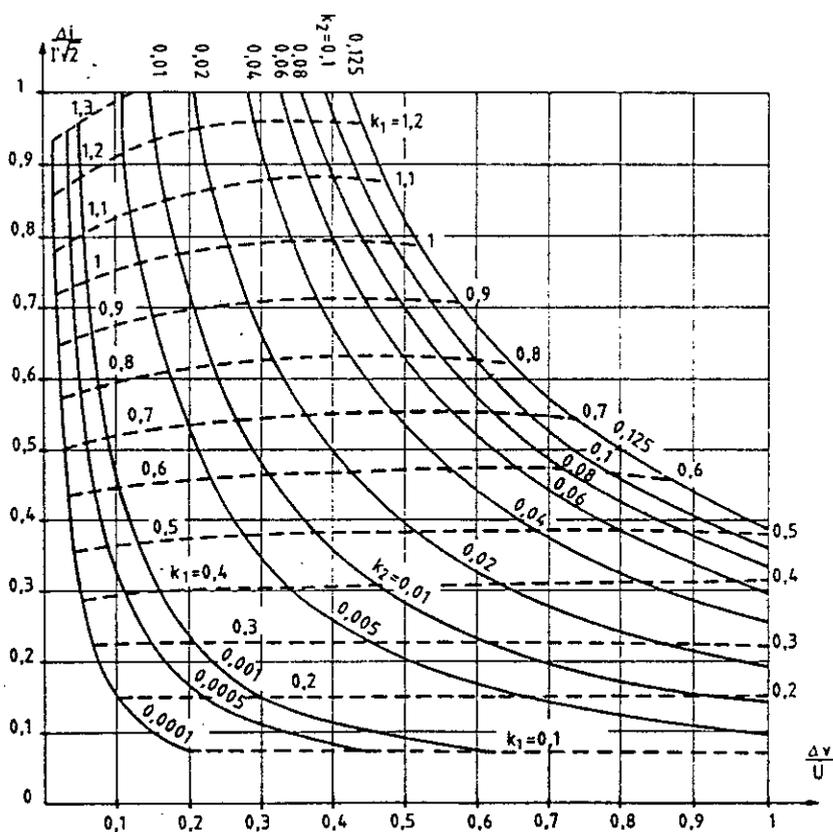
Organigramme de simulation de la stratégie triangulo-sinusoidale



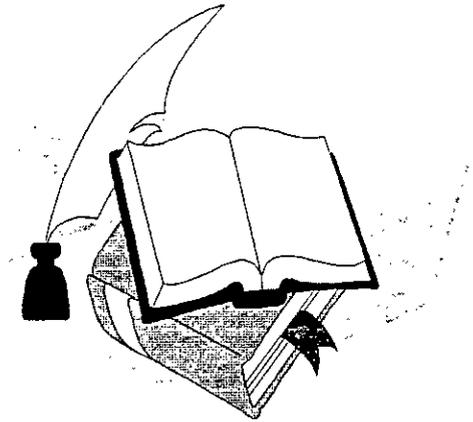
Organigramme de simulation de la stratégie delta

Tableau 1: avantages et inconvénients des différents interrupteurs de puissance

Principaux interrupteurs électroniques	avantages	Inconvénients
Thyristor	<ul style="list-style-type: none"> ◆ Robuste ◆ Apte à fonctionner pour des très grandes puissances 	<ul style="list-style-type: none"> ◆ Faible fréquence de commutation ◆ Risque de perte d'impulsion de commande
Mosfet	<ul style="list-style-type: none"> ◆ Commutation très rapide ◆ Faible perte 	<ul style="list-style-type: none"> ◆ Très cher pour les forts courant ◆ Présente des chutes de tension en conduction
Transistor	<ul style="list-style-type: none"> ◆ Peut fonctionner en grande puissance ◆ Commutation rapide ◆ Souplesse de commande 	<ul style="list-style-type: none"> ◆ Moins robuste ◆ Faible gain quand le courant augmente

Figure 1 : variations de $\Delta I/I$ et $\Delta V/V$ en fonction de k_1 et k_2

Bibliographie



- [1] I. Takahashi and H. Mochikawa, " A New Control of PWM Inverter Waveform for Minimum Loss Operation of an Induction Motor Drive ", *IEEE trans. Ind.*, Vol: IA-21, No:4, may/june 85, pp 580 - 587.
- [2] Y. Murai, T. Watanabe and H. Iwasaki, " Waveform Distorsion and Correction Circuit for PWM Inverter with Switching Lag-Time ", *IEEE Trans. on Ind. Appl*, Vol IA-23, No:5, sep/oct 87, pp 881-886.
- [3] R. Wu , S. B. Dewan and G. R. Slemon, " A PWM AC-to-DC Converter with Fixed Switching Frequency ", *IEEE Trans. on Ind. Appl*, Vol :26, No:5, sep/oct 90, pp 880-885.
- [4] P. D. Ziogas, Y. E. Kang, and V. R. Stefanovic, " Optimum System Design of Three – Phase Rectifier Inverter Type of Fréquency Changer ", *IEEE Trans. on Ind. Appl*, Vol IA-21, No:5, sep/oct 85, pp 1215-1225.
- [5] R. Wu, S. B. Dewan and G. R. Slemon, " Analysis of an AC-to-DC Voltage Source Converter Using PWM with Phase and Amplitude Control ", *IEEE Trans. on Ind. Appl*, Vol :27, No:2, march/april 91, pp 355-363.
- [6] J. W. Dixon, A. B. Kulkarni, M. Nishimoto, and B. T. Ooi, " Characteristics of à Controlled Current PWM Rectifier Inverter Link ", *IEEE Trans. on Ind. Appl*, Vol IA-23, No:6, nov/dec 87, pp 1022-1028.
- [7] E. P. Weichmann, P. D. Ziogas, and V. R. Stefanovic, " A Novel Bilateral Power Conversion Scheme for Variable Fréquency Static Power Supplies ", *IEEE Trans. on Ind. Appl*, Vol IA-21, No:5, sep/oct 85, pp 1226-1233.
- [8] B. T. Ooi, J. C. Salmon, J. W. Dixon, and A. B. Kulkarni, " A Three– Phase Controlled Current PWM Converter with Leading Power Factor ", *IEEE Trans. on Ind. Appl*, Vol IA-23, No:1, jan/fev 87, pp 78-84.
- [9] Kocher and Steigerwald, " An AC to DC Converter with High Quality Input Waveform " *IEEE Trans. on Ind. Appl*, Vol IA-19, No:1, may/dec 1983, pp 379-387.
- [10] T. Kataoka, K. Mizumachi, and S. Miyairi, " A Pulsewidth Controlled AC-to-DC Converter to Improve Power Factor and Waveform of AC Line Current ", *IEEE trans. Ind. Appl.*, Vol IA-15, No:6, nov/dec 79, pp 670 - 675.
- [11] A. Ludwig, " Power Electronics in German Railway Propulsion ", *Proceeding of the IEEE* Vol 76, No :4, April 88, pp 472- 480.
- [12] G. Seguiet, F. Labrique, " Les convertisseurs de l'électronique de puissance. Tome IV la conversion continu – alternatif " Edition : TEC & DOC, Lavoisier, 89 pp 119-177.
- [13] X. Pierre and J.P. Cambronne, " Comparison between PWM voltage and Current Structures' Characteristics ", *EPE Journal*, Vol: 5, No: 2, September 1995.
- [14] P. D. Ziogas, D. Phoivas, Y. E. Kang and V. R. Stefanovic " PWM Control Techniques for Rectifier filter minimization ", *IEEE Trans. on Ind. Appl*, Vol IA-21, No:2, sept/octo 1985.

- [15] X. Pierre, J. P. Cambronne and J. L. Thomas, "A High Power Voltage Source Rectifier with Sinusoidal Inputs ", *EPE Journal* 1993.
- [16] T. L. Grant and T. H. Barton, " Control Strategies for PWM Drives ", *IEEE Trans. on Ind. Appl.*, Vol IA-16, No:2, march/april 80, pp 211-215.
- [17] Ait Gougam, " Etude des Stratégies de modulation de largeur d'impulsions pour un onduleur de tension alimentant un moteur asynchrone ", Thèse de Magister, ENP, 1992
- [18] R. M. Green and J. T Bays, " Implementation of Pulsewidth Mod Inverter Modulation strategies ", *IEEE trans. Ind., Appl.* Vol: IA-18, No:4, may/june 82, pp 680 - 687.
- [19] P. N. Enjeti, P. D. Ziogas and J. F. Lindsay, " Programmed PWM Techniques to Eliminate Harmonics :A Critical evaluation ", *IEEE Trans. on Ind. Appl.*, Vol :26, No:2, march/april 90, pp 302-316.
- [20] H.S. Patel and R.G. Hoft, " Generalized Techniques of Harmonic Elimination and Voltage Control in Thyristor Inverter. PartI: Harmonic Elimination ", *IEEE Trans. on Ind. Appl.*, Vol IA-9, No:3, may/june 73, pp 310-317.
- [21] J. M. D. Mutphy, and M. G. Egan, " A Comparison for PWM Strategies for Inverter-Fed Induction Motors ", *IEEE Trans. on Ind. Appl.*, Vol IA-19, No:3, may/june 83, pp 363-369.
- [22] M. A. Rahman, J. E. Quicoe, and M. A. Choudhury, " Performance Analysis of Delta Modulated PWM Inverter ", *IEEE Trans. on Power Electronics*, Vol PE-2, No:3, juillet 87, pp 227-232.
- [23] P. D. Ziogas, " The Delta Modulation Techniques in Static PWM Inverters ", *IEEE Trans., Ind. Appl.*, march/april 81, pp 199-204.
- [24] J. E. Flood and M. J. Hawksford, " Exact Model for Delta Modulation Process ", *Proc. IEE*, Vol: 118, N:9, sept. 71, pp. 1155-1161.
- [25] M. H. Kheraluwa and D. M. Devan, " Delta Modulation Strategies for Resonant Link Inverter ", *IEEE Trans. on power Electronics*, Vol : 5, No:2, april 90, pp 220-228.
- [26] D. M. Brooks, G. A. Froher " Delta Inverter " *IEE Proc*, Vol. 129, pt. B, N :3 may 1982.
- [27] D.M. Brod, " Current Controlled PWM Inverter ", *IEEE Trans. on Ind. Appl.*, Vol IA-21, No:3, may/june 85, pp 562-570.
- [28] O. Stihl, " Single phase controlled - current PWM converter ".
Thèse de Master, Mc Gill university, 1987.
- [29] O. Stihl, B. T. Ooi, " A Single-Phase Controlled-Current PWM Rectifier ", *IEEE Trans. on Power Electronics.* Vol 3, No:4, oct 88, pp 453-459.
- [30] S. Grouni " Etude et l'étage d'alimentation d'un onduleur de tension alimentant un moteur asynchrone ", Thèse de Magister, ENP, 1992.

- [31] M.O. Mahmoudi, O. Stihi, B. Hemici, R. Guedouani, " Etude de l'association convertisseur AC/DC avec onduleur MLI alimentant une MAS ".
Journal of technology, série B, ENP, 1995.
- [32] M. O. Mahmoudi, " Analyse Microscopique et Macroscopique d'un Moteur Asynchrone Alimenté par un Onduleur à MLI " JTEA. 11^{ème} Journée Tunisienne d'Electrotechnique et d'Automatique, Janvier 1991, pp. El 4.1-4.3. .
- [33] R. Guadouani, M. Ameziani, " Etude et simulation de l'association convertisseur AC/DC onduleur à MLI machine asynchrone ", Projet de fin d'étude, ENP, 1994.
- [34] B. de Fornel, " Variation de vitesse des machine à courant alternatif ".
Cours d'Electronique de Puissance, Institut National Polytechnique de Toulouse, 1989.
- [35] P. C. Krause, " Analysis of electric machinery ", Mc Graw – Hill Book Company, 1987.
- [36] R. M. Bouziani, N. Moukhtari, " Réalisation d'un redresseur commandé en MLI ".
Projet de fin d'étude, ENP, 1993.
- [37] F. Djerraya, " Etude et conception d'un convertisseur AC/DC commandé en PWM par la stratégie delta à contrôle de courant ", Projet de fin d'étude, ENP, 1996.
- [38] G. Segulier, F. Labrique, " Les convertisseurs de l'électronique de puissance " Tome III la conversion continu - continu, Edition : TEC & DOC, Lavoisier, 1989 pp 119-177.
- [39] G. Segulier, " L'électronique de puissance " , Edition Dunod 1985, pp 195-226.
- [40] P. Maige, " Commande de Base Directe et Optimisé des Transistors de Commutation ".
Electronique application No 43, pp 41-45.

ملخص

يهدف هذا العمل إلى دراسة و إنجاز محول متناوب - مستمر أحادي الطور بمعامل إستطاعة أحادي، متحكم فيه بتغيير عرض النبضة وفق الطريقة الجيبية و الطريقة دالتا. قمنا في عملنا هذا بإبراز النتائج النظرية المتوصل إليها بتوصيل المحول إلى حمل يمثل لآلة تيار مستمر ثم إلى محول توتر متناوب-مستمر يغذي آلة غير متوافقة. في نهاية العمل، قمنا بإنجاز نموذج لهذا المحول مما مكنتنا من الحصول على نتائج تجريبية أكدت الدراسة النظرية التي قمنا بها.

Abstract

The aim of this work is the study of a single phase pulse width modulation AC/DC converter which operates at unity power factor. The converter is controlled by sinusoidal PWM and delta PWM strategies. Thus, two types of load are used to simulate the converter behaviour. One concerns an active load which is a DC machine and the other is an inverter associated to asynchronous machine. An experimental prototype has been achieved in our laboratory with which experimental results are obtained and compared to those of simulations.

Résumé

L'objectif de ce travail est l'étude et la réalisation d'un convertisseur AC/DC monophasé fonctionnant à facteur de puissance unitaire. Le convertisseur est commandé par deux stratégies de modulation de largeur d'impulsions à savoir la stratégie triangulo-sinusoidale et la stratégie delta. Ainsi, deux types de charges ont été utilisées pour simuler le comportement du convertisseur à savoir une charge active modélisant une machine DC et une charge comportant un onduleur associé à une machine asynchrone. Un prototype de ce convertisseur a été réalisé au laboratoire, ce qui nous a permis de relever des résultats expérimentaux et de valider les résultats de simulation.

Mots clés

Convertisseur AC/DC monophasé, modulation de largeur d'impulsions, facteur de puissance, harmoniques, filtrage, stratégie triangulo-sinusoidale, stratégie delta, réversibilité.