

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

Etude et simulation de  
l'association  
Convertisseur AC/DC — Onduleur M.L.I —  
Machine asynchrone

Proposé par :

O. STIHI  
M.O. MAHMOUDI  
B. HEMICI

Etudié par :

R. GUEDOUANI  
M. AMEZIANI

Dirigé par

O. STIHI  
M.O. MAHMOUDI  
B. HEMICI

PROMOTION

JUIN 1994

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات  
المكتبة — BIBLIOTHEQUE  
Ecole Nationale Polytechnique

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية  
REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

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

## Etude et simulation de l'association

Convertisseur AC/DC - Onduleur M.L.I -  
Machine asynchrone

Proposé par :

O. STIHI  
M.O. MAHMOUDI  
B. HEMICI

Etudié par :

R. GUEDOUANI  
M. AMEZIANI

Dirigé par

O. STIHI  
M.O. MAHMOUDI  
B. HEMICI

PROMOTION

JUIN 1994

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

## Dedicaces

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات  
المكتبة — BIBLIOTHEQUE  
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 reconnaissance  
pour tout leurs sacrifices.*

*A mes Frères et Sœurs*

*Pour leurs engagements tout le long  
de ma formation*

*A mes Amis de ma promotions :  
avec qui j'ai passé d'agréables  
moments.*

*Je dédie ce mémoire*

*Rabea*

*A mon Père et ma Mère*

*A mes Frères et Soeurs*

*A tous mes amis*

*Je dédie ce travail*

*Mousser*

## *REMERCIEMENTS*

Nous tenons à exprimer nos vifs remerciements à nos promoteurs Mr.M.O.MAHMOUDI, O.STIHI et B.HEMICI pour leur aide et conseils qu'ils nous ont prodigués durant tout notre travail. Nous exprimons aussi l'expression de notre gratitude à l'ensemble de nos enseignants, qui ont participé à notre formation.

Nous remercions également nos collègues et amis et plus particulièrement N.MOKHTARI, B.FIALA, A. HACEINI pour leur valeureux soutien.

SOMMAIRE

Introduction

Chapitre I : ETUDE ET MODELISATION DE L'ASSOCIATION  
 ONDULEUR- MACHINE ASYNCHRONE

I.1	Introduction	1
I.2	Etude du circuit de commande	2
I.2.1	Caractéristiques du HEF-4752V	3
I.2.2	Les signaux PWM du HEF-4752V	3
I.2.3	Organisation interne du HEF-4752V	5
I.2.4	Les entrées du HEF-4752V	7
I.2.5	Les entrées de contrôle du HEF-4752V	9
I.3	Modélisation de l'onduleur de tension	10
I.4	Modélisation du circuit de commande HEF-4752V	11
I.4.1	Modélisation des signaux	11
I.4.2	Modélisation des horloges	12
I.5	Modélisation de la machine asynchrone	14
I.5.1	Hypothèses simplificatrices	14
I.5.2	Equations des tensions	14
I.5.3	Equations des flux	15
I.5.4	Modèle de PARK de la machine asynchrone	16
I.5.5	Choix du référentiel	18
I.6	Modélisation de l'association Onduleur-MAS	19
I.6.1	Simulation de l'association	19
I.6.2	Résultats obtenus et interprétations	19
I.7	Conclusion	24

Chapitre II: ETUDE ET MODELISATION DU CONVERTISSEUR AC/DC

II.1	Introduction	25
------	--------------	----

II.2	Technique de commande en MLI . . . . .	26.
II.3	Schéma et équations du convertisseur AC/DC . . . . .	29.
II.4	Etude par simulation numérique . . . . .	32.
II.4.1	Modélisation du redresseur . . . . .	33
II.4.2	Simulation de la technique triangulo-sinusoidale	37
II.5	Conclusion . . . . .	39

**Chapitre III: ETUDE PAR SIMULATION NUMERIQUE DE L'ASSOCIATION  
GLOBALE**

III.1	Introduction . . . . .	41
III.2	Description du système globale . . . . .	41
III.3	Résultats de la simulation . . . . .	42
III.4	Interprétation des résultats . . . . .	48
III.5	Conclusion . . . . .	48

**CONCLUSION GENERALE**

## NOMENCLATURE

$f$ .....	Fréquence de sortie de l'onduleur;
$f_a$ .....	Fréquence de commutation;
$f_m$ .....	Fréquence à 100 % de modulation;
$f_p$ .....	Fréquence de la porteuse;
$T_p$ .....	Période de la porteuse;
$m_o, m$ .....	Indice de modulation du redresseur et de l'onduleur;
$r_o, r$ .....	Coefficients de réglage du redresseur et de l'onduleur;
$E_d$ .....	Tension d'alimentation continue;
$w_r$ .....	Vitesse électrique du rotor;
$w_a$ .....	Vitesse électrique synchrone;
$s_1, s_2, s_3$ .....	Fonctions logiques des inverseurs;
$V_1, V_2, V_3$ .....	Tensions de phases;
$i_a, i_b, i_c$ .....	Courants de ligne;
$i_o$ .....	Courant à l'entrée de l'onduleur;
$L_r$ .....	Self de lissage;
$R_r$ .....	Resistance à l'entrée du convertisseur AC/DC;
$c$ .....	Capacité de filtrage;
$\delta$ .....	Décalage angulaire de la tension d'entrée du convertisseur AC/DC par rapport à celle de la source;
$V_p$ .....	Porteuse unipolaire;
$V_m$ .....	La modulante;
$f'_m$ .....	Fréquence de la modulante;
$I_1$ .....	Le fondamental du courant à l'entrée du redresseur;
$V_r$ .....	La tension d'alimentation;
$U_a$ .....	Tension d'entrée du convertisseur AC/DC;
$I_p$ .....	Courant de sortie du redresseur;
$U$ .....	La fonction de commande du redresseur.

## INTRODUCTION GENERALE

La machine asynchrone par ses avantages réels ( construction simple , robustesse , prix bas ) s'adapte le mieux à l'utilisation dans la traction électrique .

En effet l'évolution des locomotives électriques s'oriente vers des vitesses et des puissances élevées que le moteur à courant continu ne peut atteindre .

Pour un fonctionnement à flux constant de la machine asynchrone , la solution ensemble redresseur - onduleur de tension est actuellement abandonnée.

L'alimentation en créneau de l'onduleur cause un fort taux d'harmoniques conduisant à des pertes supplémentaires dans la machine , à une forte ondulation du couple et à des pointes de courant importantes . Ce qui augmente le volume de filtrage et donc le coût de l'encombrement du système .

Pour éviter le problème de filtrage , on recourt à l'onduleur à modulation de largeur d'impulsions.

L'utilisation des redresseurs classiques cause un fort taux d'harmoniques généré dans le réseau entraînant des distorsions dans l'onde de tensions , et de la consommation de l'énergie réactive conduisant à la détérioration du facteur de puissance .

Pour éviter ces deux grandes perturbations , on s'oriente de plus en plus vers les techniques redresseur à modulation de largeurs d'impulsions .

L'étude résumée dans ce présent mémoire porte trois chapitres.

Dans le premier chapitre, nous présentons le schéma de l'association onduleur - machine asynchrone , et nous établissons son modèle de connaissance.

Au second chapitre , nous proposons un convertisseur AC/DC commandé en modulation de largeur d'impulsions pour l'alimentation de l'onduleur de tension.

Enfin, dans le dernier chapitre nous traitons l'étude par simulation numérique de l'association globale convertisseur AC/DC-onduleur - machine asynchrone .

# *Chapitre I*

---

Etude de l'association  
Onduleur - M.A.S

---

## Chapitre I Etude et modélisation de l'association onduleur-MAS

### I-1 INTRODUCTION:

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

Dans ce chapitre, nous traitons l'analyse de l'association onduleur-moteur asynchrone; l'onduleur étant commandé par la technique de modulation de largeur d'impulsion. Parmi les circuits de commande basés sur cette technique, on peut citer le circuit intégré spécialisé le HEF-4752V (PHILIPPS). Ce dernier sera utilisé comme circuit de commande de l'onduleur alimentant un moteur asynchrone.

Après une description globale du circuit de commande, nous présentons sa modélisation ainsi que celle de l'onduleur et de la machine asynchrone. En fin, nous terminons par une simulation du système .

## Chapitre I Etude et modélisation de l'association onduleur-MAS

### I.2 ETUDE DU CIRCUIT DE COMMANDE.

Un onduleur à modulation de largeur d'impulsions fournit des tensions dont chaque alternance est formée par plusieurs créneaux de largeurs variables.

Le schéma de principe des onduleurs reste le même, seule la commande des interrupteurs est modifiée, à ce titre la fréquence des commutations est supérieure à la fréquence des grandeurs de sorties.

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

- Facilite le filtrage puisque les harmoniques de la tension de sortie sont repoussés vers des fréquences plus élevées.
- Possibilité de faire varier la valeur du fondamental de la tension de sortie.

Dans notre étude, la commande de l'onduleur à MLI est basée sur le circuit intégré type HEF-4752V spécialement conçu pour la commande des moteurs à courant alternatif à fréquence variable.

La fonction de base de ce circuit est de développer trois paires complémentaires de signaux, destinées à l'ouverture et à la fermeture de six interrupteurs selon des séquences appropriées susceptibles de produire une onde de sortie triphasée symétrique [7].

## Chapitre I Etude et modélisation de l'association onduleur-MAS

### **I-2-1 CARACTERISTIQUES DU HRF-4752V.**

Parmi les caractéristiques du signal PWM du HRF, on peut citer; la possibilité d'avoir un faible indice de modulation; égal à 15 pour les hautes fréquences de sortie, ainsi qu'une commande à flux constant.

L'amélioration de la distribution des impulsions à basses fréquences nécessite un indice de modulation d'autant plus grand que la fréquence de commutation augmente et que la fréquence de sortie diminue.

En outre, la fréquence de commutation reste toujours un multiple entier de la fréquence de sortie de l'onduleur. Ces multiples sont 15, 21, 30, 42, 60, 84, 120, 168. (voir annexe A)

### **I-2-2 LES SIGNAUX PWM DU HRF-4752V.**

Les signaux délivrés par le HRF-4752V (figure (I-1)) sont donnés par la modulation double d'un signal carré (onde porteuse). Chacun de ces signaux correspond à une phase  $V_r$ ,  $V_y$ ,  $V_b$ .

Les deux bords de chaque impulsion de la porteuse sont modulés de façon à donner une D-D-P moyenne entre phases sinusoïdale.

Le détail de la double modulation de la porteuse est représenté sur la (figure (I.2)) qui montre alors que chaque bord de la porteuse est modulé par une variable de temps  $\delta$  proportionnelle au sinus de la position angulaire de ce bord (sans modulation). Le coefficient de proportionnalité est fonction des inputs (horloges du HRF)[7].

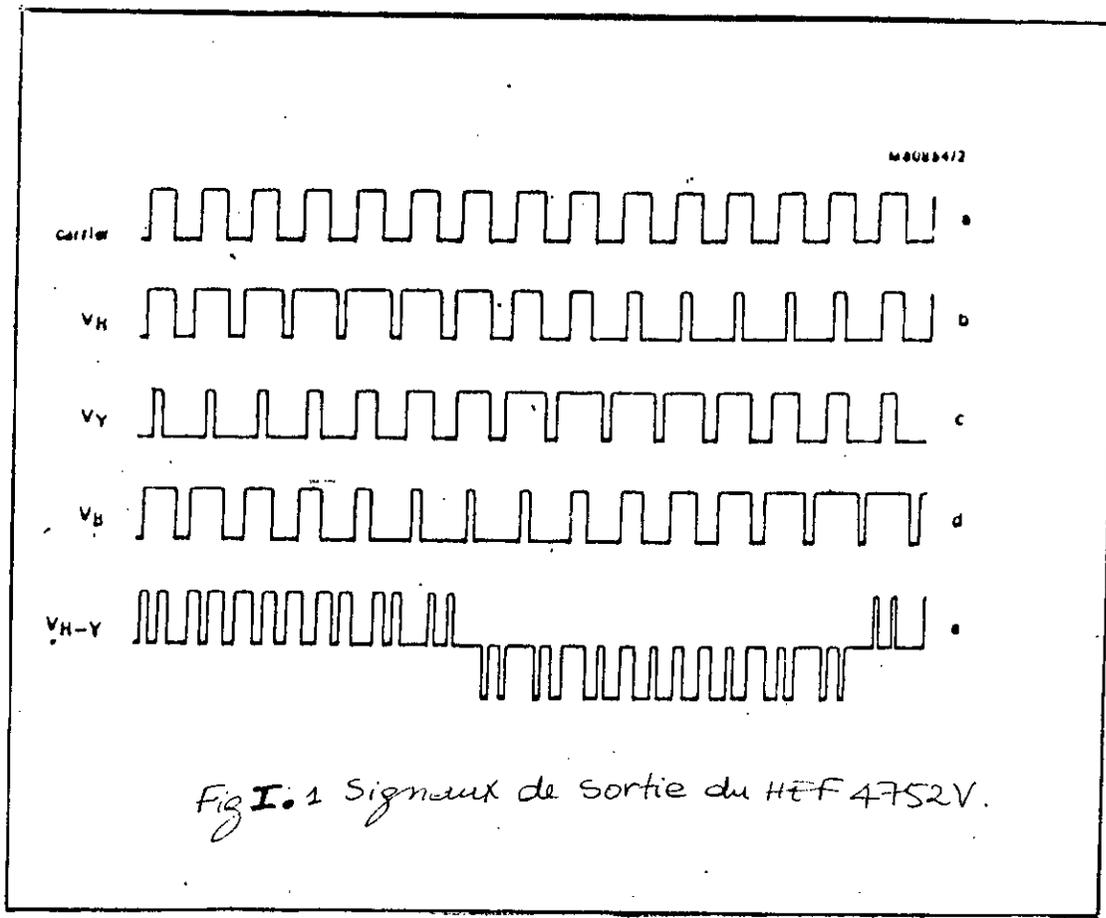


Fig I.1 Signaux de sortie du HEF 4752V.

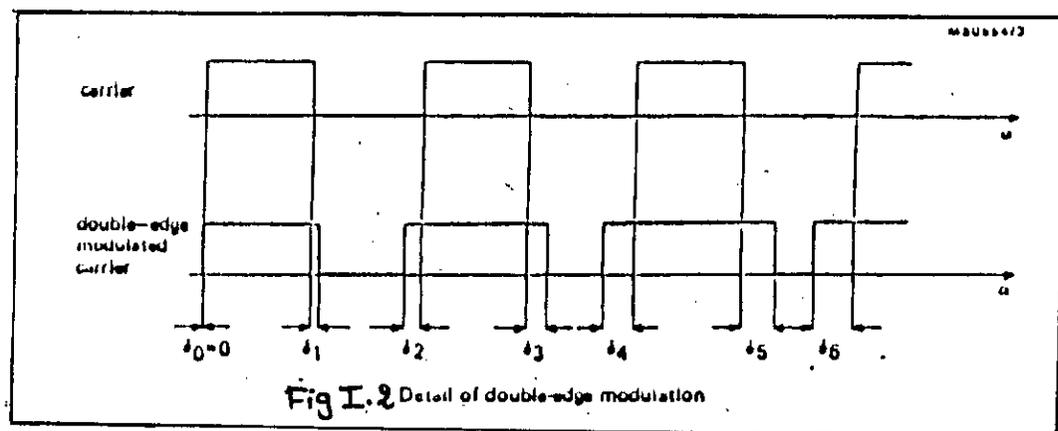


Fig I.2 Detail of double-edge modulation

## Chapitre I Etude et modélisation de l'association onduleur-MAS

### I-2-3 ORGANISATION INTERNE DU HRF-4752V.

Le schéma simplifié du HRF-4752V est donné par la figure (I.3). Le circuit comprend: Trois horloges, un décodeur, trois étages de sortie, et un circuit de test. Ce dernier est utilisé pour tester le circuit intégré durant la fabrication.

Les trois étages de sortie correspondent aux trois phases R, B, Y de l'onduleur. Chaque étage possède quatre sorties:

deux sorties principales pour commander les deux transistors (supérieur et inférieur) d'un même bras de l'onduleur, les deux autres sorties auxiliaires sont utilisées dans le cas d'un onduleur à douze thyristors.

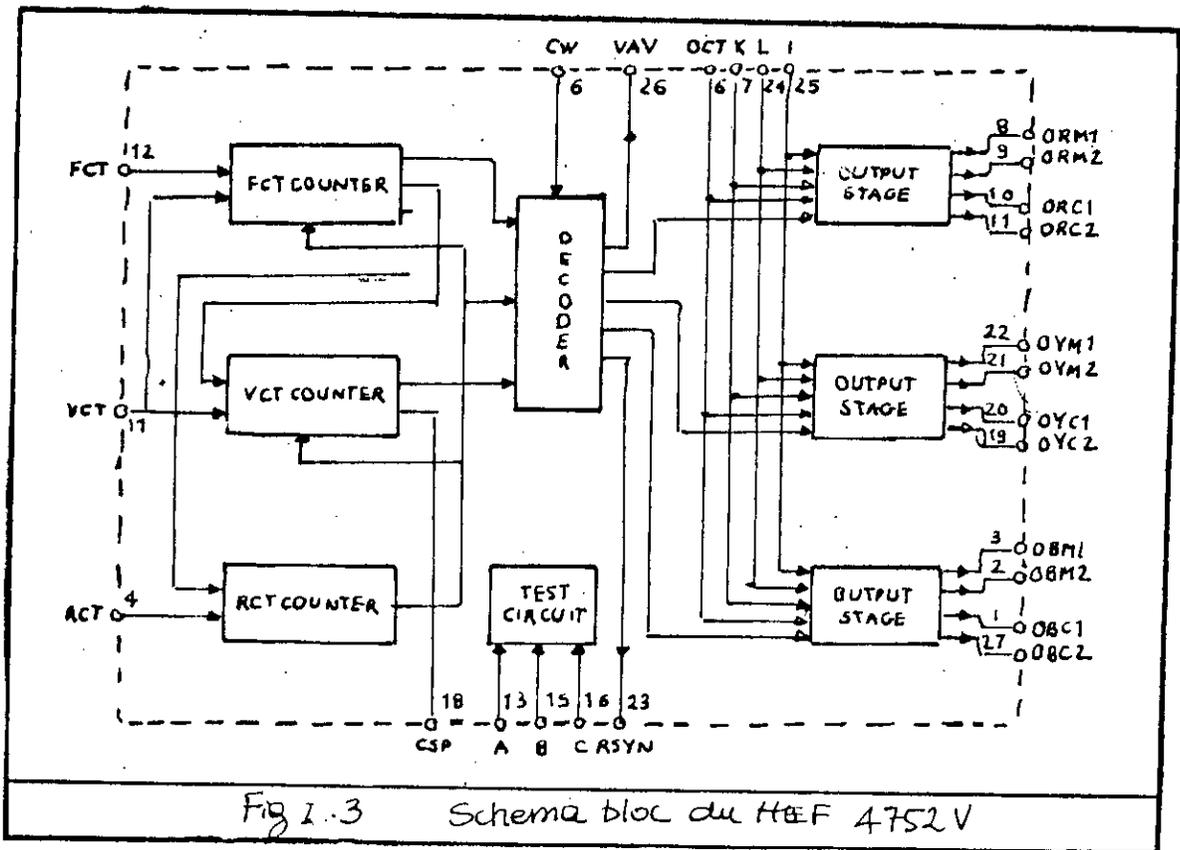
La principale fonction du HRF est la génération de signaux de commande de façon que deux transistors d'un même bras ne conduisent pas simultanément. Pour assurer cette dernière condition, un retard de fermeture régi par l'horloge OCT et l'entrée K est introduit pendant la commutation entre les deux sorties principales d'une même phase.

Le signal de commande est obtenu à partir de la modulation de l'onde porteuse par les valeurs appropriées de  $\delta$ .

La fréquence de cette porteuse est égale au produit de la fréquence de sortie par un nombre multiplicateur défini de la manière suivante:

- nombre d'impulsions du compteur RCT compté pendant un temps égale à un nombre fixe d'impulsions de l'horloge FCT[7].

Pour chaque valeur du nombre multiplicateur, le décodeur détient l'ensemble des valeurs de  $\delta$  correspondantes. A partir de la fréquence de la porteuse et des modulations  $\delta$ , le décodeur assemble le signal de commande; trois signaux sont produits par le décodeur, un pour chaque étage de sortie avec un retard de phase de  $120^\circ$  entre chaque signal[7].



## Chapitre I Etude et modélisation de l'association onduleur-MAS

### I.2.4 LES ENTRÉES DU HRF-4752V.

Le circuit intégré possède quatre entrées horloges et quatre entrées de données (fig(I.3)).

#### a) LES ENTRÉES DE DONNÉES I, L, K, CW.

entrées	niveau		
I	bas	MODE	transistors
	haut		thyristors
L	haut	MODE	fonctionnement normale
	bas		signaux de commande
K	bas	PERIODE DE DELAI	$8/ f_{ocr}$ (ms)
	haut		$16/ f_{ocr}$ (ms)
CW	bas	SEQUENCES DE CONDUCTIONS	R, B, Y
	haut		R, Y, B

#### b) LES ENTRÉES HORLOGES.

\*) horloge FCT de commande de la fréquence.

Elle contrôle la fréquence de sortie de l'onduleur  $f_{out}$ , et donc la vitesse du moteur. Les fréquences  $f_{ocr}$  et  $f_{out}$  sont liées par la relation suivante:

$$f_{FCT} = 3360 f_{out} \quad (I.1)$$

\*\*\*) horloge VCT de commande de la tension.

Comme il a été signalé, le HRF-4752V assure une commande à flux constant, l'horloge VCT joue un rôle déterminant quant à cette propriété très importante.

## Chapitre I Etude et modélisation de l'association onduleur-MAS

Le niveau de la tension moyenne de sortie est commandé par l'horloge VCT, à une fréquence de sortie donnée. Son changement est réalisé par variation de la largeur de modulation de la porteuse (la fréquence de sortie et celle de commutation restant inchangées).

L'augmentation de  $f_{vct}$  réduit la largeur de modulation, et par conséquent la tension de sortie et vice versa. A cent pour cent de modulation, la valeur efficace maximale que peut atteindre le fondamental de la tension de sortie est:

$$V_{eff}(\max) = 0.624V_c \quad (I.2)$$

Cependant la fréquence de sortie et la fréquence de l'horloge VCT sont liées par l'expression:

$$f_{vct} = 6720f_{out} \quad (I.3)$$

La valeur de  $f_{vct}$  détermine le rapport tension/fréquence à respecter.

Pour un flux nominale dans le moteur commandé, la fréquence de sortie prend la valeur:

$$f_{out}(m) = f_n \cdot 0.624V_c / V_n \quad (I.4)$$

Où:

$f_n$  et  $v_n$  étant la fréquence et la tension nominale du moteur. La valeur nominale de  $f_{vct}$  est donnée par:

$$f_{vct}(nom) = 6720f_{out}(m) \quad (I.5)$$

A cette valeur de  $f_{vct}$  la tension de sortie de l'onduleur devient une fonction linéaire de la fréquence, jusqu'à la valeur  $f_{out}(m)$ .

Le rapport  $f_{vct} / f_{out}$  est important dans la conception du système. A cent pour cent de modulation, ce dernier prend la valeur 0.5. Au dessous de 0.5 la modulation est sinusoïdale. A partir de 0.5 la forme d'onde de phase approche

## Chapitre I Etude et modélisation de l'association onduleur-MAS

une onde carrée. A 2,5 l'onde carrée complète est obtenue. La valeur 3 est la limite recommandée.

### **\*\*\*) horloge de référence RCT.**

Elle fixe la valeur de la fréquence maximale de commutation  $f_s(\max)$ . On a la relation:

$$f_{RCT} = 280 f_s(\max) \quad (I.6)$$

La valeur minimale de la fréquence de commutation  $f_s(\min)$  est maintenue par le circuit intégré à:

$$f_{s(\min)} = 0.6 f_{s(\max)} \quad (I.7)$$

Ces valeurs extrêmes de  $f_s$  ne sont respectées que pour une fréquence  $f_{RCT}$  appartenant à l'intervalle  $(0.043 * f_{RCT}, 0.8 * f_{RCT})$  et un rapport  $f_{RCT} / f_{VCT} < 0.5$ .

### **I-2-5 LES SORTIES DE CONTROLES.**

#### **a) SORTIES DE SYNCHRONISATION DE L'OSCILLOSCOPE RSYN.**

C'est une impulsion de sortie de fréquence  $f_{out}$  et de largeur d'impulsion identique à celle de l'horloge VCT. L'impulsion est temporisée pour avoir lieu juste avant le passage positif par zéro de la tension de la phase R.

#### **b) SORTIE DE SIMULATION VAV.**

C'est une onde digitale qui simule la valeur moyenne de la tension de sortie de l'onduleur. Elle est utile pour fermer la boucle de contrôle de  $f_{VCT}$  afin d'obtenir quelques améliorations dans la linéarité de la tension avec la fréquence quand le rapport  $f_{RCT} / f_{VCT}$  est supérieur à 0.5.

#### **c) SORTIE DE COMMUTATION CSP.**

C'est un train d'impulsions dont la fréquence est le double de la fréquence de commutation de l'onduleur. Quand  $f_{RCT} / f_{VCT}$  dépasse 0.5 la CSP représente la fréquence théorique de l'onduleur.

## Chapitre I Etude et modelisation de l'association onduleur-MAS

Les sorties VAV et CSP ne sont pas affectées par l'état de l'entrée L.

**REMARQUE:** Les sorties principales attaquent un buffer afin de garantir l'isolation électrique du HEF-4752V.

### I-3 MODELISATION DE L'ONDULEUR.

La figure (I.4) représente le schéma de principe de l'onduleur de tension alimentant une machine asynchrone. L'alimentation de l'onduleur est obtenue par une source de tension continue supposée idéale.

Les interrupteurs  $k_i$  sont des composants semi-conducteurs (thyristors, transistors, ect...) shuntés en anti-parallèle par des diodes de récupération afin de renvoyer le courant négatif vers la source. Ils sont commandés par la technique de modulation de largeur d'impulsion, pour notre cas, la stratégie du HEF-4752V est appliquée.

Les tensions de ligne appliquées à la machine se déduisent de la tension d'entrée de l'onduleur  $E_d$  et des signaux logiques qui fixent les positions des inverseurs  $S_i(t)$  ( $i=1, 2, 5$ ) comme le montre la figure (I.5).

A chaque inverseur, on associe une fonction logique telle que:

$S_i(t) = 1$  si l'inverseur ( $i$ ) est à la borne (+) de la source;

$S_i(t) = 0$  si l'inverseur ( $i$ ) est à la borne (-) de la source

Les fonctions logiques représentent les signaux de commande de la stratégie imposée par le HEF-4752V.

Les tensions composées aiguillées par l'onduleur sont:

$$U_{13} = V_1 - V_3 = E_d(S_1(t) - S_3(t))$$

$$U_{35} = V_3 - V_5 = E_d(S_3(t) - S_5(t)) \quad (I.8)$$

$$U_{15} = V_1 - V_5 = E_d(S_1(t) - S_5(t))$$

Vue la symétrie de la machine et le couplage étoile de l'enroulement statorique, nous avons:

## Chapitre I Etude et modélisation de l'association onduleur-MAS

$$V_1 + V_3 + V_5 = 0 \quad (I.9)$$

D'où les tensions simples  $V_i$  s'écrivent:

$$\begin{aligned} V_1 &= E_d(2S_1 - S_3 - S_5) / 3 \\ V_3 &= E_d(2S_3 - S_1 - S_5) / 3 \\ V_5 &= E_d(2S_5 - S_1 - S_3) / 3 \end{aligned} \quad (I.10)$$

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

$$i_0 = S_1 i_a + S_3 i_b + S_5 i_c \quad (I.11)$$

Où:  $i_a, i_b, i_c$  sont les courants de lignes de la machine.

### I.4 MODELISATION DU HEF-4752V.

Afin de simplifier la simulation, une modélisation du circuit intégré le HEF-4752V s'impose.

#### I.4.1 MODELISATION DES SIGNAUX.

Le circuit intégré HEF-4752V génère six signaux complémentaires; par double modulation sinusoïdale d'un signal carré appelé porteuse. La fréquence de cette onde  $f_{out}$  est donnée par la relation suivante:

$$f_{out} = m * f$$

\*) signal  $s_1$ .

$$s_1 = 0 \text{ dans l'intervalle } [t_1, t_2]$$

$$s_1 = 1 \text{ ailleurs}$$

$$t_1 = (2*i+1)T_P / 2 + p * \sin((2*i+1)*w*T_P / 2) - d$$

$$t_2 = (i+1)*T_P - p * \sin((i+1)*T_P*w)$$

$$\text{où } i = (t - \text{mod}(t, T_P)) / T_P$$

$$p = (T_P / 2) * (f_{vct} / f_{vcr})$$

$$T_P = 1 / m * f$$

$$w = 2 * \pi * f$$

\*\*) signal  $s_4$ .

## Chapitre I Etude et modelisation de l'association onduleur-MAS

$s_4 = 1$  dans l'intervalle  $[t_3, t_4]$

$s_4 = 0$  dans l'intervalle  $[t_4, t_5]$

$$t_3 = i \cdot T_p - p \cdot \sin(w \cdot i \cdot T_p) - d$$

$$t_4 = (2 \cdot i + 1) \cdot T_p / 2 + p \cdot \sin(w \cdot (2 \cdot i + 1) \cdot T_p / 2)$$

$$t_5 = (i + 1) \cdot T_p - p \cdot \sin(w \cdot (2 \cdot i + 1) \cdot T_p) - d$$

\*\*\*) signaux  $s_3, s_5, s_2, s_6$ .

$$s_3 = s_1 (t - 2 \cdot \pi / 3 \cdot w)$$

$$s_6 = s_4 (t - 2 \cdot \pi / 3 \cdot w)$$

$$s_5 = s_1 (t - 4 \cdot \pi / 3 \cdot w)$$

$$s_2 = s_4 (t - 4 \cdot \pi / 3 \cdot w)$$

### I.4.2 MODELISATION DES HORLOGES.

\*) horloge RCT.

Permet de contrôler la fréquence maximale de commutation.

Cette dernière est donnée par:

$$f_s(\max) = f_{RCT} / 280 \quad (\text{khz})$$

\*) horloge FCT.

Contrôle la fréquence de sortie de l'onduleur suivant la relation:

$$f = f_{RCT} / 3360$$

\*) horloge VCT.

Contrôle la fréquence à 100 % de modulation  $f_m$  suivant la relation:

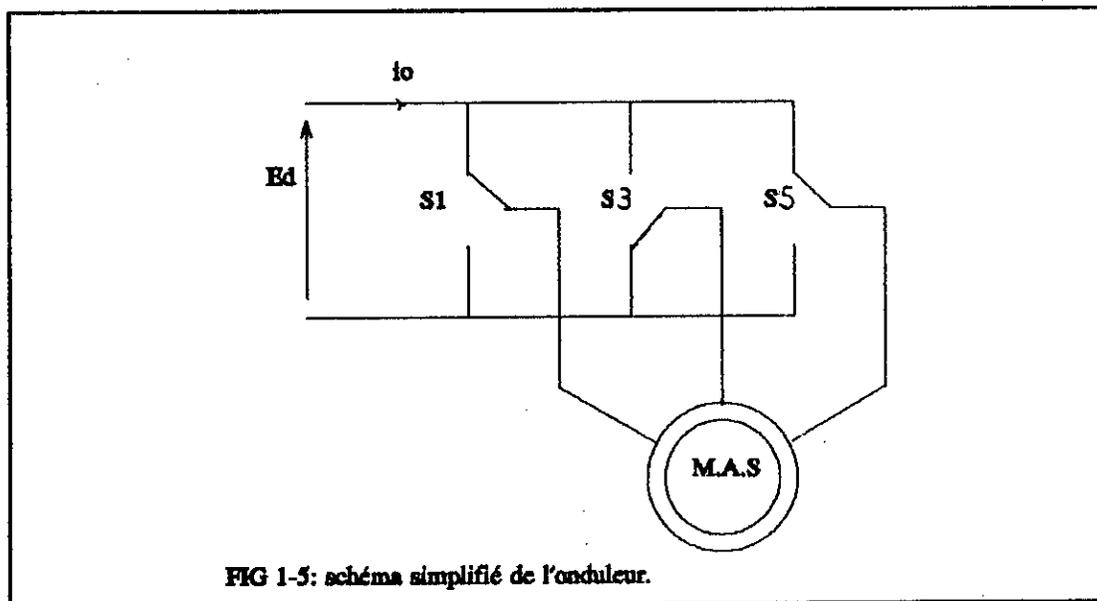
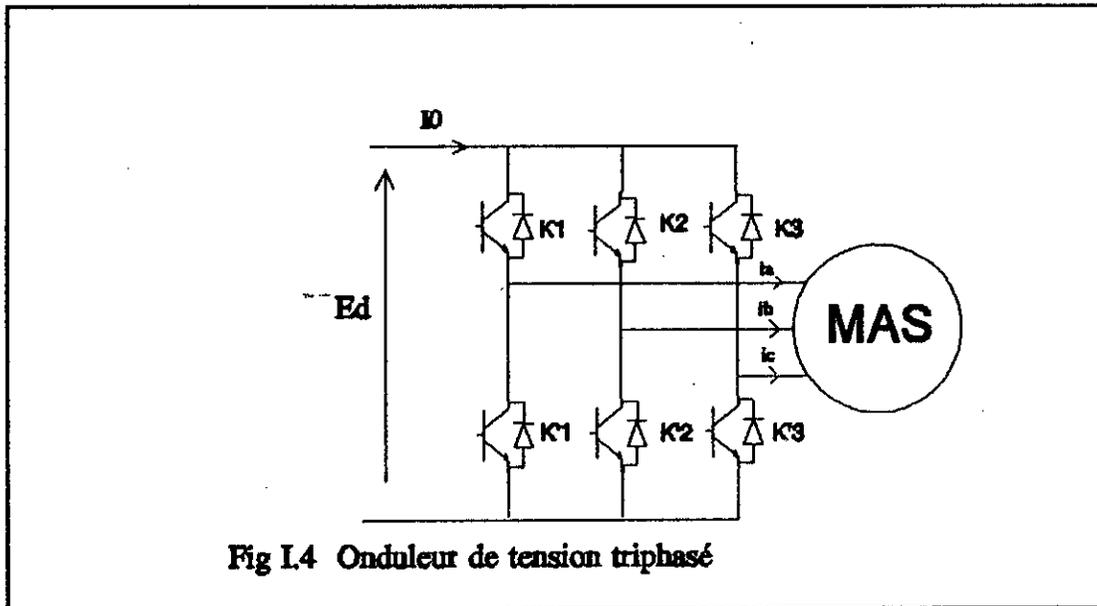
$$f_m = f_{VCT} / 6720$$

\*) horloge OCT.

Avec l'association de l'entrée K, elle détermine le délai

$$d: \quad d = 8 / f_{OCT} \quad \text{si } K=0$$

$$d = 16 / f_{OCT} \quad \text{si } K=1$$



### I.5 MODELISATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE

La mise en équation du moteur asynchrone triphasé , en faisant des hypothèses simplificatrices, conduit à un système de six équations différentielles à six inconnues, et à coefficients variables dans le temps .

Pour simplifier la représentation de ces équations on applique la transformation de PARK aux enroulements statoriques et rotoriques. Ainsi on aboutit à un modèle biphasé équivalent, plus simple à exploiter [9].

#### I.5.1 HYPOTHESES SIMPLIFICATRICES :

On désigne par a,b et c les phases statoriques ; A,B et C les phases rotoriques .Dans l'analyse qui va suivre nous admettrons les hypothèses suivantes :

-Les circuits magnétiques sont non saturés et parfaitement feuilletés .

-On ne s'intéressera qu'au premier harmonique d'espace des forces magnétomotrices , créés par les enroulements statoriques et rotoriques .

#### I.5.2 EQUATIONS DES TENSIONS :

Les équations électriques régissant la machine asynchrone sont:

$$[v_{abc}] = \frac{d}{dt} \phi_{abc} + R_s \cdot [i_{abc}] \quad (I.12)$$

$$[V_{ABC}] = \frac{d}{dt} \Phi_{ABC} + R_r \cdot [i_{ABC}]$$

Où:  $R_s$ ,  $R_r$  désignent les résistances par phase du stator et du rotor .

$$[v_{abc}] = \begin{pmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{pmatrix} ; [i_{abc}] = \begin{pmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{pmatrix} ; [\phi_{abc}] = \begin{pmatrix} \phi_a \\ \phi_b \\ \phi_c \end{pmatrix}$$

On définit de même, par changement d'indices, les vecteurs rotoriques  $[v_{ABC}]$ ,  $[i_{ABC}]$  et  $[\Phi_{ABC}]$

1.5.3 EQUATIONS DES FLUX :

Les équations des flux statoriques et rotoriques sont les suivantes:

$$\begin{pmatrix} \phi_{abc} \\ \phi_{ABC} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} L_s & L_{sr} \\ L_{sr}^t & L_r \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} i_{abc} \\ i_{ABC} \end{pmatrix} \quad (I.13)$$

( $L_s$ ) et ( $L_r$ ) représentent respectivement les matrices d'inductance statorique et rotorique.

( $L_{sr}$ ) correspond à la matrice des inductances mutuelles stator-rotor.

$$L_s = \begin{pmatrix} L_{aa} & L_{ab} & L_{ab} \\ L_{ab} & L_{aa} & L_{ab} \\ L_{ab} & L_{ab} & L_{aa} \end{pmatrix} ; \quad L_r = \begin{pmatrix} L_{AA} & L_{AB} & L_{AB} \\ L_{AB} & L_{AA} & L_{AB} \\ L_{AB} & L_{AB} & L_{AA} \end{pmatrix}$$

$$L_{sr} = L_{sA} \cdot \begin{pmatrix} \cos\theta & \cos(\theta - 4.\pi/3) & \cos(\theta - 2.\pi/3) \\ \cos(\theta - 2.\pi/3) & \cos(\theta) & \cos(\theta - 4.\pi/3) \\ \cos(\theta - 4.\pi/3) & \cos(\theta - 2.\pi/3) & \cos(\theta) \end{pmatrix}$$

$L_{sA}$  : Inductance propre d'une phase statorique

$L_{AA}$  : Inductance propre d'une phase rotorique

$L_{sb}$  : Inductance mutuelle entre phases statoriques

$L_{rB}$  : Inductance mutuelle entre phases rotoriques

$L_{sA}(\theta)$  : Inductance mutuelle entre phases statoriques et rotoriques. Seule  $L_{sA}(\theta)$  est fonction de  $\theta$ .

## Chapitre I Etude et modélisation de l'association onduleur-MAS

### I.5.4 MODELE DE PARK DE LA MACHINE ASYNCHRONE :

#### a / Transformation de PARK

-On peut exprimer la transformation de PARK par :

$$X_{dgo} = A(\theta_s) \cdot X_{abc} \quad (I.14)$$

Avec :

$$X_{dgo} = (X_d \ X_q \ X_o)^t$$

$$X_{abc} = (X_a \ X_b \ X_c)^t$$

$\theta_s$  : Caractérise la position du stator par rapport à l'axe d.

X : Vecteur tension , courant ou flux statorique et A( $\theta$ )  
donnés par :

$$A(\theta) = \frac{2}{3} \cdot \begin{pmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - 2.\pi/3) & \cos(\theta + 2.\pi/3) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - 2.\pi/3) & -\sin(\theta + 2.\pi/3) \\ 1/2 & 1/2 & 1/2 \end{pmatrix}$$

La matrice inverse est donnée par:

$$A(\theta)^{-1} = \begin{pmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) & 1 \\ \cos(\theta - 2.\pi/3) & -\sin(\theta - 2.\pi/3) & 1 \\ \cos(\theta + 2.\pi/3) & -\sin(\theta + 2.\pi/3) & 1 \end{pmatrix}$$

La transformation des grandeurs rotoriques s'obtient en remplaçant les indices s par r et a, b, c, par A, B, C.

#### b /APPLICATION DE LA TRANSFORMATION DE PARK :

- Equation de tension :

En appliquant la transformation de PARK à l'équation ( I.12 ),  
on obtient le système suivant :

$$\begin{aligned}
 v_{ds} &= R_s \cdot i_{ds} + \frac{d}{dt} \phi_{ds} - W_a \cdot \phi_{qs} \\
 v_{qs} &= R_s \cdot i_{qs} + \frac{d}{dt} \phi_{qs} + \omega_a \cdot \phi_{ds} \\
 v_{os} &= R_s \cdot i_{os} + \frac{d}{dt} \phi_{os}
 \end{aligned} \tag{I.15}$$

avec :

$$W_a = \frac{d}{dt} \theta_s$$

Pour le rotor, le résultat reste le même. Il suffit de remplacer l'indice s par r dans le système d'équations (I.9).

- Equations des flux :

On a d'après ( I.2 ) :

$$(\phi_{abc}) = (l_s) \cdot (i_{abc}) + (l_{sr}) \cdot (i_{ABC})$$

En appliquant la transformation  $A(\theta_s)$  à l'équation des flux précédente ,et en posant :

$L_s = L_{sa} - L_{ab}$  inductance propre cyclique du stator

$L_{sr} = (3/2)L_{sA}$  inductance mutuelle cyclique entre stator et rotor.

$L_{os} = L_{sa} + 2 L_{ab}$

L'expression des flux totalisés statoriques prend la forme :

$$\begin{aligned}
 \phi_{ds} &= l_s i_{ds} + l_{sr} i_{dr} \\
 \phi_{qs} &= L_s \cdot i_{qs} + L_{sr} \cdot i_{qr} \\
 \phi_{os} &= L_{os} \cdot i_{os}
 \end{aligned} \tag{I.16}$$

- Equation mécanique :

L'équation mécanique s'écrit:

$$J \frac{d}{dt} \omega = C_{em} - C_r - C_f \quad (I.17)$$

$C_r$  étant le couple de charge et  $C_f$  le couple de frottement.

$$C_r = K_c \cdot \omega$$

$$C_f = k_f \cdot \omega$$

L'équation du couple électromagnétique est donnée par :

$$C_{em} = (3/2) \cdot p \cdot (\phi_{ds} \cdot i_{qs} - \phi_{qs} \cdot i_{ds}) \quad (I.18)$$

$$= (3/2) \cdot p \cdot l_{sx} \cdot (i_{qs} \cdot i_{dx} - i_{ds} \cdot i_{qx})$$

#### I.5.5 CHOIX DU REFERENTIEL :

Le référentiel est le système d'axes  $od$ ,  $oq$  associé à la vitesse de rotation choisie pour lui.

Trois types de référentiels sont intéressants en pratique:

- Référentiel lié au stator;
- Référentiel lié au rotor ;
- Référentiel lié au champ tournant

Pour notre étude, nous allons considérer un référentiel lié au stator donc :

$$\frac{d}{dt} \theta_s = \omega_a = 0$$



## Chapitre I Etude et modélisation de l'association onduleur-MAS

Son identification ( voir annexe B) a donnée:

- paramètres électriques:

$$R_s=7 \Omega \quad ; \quad L_s=L_r'=.0182 \text{ H}$$

$$R_r'=7.5 \Omega \quad ; \quad M = .7918 \text{ H}$$

- paramètres mécanique:

$$J=9E-03 \text{ kg.m}^2$$

$$f_r=.222 \text{ e-03 Nm.s/rd}$$

### **b) résultats - interprétation.**

- La figure(I.6.1.a) représente les signaux de commande délivrés par le HEF-4752V pour une fréquence de sortie  $f=50$  hz, un indice de modulation  $m=15$ ,  $f_m=50$ .

- La figure(I.6.1.b) représente les tensions de sortie de l'onduleur.

- La figure(I.6.2) donne l'allure du courant statorique, du courant à l'entrée de l'onduleur, de la vitesse du rotor et du couple électromagnétique à vide.

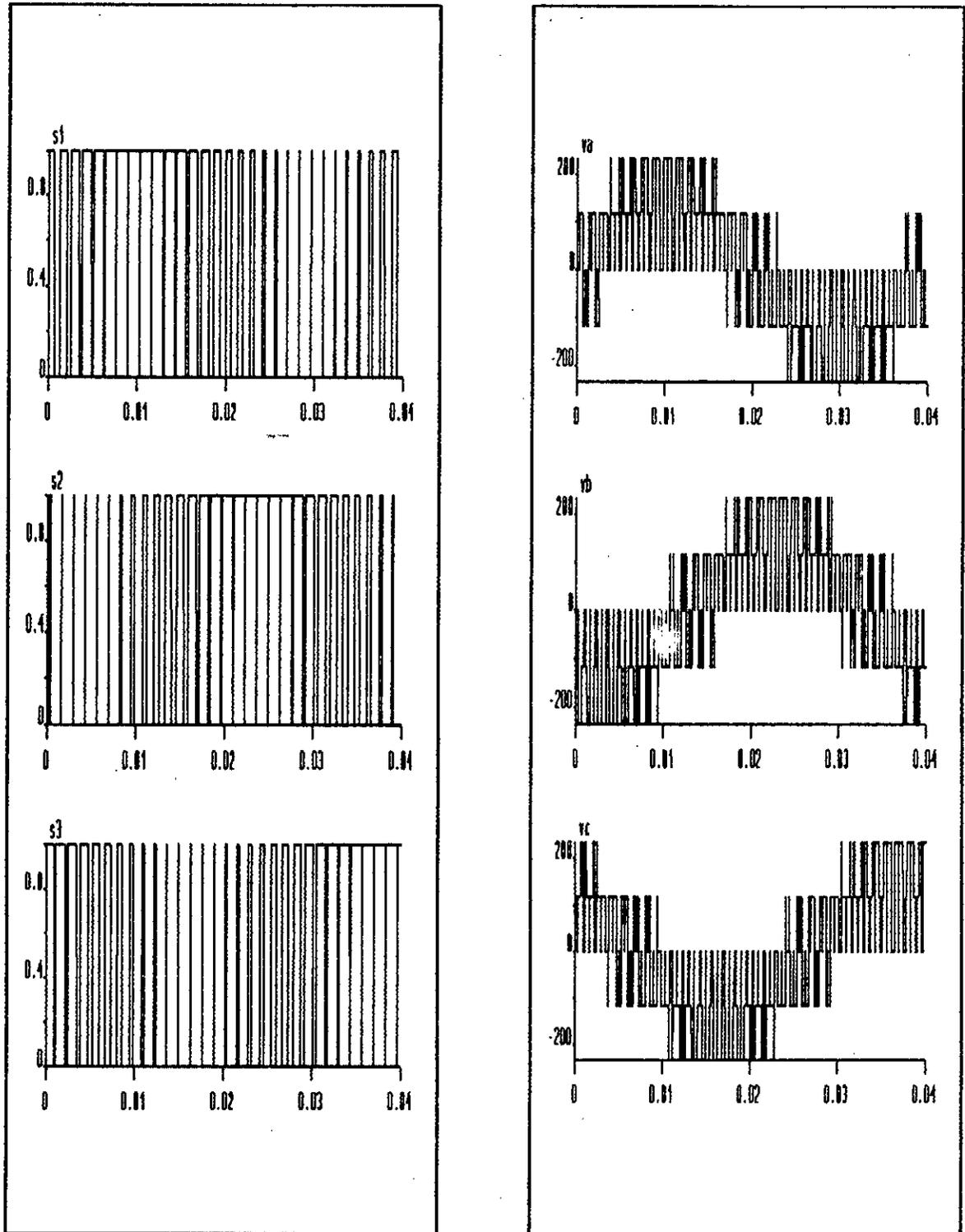
- En charge nominale, l'allure de ces derniers est donnée par la figure(I.6.3).

### **\*\* Au démarrage :**

La vitesse de rotation augmente rapidement pour atteindre après un temps court une valeur constante: c'est celle du point de fonctionnement, ceci est du au fait que les tensions sont imposées et que le couple est proportionnel au carré de la tension.

Le couple électromagnétique est oscillatoire. Au départ, les ondulations sont relativement élevées, mais elles s'atténuent progressivement à mesure que la vitesse augmente.

En fin, le courant statorique est très important et présente des valeurs dangereuses(=20 A) qui risquent de détruire la machine et les composants électroniques, ainsi que la saturation du circuit magnétique.



a) signaux de commande du HEF 4752V

b) tensions de sortie de l'onduleur

FIG(I.6.1)

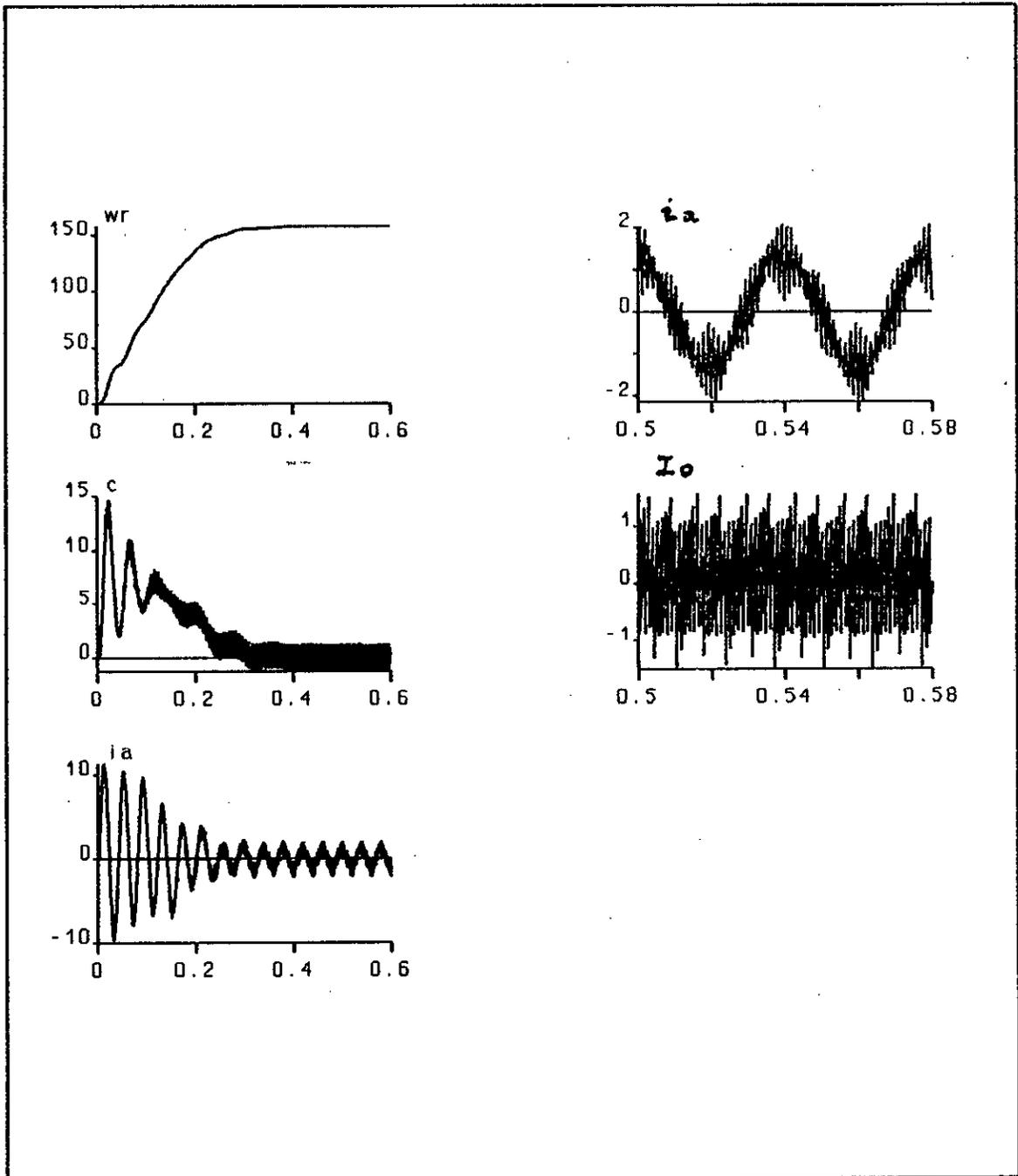


FIGURE I.6.2  
caracteristiques à vide

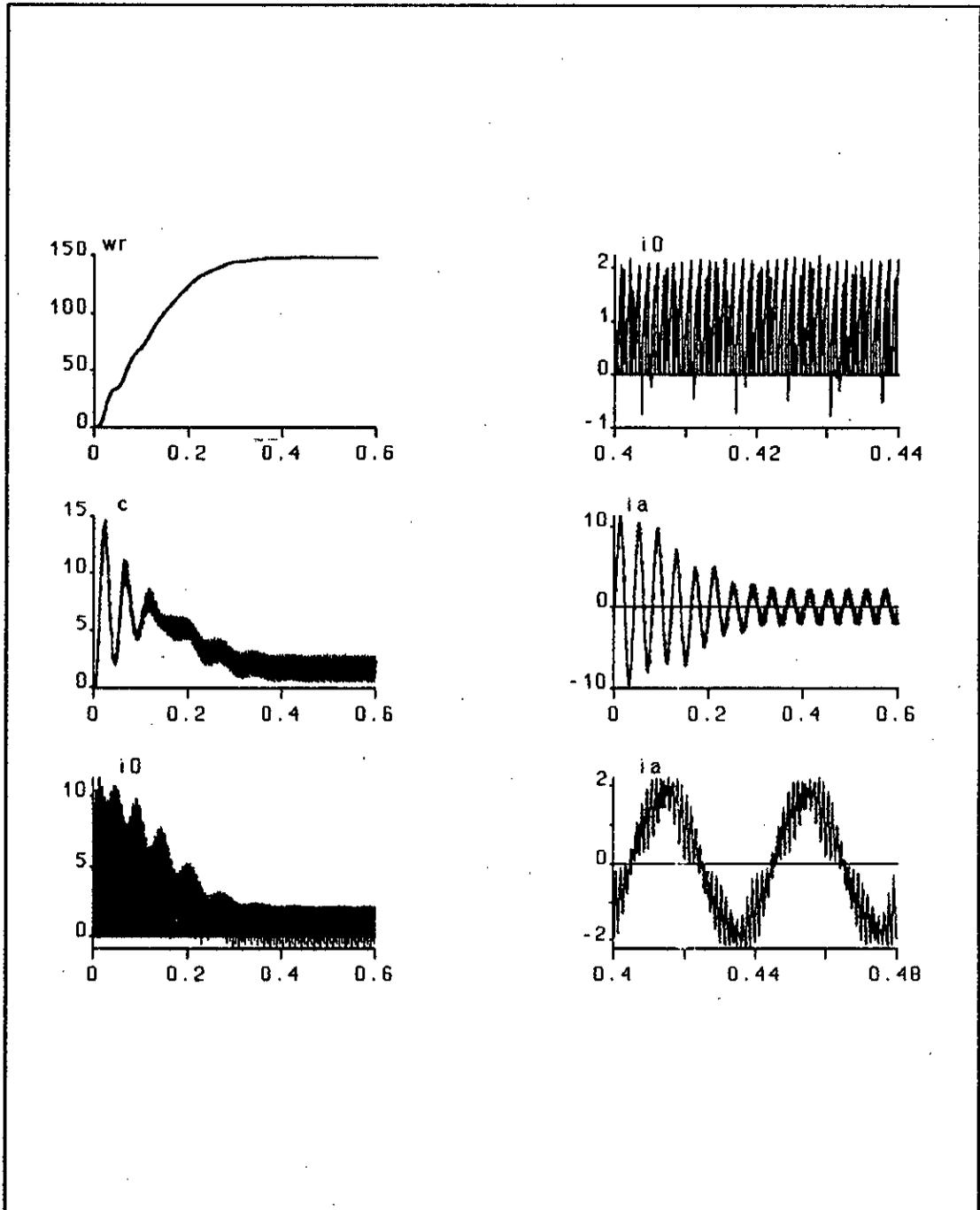


figure I.6.3  
caractéristiques en charge

## Chapitre I Etude et modélisation de l'association onduleur-MAS

### **\*\* En régime permanent:**

Le courant statorique  $i_a$  est presque une onde sinusoïdale et présente des pics dus aux commutations

### **I.7 CONCLUSIONS.**

L'onde de courant  $i_a$ , pour les deux régimes de fonctionnement à vide et à pleine charge montre tout l'intérêt de la technique de commande en M L I car le courant  $i_a$  présente une sinusoïde, si on le compare à la commande classique pleine onde. L'alimentation d'un M-A-S par un onduleur de tension se caractérise par une réponse relativement rapide mais introduit au démarrage des courants statoriques trop importants. Il convient donc d'associer un onduleur de tension à un moteur asynchrone ayant des inductances de fuites élevées, c'est à dire un moteur de petite puissance.

## *Chapitre II*

---

**Etude et modélisation  
du convertisseur AC/DC**

---

## II.1 INTRODUCTION.

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

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

En bref, ces deux grandes perturbations se résument par la détérioration du facteur de puissance. L'amélioration de ce dernier a donné lieu à de nombreuses études et on est arrivé alors à la conclusion qu'il fallait travailler en modulation de largeur d'impulsion.

Dans ce chapitre, nous proposons un convertisseur AC/DC commandé en M.L.I. pour alimenter l'onduleur de tension.

II.2 TECHNIQUE DE COMMANDE EN M.L.I.

Dans ce présent chapitre, parmi les techniques de commande en modulation de largeur d'impulsion nous traiterons La commande triangulo-sinusoidale :

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

La figure (II.1) illustre deux cas de figures de formes d'ondes:

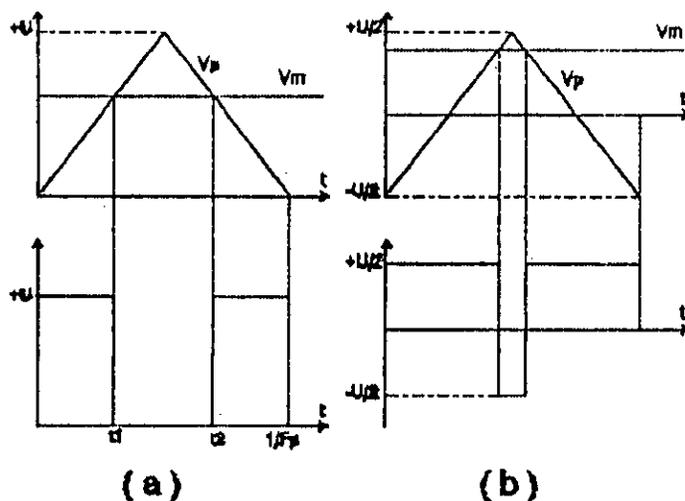


fig II.1

Formes d'ondes en commande MLI

a) - commande unipolaire

b) - commande bipolaire

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

$$U'_{\text{moy}} = V_m \quad (\text{II.1})$$

**REMARQUE** : On peut démontrer le même résultat pour des valeurs négatives de  $V_m$ , il suffit d'inverser l'onde porteuse.

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

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

C'est en fait, ce résultat qui est exploité dans cette technique pour donner deux cas de figures de commande:

- commande triangulo-sinusoïdale unipolaire (fig II.2)
- commande triangulo-sinusoïdale bipolaire (fig II.3)

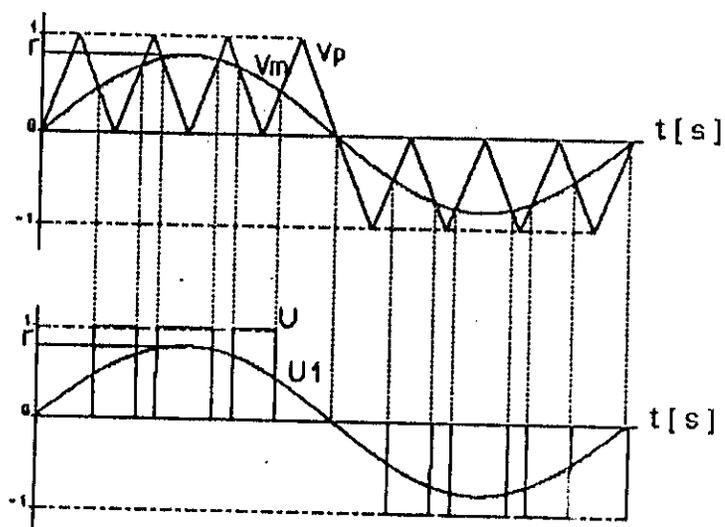


Figure. II . 2

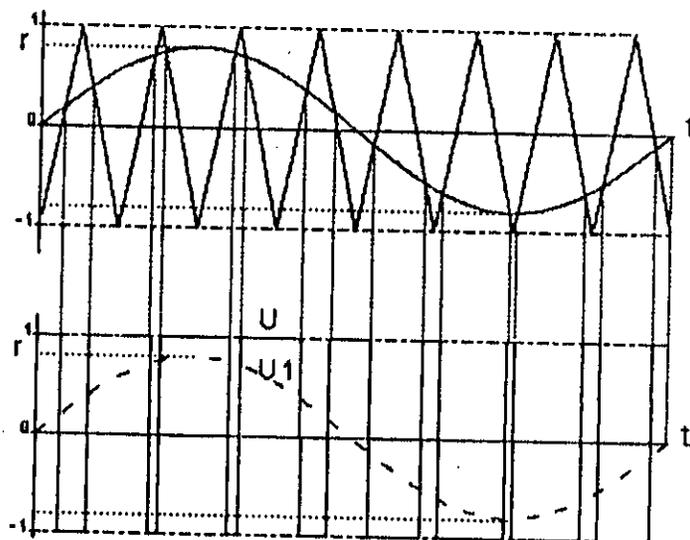


figure. II . 3

FIG. II . 2 Commande triangulo-sinusoidale unipolaire

FIG. II . 3 Commande triangulo-sinusoidale bipolaire

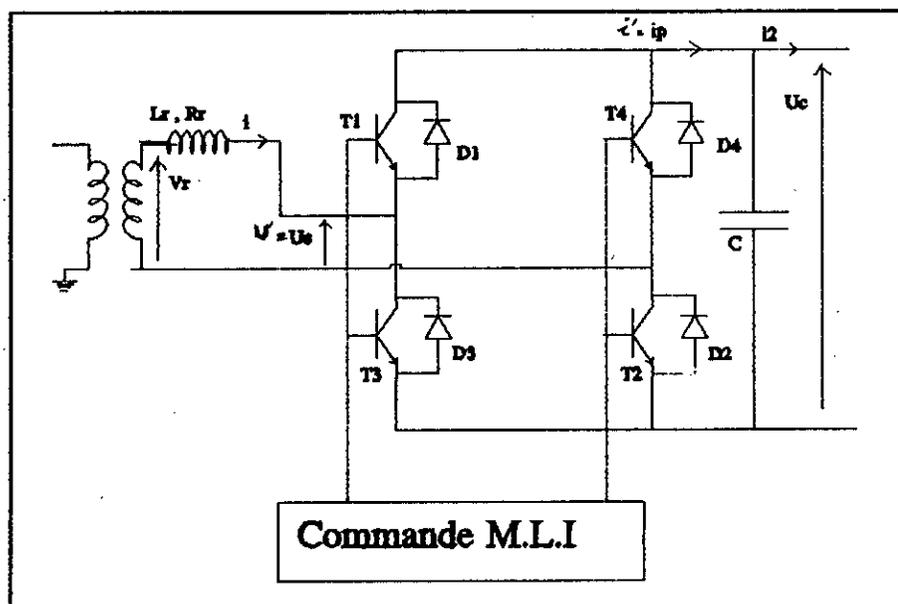
La technique de commande triangulo-sinusoidale telle qu'elle est définie peut permettre un réglage par les deux paramètres suivants:

- L'indice de modulation  $m_o = f_p/f_m$ , qui influe principalement sur le contenu harmonique de l'onde de sortie. L'augmentation de  $m_o$  diminue le taux d'harmoniques dans  $U'$ .

- Le rapport de réglage  $r_o = V_m/V_p$ ,  $V_m$  et  $V_p$  étant respectivement la valeur maximale de  $V_m$  et la valeur de crête de  $V_p$ ; ce rapport influe directement sur la valeur efficace du fondamental de  $U'$ .

II.3 SCHEMA ET EQUATIONS DU CONVERTISSEUR AC/DC.

La figure (II.4) montre, l'ensemble du système d'alimentation statique, utilisant un redresseur commandé en MLI.



FIG(II.4) Schema synoptique du convertisseur AC/DC

La self  $L_r$  représente l'inductance de fuite du transformateur ramenée au secondaire. Si cette dernière est insuffisante pour maintenir le courant admissible à l'entrée du redresseur, nous pouvons éventuellement y joindre une inductance additionnelle.

La capacité  $C$  permet de maintenir et de stabiliser la tension à l'entrée de l'onduleur. Elle permet aussi d'absorber le courant négatif produit par le fonctionnement de l'onduleur.

La tension de la source alimentant le convertisseur AC/DC est donnée par:

$$V_r = V \sqrt{2} \sin(\omega t) \quad (II.3)$$

A l'entrée et à la sortie du hacheur, les équations qui régissent le système de puissance sont:

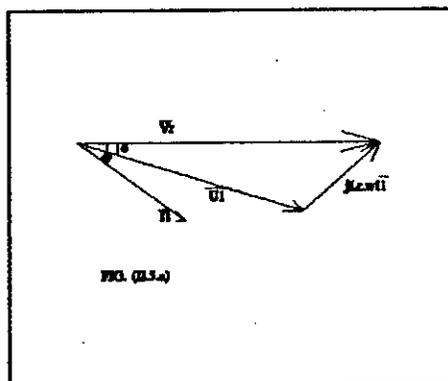
$$V_r = U' + L_r \frac{di_1}{dt} \quad (II.4)$$

$$i' = i_2 + C \frac{dv_c}{dt} \quad (II.5)$$

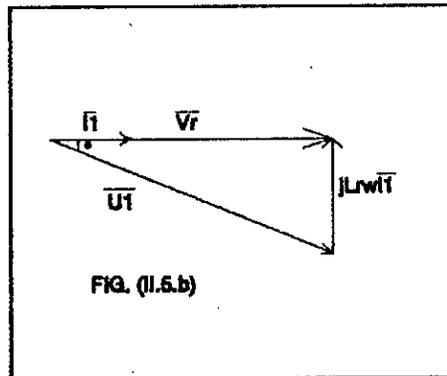
Les fondamentaux  $I_1$  et  $U_1$  du courant  $i_1$  et de la tension  $U'$  sont liés à la tension  $V_r$  de la source par la relation :

$$\bar{V}_r = \bar{U}_1 + jL_r \omega \bar{I}_1 \quad (II.6)$$

Qui traduit le diagramme vectoriel de la figure (II.5.a)



Dans notre étude, on cherche à mettre le fondamental du courant d'entrée en phase avec la tension d'entrée. Le diagramme vectoriel est alors celui de la figure (II.5.b)



Ainsi, nous pouvons écrire les équations suivantes:

$$U_1 = \sqrt{V_r^2 - (L_r \omega I_1)^2} \quad (II.7)$$

$$\text{tg}(\delta) = L_r \omega I_1 / V \quad (II.8)$$

en désignant par  $\delta$  le déphasage du fondamental de  $U_1$  en arrière de la tension  $V_r$ .

La relation (II.8) montre que le déphasage  $\delta$  correspondant à l'annulation de la puissance réactive ( $V I_1 \sin \delta$ ) est indépendant de  $U_1$ .

**REMARQUE.**

le déphasage  $\delta$  de  $U_1$  par rapport à  $V_1$  est égal au déphasage par rapport à l'onde de référence servant à déterminer les instants de commande des interrupteurs.

En tenant compte des valeurs usuelles de  $\delta$ , le déphasage  $\delta$  est quasiment proportionnel à  $I_1$  :

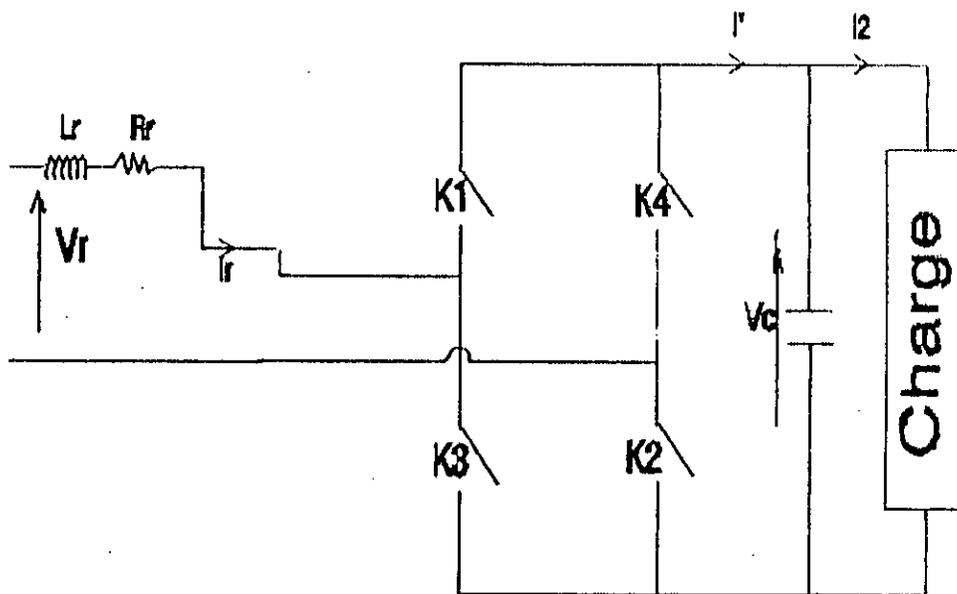
$$\delta \approx \text{tg}(\delta) = L_r \omega I_1 / V \quad (\text{II.9})$$

La valeur efficace du courant  $I_1$  à l'entrée du redresseur peut se déduire de la valeur moyenne  $I_2$  du courant absorbé par l'onduleur qui alimente le moteur. La conservation de puissance active donne en effet :

$$V I_1 = V_c I_2 \rightarrow I_1 = V_c I_2 / V \quad (\text{II.10})$$

#### II.4 ETUDE PAR SIMULATION NUMERIQUE.

Dans cette partie, on expose l'étude par simulation de la technique triangulo-sinusoidale appliquée au redresseur illustré par le schéma de principe représenté par la figure (II.6)

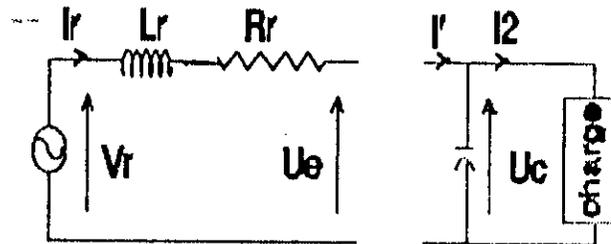


fig(II.6) Schéma de principe du redresseur

Afin de simplifier la simulation, une modélisation du redresseur s'impose.

II.4.1 MODÉLISATION DU REDRESSEUR. [3]

Le fonctionnement réversible du redresseur peut être représenté par le modèle de la figure (II.7)



fig(II.7)

Modèle du redresseur.

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

$$U_e = U \cdot U_o \tag{II.11}$$

$$i' = U \cdot i \tag{II.12}$$

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

$$U = \begin{cases} 1 & \text{si } K1 \text{ et } K2 \text{ fermés, } K3 \text{ et } K4 \text{ ouverts.} \\ 0 & \text{si } K1 \text{ et } K4 \text{ fermés, } K2 \text{ et } K3 \text{ ouverts.} \\ & \text{ou } K1 \text{ et } K4 \text{ ouverts, } K2 \text{ et } K3 \text{ fermés.} \\ -1 & \text{si } K1 \text{ et } K2 \text{ ouverts, } K3 \text{ et } K4 \text{ fermés.} \end{cases}$$

En MLI, la commande est dite suivant la forme de U, unipolaire ou bipolaire (fig II.8), le choix entre les deux types de commande dépend essentiellement de la forme de  $U_a$  désirée[6].

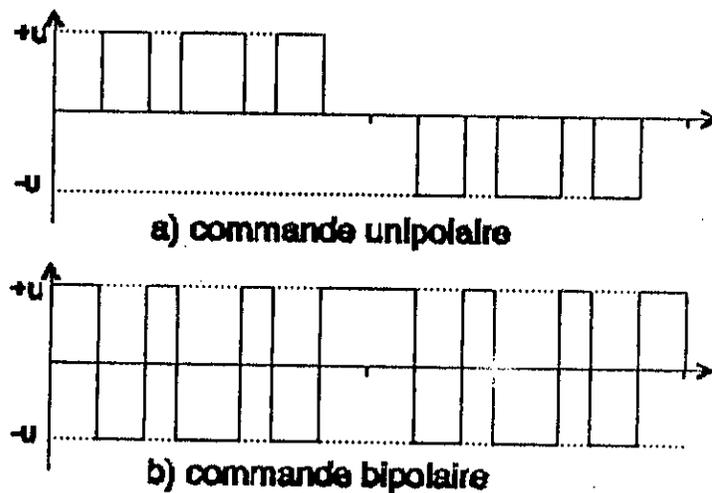


Fig (II.8) Types de commande en M L I.

Comme on le constate trois états sont possibles pour  $U$ : 1, 0 et -1.

- Pour  $U=1$  le convertisseur peut être assimilé au modèle de la figure (II.9.a), dans ce cas:

$$U_a = U_c$$

$$i' = i_r$$

- Pour  $U=0$  le modèle de la figure (II.9.b) convient à assimiler le convertisseur. Cette fois ci:

$$U_a = 0$$

$$i' = 0$$

- Enfin pour  $U=-1$ , le modèle de la figure (II.9.c) représente le convertisseur et par la suite on a:

$$U_a = -U_c$$

$$i' = -i_r$$

#### REMARQUE.

Pour la commande irréversible, la forme de la tension d'entrée  $U_a$  change,  $U_a$  n'est pas toujours égale à  $U.U_c$  car cette fois-ci les interrupteurs du pont ne sont plus bidirectionnels. Notons seulement au passage qu'en commande irréversible, on peut avoir le cas illustré par le modèle de la figure (II-9-c) où:

$$U_a = V$$

$$i' = i_r = 0$$

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

## II.4.2 SIMULATION DE LA TECHNIQUE TRIANGULO-SINUSOÏDALE.

La simulation est faite à base des équations (II.4), (II.5), (II.8) ainsi que les équations (II.12), (II.13).

Les résultats de la simulation obtenus pour un débit sur une charge inductive ( $R_1, L_1$ ) sont illustrés par les figures (II.10) et (II.11).

Les paramètres choisis étants:

$$R_1 = 25 \Omega$$

$$L_1 = 0.1H$$

$$R_r = 1\Omega$$

$$v = 220V$$

$$C = 1500\mu F$$

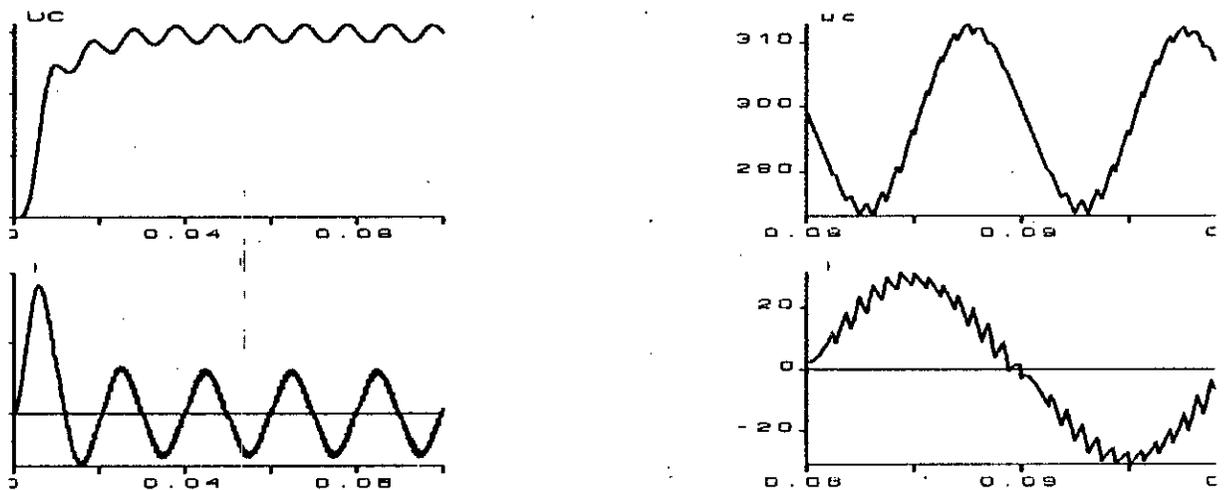
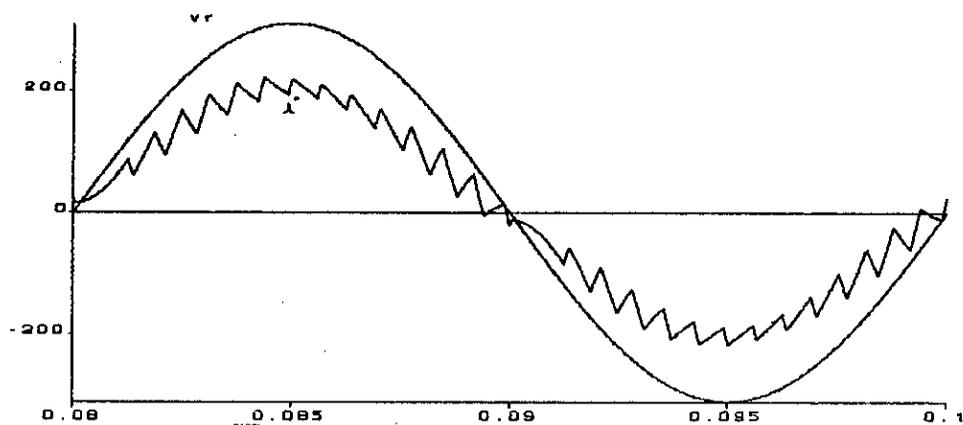
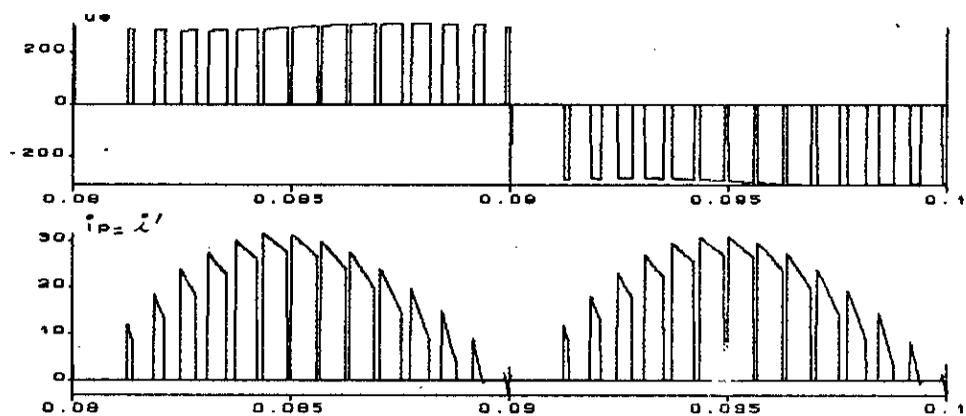


figure II.10  
courant i et tension uc



a) courant à l'entrée du redresseur  $i$  et tension de source  $v_r$ .



b) tension d'entrée du redresseur  $u_e$  et son courant de sortie  $i_p$

figure II.11

### Commentaires.

Le courant  $i$  augmente au démarrage et atteint des valeurs critiques. Cela est dû en fait à la charge du condensateur.

Le calcul de décalage de la commande ne donne pas exactement un déphasage nul entre le courant  $i$  et la tension du réseau  $v_r$ . Ceci est justifié par l'adaptation de plusieurs approximations dans le calcul.

L'analyse de la tension de sortie  $U_o$  montre que l'harmonique d'ordre (2) est inévitablement présent. Cet harmonique engendre des distorsions dans l'onde du courant  $i$ . Parfois pour remédier à ce problème, on a tendance à augmenter la capacité de filtrage mais ceci augmente (considérablement) le temps de réponse du système[1].

### II.5 CONCLUSION

L'étude théorique de la technique triangulo-sinusoidale montre que la MLI permet:

- Un réglage de tension de sortie par le rapport  $r_o$ .
- Un réglage du facteur de puissance en agissant sur l'angle de décalage.
- Le contrôle de la forme du courant en agissant sur le rapport de fréquence  $m_o$ .
- L'étude par simulation numérique montre que les qualités du courant d'entrée et de la tension de sortie du convertisseur AC/DC ne dépendent pas seulement des paramètres de la technique

de commande ( $m_a$ ,  $r_a$ ), elles reposent aussi sur les valeurs de la self d'entrée et du condensateur de filtrage du convertisseur.

## *Chapitre III*

---

**Etude par simulation numerique  
de l'association globale**

---

Le filtrage est assuré par l'inductance  $L_r$  du côté redresseur et la capacité  $C$  du côté onduleur.

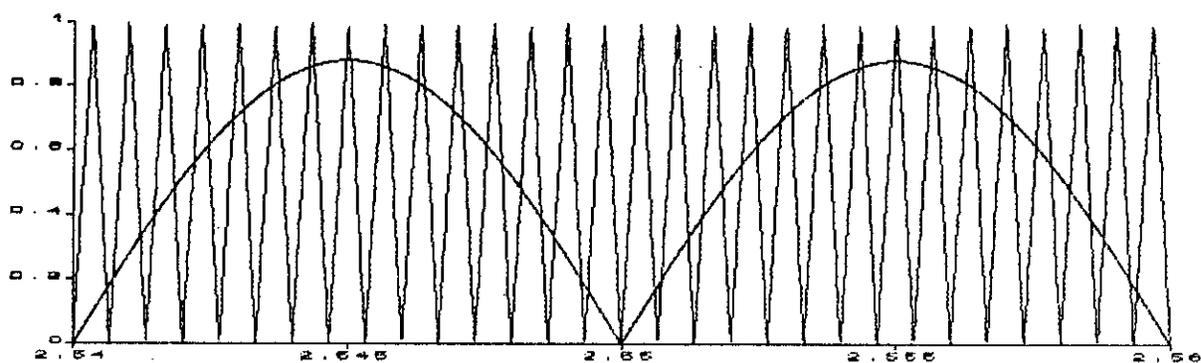
### III.3 RESULTATS DE LA SIMULATION.

Nous présentons les résultats de la simulation de l'ensemble. Ils correspondent à un fonctionnement de l'onduleur et redresseur possédant les données du réglage suivantes:

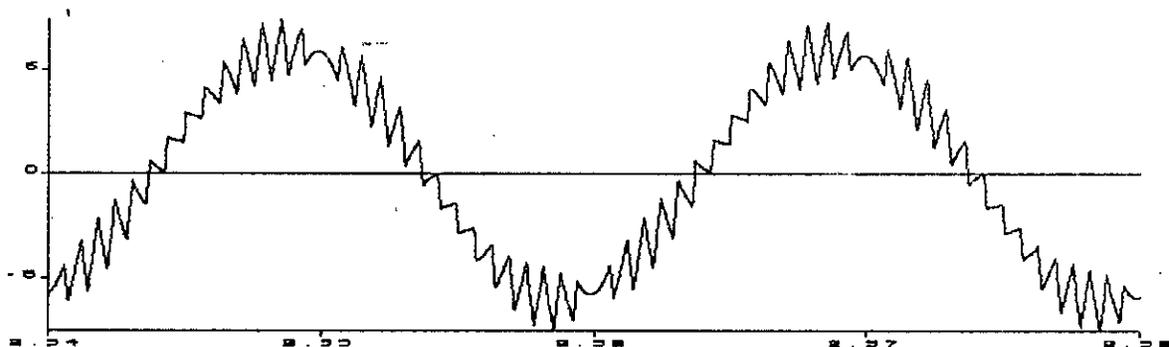
Redresseur:	$r = 0.88$	$m = 30$
	$f = 50 \text{ HZ}$	$L_r = 0.0175$

Onduleur :	$f = 25 \text{ HZ}$	$f_m = 25 \text{ HZ}$
------------	---------------------	-----------------------

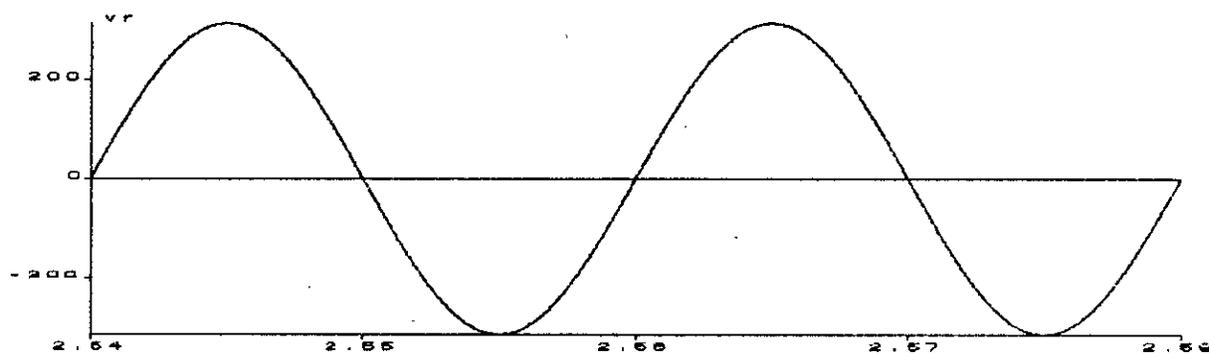
Les résultats sont illustrés sur les figures suivantes:



a) comparaison de la porteuse et de la modulante pour  $m=30$ ,  $r=.88$ .

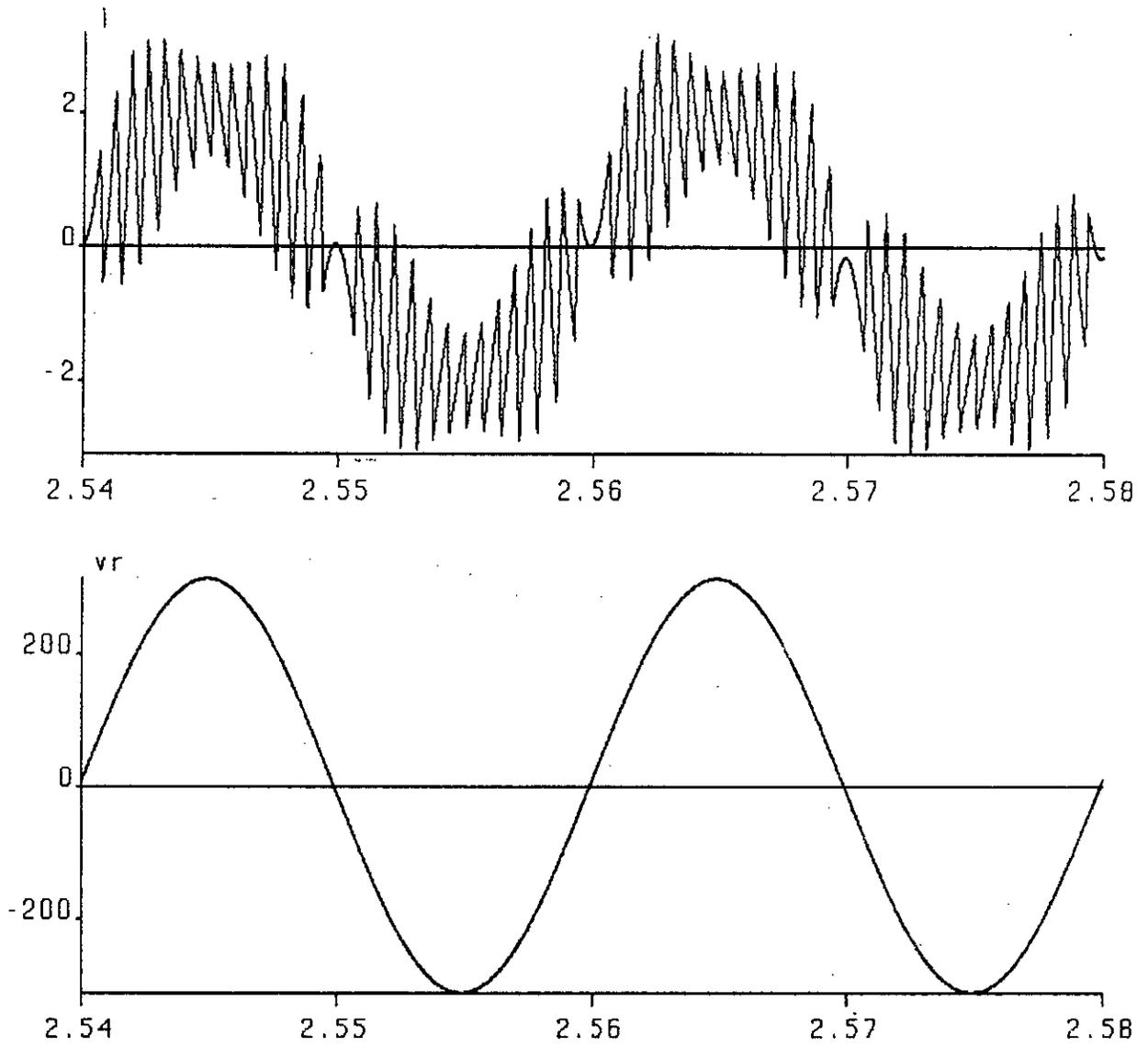


b) courant de source.



c) tension du réseau

FIG III.1 formes d'ondes pour  $\delta=0$

FIGURE III.2.1 tension  $V_r$  et courant  $i$  de source

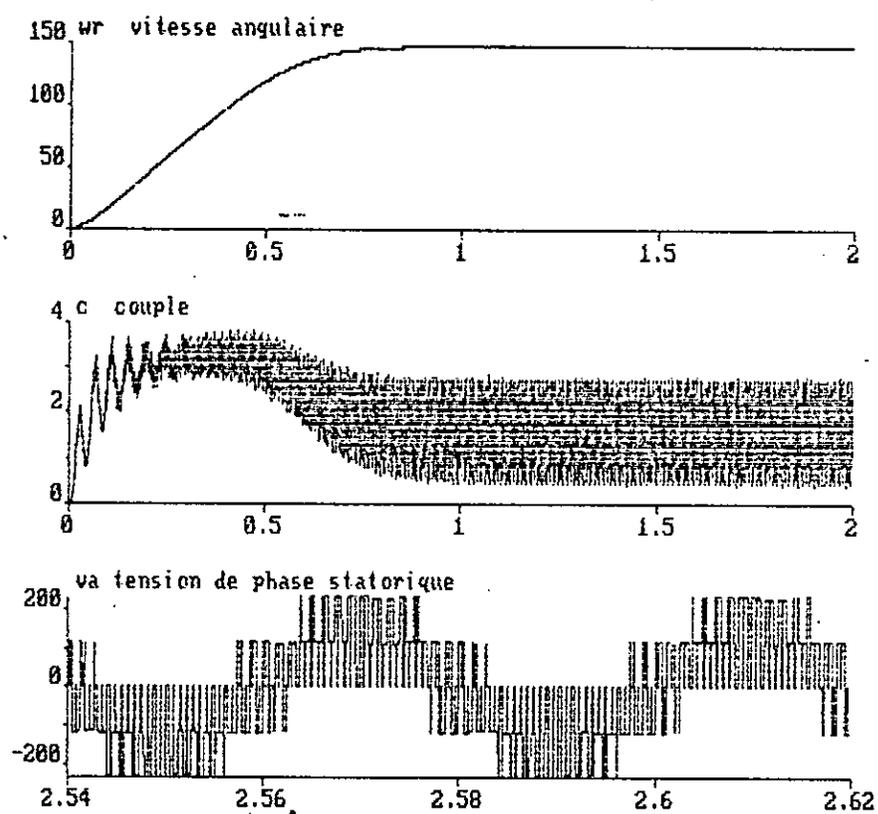
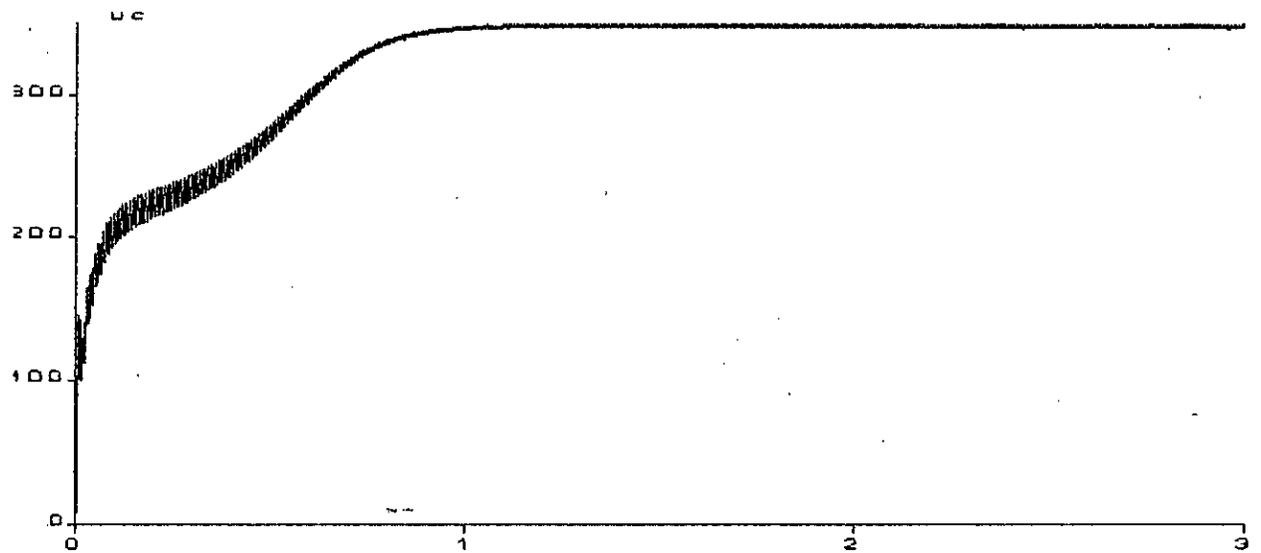
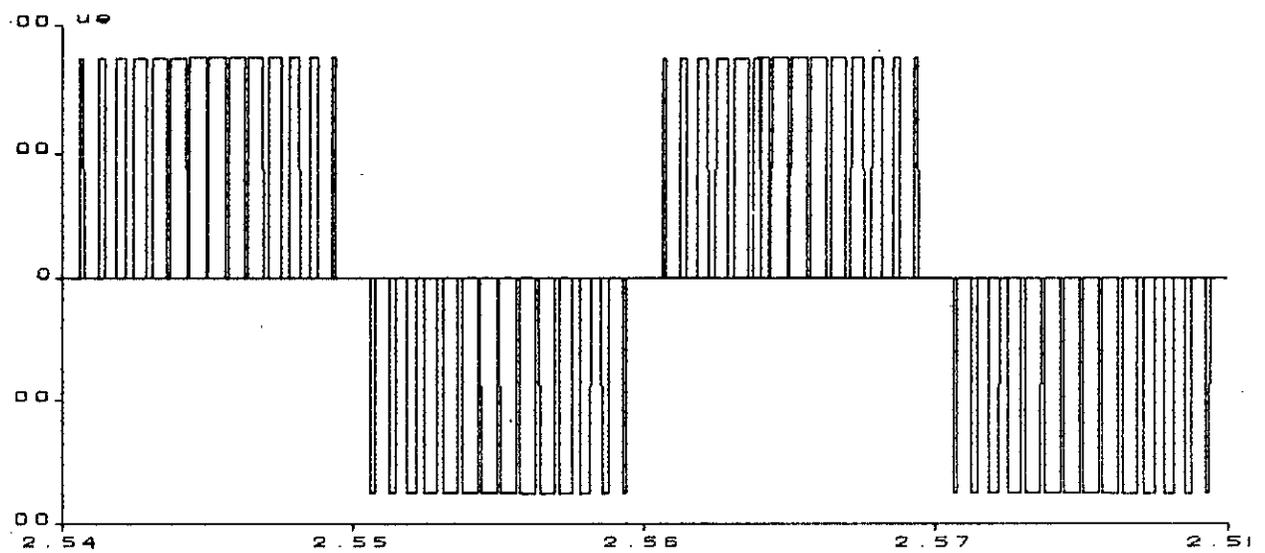


Fig III.2.2 vitesse angulaire  $w_r$ , couple électromagnétique  $C$  et tension de phase statorique  $V_a$

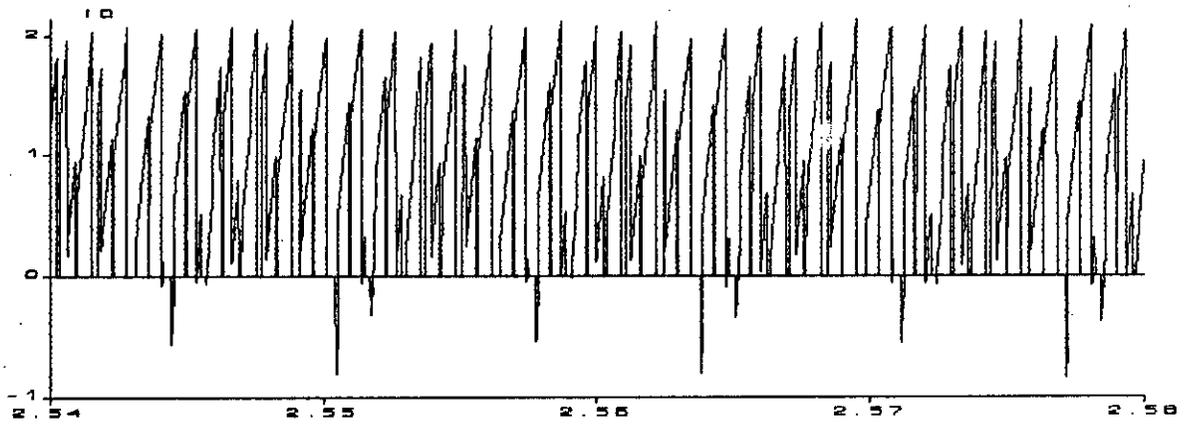


a) tension de sortie du convertisseur AC/DC

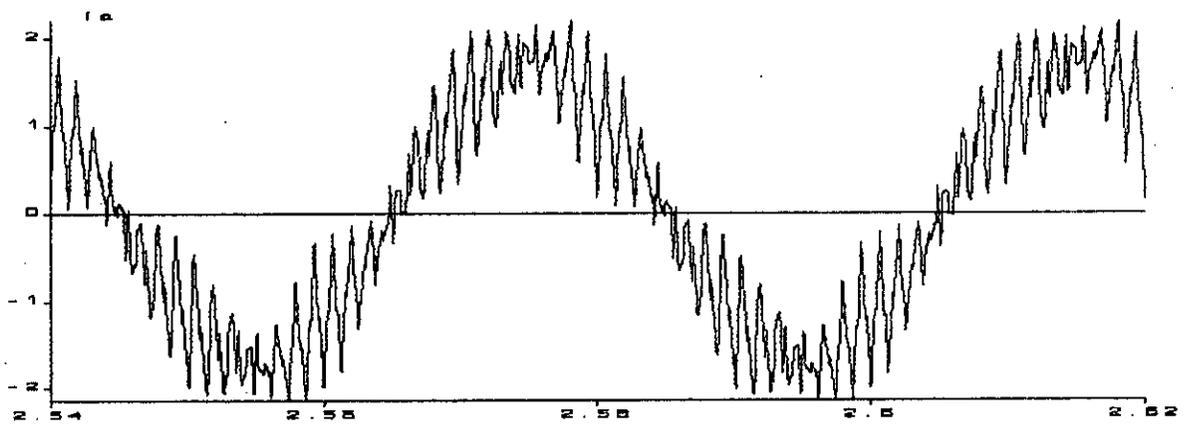


b) tension à l'entree du convertisseur AC/DC

FIG III.2.3



a) courant à l'entrée de l'onduleur



b) courant de phase statorique

FIG III.2.4

FIG III.2. formes d'ondes pour une commande décalée

### III.4 INTERPRETATION DES RESULTATS.

Les résultats obtenus à la figure (III.1) montrent que le courant  $i$  est déphasé par rapport à la tension du réseau  $v_r$  l'angle de décalage étant nul.

La figure (III.2.1) montre l'influence de la commande décalée sur le facteur de puissance.

En effet nous remarquons que le déphasage entre le fondamental du courant  $i$  et la tension du réseau  $v_r$  est nul, par conséquent le facteur de puissance du côté réseau est égal à l'unité.

Nous remarquons, qu'en régime dynamique le couple électromagnétique présente de faibles ondulations comparé à celui obtenu lorsque l'onduleur est alimenté à tension constante (voir fig.6.2 chap.I). Ceci est dû à la capacité  $C$  qui n'est pas chargée au démarrage.

La tension de sortie  $U_o$  du convertisseur AC/DC est parfaitement constante pour une capacité de valeur suffisante (voir fig. III.2.3). Elle est de valeur supérieure à celle de la tension d'entrée, ce qui confirme que le convertisseur AC/DC fonctionne comme un redresseur élévateur de tension contrairement au redresseur simple.

### III.5 CONCLUSION.

Les résultats obtenus par simulation numérique, montrent que l'utilisation du convertisseur AC/DC, améliore considérablement le facteur de puissance ainsi que le gain en tension pour l'alimentation du système d'association onduleur -machine asynchrone.

La technique de commande en modulation de largeur d'impulsions utilisée; limite les harmoniques de tension d'ordre bas.

Les harmoniques d'ordre supérieure de courant qui influent directement sur le couple sont filtrés par la self du moteur.

---

# Conclusion Générale

---

### CONCLUSION GENERALE.

L'élaboration de ce travail, nous a permis d'étudier le comportement du système constituant l'ensemble source d'alimentation -onduleur-moteur asynchrone, pour deux types d'alimentation:

- Alimentation par une source à courant continu
- Alimentation par un convertisseur AC/DC

D'après l'étude théorique, on remarque les hautes performances de la technique de modulation de largeur d'impulsions, ainsi que les remarquables propriétés du circuit intégré HEF-4752 V.

Afin d'analyser le comportement dynamique du système global, nous avons établi son modèle de connaissance.

Dans le cas d'une source à courant continu, l'étude par simulation numérique de l'association onduleur -machine asynchrone, nous a permis d'obtenir pour un fonctionnement en régime permanent et de démarrage des résultats satisfaisants et cohérents avec ce qui est prévu théoriquement :

- Commande à flux constant.
- restriction des harmoniques nuisibles.

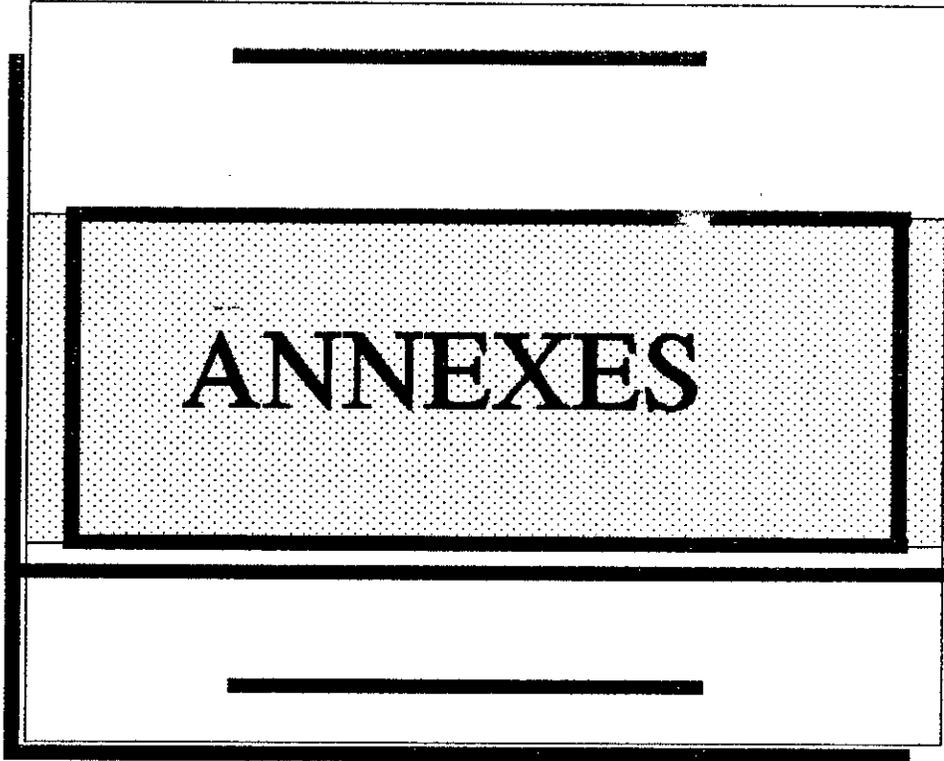
Cependant, lorsque l'ensemble onduleur -machine asynchrone est alimenté par un redresseur monophasé ou triphasé, les résultats montrent l'existence des harmoniques de courant et de tension pouvant gêner le bon fonctionnement du système d'association [2].

Pour améliorer les performances de ce dernier, nous avons remplacé le redresseur à diodes par un convertisseur AC/DC fonctionnant en commutation forcée et commandé par la technique de modulation de largeur d'impulsions.

Les différents résultats de simulation obtenus en régimes établi et de démarrage, confirment les performances réalisées avec ce convertisseur:

- Les harmoniques sont repoussés vers des fréquences élevées, ce qui facilite le filtrage.
- Le facteur de puissance se rapproche de l'unité donc la puissance réactive consommée est presque nulle.
- Réglage de la tension de sortie à des différents niveaux.
- Réversibilité fonctionnelle.

---



ANNEXES

---

## ANNEXE: A

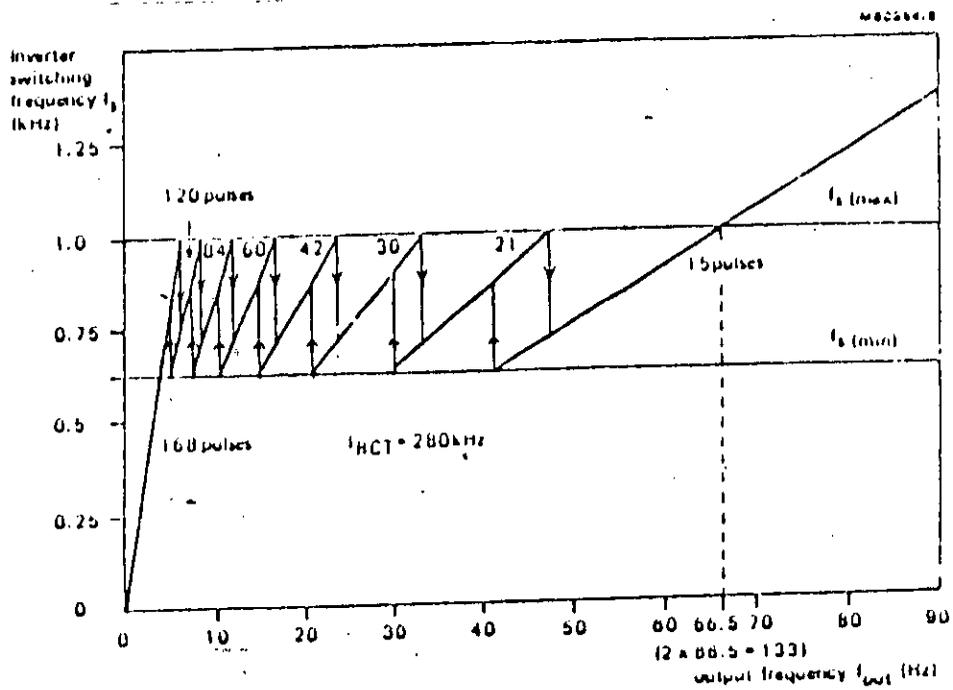
Le tableau (1) présenté, indique les valeurs typiques de la fréquence de sortie, l'indice de modulation et la fréquence de commutation.

Fréquences de sortie (Hz)	Indice de modulation m	Fréquence de commutation (Hz)
0.0 à 4.0	168	0 à 675
4.0 à 6.4	168	675 à 1070
5.7 à 8.9	120	675 à 1070
8.1 à 12.8	84	675 à 1070
11.2 à 17.9	60	675 à 1070
16.3 à 25.5	42	675 à 1070
22.3 à 35.7	30	675 à 1070
32.5 à 51	21	675 à 1070
41.6 à 71.3	15	675 à 1070
71.3	15	voir (*)

Tableau (1): Variation de l'indice de modulation en fonction de la fréquence de sortie

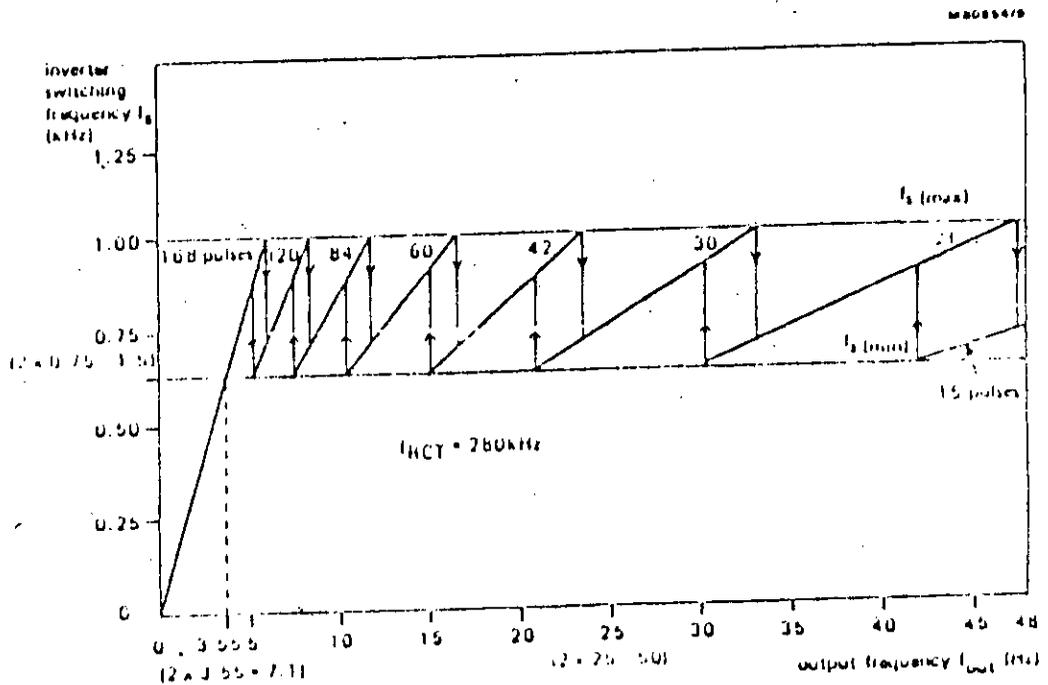
**(\*) Remarque:**

Conformément au tableau (1) , si la fréquence de sortie dépasse 71.3 Hz la fréquence de commutation devient supérieure à 1070 Hz jusqu'à atteindre la surmodulation (c'est à dire le fusionnement d'impulsions voisines de la porteuse), il en résulte une réduction de la fréquence de commutation, et le signal de sortie devient presque carré.



Inverter switching frequency against output frequency (full range)

Fréquence de commutation de l'onduleur en fonction de la fréquence de sortie



Inverter switching frequency against output frequency (expanded scale for low frequencies)

Fréquence de commutation de l'onduleur en fonction de la fréquence de sortie

## ANNEXE B

### METHODE D'IDENTIFICATION DU MOTEUR ASYNCHRONE A CAGE

La méthode d'identification qu'on va présenter se fait sur la base d'essais classiques sur le moteur.

On utilise le schéma équivalent en T du moteur asynchrone représenté par la figure B.1.

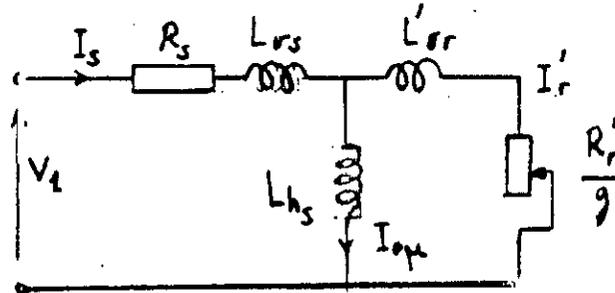


Figure B.1

#### Schéma équivalent du moteur asynchrone

Avec  $R_s$  résistance d'une phase du stator;

$X_{vs} = \omega_s \cdot L_{vs}$  réactance de fuites du stator;

$X_h = \omega_s \cdot L_{hs}$  réactance principale ;

$X'_{or} = \omega_s \cdot L'_{or}$  réactance de fuites du rotor ramenée au stator;

$R'_r$  résistance d'une phase du rotor ramenée au stator;

$I'_r$  courant rotorique ramené au stator;

$I_{0\mu}$  courant magnétisant;

Les équations électriques qui régissent ce schéma sont :

$$\begin{aligned} U_s &= R_s I_s + j\omega_s L_{vs} I_s + j\omega_s L_{hs} (I_s + I_r) \\ 0 &= \frac{R_r}{g} I_r + j\omega_s L_{or} I_r + j\omega_s L_{hs} (I_s + I_r) \end{aligned} \quad (8.1)$$

Au régime permanent, on peut montrer que les équations de fonctionnement du moteur asynchrone s'écrivent aussi sous la forme :

$$\begin{aligned} U_s &= R_s I_s + j\omega_s L_s I_s + j\omega_s L_{sr} I_r \\ 0 &= \frac{R_r}{g} I_r + j\omega_s L_r I_r + j\omega_s L_{or} I_s \end{aligned} \quad (8.2)$$

Sachant que l'inductance cyclique du stator est telle que  $L_{hs} = a.L_{sr}$ , où  $a$  est le rapport de transformation stator/rotor, on peut identifier les équations (B.1) et (B.2) ci-dessus. On montre alors que l'on a les relations suivantes :

$$\begin{aligned}
 L_s &= L_{\sigma s} + L_{hs} \\
 R'_r &= a^2.R_r \\
 L'_r &= L'_{\sigma r} + L'_{hr} = a^2 L_r \quad ; \quad L'_{hr} = L_{hs} \\
 N_1 &= L_{\sigma s} + L'_{\sigma r} \\
 L_{hs} &= a.L_{sr} \\
 a &= I_r/I'_r
 \end{aligned}
 \tag{B.3}$$

le rapport de transformation  $a$  est donné par:[2]

$$a = (m_s.N_s.k_{ws}) / (m_r.N_r.k_{wr})$$

avec  $m$  nombre de phase ( stator ou rotor selon l'indice )

$N$  nombre de spires par phase

$k_w$  coefficient de bobinage

Pour un moteur à cage on a:

$m_r = z_r$  : nombre d'encoches rotoriques

$N_r = 1/2$  ( 1 barre représente une 1/2 spire )

$k_{wr} = 1$  ( quel que soit le rang de l'harmonique )

Pour déterminer les paramètres du schéma équivalent de la figure A.1, il est fort intéressant d'adopter les suppositions suivantes, qui sont en accord avec la pratique.

-  $X_{\sigma s} = X'_{\sigma r}$  : La reactance primaire égale à la reactance secondaire ramenée. Le départ d'une telle supposition ne cause, dans la pratique, que des petites erreurs, et comme il est difficile de déterminer séparément  $X_{\sigma s}$  et  $X'_{\sigma r}$  par l'essai et pour les garder séparées dans les calculs, une telle supposition s'avère nécessaire.

-  $I_{0\mu} = I_s$  (à vide): Le facteur de puissance à vide est très faible, cette supposition est pratiquement toujours satisfaite et simplifie beaucoup de calculs.

- Tous les harmoniques de courant et de tension sont négligés autrement dit, l'alimentation est parfaitement sinusoïdale.

## Détermination des paramètres électriques

### Essais nécessaires

a/ Essai à vide: le moteur est alimenté sous sa tension nominale à sa fréquence nominale. Quand le courant appelé par le moteur se stabilise, on relève les valeurs de  $I_0$  et de  $P_0$ .

On peut prendre également ces mesures pour différentes valeurs de la tension d'alimentation, à la fréquence normale.

b/ Essai à rotor bloqué: l'essai est effectué sous tension réduite à la fréquence normale, le rotor étant bloqué, on prend rapidement les mesures de  $V_{cc}$ ,  $P_{cc}$ , et de  $I_{cc}$ .

De ces deux essais, on peut déterminer

$$R_{eq} = \frac{P_{cc}}{3 I_{cc}^2} \quad \text{et} \quad X_{eq} = \sqrt{\frac{V_{cc}^2}{I_{cc}^2} - R_{eq}^2}$$

La valeur de  $X_{eq}$  est légèrement inférieure à la valeur réelle de  $X_{eq}$ , car la formule précédente suppose que tout le courant appelé par le moteur passe à travers les réactances  $X_{os}$  et  $X'_{or}$  placées en série, tandis que la valeur du courant magnétisant passe à travers  $X_{os}$  seulement. On peut corriger cette valeur par le facteur:  $[1 + (I_{0\mu} \cdot X_{eq}) / (4 \cdot V_1)]$ .

on a aussi  $R_{eq} = R_s + R'_r$  et  $X_{eq} = X_{os} + X'_{or}$   
d'où on obtient :

$$X_{os} = X'_{or} = X_{eq} / 2$$

$$R'_r = R_{eq} - R_s ; \quad R_s \text{ mesurée en courant continu.}$$

et aussi  $X_h = (V_1 / L_{0\mu}) - X_{os}$

## Détermination des paramètres mécaniques

### Mesure du coefficient de frottement:

Le moteur étant alimenté sous tension nominale et à vide.

La vitesse est pratiquement constante. L'équation mécanique devient  $J \cdot d\Omega / dt = 0 = T_{em} - f \cdot \Omega$

d'où  $f = P_m / (\Omega^2)$  ;  $P_m$  est obtenu par la séparation des pertes à vide.

### Mesure du moment d'inertie:

Le moteur étant alimenté sous tension nominale fonctionne à vide à la vitesse nominale; à partir d'un certain instant, on coupe l'alimentation du moteur et on enregistre sur table traçante les variations de la vitesse en fonction du temps jusqu'à l'arrêt total du moteur, ce qui nous permet de mesurer les variations  $\Delta\Omega/\Delta t$ .

L'équation mécanique au ralentissement étant :

$$J \cdot d\Omega/dt = P_m = -f \cdot \Omega$$

on a alors  $J = (f \cdot \Omega) \cdot (\Delta\Omega/\Delta t)$ .

## ERRATUM

### PAGE 5:

Au lieu de trois horioges il faut lire quatre horioges

### page 10:

au lieu de  $S_i(t)$  ( $i=1,2,3$ ) il faut lire  $S_{ij}$  ( $i=1,3,5$ )

### page 13:

Au lieu de  $S_1, S_2, S_3$  il faut lire  $S_1, S_3, S_5$

### page 15:

$\theta$  etant le dephasage entre la phase a statorique et la phase A rotorique

### page 16:

Au lieu de (1.13) il faut lire (1.14)

### page 17:

-Au lieu lieu de (1.2) il faut lire (1.13)

-Au lieu de  $W_2$  il faut lire  $\omega_2$

-au lieu de (1.9) il faut lire (1.15)

### page 19:

triphase: 50HZ, 1.5 kw

$\Delta/Y$ ; 220/380V; 4.4/2.6A

$\cos\phi=0.83$ ;  $N=2840$ tr/min

25kg

Dans tous les graphes :

-Les tensions sont en volt (V)

-Les courants en amperes(A)

-Les vitesses en (rd/s)

- Les flux sont en  $\text{Wb}$
- Les couples électromagnétiques en  $\text{N.m}$

Ainsi que l'axe des X représentant le temps en secondes (s)

**page 26:**

Dans la figure (II.1) au lieu U il faut lire A

**page 27:**

Au lieu de  $U_{\text{moy}} = V_m$  il faut lire  $U_{\text{moy}} = V_m$

**page 29:**

- Au lieu de  $m_0 = f_p / f_m$  il faut lire  $m_0 = f_p / f_m$

- Au lieu de i il faut lire  $i_r$

**page 37:**

$L_r = 5 \text{ mH}$

**page 39:**

Il faut remplacer l'expression "i augmente au démarrage" par l'expression "i augmente en régime transitoire".

---

# Bibliographie

---

## BIBLIOGRAPHIE

- [1] O. STIHI  
"Single phase controlled current PWM converter"  
Thèse de master, Mc Gill University(Canada), 1987.
- [2] O. STIHI, B.T. OOI  
" Single phase controlled current PWM rectifier"  
IEEE, 1988.
- [3] N. MOKHTARI, R. BOUZIANI  
" Réalisation d'un redresseur commandé en MLI "  
PFE, ENP juillet 1993.
- [4] A. NESBA, N. TALBI  
" Réalisation d'un onduleur de tension triphasé  
commandé par MLI alimentant un moteur asynchrone "  
PFE, ENP juillet 1993.
- [5] Y. AIT-GOUGAM  
" Etude des stratégies de modulation de largeur  
d'impulsions pour onduleur de tension alimentant  
un moteur asynchrone "  
Thèse de magister, ENP février 1992.
- [6] G. SEGUIER, F. LABRIQUE  
" Les convertisseurs de l'électronique de puissance"  
Tome IV, Dunod 1989.
- [7] LSI circuit of AC motor speed control ( Document du HEF-4752V)
- [8] S. GROUNI  
"Etude de l'étage d'alimentation d'un onduleur de  
tension alimentant un moteur asynchrone "  
Thèse de magister, ENP 1992.
- [9] CHATELAIN  
" Machines électriques "; PFR Lausanne 1983.
- [10] A. DEHBI, HALFAOUI  
" Réalisation d'un onduleur de tension triphasé à  
modulation de largeur d'impulsion "  
PFE, ENP juin 1992.

- [11] G. SEGUIER  
" Les convertisseurs de l'électronique de puissance"  
Tome III, Dunod 1987.
- [12] ALAIFA, K. MAAZI  
"Etude de l'association onduleur de courant - MAS"  
PFE, ENP juin 1991
- [13] KRAUSE  
" Analysis of electrical machines ", Mc Graw Hill 1986.