

وزارة التربية الوطنية
MINISTERE DE L'EDUCATION NATIONALE

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
BIBLIOTHEQUE - المكتبة
Ecole Nationale Polytechnique

DEPARTEMENT
GENIE ELECTRIQUE

PROJET DE FIN D'ETUDES

SUJET

REALISATION D'UN ONDULEUR
DE TENSION TRIPHASE COMMANDE
PAR LA STRATEGIE "DELTA"

Proposé par :

Mr: B. HEMICI
Mr: M.O MAHMOUDI

Etudié par :

CHACHI Med

Dirigé par

Mr: B. HEMICI
Mr: M.O MAHMOUDI

PROMOTION

JUIN 95

D E D I C A C E S

A mes chers parents

en signe de reconnaissance pour leur soutien moral et matériel et pour leurs encouragements durant toutes mes études.

A mes chers frères et soeurs

A toute ma famille

A mon ami zouheir

A tous mes amis

je dedie ce modeste travail

R e m e r c i e m e n t s

Ce travail a été réalisé au sein du laboratoire d'électronique de puissance et commande des machines électriques du Département "Genie électrique", de L'E.N.P d'Alger.

Je tiens à remercier vivement mes promoteurs : Mr B. HEMICI et M.O. MAHMOUDI pour tous les encouragements qu'ils ont su apporter pendant toute la durée de ce travail et pour les nombreuses discussions fructueuses que nous avons eues.

Mes sincères remerciements vont également à tous les enseignants qui ont contribué à ma formation en particulier : Mr A. MAAZI, R. IBTIOUENE et O. TOUHAMI.

Que les membres de jury veuillent trouver ici nos respectueux remerciements.

Je ne peux manquer de remercier ZOUHEIR et DJAMEL pour l'aide constante qu'ils m'ont prodiguée.

Je tiens à remercier également Mr A. MORSLI et Melle KAILALI pour leur aide qu'ils m'ont prodiguée.

Je déclare ma reconnaissance envers le personnel de la bibliothèque de L'E.N.P pour leur compétence et leur dévouement durant ma formation universitaire.

SOMMAIRE

Introduction generale.....1

Chapitre I. Etude de l'onduleur à modulation de largeur d'impulsions.

I.1 Introduction.....4

I.2 Les onduleurs de tension triphasés à MLI.....4

I.3 Les différentes stratégies de commande.....5

I.3.1 Technique de commande triangulo - sinusoidale.....6

 a. Generalités

 b. Etude de la tension de sortie

 c. Caracteristiques

I.3.2. Stratégie d'injection d'harmonique 3.....10

 a. Generalités

 b. Forme d'ondes - Caracteristiques

I.3.3 la technique d'élimination d'harmoniques.....13

 a. Generalités

 b. L'etude de la tension de sortie

 c. determination des angles de commutation

I.3.4 Stratégie à hystérésis "Delta".....15

Conclusion.....17

Chapitre II. Etude par simulation de l'association onduleur machine asynchrone.

II.1 Introduction.....19

II.2 Description globale du système d'association.....19

| | |
|---------------------------------------------------------------------------------------------|----|
| II.3 Modelisation de la machine asynchrone..... | 20 |
| II.3.1 hypothèses simplificatives..... | 20 |
| II.3.2 Conventions..... | 20 |
| II.3.3 Modelisation de la machine asynchrone comme une machine triphasée..... | 21 |
| II.3.4 Modelisation de la machine asynchrone comme une machine biphasée equivalante..... | 23 |
| II.3.5 Introduction du flux magnetisant..... | 24 |
| II.3.6 Modele de la machine asynchrone alimenté en tension.... | 26 |
| II.4 Modelisation de l'alimentation de la machine..... | 29 |
| II.4.1 Modelisation de la source..... | 29 |
| II.4.2 Modelisation de l'onduleur..... | 31 |
| II.5 Modelisation de l'association onduleur - MAS..... | 34 |
| Conclusion..... | 42 |
| Chapitre III. Réalisation pratique | |
| III.1 Introduction..... | 44 |
| III.2 Circuit de puissance..... | 44 |
| III.2.1 Transistors de puissance..... | 45 |
| a. limite thermique | |
| b. Aires de securité | |
| III.2.2 Circuit d'aide à la commutation..... | 48 |
| III.2.3 Circuit de base (DRIVER)..... | 51 |
| a. Description de L'UAA 4002 | |
| b. Etude de l'etage de sortie de L'UAA 4002 | |

c. Fonction de sécurité de L'UAA 4002

III.3 Circuit de commande de la technique MLI "Delta".....57

III.3.1 Circuit de mesure des courant à la sortie
de l'onduleur.....57

III.3.2 Circuit générateur des courants reference.....60

III.3.3. Circuit de comparaison des courants mesurés aux
courants de reference.....60

III.3.4 Circuit générateur des signaux de commande.....62

III.4 Resultats pratiques et interpretation.....64

Conclusion generale.....68

Annexes

Bibiographie

NOTATION

- A_k, B_k : coefficient de fourier.
 C_e : couple électromagnétique.
 C_f : capacité de filtrage.
 C_r : couple résistant.
 f_m : fréquence de la modulante.
 f_p : fréquence de la porteuse.
 I_{dr}, I_{qs} : courant rotorique suivant les axes (d,q).
 I_{ds}, I_{qs} : courant statorique suivant les axes (d,q).
 i_e : courant à l'entrée de l'onduleur.
 i_{red} : courant redressé.
 i_{ref} : courant de reference.
 $[I_r], [I_s]$: vecteur courant rotorique /statorique.
 J : moment d'inertie.
 K_f : coefficient de frottement.
 L_f : inductance de lissage.
 L_{fr}, L_{fs} : inductance de fuite rotorique (statorique).
 L_m : inductance magnétisante.
 $[L_r], [L_s]$: la matrice inductance cyclique rotorique(statorique).
 $[L_{sr}]$: la matrice mutuelle stator/rotor.
 m : indice de modulation.
 M : la valeur maximale de la mutuelle.
 P : nombre de paires de pôle.
 r : rapport de réglage.

- R_r : resistance rotorique.
 R_s : resistance statorique.
 T_r : constante de temps rotorique.
 T_s : constante de temps statorique.
 U : tension d'alimentation continue.
 U_{ab}, U_{ac}, U_{bc} : tensions composées.
 U_{dc} : tension redressée et filtrée.
 U_{red} : tension redressée.
 V_{ao}, V_{bo}, V_{co} : les tensions entre les phases A, B, C et le neutre fictif O.

 V_1, V_2, V_3 : tensions simples du reseau.
 V_{ds}, V_{qs} : tensions statoriques suivant les axes (d,q).
 $[V_r], [V_s]$: vecteur tension rotorique (statorique).
 w_g, w_r : vitesse de rotation de repère (d,q) par rapport au stator (rotor).

 w, Ω : vitesse de rotation électrique (mécanique) rotor/stator
 θ, θ_m : angle électrique (mécanique) stator/rotor.
 θ_r, θ_s : angle électrique rotor (stator)/référentiel (d,q)
 $\phi_{ds}, \phi_{qs}, \phi_{dr}, \phi_{qr}$: les flux statoriques (rotoriques) suivant les axes (d,q).
 ϕ_{rr}, ϕ_{rs} : flux de fuite rotorique (statorique).
 ϕ_m : flux magnétisant

 $[\phi_s], [\phi_r]$: vecteur de flux statorique (rotorique)
 σ : coefficient de fuite.

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
BIBLIOTHEQUE — المكتبة
Ecole Nationale Polytechnique

INTRODUCTION GENERALE

INTRODUCTION GENERALE :

Grâce aux progrès réalisés dans le domaine de l'électronique de puissance, les convertisseurs statiques alimentant les machines à courant alternatifs sont de plus en plus utilisés comme les variateurs de vitesse ou de position .

Ces variateurs de vitesse, sont plus complexes et nécessitent des commandes plus performantes, que celles utilisées pour la machine à courant continu .

Ces dispositifs remplacent les variateurs utilisant la machines à courant continu dans divers applications industrielle ou l'emploi du collecteur mécanique est à éviter notamment dans des milieux inflammable.

L'entrée sur le marché des composants semi-conducteurs performants tels que GTO, transistors, mosfet, a permis actuellement la conception des convertisseurs statiques qui assurent une commande souple. les alimentations de la machine s'orientent de plus en plus vers les onduleurs à modulation de largeur d'impulsion (MLI) grâce aux leurs performances .

L'objet de ce travail est l'étude, la simulation et la réalisation pratique d'un onduleur triphasé alimentant une machine asynchrone.

Dans le premier chapitre nous présentons une étude théorique en analysant les différentes stratégies de modulation de largeur d'impulsions destinées à commander l'onduleur de tension.

Au deuxième chapitre, nous présentons la modélisation et la simulation numérique de l'association de l'onduleur-machine asynchrone, l'onduleur est commandé par la technique à hysteresis "Delta".

A partir des résultats de simulation nous déduisons les performances du modèle global lors du fonctionnement à vide.

Le troisième chapitre, est consacré à la présentation de la réalisation pratique de l'onduleur de tension à MLI commandé par la stratégie "Delta" ceci en se basant sur étude de circuit de puissance, et du circuit de commande.

Enfin une conclusion générale sur les résultats obtenus par la simulation numérique, et expérimentation est donné.

CHAPITRE I

Etude de l'onduleur à modulation de
largeur d'impulsions

I.1) INTRODUCTION

Un onduleur est un convertisseur statique assurant la conversion continu-alternatif.

On distingue deux types d'onduleurs :

- les onduleurs de tension
- les onduleurs de courant

Les premiers sont alimentés par une source de tension continue, les seconds par une source de courant continu. La nature de la source continue impose celle du récepteur alternatif; les onduleurs de tension alimentent des récepteurs de courant les onduleurs de courant alimentent des récepteurs de tension. (montages duaux) [1]

La commande de l'onduleur peut être de type pleine onde ou à modulation de largeur d'impulsions.

I.2. LES ONDULEURS DE TENSION TRIPHASE A M.L.I

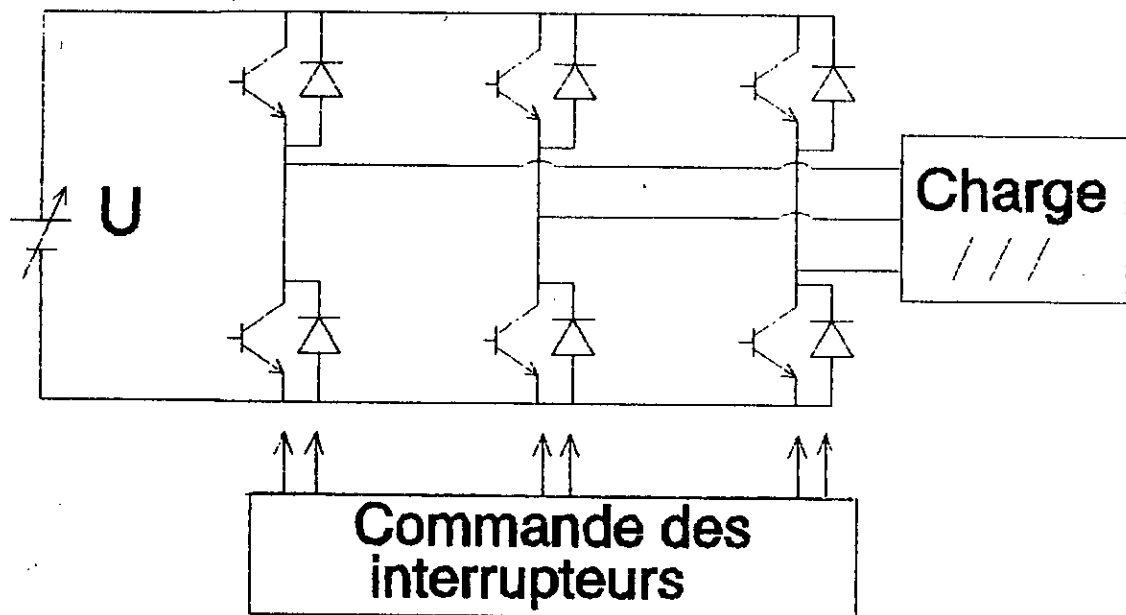
Dans un onduleur a M.L.I (en anglo-saxon pulse with modulation), au lieu de former chaque alternance d'une tension de sortie avec un seul creneau rectangulaire, on la forme de plusieurs créneaux de largeurs convenables, donc le schéma de principe reste le même que les onduleurs a pleine onde, mais c'est la commande des "interrupteurs" qui est modifiée.

La multiplication du nombre des "impulsions" formant chacune des alternances de tension de sortie présente deux avantages importants :

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

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, numérique ou mixte. Pour cette détermination on utilise les intersections d'une onde de référence et d'une onde de modulation. Dans certaines applications, on calcule et on mémorise au préalable les instants de commande des interrupteurs qui sont ensuite commandés par un micro processeur. [1]

La figure(I-1) donne le schéma principal d'un onduleur de tension triphasé a M.L.I.



Fig(I-1) : Schéma de principe d'un onduleur de tension triphasé à M.L.I

III.2. LES DIFFERENTES STRATEGIES DE COMMANDE

L'analyse de plusieurs types de commandes a montré qu'ils influent sur le fonctionnement de l'onduleur telles que :

- La qualité de l'onde de sortie
- la réduction de taux d'harmoniques.

En trouvant en particulier l'utilisation des commandes à MLI dont l'essor est principalement lié, du projet, réalisé, dans la technologie des semi-conducteurs et des microprocesseurs.

Nous présentons ici quatre techniques de commande, à savoir:

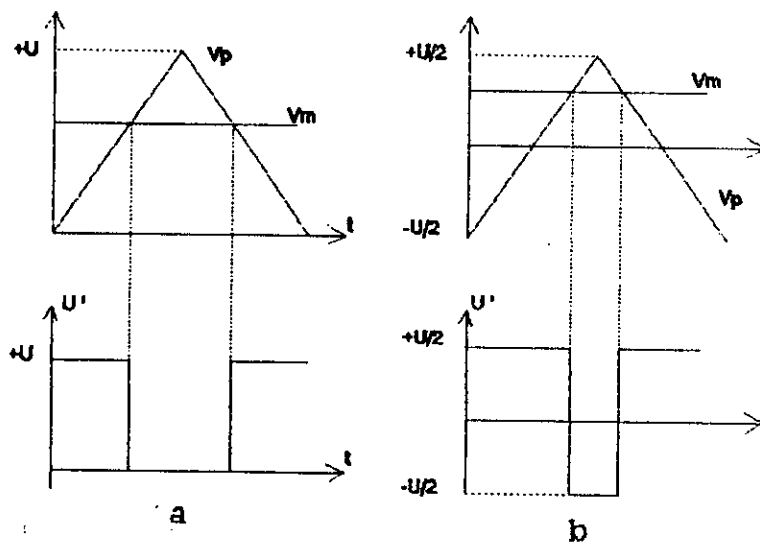
- La technique triangulo-sinusoidale (commande analogique)
- Injection d'harmonique 3 (commande analogique).
- La stratégie d'élimination d'harmonique (commande numérique).
- La stratégie "delta" (commande analogique)

I.3.1) TECHNIQUE DE COMMANDE TRIANGULO-SINUSOIDALE :

a) Généralités:

Le principe de cette technique consiste à comparer 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 formes et de fréquence de l'onde à la sortie du convertisseur [14].

La figure (I-2) illustre deux cas de figures de formes d'ondes



fig(I-2) : principes de la triangulo-sinusoidale
a) commande unipolaire;
b) commande bipolaire;

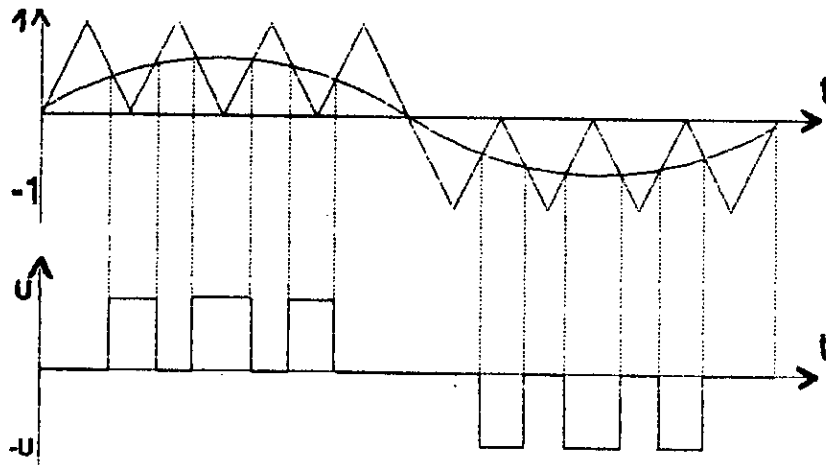
Pour ces deux cas de figures, le calcul de la valeur moyenne du signal U' donne

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

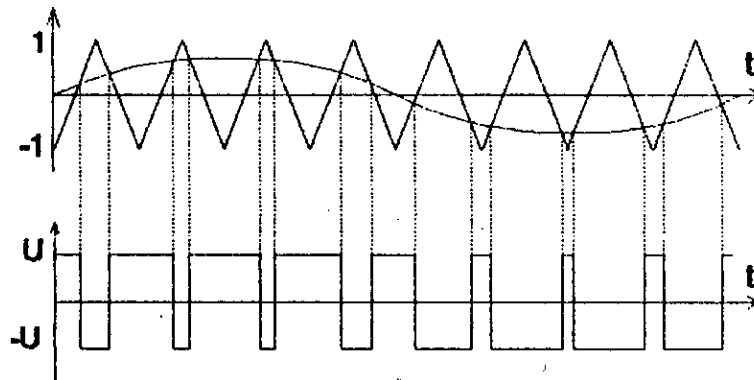
Remarque : On peut démontrer le même résultat pour les valeurs négatives de V_m ; il suffit simplement d'inverser l'onde porteuse.

On arrive ainsi à la conclusion suivante qui est la base de la technique triangulo-sinusoidale :

Si la référence varie sinusoidalement, la valeur moyenne du signal de sortie U' varie suivant la même loi.



fig(I-3) : commande triangulo-sinusoidale unipolaire.



fig(I-5) : commande triangulo-sinusoidale bipolaire

La technique de commande telle quelle est définie ici peut permettre un réglage par deux paramètres :

- L'indice de modulation $m = f_p / f_m$, qui influe principalement sur le contenu harmonique de l'onde de sortie.

- Le rapport de réglage $r = V_m / V_p$, ce rapport influe directement sur la valeur efficace de U' . [14]

En triphasé, on compare trois signaux de référence, qui correspondent aux tensions de sortie recherchées de référence f à un signal triangulaire commun d'amplitude fixe et de fréquence supérieure à f [8]

Dans l'exemple choisi on compare les ondes de références U_{r1} , U_{r2} et U_{r3} déphasées l'une par rapport à l'autre de $2\pi/3$ au signal triangulaire; cette comparaison détermine les instants de commutation des six interrupteurs.

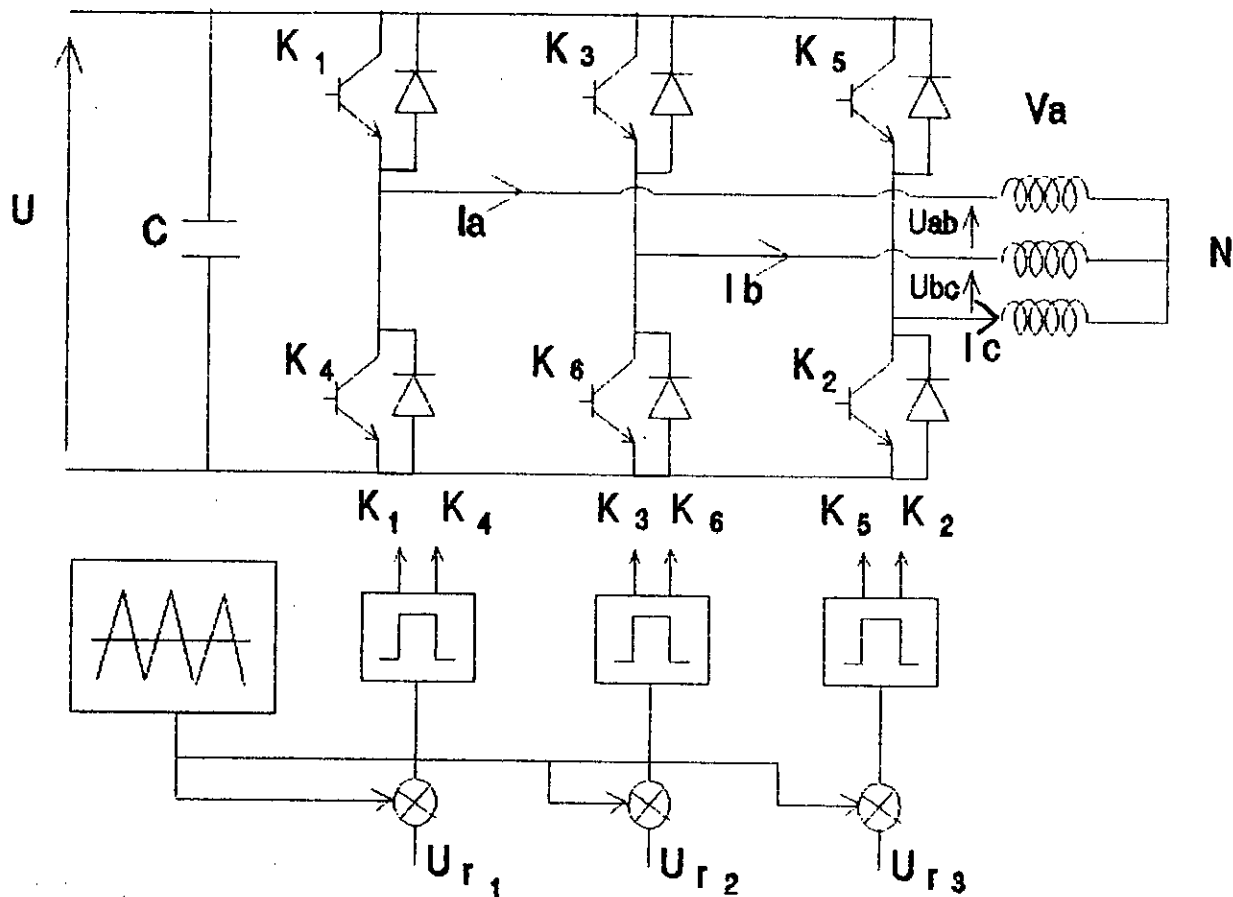


fig (I-5) : L'onduleur triphasé commande a MLI par la technique triangulo-sinusoidale

- * Si K_1, K_6 fermés : $U_{ab} = U$
- * Si K_1, K_3 , ou K_4, K_5 Sont fermés : $U_{ab} = 0$
- * Si K_3, K_4 fermés : $U_{ab} = -U$

de même :

- * Si K_1, K_2 fermés : $U_{ac} = U$
- * Si K_1, K_5 fermés : $U_{ac} = 0$
- * Si K_4, K_5 fermés : $U_{ac} = -U$

La tension simple V_a s'exprime :

$$V_a = (U_{ab} + U_{ac}) / 3$$

La figure (I-6) montre les formes d'ondes, U_{ab} , U_{ac} , V_a et

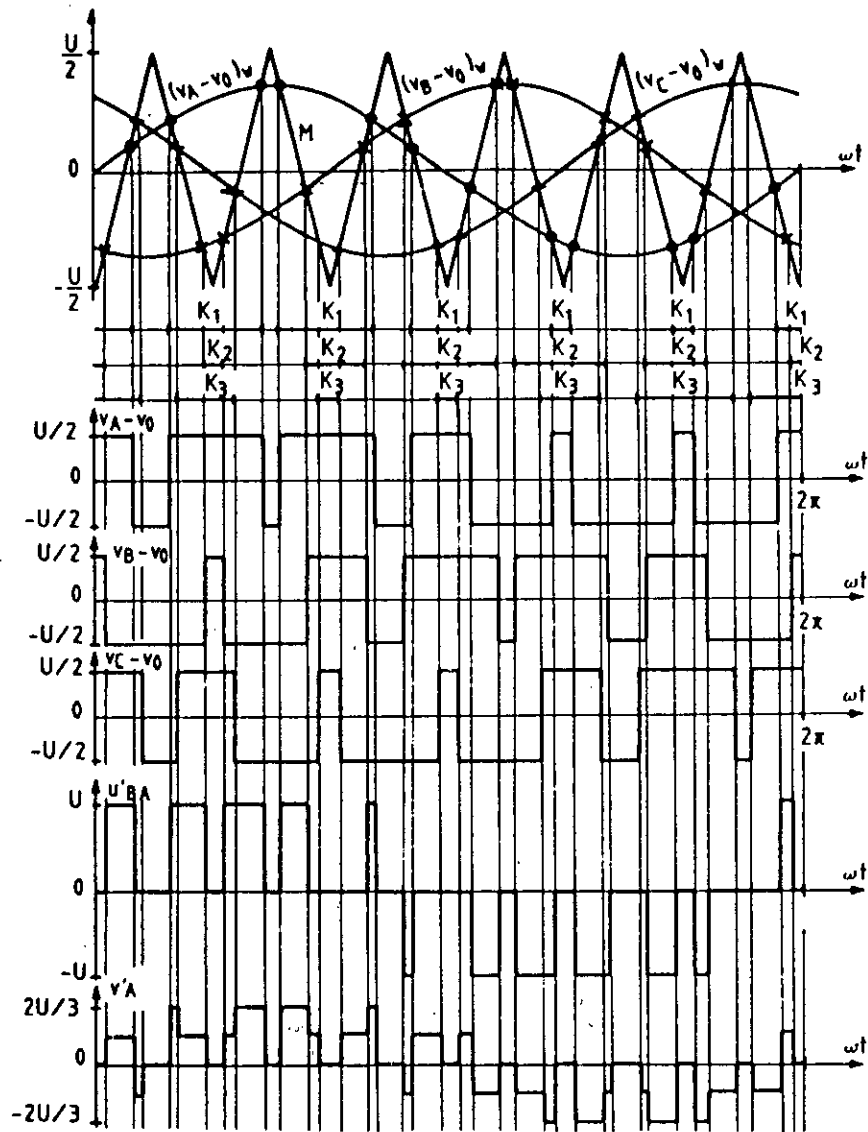


Fig I.6 : forme d'ondes V_{ao} , V_{bo} , V_{co} , V_{BA} , V_a
(pour $m = 6$)

b) Etude de la tension de sortie

L'onde de tension entre phase est une fonction impaire d'ou seuls les termes en sinus existent dans le développement en série de Fourier.

Afin de déterminer le spectre de la tension simple V_a , on détermine celui de V_{ao} (source de tension a point milieu fictif 0) qui contient en plus du spectre de V_a les harmoniques d'ordre 3.

Pour un indice de modulation m , on a $2m$ intersections entre le signal de référence et la porteuse par période .

La tension simple V_{ao} est aussi impaire, d'où seuls les termes en sinus existent dans le développement en série de Fourier.

L'amplitude d'harmonique d'onde n est :

$$V_{no} = \frac{U}{n\pi} \sum_{i=1}^{2m} (-1)^i \cos(n\theta_i)$$

C) Caractéristiques :

La valeur du fondamental de la tension simple V_a est approximativement égale à $r U/2$. [1], ce qui montre que la commande triangulo-sinusoidale permet un réglage linéaire de la tension de sortie en fonction du rapport cyclique r .

Son principal avantage est la limitation des harmoniques de bas ordre, en augmentant l'indice de modulation m .

En pratique, l'indice de modulation m est limité afin d'éviter des rates de commutation. [8]

I.3.2 STRATEGIE D'INJECTION D'HARMONIQUES 3 :

a) Généralités:

On illustrera cette stratégie par l'injection de l'harmonique 3 dans la référence. [1]

En triphasé, l'harmonique de rang 3 ou multiple de 3 sont inexistantes. On peut donc ajouter un harmonique d'onde 3 à la référence sinusoidale de fréquence f pour former l'onde de référence. (voir fig (I-7))

L'addition d'harmonique 3 permet d'augmenter l'amplitude maximale du fondamental dans la référence et donc dans les tensions de sortie. Ce qui permet, de déminer le déchet de tension sans déminer la qualité des tensions de sortie et du courant d'entrée.

La commande utilisant une tension de référence de la forme :

$$U_r = r \sin Wt + k \sin 3 Wt$$

est appelée commande suboptimale

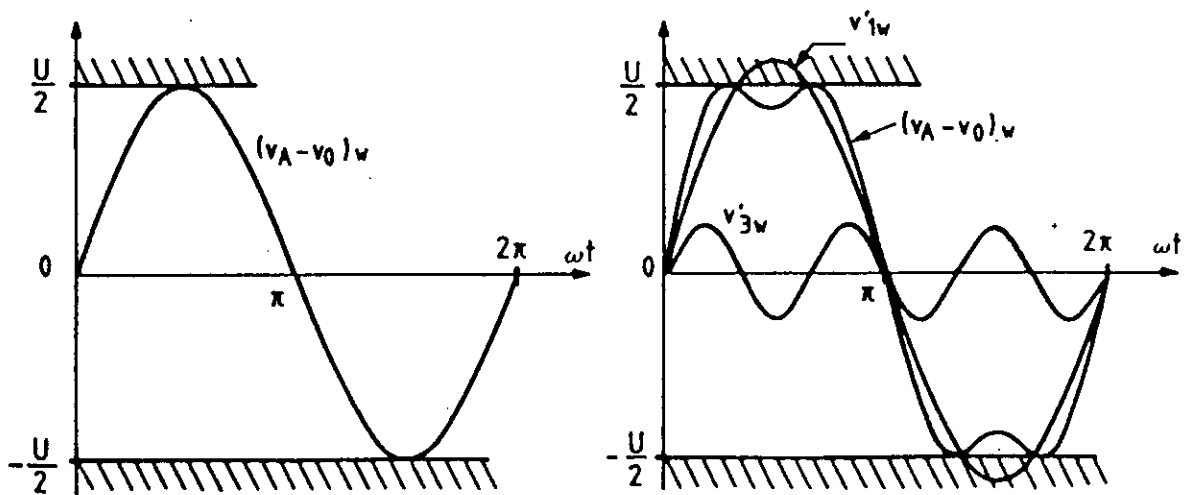
b) Formes d'ondes -caractéristiques:

Pour des valeurs de m (multiple de 3) et de r fixé, les formes d'ondes des tensions diffèrent apparemment peu de celle trouvées, avec une référence sinusoidale.

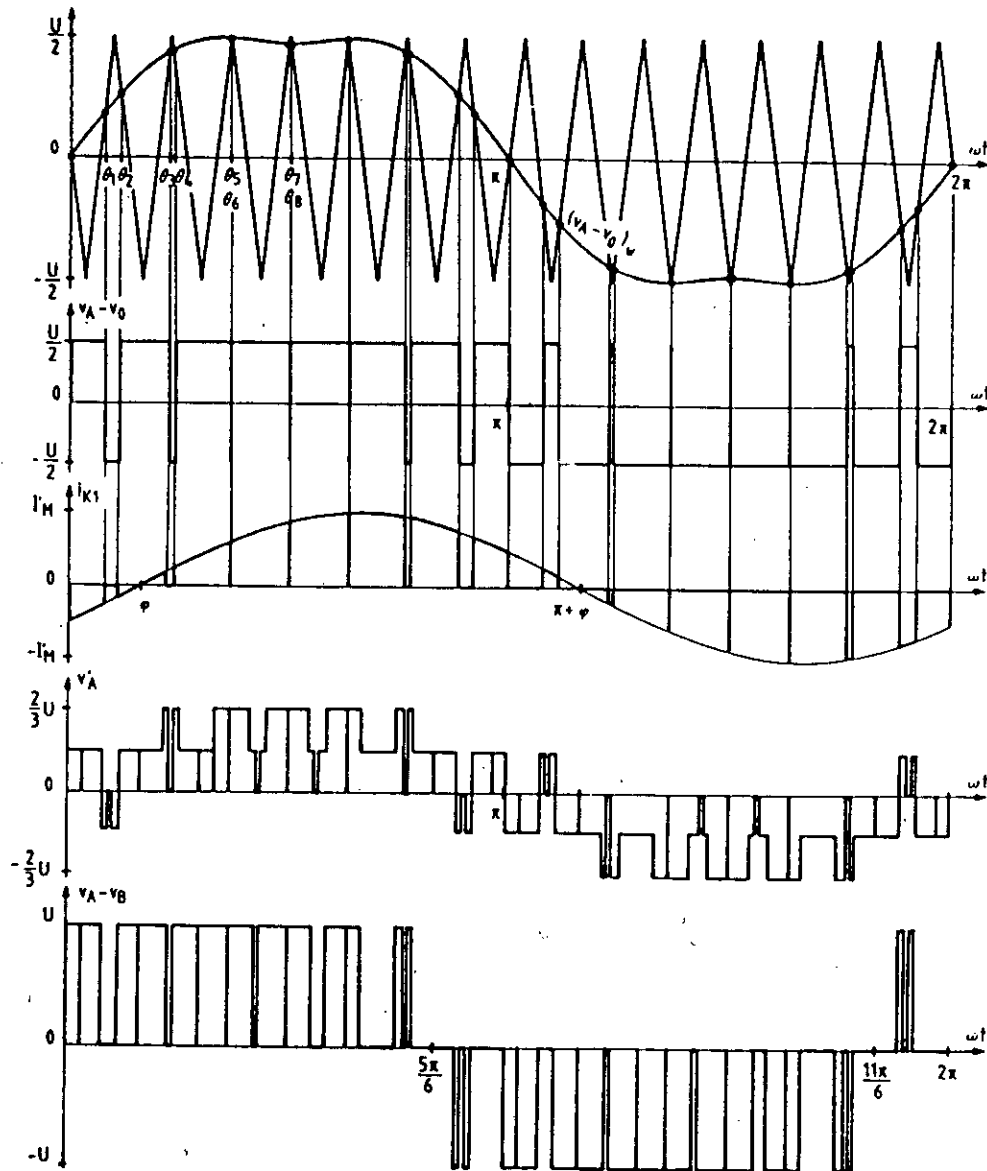
La figure(I-8) représente le fonctionnement pour r maximum dans le cas ou m égale a 15 et φ égal a $\pi/6$.De haut en bas,on trouve :

- La détermination des instants de commutation pour une phase est donnée, par les intersections de la porteuse triangulaire avec la référence.

- La forme d'onde de la tension V_{ao} .
- La forme d'onde de la tension simple de sortie V_a .
- La forme d'onde de la tension composée de sortie, V_{ab} .
- Le courant I_{k1} .



Fig(I-7): injection d'harmonique 3 pour former l'onde de référence



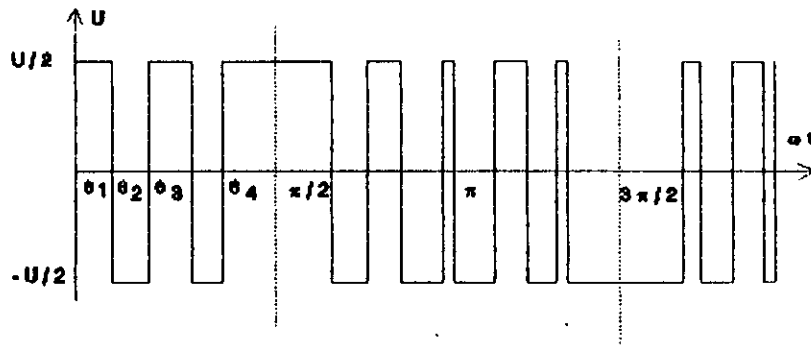
Fig(I-8) : forme d'ondes v_{ao} , v_{AB} , i_{k1} , v_A pour (la technique d'injection d'harmonique 3)

I.2.3. LA TECHNIQUE D'ELIMINATION D'HARMONIQUES :

Le principe de la technique de modulation par élimination d'harmoniques a été introduit pour la première fois par TURBULL en 1964 puis développé, par PATEL ET HOLF [9]

Cette technique consiste a former l'onde de sortie d'une succession de créneaux de largeurs variables, les angles de commutation sont déterminés de façon a éliminer certains harmoniques gênants dans l'onde de sortie.[9]

L'onde modulée par cette technique est donnée par figure(I-9)



Fig(I-9)

a) L'étude de la tension de sortie :

la fig (I-9) représente l'onde obtenue entre phase et neutre fictif de la source continue d'alimentation avec m trous par demi-période. Il convient de préciser qu'on ne peut plus utiliser la notion indice de modulation, puisque les angles sont calculés sur des bases autres que l'intersection d'ondes de fréquence différentes L'onde est caractérisée par le nombre de "trous" m par alternance c'est à dire le nombre d'intervalles où V_{a0} est égal à $-U/2$ pendant l'alternance positive ou bien $U/2$ pendant l'alternance négative

L'amplitude de k^{eme} harmonique s'exprime par la relation : [9]

$$A_k = \frac{4}{K\pi} \left[1 + 2 \sum_{i=1}^N (-1)^i \cos k\theta_i \right]$$

$$B_k = 0$$

N : nombre de commutation par quart de période .

tel que :

$$V_a(\theta) = \sum_{k=1}^n A_k \cos k\theta + B_k \sin k\theta.$$

b) Détermination des angles de commutation :

La détermination des angles $\theta_1, \theta_2, \dots, \theta_N$ consiste à égaliser à zéro les $(N - 1)$ harmoniques et à attribuer au fondamental une valeur désirée Le système s'écrit :

$$\begin{aligned} \cos\theta_1 - \cos\theta_2 + \dots + (-1)^{N+1} \cos\theta_N &= U^* \\ \cos5\theta_1 - \cos5\theta_2 + \dots + (-1)^{N+1} \cos5\theta_N &= 0 \\ \cos7\theta_1 - \cos7\theta_2 + \dots + (-1)^{N+1} \cos7\theta_N &= 0 \\ \cos11\theta_1 - \cos11\theta_2 + \dots + (-1)^{N+1} \cos11\theta_N &= 0 \end{aligned}$$

Remarques :

- Les harmoniques d'ordre 2, 3 et multiple de 2 et 3 n'interviennent pas dans le système
- U^* la valeur de fondamental désirée.

Pour les valeurs élevées de N , la détermination des angles nécessite une résolution par ordinateur.

Par ailleurs le système d'équation est non linéaire et admet plusieurs solutions. La solution recherchée doit vérifier la condition suivante : [5]

$$0 < \theta_1 < \theta_2 < \dots < \theta_N < \pi / 2$$

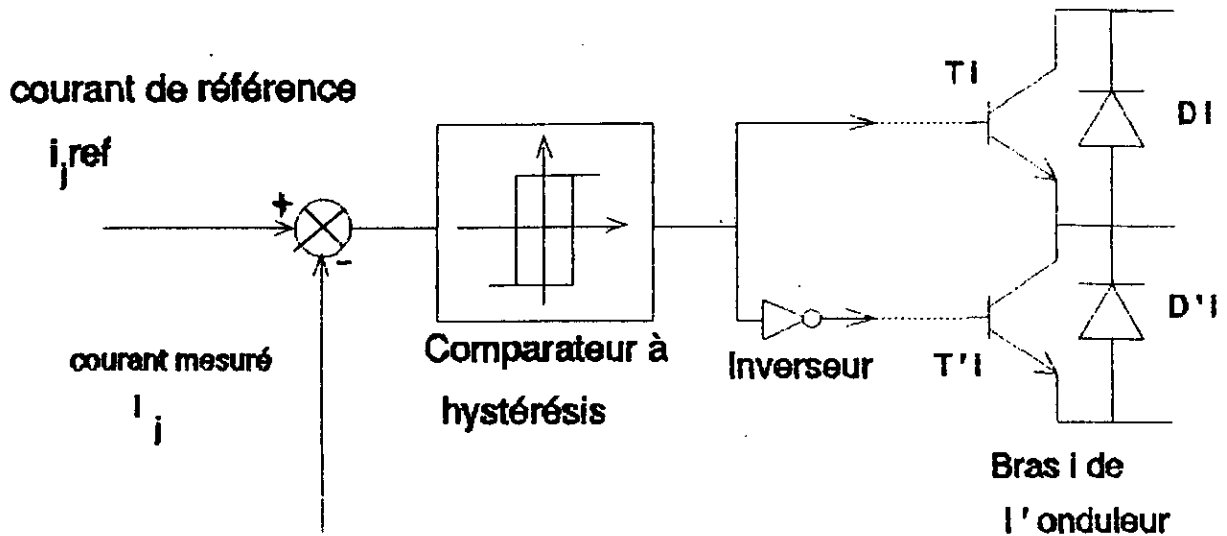
I.2.4) STRATEGIE A HYSTERESIS "DELTA" :

La technique à hystérésis "delta" a été développée selon des approches multiples, nous exposons ici une de ces techniques à contrôle de courant. [11], [14], [15]

La technique consiste à forcer les courants réels i_a, i_b, i_c à osciller autour des courants de référence $i_{aref}, i_{bref}, i_{cref}$ sinusoïdaux déphasés l'un par rapport à l'autre de $2\pi/3$ qui sont bien déterminés dans une bande de largeur h donnée. ce principe est schématisé, par la fig(I-10). [7]

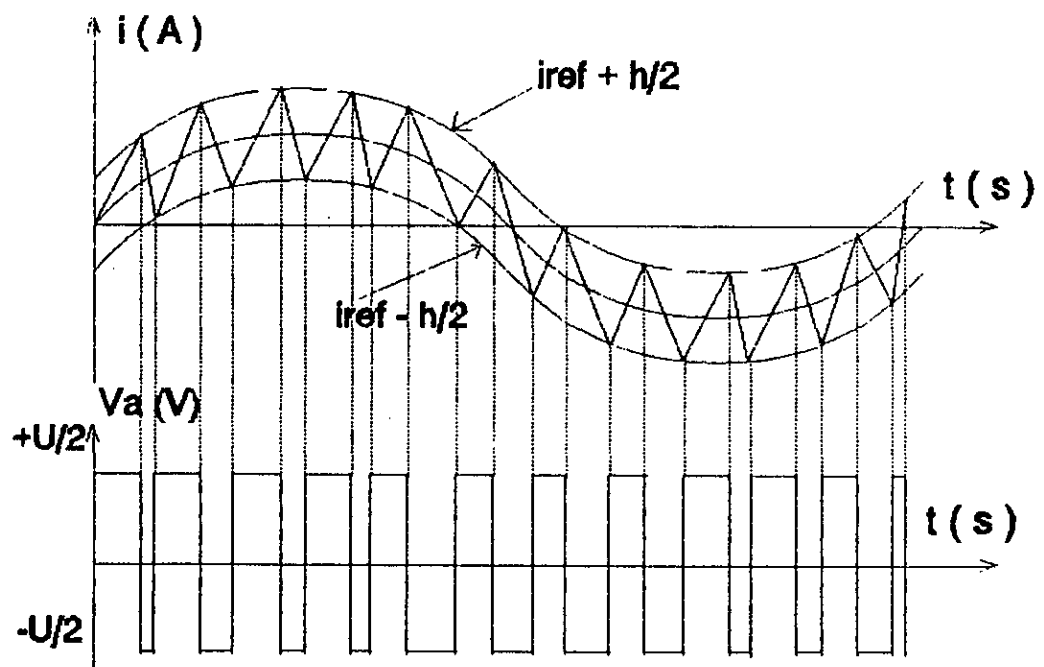
Pour chaque bras de l'onduleur les transistors T_i et T_i' ($i = 1, 2, 3$) sont reliés l'un à la sortie d'un comparateur à hysteresis, l'autre à cette même sortie via un inverseur, l'entrée du comparateur est attaquée par un signal image de la différence D_{ij} ($j = a, b, c$) entre le courant réel i_j et le courant de référence i_{jref} , le changement de signe de cette différence entraîne le basculement du comparateur. par conséquent l'un des deux transistors T_i et T_i' , qui conduisait initialement cesse de conduire et laisse la relève à l'autre. Cependant, du fait de l'effet d'hystérésis, le comparateur ne bascule pas instantanément au changement de signe de D_{ij} ; ainsi le transistor T_i continue de conduire tant que $D_{ij} < h/2$. Pendant ce temps le courant réel i_j évolue en augmentant jusqu'à ce que D_{ij} soit égal à $h/2$ et le comparateur bascule,

et le transistor T_1 reçoit un courant de base lui permettant de conduire à son tour et continue de conduire tant que $D_{ij} < -h/2$, le courant réel i_j décroît jusqu'à atteindre la valeur ($i_{jref} - h/2$) et ainsi de suite. [7]



fig(I-10) : principe de contrôle de courant par hystérésis

La fig(I-11) : montre les formes d'onde du courant i_a et la tension V_{ao} .



fig(I-11) : forme d'onde de :
 - courant réel i_a
 - la tension V_{ao} entre la phase A et le neutre fictif de la source o (commande a hystérésis)

CONCLUSIONS :

L'étude théorique que nous venons de faire pour les quatre techniques de commande de l'onduleur montrent que la MLI peut agir sur la forme et l'amplitude de la tension et du courant à la sortie de convertisseur.

La MLI permet un réglage de tension de sortie par le rapport r , pour la technique triangulo-sinusoidale et l'injection d'harmonique 3, et par la variation de U^* pour la technique d'élimination d'harmoniques, elle permet aussi d'agir sur la forme du courant en agissant sur le rapport de fréquence m pour la traingulo-sinusoidale, par la largeur d'hysterèsis h pour la stratégie "delta" et par le choix de N pour la technique d'élimination d'harmoniques.

Pour la technique à hysterèsis "delta" la valeur de l'amplitude du fondamental est imposée par la charge et non par la commande.

CHAPITRE II

Etude par simulation de l'association
onduleur-machine asynchrone

II.1) INTRODUCTION

La conception et l'exploitation des convertisseurs de puissance alimentant des machines asynchrones, et synchrones, représentent un domaine de recherche qui offre aujourd'hui un très vaste champ d'investigations dans les laboratoires de électrotechnique.

La partie la plus importante pour l'étude de l'association convertisseur statique - moteur asynchrone est la modélisation du système en question.

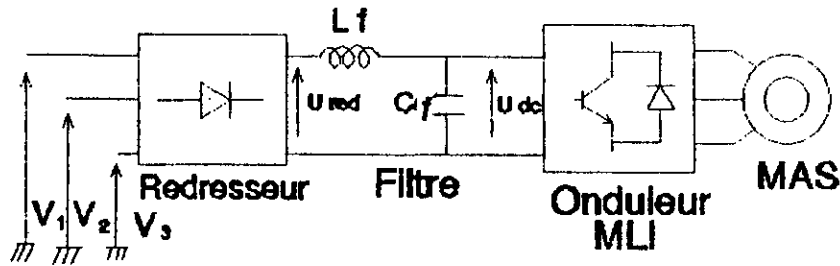
Dans ce chapitre, nous élaborons un modèle de connaissance de l'association onduleur-moteur asynchrone, l'onduleur de tension de type MLI contrôlé en courant par la stratégie de modulation à hystérésis appelée "la stratégie Delta", et est alimenté par une tension continue redressée et filtrée.

Après une description globale du système, nous traitons sa modélisation et nous étudions ensuite son fonctionnement.

II.2) DESCRIPTION DU SYSTEME D'ASSOCIATION

Le circuit principal du système d'association représenté par la figure (II-1) comprend :

- Un pont redresseur à diodes.
- Un filtre passif comportant une inductance L_f et une capacité C_f dont le rôle principal est de réduire les ondulations de courant et de tension provoquée par le fonctionnement de l'onduleur.
- L'onduleur permet de produire, à partir d'une tension continue une tension modulée, dont l'amplitude et la fréquence sont variables.
- Un moteur asynchrone triphasé fonctionnant à flux constant, qui est alimenté par cet onduleur.



Fig(II-1): schéma du système d'association.

II.3) MODELISATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE

La machine asynchrone n'est pas un système simple car, de nombreux phénomènes compliqués interviennent dans son fonctionnement, comme la saturation, les courants de faucault l'effet pelliculaire etc...

Cependant, nous n'allons pas tenir compte de ces phénomènes car, d'une part, leur formulation mathématique est difficile, d'autre part, leur incidence sur le comportement de la machine est considérée comme négligeable, ou, du moins, dans certaines conditions. Ceci permet d'obtenir des équations simples, qui traduisent fidèlement le fonctionnement de la machine.[7]

II.3.1) HYPOTHESES SIMPLIFICATRICES

Comme nous l'avons déjà soulevé, il est nécessaire de poser certaines hypothèses simplificatrices qui sont :

1. La machine n'est pas saturée, est symétrique.
2. Le circuit magnétique est parfaitement feuilleté.
3. Répartition sinusoïdale de la force magnéto-motrice.
4. Harmoniques de dentures négligeables.
5. l'effet pelliculaire est négligeable.

II.3.2) CONVERSIONS

La machine est représentée par les trois phases statoriques a_s, b_s, c_s , et les trois phases rotorique a_r, b_r, c_r . Chaque phase est représentée par son axe magnétique. L'angle électrique entre deux phases statoriques ou entre deux phases rotorique est de $2\pi/3$. fig (II-2)

EQUATIONS DES FLUX COUPLES :

Les équation des flux statoriques et rotorique sont les suivantes :

$$[\phi_s] = [L_s] [I_s] + [L_{sr}] [I_r] \quad (2-2)$$

$$[\phi_r] = [L_r] [I_r] + [L_{sr}] [I_s]$$

Les matrices $[L_s]$, $[L_r]$ et $[L_{sr}]$ sont:

$$[L_s] = \begin{bmatrix} L_s & M_s & M_s \\ M_s & L_s & M_s \\ M_s & M_s & L_s \end{bmatrix}, \quad [L_r] = \begin{bmatrix} L_r & M_r & M_r \\ M_r & L_r & L_r \\ M_r & M_r & L_r \end{bmatrix}$$

$$[L_{sr}] = M \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos \theta & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos \theta \end{bmatrix}$$

Equation mécanique :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_e - C_r - K_f \cdot \Omega \quad (2-3)$$

L'expression du couple électromagnétique est donné par :

$$C_e = P [I_s] \frac{t}{\partial \theta} [L_{sr}] [I_r] \quad (2.4)$$

II.3.4) MODELISATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE COMME UNE MACHINE BIPHASE EQUIVALANTE

La machine asynchrone est modélisée par un système biphasé équivalent lié au repère bidimensionnel orthogonal tournant à la vitesse de rotation quelconque ω_g .

Le modèle utilisé permet la conversion des enroulements originaux de la machine, en deux enroulements équivalants du point de vue électrique et magnétique, disposés selon le repère "d" et "q" en quadrature. [2], [3], [13], cette conversion est obtenue par la transformation de PARK donnée par [2]

$$T(\theta_g) = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos \theta_g & \cos \left(\theta_g - \frac{2\pi}{3} \right) & \cos \left(\theta_g - \frac{4\pi}{3} \right) \\ \sin \theta_g & \sin \left(\theta_g - \frac{2\pi}{3} \right) & \sin \left(\theta_g - \frac{4\pi}{3} \right) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix}$$

La plupart des études menées sur la machine asynchrone alimentée par un convertisseur statique, sont basées sur les équations de park, vu que ce modèle répond de manière satisfaisante aux résultats expérimentaux.

En tenant compte les hypothèses simplificatrices précédentes et pour un référentiel (d,q) lié au champ tournant ($\omega_g = \omega_s$), les équations (2-1), (2-2), (2-3), (2-4), transcrites dans ce référentiel, ont pour expressions :

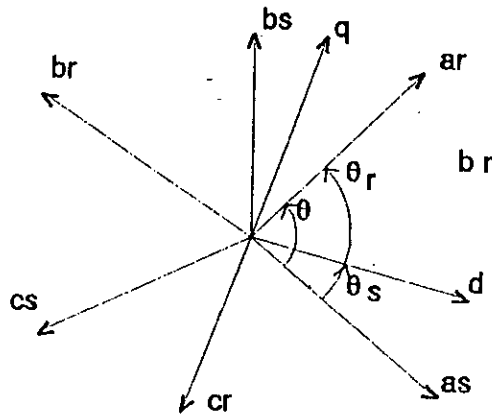


fig (II-2) : axes magnétiques des bobines statoriques et rotoriques et référentiel général (d.q)

On adopte les conventions suivantes :

1. L'axe magnétique Oas de la bobine statorique est considéré comme origine des phases.
2. Le rotor est repéré par l'axe magnétique Oar de la bobine rotorique ar
3. Le référentiel (d.q) est repéré par l'axe Od.

II.3.3) MODELISATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE COMME UNE MACHINE TRIPHASE

Le comportement de la machine est entièrement défini par trois types équations : [2],[3]

- Equations électriques :

Les équations électriques régissant la machine asynchrone sont :

$$[V_s] = R_s [I_s] + \frac{d}{dt} [\phi_s]. \quad (2-1)$$

$$[V_r] = R_r [I_r] + \frac{d}{dt} [\phi_r].$$

Equations électriques :

$$\begin{aligned}
 V_{ds} &= R_s i_{ds} + \frac{d\phi_{ds}}{dt} - W_s \phi_{qs} \\
 V_{qs} &= R_s i_{qs} + \frac{d\phi_{qs}}{dt} + W_s \phi_{ds} \\
 0 &= R_r i_{dr} + \frac{d\phi_{dr}}{dt} - (W_s - w) \phi_{qr} \\
 0 &= R_r i_{qr} + \frac{d\phi_{qr}}{dt} + (W_s - W) \phi_{dr}
 \end{aligned}
 \tag{2-5}$$

Equations magnétiques :

$$\begin{aligned}
 \phi_{ds} &= L_s i_{ds} + M i_{dr} \\
 \phi_{qs} &= L_s i_{qs} + M i_{qr} \\
 \phi_{dr} &= L_r i_{dr} + M i_{ds} \\
 \phi_{qr} &= L_r i_{qr} + M i_{qs}
 \end{aligned}
 \tag{2-6}$$

L'équation mécanique s'écrit :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = \frac{3}{2} P (\phi_{ds} i_{qs} - \phi_{qs} i_{ds}) - C_r - K_f \Omega$$

II.3.5) INTRODUCTION DU FLUX MAGNETISANT :

En réalité, les flux statorique et rotorique sont difficilement mesurables, seul le flux magnétisant est accessible.

Les flux, statoriques ϕ_s , rotorique ϕ_r s'expriment en fonction de flux magnétisant ϕ_m comme suit :

$$\phi_s = \phi_{fs} + \phi_m \quad (2-7)$$

$$\phi_r = \phi_{fr} + \phi_m$$

d'autre part on a les équations suivantes :

$$\phi_{fs} = L_{fs} \cdot I_s$$

$$\phi_{fr} = L_{fr} \cdot I_r \quad (2-8)$$

$$\phi_m = L_m \cdot (I_s + I_r)$$

En tenant compte les systèmes des équations (2-7) et (2-8) nous avons les équations suivantes :

$$\phi_s = (L_{fs} + L_m) \cdot I_s + L_m I_r$$

$$\phi_r = L_m \cdot I_s + (L_{fr} + L_m) I_r$$

par identifications, nous déduisons que :

$$M = L_m$$

$$L_s = L_m + L_{fs}$$

$$L_r = L_m + L_{fr}$$

II.3.6) MODELE DE LA MACHINE ASYNCHRONE ALIMENTE EN TENSION

Le modèle ainsi obtenu décrit le comportement d'une machine asynchrone ou la vitesse doit varier soit par variation du glissement, donc par variation de la charge, soit par la variation de la fréquence d'alimentation. [7]

Plusieurs modèles en tension peuvent être proposés:

les uns plus ou moins complexes que les autres, selon le vecteur d'état choisi.

Pour notre étude nous choisissons le vecteur d'état $(\Omega \ \phi_{ds} \ \phi_{qs} \ I_{ds} \ I_{qs})^t$ car, il nous permet d'avoir en sortie les courants statoriques, essentiels pour le contrôle de l'onduleur de tension.

Ce modèle se traduit dans l'espace d'état par les équations suivantes :

Equations électromagnétiques :

$$\dot{X} = A * X + B * U$$

tel que :

$$X = \begin{bmatrix} \phi_{ds} \\ \phi_{qs} \\ I_{ds} \\ I_{qs} \end{bmatrix}; A = \begin{bmatrix} 0 & W_s & -R_s & 0 \\ -W_s & 0 & 0 & -R_s \\ \frac{1}{T_r L_s \sigma} & \frac{W}{L_s \sigma} & \frac{-1}{\sigma} \left(\frac{1}{T_s} + \frac{1}{T_r} \right) & \frac{W_r}{\sigma} \\ \frac{-W}{L_s \sigma} & \frac{1}{T_r L_s \sigma} & -W_r & -\frac{1}{\sigma} \left(\frac{1}{T_s} + \frac{1}{T_r} \right) \end{bmatrix}$$

$$B = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \\ \frac{1}{L_s \sigma} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_s \sigma} \end{bmatrix}; U = \begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \end{bmatrix}$$

Equations mécaniques :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_e - C_r - K_f \cdot \Omega$$

$$\text{avec : } C_e = \frac{3}{2} P (\phi_{ds} i_{qs} - \phi_{qs} \cdot i_{ds})$$

$$W = P\Omega$$

Simulation numérique :

Nous avons simulé le modèle de la machine alimenté en tension, en utilisant le logiciel SIMNON, les résultats de simulation sont illustrés par la figure (II.3) pour le fonctionnement à vide.

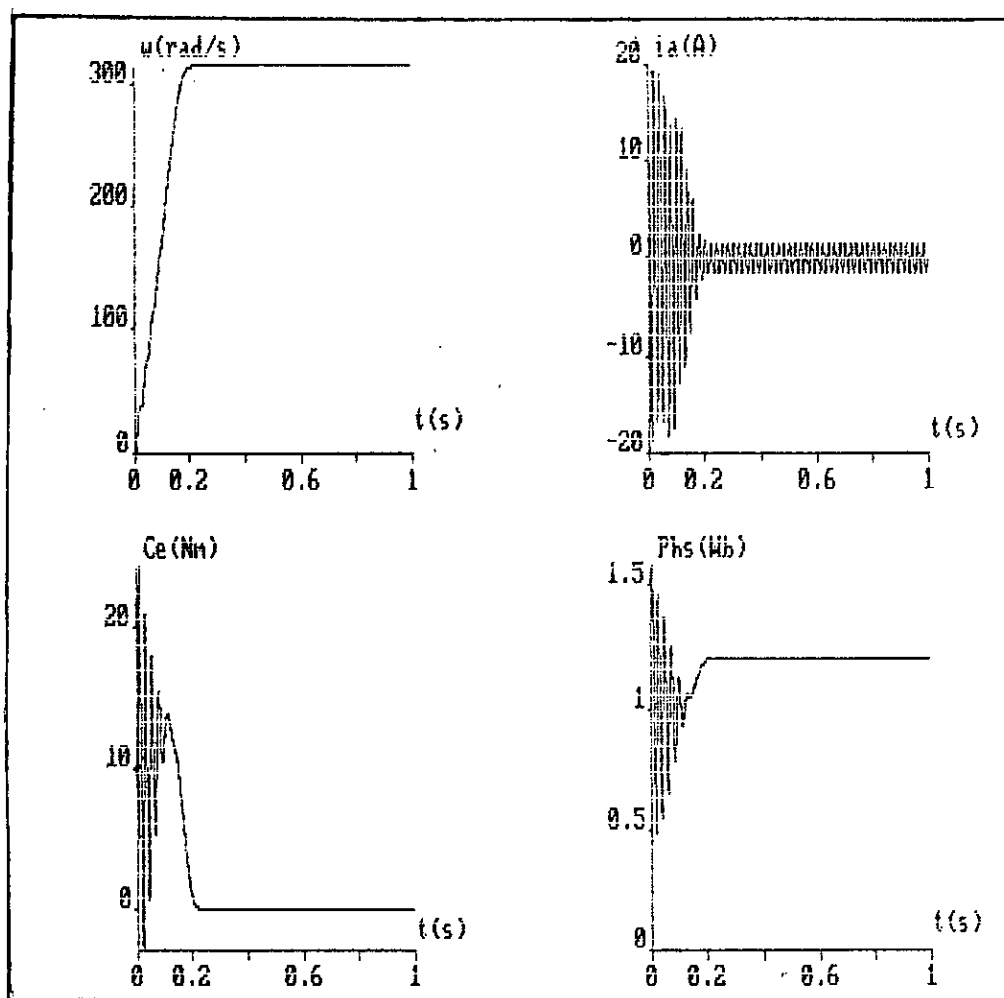


fig (II.3) : Les caractéristiques de la machine alimentée en tension à vide :

- Vitesse de rotation.
- couple électromagnétique.
- Courant statorique.
- Flux statorique.

Interprétation et commentaires

Pour un système de tension de fréquence 50 Hz, la machine atteint pratiquement la vitesse de synchronisme de 3000 tr/ms pour le fonctionnement à vide, cette vitesse est atteinte au bout de 0,2 seconde à vide, alors la machine asynchrone alimentée en tension est caractérisé par un démarrage rapide.

Le couple électromagnétique se stabilise à une valeur de 0,57.N.m qui correspond aux pertes par frottements et ventilation, après quelque oscillations de valeur maximale de 20.N.m ce régime transitoire du couple à une durée équivalente au temps de démarrage.

En remarquant un fort appel du courant au démarrage (environ 20A) et s'attenué par la suite jusqu'à se stabiliser en régime établi à la valeur nominal.

Le flux statorique se stabilise en régime permanent à la valeur de 1,2 Wb.

II.4 MODELISATION DE L'ALIMENTATION DE LA MACHINE :

La machine utilisée comme variateur de vitesse, est alimentée par une source à fréquence variable. un onduleur de tension semble très indiqué.

Dans notre cas l'onduleur de tension de type MLI contrôlé en courant par la technique d'hysteresis. Il est alimenté par une tension redressée et filtrée.

II.4.1 MODELISATION DE LA SOURCE :

le source est schématisée par la fig (II-4) qui représente le schéma de principe d'un pont redresseur à diodes alimentant un filtre passif L_f, C_f permettant de réduire les ondulations des grandeurs d'entrées i_e et U_{dc} , le montage est attaqué par un système de tension triphasé.

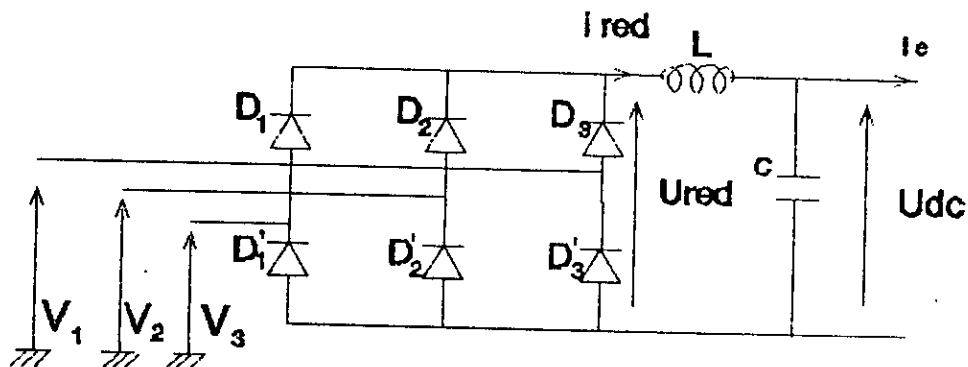


fig (II-4) : schéma d'un pont redresseur - filtre.

Les diodes D_j et D'_j , $j = 1, 2, 3$ sont supposées parfaites, fonctionnant à commutation naturelle, deux diodes d'un même bras ne peuvent conduire simultanément : lorsque D conduit, l'une des deux diodes D'_2 et D'_3 conduit également. Il en vient que D_1 conduit lorsque V_1 est supérieurs à V_2 et V_3

On a :

$$V_i = \max (V_j) \quad j = 1, 2, 3$$

$$V_k = \min (V_j)$$

$$D_i \text{ conduit si } V_i = \max (V_j) \quad j = 1, 2, 3$$

$$D'_k \text{ conduit si } V_k = \min (V_j) \quad i = 1, 2, 3 \quad k = 1, 2, 3$$

Pendant chaque séquence de conduction (de largeur $2\pi/6$)
la tension U_{red} à la sortie du vertisseur est :

$$U_{red} = V_i - V_k$$

par conséquent :

$$U_{red} = \max (V_i) - \min (V_j) ; \quad i = 1, 2, 3 \\ j = 1, 2, 3$$

- **Modélisation du filtre:**

Le filtre utilisé est un filtre passe - bas, ce filtre à le rôle d'éliminer les hautes fréquences :

les équations de filtre sont les suivantes :

$$\frac{di_{red}}{dt} = \frac{U_{red} - V_{ds}}{L_f}$$

$$\frac{dU_{dc}}{dt} = \frac{i_{red} - i_c}{C_f}$$

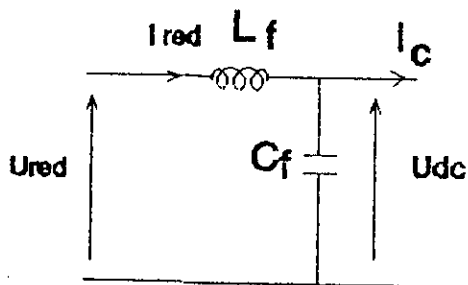


Fig (II-5) : filtre passe-bas (LC)

II.4.2) MODELISATION DE L'ONDULEUR DE TENSION :

L'onduleur est constitué de trois bras, chaque bras étant constitué de deux transistors dont la commandes est complémentaire c'est à dire que lorsque l'un conduit, l'autre est bloqué, chaque transistor est shunté par une diode montée en antiparallèle permettant de renvoyer le courant vers la source lorsque celui-ci est négatif.

on a :

$$\begin{aligned} U_{ab} &= V_a - V_b \\ U_{bc} &= V_b - V_c \\ U_{ca} &= V_c - V_a \end{aligned}$$

Cet onduleur est schématisé par la figure (II.6)

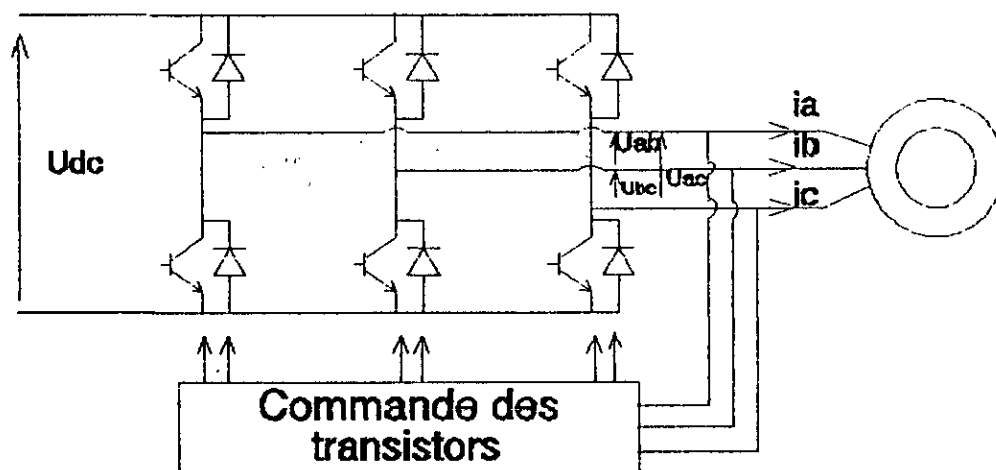


fig (II.6) onduleur de tension

Les tensions simples s'expriment :

$$V_a = \frac{1}{3} (U_{ab} - U_{ac})$$

$$V_b = \frac{1}{3} (U_{bc} - U_{ab})$$

$$V_c = \frac{1}{3} (U_{ca} - U_{bc})$$

L'association d'un transistor T_i et la diode D_1 correspondante donne un composant bidirectionnel, d'autre part, la commande des transistors est complémentaire. Par conséquent, nous pouvons remplacer chaque bras de l'onduleur par un interrupteur à deux positions comme indiqué à la figure (II-7)

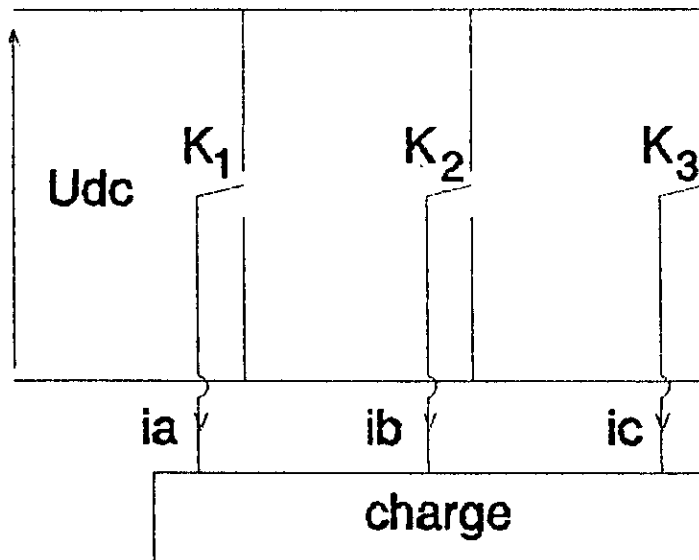


Fig (II-7) : représentation des transistors par des interrupteurs.

A chaque interrupteur on associe une fonction logique K_i définie par :

$$k_i = \begin{cases} +1 & \text{Si } K_i \text{ est connecté à la borne (+) de la source} \\ -1 & \text{Si } K_i \text{ est connecté à la borne (-) de la source, } i=1,2,3 \end{cases}$$

Il en découle que :

$$U_{ab} = \frac{1}{2} U_{dc} (K_1 - K_2)$$

$$U_{bc} = \frac{1}{2} U_{dc} (K_2 - K_3)$$

$$U_{ca} = \frac{1}{2} U_{dc} (K_3 - K_1)$$

Par conséquent, les tensions simples V_a , V_b , et V_c s'expriment en fonction des fonctions logiques K_i par la relation matricielle suivante :

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = \frac{1}{6} U_{dc} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} K_1 \\ K_2 \\ K_3 \end{bmatrix}$$

Le courant i_e à l'entrée de l'onduleur est donné par la relation suivante :

$$i_e = K_1 i_a + K_2 i_b + K_3 i_c$$

Il reste à déterminer les fonctions logiques K_i . celle-ci dépendent de la stratégie de commande de l'onduleur.

Les interrupteurs K_i sont commandés par la technique de modulation de largeur d'impulsions, qui consiste à moduler la tension de sortie suivant un ou plusieurs critères finis au préalable. Pour notre étude, la stratégie "Delta" est appliquées.

La stratégie d'hysteresis "Delta" a été présentée au premier chapitre, paragraphe quatre.

Les fonctions logiques K_i représentant les interrupteurs sont définies par les équations suivantes :

$$K_i^{k+1} = -1 \quad \text{Si } i_s > i_{sref} + h/2$$

$$K_i^{k+1} = +1 \quad \text{Si } i_s < i_{sref} - h/2$$

$$K_i^{k+1} = K_i^k \quad \text{Si } i_{sref} - h/2 < i_s < i_{sref} + h/2$$

$$i = 1, 2, 3$$

$$s = a, b, c$$

II.5 MODELLISATION L'ASSOCIATION CONVERTISSEUR - MACHINE :

Cette association est schématisée par la figure (II-8) on mesure les courants stratoriques absorbés par le moteur, ces courants sont comparés à des courants de références dont on aura choisi l'amplitude et la fréquence.

Sur la base de cette comparaison sont commandés les transistors. La machine est donc alimentée en tension mais commandé en courant : en effet, les tensions de sortie de l'onduleur ne sont pas des commandes primaire mais des variables d'état puisqu'elles dépendent des états de l'onduleur.(7)

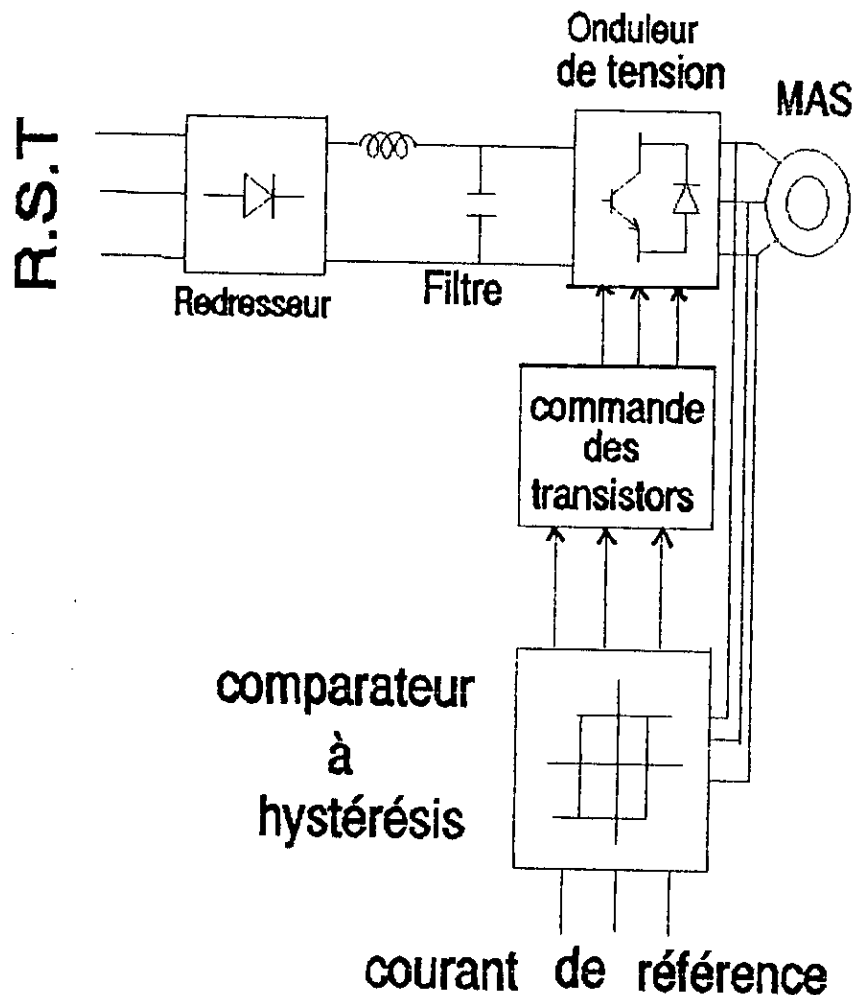


Fig (II-9) : Association redresseur - filtre-onduleur - machine asynchrone.

L'association convertisseur statique-machine asynchrone est modélisé par l'ensemble des équations suivantes:

Tension du réseau :

$$V_1 = V_m \sin Wt$$

$$V_2 = V_m \sin \left(Wt - \frac{2\pi}{3} \right)$$

$$V_3 = V_m \sin \left(Wt - \frac{4\pi}{3} \right)$$

Tension redressée :

$$U_{red} = \max (V_j) - \min (V_j) ; j = 1, 2, 3$$

Tension filtrée :

$$U_{red} = L_f \frac{di_{red}}{dt} + U_{dc}$$

$$\frac{dU_{dc}}{dt} = \frac{1}{C_f} (i_{red} - i_e)$$

équation d'état de l'onduleur :

$$K_i = \begin{cases} -1 & \text{si } i_s > i_{sref} + h/2 \\ +1 & \text{si } i_s < i_{sref} - h/2 \\ K_i^k & \text{si } i_{sref} - h/2 < i_s < i_{sref} + h/2 \end{cases}$$

$$i = 1, 2, 3$$

$$s = a, b, c$$

tension de sortie de l'onduleur :

$$V_a = \frac{U_{dc}}{6} (2 K_1 - K_2 - K_3)$$

$$V_b = \frac{U_{dc}}{6} (- K_1 - 2 K_2 - K_3)$$

$$V_c = \frac{U_{dc}}{6} (- K_1 - K_2 + 2 K_3)$$

transformation (a,b,c) / (d,q)

$$V_{ds} = 2/3 [V_a \cdot \cos(W_s t) + V_b \cdot \cos(W_s t - 2\pi/3) + V_c \cdot \cos(W_s t + 2\pi/3)]$$

$$V_{qs} = -2/3 [V_a \cdot \sin(W_s t) + V_b \cdot \sin(W_s t - 2\pi/3) + V_c \cdot \sin(W_s t + 2\pi/3)]$$

Equation d'état de la machine asynchrone :

$$\frac{d\phi_{ds}}{dt} = V_{ds} - R_s i_{ds} + W_s \phi_{qs}$$

$$\frac{d\phi_{qs}}{dt} = V_{qs} - R_s i_{qs} - W_s \phi_{ds}$$

$$\frac{di_{ds}}{dt} = \frac{1}{T_r L_s \sigma} \phi_{ds} + \frac{W}{L_s \sigma} \phi_{qs} - \frac{1}{\sigma} \left(\frac{1}{T_s} + \frac{1}{T_r} \right) i_{ds} + (W_s - W) i_{qs}$$

$$\frac{di_{qs}}{dt} = - \frac{W}{L_s \sigma} \phi_{ds} + \frac{1}{T_r L_s \sigma} \phi_{qs} - (W_s - W) i_{ds} - \frac{1}{\sigma} \left(\frac{1}{T_s} + \frac{1}{T_r} \right) i_{qs}$$

$$\frac{d\Omega}{dt} = \frac{3}{2} P (i_{qs} \phi_{ds} - i_{ds} \phi_{qs}) - C_r - K_f \Omega$$

transformation (d.q)/(a,b,c)

$$i_a = i_{ds} \cos W_s t - i_{qs} \sin W_s t$$

$$i_b = i_{ds} \cos (W_s t - 2\pi/3) - i_{qs} \sin (W_s t - 2\pi/3)$$

$$i_c = i_{ds} \cos (W_s t + 2\pi/3) - i_{qs} \sin (W_s t + 2\pi/3)$$

Flux statorique:

$$\phi_s = \sqrt{\phi_{ds}^2 + \phi_{qs}^2}$$

SIMULATION NUMERIQUE :

Les résultats de simulation de l'association convertisseur statique - machine asynchrone sont illustrés par les figures (II-9), (II-10), (II-11), (II-12) :

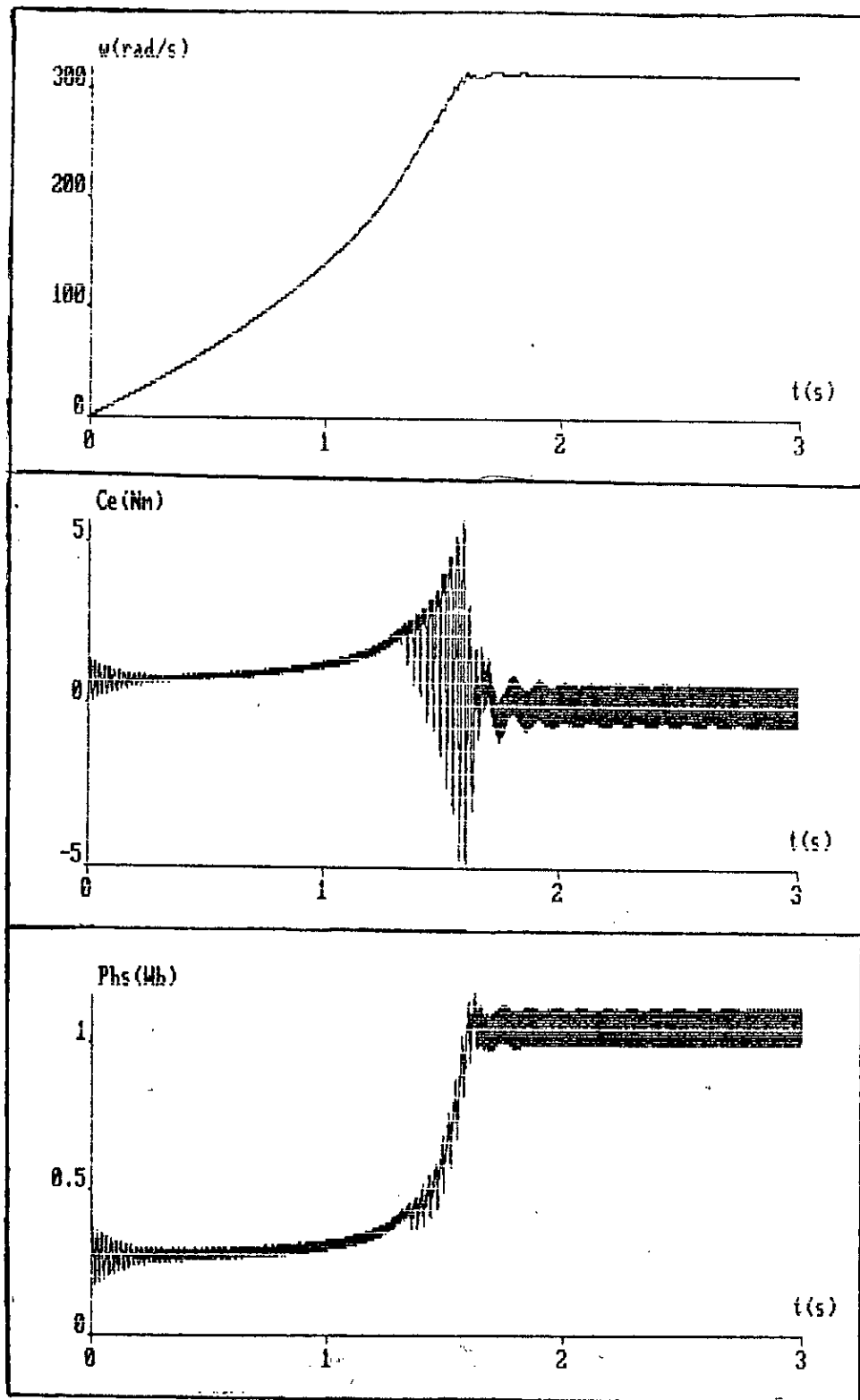


Fig (II-10) : Association onduleur -MAS
 - vitesse de rotation ω
 - couple électromagnétique C_e
 - flux statorique Φ_s

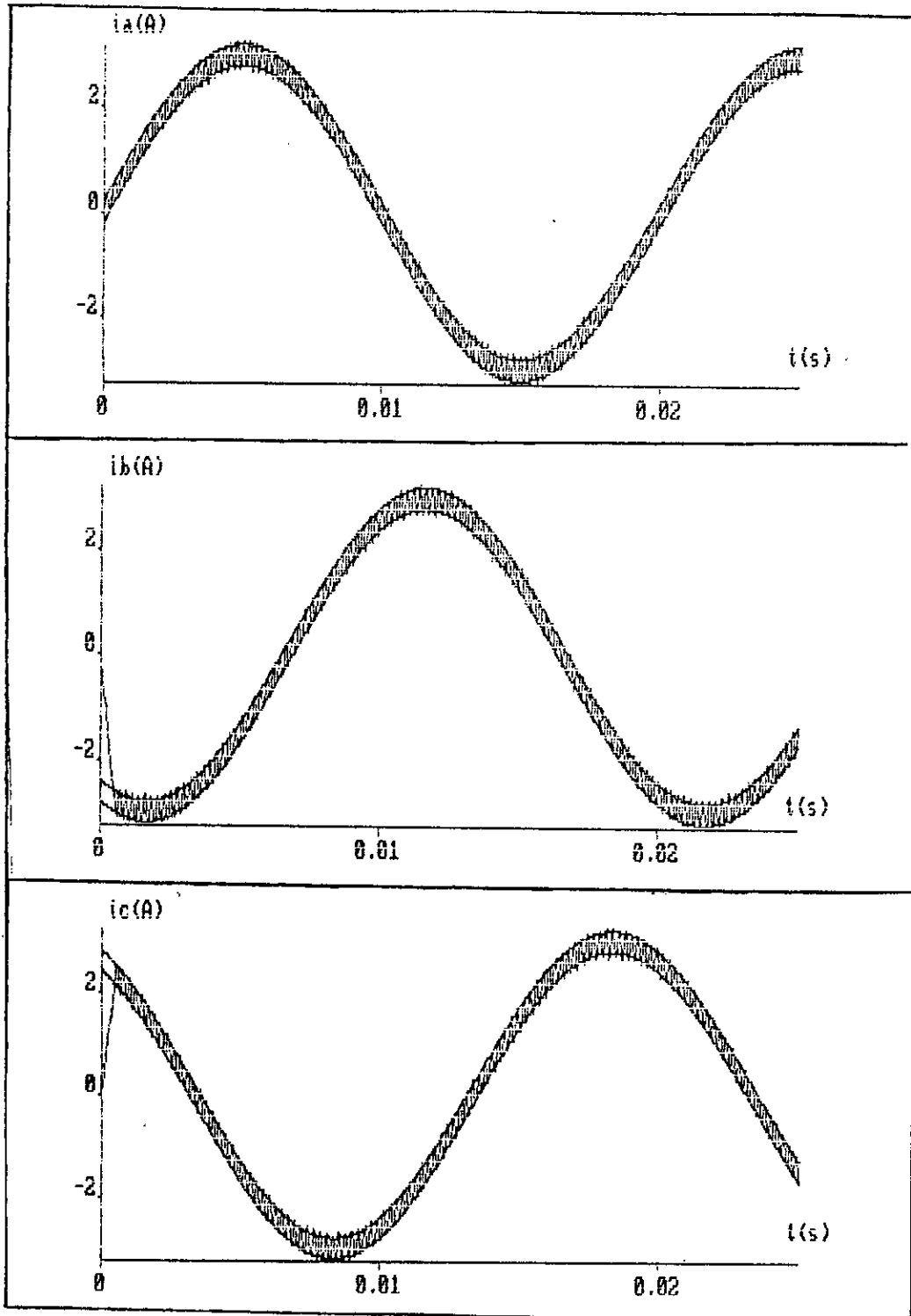


Fig (II-11): association onduleur - MAS
 - courant statorique i_a, i_b et i_c

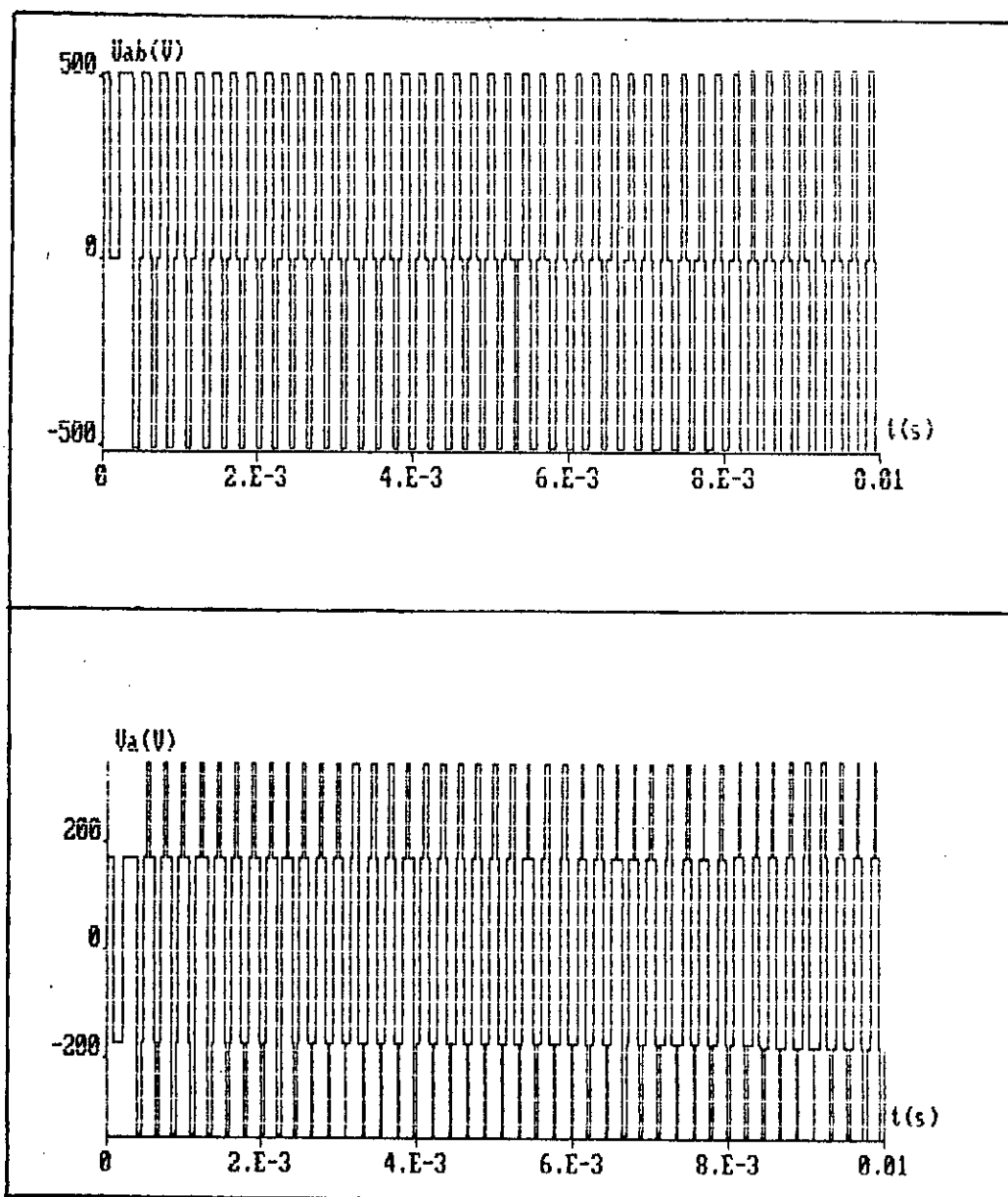


Fig (II-12) : association onduleur - MAS
 - tension composée U_{ab}
 - tension simple V_a

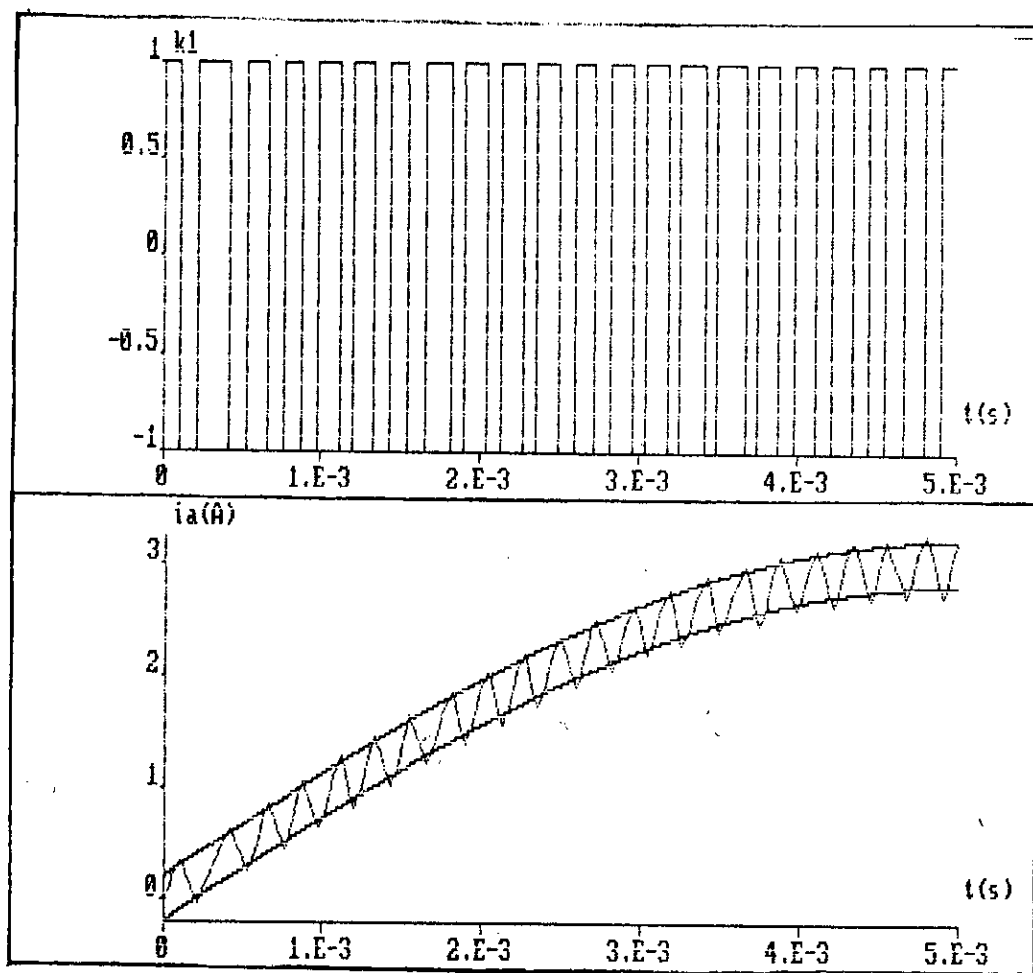


Fig (II-13): signal de commande des transistors (K_1)

INTERPRETATION ET COMMENTAIRES :

Les figures obtenues pour l'association onduleur-machine asynchrone sont différentes aux courbes obtenues pour la simulation du modèle de la machine alimentée par un système de tension sinusoïdale tels que :

- 1- le temps de démarrage est plus long (la machine atteint 3000 tr / mn en 1,6s)
- 2- les allures du couple électromagnétique et du flux statorique sont totalement différentes.

Sur la figure (II-9), nous remarquons que le couple électromagnétique, et le flux statorique sont très ondulés (régime établi), ces ondulations sont dues au choix de la bande d'hysteresis h .

En régime établie et à vide, la valeur moyenne du couple électromagnétique correspond aux pertes par frottement et ventilation.

En régime établi, le flux statorique a une moyenne de 1,1 Wb environ.

La figure (II-10) montre les courants statoriques évoluant à l'intérieur d'une bande de largeur h (0,4 A).

En fin, les courbes obtenues caractérisent une machine alimentée en courant, ceci s'explique par le fait que l'onduleur de tension soit contrôlé en courant et bien que la machine soit alimentée en tension, les tensions de sortie de l'onduleur l'interviennent pas dans la dynamique de la machine, ces tensions ne sont pas des variables de contrôle primaires car elles dépendent des états de l'onduleur qui eux, dépendent des courants de référence imposés comme le montre la figure (II-12).

CONCLUSIONS :

Les conclusions à tirer de ce chapitre sont les suivantes :

La machine asynchrone alimentée en tension est caractérisée par un démarrage rapide.

La machine alimentée par un onduleur de tension contrôlé en courant est caractérisée un démarrage plus long, elle se comporte comme une machine alimentée en courant.

CHAPITRE III

Réalisation pratique

III.1) INTRODUCTION :

la puissance de fonctionnement, le rendement de travail et la structure d'un convertisseur reposent, en majeure partie sur la structure fonctionnelle et la qualité du circuits de puissance et sur les performances offertes par la carte de commande qui elle dépend du principe de la technique de commande adoptée et de sa conception en pratique.[14]

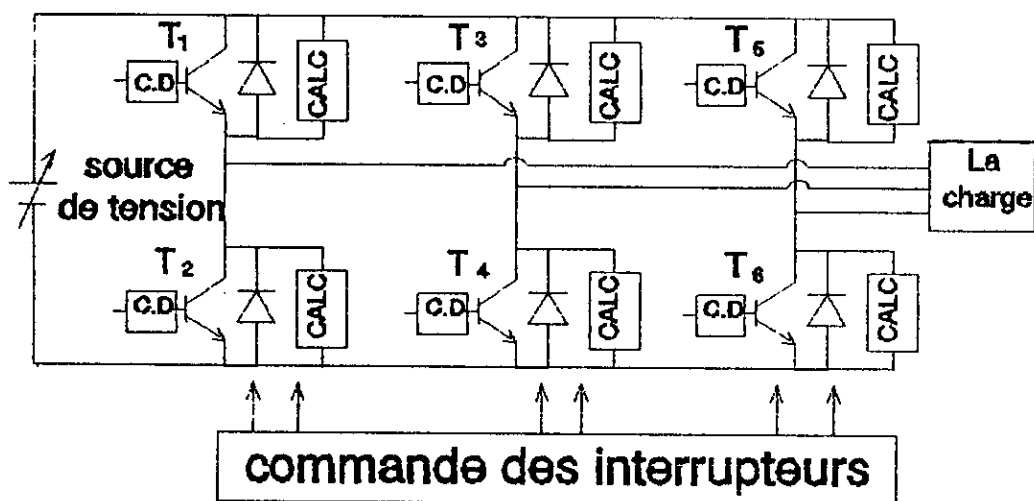
Dans ce chapitre nous présentons l'onduleur de tension réalisé au laboratoire d'électronique de puissance. Le dimensionnement dans différentes parties ainsi que les résultats relevés sont présentés dans ce chapitre.

III.2) CIRCUIT DE PUISSANCE :

L'onduleur de tension est constitué par deux circuits :

- circuit de puissance
- circuit de commande

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



Fig(III-1) : schéma synoptique du circuit de puissance

- T_i : $i= 1, \dots, 6$ représentent les six transistors bipolaires.
- C.D : sont les circuits de base (drivers) .
- C.A.L.C : circuits d'aide à la commutation.

III.2.1) Transistors de puissance :

Les transistors de puissance sont des transistors spécialement adaptés à l'utilisateur dans des convertisseurs statiques, Ils fonctionnent en régime de commutation .

Ils sont:

- soit bloqués (ou ouverts)
- soit passants (ou fermés)

Un transistor de puissance fonctionne à des fréquences très élevées, à condition d'atténuer les pertes dues à la commutation et respecter ses caractéristiques limites.[5]

a) Limite thermique :

Comme tout semi-conducteur le transistor de puissance à une température maximale admissible qu'on ne doit, en aucun cas la dépasser, d'ou la nécessité d'utilisation d'un radiateur, surtout pour les fortes puissances, pour dissiper la chaleur produite par, commutation, et de refroidir donc le composant.

b) Aires de sécurité :

Quatre limites interviennent dans la détermination de l'aire de sécurité d'un transistor :

* Le courant collecteur maximal : I_m

I_m est noté I_c en régime permanent et I_{cm} en impulsions. [5]

* La tension collecteur-émetteur maximale.

Dans ce cas, il importe de distinguer les grandeurs suivantes:

V_{ce0} : tension de claquage lorsque la base est en l'air.

V_{ceR} : tension de claquage lorsque la base est reliée à l'émetteur par une résistance R

V_{ceX} : tension de claquage lorsque la jonction base-émetteur

est polarisée en inverse sous une tension spécifiée
 $V_{ce0\text{ sus}}$: tension de claquage lorsque la base est en l'air
 et lors de la décroissance du courant collecteur
 à
 travers une inductance. [13]

Ces tensions ont des valeurs spécifiées en fonction du
 courant I_c , Les caractéristiques sont données en figure (III-2).

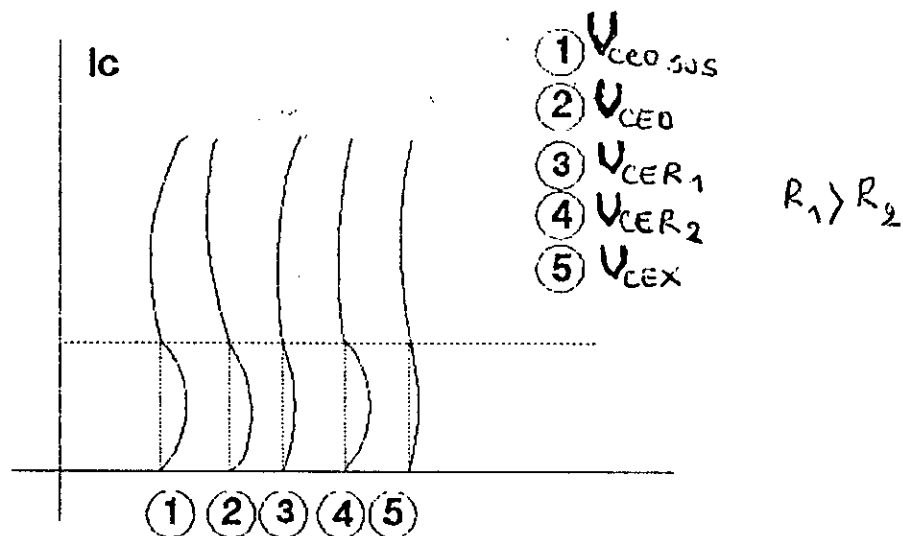


Fig (III-2) : Différentes tensions de claquage

*** La puissance maximale dissipable P_{tot} :**

Elle dépend des conditions de refroidissement du transistor et varie avec température de la jonction (V.fig (III-3)).

En générale, les constructeurs indiquent cette puissance à $25^\circ C$

*** Le phénomène du second claquage :**

Ce phénomène se traduit par une brusque augmentation du courant collecteur I_c accompagnée d'une brusque réduction de V_{ce}

L'aire de sécurité est la zone dans laquelle doit impérativement rester la point de fonctionnement du transistor utilisé en commutation (fig (III-4)). Pour rester dans l'aire de sécurité, il est en général, nécessaire d'utiliser des réseaux de protection.

Remarques importantes :

A l'intérieur même de l'aire de sécurité, on peut distinguer deux zones de fonctionnement, zone à fortes pertes et zone à faible pertes (V.figure (III-5)), Il est vivement conseillé de faire travailler le transistor dans sa zone à faible pertes.

Il est également possible de définir une aire de sécurité de fonctionnement en régime continu (figure (III-6))

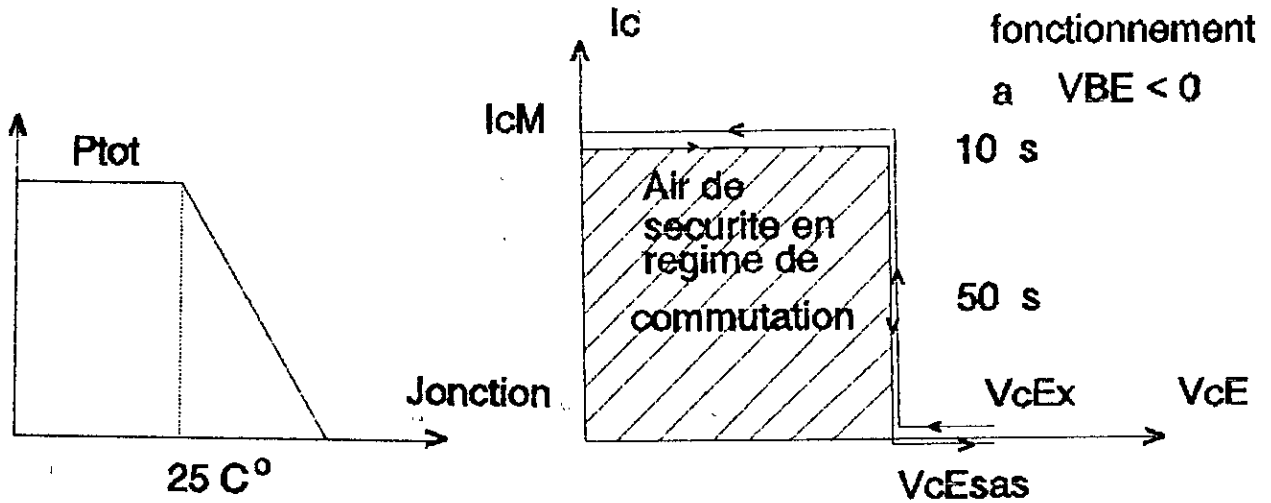


Fig (III-3): puissance maximale dissipante

Fig (III-4): Aire de sécurité du transistor

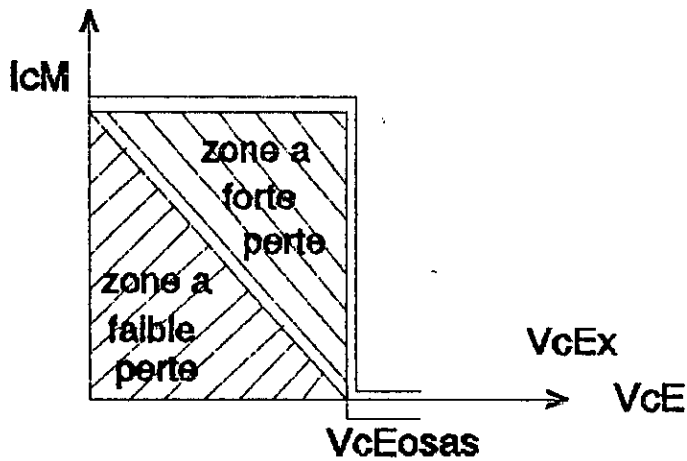


Fig (III-5) Différentes zones de pertes de l'aire de sécurité

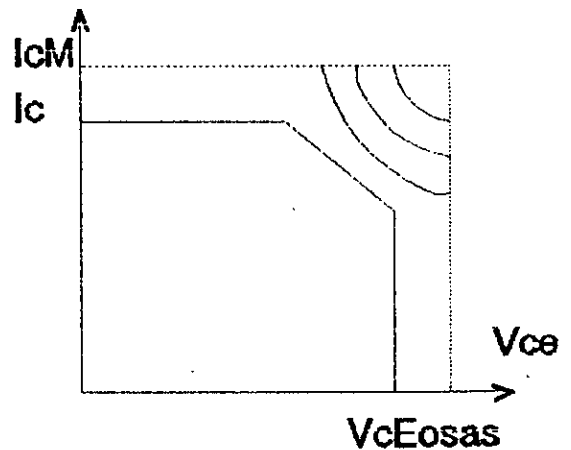


Fig (III.6): Aire de sécurité en régime continu

III.2.2) Circuit d'aide à la commutation :

La commande MLI a l'avantage de donner en sortie de l'onduleur un courant qui s'approche de la sinusoïde et ce pour un nombre de commutation très élevé.

Mais pratiquement toutes ces commutations se font à courant non nul, cela pose un problème des surtensions, des surintensités et échauffement des transistors.[1]

Pour assurer un meilleur fonctionnement avec le minimum de pertes possibles et la protection contre les dv/dt et di/dt , on utilise les circuits d'aide à la commutation qui sont constitués de deux parties :

- Un snubber inductif série (r, L, DL) pour limiter la variation du courant collecteur-emetteur à la fermeture (fig III-7.a)
- Un snubber capacitif parallèle (r, c, Dc) pour limiter la variation de tension à l'ouverture (fig III-7.b)

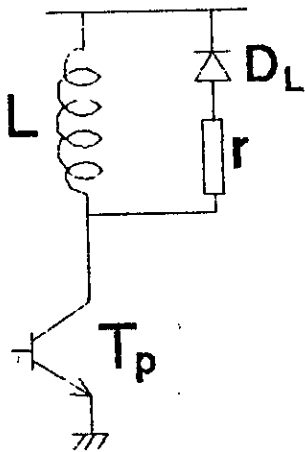


fig III-7.a
CALC à la fermeture

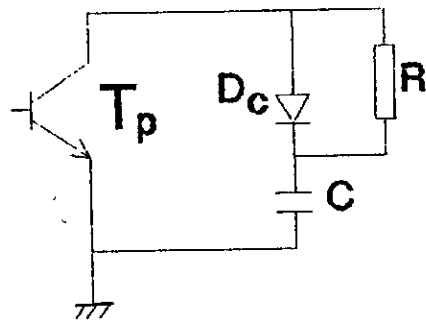
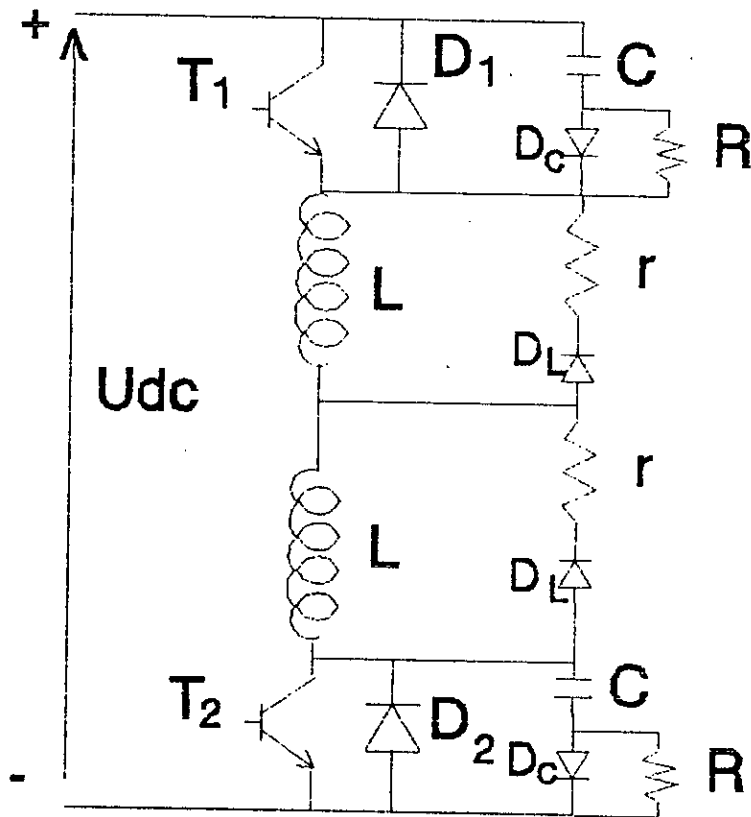


fig III.7.b
CALC à l'ouverture.

Le schéma globale d'un bras de l'onduleur (les deux interrupteurs électronique avec le CALC) est représenté par la figure (III-8).



fig(III-8) : Circuit d'aide à la commutation

- Choix des éléments du CALC :

Le dimensionnement du CALC se base ^{sur} les trois contraintes suivantes :

a) Pertes par commutation dans le transistors :

On ne va tenir compte que de l'énergie dissipée à l'ouverture celle dissipée pendant la fermeture est en effet très faible. [13]

L'expression de la puissance dissipée (à l'ouverture) par commutation pour chaque transistor P_t est donnée par: [1]

$$P_t = m.f \frac{t_f^2}{48 C} \cdot I^2$$

tel que :

m : nombre de commutation pendant une période des grandeurs de sortie.

f : fréquence des grandeurs de sortie ($f = 1/t$)

t_r : temps de l'ouverture.

c : la valeur du condensateur du CALC.

I : la valeur efficace maximal du courant dans la ligne.

b) surtensions :

soient : [1]

$$K_1 = \sqrt{c/2L} \frac{U_{dc}}{I'}, \quad K_2 = \frac{r}{R}, \quad \tau = \frac{L}{r} = RC$$

L'expression de la surtension est la suivantes :

$$\frac{\Delta V}{U_{dc}} = \frac{\sqrt{2}}{K_1} \cdot \exp\left(\frac{1}{\sqrt{1-8K_2}} \operatorname{Arcth}\sqrt{1-8K_2}\right)$$

c) surintensités :

L'expression de la surintensité est donnée par :

$$\frac{\Delta i'}{I\sqrt{2}} = \frac{K_1}{\sqrt{2}} (1 + \sqrt{2K_2} \exp(-\sqrt{2K_2} (\sqrt{2/K_1} + \pi/2)))$$

Remarque :

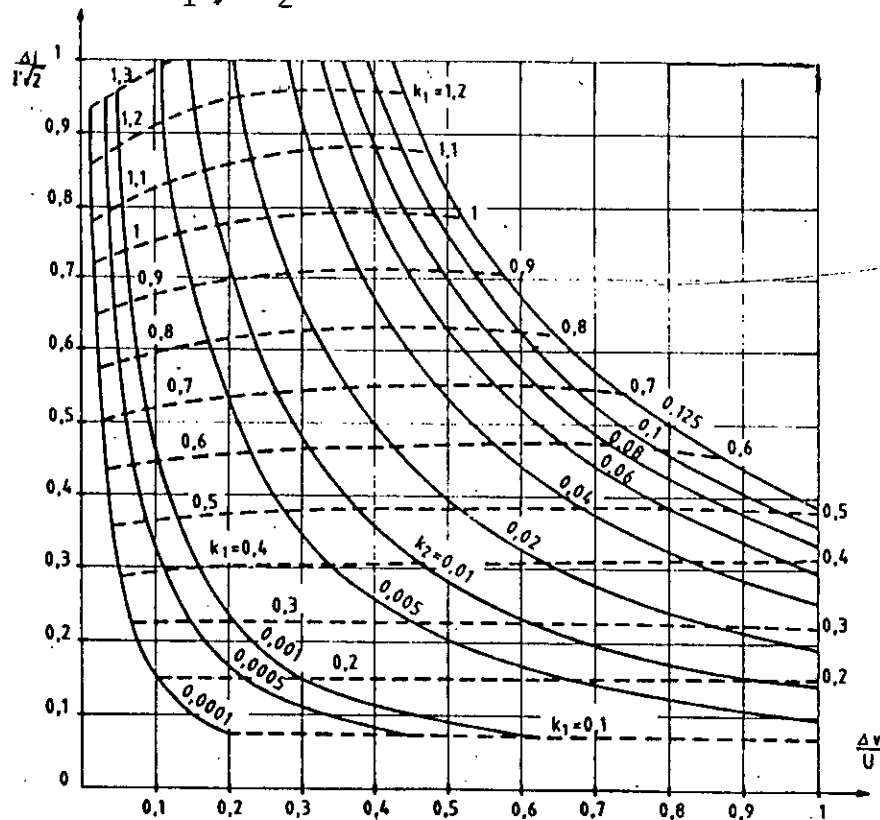
En pratique, on prend généralement r très petit devant R, c'est pour cette raison qu'on a considéré pour ces deux expressions que le cas $8r / R < 1$ (voir la référence 1)

la figure (III - 9) représente les allures des courbes de surtension est surintensité en fonction des paramètres K_1, K_2 et c'est à la base de ces valeurs de K_1 et K_2 qu'on calculera les éléments des snubbers.

$$R = \frac{U_{dc}}{I' K_1 \sqrt{2K_2}}, \quad r = K_2 R$$

$$C = \tau/R = (I'/U_{dc}) \cdot \tau K_1 \sqrt{2K_2} ,$$

$$L = \tau.r .$$



Fig(III-9): Allures des courbes de surtension et surtintensité en fonction des paramètres K_1 et K_2 . [1]

III.2.3) Circuit de base :

Pour bénéficier pleinement des remarquables des transistors de commutation modernes. il est préférable de l'associer à des circuits de basse (drivers), eux même performants. Si de plus la sécurité totale des commutateurs est recherchée quelque soient les conditions de fonctionnement, il est nécessaire d'ajouter aux circuits de commande des circuits de surveillance et de protection. [16]

Le circuit intégré L'UAA 4002 permet d'assurer à lui seul les fonctions de commande de base et de protection efficace du transistor en commutation avec un minimum de pertes, en assurant une commande rapide.

a) Description de L'UAA 4002

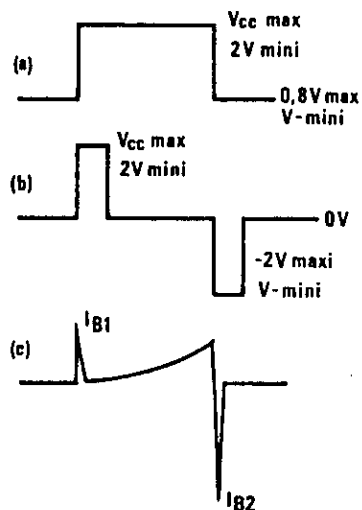
Ce circuit intégré de 16 broches standard, requiert une alimentation tension positive V_{cc} . fournissant une tension entre 7 et 14 V, et une alimentation négative, dont la valeur absolue doit être supérieure ou égale à 1V. Il reçoit des signaux de commande sous forme des signaux digitaux, ou par impulsions alternées, et les convertit en courant de base appliqué au transistor de puissance.

La commande de L'UAA 4002 s'effectue de deux façons suivant l'état de la broche de sélection SE :

a/ Si SE est au niveau haut (broche 4 non connectée) la commande se fait par niveau.

b/ Si SE est au niveau bas (broche 4 à la masse) la commande se fait par impulsions alternées.

La figure (III-10) illustre les deux types de signal de commande et le signale fourni par L'UAA 4002 (courant de base).



Fig(III-10):Signaux de commande de l'UAA 4002

a: entrée logique

b: impulsions alternées

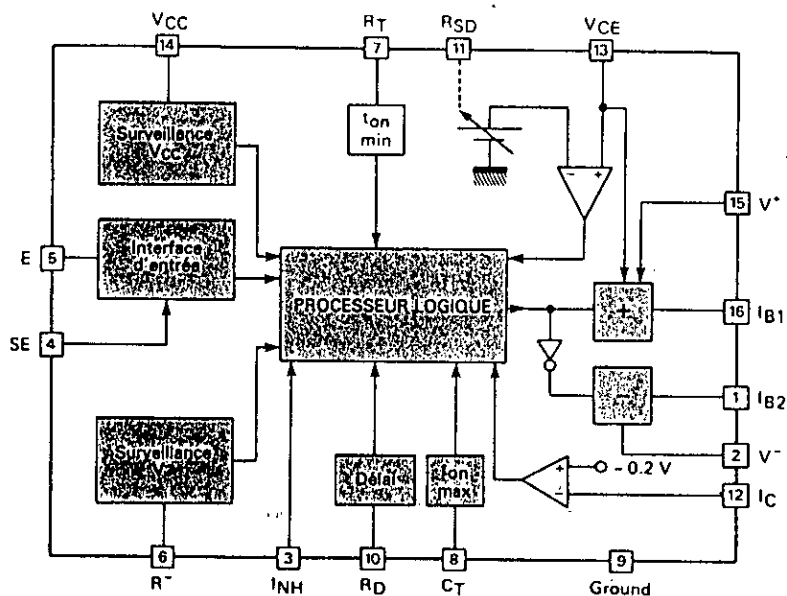
c: courant de base fourni par l'UAA 4002

Le courant de base est autorégulé, de façon à maintenir le transistor en quasi-saturation ,réduisant ainsi le temps de

stockage à l'ouverture. Il a une valeur maximale de 0,5A, et peut être amplifié par adjonction des transistors extérieurs.

Le courant de blocage fourni par L'UAA 4002, peut atteindre 3A, assurant ainsi une décroissance rapide du courant collecteur.

Bloc - diagramme du circuit L'UAA 4002 est représenté par la figure (III-11).



Fig(III-11): bloc - diagramme du UAA 4002 .

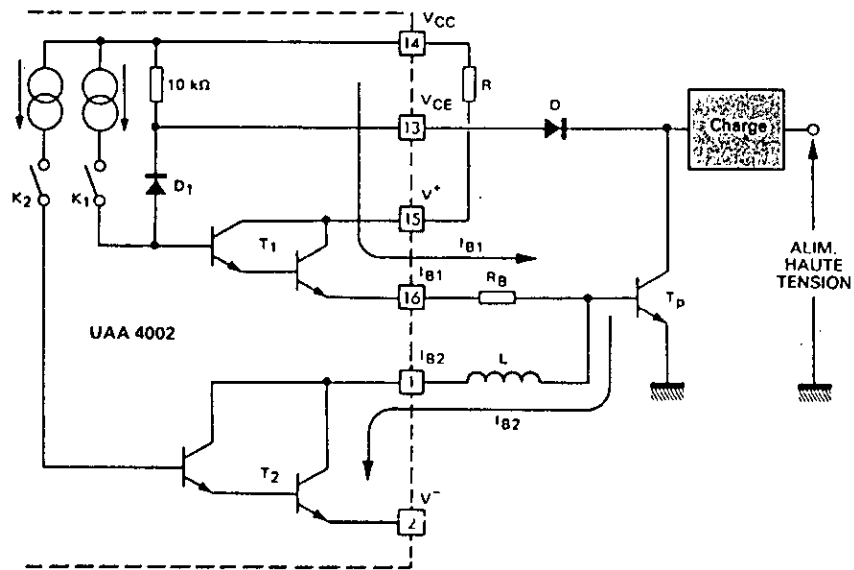
b) Etude de l'étage de sortie de L'UAA 4002 :

La sortie de L'UAA 4002 est constituée de 2 étages:

- Un ~~de~~ étage positif autorégulant assurant la conduction du transistor puissance, et un étage négatif assurant son blocage (V figure(III-12) par la fermeture de l'interrupteur K, ainsi le darlington T_1 conduit un courant de base I_{b1} autorégulé de façon à maintenir le transistor de puissance en quasi-saturation (plus celui-ci se)). La mise en conduction du transistor de puissance est obtenue sature plus les diodes D et D_1 dérivent une part importante de courant de base de T_1). Quelque soit le gain du transistor utilisé le courant prend la valeur nécessaire à la quasi-saturation, la commutation est donc optimisée.

- un étage négatif assure le blocage du transistor de puissance par l'ouverture de K_1 et la fermeture de K_2 , d'ou un fort courant de la base négatif appliqué au transistor de

puissance provoquant la décroissance rapide du courant collecteur.

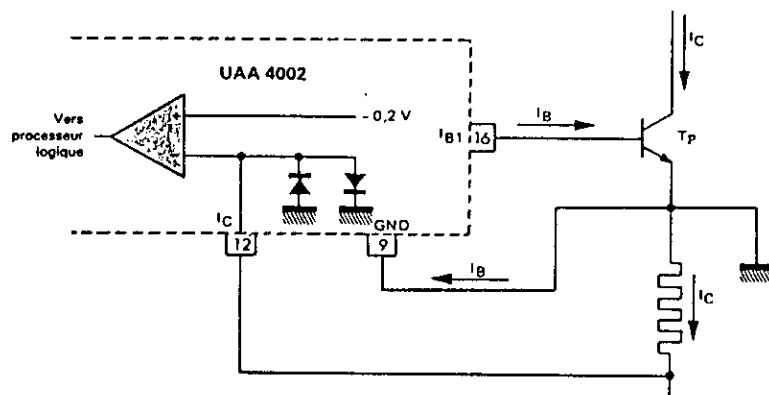


Fig(III-12): Etage de sortie de L'UAA 4002 .

c) Fonction de sécurité de L'UAA 4002 :

- Limitation du courant collecteur :

L'image du courant collecteur est obtenus à travers un shunt inséré dans le retour négative de l'alimentation de puissance; dès que la tension aux bornes du shunt dépasse $-0,2$, L'UAA 4002 bloque le transistor grâce à un comparateur rapide dont le seuil de déclenchement est de $-0,2V$ (V. figure(III-13)).



fig(III-13): mesure de courant collecteur

- Protection contre la désaturation

La tension collecteur émetteur VCE est mesurée sur l'anode d'antisaturation, pendant la conduction, et dès qu'elle dépasse un certain seuil (5V pour L'UAA 4002), il y a blocage immédiat du transistor de puissance jusqu'à la fin de la période de conduction.

- Surveillance des tensions d'alimentation

Il surveille les tensions d'alimentation et empêche les commutations de conduction si ces alimentations ne sont pas correctement établies.

- Surveillance des temps de conduction

Le temps minimal de conduction doit être programmé de façon à assurer au condensateur du CALC le temps nécessaire à sa décharge.

- Fonction délai

Un retard de 1 à 20 micro-secondes peut être introduit entre le front montant du signal de commande et le début de la conduction en sortie. On peut ainsi éviter une conduction simultanée de plusieurs éléments commutant de façon séquentielle.

Le schéma du circuit de base est représenté par la figure (III-14).

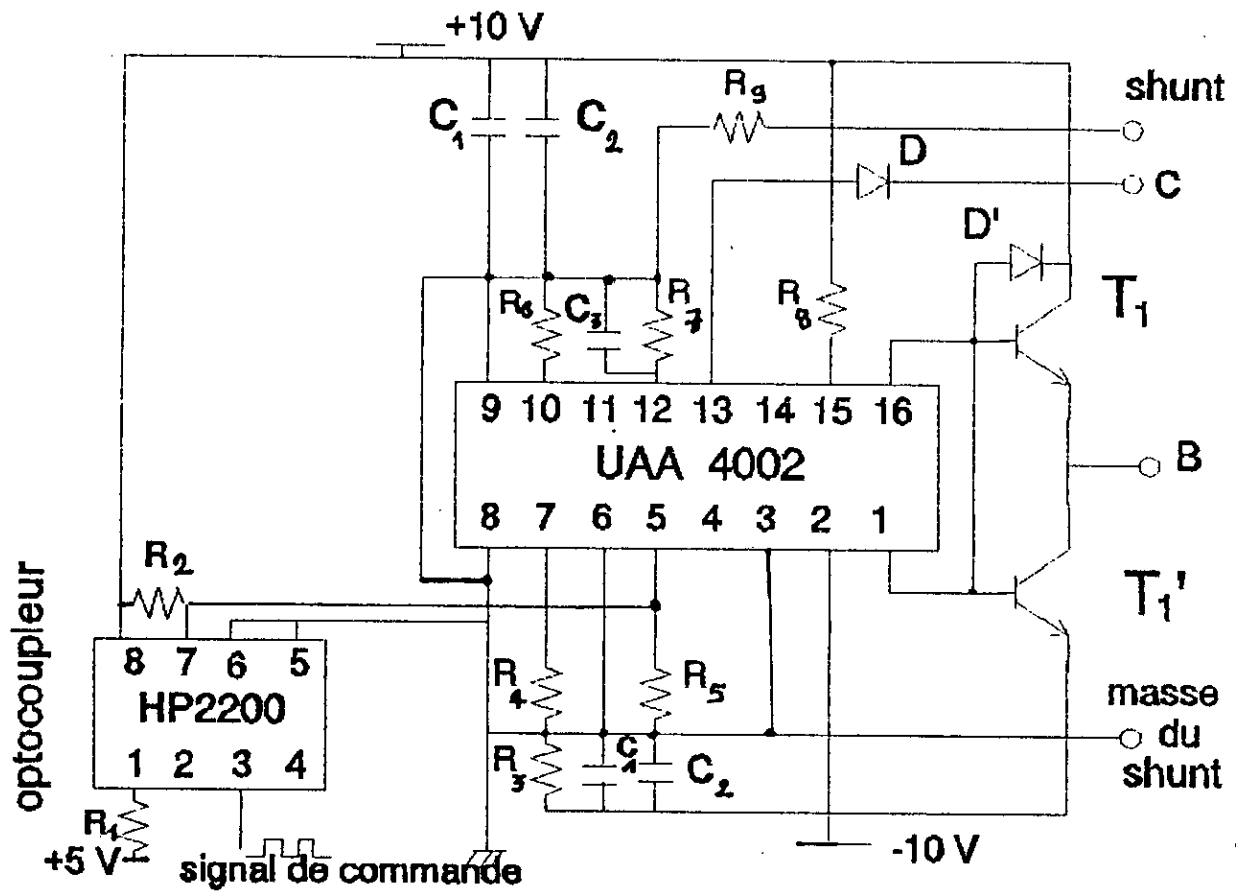


fig (III-14): Schéma global de circuit de base (driver)

Remarque

Le circuit de base est accompagné d'un optocoupleur logique HP 2200 dont le but est de protéger le circuit de commande, car il permet en fait une isolation galvanique entre le circuit et le circuit de puissance.

III.2. CIRCUIT DE COMMANDE :

Le circuit de commande se compose de plusieurs étages à savoir :

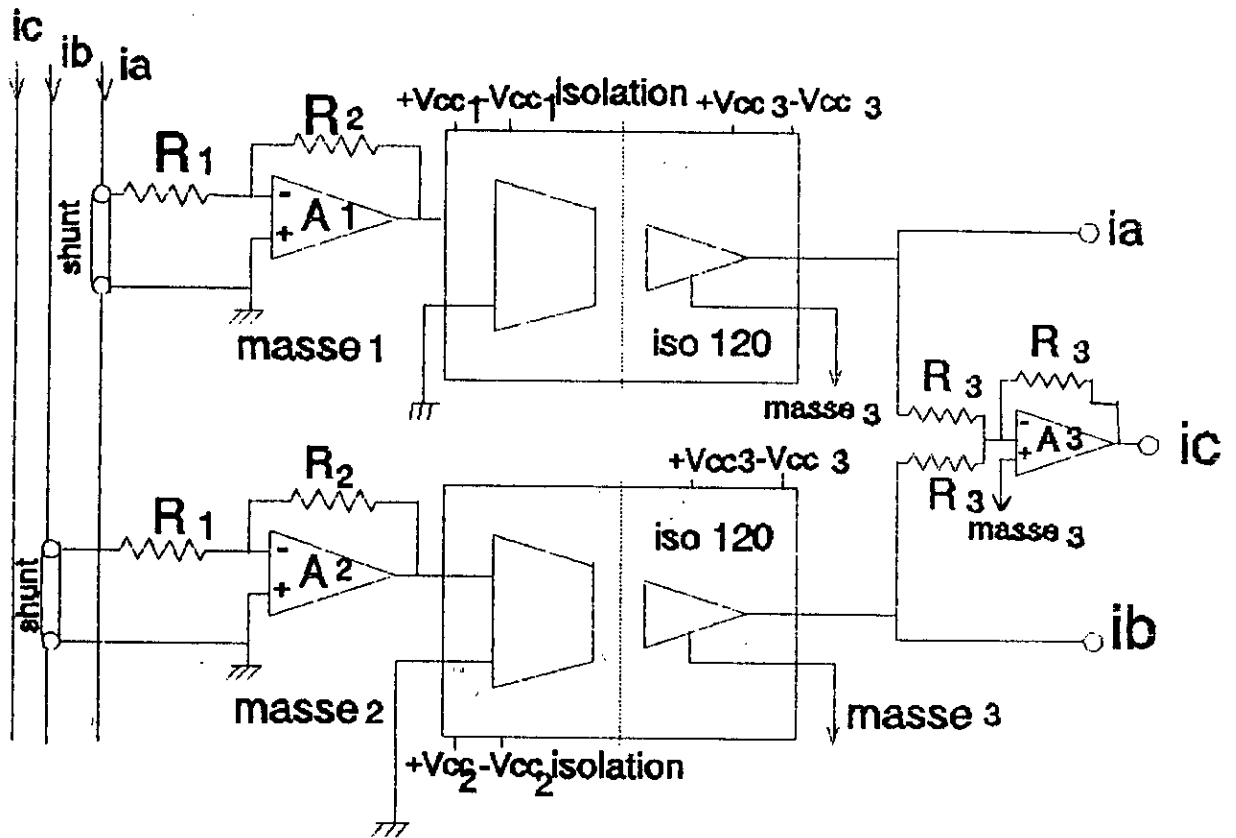
- Un étage E1 pour la mesure des courant i_a , i_b , i_c à la sortie de l'onduleur.
- Un étage E2 pour la génération des trois courants de référence i_{aref} , i_{bref} , et i_{cref}
- Un étage E3 pour la comparaison des courants mesures aux courants de référence.
- Un étage E4 pour la génération des signaux de commande des transistors T_1 , T_2 , T_3 , T_4 , T_5 , et T_6 , ces signaux sont en fonction des courant mesures i_a , i_b , i_c par rapport aux courants des référence i_{aref} , i_{bref} et i_{cref} .

III.2.1 Circuit de mesure des courant à la sortie de l'onduleur

Le circuit de mesure des courants i_a , i_b et i_c doit satisfaire deux conditions très importantes :

- La complète isolation galvanique entre le circuit puissance et de commande.
- La transmission rapide et sans déformation de la forme des ondes des courants mesurés.

En effet pour cela le circuit adopté est illustré par la figure (III-15) permet grâce à un circuit intégré spécial ISO 120 une isolation électrique entre le circuit de commande et le circuit de puissance, avec une transmission rapide et sans déformation de la forme de l'onde des courants mesurés i_a , i_b , i_c .



fig(III-15): Schéma de circuit de mesure.

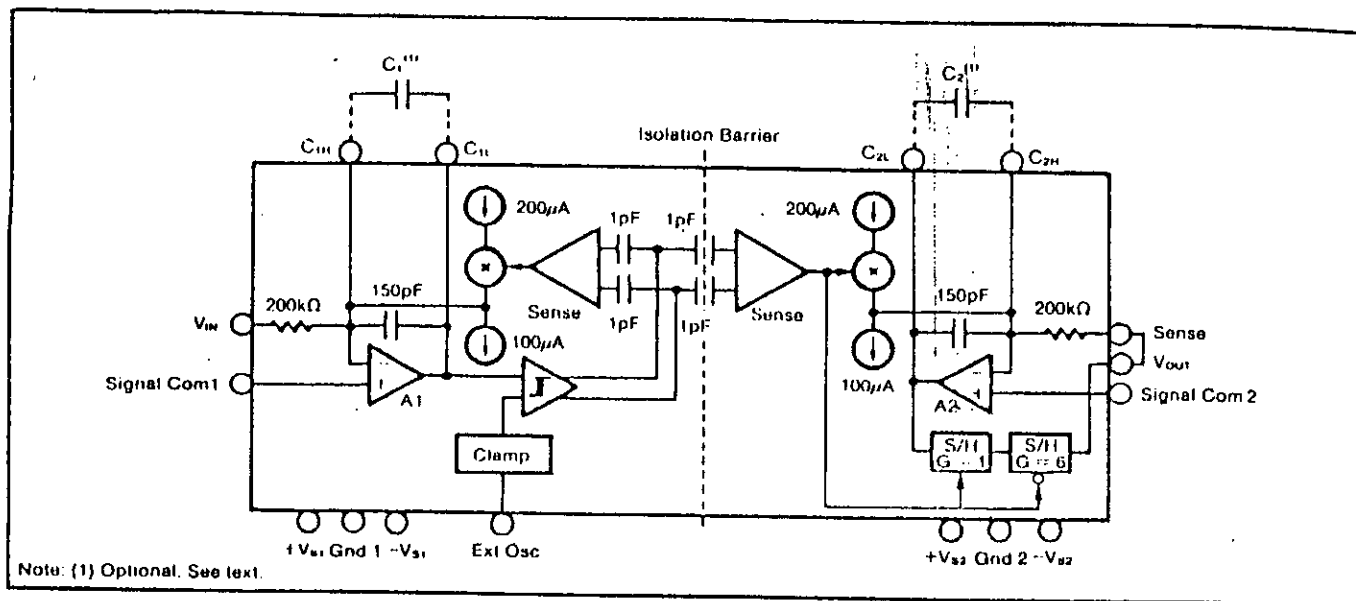
Remarque:

Les amplificateurs opérationnels A1, A2, figurant dans le circuit de la figure (III-15) ont le rôle d'amplifier les signaux prélevés aux bornes des shunts, A3 a le rôle de sommer les deux signaux mesurés pour obtenir le troisième courant, car si on suppose que la charge est équilibré le courant $i_c = -(i_a + i_b)$.

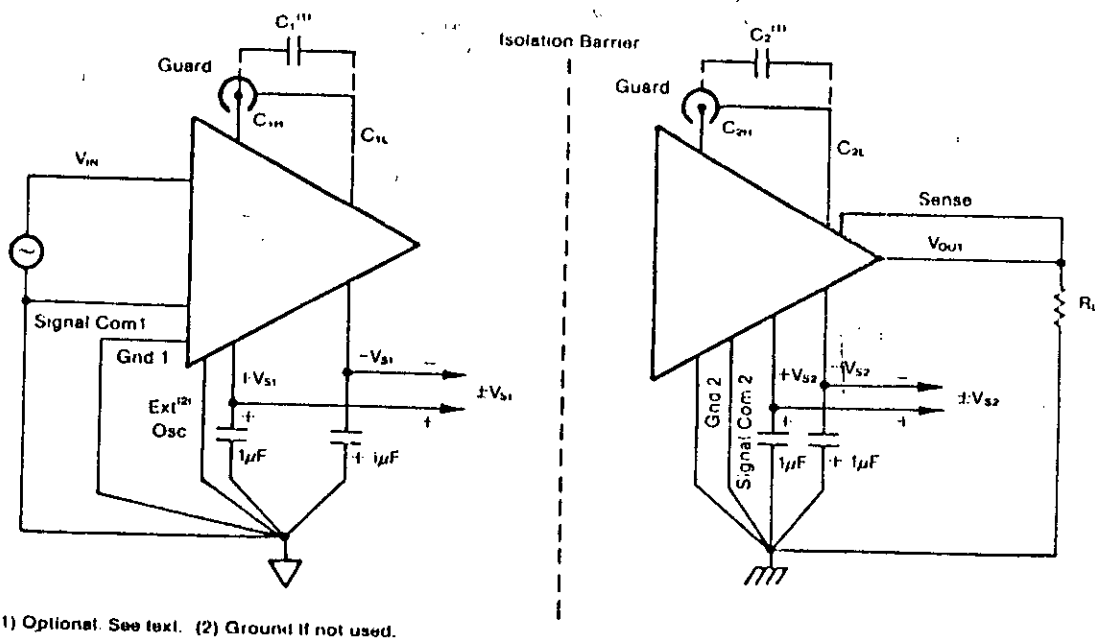
Description de l'ISO 120

L'ISO 120 est un circuit spécial qui permet d'amplifier et d'isoler galvaniquement un signal électrique avec une très grande pression. Le principe de fonctionnement de ce circuit est basé sur la technique modulation-démodulation, le signal se transmette digitalement à travers une barrière d'isolation de capacité différentiel de 2pf, dont la modulation digital n'affecte pas le signal d'entrée.[17]

La figure(III-16) représente le block - diagramme de ce circuit, le câblage de circuit est illustré par la figure (III-17) et quelque caractéristiques sont signalés en annexe(c).



Fig(III-16): block-diagramme de l' ISO 120.



Fig(III-17): Câblage de l'ISO 120.

III.2.2 Circuit générateur des courants de référence

La technique "Delta" à contrôle de courant est basé sur la comparaison par hystérésis d'un courant de référence par rapport au courant mesuré en effet l'onduleur triphasé commandé par la stratégie "delta" nécessite trois signaux de référence, sinusoïdales de même fréquence et même amplitude, mais décalés de $2\pi/3$.

Le circuit oscillateur triphasé illustré par la figure (III-18) représente le circuit générateur des courants de référence.[4]

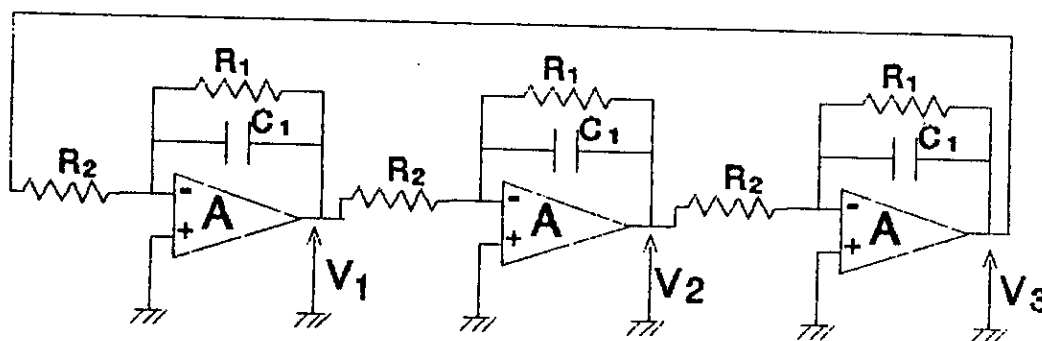


Fig (III-18): le schéma de circuit générateur des courants de référence.

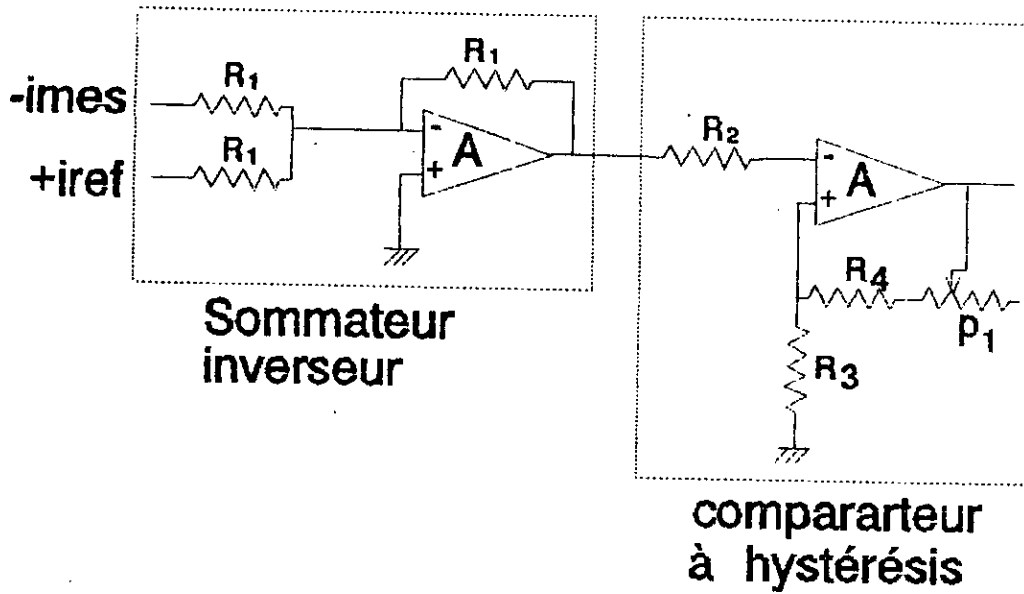
III.2.3 Circuit de comparaison des courants mesurés aux courants de référence

Le circuit de comparaison est constitué par deux sous - circuits, le premier est un sommateur inverseur, et le deuxième est un comparateur à hystérésis "trigger de schmitt", dont le rôle de ce circuit est de comparer le courant mesuré au courant de référence pour générer un signal de commande, pour attaquer les interrupteurs de l'onduleur ,Le fonctionnement de ce circuit est donné par les séquences suivantes :

Si $i = i_{mes} - i_{ref} > h/2$ le signal de sortie bascule de + Vcc à - Vcc.

Si $i = i_{mes} - i_{ref} < -h/2$ le signal de sortie bascule de -Vcc à + Vcc.

La figure (III-19) représente le schéma de circuit de comparaison.



FIG(III-19): schéma de circuit de comparaison.

La bande h de comparaison est donnée par la relation :

$$h = \frac{2R_3}{R_3 + R_4 + P_1}$$

Remarque:

Pour notre étude, en utilisant deux autres circuits identiques au circuit illustré par la figure (III-20).

III 2.4. Circuit générateur des signaux de commande

Le signal de sortie de comparaison est un signal carré de (+Vcc, -Vcc), mais le circuit driver est commandé par un signal digital (5V, 0V), donc il faut convertir le signal de sortie du comparateur au signal logique, d'autre part le bras i ($i = 1, 2, 3,$) de l'onduleur est attaqué par deux signaux complémentaires.

La figure (III-20) illustre le circuit générateur des signaux de commande pour un seul bras de l'onduleur, les circuits générateur des signaux de commande pour les deux autres bras sont identiques au circuit signalé.

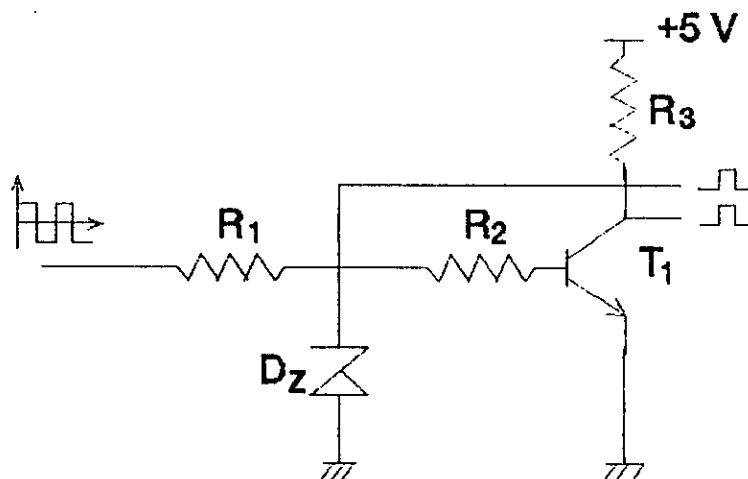


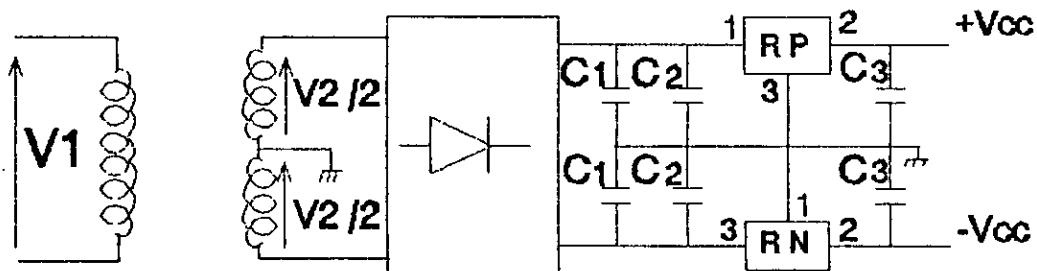
Fig (III-20): circuit générateur des signaux de commande.

III.3 LES ALIMENTATIONS STABILISEES

On a besoin de sept alimentation stabilisée $+V_{cc}/-V_{cc}$,
Ces alimentations sont réalisées à base des régulateurs:

- LAS 1510 pour la tension positive
- LAS 1810 pour la tension négative

Le schéma de l'alimentation stabilisée est représenté
par la figure(III-23).



fig(III-21): schéma de l'alimentation stabilisée.

III.4 RESULTATS DES ESSAIS EXPERIMENTAUX :

Lors de la réalisation pratique on a fait plusieurs essais sur le circuit de commande ainsi sur le circuit de puissance, on a obtenu les résultats suivants :

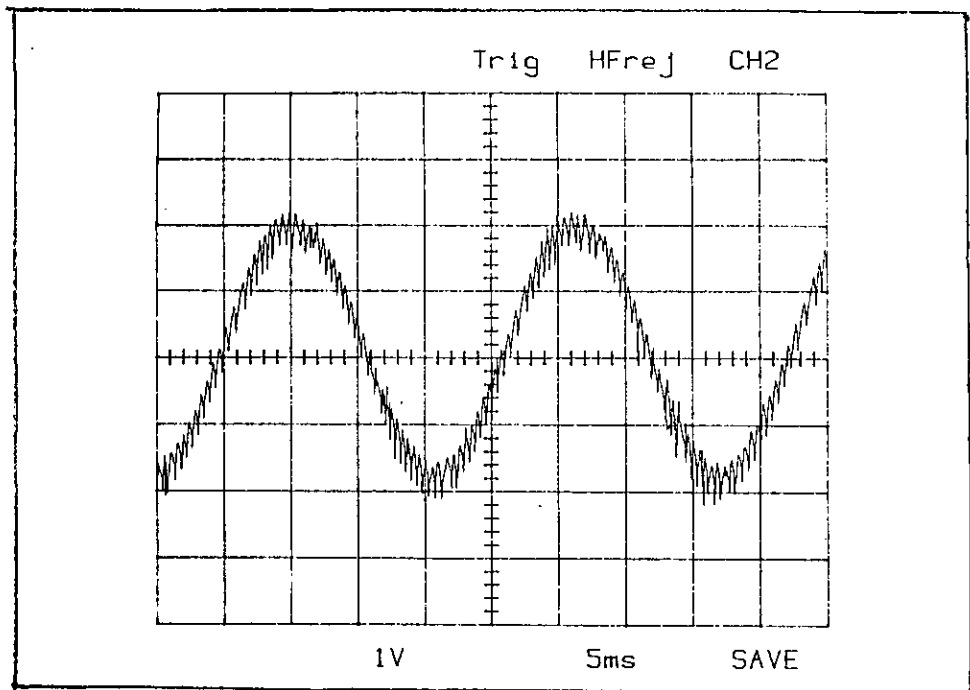
- La Fig (III-22) : montre la forme du courant de phase
- La Fig (III-23) : montre le courant de référence.
- La Fig (III-24) : représente le courant à la sortie de l'ISO 120
- La Fig (III-25) : montre les deux signaux complémentaires à la sortie de la carte de commande.
- La Fig (III-26) : illustre le signal à la sortie de l'UAA 4002
- La Fig (III-27) : illustre la tension composée U_{ab}
- La Fig (III-28) : représente la tension simple de la machine .

Les résultats obtenus montrent le bon fonctionnement de circuit de commande ainsi le circuit de puissance tels que:

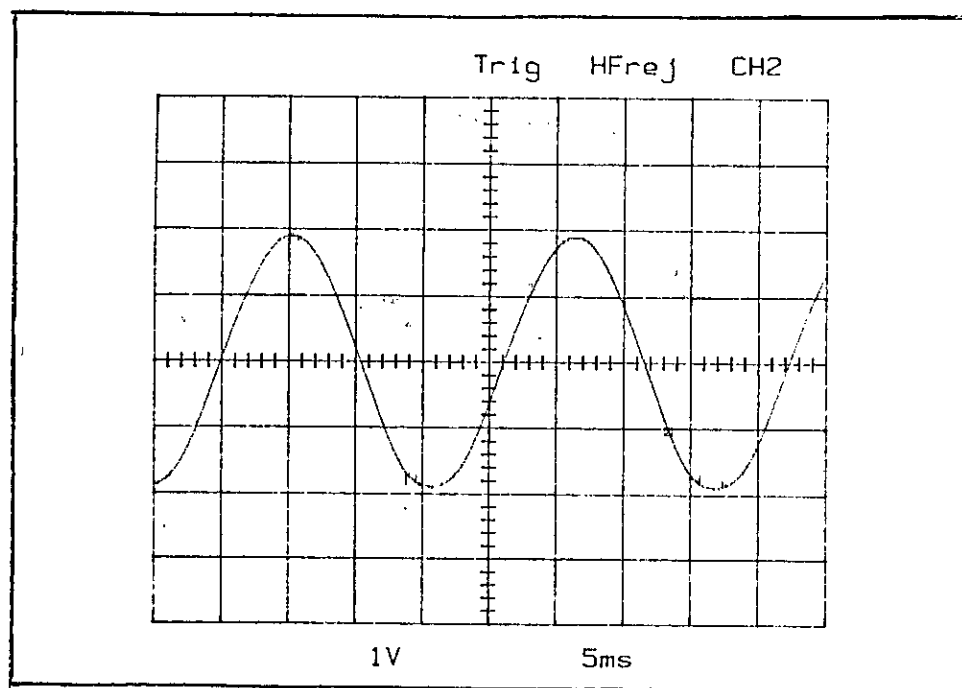
-le courant de ligne est bien évolué dans une bande d'hystérésis ou tour d'un courant de référence

- L'ISO 120 assure une bonne isolation galvanique avec une transmission de signal mesuré son déformation.

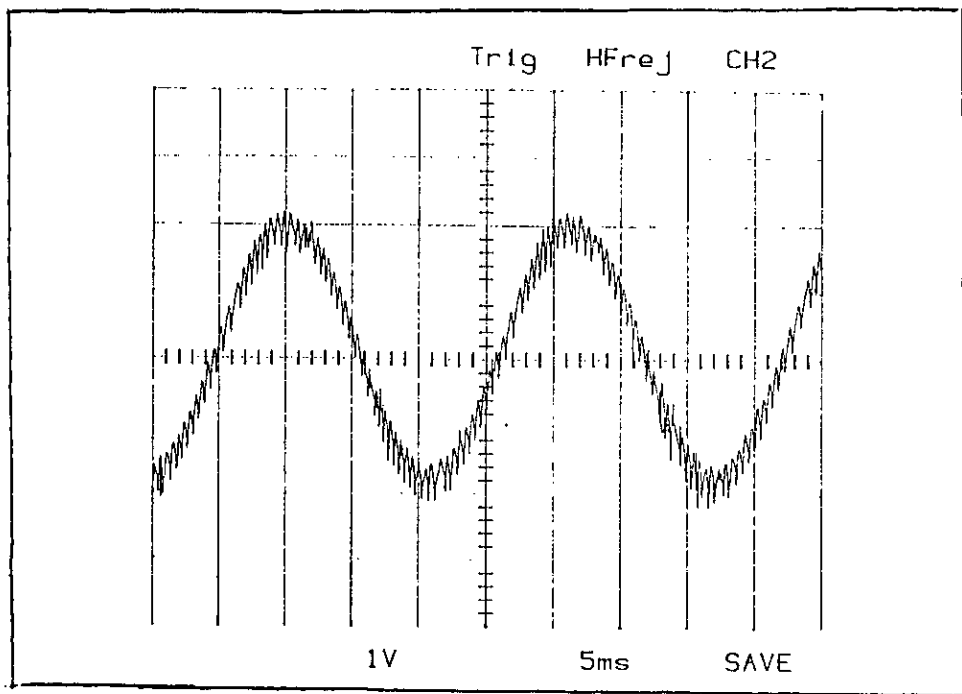
L'utilisation du circuit intégré UAA 4002 a permis un bon fonctionnement du transistor.



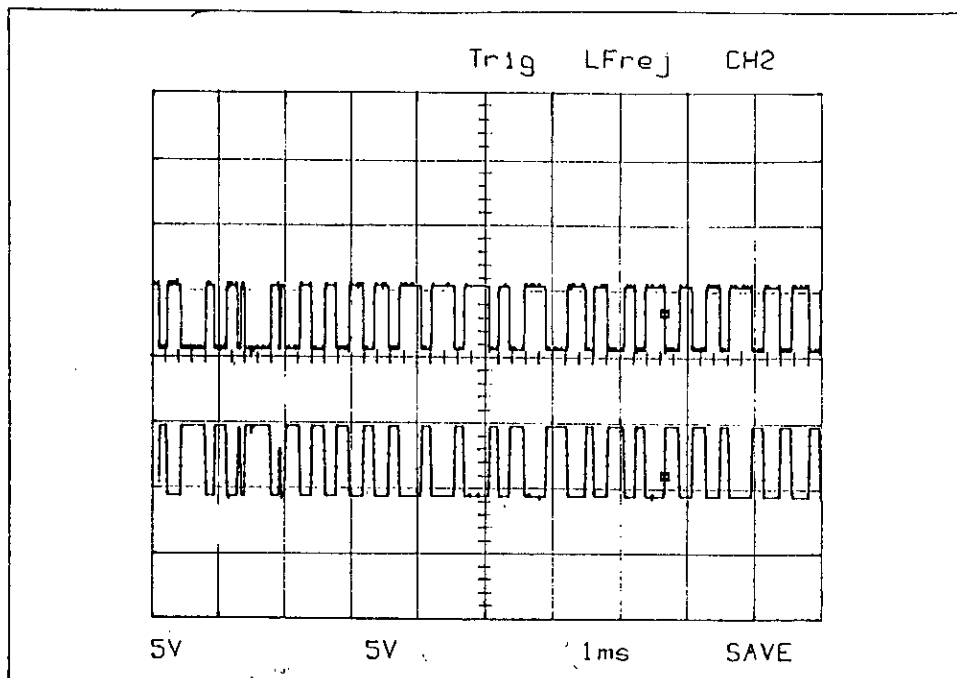
Fig(III-22): Le courant de la ligne



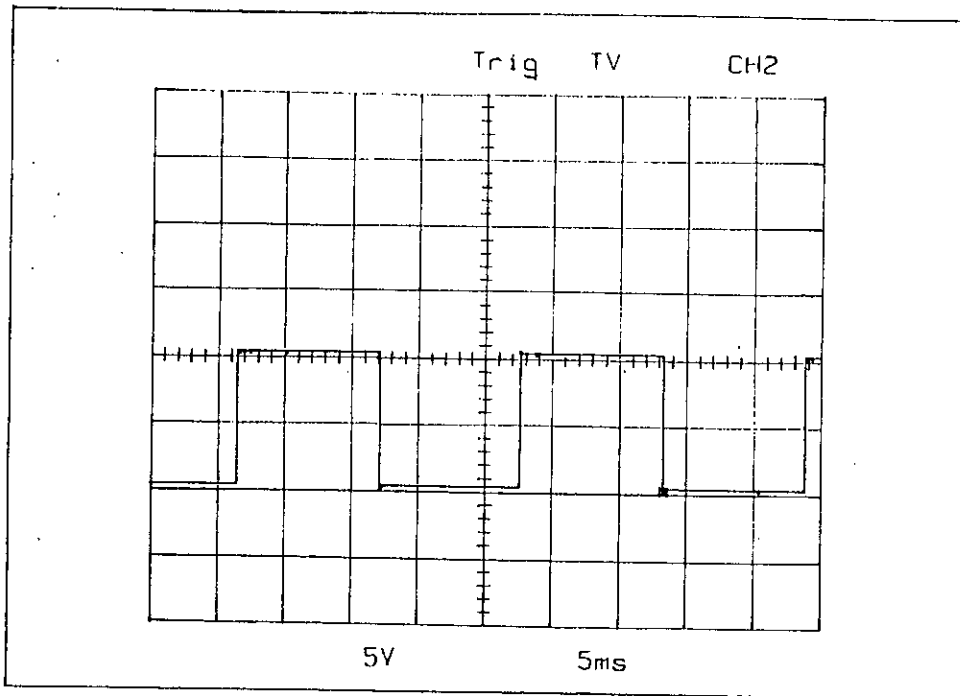
Fig(III-23): Le courant de référence.



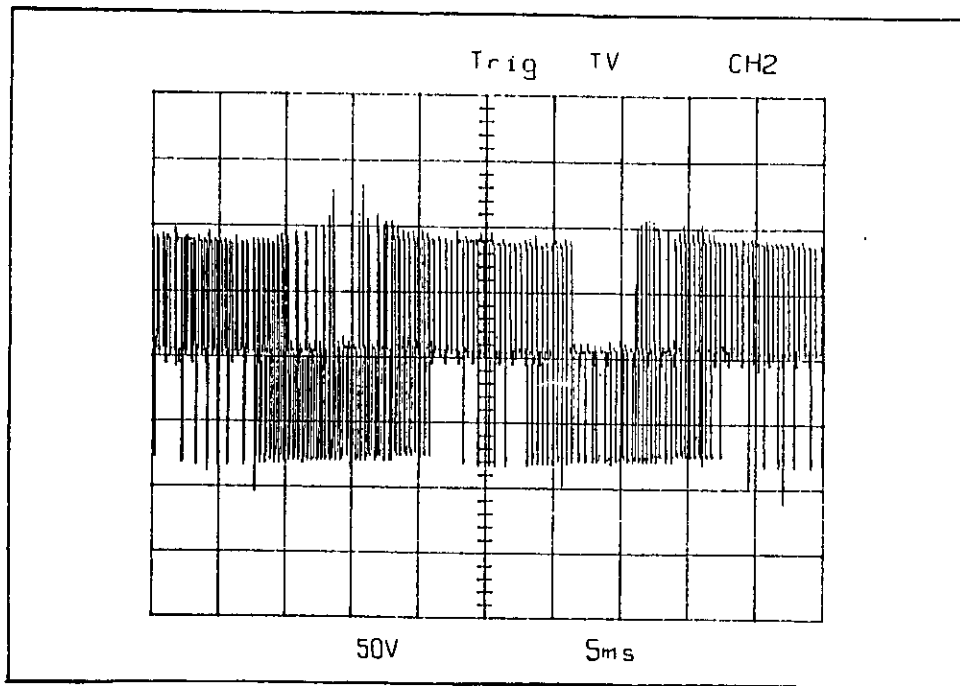
Fig(III-24):Le courant à la sortie de l'ISO 120



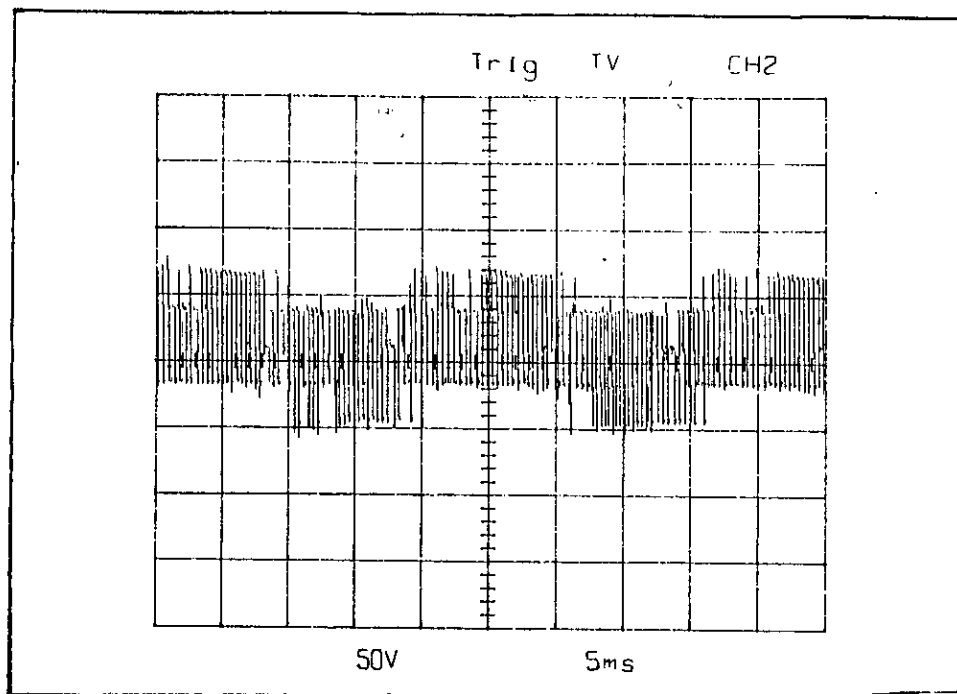
Fig(III-25):Les deux signaux complémentaires a la sortie de la carte de commande



Fig(III-26): Le signal à la sortie de l'UAA 4002.



Fig(III-27): La tension composée



Fig(III-28): La tension simple.

CONCLUSION GENERALE

CONCLUSION GENERALE :

Dans ce mémoire, nous avons apporté une contribution à l'étude et à la réalisation pratique de l'onduleur de tension à MLI, contrôlé en courant, alimentant une machine asynchrone.

Dans le premier chapitre, nous avons présenté une étude des différentes stratégies de modulation, l'ensemble de ces stratégies permettent de rejeter les harmoniques de tension vers les fréquences élevées, et l'obtention d'un courant de forme d'onde proche de la sinusoïde.

Après modélisation mathématique de l'association onduleur - machine asynchrone, les résultats obtenus par la simulation numérique se rapprochent à ceux obtenus par l'expérimentation.

La réalisation pratique a montré que les résultats obtenus sont satisfaisants surtout pour le circuit de commande.

Le circuit intégré spécialisé ISO 120 utilisé pour l'isolation galvanique a permis un bon fonctionnement de la carte commande.

L'utilisation du circuit intégré UAA 1002 a permis une commande de base directe et optimisée des transistors de puissance

La machine asynchrone alimentée par un onduleur de tension contrôlé en courant est caractérisée par un démarrage plus long.

Annexe A

La machine utilisé porte la plaque signalétique les indications suivantes :

- Puissance nominale : $P = 1,1 \text{ KW}$
- Frequence : $f = 50 \text{ Hz}$
- Nombre de paire de pôle : $P = 1$
- Tension d'alimentation : $220 / 380 \text{ V}$
- Courant Nominal : $4,4 / 2,6 \text{ A}$

son identification a donné les paramètres suivants :

- La resistance statorique : $R_s = 7 \Omega$
- La resistance rotorique : $R_r = 6,2 \Omega$
- L'inductance statorique : $L_s = 0,792 \text{ H}$
- L'inductance rotorique : $L_r = 0,792 \text{ H}$
- La mutuelle : $M = 0,769 \text{ H}$
- L'inertie des masses tournantes : $J = 0,66 * 10^{-2} \text{ Nm/rds}^{-2}$
- Coéfficient de fronttement : $K_f = 2,83 * 10^{-7} \text{ Nm/rds}^{-1}$

Annexe B

Caractéristiques des transistors

1/ SKC25B75

$$V_{ceV} = 750 \text{ V}$$

$$V_{ce0 \text{ sus}} = 400 \text{ V}$$

$$I_c = 25 \text{ A}$$

$$I_{cm} (t_p = 20\mu s) = 40 \text{ A}$$

$$C_{cesat} = 0,6 \text{ V}$$

$$H_{21} = 20 \text{ V}$$

$$P_{tot} = 250 \text{ w}$$

$$T_{vj} = 150^\circ \text{C}$$

$$t_s = 2,5\mu s$$

$$t_f = 0,3\mu s$$

2/ BDT95 (NPN) ET BDT96 (PNP)

$$C_{ceo} = 100 \text{ V}$$

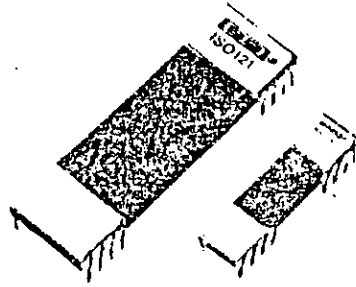
$$I_{cm} = 15 \text{ A}$$

$$P_{tot} = 90 \text{ w}$$

$$h_{Ef} = 40$$

Annexe C

Les caractéristiques de L'ISO 120



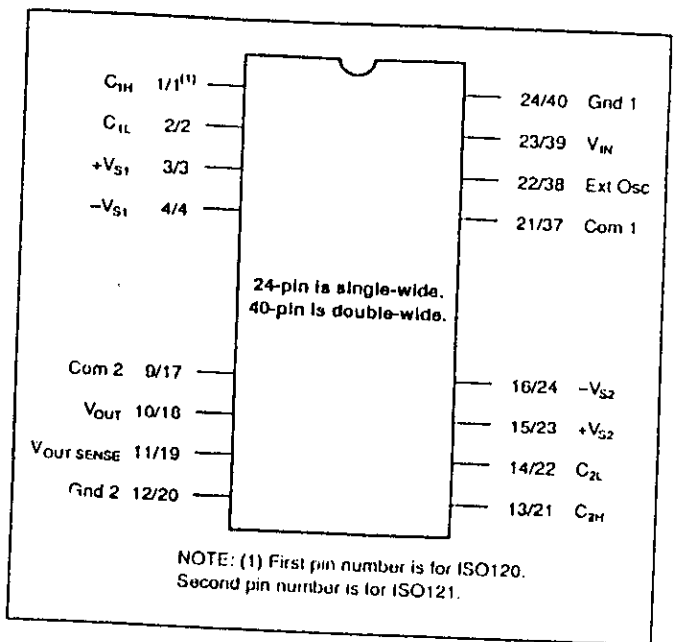
ISO120
ISO121

Precision Low Cost
ISOLATION AMPLIFIER

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

| | |
|--------------------------------------|----------------------|
| Supply Voltage (any supply) | 18V |
| V_{s1} Sense Voltage | 1100V |
| External Oscillator Input | 125V |
| Signal Common 1 to Ground 1 | 11V |
| Signal Common 2 to Ground 2 | 11V |
| Continuous Isolation Voltage: ISO120 | 1500Vrms |
| ISO121 | 3500Vrms |
| V_{out} dv/dt | 20kV/ μ s |
| Junction Temperature | 150°C |
| Storage Temperature | -65°C to +150°C |
| Lead Temperature (soldering, 10s) | +300°C |
| Output Short Duration | Continuous to Common |

CONNECTION DIAGRAM



SPECIFICATIONS

ELECTRICAL

At $T_A = +25^\circ\text{C}$, $V_{S1} = V_{S2} = \pm 15\text{V}$, and $R_L = 2\text{k}\Omega$ unless otherwise noted.

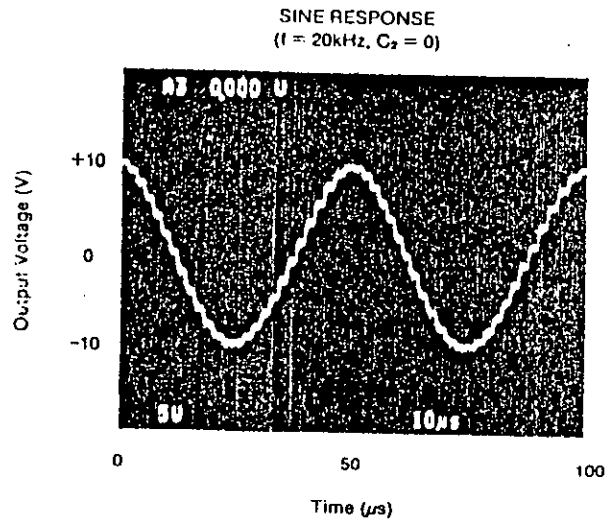
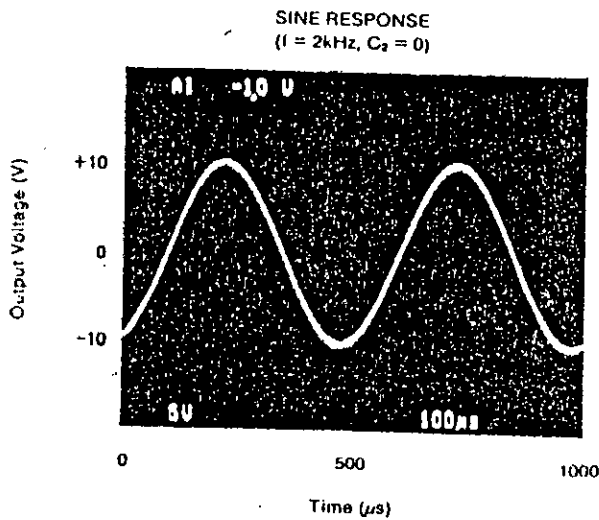
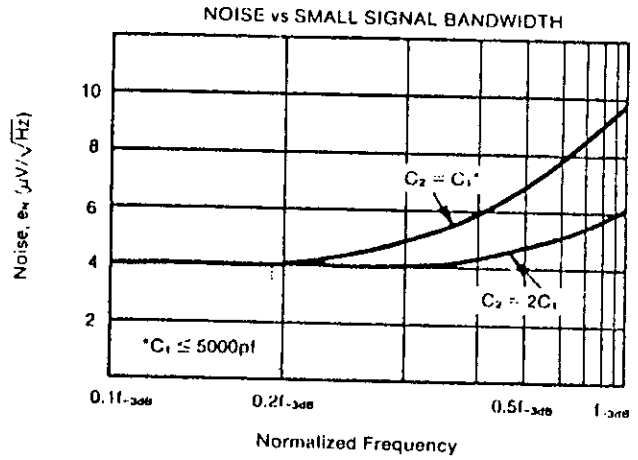
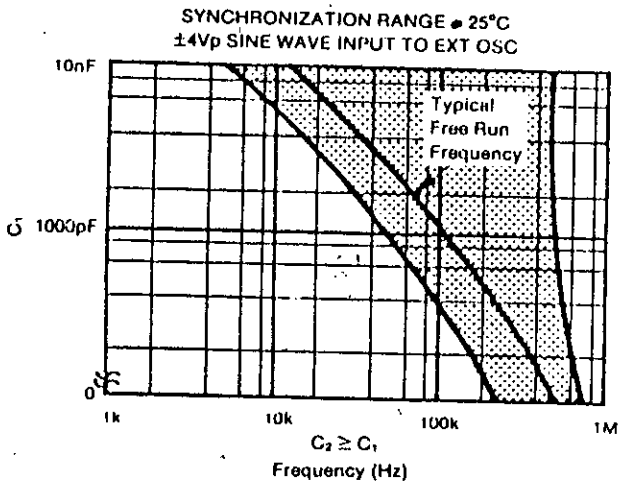
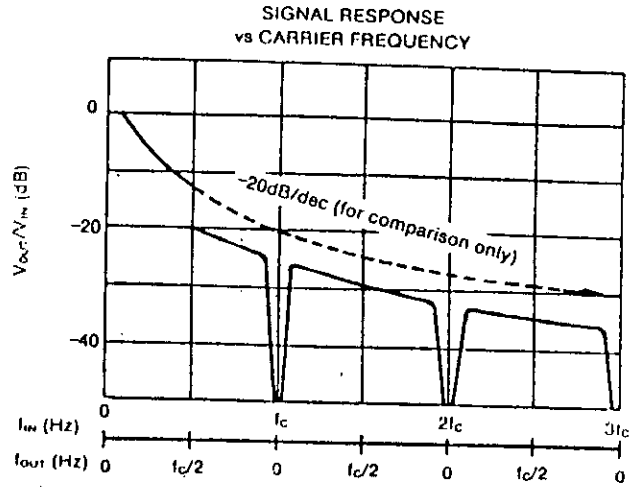
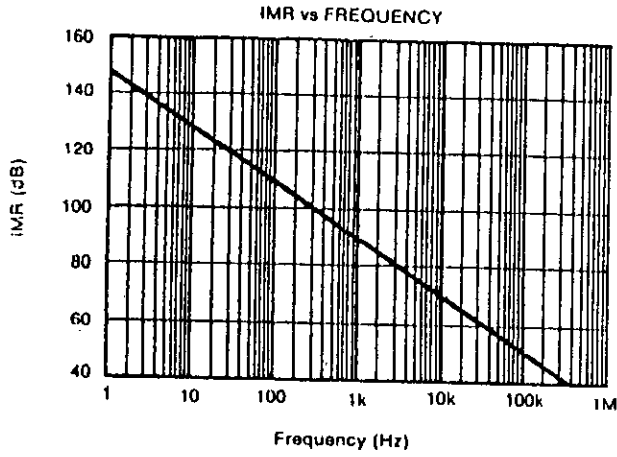
| PARAMETER | CONDITIONS | ISO120BG, ISO121BG | | | ISO120G, ISO120SG ⁽¹⁾ , ISO121G | | | UNITS |
|-----------------------------------------------------|--------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|--------------------|-------------|-------|--------------------------------------------|-------------|-------|--------------------------------|
| | | MIN | TYP | MAX | MIN | TYP | MAX | |
| ISOLATION | | | | | | | | |
| Voltage Rated Continuous ISO120 AC 60Hz | T_{MIN} to T_{MAX} | 1500 | | | 1500 | | | Vrms |
| DC | T_{MIN} to T_{MAX} | 2121 | | | 2121 | | | VDC |
| ISO121: AC 60Hz | T_{MIN} to T_{MAX} | 3500 | | | 3500 | | | Vrms |
| DC | T_{MIN} to T_{MAX} | 4950 | | | 4950 | | | VDC |
| 100% Test (AC 60Hz): ISO120 | 1s; Partial discharge $\leq 5\text{pC}$ | 2500 | | | 2500 | | | Vrms |
| ISO121 | 1s; Partial discharge $\leq 5\text{pC}$ | 5000 | | | 5000 | | | Vrms |
| Isolation Mode Rejection ISO120: AC 60Hz | 1500Vrms | | 115 | | | 115 | | dB |
| DC | | | 160 | | | 160 | | dB |
| ISO121: AC 60Hz | 3500Vrms | | 115 | | | 115 | | dB |
| DC | | | 160 | | | 160 | | dB |
| Barrier Impedance | | | $10^{10}/2$ | | | $10^{10}/2$ | | Ω/pF |
| Leakage Current | $V_{\text{EM}} = 240\text{Vrms}, 60\text{Hz}$ | | 0.18 | 0.5 | | 0.18 | 0.5 | μArms |
| GAIN⁽²⁾ | | | | | | | | |
| Nominal Gain | $V_o = \pm 10\text{V}$ $C_1 = C_2 = 1000\text{pF}$ | | 1 | | | 1 | | V/V |
| Gain Error | | | ±0.04 | ±0.1 | | ±0.05 | ±0.25 | %FSR |
| Gain vs Temperature | | | ±5 | ±20 | | ±10 | ±40 | ppm/°C |
| Nonlinearity | | | ±0.005 | ±0.01 | | ±0.01 | ±0.05 | %FSR |
| Nominal Gain | $C_1 = C_2 = 0$ | | 1 | | | 1 | | V/V |
| Gain Error | | | ±0.04 | ±0.25 | | ±0.05 | ±0.25 | %FSR |
| Gain vs Temperature | | | ±40 | | | ±40 | | ppm/°C |
| Nonlinearity | | | ±0.02 | ±0.1 | | ±0.04 | ±0.01 | %FSR |
| INPUT OFFSET VOLTAGE⁽³⁾ | | | | | | | | |
| Initial Offset vs. Temperature | $C_1 = C_2 = 1000\text{pF}$ | | ±5 | ±25 | | ±10 | ±50 | mV |
| Initial Offset vs. Temperature | $C_1 = C_2 = 0$ | | ±100 | ±150 | | ±150 | ±400 | $\mu\text{V}/^\circ\text{C}$ |
| Initial Offset vs. Supply | $\pm V_{S1}$ or $\pm V_{S2} = \pm 4.5\text{V to } \pm 18\text{V}$ | | ±25 | ±100 | | ±40 | ±100 | mV |
| Noise | | | ±2 | | | ±2 | | mV/V |
| | | | 4 | | | 4 | | $\mu\text{V}/\sqrt{\text{Hz}}$ |
| INPUT | | | | | | | | |
| Voltage Range ⁽⁴⁾ | | ±10 | ±15 | | ±10 | ±15 | | V |
| Impedance | | | 200 | | | 200 | | k Ω |
| OUTPUT | | | | | | | | |
| Voltage Range | | ±10 | ±12.5 | | ±10 | ±12.5 | | V |
| Current Drive | | ±5 | ±20 | | ±5 | ±20 | | mA |
| Capacitive Load Drive | | | 0.1 | | | 0.1 | | μF |
| Ripple Voltage ⁽²⁾ | | | 10 | | | 10 | | mVp-p |
| FREQUENCY RESPONSE | | | | | | | | |
| Small Signal Bandwidth | $C_1 = C_2 = 0$ $C_1 = C_2 = 1000\text{pF}$ | | 60 | | | 60 | | kHz |
| Steady State | | | 6 | | | 6 | | kHz |
| Settling Time | $V_o = \pm 10\text{V}$ $C_2 = 100\text{pF}$ $C_1 = C_2 = 1000\text{pF}$ 50% Output Overload, $C_1 = C_2 = 0$ | | 2 | | | 2 | | μs |
| 0.1% | | | 50 | | | 50 | | μs |
| 0.01% | | | 350 | | | 350 | | μs |
| Overload Recovery Time ⁽³⁾ | | | 150 | | | 150 | | μs |
| POWER SUPPLIES | | | | | | | | |
| Rated Voltage | | | ±15 | | | ±15 | | V |
| Voltage Range | | ±14.5 | | ±18 | ±14.5 | | ±18 | V |
| Quiescent Current: V_{S1} | | | ±14.0 | ±15.5 | | ±14.0 | ±15.5 | mA |
| V_{S2} | | | ±15.0 | ±16.5 | | ±15.0 | ±16.5 | mA |
| TEMPERATURE RANGE | | | | | | | | |
| Specification B ⁽¹⁾ and G ⁽¹⁾ | | -25 | | 85 | -25 | | 85 | °C |
| Operating | | -25 | | 85 | -55 | | 125 | °C |
| Storage | | -55 | | 125 | -55 | | 125 | °C |
| θ_{JA} : ISO120 | | -65 | | 150 | -55 | | 150 | °C |
| ISO121 | | | 40 | | | 40 | | °C/W |
| | | | 25 | | | 25 | | °C/W |

NOTES: (1) Input voltage range = $\pm 10\text{V}$ for $V_{S1}, V_{S2} = \pm 4.5\text{VDC to } \pm 18\text{VDC}$. (2) Ripple frequency is at carrier frequency. (3) Overload recovery is approximately three times the settling time for other values of C_2 . (4) The SG-grade is specified $-55^\circ\text{C to } +125^\circ\text{C}$; performance of the SG in the $-25^\circ\text{C to } +85^\circ\text{C}$ temperature range is the same as the BG grade.

The information provided herein is believed to be reliable; however, BURR-BROWN assumes no responsibility for inaccuracies or omissions. BURR-BROWN assumes no responsibility for the use of this information, and all use of such information shall be entirely at the user's own risk. Prices and specifications are subject to change without notice. No patent rights or licenses to any of the circuits described herein are implied or granted to any third party. BURR-BROWN does not authorize or warrant any BURR-BROWN product for use in life support devices and/or systems.

TYPICAL PERFORMANCE CURVES

At $T_A = 125^\circ\text{C}$; $V_{S1} = -V_{S2} = 1.15\text{V}$; $R_{D1} = R_{D2} = 2\text{k}\Omega$ unless otherwise noted.



Annexe D

Liste des composant utilisée :

1.circuit de puissance

1.1) CALC

$$L = 10\mu\text{H} \text{ (15 A)}$$

$$C = 4,7 \text{ nf (400V)}$$

$$R = 150\Omega \text{ (2w)}$$

$$r = 2,5 \Omega \text{ (2w)}$$

1.2) driver

$$R1 = 1,2 \text{ K}\Omega \text{ (1/4w)}$$

$$R2 = 2,4 \text{ K}\Omega \text{ (1/4w)}$$

$$R3 = 180 \text{ K}\Omega \text{ (1/4w)}$$

$$R4 = 2,2 \text{ K}\Omega \text{ (1/4w)}$$

$$R5 = 15 \text{ K}\Omega \text{ (1/4 w)}$$

$$R6 = 100 \text{ K}\Omega \text{ (1/4 w)}$$

$$R7 = 1 \text{ K}\Omega \text{ (1/4 w)}$$

$$R8 = 100\Omega \text{ (1/2 w)}$$

$$R9 = 47\Omega \text{ (1/2 w)}$$

$$C1 = 100\mu\text{f} \text{ (25V)}$$

$$C2 = 4,7\mu\text{f} \text{ (63V)}$$

$$C3 = 22 \text{ nf (400 V)}$$

$$T1 = \text{BDT 95}$$

$$T'1 = \text{BDT 96}$$

2. Circuit de commande

2.1 Circuit de mesure

- Shunt (10A - 0,1 V)
- R1 = 1 K Ω (1/4 w)
- R2 = 100 K Ω (1/4 w)
- ISO 120 (CI)
- A1, A2, A3: μ A 741 (op)

2.2 Circuit générateur de référence

- R1 = 560 K Ω (1/2 w)
- R2 = 270 K Ω (1/2 w)
- C1 = 22 nf (400 V)
- A1,A2,A3 : μ A 741 (op)

2.3 Circuit de comparaison

- R1 = 2,2 K Ω (1/2 w)
- R2 = 2,2 K Ω (1/2 w)
- R3 = 1 K Ω (1/2 w)
- R4 = 2,2 K Ω (1/2 w)
- P1 : potentiomètre 100 K Ω
- A1, A2, op - μ A 741

2.4 Circuit générateur des signaux de commande

- R1 = 2,2 K Ω (1 / 2 w)
- R2 = 5,6 K Ω (1/ 2 w)
- R3 = 30 K Ω
- DZ : 4,7 V
- T1 : 2N 2222

3. Alimentations stabilisées

- transf 220 / 2* 9v (1A)
- C1 : 1000 μ f (16v)
- C2 : 0,1 μ f (25v)
- C3 : 4,7 μ f (63v)
- RP : LAS 1510
- RN : LAS 1810

B I B L I O G R A P H I E

Ouvrages :

- 1 / G. Séguier ,F. Labrique "les convertisseurs de l'Electronique de Puissance" tome4, Editions Dunod, 89
- 2 / J. Chatelain "machines electriques", Editions Georgi, 83
- 3 / P. Barret "Regimes transitoires des machines tournantes électriques", Editions Eyrolles, 82
- 4 / J.D Chatelain "Electronique", PPR, 1985
- 5 / J.L Dalmasso "Electronique de puissance",
Editions Belin,1986
- 6 / A perz-mas, J.M fouchet "Electronique pratique",
Editions Dunod, 1986

Thèses et projets :

- 7 / L. Ighmouracene, A. benbellil
"Contrôle. vectoreil d'une machine asynchrone alimenté en tension", PFE, ENP, 1994
- 8 / A dehbi, sohalfoui "réalisation d'un onduleur triphasé à MLI", PFE, ENP, 1993
- 9 / Ait Gougam "Etude des stratégies de modulation de largeur d'impulsion pour onduleur de tension alimentant un moteur asynchrone", Thèse de magister, ENP, FEV 1992
- 10 / S. Grouni, "Etude de l'étage d'alimentation d'un onduleur de tension alimentant un moteur asynchrone",
thèse de magister, ENP, JUIN 1992
- 11 / O. stihi, single phase controlled curent PWM converter

- thèse de master, Mc Gill University, Canada March, 1987
- 12 / A. Boukhelifa "Etude de l'alimentation en courant d'un moteur asynchrone a cage simulation et mise en oeuvre expérimentale", Thèse de magistère, ENP, Mai 1994
- 13 / N. Talbi, A. Nesba "Realisation d'un onduleur de tension triphasé à MLI alimentant un moteur asynchrone",
PFE, ENP, 1993
- 14 / N. Mouktari, M. Bouziane
" Realisation d'un redresseur commandé en MLI "
PFE, ENP, 1993

Articles

- 15 / B.T.OOI, O.Stihi, "Single phase controlled current PWM rectifier", IEEE, 1988
- 16 / P. Maige "commande de base directe et optimisée des transistors de commutation", Electronique applications
N° 1, aout, sep, 1985
- 17 / Burr - Brown "precision lowcost isolation amplifieur"
USA, NOV, 1990