



Ministère aux Universités



الجامعة الوطنية المتعددة التخصصات
BIBLIOTHEQUE - المكتبة
Ecole Nationale Polytechnique

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE



DEPARTEMENT DE GENIE-ELECTRIQUE

THESE

Présentée par : Yazid AIT-GOUGAM

POUR L'OBTENTION DU DIPLOME DE MAGISTER
EN ELECTROTECHNIQUE

Option : MACHINES ELECTRIQUES

SUJET

ETUDE DES STRATEGIES DE MODULATION
DE LARGEUR D'IMPULSIONS POUR ONDULEUR
DE TENSION ALIMENTANT UN MOTEUR ASYNCHRONE

Soutenu publiquement le 29 Février 1992 devant le jury

Messieurs : M.E. ZAIM Président
M.O. MAHMOUDI Rapporteur
F. LABRIQUE Rapporteur
B. HEMICI Examineur
H. CHEKIREB Examineur
F. BOUDJEMA Examineur
H. REZINE Invité

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

DEPARTEMENT DE GENIE-ELECTRIQUE

THESE

Présentée par : Yazid AIT-GOUGAM

POUR L'OBTENTION DU DIPLOME DE MAGISTER
EN ELECTROTECHNIQUE

Option : MACHINES ELECTRIQUES

SUJET

ETUDE DES STRATEGIES DE MODULATION
DE LARGEUR D'IMPULSIONS POUR ONDULEUR
DE TENSION ALIMENTANT UN MOTEUR ASYNCHRONE

Soutenu publiquement le 29 Février 1992 devant le jury

Messieurs : M.E. ZAIM Président
M.O. MAHMOUDI Rapporteur
F. LABRIQUE Rapporteur
B. HEMICI Examineur
H. CHEKIREB Examineur
F. BOUDJEMA Examineur
H. REZINE Invité

REMERCIEMENTS

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
المكتبة — BIBLIOTHEQUE
Ecole Nationale Polytechnique

Ce travail a été effectué sous la direction de Messieurs F.Labrique, Professeur à l'Université Catholique de Louvain (Belgique), et M.O.Mahmoudi, Chargé de cours à l'Ecole Nationale Polytechnique, qu'ils trouvent ici l'expression de mes sentiments et le témoignage de ma gratitude pour leur soutien et les conseils qu'ils n'ont cessé de me prodiguer.

Monsieur M.E.Zaïm, Maître de Conférence à l'E.N.P, me fait honneur de présider le jury de soutenance. Qu'il en soit vivement remercié et qu'il croit en ma reconnaissance pour sa collaboration.

Je tiens à remercier Monsieur B.Hemici, Chargé de cours à l'E.N.P, pour son aide et l'intérêt qu'il a témoigné à ce travail.

Je remercie MM. H.Chekireb, Chargé de cours, et F.Boudjema, Maître assistant, pour l'honneur qu'ils me font en participant au jury.

Je remercie également Monsieur H.Rezine (E.N.I.T.A.), pour sa participation au jury de soutenance et à l'intérêt qu'il n'a cessé de témoigner à ce travail.

Mes chaleureux remerciements vont également à M.Bounekhla, S.Loucif(attaché de recherche à l'INRSG), S.Bouazabia T.Chikhaoui, K.Nacereddine et E.Yahi pour leurs aides et encouragements.

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

NOMENCLATURE

A_k, B_k, C_k	: coefficients de Fourier pour l'harmonique k
C_f	: condensateur de filtrage
C_{em}	: couple électromagnétique
\overline{e}	: valeur "moyenne" du vecteur tension de référence
E_d	: tension continue
e_{ra}, e_{rb}, e_{rc}	: tensions de référence de phase
E_{t1}, E_{t2}	: porteuses unipolaires
$e_{uab}, e_{ubc}, e_{uca}$: tensions de référence de ligne
f	: fréquence du fondamental
g	: glissement
i_a, i_b, i_c	: courants de phase
$\overline{i_s}$: vecteur courant statorique
$\overline{i_r}$: vecteur courant rotorique
$\overline{i_{sp}}$: vecteur courant statorique en régime permanent
$\overline{i_{rp}}$: vecteur courant rotorique en régime permanent
$\overline{i_{st}}$: vecteur courant statorique en régime transitoire
$\overline{i_{rt}}$: vecteur courant rotorique en régime transitoire
I_o	: courant de source
I_d^r, I_q^r	: courant rotorique suivant l'axe d, suivant l'axe q
I_α, I_β	: courant statorique suivant l'axe α , suivant l'axe β
J	: moment d'inertie du rotor
L_f	: inductance de lissage
L_s, L_r	: inductance cyclique statorique, rotorique
l_1	: inductance de fuite statorique
M	: mutuelle cyclique stator-rotor
m	: indice de modulation

N	: nombre de commutation par quart de période
NP	: nombre d'impulsions par demi-période
q	: nombre de paires de pôles
r	: coefficient de réglage en tension
R_r	: résistance d'une phase rotorique
R_s	: résistance d'une phase statorique
S_a, S_b, S_c	: inverseurs
T	: période du fondamental
T_f	: couple de frottements
$THDi$: distortion totale des harmoniques de courant
T_r	: couple résistant
u_{ab}, u_{bc}, u_{ca}	: tensions de ligne
U_{po}	: fondamental de la tension pleine onde
$U'_{ab}, U'_{bc}, U'_{ca}$: valeurs efficaces des fondamentaux des tensions de ligne
$[\overline{U}_{ab}]_{moy}$: moyenne sur T du vecteur tension de ligne \overline{U}_{ab}
$[\overline{U}_{bc}]_{moy}$: moyenne sur T du vecteur tension de ligne \overline{U}_{bc}
$[\overline{U}_{ca}]_{moy}$: moyenne sur T du vecteur tension de ligne \overline{U}_{ca}
V	: fondamental de la tension de sortie
V_{ao}	: tension entre phase et neutre fictif de la source continue
V'_{ao}	: valeur efficace de V_{ao}
\overline{V}	: vecteur tension de sortie
V_m	: valeur maximale de V
\overline{V}_r	: vecteur tension rotorique
\overline{V}_s	: vecteur tension statorique
\overline{V}_{rp}	: vecteur tension rotorique en régime permanent
\overline{V}_{sp}	: vecteur tension statorique en régime permanent
\overline{V}_{rt}	: vecteur tension rotorique en régime transitoire

- \overline{V}_{st} : vecteur tension statorique en régime transitoire
 v_{α}, v_{β} : tension statorique suivant l'axe α , suivant l'axe β
 $w (w_r)$: pulsation statorique (rotorique)
 ψ : flux statorique
 $\overline{\psi}_m (\overline{\psi}_r)$: vecteur flux magnétique (rotorique)
 $\overline{\psi}_{rp}$: vecteur flux rotorique en régime permanent
 $\overline{\psi}_{rt}$: vecteur flux rotorique en régime transitoire
 $\overline{\psi}_s$: vecteur flux statorique
 $\overline{\psi}_{sp}$: vecteur flux statorique en régime permanent
 $\overline{\psi}_{st}$: vecteur flux statorique en régime transitoire

SOMMAIRE

INTRODUCTION GENERALE

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

INTRODUCTION

I : Association onduleur-moteur asynchrone

I.1 : L'onduleur

I.2 : Le moteur asynchrone

I.3 : Mise en équation de l'association

I.4 : Fonctionnement à flux constant

I.5 : La modulation de largeur d'impulsions

I.5.1 : modulation sinusoïdale et modulation calculée

I.5.1.1 : modulation sinusoïdale

I.5.1.2 : modulation calculée

I.5.2 : modulation synchrone et modulation asynchrone

CONCLUSION

CHAPITRE II : STRATEGIES DE MODULATION DE LARGEUR D'IMPULSION

INTRODUCTION

II.1 : MODULATION MONOPHASEE

II.1.1 : Modulation triangulo-sinusoïdale

a : Etude de la tension de sortie

a.1 : Etude des harmoniques de la tension de sortie

a.2 : Développement en série de Fourier

b : Résultats de la simulation

II.1.2 : Modulation par élimination d'harmoniques

a : Etude de la tension de sortie

b : Résultats de la simulation

II.2 : MODULATION TRIPHASEE

II.2.1 : Technique de modulation par tronçon

a : Etude de la tension de sortie

a.1 : Détermination des intervalles de conduction des tensions de ligne

a.2 : Détermination des fonctions d'existence (S_a, S_b, S_c)

a.3 : Caractéristiques de la modulation

a.4 : Etude des harmoniques de la tension de sortie

a.4.1 : Détermination des angles de modulation

a.4.2 : Développement en série de Fourier de la tension de ligne

b : Résultats de la simulation

II.2.2: Technique de modulation par contrôle de flux

a : Etude de la tension de sortie

a.1 : Fondamental et harmoniques de courant

a.2 : Détermination des intervalles de conduction des interrupteurs

a.3 : Calcul des moyennes des tensions de sortie

a.4 : Développement en série de Fourier

b : Résultats de la simulation

CONCLUSION

CHAPITRE III : ETUDE COMPARATIVE

INTRODUCTION

III.1 : Gain en tension

III.2 : réponses dynamiques

III.3 : Spectre de la tension de sortie

III.4 : Distorsion totale des harmoniques de courant

CONCLUSION

CHAPITRE IV : IMPLANTATION PAR MICROPROCESSEUR DE LA TECHNIQUE DE MODULATION PAR ELIMINATION D'HARMONIQUES

INTRODUCTION

IV.1 : Présentation du système global

IV.1 : La source continue

IV.3 : l'onduleur

IV.4 : Le calculateur

IV.4.1 : Le microprocesseur

IV.4.2 : Le compteur-temporisateur (8155)

IV.5 : Génération de l'onde MLI

IV.6 : Résultats expérimentaux

CONCLUSION

CONCUSION GENERALE

BIBLIOGRAPHIE

ANNEXES

INTRODUCTION GENERALE

INTRODUCTION GENERALE

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
المكتبة — BIBLIOTHEQUE
Ecole Nationale Polytechnique

Durant ces dernières années, ont été étudiées de nombreuses lois de commande du moteur à courant alternatif alimenté par des convertisseurs statiques [1].

La machine asynchrone présente des difficultés au niveau de la commande. Cependant par ses avantages réels, (construction simple, robustesse, prix bas) elle intéresse à plusieurs points de vue les industriels. La plupart de ces travaux sont consacrés principalement aux commandes à flux constant [2],[3].

Pour un fonctionnement à flux constant, la solution ensemble hacheur-onduleur de tension est actuellement abandonnée à cause du fort taux d'harmoniques généré par l'alimentation en créneau 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 du filtre et donc le coût et l'encombrement du système [4].

Pour éviter le problème de filtrage, les alimentations de la machine asynchrone s'orientent de plus en plus vers les techniques onduleur à modulation de largeur d'impulsions (MLI). Le recours à la modulation de largeur d'impulsions où la fréquence de hachage est nettement supérieure à la fréquence du fondamental n'a été possible que grâce aux progrès sur les semi-conducteurs [5].

Le principe de la modulation de largeur d'impulsions consiste à contrôler à la fois l'amplitude et la fréquence du fondamental de la tension de sortie par variation de la largeur des impulsions de l'onde modulée.

Selon la manière de déterminer les angles de modulation, les onduleurs à MLI peuvent être classés en deux groupes [6]:

- ceux à modulation sinusoïdale;
- ceux à modulation calculée.

La modulation est sinusoïdale, lorsque les instants de commutation des semi-conducteurs sont obtenus par comparaison de deux ondes, l'une de référence et l'autre de modulation.

La technique triangulo-sinusoïdale est la modulation sinusoïdale la plus utilisée. Elle a été appliquée pour la première fois dans le domaine des télécommunications, puis introduite par la suite en électronique de puissance [4],[7].

La modulation calculée, repose sur la détermination mathématique des angles de modulation en vue de satisfaire certains critères d'optimisation, parmi ces critères, notons [4],[8]:

- l'élimination des harmoniques de la tension de sortie;
- minimisation des harmoniques de courant et de couple.

La modulation peut être monophasée ou triphasée, aussi bien pour les techniques sinusoïdales que calculées. Dans le premier cas, la modulation concerne une phase de la machine, les deux autres sont déduites de la première en considérant l'hypothèse de la symétrie des phases. La modulation est triphasée, lorsqu'elle s'effectue simultanément sur les trois phases.

L'objet de ce travail, est l'étude des stratégies de modulation de largeur d'impulsions destinées à commander un onduleur de tension à deux niveaux alimentant un moteur asynchrone prévu pour fonctionner à flux constant.

Dans le premier chapitre, nous présentons le schéma global de l'association à examiner, et nous établissons son modèle de connaissance.

Le deuxième chapitre est consacré à l'étude des stratégies de modulation de l'onduleur de tension. Deux types de modulation sont à considérer:

- la modulation monophasée, et
- la modulation triphasée.

Pour la première nous étudions:

- la technique triangulo-sinusoïdale, ainsi que
- la technique à élimination d'harmoniques.

Alors que pour la seconde, l'étude concerne:

- la technique de modulation par tronçon, et
- la technique de modulation par contrôle de flux.

Le troisième chapitre traite de l'étude comparative des quatre techniques étudiées précédemment. La comparaison est effectuée principalement sur les quatre facteurs suivants:

- le gain en tension
- la réponse dynamique
- le spectre d'harmoniques de la tension de sortie
- la distorsion totale des harmoniques de courant (THDi).

La mise en oeuvre expérimentale de la technique de modulation par élimination d'harmoniques fait l'objet du quatrième chapitre.

CHAPITRE I

ETUDE ET MODELISATION
DE L'ASSOCIATION
ONDULEUR-MACHINE ASYNCHRONE

INTRODUCTION

L'étude de l'association onduleur-moteur asynchrone constitue un vaste thème de recherche dans les laboratoires d'électrotechnique.

La majorité de ces travaux ont conduit d'une part, à améliorer la conception des onduleurs et d'autre part, à développer de nouvelles techniques de commande des onduleurs améliorant ainsi les performances de cette association.

Dans ce chapitre, nous présentons l'analyse de l'ensemble onduleur-moteur asynchrone; l'onduleur étant commandé par la technique de modulation de largeur d'impulsions.

1) Association onduleur-moteur asynchrone:

La figure (I.1) représente le schéma de principe de l'onduleur de tension alimentant le stator d'un moteur asynchrone triphasé. L'alimentation de l'onduleur est obtenue par une source de tension continue, supposée idéale.

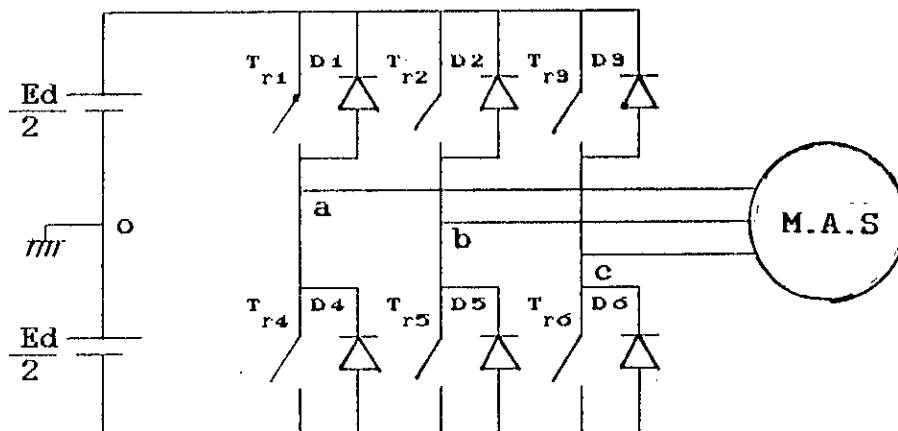


Fig.I.1:Schéma de principe de l'association

Les interrupteurs T_{ri} sont des composants semi-conducteurs (thyristors, transistors, mosfet, GTO,...) shuntés en anti-parallèle par des diodes de récupération afin de renvoyer le courant négatif vers la source.

I.1) L'onduleur:

La commutation des composants électroniques est supposée instantanée (composants parfaits). Les tensions de ligne appliquées à la machine se déduisent immédiatement de la tension d'entrée de l'onduleur (E_d) et de signaux logiques qui fixent les positions des inverseurs $S_i(t)$ ($i=a,b,c$), fig (I.2).

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

$$S_i(t) = \begin{cases} 1: & \text{si l'inverseur (i) est à la borne (+) de la source} \\ 0: & \text{si l'inverseur (i) est à la borne (-) de la source} \end{cases}$$

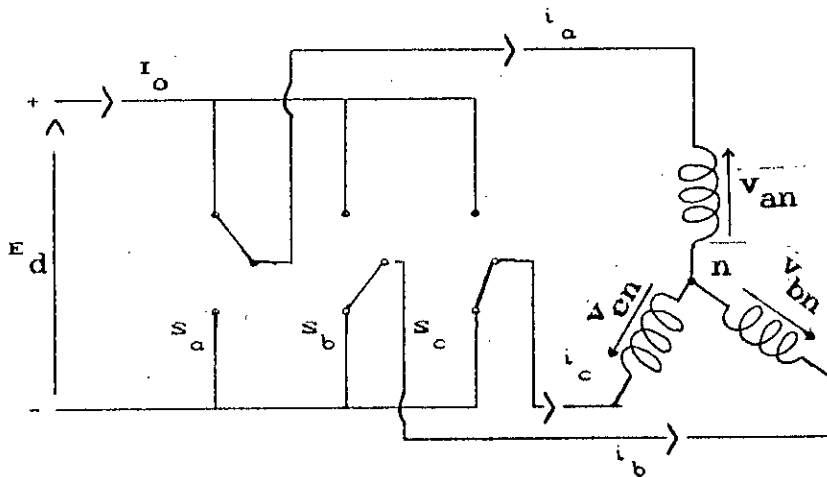


Fig I.2: Shématisation de l'association onduleur-MAS

Les tensions de ligne aiguillées par l'onduleur sont:

$$\begin{aligned} u_{ab} &= v_a - v_b = E_d (S_a(t) - S_b(t)) \\ u_{bc} &= v_b - v_c = E_d (S_b(t) - S_c(t)) \\ u_{ca} &= v_c - v_a = E_d (S_c(t) - S_a(t)) \end{aligned} \quad (I.1)$$

La relation imposée par la machine aux tensions de phase s'exprime par:

$$v_a + v_b + v_c = 0 \quad ,$$

elle conduit aux équations suivantes :

$$\begin{aligned}
 v_a &= (u_{ab} - u_{ca})/3 = E_d \left(\frac{2}{3} S_a - \frac{1}{3} (S_b + S_c) \right) \\
 v_b &= (u_{bc} - u_{ab})/3 = E_d \left(\frac{2}{3} S_b - \frac{1}{3} (S_a + S_c) \right) \\
 v_c &= (u_{ca} - u_{bc})/3 = E_d \left(\frac{2}{3} S_c - \frac{1}{3} (S_a + S_b) \right)
 \end{aligned} \tag{I.2}$$

Le courant à l'entrée de l'onduleur s'écrit :

$$I_o = S_a \cdot i_a + S_b \cdot i_b + S_c \cdot i_c \tag{I.3}$$

I.2) Le moteur asynchrone:

La plupart des études menées sur le moteur asynchrone alimenté par convertisseur statique se basent sur le modèle biphasé de la machine asynchrone obtenu par l'application de la transformation de PARK [9],[10].

Ce modèle est valable dans le cadre des hypothèses simplificatrices suivantes:

- Le moteur est symétrique et à entrefer constant;
- la saturation du circuit magnétique, l'hystérésis et les courants de Foucault sont négligeables;
- l'effet de peau est négligeable.

Dans un référentiel lié au stator, le système d'équations électriques du moteur biphasé est alors [11]:

$$\begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + L_s \frac{d}{dt} & 0 & M \frac{d}{dt} & 0 \\ 0 & R_s + L_s \frac{d}{dt} & 0 & M \frac{d}{dt} \\ M \frac{d}{dt} & w_r \cdot M & R_r + L_r \frac{d}{dt} & w_r \cdot L_r \\ -w_r \cdot M & M \frac{d}{dt} & -w_r \cdot L_r & R_r + L_r \frac{d}{dt} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_\alpha \\ I_\beta \\ I_d^r \\ I_q^r \end{bmatrix} \tag{I.4}$$

avec:

$$w_r = \frac{d\theta}{dt}$$

L'équation mécanique s'écrit:

$$C_{em} = J \frac{d\Omega}{dt} + T_f + T_r \quad (I.5)$$

Le couple électromagnétique est donné par:

$$C_{em} = q.M. (I_\beta I_d^r - I_\alpha I_q^r) \quad (I.6)$$

I.3) Mise en équation de l'association:

En appliquant la transformée de PARK au vecteur de tension statorique, les composantes v_α et v_β du système (I.4) s'écrivent:

$$\begin{pmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{pmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} E_d \begin{pmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{pmatrix} \quad (I.7)$$

Le courant d'entrée peut s'exprimer en fonction des composantes I_α et I_β du courant statorique:

$$I_o(t) = \sqrt{\frac{2}{3}} \left\{ \left[S_a - \frac{1}{2} (S_b + S_c) \right] I_\alpha + \frac{\sqrt{3}}{2} (S_b - S_c) I_\beta \right\} \quad (I.8)$$

Le système d'équations (I.4), l'équation (I.6) et les relations (I.7) et (I.8) définissent le modèle d'étude de l'ensemble onduleur-moteur asynchrone.

I.4) Fonctionnement à flux constant :

Il est bien connu aujourd'hui que la commande d'un moteur asynchrone à flux constant correspond à un réglage de vitesse assez-performant [2],[3].

Pour ce type de fonctionnement, on adapte l'amplitude de la composante fondamentale de la tension appliquée au moteur à la fréquence d'alimentation, de façon à avoir un rapport V/f constant. Ceci est d'autant valable que les chutes de tension au stator sont négligeables.

Le couple maximal est alors le même aux différentes fréquences; la partie stable des caractéristiques mécaniques est ainsi une famille de droites sensiblement parallèles, ce qui correspond à un réglage performant et un rendement appréciable [3].

I.5) La modulation de largeur d'impulsions:

Au lieu de former la tension alternative de sortie d'un seul créneau par alternance, on la forme de plusieurs créneaux de même amplitude et de largeurs convenables. Cela permet de faire varier la valeur du fondamental de la tension alternative et de repousser vers les fréquences élevées les harmoniques qu'elle contient, donc de faciliter le filtrage.

I.5.1) Modulation sinusoïdale et modulation calculée:

I.5.1.1) Modulation sinusoïdale :

Les instants d'ouverture et de fermeture des semi-conducteurs sont déterminés par l'intersection de deux ondes, l'une de référence et l'autre de modulation. La modulation est caractérisée par deux paramètres :

- L'indice de modulation (m) égal au rapport de la fréquence de l'onde de modulation à la fréquence de l'onde de référence ($m=f_p/f$).
- Le coefficient de réglage en tension (r) égal au rapport de l'amplitude de la tension de référence à la valeur de crête ($E_d/2$) de l'onde de modulation.

I.5.1.2) Modulation calculée:

Apparue avec le développement récent de la micro-informatique, elle consiste à calculer puis à mémoriser les instants de commande des semi-conducteurs dans la mémoire d'un micro-ordinateur sous forme de tables.

I.5.2) Modulation synchrone et modulation asynchrone :

La modulation est dite synchrone, lorsque la fréquence de la porteuse (f_p) est un entier multiple de la fréquence de l'onde de référence (f). La tension de sortie délivrée par l'onduleur est alors périodique de période $T=1/f$. La modulation est parfois asynchrone notamment lorsqu'on a besoin de faire varier la fréquence de l'onde de référence en gardant constante la fréquence de la porteuse.

En modulation synchrone, si l'indice de modulation (m) est impair, l'alternance négative reproduit au signe près l'alternance positive. Le développement en série de Fourier de cette tension ne comporte alors que des harmoniques impairs. Si m est pair, on trouve dans le développement une composante continue, des harmoniques pairs et impairs.

La modulation asynchrone est généralement utilisée lorsque m est suffisamment élevé. Lorsque m est faible, le fondamental de la tension de sortie et ses harmoniques présenteraient des oscillations importantes.

En modulation synchrone, si la porteuse passe par un extrêmu au milieu des alternances de l'onde de référence, les alternances de la tension de sortie sont symétriques par rapport à leurs milieux, on dit que le calage est optimal.

Avec un calage optimal, les tensions entre phase et neutre fictif de la source continue pour une période de porteuse, sont données par la figure (I.3) [12],[13],[14].

Cette configuration se répète six fois sur une période du fondamental avec une permutation circulaire sur les phases.

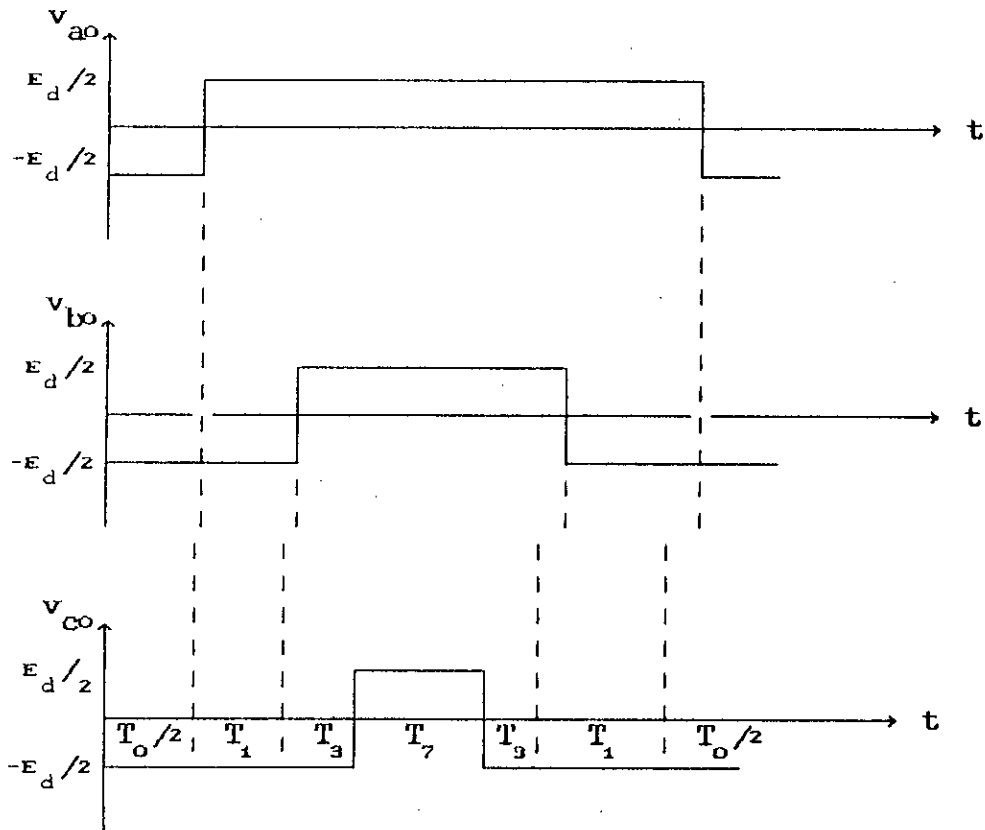


Fig.I.3 : forme des tensions entre phase et neutre fictif pour un calage optimal.

Si de plus, la configuration du système de puissance est triphasée symétrique sans neutre, le choix d'un indice de modulation multiple de 3 permet d'éliminer l'harmonique de rang m , c'est à dire, l'harmonique le plus important dans la MLI [4],[5].

Dans toute notre étude, on se limitera à la modulation synchrone avec un calage optimal où m est pris entier impair multiple de trois.

Remarque :

La modulation de largeur d'impulsions élimine les harmoniques de bas ordre, mais ne réduit pas le taux d'harmoniques qui est indépendant de m.

En effet, Considérons l'identité de Parseval donnée par :

$$\frac{1}{T} \int_0^T \left\{ f(x) \right\}^2 dx = \frac{A_0}{2} + \sum_{k=1}^{\infty} C_k^2 \quad (I.9)$$

où :

$$C_k^2 = A_k^2 + B_k^2$$

on peut écrire [5]:

$$\sqrt{\sum_{k=2}^{\infty} V_{ao}^2(k)} = \sqrt{V_{ao}^2 - V_{ao}^2(1)} \quad (I.10)$$

Comme la valeur efficace de la tension entre phase et neutre fictif de la source continue vaut $V_{ao} = Ed/2$ et que la valeur efficace du fondamental de v_{ao} est une fonction linéaire de r égale à [5]:

$$V_{ao}^2(1) = \frac{Ed}{2} \frac{r}{\sqrt{2}}$$

on obtient :

$$\sqrt{\sum_{k=2}^{\infty} V_{ao}^2(k)} = \frac{Ed}{2} \sqrt{1 - \frac{r^2}{2}} \quad (I.11)$$

La somme quadratique des harmoniques de la tension v_{ao} ne dépend donc pas de l'indice de modulation m.

CHAPITRE II

STRATEGIES DE MODULATION
DE LARGEUR D'IMPULSIONS

INTRODUCTION

La recherche sur les techniques de modulation de largeur d'impulsions, a fait l'objet ces dernières années de nombreuses publications [2],[12],[13],[14].

L'évolution de l'électronique de puissance, et celle importante des microprocesseurs, permet actuellement de mettre en oeuvre la plupart des stratégies de modulation. Ces dernières sont choisies suivant un ou plusieurs critères définis au préalable.

Dans ce chapitre, nous présentons les principes de base des techniques de modulation récentes, pour lesquelles nous déterminons les avantages, les limites et les effets sur le comportement du système.

II) Stratégies de modulation:

Deux types de modulation sont à considérer:

- la modulation monophasée, et
- la modulation triphasée.

La première, basée sur l'hypothèse de la symétrie de la machine, consiste à moduler sur une seule phase. Les deux autres phases sont déduites de la première par décalage de $2\pi/3$ et $4\pi/3$.

Deux techniques de modulation monophasée sont étudiées à savoir:

- la modulation triangulo-sinusoïdale, et
- la modulation par élimination d'harmoniques.

La seconde modulation, beaucoup plus complexe que celle monophasée, consiste à moduler en même temps sur les trois phases. Pour ce type de modulation, nous analysons les techniques suivantes:

- la modulation par tronçon, et
- la modulation par contrôle de flux.

II.1) Modulation monophasée:

II.1.1) Modulation triangulo-sinusoïdale:

Le principe de la modulation triangulo-sinusoïdale consiste à comparer trois signaux de référence, qui correspondent aux tensions de sortie recherchées, de fréquence f à un signal triangulaire commun d'amplitude fixe et de fréquence nettement supérieure à f , fig (II.1).

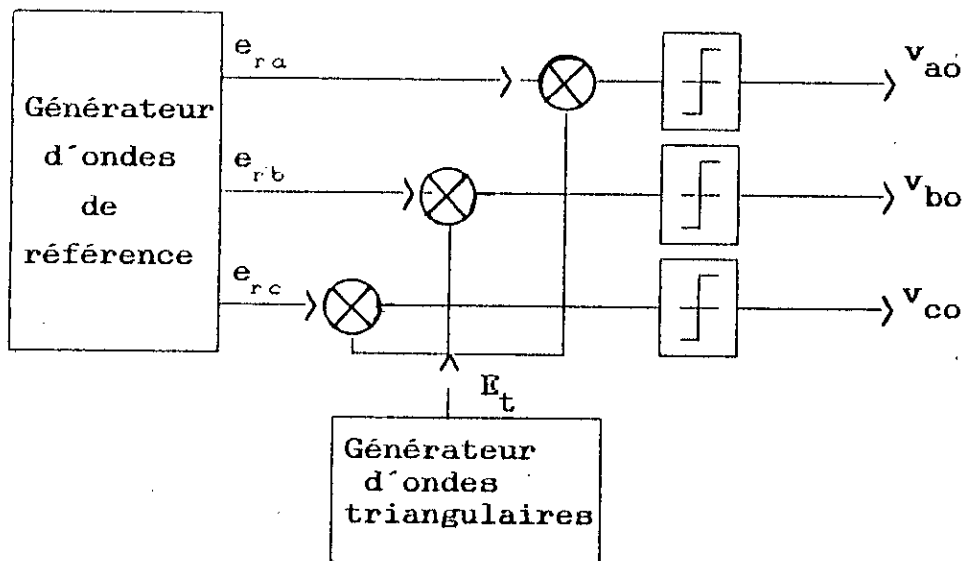


Fig.II.1: Principe de la technique triangulo-sinusoidale

a) Etude de la tension de sortie:

La figure (II.2) montre le tracé des signaux de commande des interrupteurs électroniques constituant l'onduleur triphasé. Le tracé correspond à l'indice de modulation m égal à 9, le calage étant optimal.

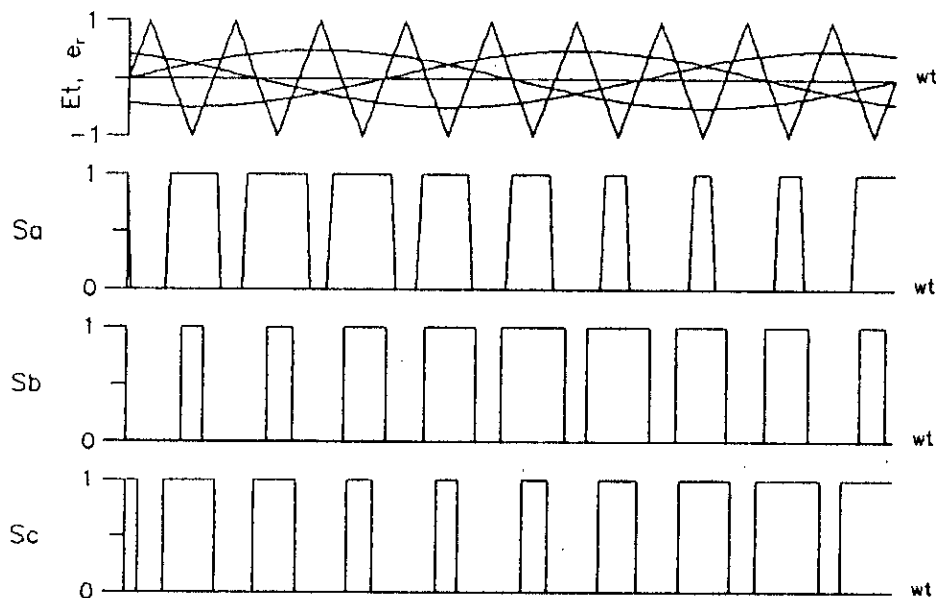


Fig II.2: Signaux de commande des interrupteurs

Le fondamental de la tension de sortie V_{ao} prise entre la phase a et le point milieu fictif de la source fig.(II.2), a la même phase et fréquence que la tension sinusoïdale de référence. Sa valeur efficace V'_{ao} est une fonction linéaire du rapport r de l'amplitude de la porteuse et l'onde de référence [5].

$$V'_{ao}(1) = \frac{E_d}{2} \cdot \frac{r}{\sqrt{2}} \quad (II.1)$$

Le fondamental de la tension composée u_{ab} appliquée au moteur possède la valeur efficace :

$$U'_{ab} = \sqrt{\frac{3}{2}} \cdot \frac{r}{2} \cdot E_d \quad (II.2)$$

Par action sur r, on peut faire croître V'_{ao} depuis zéro jusqu'à un maximum correspondant à l'annulation de certains créneaux de la tension v_{ao} . On compare le maximum V'_{ao} à la valeur efficace du fondamental qu'on obtient lorsqu'il n'ya pas modulation .

$$V'_{po} = \frac{\sqrt{2}}{\pi} E_d \quad (II.3)$$

D'ordinaire, le maximum de V'_{ao} est inférieur à cette valeur; on dit que la MLI produit un "déchet" de tension.

Lorsque m est grand, le maximum de r est égal à 1, en faisant $r=1$ dans (II.1) et en rapportant à V'_{po} , on obtient :

$$\left[\frac{V'_{ao}}{V'_{po}} \right]_{\max} = \frac{\pi}{4} = 0.7854 \quad (II.4)$$

La technique triangulo-sinusoïdale produit un "déchet" de tension de 21,46 % par rapport à la pleine onde.

En réalite, ce "déchet" est plus important que cela, car il faut laisser à chaque créneau de v_{ao} une largeur minimale puisque

l'ouverture et la fermeture du semi-conducteur ne sont pas instantanées.

a.1) Etude des harmoniques de la tension de sortie:

La tension simple v_a donnée par la figure(II.4.a) possède une forme complexe et ne peut se prêter facilement à un développement en série de Fourier.

Dans le cas d'une charge équilibrée, couplée en étoile la tension simple v_{an} aux bornes de la phase (a) s'écrit:

$$v_{an} = \frac{1}{3} (2 v_{ao} - v_{bo} - v_{co}) \quad (II.5)$$

Pour l'harmonique d'ordre (k), cette tension s'écrit:

$$v_{an}(k) = \frac{1}{3} \left[2 v_{ao}(k) - v_{bo}(k) - v_{co}(k) \right] \quad (II.6)$$

Les tensions v_{ao}, v_{bo}, v_{co} sont identiques et décalées entre elles de $2\pi/3$. Le spectre de v_a se déduit directement de v_{ao} par suppression des harmoniques multiples de trois [15],[16].

Le problème se ramène alors à l'analyse du spectre de v_{ao} dont la forme est définie par les $2m$ angles d'intersection entre la porteuse et la modulatrice. Ces angles sont déterminés numériquement en utilisant la méthode de Newton-Raphson.

On peut également calculer ces angles en remplaçant la référence sinusoïdale par une référence discretisée, utilisée le plus souvent dans la commande numérique. La génération de la référence s'effectue alors par lecture de tables.

La figure (II.3) montre la détermination des instants de commutation, lorsque $m=9$.

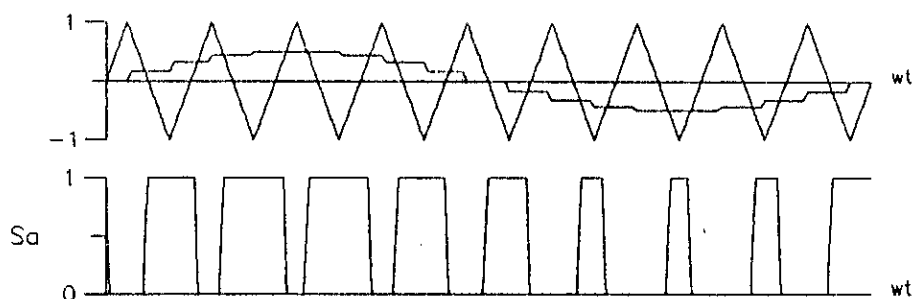


Fig.II.3:Modulation avec référence digitalisée

Les angles de commutation sur un quart de période, sont données par:

$$\theta_1 = \frac{\pi}{2m} \left(2 - r \sin \frac{\pi}{m} \right) \quad \theta_2 = \frac{\pi}{2m} \left(4 - r \sin 2 \frac{\pi}{m} \right)$$

$$\theta_3 = \frac{\pi}{2m} \left(6 - r \sin 3 \frac{\pi}{m} \right) \quad \theta_4 = \frac{\pi}{2m} \left(8 - r \sin 4 \frac{\pi}{m} \right)$$

Dès que m est suffisant ($m \geq 7$), l'erreur devient négligeable sur les angles θ calculés par la méthode de Newton-Raphson (référence sinusoïdale) et la méthode digitalisée; ce qui laisse supposer une similitude des résultats de calcul dépendant de ces valeurs.

a.2) Développement en série de Fourier:

Lorsque m est impair, le développement en série de Fourier de la tension v_{ao} déduite des signaux de commande des interrupteurs fig.(II.2), ne comporte que des harmoniques impairs :

$$v_{ao} = A_1 \sin wt + A_3 \sin 3wt + \dots + A_k \sin kwt + \dots$$

avec :

$$A_k = \frac{4}{\pi} \int_0^{\pi/2} v_{ao} \sin k wt dwt$$

$$A_k = \frac{4}{\pi} \frac{Ed}{2} \left[\int_0^{\theta_1} \sin kwt \, dwt - \int_{\theta_1}^{\theta_2} \sin kwt \, dwt + \dots + \int_{\frac{\theta_{m-1}}{2}}^{\pi/2} \sin kwt \, dwt \right]$$

on obtient finalement :

$$A_k = \frac{4}{k\pi} \frac{Ed}{2} \left(1 - 2 \cos k\theta_1 + 2 \cos k\theta_2 - \dots + 2 \cos k\theta_{\frac{m-1}{2}} \right) \quad (II.7)$$

b) Résultats de la simulation :

Nous présentons les résultats de la simulation de l'ensemble onduleur-machine asynchrone dont les paramètres sont donnés en annexe A. Ils correspondent à un fonctionnement de l'onduleur MLI possédant les données du réglage suivant:

$m=9$, $r=0.5$, $f=25\text{Hz}$. La tension d'alimentation étant de 360V assurant une tension simple de valeur efficace de 110v.

Nous constatons que le courant de ligne fig.(II.5.a) varie selon une forme sinusoïdale présentant des pointes de courant qui sont dues essentiellement à la modulation.

Le courant à l'entrée de l'onduleur fig.(II.5.b) a une composante continue et se reproduit identiquement six fois sur une période, ceci est expliqué par le fait que la forme d'onde MLI suit l'enveloppe de la tension simple aiguillée par l'onduleur avec une commande pleine onde.

A cause de la modulation, le couple électromagnétique fig.(II.5.c) présente des pulsations, dont le nombre augmente avec l'indice de modulation.

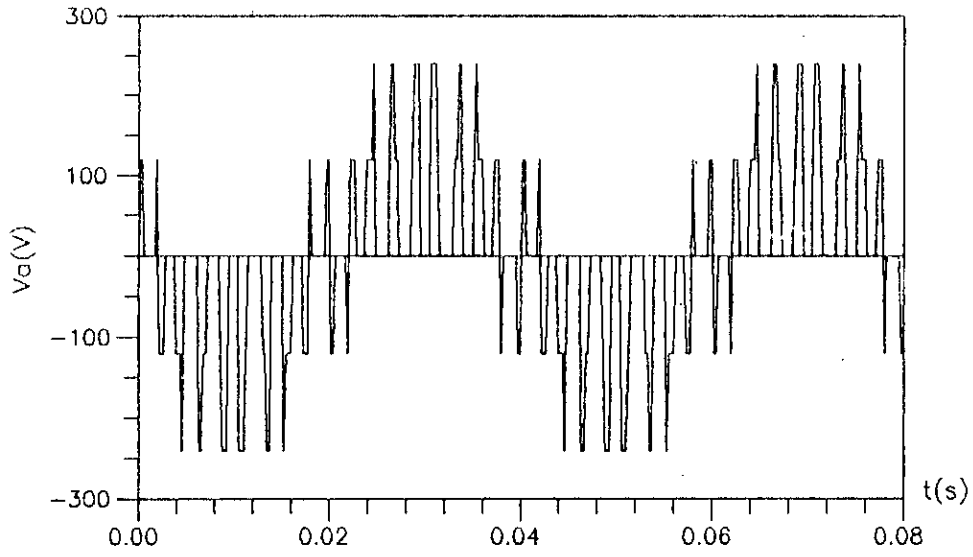
Nous représentons sur la figure (II.6) le spectre de la tension simple v_a pour différentes valeurs de l'indice de modulation.

Nous remarquons que l'augmentation de m décale les harmoniques vers les fréquences élevées, et que lorsque m est élevé, il y'a apparition de familles d'harmoniques sous forme de groupes de raies symétriques par rapport aux fréquences centrales mf , $2mf$,..., cette séparation est d'autant moins nette que m est faible ($m < 9$).

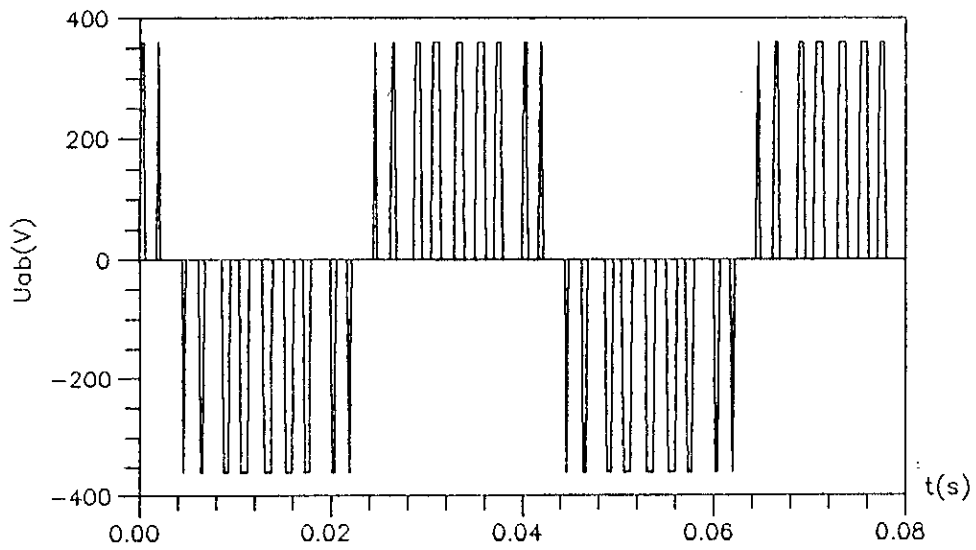
La figure (II.7) donne la variation des harmoniques de la tension simple en fonction de r pour m égal successivement à 3,6 et 9. Nous constatons que le fondamental de la tension de sortie varie linéairement avec le rapport cyclique r . Cette remarque reste avantageuse quant au fonctionnement du moteur aynchrone à flux constant. Un lien du rapport cyclique r à la fréquence d'opération du moteur permet d'obtenir le fonctionnement à $V/F=\text{constante}$.

Nous remarquons également que les amplitudes des harmoniques de cette tension sont plus importantes pour des faibles valeurs de r .

Pour les mêmes conditions citées ci-dessus ($E_d=360V$, $f=25Hz$), nous avons tracé en régime de démarrage le courant de ligne fig.(II.8.a) et le couple électromagnétique fig.(II.8.b) pour deux régimes de fonctionnement: à vide et en charge (nominale).

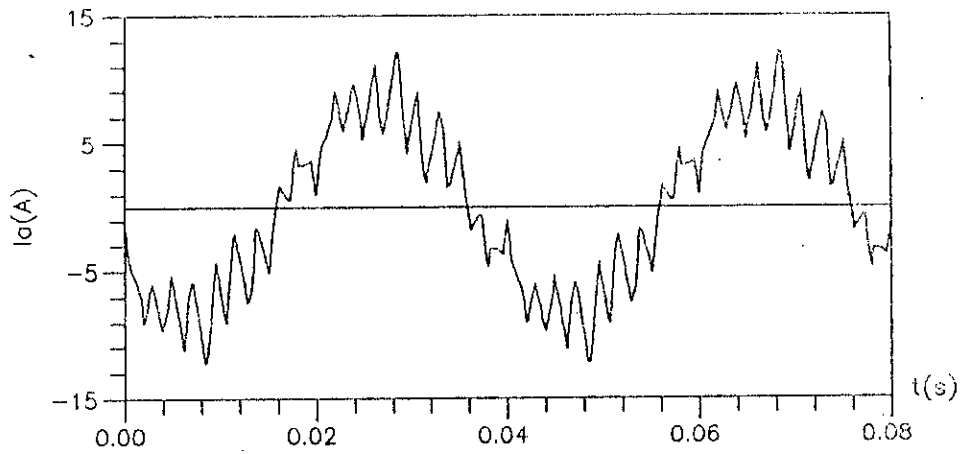


(a)

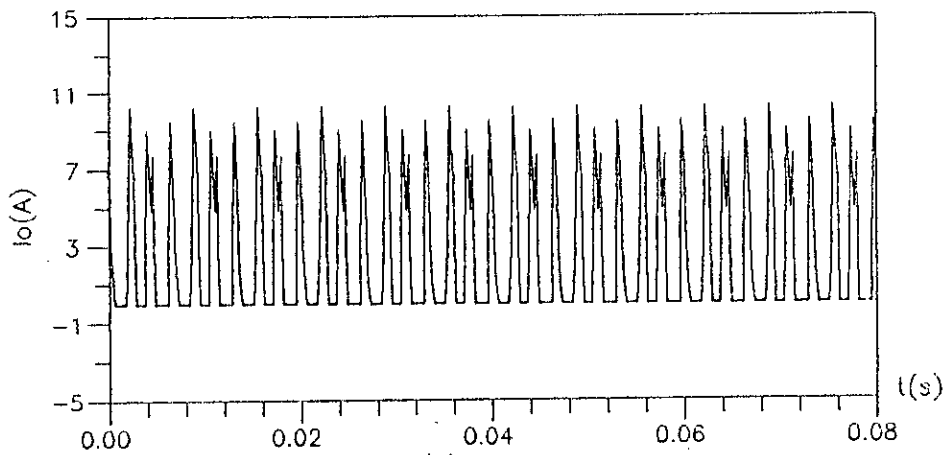


(b)

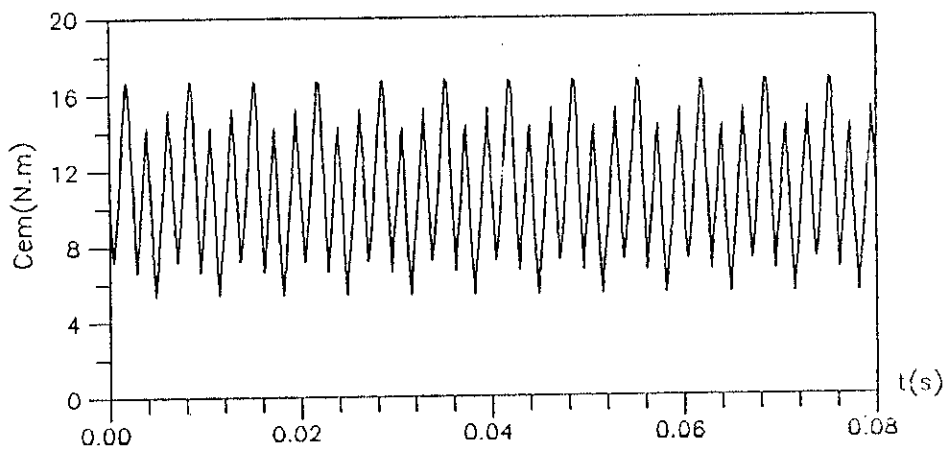
Fig.II.4: Tensions de sortie, $f=25\text{Hz}$, $r=0.5$, $m=9$
 a) de phase
 b) de ligne



(a)



(b)



(c)

Fig.II.5: caracteristiques en regime etabli
 $f=25\text{Hz}$, $r=0.5$, $m=9$
 a) courant de phase
 b) courant a l'entree de l'onduleur
 c) couple electromagnetique

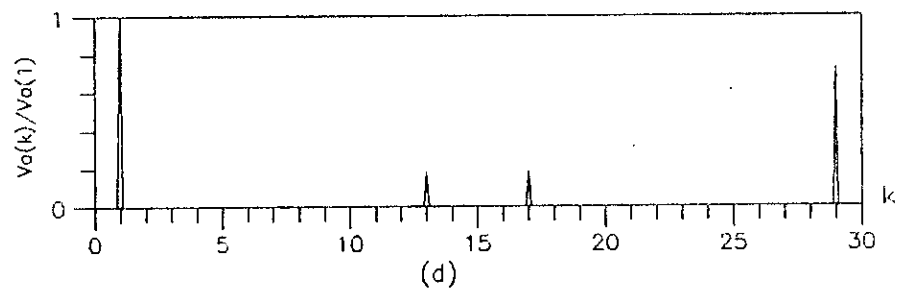
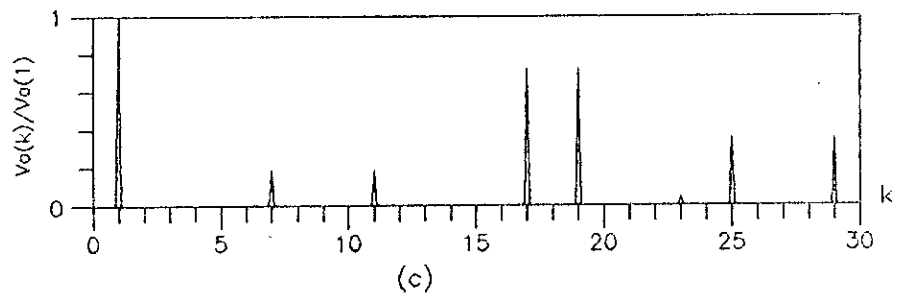
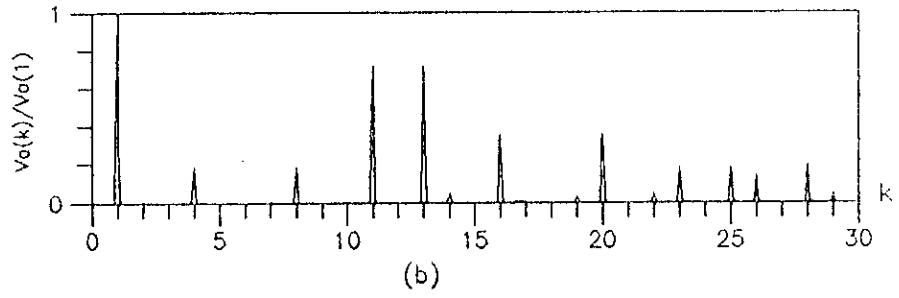
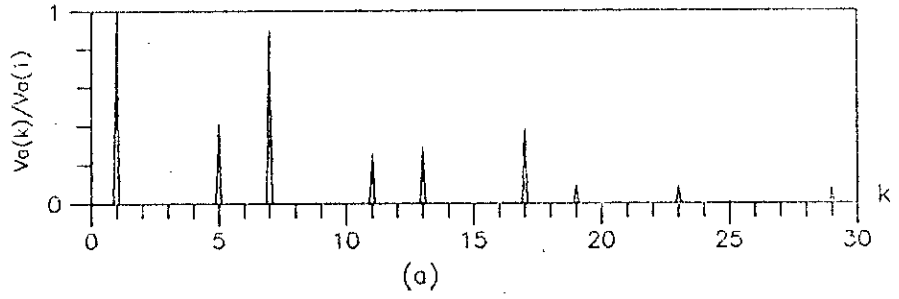


Fig.II.6: Spectre de V_a , $f=25\text{Hz}$, $r=0.5$
 a) $m=3$, b) $m=6$, c) $m=9$, c) $m=15$

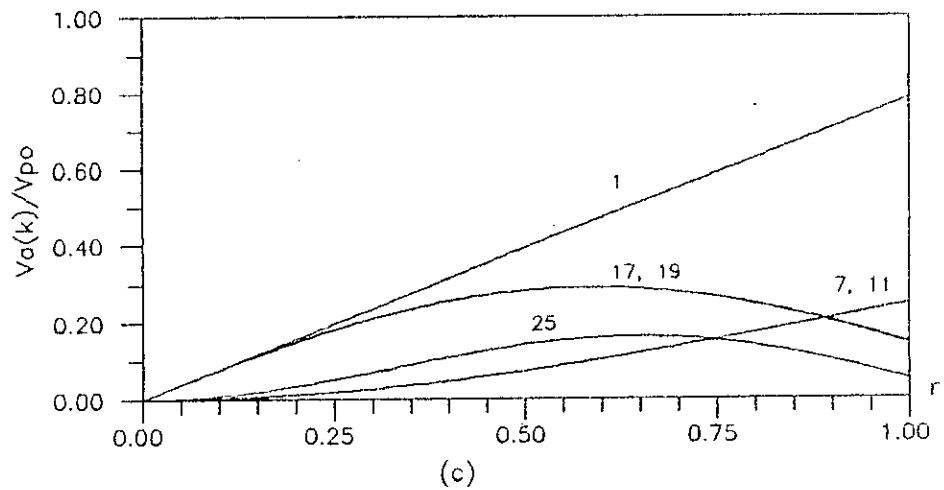
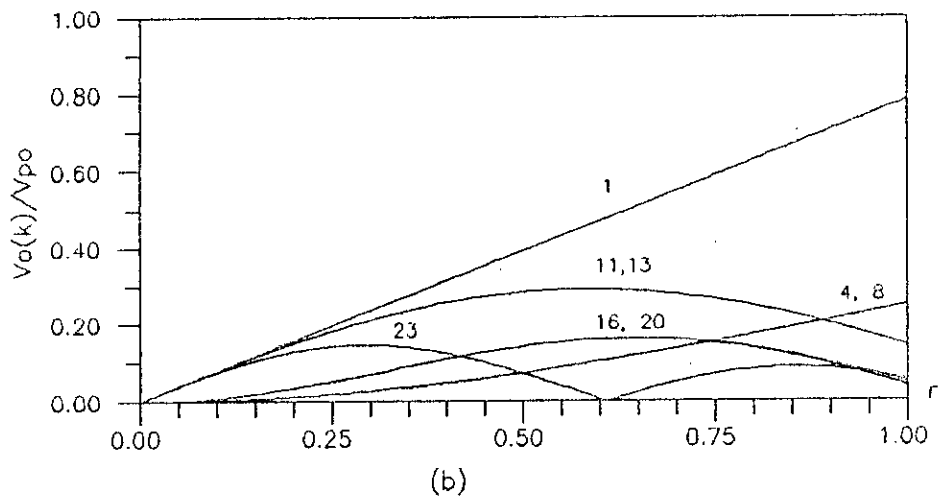
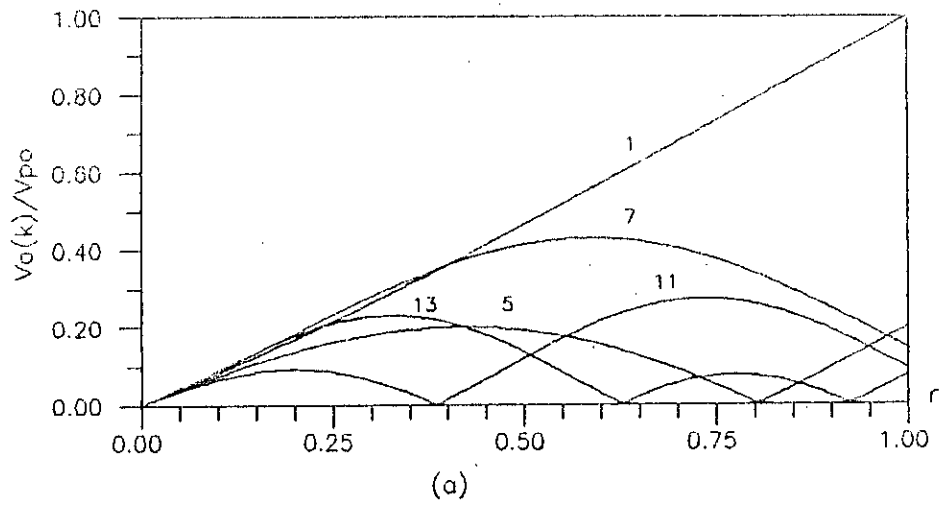
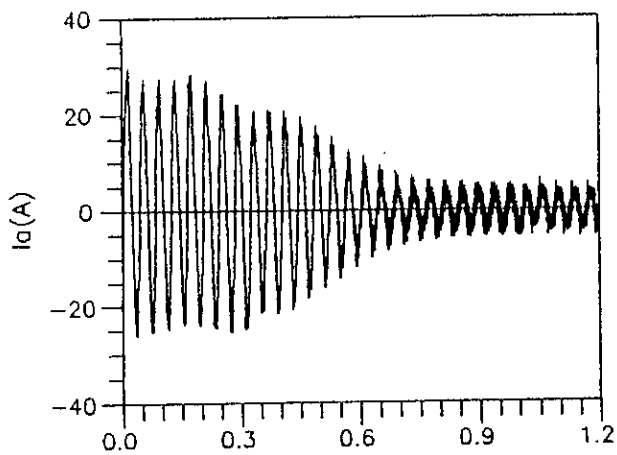
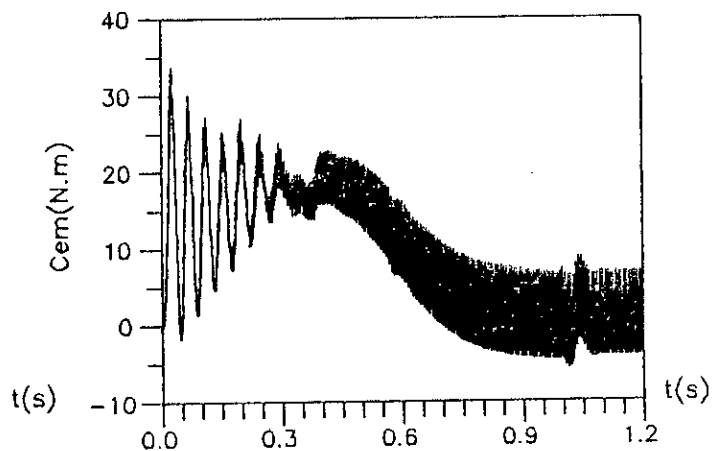


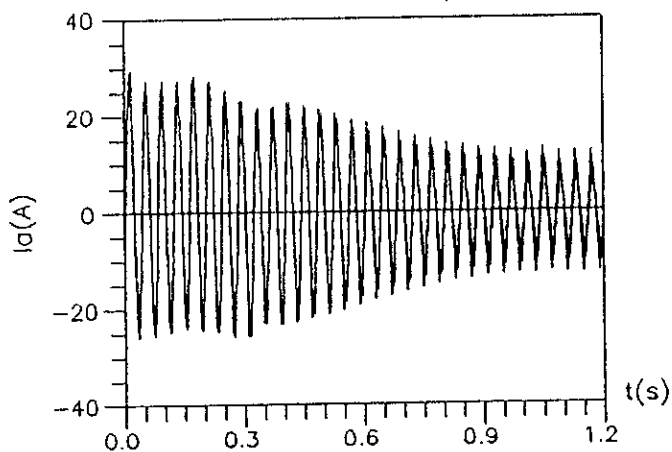
Fig.II.7: Harmoniques de V_a en fonction de r , $f=25\text{Hz}$
 a) $m=3$, b) $m=6$, c) $m=9$



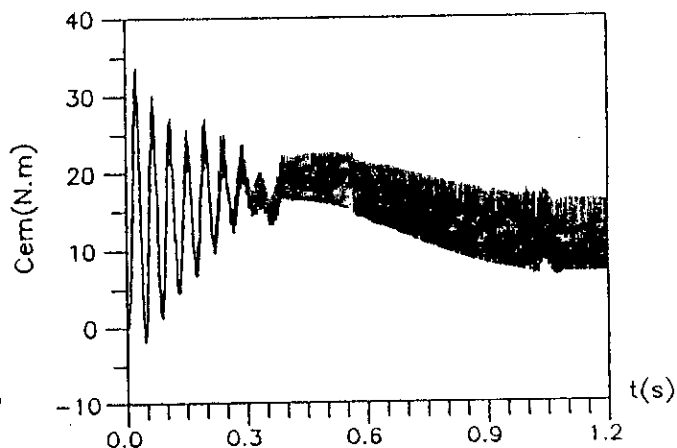
a1: Courant de ligne a vide



b1: Couple electromagnetique a vide



a2: Courant de ligne en charge



b2: Couple electromagnetique en charge

Fig.II.8 :Caractéristiques en régime de démarrage
 $m=9$, $r=.5$, $f=25\text{Hz}$

II.2) Modulation par élimination d'harmoniques:

Le principe de la technique de modulation par élimination d'harmoniques a été introduit pour la première fois par Turnbull en 1964 puis développé par Patel et Hoft [4],[17],[18],[19]. Cette technique consiste à former l'onde de sortie d'une succession de créneaux de largeurs variables. Les angles de commutation sont déterminés de façon à éliminer certains harmoniques gênants dans l'onde de sortie améliorant ainsi le rendement du système par la réduction des ondulations du couple, ainsi que des pointes de courant et des pertes dans la machine. Pour la machine, les harmoniques de bas ordre sont les plus indésirables et sont également les plus difficiles à filtrer. A cause du caractère selfique de la machine, les harmoniques de haut rang sont facilement filtrés par cette dernière.

L'onde modulée par cette technique est donnée par la figure (II.9):

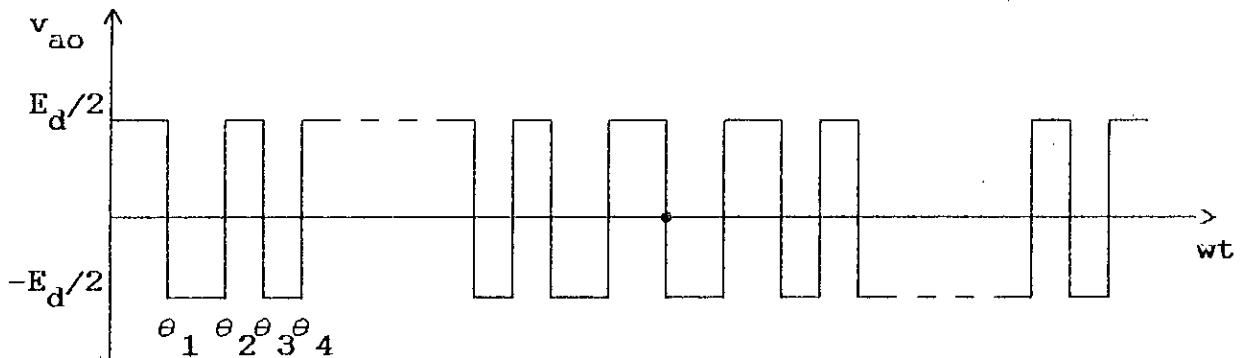


Fig.II.9: Onde de sortie de l'onduleur de tension

a) Etude de la tension de sortie:

La figure (II.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 d'indice de modulation, puisque les angles sont calculés sur des bases autres que l'intersection d'ondes de fréquences différentes.

L'onde est caractérisée par le nombre de "trous" par alternance, c'est à dire le nombre d'intervalles où v_{ao} est égal à $-E_d/2$ pendant l'alternance positive ou bien à $+E_d/2$ pendant l'alternance négative.

En utilisant le résultat développé en annexe B, l'amplitude du $k^{\text{ème}}$ harmonique vaut [17]:

$$\begin{cases} A_k = \frac{4}{k\pi} \left[1 + 2 \sum_{i=1}^N (-1)^i \cos k \theta_i \right] \\ B_k = 0 \end{cases} \quad (\text{II.8})$$

N : nombre de commutation par quart de période.

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.

La résolution de ce système non linéaire de N équations à N inconnues n'est aisé que pour N égal à 2.

Le système s'écrit:

$$\begin{cases} \cos \theta_1 - \cos \theta_2 = U \\ \cos 5 \theta_1 - \cos 5 \theta_2 = 0 \end{cases}$$

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

Le choix de la méthode numérique de résolution dépend de la vitesse de convergence et de la précision désirées. La méthode de Newton-Raphson donne des résultats satisfaisants

Par ailleurs, le système d'équations est non linéaire et admet

plusieurs solutions. La solution recherchée doit vérifier la condition suivante [17], [20]:

$$0 < \theta_1 < \theta_2 < \theta_3 \dots < \theta_N < \pi/2$$

cette condition, conduit à réécrire le système d'équations précédant de la façon suivante [20] :

$$\begin{cases} A_k = \frac{4}{k\pi} (-1)^i \left[1 + 2 \sum_{i=1}^N (-1)^i \cos k\theta_i \right] \\ B_k = 0 \end{cases} \quad (II.9)$$

La figure (II.10) montre la variation des angles de commutation en fonction du fondamental pour $N=2,3,4,5$.

L'examen de ces caractéristiques montre que:

- 1) Lorsque le fondamental croît, les intervalles de conduction se retrecissent et cela d'autant plus qu'il sont plus près de l'axe de l'alternance.
- 2) Les N courbes donnant les variations de N angles θ en fonction du fondamental ne sont pas des droites, elles ne sont linéaires que pour les faibles valeurs du fondamental. Les angles diminuent avec une très grande rapidité au voisinage immédiat du maximum du fondamental.
- 3) La valeur maximale du fondamental est approximativement égale à 1.18. Ce maximum représente 92.6% du maximum obtenu avec une commande pleine onde, soit un "déchet" de tension de 7.4%. Ce "déchet" entraîne un accroissement de la puissance de dimensionnement du convertisseur et de son alimentation qui est un inconvénient inhérent à la modulation de largeur d'impulsions.
- 4) La mise en oeuvre de la commande avec de tels angles nécessite l'emploi d'un microprocesseur. Il faut disposer en mémoire 1 différents angles θ en fonction de la valeur du fondamental.

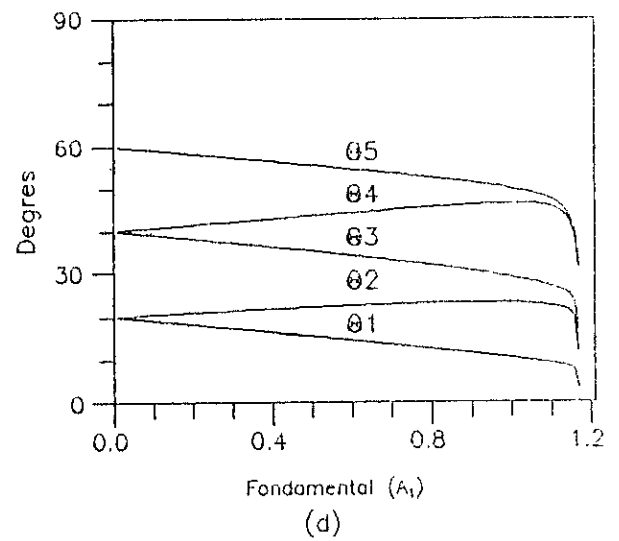
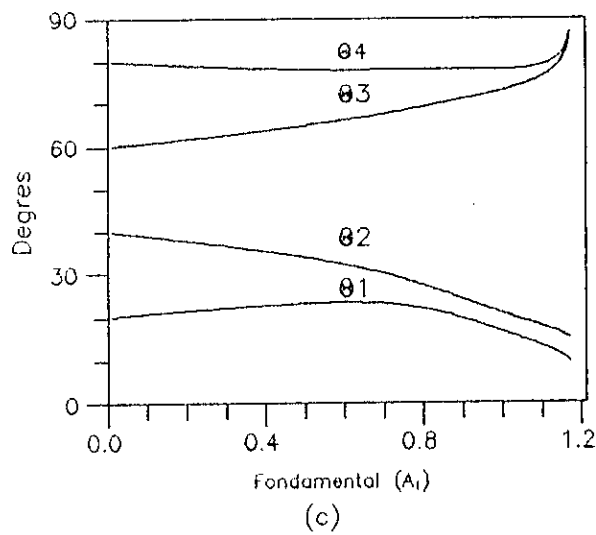
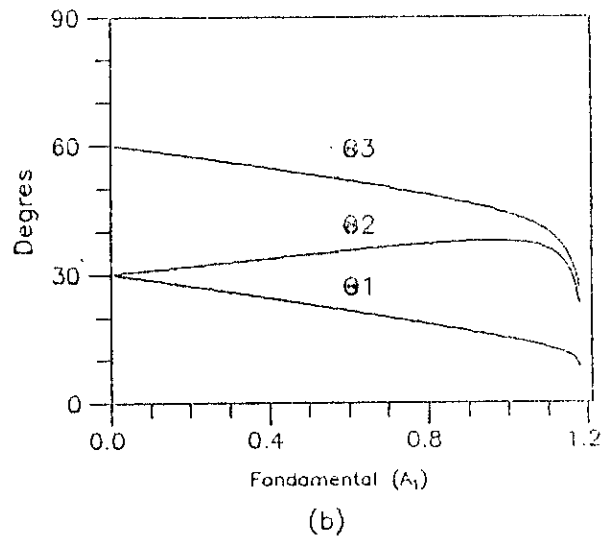
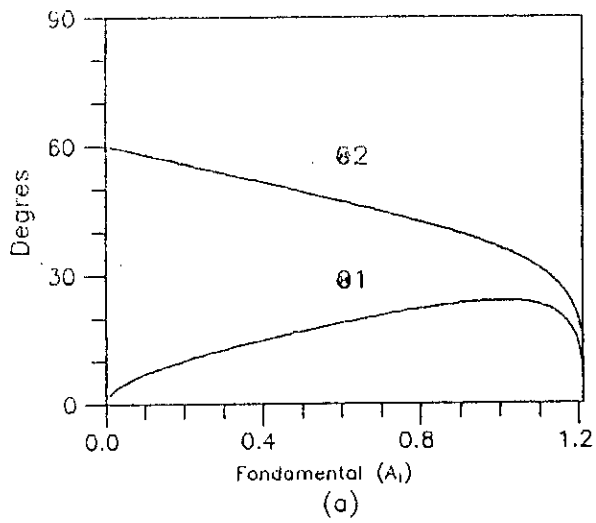


Fig.II.10: Variation des angles de commutation en fonction du fondamental

- a- $N=2$: élimination de l'harmonique 5
- b- $N=3$: élimination des harmoniques 5 et 7
- c- $N=4$: élimination des harmoniques 5,7 et 11
- d- $N=5$: élimination des harmoniques 5,7,11 et 13.

b) Résultats de la simulation:

Pour avoir le même nombre de commutation par demi-période dans la tension de sortie, on est amené à éliminer les harmoniques 5,7 et 11.

La fréquence de l'onduleur étant fixée à 25 Hz, la tension d'alimentation est de 310 V, assurant ainsi, pour un fonctionnement du moteur à $\frac{V}{f} = \text{Cst}$, une tension simple de valeur efficace égale à 110 V.

En régime établi, fig.(II.11) et (II.12), et par rapport à la technique triangulo-sinusoidale, les impulsions de la tension de sortie sont plus larges, le gain en tension est plus élevé, par contre le taux d'harmoniques est plus important.

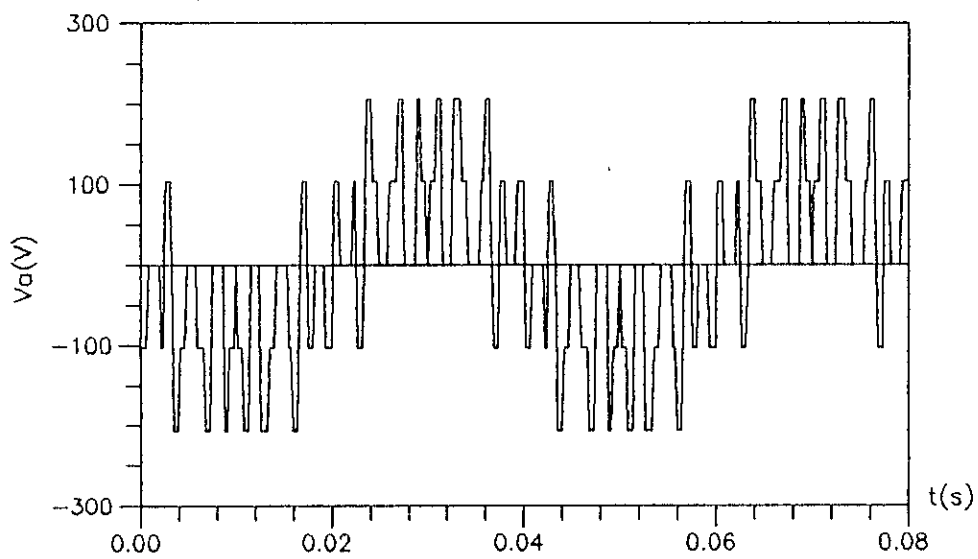
Le courant de source fig. (II.12.b) présente des pointes plus importantes dont la partie négative correspondant au courant renvoyé vers la source à travers les diodes de récupération.

Le spectre de la tension simple fig.(II.13) est dépourvu d'harmoniques 5,7 et 11, par contre les premiers harmoniques non éliminés présentent des valeurs relativement importantes.

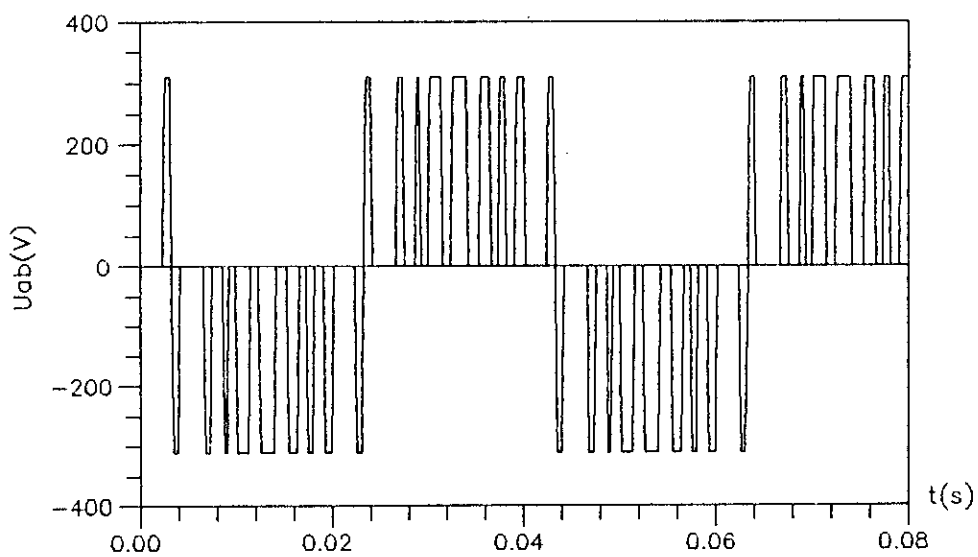
La figure (II.14) montre la variation des harmoniques de la tension de sortie en fonction du coefficient de réglage en tension. Le premier harmonique non éliminé (13) a l'amplitude la plus élevée. Le taux d'harmonique pour cette technique reste relativement important.

La figure (II.15) présente les caractéristiques en régime de démarrage du moteur à vide et en charge (nominale).

Nous constatons que le temps d'établissement du régime permanent est plus faible et que les oscillations du couple sont plus réduites que dans le cas de la technique triangulo-sinusoidale.

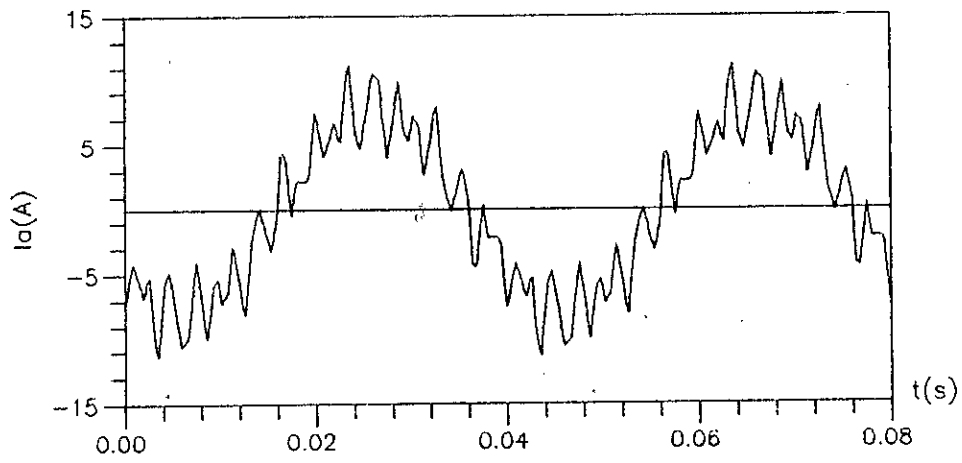


(a)

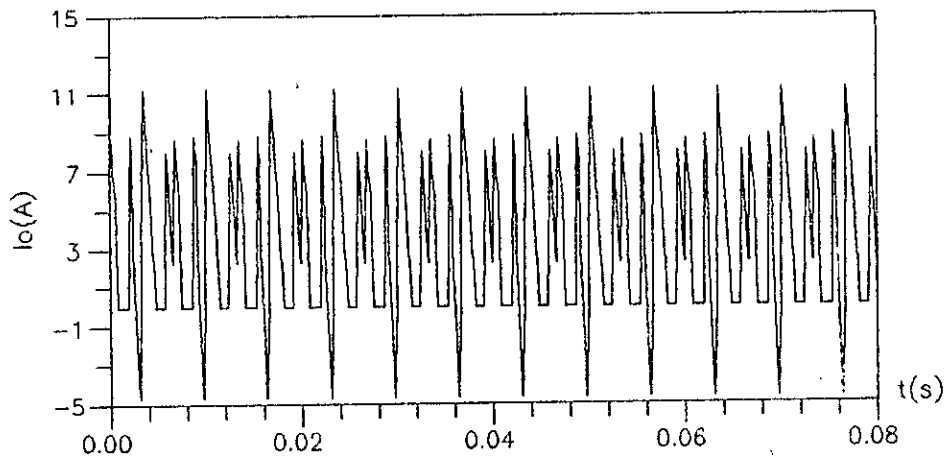


(b)

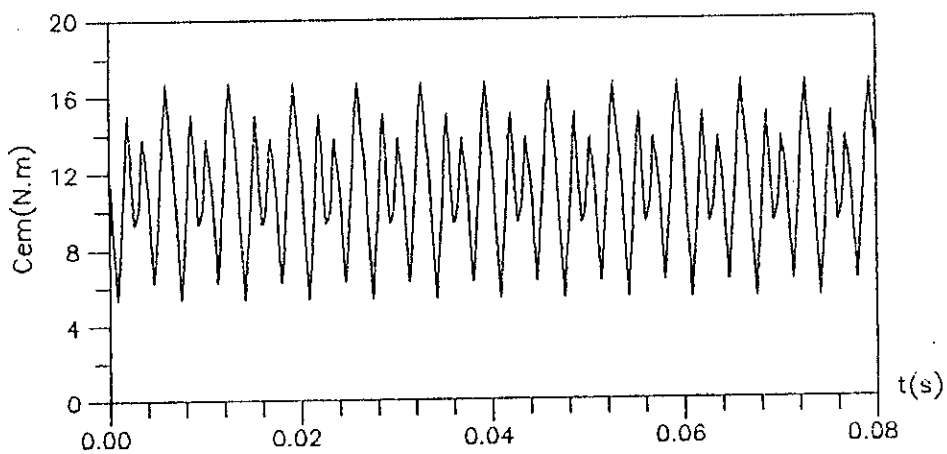
Fig.II.11: Tensions de sortie, $f=25\text{Hz}$
 suppression des harmoniques 5,7,11
 a) de phase
 b) de ligne



(a)



(b)



(c)

Fig.II.12: Caracteristiques en regime etabli, $f=25\text{Hz}$
 suppression des harmoniques 5,7,11
 a) courant de phase
 b) courant a l'entree de l'onduleur
 c) couple electromagnetique

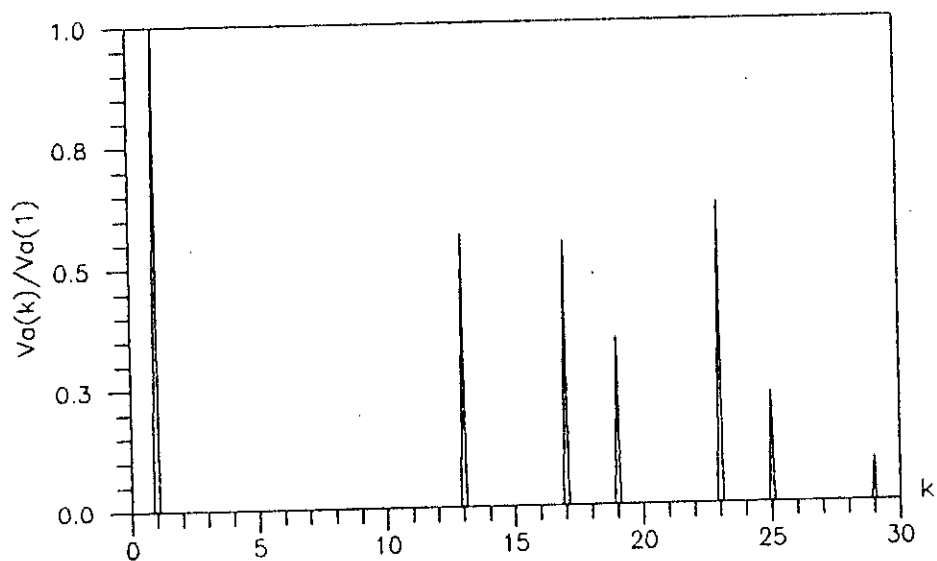


Fig.II.13: Spectre de V_a , $f=25\text{Hz}$
suppression des harmoniques 5,7 et 11

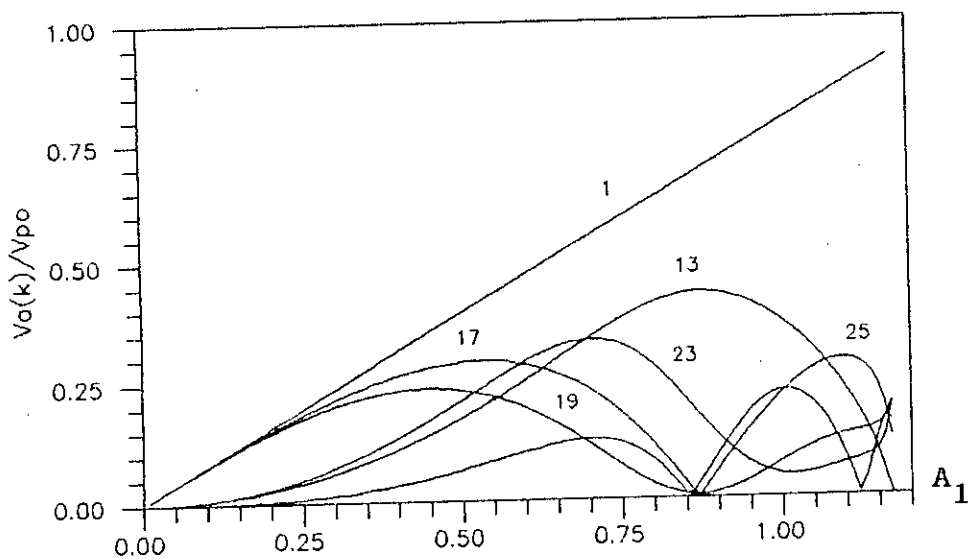


Fig.II.14: Harmoniques de V_a , $f=25\text{Hz}$
suppression des harmoniques 5,7,11

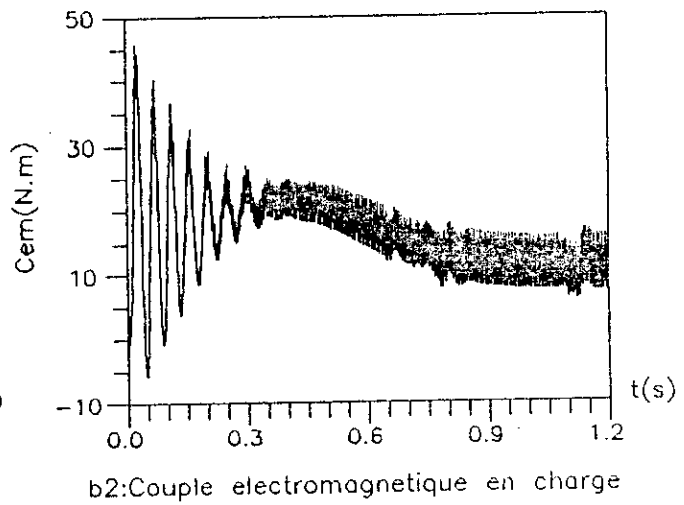
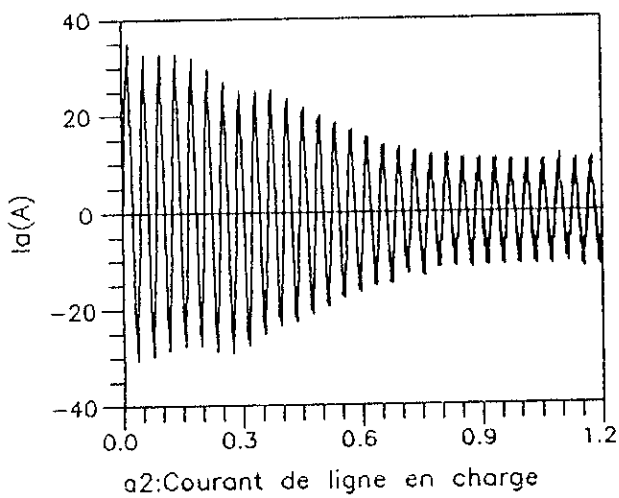
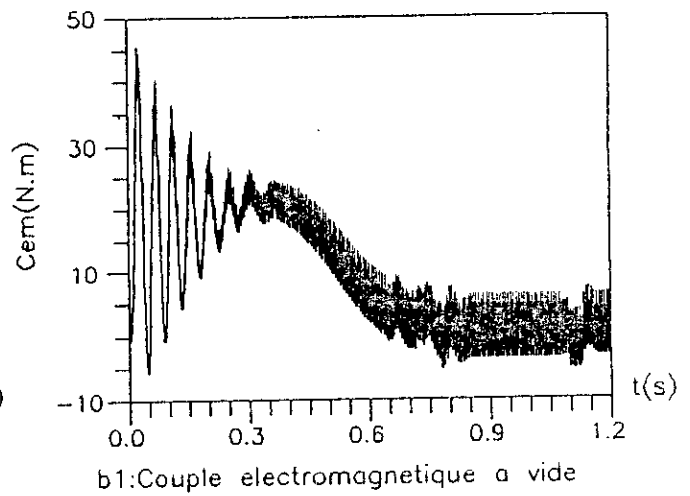
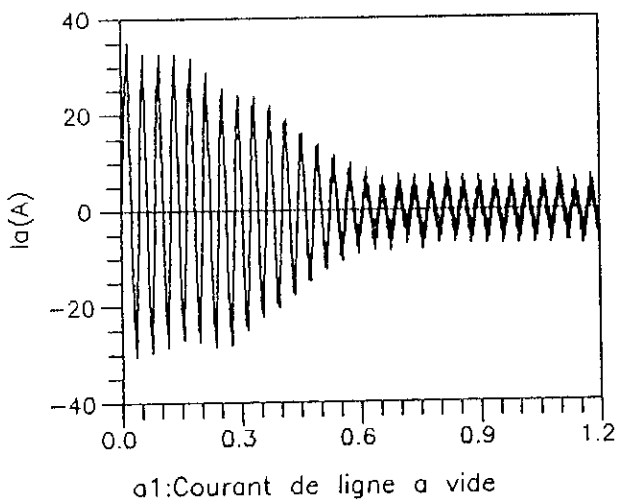


Fig.II.15: Caractéristiques en régime de démarrage
 $f = 25\text{Hz}$, suppression des harmoniques 5,7 et 11

II.2) Modulation triphasée

II.2.1) Technique de modulation par tronçon:

Le principe de cette technique découle de la relation de base liant les trois tensions de ligne de la machine [21], qui s'écrit:

$$U_{ab} + U_{bc} + U_{ca} = 0$$

D'où une tension de ligne peut être déduite des deux autres tensions si toutefois ces dernières sont connues :

$$U_{ab} = -(U_{bc} + U_{ca})$$

Il suffit donc de moduler deux tensions de ligne et d'en déduire la troisième par combinaison des deux autres.

a) Etude de la tension de sortie:

a.1) Détermination des intervalles de conduction des tensions de ligne :

La méthode de détermination des signaux modulés permettant la construction des trois tensions de ligne est présentée par la figure (II.16). Ces intervalles de conduction sont obtenus par comparaison de l'onde de référence avec une onde porteuse formée de triangles unipolaires.

Vu le déphasage de ces chronogrammes de $T/3$ l'un par rapport à l'autre, la détermination de ces intervalles concernera uniquement les deux premiers sixièmes de période.

1) Premier sixième de période ($0 < t < T/6$):

Les intervalles de conduction G_1 sont obtenus par comparaison de l'onde de référence $e_{U_{ab}}$ représentant la tension de ligne U_{ab} , avec une porteuse E_{t1} de période T_p .

Les intervalles G_2 sont déterminés en comparant l'onde de référence e_{Ubc} représentant la tension de ligne U_{bc} avec la porteuse E_{t2} identique à la porteuse E_{t1} , mais décalée d'une demi-période $T_p/2$.
 Quant au signal G_3 , il est déduit par la combinaison de G_1 et G_2 .

$$G_3 = G_1 + G_2 \quad (II.10)$$

2) Deuxième sixième de période ($T/6 < t < T/3$) :

Sur cet intervalle, les signaux G_1 et G_2 sont obtenus respectivement par comparaison :

- de la valeur absolue de e_{Uca} avec E_{t1} ;
- de la valeur absolue de e_{Ubc} avec E_{t2} , G_3 est donné par la relation (II.10).

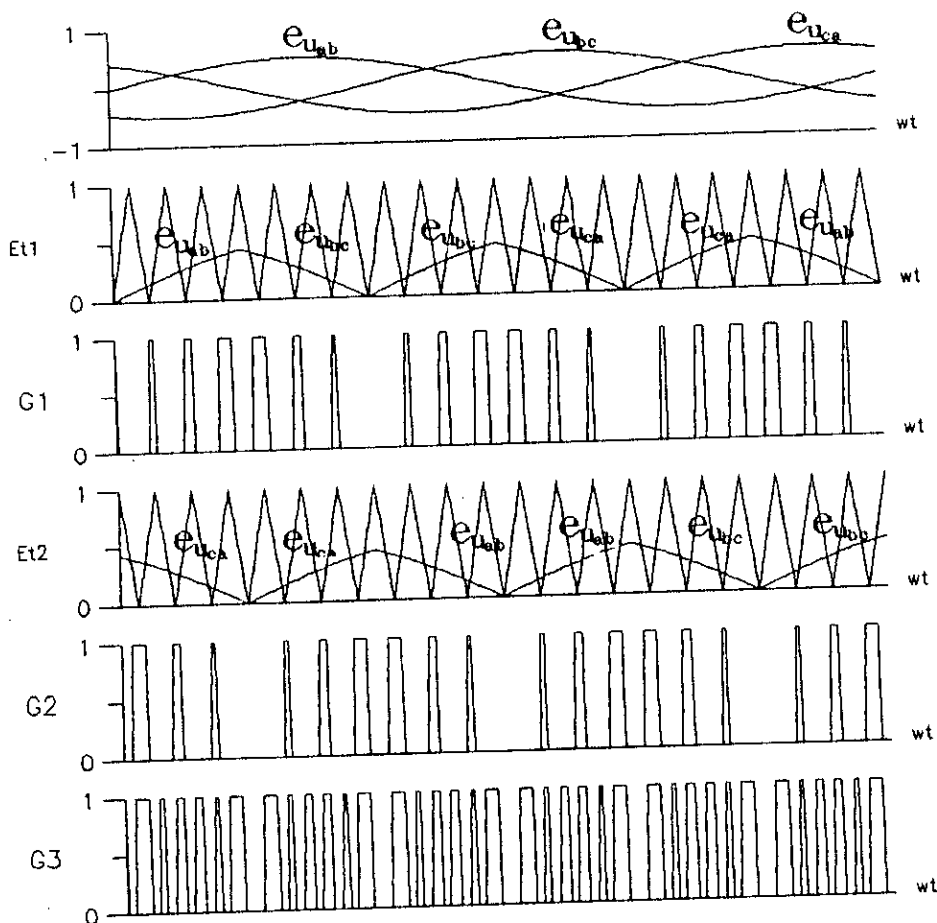


Fig.II.16: Principe de la technique de modulation par tronçon.

Une fois les signaux G_1 , G_2 , G_3 sont obtenus sur toute la période on procède alors à la construction des trois tensions de ligne en se basant sur les remarques suivantes:

- Sélectionner le signal correspondant à la tension de ligne en respectant la polarité de l'onde considérée sur chaque intervalle;
- le signal G_3 est immédiatement affecté aux intervalles à faible variation en tenant compte de la polarité de l'onde.

Le tableau suivant résume la situation sur une période:

INTERVALLE	0	T/6	T/3	T/2	2T/3	5T/6	T
U_{ab}	G_1	G_3	G_2	$-G_2$	$-G_3$	$-G_1$	
U_{bc}	$-G_3$	$-G_1$	G_1	G_3	G_2	$-G_2$	
U_{ca}	G_2	$-G_2$	$-G_3$	$-G_1$	G_1	G_3	

Tableau 1 : Construction des tensions de ligne

a.2) Détermination des fonctions d'existence S_a, S_b, S_c :

En utilisant la relation (I.1) et le tableau 1, la détermination des fonctions d'existence des interrupteurs devient aisée fig. (II.17) et s'effectue pour les deux premiers sixièmes de la période :

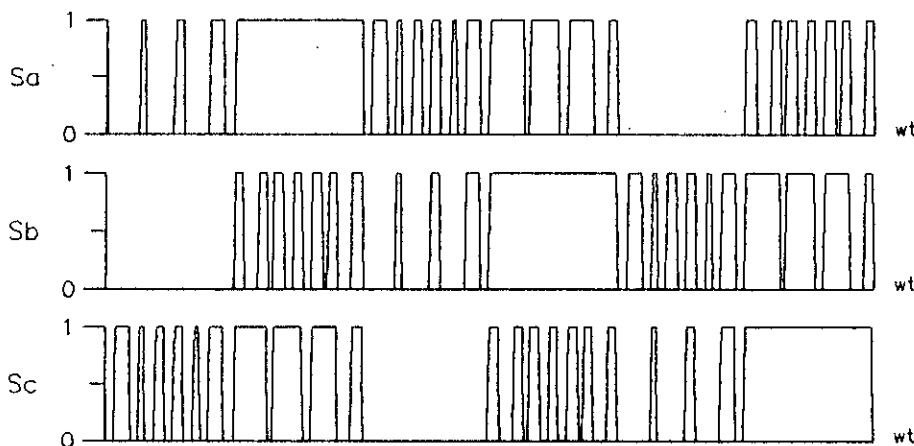


Fig.II.17: Signaux de commande des transistors

1) Premier sixième de période :

Sur cet intervalle, la relation entre les signaux G_1 , G_2 et G_3 et les fonctions d'existence des interrupteurs s'écrit:

$$\begin{cases} [S_a(t) - S_b(t)] = G_1 \\ [S_b(t) - S_c(t)] = G_1 \\ [S_c(t) - S_a(t)] = G_2 \end{cases}$$

la tension de ligne U_{bc} présente une faible variation sur cet intervalle; la phase b n'est alors pas concernée par la modulation.

Lorsque la polarité de l'alternance est positive, l'interrupteur correspondant est mis à un niveau logique égal à 1. Il est mis à zéro lorsque l'alternance est de polarité négative.

Dans ce cas $S_b(t) = 0$

La résolution de système donne :

$$\begin{cases} S_a(t) = G_1 \\ S_b(t) = 0 \\ S_c(t) = G_2 \end{cases}$$

avec:

$$G_3 = G_1 + G_2$$

2) Deuxième sixième de période :

Le système à résoudre est le suivant :

$$\begin{cases} [S_a(t) - S_b(t)] = G_3 \\ [S_b(t) - S_c(t)] = -G_1 \\ [S_c(t) - S_a(t)] = -G_2 \end{cases}$$

Etant donné que U_{ab} est au voisinage du milieu de son alternance, la phase a n'est pas modulée, ce qui conduit à poser :

$$S_a(t) = 1$$

après résolution on obtient :

$$\begin{cases} S_a(t) = 1 \\ S_b(t) = 1 - G_3 \\ S_c(t) = 1 - G_2 \end{cases}$$

Les fonctions d'existence sur toute la période sont regroupées dans le tableau (2)

INTERVALLE	0	T/6	T/3	T/2	2T/3	5T/6	T
S_a, S_b, S_c							
S_a	G_1	1	G_3	$1-G_2$	0	$1-G_3$	
S_b	0	$1-G_3$	G_1	1	G_3	$1-G_2$	
S_c	G_3	$1-G_2$	0	$1-G_3$	G_1	1	

Tableau 2 : Fonctions logiques de connexion

a.3) Caractérisation de la modulation:

Pour que les trois tensions de ligne soient identiques à $T/3$ et à $2T/3$ près, il faut comme nous l'avons déjà signalé que l'indice de modulation soit un entier impair multiple de 3.

Pour cette technique nous avons :

$$\frac{f_p}{f} = 6i+3 \quad i=1,2,3,\dots$$

Le nombre d'impulsions par demi-période (NP) est donné par:

$$NP = 4 * i$$

conduisant à la relation suivante:

$$\frac{f_p}{f} = \frac{3}{2} NP + 3 \quad (\text{II.11})$$

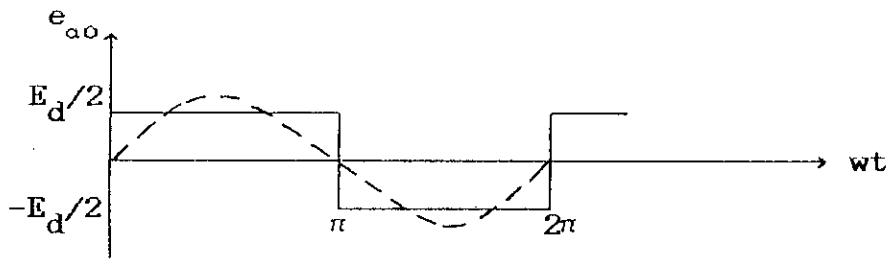
Pour la technique triangulo-sinusoïdale, l'indice de modulation est égal au nombre d'impulsions par demi-période :

$$\frac{f_p}{f} = 6i-3 = NP \quad (\text{II.12})$$

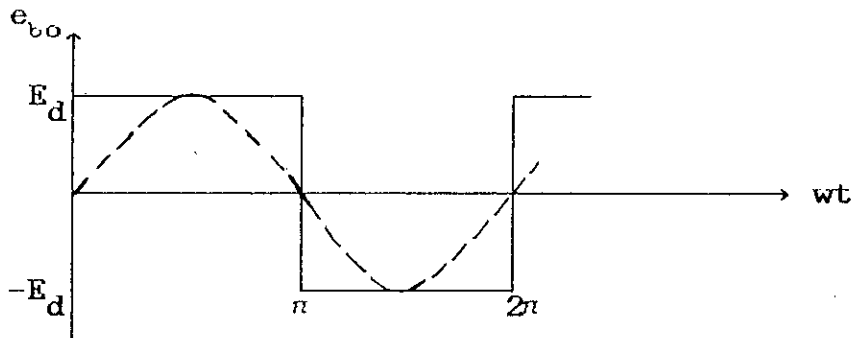
Les équations (II.11) et (II.12) montrent que pour le même nombre d'impulsions par demi-période, la fréquence de l'impulsion est plus importante et par conséquent le spectre d'harmoniques pour cette technique est décalé vers des fréquences plus élevées.

La figure (II.18) montre la relation entre la tension continue d'alimentation (E_d) et le fondamental de la tension pour respectivement :

- l'onduleur pleine onde
- l'onduleur avec une modulation par tronçon



a) onduleur pleine onde



b) onduleur avec la modulation par tronçon

Fig. II.18: fondamentaux des tensions entre phase et neutre fictif de la source continue

Le fondamental de la tension entre phase et le neutre fictif de la source continue est donné par

$$e_{ao} = \frac{4}{\pi} \frac{E_d}{2} \sin wt = \frac{U_{po}}{\sqrt{3}} \sin wt \quad (\text{II.13})$$

pour l'onduleur en créneau, et par

$$e_{bo} = E_d \cdot r \cdot \sin wt = E_m \cdot r \cdot \sin wt \quad (\text{II.14})$$

pour l'onduleur avec la modulation par tronçon.

U_{po} et E_m sont les valeurs maximales des tensions de ligne.

e_{ao} est la tension entre phase et le point milieu fictif de la source continue.

e_{bo} est une tension de ligne.

Nous constatons avec Ohnishi et co [21], qu'avec cette nouvelle technique, le fondamental de la tension de sortie peut être contrôlé jusqu'à 100% de la tension continue d'alimentation pour n'importe quel nombre d'impulsions ($NP \geq 4$).

Les équations (II.13) et (II.14) nous permettent d'écrire :

$$\frac{U_{po}}{E_d} = \frac{2\sqrt{3}}{\pi}$$

$$\frac{E_m}{E_d} = 1$$

Avec cette technique, nous améliorons le gain en tension en le ramenant à 90,68% de la pleine onde, soit un "déchet" de tension de 9,32% .

a.4) Etude des harmoniques de la tension de sortie:

1) Détermination des angles de modulation :

En raison de l'identité à $T/3$ et à $2T/3$ près des ondes de sortie, l'étude se limite au premier sixième de période. Sur cet intervalle, il suffit de déterminer les $(2i-1)$ angles de commutation de G_1 et de déduire les différents angles de G_2 par la relation suivante :

$$\theta'_i = \frac{\pi}{3} - \theta_i$$

Ces angles sont obtenus en résolvant numériquement les deux équations suivantes :

$$r \sin \theta_i = \frac{m}{\pi} \left(i \frac{\pi}{m} - \theta_i \right) \quad \text{pour } i \text{ impair}$$

$$r \sin \theta_i = \frac{m}{\pi} \left(\theta_i - (i-1) \frac{\pi}{m} \right) \quad \text{pour } i \text{ pair}$$

La résolution numérique de ces équations est effectuée par la méthode de Newton-Raphson.

2) Développement en série de Fourier de la tension de ligne :

Après avoir déterminé les angles de commutation, les harmoniques de la tension de ligne peuvent être obtenus facilement. Le développement en série de Fourier de la tension de ligne est le suivant :

$$U_{ab} = A_1 \sin \omega t + \sum_{j=1}^{\infty} A_{\sigma_{j+1}} \sin (6j+1) \omega t$$

où

$$A_1 = \frac{4}{\pi} \sum_{i=1}^{NP/4} \left[\cos \left(\theta_{2i-1} + \frac{\pi}{6} \right) - \cos \left(\theta_{2i} + \frac{\pi}{6} \right) \right]$$

$$A_{\sigma_{j+1}} = \frac{4\sqrt{3}}{6j+1} (-1)^j \sum_{i=1}^{NP/4} \left[\cos \left(\theta_{2i-1} + \frac{\pi}{6} \right) - \cos \left(\theta_{2i} + \frac{\pi}{6} \right) \right] \quad (\text{II.15})$$

Les harmoniques de la tension de phase s'obtiennent par :

$$\begin{cases} A = A_1 / \sqrt{3} \\ A_{(\sigma_{j+1})} = A_{(\sigma_{j+1})} / \sqrt{3} \end{cases}$$

b) Résultats de la simulation:

Les résultats de la simulation sont présentés par les figures (II.19) à (II.23).

Ces courbes sont tracées pour les mêmes conditions déjà citées

pour les deux techniques précédentes.

La tension d'alimentation (E_d) est dans ce cas égale à 330 V.

Une exacte correspondance dans le nombre d'impulsions avec les autres techniques n'est pas possible. nous avons pris un nombre d'impulsions par demi-période (NP) égal à 8.

Sur la tension de ligne fig.(II.19.b) apparait une zone à forte concentration d'impulsion prises à partir du signal G_3 fig.(II.16). Cette concentration sert à augmenter le gain en tension qui est plus élevée que la technique triangulo-sinusoidale.

Le courant de ligne fig.(II.20.a) a une forme sinusoidale avec des pointes qui sont importantes.

Le courant de source fig.(II.20.b) se reproduit six fois au cours d'une période. Le couple électromagnétique présente des pulsations assez importantes de haute fréquence

Le spectre de la tension simple pour NP égal respectivement à 8,12,16 et 20 est donné par la figure (II.21). Le spectre des harmoniques de v_a est déplacé vers les fréquences élevées lorsque NP croît. Il apparait clairement que cette technique produit un faible taux d'harmoniques et les harmoniques de faible ordre sont bien éliminés.

La figure (II.22) présente la variation des harmoniques de V_a en fonction de r .

Comme pour les autres techniques, le fondamental croît linéairement en fonction de r . L'amplitude des harmoniques de v_a les plus importantes sont:

- Le 11^{e} et le 17^{e} pour NP=8
- le 19^{e} et le 23^{e} pour NP=12
- le 25^{e} et le 27^{e} pour NP=20

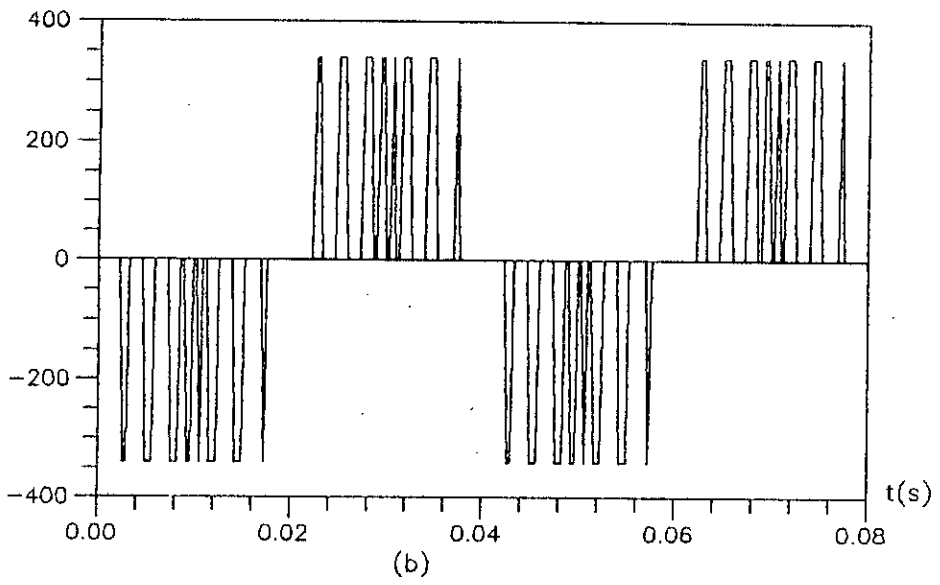
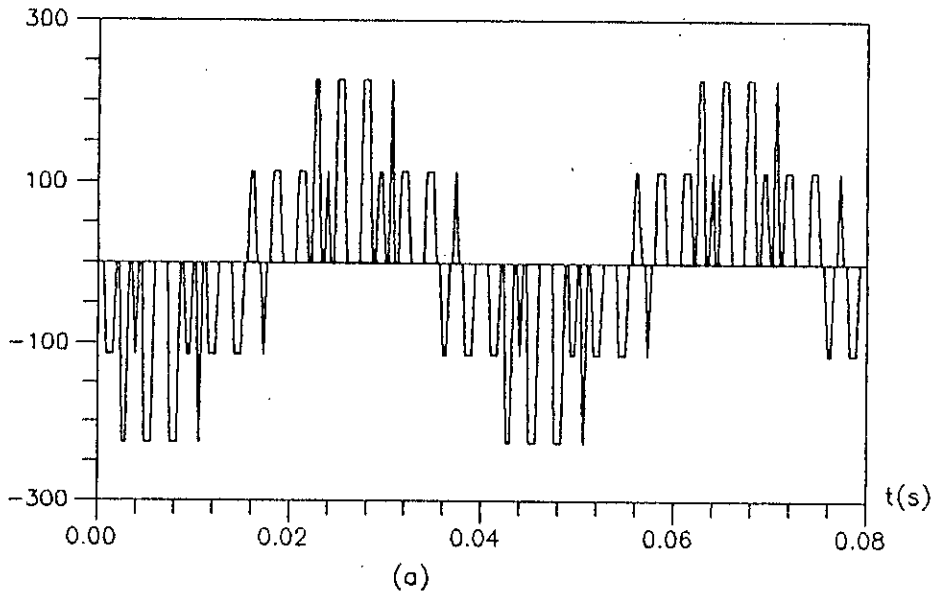
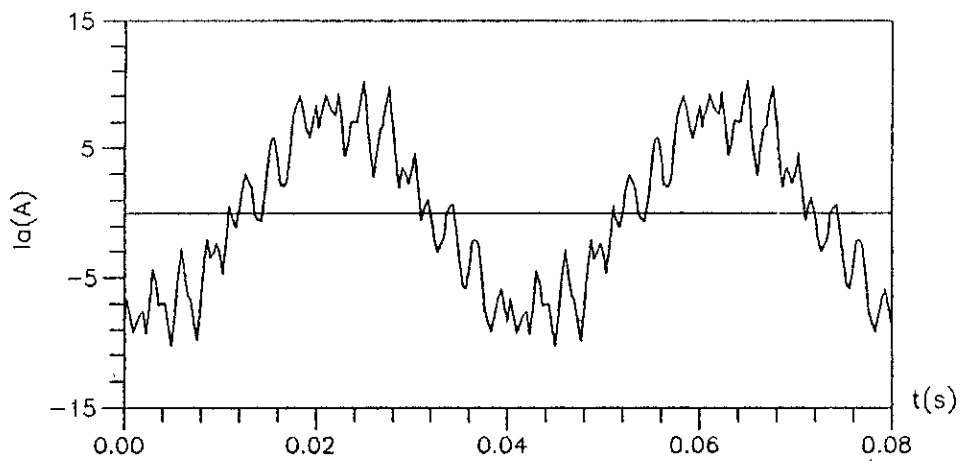
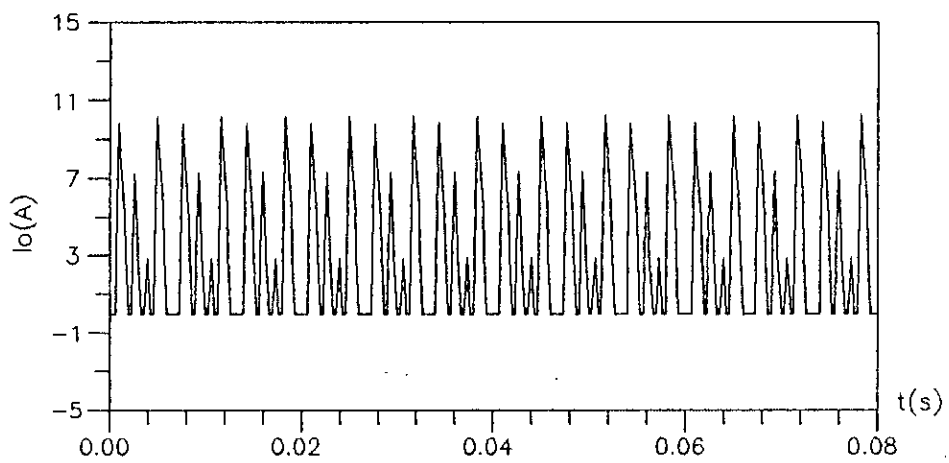


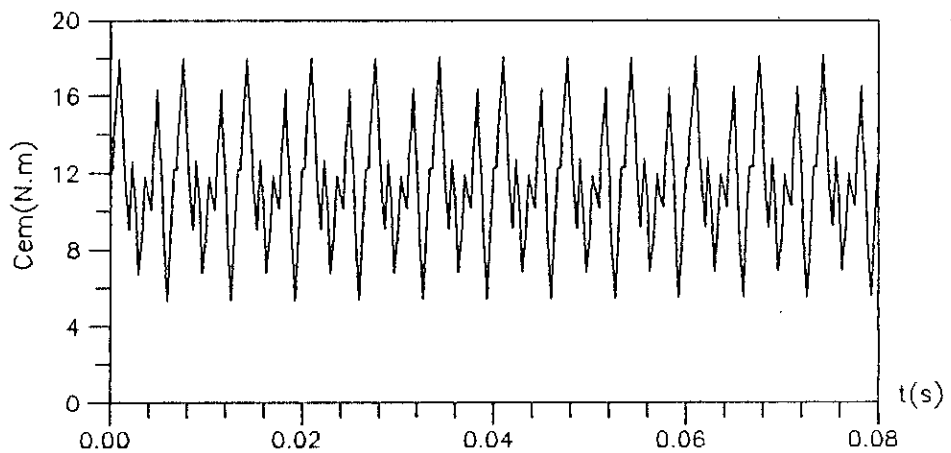
Fig.II.19: Tensions de sortie, $f=25\text{Hz}$, $NP=8$
 a) de phase
 b) de ligne



(a)



(b)



(c)

Fig.II.20: Caracteristiques en regime etabli
 $f=25\text{Hz}$, $NP=8$
 a) courant de phase
 b) courant a l'entree de l'onduleur
 c) couple electromagnetique

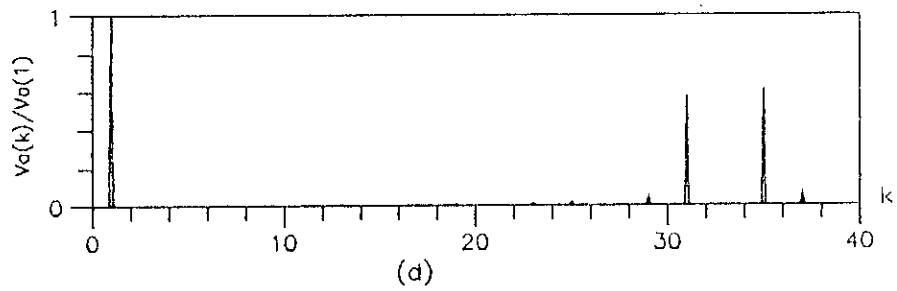
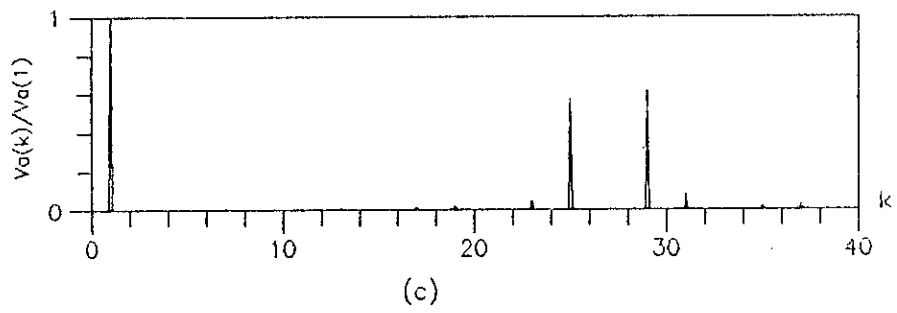
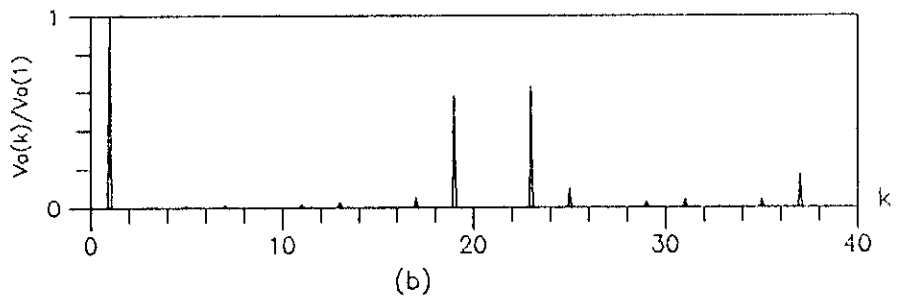
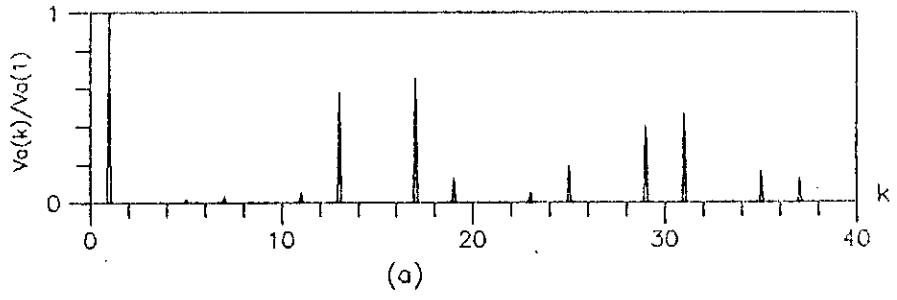


Fig.II.21: Spectre de V_a , $f=25\text{Hz}$
 a) $NP=8$, b) $NP=12$, c) $NP=16$ d) $NP=20$

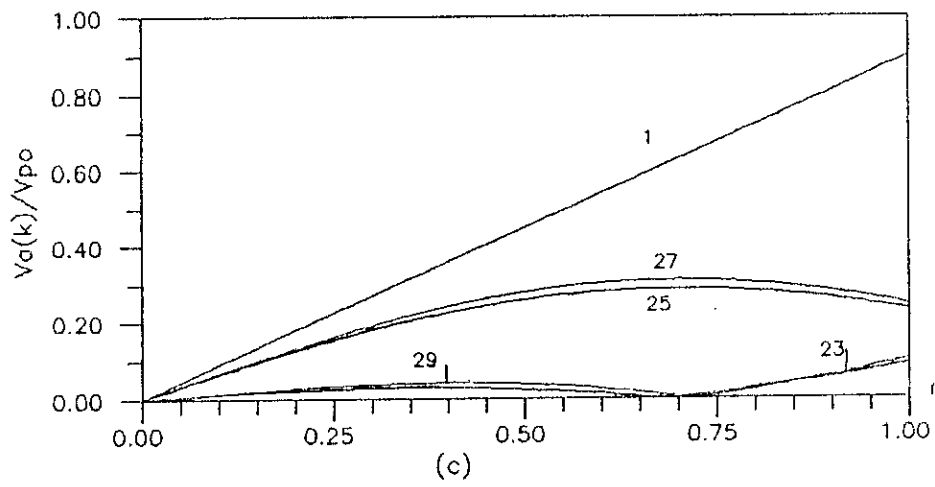
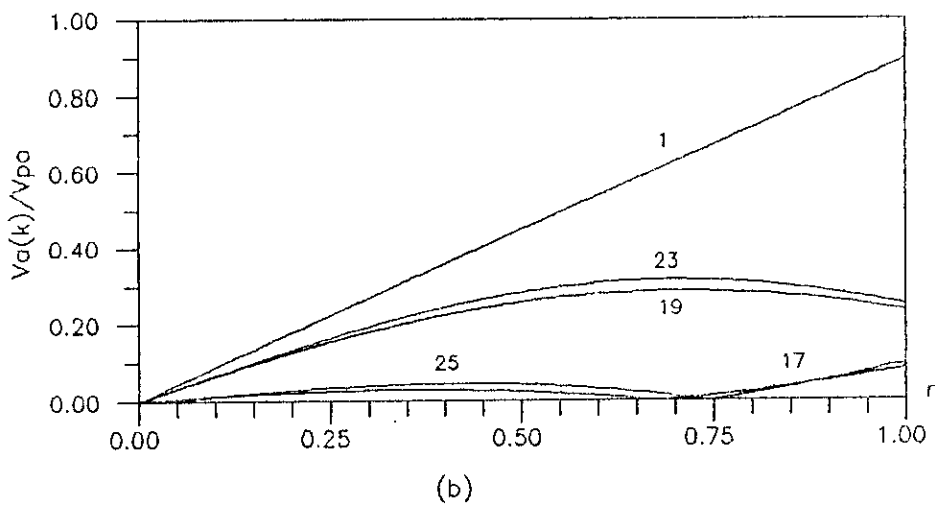
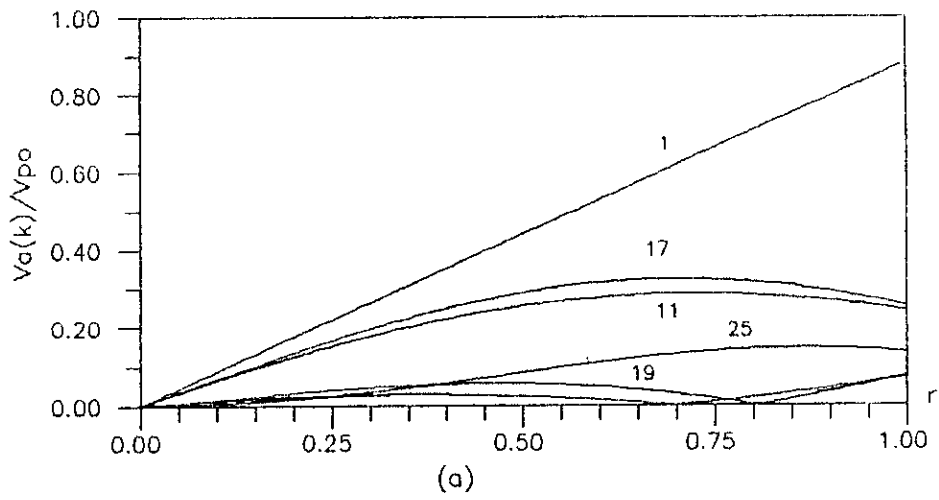
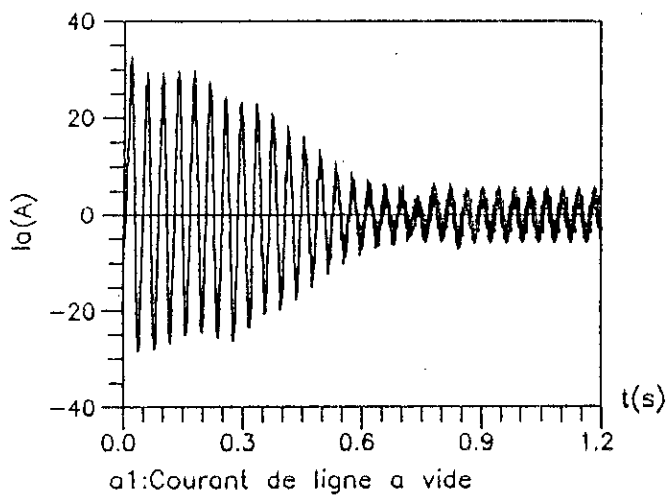
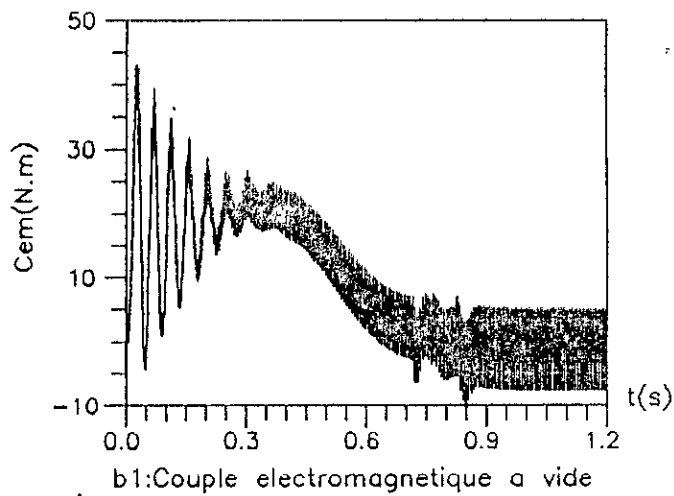


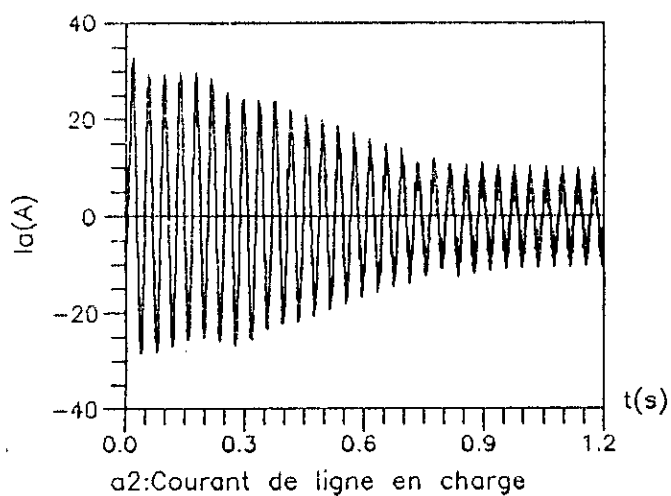
Fig.II.22: Harmoniques de V_a en fonction de r , $f=25\text{Hz}$
 a) $NP=8$, b) $NP=12$, c) $NP=16$



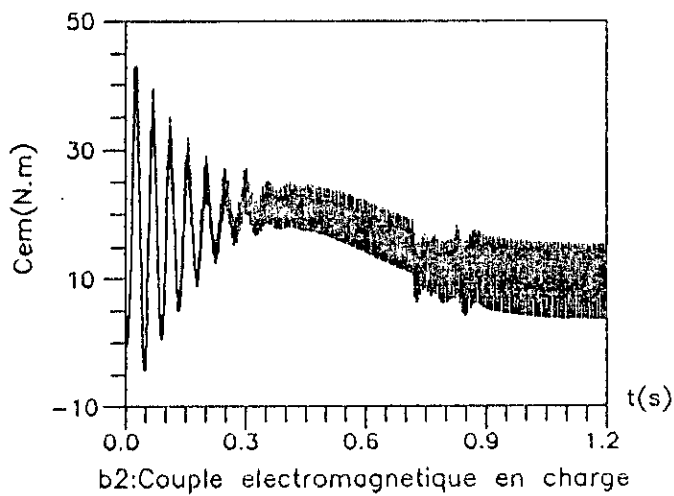
a1: Courant de ligne a vide



b1: Couple electromagnetique a vide



a2: Courant de ligne en charge



b2: Couple electromagnetique en charge

Fig.II.23: Caractéristiques en régime de démarrage
 $f=25\text{Hz}$, $NP=8$

II.2.2) Technique de modulation par contrôle de flux.

Une toute autre approche de la modulation consiste à représenter les tensions délivrées par l'onduleur dans un plan complexe (α, β) [12],[14],[22],[23],[24].

Le principe de cette technique est le suivant : en se référant au schéma équivalent classique de la machine asynchrone et en adoptant la notation complexe, le vecteur flux magnétique est donné par l'intégration par rapport au temps du vecteur représentant les trois tensions de sortie de l'onduleur.

En négligeant la résistance statorique, le flux magnétique s'exprime :

$$\overline{\psi}_m = \int \overline{V} dt \quad (\text{II.16})$$

où :

$$\begin{cases} \overline{V} = v_a + \alpha v_b + \alpha^2 v_c \\ \alpha = e^{j2\pi/3}, \quad j = \sqrt{-1} \end{cases}$$

Sachant que les tensions simples s'écrivent :

$$\begin{cases} v_a = V_m \sin wt \\ v_b = V_m \sin \left(wt - \frac{2\pi}{3} \right) \\ v_c = V_m \sin \left(wt - \frac{4\pi}{3} \right) \end{cases} \quad (\text{II.17})$$

le vecteur tension s'exprime :

$$\overline{V} = -j \frac{3}{2} V_m e^{j(wt)} \quad (\text{II.18})$$

le flux magnétique s'écrit :

$$\overline{\psi}_m = -j \frac{3}{2} \frac{V_m}{\omega} e^{j(\omega t - \pi/2)} \quad (\text{II.19})$$

Les équations (II.18) et (II.19) montrent que le flux magnétique est un vecteur qui tourne avec un déphasage de $\pi/2$ par rapport à \overline{V} . Le lieu de $\overline{\psi}_m$ devient un cercle parfait si les tensions appliquées au moteur sont sinusoïdales.

L'onduleur triphasé à deux interrupteurs par phase, présente huit modes de topologies différentes, définis par le mode de connexion des inverseurs fig.(I.2).

En fonction de ces différents états, on notera les vecteurs tensions de la manière suivante :

$$\overline{V}_i (S_a, S_b, S_c) \quad i = 0, 1, \dots, 7$$

La représentation dans le plan complexe de ces vecteurs est donnée par la figure (II.24.a) . Six d'entre eux (\overline{V}_1 à \overline{V}_6) ont le même module, alors que les deux vecteurs \overline{V}_0 et \overline{V}_7 sont toujours nuls et correspondent respectivement au raccordement de tous les interrupteurs à la borne (+) de l'onduleur ou la borne (-).

L'équation (II.16) nous permet également d'écrire:

$$\overline{\psi}_m = \overline{V}_i \cdot t + \overline{\psi}_{m0}$$

$\overline{\psi}_{m0}$: état initial

La figure (II.24) illustre la relation qui existe entre $\overline{\psi}_m$ et \overline{V}_i . Le flux magnétique se déplace dans la direction de \overline{V}_i à une vitesse constante $|\overline{V}_i| = E_d$. Pour i égal respectivement à 0 et 7 $|\overline{V}_i| = 0$, le flux est stationnaire.

Le but de cette technique repose sur la sélection des séquences d'ouverture et de fermeture des interrupteurs électroniques de façon à ce que le flux magnétique représente une

meilleure approximation possible du cercle parfait [23],[24],[25].

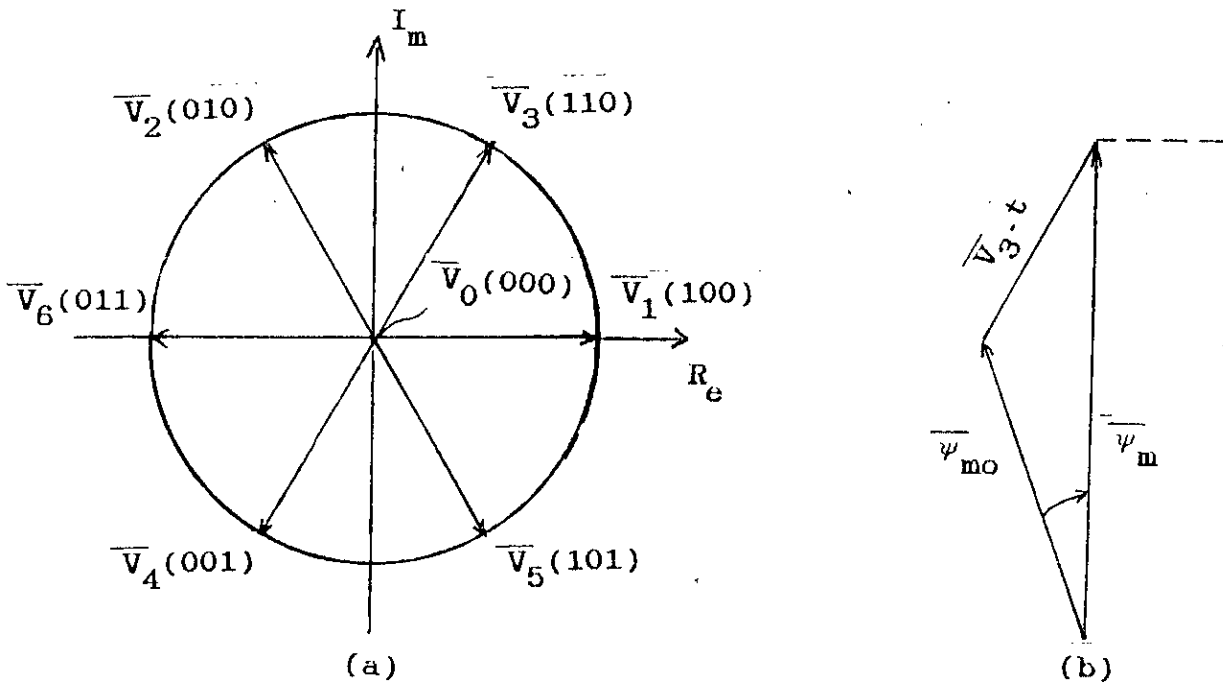


Fig.II.24: Vecteurs tension et flux magnétique dans le plan complexe

a) Etude de la tension de sortie:

a.1) Fondamental et harmoniques de courant:

Le but de la technique de modulation de largeur d'impulsions appliquée à un onduleur de tension est de fournir une onde de courant proche de la sinusoïde.

Avec la technique de contrôle de flux, les séquences de commande des interrupteurs électroniques sont déterminés de façon à minimiser les harmoniques de courant, ce qui nous conduit à établir le schéma équivalent pour ces harmoniques.

En adoptant la notation complexe, et en choisissant un repère lié au champ tournant, les équations de la machine asynchrone s'écrivent:

$$\begin{cases} \overline{V}_S = R_S \overline{i}_S + p \overline{\psi}_S + G w \overline{\psi}_S \\ 0 = R_r \overline{i}_r + p \overline{\psi}_r + G w_S \overline{\psi}_r \end{cases} \quad (\text{II.20})$$

$$\begin{pmatrix} \overline{\psi}_S \\ \overline{\psi}_r \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} L_S & M \\ M & L_r \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \overline{i}_S \\ \overline{i}_r \end{pmatrix} \quad (\text{II.21})$$

où :

$$G = \begin{pmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{pmatrix}, \quad p = \frac{d}{dt}$$

$$w = \frac{d\theta_s}{dt}, \quad w_S = \frac{d\theta_r}{dt} = g \cdot w$$

A partir de (II.21) on écrit :

$$\overline{\psi}_S = L_S \overline{i}_S + M \overline{i}_r \quad (\text{II.22})$$

$$\overline{i}_r = \frac{\overline{\psi}_r - M \overline{i}_S}{L_r} \quad (\text{II.23})$$

en substituant (II.23) dans (II.22) on obtient:

$$\overline{\psi}_S = \left(L_S - \frac{M^2}{L_r} \right) \overline{i}_S + \frac{M}{L_r} \overline{\psi}_r \quad (\text{II.24})$$

$$\overline{\psi}_S = l_1 \cdot \overline{i}_S + \overline{\psi}_r \quad (\text{II.25})$$

où:

$$l_1 = L_s - \frac{M^2}{L_r}$$

$$\overline{\psi}_r' = \frac{M}{L_r} \overline{\psi}_r$$

$\overline{\psi}_r'$: flux rotorique ramené au stator.

L'expression de la tension statorique est obtenue par substitution de (II.25) dans (II.20) :

$$\overline{V}_s = R_s \overline{i}_s + p l_1 \overline{i}_s + p \overline{\psi}_r' + w l_1 G \overline{i}_s + w G \overline{\psi}_r' \quad (\text{II.26})$$

l'équation (II.27) donne le régime permanent:

$$\overline{V}_{sp} = R_s \overline{i}_{sp} + w l_1 G \overline{i}_{sp} + w G \overline{\psi}_{rp}' \quad (\text{II.27})$$

En faisant la différence entre (II.26) et (II.27), nous obtenons l'expression de la tension statorique en régime transitoire:

$$\overline{V}_{st} = R_s \overline{i}_{st} + p l_1 \overline{i}_{st} + p \overline{\psi}_{rt}' + w l_1 G \overline{i}_{st} + w G \overline{\psi}_{rt}' \quad (\text{II.28})$$

où :

$$\begin{cases} \overline{V}_{st} = \overline{V}_s - \overline{V}_{sp} \\ \overline{i}_{st} = \overline{i}_s - \overline{i}_{sp} \\ \overline{\psi}_{rt}' = \overline{\psi}_r' - \overline{\psi}_{rp}' \end{cases}$$

La fréquence de modulation de l'onduleur de tension est élevée, ce qui permet de négliger le premier, le troisième et le dernier terme de l'équation (II.28), l'équation devient [23]:

$$\overline{V}_{st} = p l_1 \overline{i}_{st} + w l_1 G \overline{i}_{st} \quad (\text{II.29})$$

Les équations (II.27) et (II.29) sont transformées d'un repère lié au champ tournant à un repère lié au stator à l'aide de la transformation suivante :

$$p(-\varphi) = \begin{pmatrix} \cos \varphi & \sin \varphi \\ -\sin \varphi & \cos \varphi \end{pmatrix}$$

dans le repère statorique, ces équations s'écrivent :

$$\overline{V}_{st} = p l_1 \overline{i}_{st} \quad (\text{II.30})$$

$$\overline{V}_{sp} = R_s \overline{i}_{sp} + w l_1 G \overline{i}_{sp} + w G \overline{\psi}_{rp} \quad (\text{II.31})$$

où :

\overline{V}_{sp} , \overline{i}_{sp} , $\overline{\psi}_{rp}$ sont des vecteurs tournant à la vitesse angulaire w et ayant une amplitude constante.

Comme indiqué par la figure (II.25), l'onduleur de tension délivre en sortie huit vecteurs tension. Chaque vecteur est constant dans le repère statorique. Sa valeur instantannée est donnée par :

$$\overline{V}_s(t) = \overline{V}_i \quad i = 0, 1, \dots, 7$$

$$\overline{V}_i = \sqrt{\frac{2}{3}} E_d \left[S_a + \alpha S_b + \alpha^2 S_c \right] \quad (\text{II.32})$$

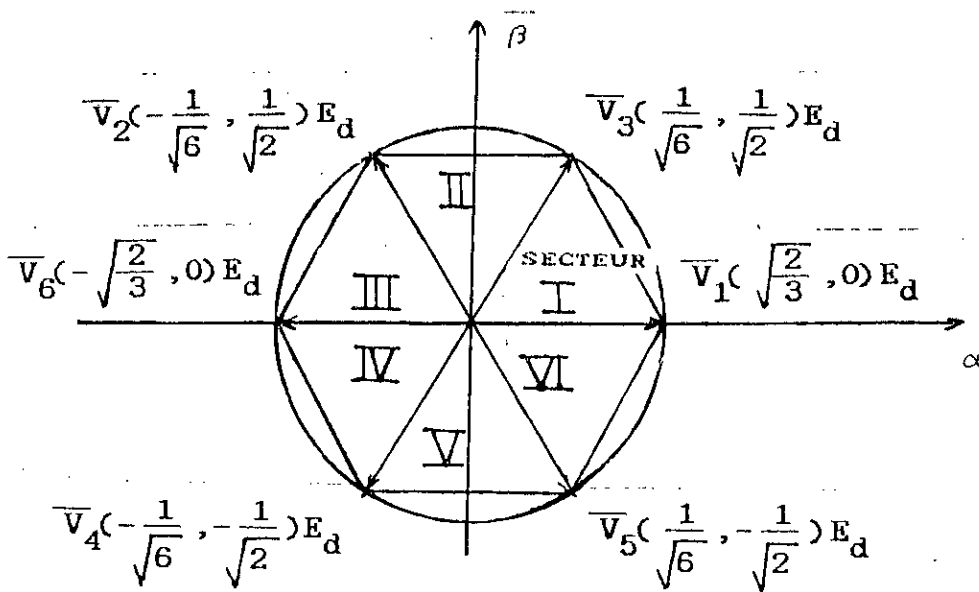


Fig II.25:Vecteurs tension de sortie de l'onduleur.

Durant un cycle de commutation (T_z), la valeur moyenne du vecteur tension de sortie s'exprime par :

$$\overline{e} = \frac{1}{T_z} \int_0^{T_z} \overline{V}_B(t) dt = \sum_{i=0}^z \xi_i \overline{V}_i \quad (II.33)$$

où :

$$\xi_i = \frac{T_i}{T_z}, \quad \sum_{i=0}^z \xi_i = 1$$

T_z est équivalent a une demi-période de porteuse

T_i est la durée de \overline{V}_i durant T_z

Comme la fréquence de commutation est très élevée devant la fréquence du fondamental de la tension de sortie, la valeur moyenne \overline{e} est approximativement égale à \overline{V}_{sp} (fondamental) et garde une valeur constante durant T_z [12],[23].

Les harmoniques de courant exprimés dans le repère statorique sont calculés à partir de l'équation (II.30).

Pour une durée de conduction de l'inverseur (S_i) fig. (I.2), on écrit :

$$\overline{i}_{st} = \frac{1}{l_1} \int_{t_1}^{t_2} \overline{V}_{st}(t) dt$$

ce qui conduit à réécrire :

$$\overline{i}_{st} = \frac{1}{l_1} \int_{t_1}^{t_2} (\overline{V}_s - \overline{e}) dt \quad (II.34)$$

t_1 : debut de conduction de l'inverseur S_i

t_2 : fin de conduction.

Le schéma équivalent pour les harmoniques de courant est celui de la figure (II.26):

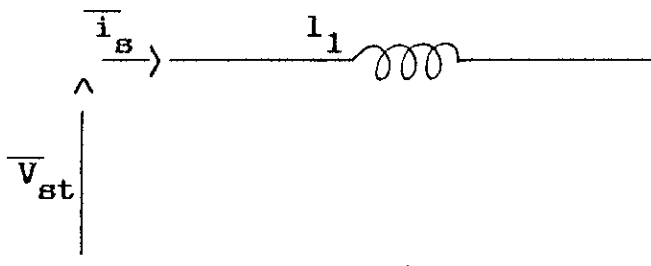


Fig.II.26:Schéma équivalent pour les harmoniques de courant

L'équation (II.34) montre que les harmoniques de courant dépendent de la valeur moyenne du vecteur tension (\overline{e}) et du vecteur tension instantané sélectionné.

Pour réduire les harmoniques de courant, il faut que :

- Le cycle ($t_2 - t_1$) soit aussi faible que possible (fréquence de commutation élevée);
- la sélection du vecteur tension instantané doit rendre la différence $|\overline{V}_s - \overline{e}|$ minimale, ceci n'est possible que si les quatre vecteurs adjacents à \overline{e} sont choisis dans un secteur donné, fig (II.25).

Par exemple, si \overline{e} réside dans le secteur (I), seulement $\overline{V}_0, \overline{V}_1, \overline{V}_3$ et \overline{V}_7 seront sélectionnés, on écrira :

$$\overline{e} = \xi_0 \overline{V}_0 + \xi_1 \overline{V}_1 + \xi_3 \overline{V}_3 + \xi_7 \overline{V}_7 \quad (\text{II.35})$$

a.2) Détermination des intervalles de conduction des interrupteurs:

Si \overline{e} réside dans le secteur (I), voir fig (II.25)

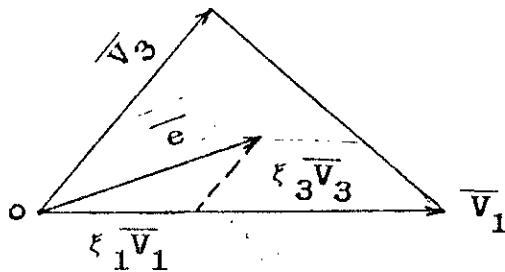


Fig II.27 : Secteur I

à partir de (II.32) et (II.35) on peut écrire :

$$\sqrt{\frac{2}{3}} T_1 E_d \begin{pmatrix} 1 \\ 0 \end{pmatrix} + \sqrt{\frac{2}{3}} T_3 E_d \begin{pmatrix} \cos \pi/3 \\ \sin \pi/3 \end{pmatrix} = T_z |\overline{e}| \begin{pmatrix} \cos \omega t \\ \sin \omega t \end{pmatrix} \quad (\text{I.36})$$

nous en déduisons alors les différentes durées de conduction des interrupteurs dans le secteur I :

$$\begin{cases} T_1 = T_z \sqrt{\frac{2}{3}} \frac{|\overline{e}|}{E_d} \frac{\sin(\pi/3 - \omega t)}{\sin \pi/3} \\ T_3 = T_z \sqrt{\frac{2}{3}} \frac{|\overline{e}|}{E_d} \frac{\sin \omega t}{\sin \pi/3} \\ T_0 = T_7 \end{cases}$$

Le même raisonnement est effectué pour les autres secteurs (I) à (VI) afin de déterminer les intervalles de conduction.

Les équations obtenues sont résolues numériquement par la méthode de Newton-Raphson.

a.3) Calcul des moyennes des tensions de sortie:

Pour une configuration optimale des tensions entre phase et neutre fictif de la source continue fig.(I.2), les valeurs moyennes sur un cycle de commutation (T_z) s'expriment :

$$\begin{aligned} \overline{V_{ao}} &= \frac{E_d}{2 T_z} \left(-\frac{T_0}{2} + T_1 + T_3 + \frac{T_7}{2} \right) \\ &= \sqrt{2} |\overline{e}| \sin(\omega t + \pi/3) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \overline{V_{bo}} &= \frac{E_d}{2 T_z} \left(-\frac{T_0}{2} - T_1 + T_3 + \frac{T_7}{2} \right) \\ &= \sqrt{\frac{2}{3}} |\overline{e}| \sin(\omega t + \pi/3) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \overline{V_{co}} &= \frac{E_d}{2 T_z} \left(-\frac{T_b}{2} - T_1 - T_3 + \frac{T_2}{2} \right) \\ &= - \left[\overline{V_{bo}} \right]_{\text{moy}} \end{aligned}$$

sur un quart de période du fondamental de la tension de sortie, la moyenne de V_{ao} s'exprime ainsi:

$$\left[\overline{V_{ao}} \right]_{\text{moy}} = \frac{\sqrt{3}}{2} | \overline{e} | \begin{cases} \sin wt & 0 \leq wt \leq \pi/6 \\ \frac{1}{\sqrt{3}} \sin(wt + \pi/6) & \pi/6 \leq wt \leq \pi/2 \end{cases} \quad (\text{II.37})$$

avec :

$$\left[\overline{V_{ao}}(wt) \right]_{\text{moy}} = - \left[\overline{V_{ao}}(-wt) \right]_{\text{moy}} = - \left[\overline{V_{ao}}(wt - \pi) \right]_{\text{moy}}$$

$$\left[\overline{V_{ao}}(wt) \right]_{\text{moy}} = \left[\overline{V_{bo}}(wt - 2\pi/3) \right]_{\text{moy}} = \left[\overline{V_{co}}(wt + 2\pi/3) \right]_{\text{moy}}$$

La moyenne sur une période T de la tension de ligne s'écrit:

$$\left[\overline{U_{ab}} \right]_{\text{moy}} = \left[\overline{V_{ao}} \right]_{\text{moy}} - \left[\overline{V_{bo}} \right]_{\text{moy}}$$

$$\left[\overline{U_{ab}} \right]_{\text{moy}} = \sqrt{2} | \overline{e} | \sin(wt + \pi/3)$$

Sur la figure (II.28), nous avons représenté les moyennes des tensions entre phase et neutre fictif de la source continue et de la tension de ligne, cette dernière servira à tracer la forme de la tension de phase (Toutes ces courbes sont rapportées à E_d).

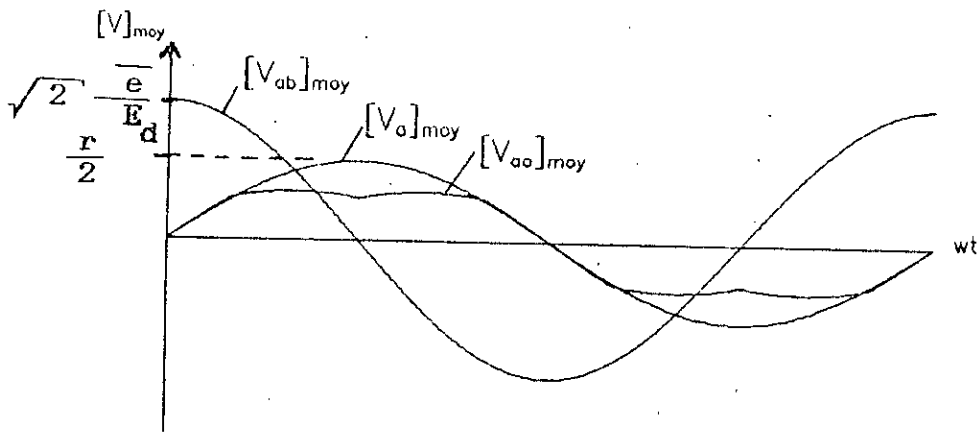


Fig II.28:Variation des moyennes des tensions de sortie de l'onduleur

Nous remarquons que la technique de modulation par contrôle de flux produit une tension entre phase et neutre fictif dont la moyenne sur une période du fondamental est non sinusoïdale.

De cette figure, nous déduisons le coefficient de réglage en tension qui s'écrit :

$$r = 2 \sqrt{\frac{2}{3}} \frac{|\bar{e}|}{E_d} \quad (II.38)$$

La figure (II.25) montre que le maximum de la moyenne de la tension entre phase et neutre fictif de la source continue vaut :

$$\left| \bar{e}_{max} \right| = \frac{E_d}{\sqrt{2}} \quad (II.39)$$

correspondant à un coefficient de réglage en tension égal à :

$$r_{\max} = 2 \sqrt{\frac{2}{3}} \frac{1}{\sqrt{2}} = \frac{2}{\sqrt{3}} \quad (\text{II.40})$$

Pour la technique de modulation triangulo-sinusoidale, la moyenne sur T de la tension entre une phase et le neutre fictif de la source continue est sinusoidale [12],[23],[26].

$$|\overline{e}_{\max}| = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{3}{2}} E_d$$

avec :

$$r'_{\max} = 1$$

Par conséquent, la technique de modulation par contrôle de flux produit un gain en tension de $\frac{2}{\sqrt{3}}$ fois plus important que la technique triangulo-sinusoidale.

a.4) Développement en série de Fourier:

Le développement en série de Fourier de la tension entre phase et neutre fictif de la source continue déduite des signaux de commande fig. (II.29) sur un quart de période (m impair ou pair) est donné par l'équation:

$$V_{ao}(k) = \frac{4}{k!} \frac{E_d}{2} \left[\left(2 \sum_{i=1}^N (-1)^i \sin k\theta_i \right) - (-1)^N \sin k \frac{\pi}{2} \right] \quad (\text{II.41})$$

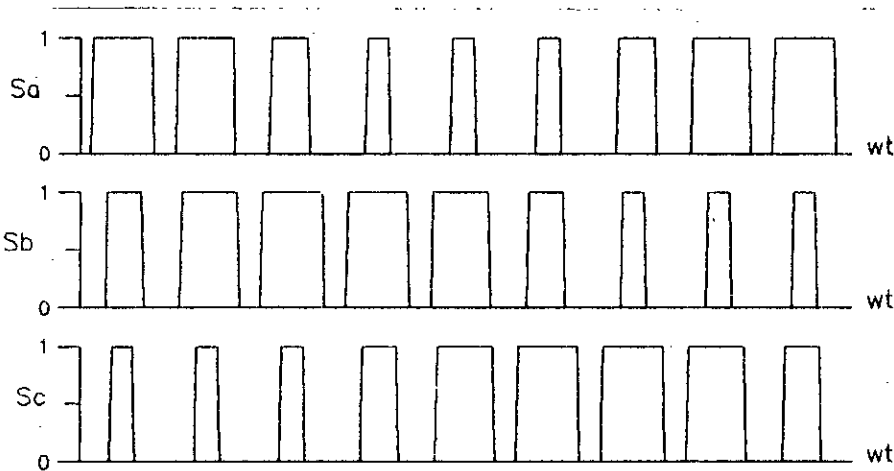


Fig.II.29 :Signaux de commande des interrupteurs électroniques

b) Résultats de la simulation:

L'examen des caractéristiques obtenues en régime permanent et pour un fonctionnement sur charge fig. (II.30) et fig. (II.31) et en régime dynamique pour deux régimes de fonctionnement à vide et en charge fig. (II.34), de l'association onduleur-moteur asynchrone, montre une parfaite ressemblance avec la technique triangulo-sinusoidale.

La technique de contrôle de flux ne diffère de la technique triangulo-sinusoidale que par l'approche employée et les moyens de sa réalisation [22]. Cependant certaines remarques bien spécifiques peuvent en être tirées :

- les pointes du courant de ligne et du couple électromagnétique sont moins importantes;
- les réponses dynamiques sont plus lentes.

Avec les mêmes conditions de fonctionnement posées pour les autres techniques, la tension d'alimentation est dans ce cas

égale à 330V.

Le spectre de la tension simple v_a fig.(II.32) pour m égal respectivement à 3,9,15, 21 révèle la présence d'harmoniques de bas ordre de faible amplitude. Pour m relativement élevé, le spectre d'harmoniques est nettement amoindri en amplitude.

La figure (II.33), montre que la variation du fondamental de la tension de sortie en fonction du coefficient de réglage en tension (r) est linéaire.

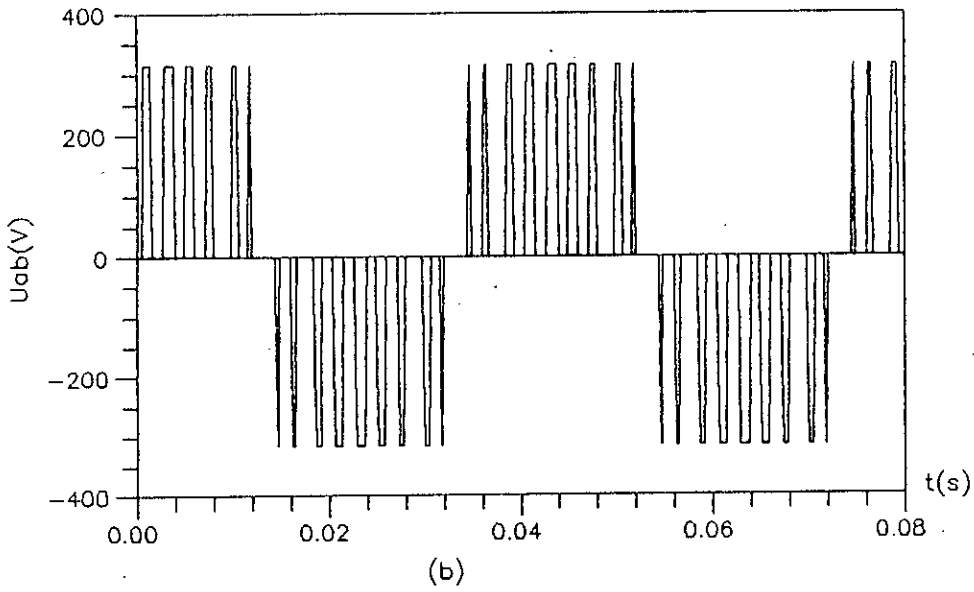
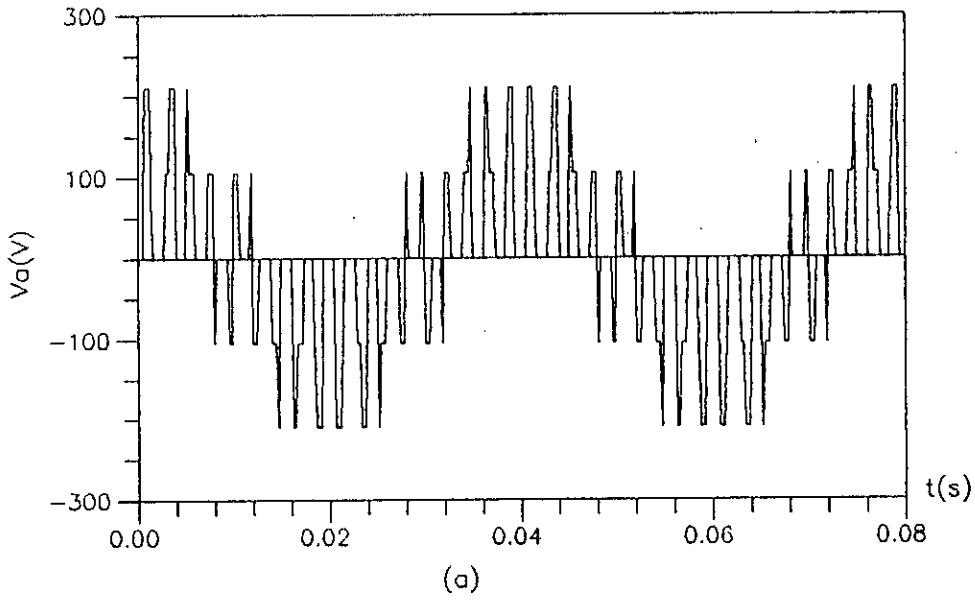
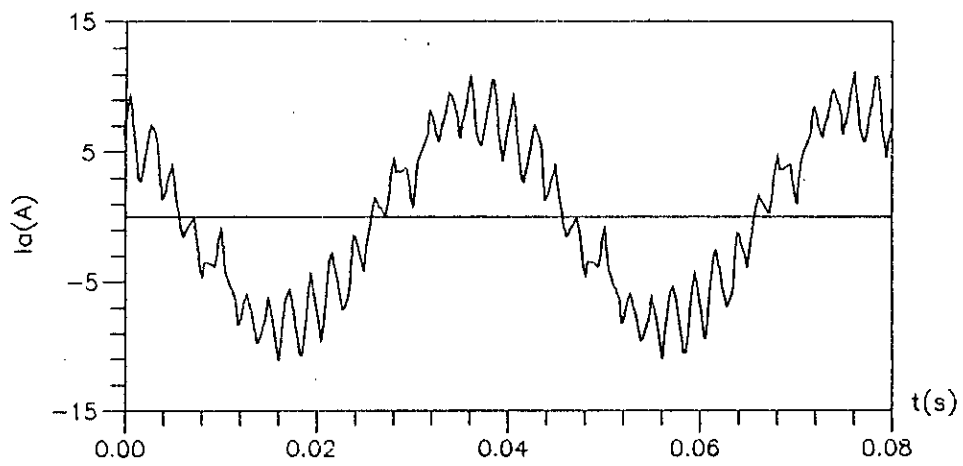
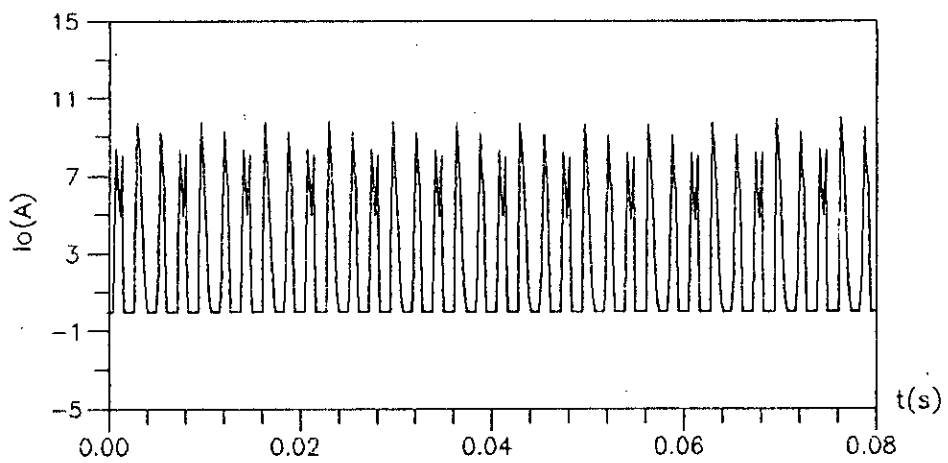


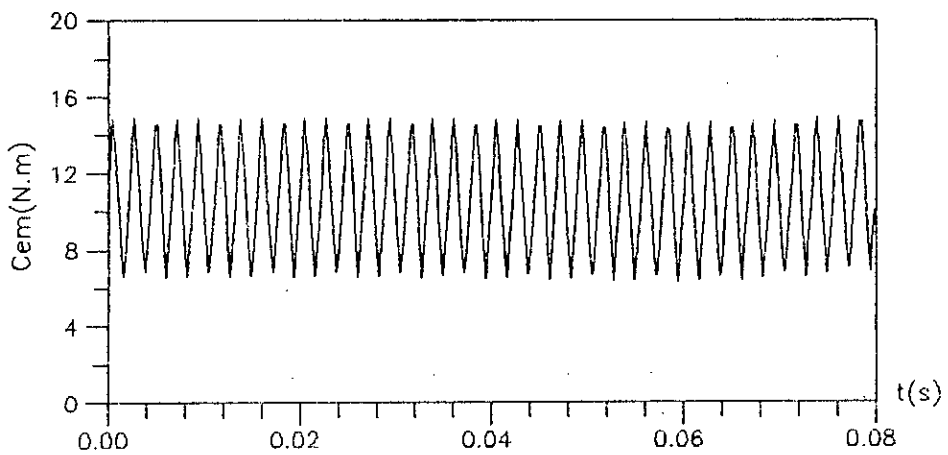
Fig.II.30: Tensions de sortie, $f=25\text{Hz}$, $r=0.5$, $m=9$
 a) de phase
 b) de ligne



(a)



(b)



(c)

Fig.II.31: Caracteristiques en regime etabli
 $f=25\text{Hz}$, $r=0.5$, $m=9$
 a) courant de ligne
 b) courant a l'entree de l'onduleur
 c) couple electromagnetique

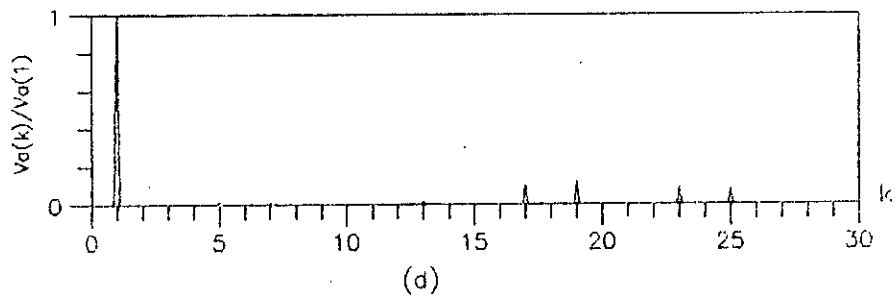
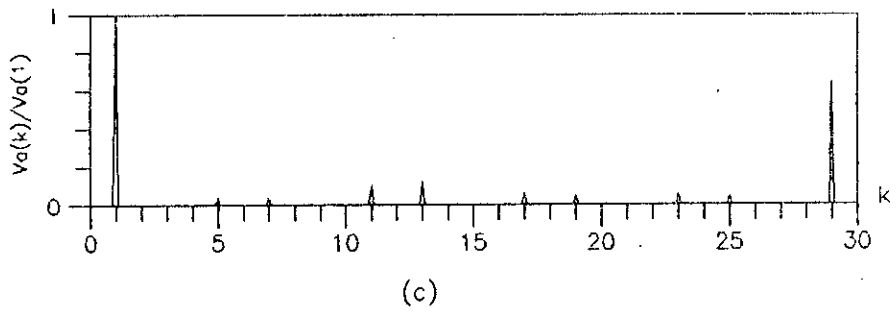
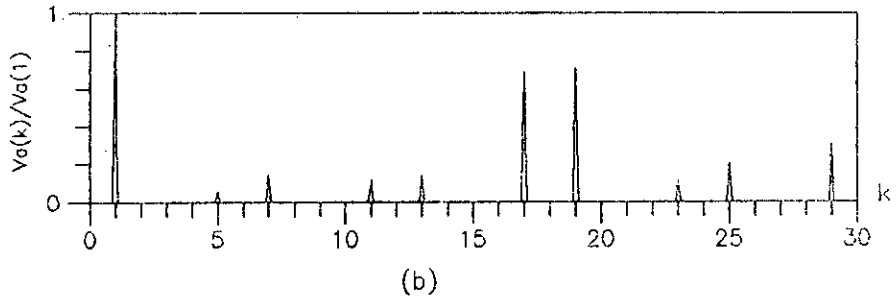
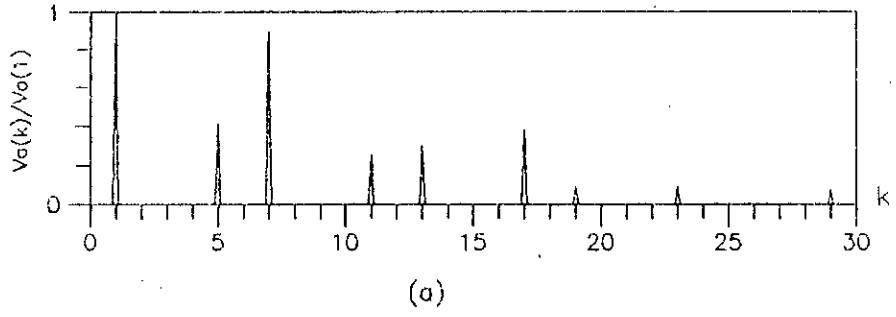


Fig.II.32: Spectre de V_a , $f=25\text{Hz}$, $r=0.5$
 a) $m=3$, b) $m=9$, c) $m=15$, d) $m=21$

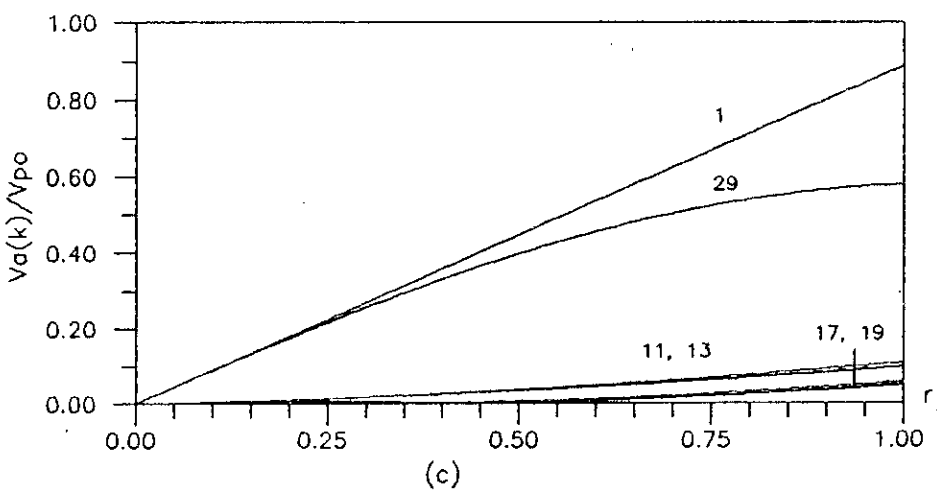
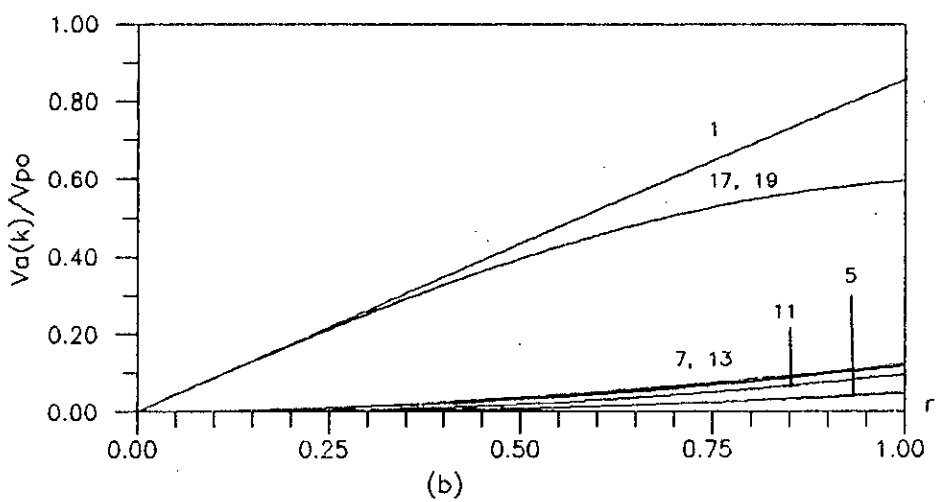
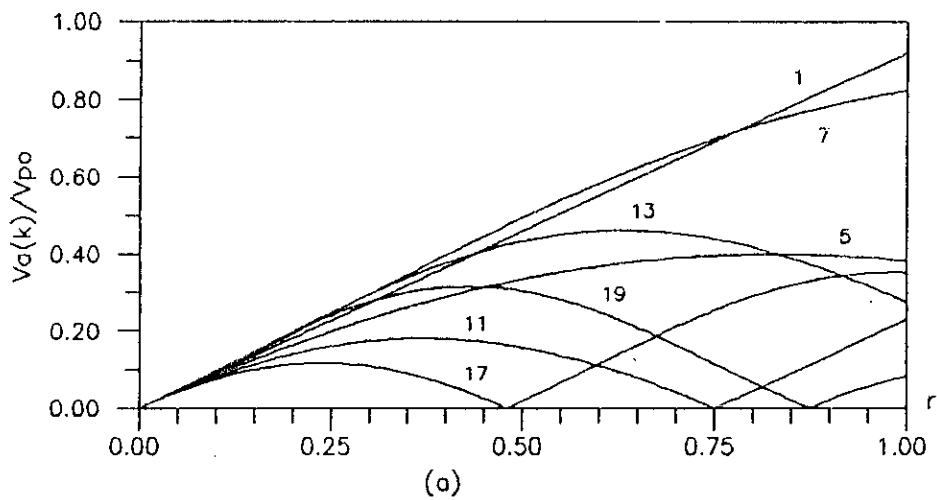


Fig.II.33: Harmoniques de V_a en fonction de r , $f=25\text{Hz}$
 a) $m=3$, b) $m=9$, c) $m=15$

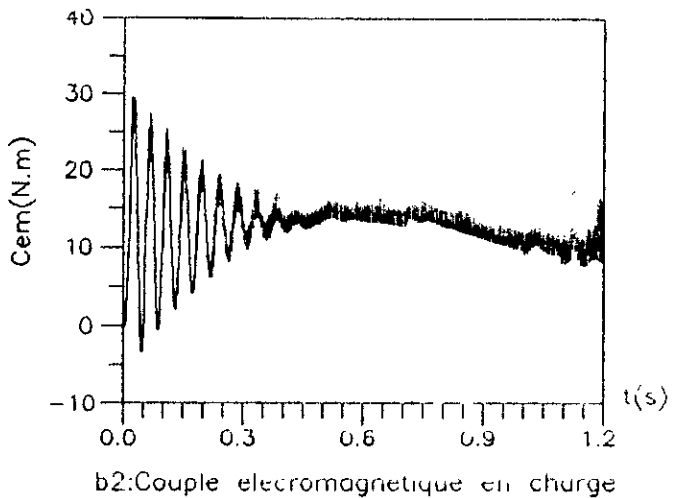
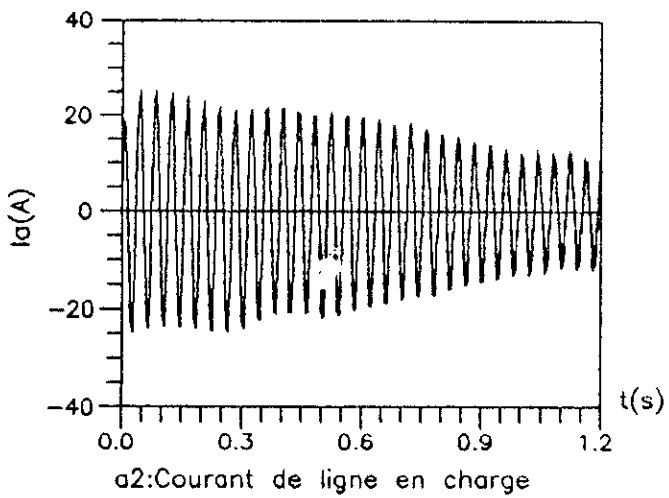
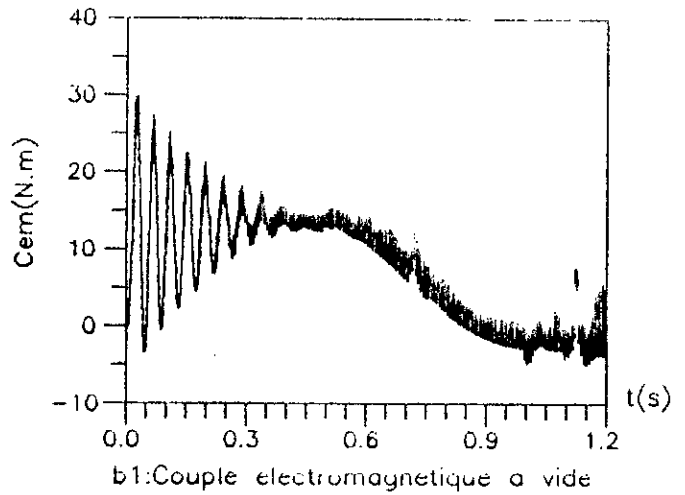
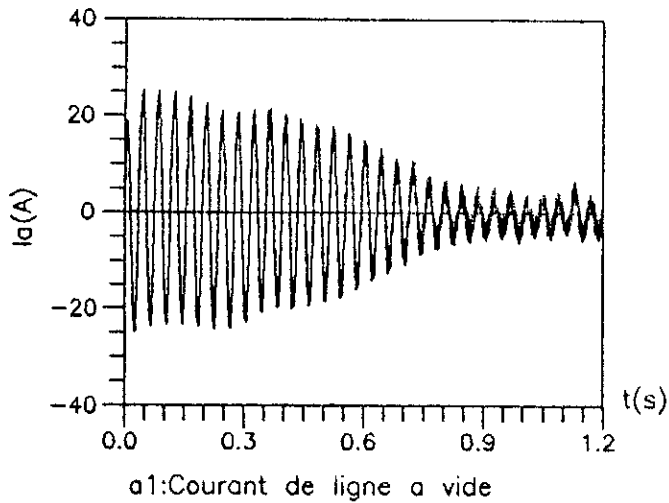


Fig.II.34: Caractéristiques en régime de démarrage
 $m=9$, $r=0.5$, $f=25\text{Hz}$

CONCLUSION

Dans ce chapitre, nous avons étudié successivement les techniques de modulation par tronçon et par contrôle de flux. Les deux techniques ont la particularité commune d'améliorer le gain en tension, ce qui permet de diminuer le dimensionnement de la source d'alimentation.

L'examen des caractéristiques obtenues en régime dynamique et permanent révèle une nette amélioration du comportement dynamique de l'association onduleur-MAS.

En ce qui concerne le spectre d'harmoniques, si la technique de modulation par tronçon élimine les harmoniques de bas ordre, la deuxième réduit considérablement les harmoniques de rang supérieur.

CHAPITRE III

ETUDE COMPARATIVE

INTRODUCTION

Après avoir examiné les principales techniques de modulation de largeur d'impulsions et tracé les caractéristiques dynamiques et statiques, nous présentons, dans ce chapitre, une étude comparative entre ces différentes stratégies de modulation.

La comparaison est basée sur les facteurs suivants:

- Gain en tension;
- réponses dynamiques;
- spectre d'harmoniques;
- distorsion totale des harmoniques de courant (THDi).

La comparaison entre les différentes stratégies de modulation de largeur d'impulsions étudiées au chapitre précédent est effectuée pour:

- La même fréquence du fondamental de la tension de sortie ($f=25$ Hz);
- le même rapport cycle ($r=0.5$);
- le même nombre d'impulsions par demi-période ($m=9$)

En ce qui concerne la technique d'élimination d'harmoniques, les harmoniques éliminés sont 5, 7 et 11.

Une exacte correspondance en nombre d'impulsions avec les autres techniques n'est pas possible avec la technique de modulation par tronçon, nous avons alors pris une onde de huit impulsions par demi-période.

III.1) Gain en tension :

L'étude menée au chapitre 2 a montré que le gain en tension par rapport à la pleine onde est de:

- 78,54% pour la technique triangulo-sinusoidale;
- 92,6% pour la technique de modulation par élimination d'harmonique ;
- 90,7% pour les deux techniques triphasées (modulation par tronçon et par contrôle de flux).

Ces résultats montrent que la technique par élimination d'harmoniques (5,7 et 11) produit le gain le plus élevé. Mais ce gain diminue lorsque le nombre d'harmoniques à éliminer est grand. Néanmoins les techniques triphasées et particulièrement la technique de modulation par tronçon produit un gain en tension approximativement constant et indépendant du nombre d'impulsions par demi-période ($NP \geq 8$) [21].

Le gain obtenu de 90,7% est considéré comme satisfaisant.

III.2) Réponses dynamiques :

Du tracé des caractéristiques dynamiques au démarrage, il se dégage les indications suivantes:

- La technique de modulation par tronçon fournit, relativement aux autres techniques, des réponses dynamiques plus rapides .
- la technique par contrôle de flux fournit des réponses dynamiques semblables à celles obtenues par la technique triangulo-sinusoidale.

III.3) Spectre de la tension de sortie :

Le spectre de la tension simple pour les quatre techniques étudiées, montre l'avantage de la modulation par tronçon sur les autres techniques. En effet, comme la fréquence des impulsions de la tension de sortie est nettement élevée que celle des autres techniques, son spectre est alors déplacé vers des fréquences élevées. Ceci engendrera des pertes par commutation très importantes. Toutefois grâce à la maîtrise de la commutation forcée et l'utilisation des circuits d'aide à la commutation, ces pertes sont minimisées.

En ce qui concerne, la technique de modulation par élimination d'harmoniques, les harmoniques 5, 7 et 11 sont bien éliminés, cependant les premiers harmoniques non éliminés présentent des amplitudes assez élevées.

La technique triangulo-sinusoidale produit un spectre d'harmoniques meilleur que cette dernière avec des harmoniques de bas ordre parfaitement éliminés, les harmoniques non éliminés présentent des amplitudes moins importantes.

Bien que les harmoniques de bas ordre ne sont pas parfaitement éliminés, la technique de modulation par contrôle de flux, produit un spectre où les harmoniques ont les plus faibles amplitudes. L'élimination est améliorée pour les valeurs élevées de l'indice de modulation.

III.4) Distorsion totale des harmoniques de courant :

Le quatrième facteur d'évaluation des performances d'une stratégie de modulation de largeur d'impulsions est le facteur de distorsion totale des harmoniques de courant (THDi), défini par le rapport de la somme quadratique des harmoniques de courant à la valeur du fondamental du courant [4],[19].

$$\text{THDi} = \frac{1}{i_a(1)} \sqrt{\sum_{k=2}^{\infty} i_a^2(k)} \quad (\text{III.1})$$

$i_a(k)$: est le courant induit par le k^{e} harmonique.

$i_a(1)$: est le fondamental.

Ces courants sont produits par l'inductance de fuite statorique de la machine (voir fig.(II.28))

$$i_a(k) = \frac{v_a(k)}{k l_1 w} \quad (\text{III.2})$$

$v_a(k)$: est la tension induite par le k^{e} harmonique.

Le recepteur étant triphasé, supposé symétrique, les harmoniques multiples de trois ne sont pas inclus dans l'expression de THDi

L'examen des figures (III.1) à (III.4) représentant pour chacune des techniques, la variation du THDi en fonction de r , montre que:

- Le coefficient THDi diminue lorsque r croît;
- il diminue lorsque l'indice de modulation augmente, cette diminution est moins importante lorsque m est grand;
- dans le cas particulier de la technique de modulation par élimination d'harmoniques fig.(III.2), le THDi obtenu avec l'élimination des harmoniques 5,7,11 et 13 diminue jusqu'à $r = 0.56$, puis augmente en passant au dessus de la courbe(b) où les harmoniques 5,7 et 11 sont éliminés.

Pour comparer les diverses stratégies de modulation de largeur d'impulsions sur la base de leur THDi à différents indices de modulation, nous examinons les figures (III.5) à (III.7).

Nous avons tracé à la figure (III.5) la variation du THDi en

fonction de r pour les quatre stratégies de modulation de largeur d'impulsions, avec 4 et 8 impulsions par demi-période pour la technique de modulation par tronçon et 9 impulsions par demi-période pour les autres techniques.

Nous constatons que même avec un nombre d'impulsions par demi-période réduit, la technique de modulation par tronçon fournit le plus faible THDi. Pour des coefficients de réglage en tension avoisinant l'unité, la technique par élimination d'harmoniques présente un THDi inférieur à celui des autres techniques.

Les figures (III.6) et (III.7) montrent que la technique de modulation par tronçon garde la plus faible valeur du THDi lorsque le nombre d'impulsions par demi-période passe à 12 puis à 20 contre 15 et 21 pour les deux autres techniques. L'écart avec ces deux techniques est accru lorsque le nombre d'impulsions augmente.

La technique de modulation par contrôle de flux a un meilleur THDi que la technique triangulo-sinusoidale lorsque $r \geq 0.36$.

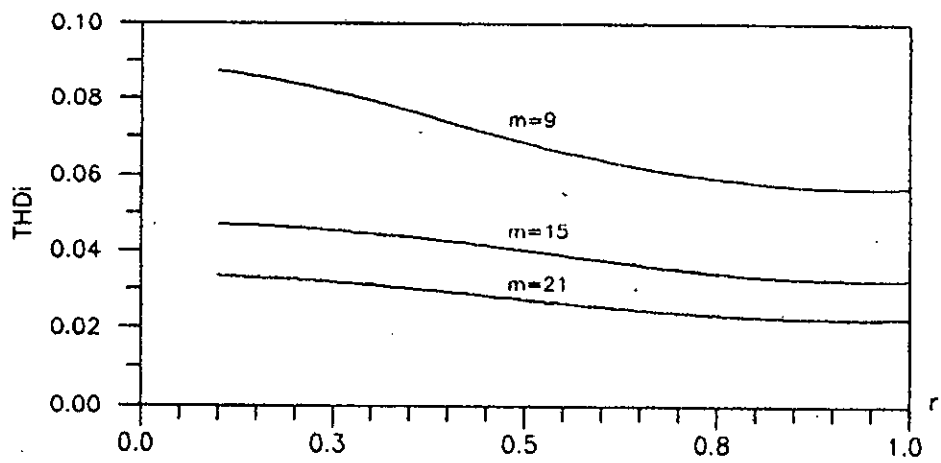


Fig.III.1: Variation de THDi en fonction de r
technique triangulo-sinusoidale

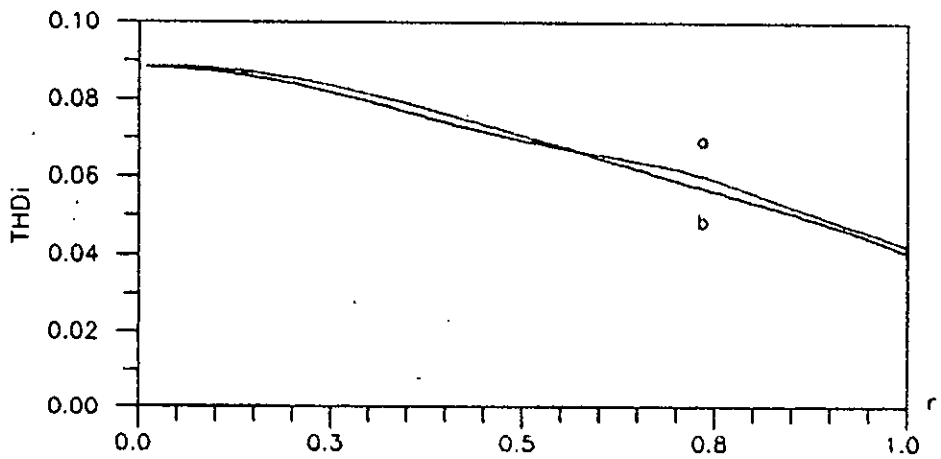


Fig.III.2: Variation de THDi en fonction de r
technique a elimination d'harmoniques
a) 5, 7 et 11
b) 5, 7, 11 et 13

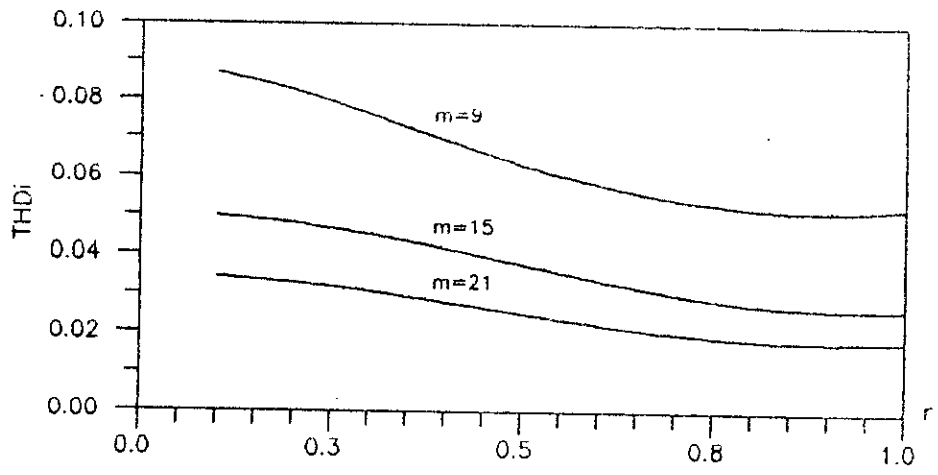


Fig.III.3: Variation de THDi en fonction de r
 technique par controle de flux

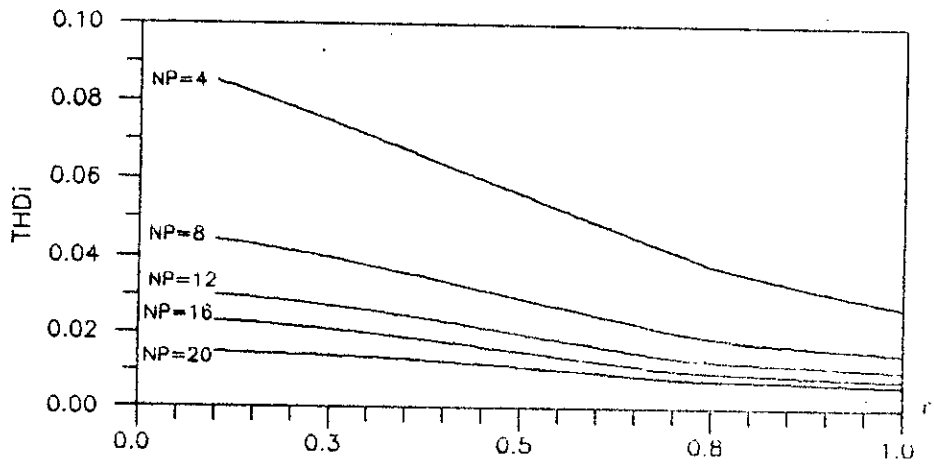


Fig.III.4: Variation de THDi en fonction de r
 technique de modulation par troncon

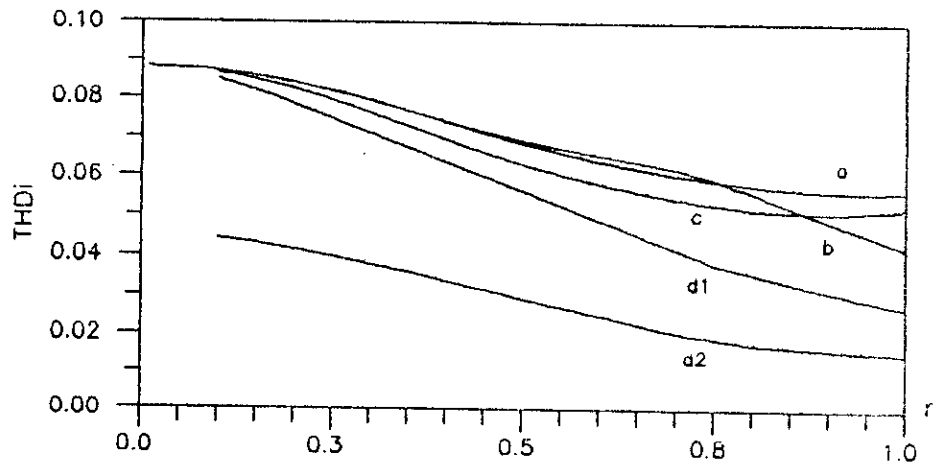


Fig.III.5: Variation du THDi en fonction de r
 a) technique à élimination d'harmoniques (5,7 et 11)
 b) technique triangulo-sinusoidale ($m=9$)
 c) technique par contrôle de flux ($m=9$)
 d) technique de modulation par tronçon
 d1: NP=4 , d2: NP=8

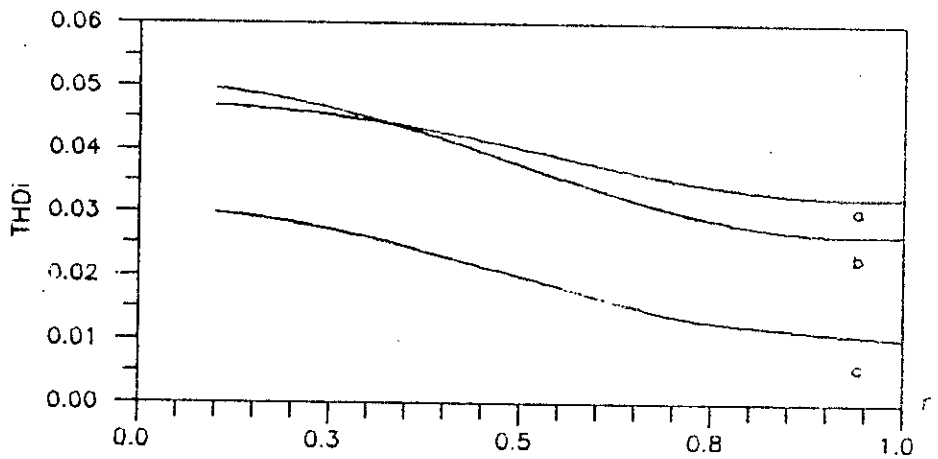


Fig.III.6: Variation du THDi en fonction de r
 a) technique triangulo-sinusoidale ($m=15$)
 b) technique par contrôle de flux ($m=15$)
 c) technique de modulation par tronçon (NP=12)

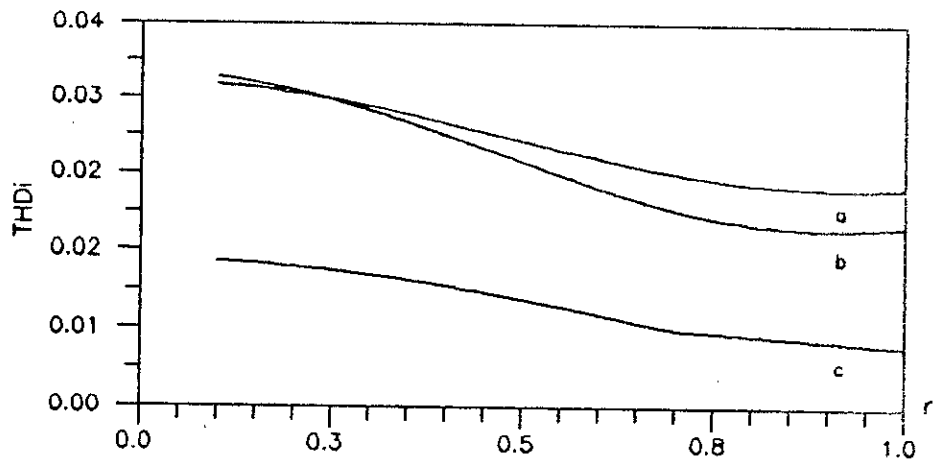


Fig.III.7: Variation du THDi en fonction de r
 a) technique triangulo-sinusoidale ($m=21$)
 b) technique par controle de flux ($m=21$)
 c) technique de modulation par troncon ($NP=20$)

CONCLUSION

L'étude comparative a montré l'avantage de la modulation triphasée sur la modulation monophasée. Sur les quatre stratégies de modulation de largeur d'impulsions étudiées, la technique de modulation par tronçon est la plus avantageuse avec:

- Un gain égal à 90,7% de la pleine onde (PO);
- réponses dynamiques appréciables;
- Spectre décalé vers des fréquences plus élevées;
- THDi faible.

Ceci permet notamment de limiter le dimensionnement de l'étage d'alimentation de l'onduleur (source continue et filtrage).

Bien qu'ayant des réponses dynamiques relativement lentes et un spectre contenant des harmoniques de bas ordre (surtout pour $m \leq 15$), la technique de modulation par contrôle de flux a un gain élevé (90.7% de la PO) et un THDi appréciable; notamment lorsque le coefficient de réglage en tension est élevé.

CHAPITRE IV

IMPLANTATION PAR MICROPROCESSEUR DE LA TECHNIQUE DE MODULATION PAR ELIMINATION D'HARMONIQUES

INTRODUCTION

Dans ce chapitre, nous présentons la commande numérique par microprocesseur de la technique de modulation par élimination d'harmoniques. Le schéma global du système à étudier est constitué par la mise en cascade d'un pont redresseur à diodes, d'un onduleur de tension à deux interrupteurs par phase et d'un moteur asynchrone.

La commande de l'onduleur est assurée par un microprocesseur qui sera présenté de manière succincte en se limitant exclusivement aux fonctions et périphériques intervenant dans le système de commande.

Nous terminons le chapitre par la présentation des résultats expérimentaux .

IV.1) Présentation du système global :

Le système global fig.(IV.1) comprend un pont redresseur à diodes qui fournit une tension continue d'amplitude fixe et un onduleur de tension triphasé à commande MLI. L'onduleur alimente un moteur asynchrone. Un ordinateur numérique génère les signaux de commande de l'onduleur.

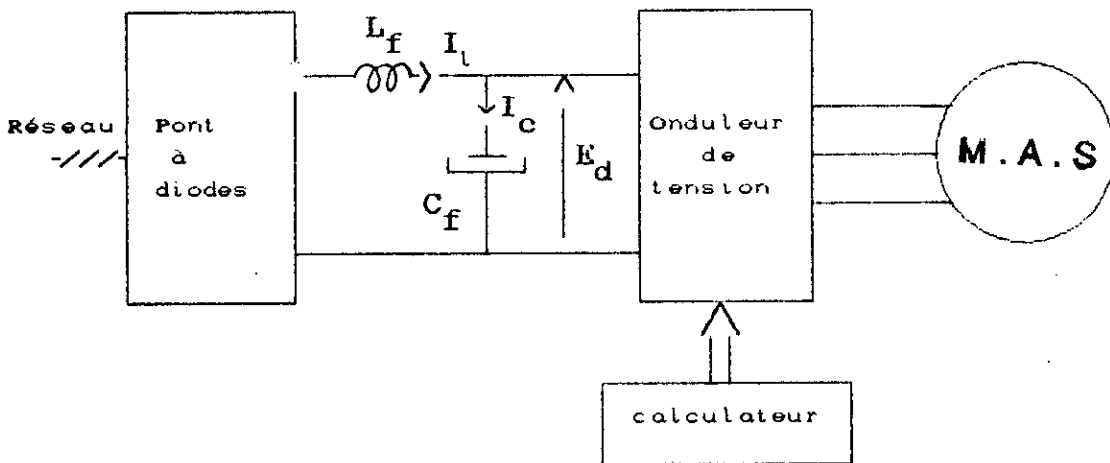


Fig.IV.1: Schéma du système global

IV.2) La Source continue:

La tension continue à l'entrée de l'onduleur est obtenue par redressement de la tension du réseau. Le redresseur est un pont de graëtz triphasé à diodes. Le filtre d'entrée constitué d'une self (L_f) et d'un condensateur (C_f) permet de réduire les ondulations des grandeurs d'entrée I_l et E_d .

Les paramètres L_f et C_f sont choisis tels que la fréquence propre du filtre soit suffisamment inférieure à la fréquence d'opération de l'onduleur [5],[11].

IV.3) L'onduleur :

Nous avons utilisé le montage de puissance d'un onduleur de tension triphasé à commande pleine onde, réalisé au laboratoire d'électronique de puissance du département de Génie Electrique [11]. La structure de l'onduleur est réalisée à base de transistors de puissance dont un demi-bras est obtenu par la mise en parallèle de deux transistors, la diode D_1 montée en anti-parallèle autorise le retour du courant vers la source fig.(IV.2).

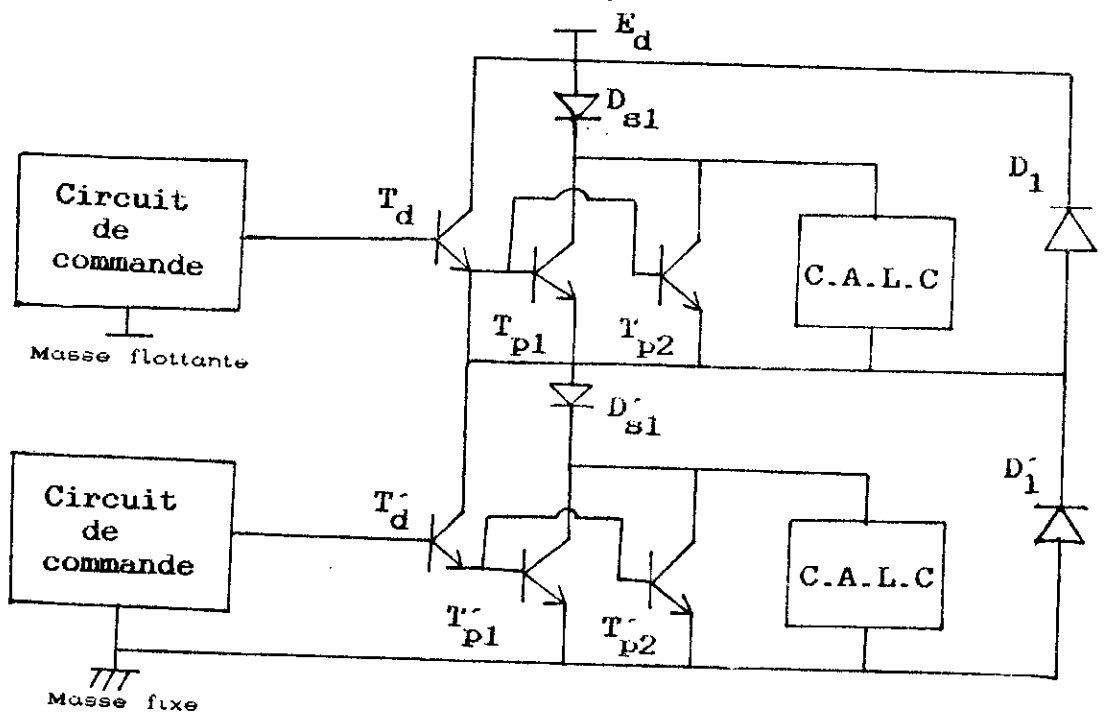


Fig.IV.2: structure d'un bras de l'onduleur.

Dans notre cas, l'onduleur de tension est commandé suivant une technique MLI où la fréquence de commutation est beaucoup plus élevée que pour une commande en pleine onde. Par conséquent la diode D_1 doit avoir une faible charge recouverte (diode rapide), les pertes par commutation étant proportionnelles à celle-ci.

La diode D_{s1} montée en série, interdit la conduction inverse, ce qui permet d'éviter les surintensités dans le transistor.

La surintensité est d'autant plus élevée que la commutation est

rapide, ce qui conduit à des pertes excessives.

Cette solution est utilisée en faible puissance. Dans les applications en moyenne ou forte puissance, les pertes ainsi introduites limitent l'emploi d'une diode. La solution la plus efficace consiste alors à polariser négativement la jonction base-emetteur du transistor pendant la phase de conduction de la diode montée en anti-parallèle à ses bornes. Cette solution accroît considérablement la complexité de la commande des bases.

Dans un onduleur de tension avec une commande MLI, toutes les commutations se font pratiquement à courant non nul, et chaque transistor doit être protégé à la fois contre les gradients de courant (di/dt) à l'ouverture et les gradients de tension (dv/dt) à la fermeture par, respectivement, un premier circuit d'aide à la commutation (CALC) inductif et un deuxième CALC capacitif fig.(IV.3).

Lorsqu'on utilise la commande pleine-onde, le problème ne se pose pas car les entrées en conduction des transistors s'opèrent à courant nul.

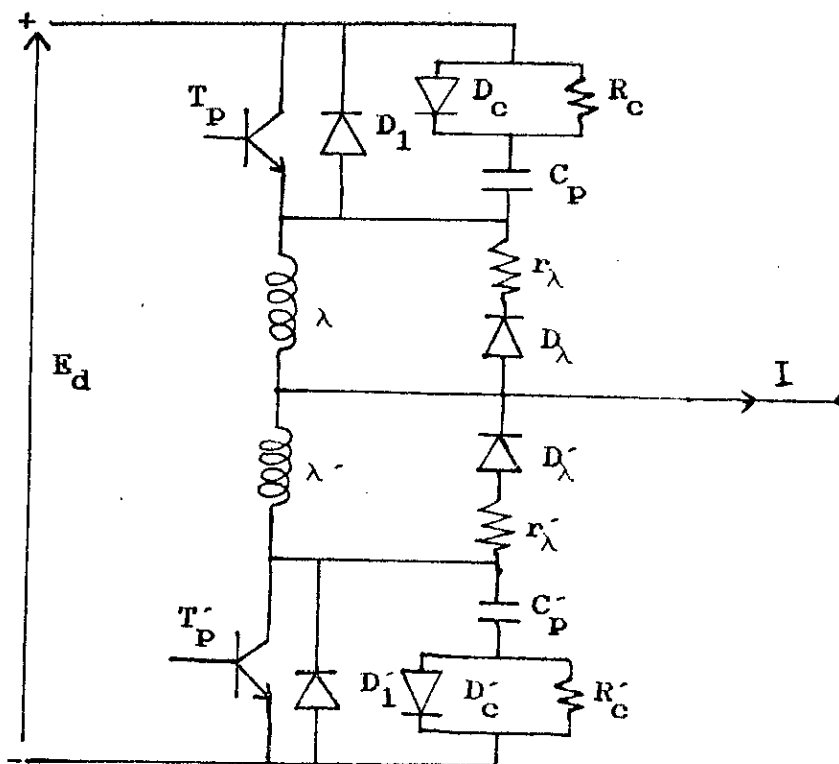


Fig.IV.3: Circuit d'aide à la commutation pour onduleur de tension à MLI

- Circuit d'aide à la conduction:

Pour réduire la tension V_{CE} pendant la croissance du courant i_c , on branche une inductance λ en série avec le collecteur du transistor. La résistance r_λ et la diode D_λ permettent la décharge de l'inductance λ à l'extinction suivante.

L'emploi de λ réduit les pertes dans le transistor, mais les pertes totales sont inchangées. Les réduire simultanément exige l'utilisation d'une inductance saturable. L'inductance est calculée pour avoir un faible courant de magnétisation et pour se saturer quand le transistor écoule son courant maximal.

- Circuit d'aide à l'extinction:

Pour réduire la tension V_{CE} pendant la décroissance du courant i_c , on branche un condensateur C_p entre le collecteur et l'émetteur du transistor. Ce condensateur se déchargera à travers R_c à la mise en conduction suivante. On ajoute une diode D_c pour éviter que R_c ne freine la charge de R_c et surtout que la tension aux bornes de R_c ne s'ajoute à la tension aux bornes de C_p lors de cette charge.

. Choix des éléments du CALC:

Ce choix résulte d'un compromis pendant la commutation entre la limitation de la surintensité, de la surtension et de la puissance dissipée dans les transistors.

En posant:

$$K_1 = \sqrt{\frac{C_p}{2\lambda}}, \quad K_2 = \frac{r_\lambda}{R_c} \quad \text{et} \quad \tau = \frac{\lambda}{r_\lambda} = R_c C_p$$

La surintensité, la surtension et la puissance dissipée dans le transistor sont, respectivement, données par les relations suivantes [5]:

$$\frac{\Delta i}{I\sqrt{2}} = \frac{K_1}{\sqrt{2}} \left[1 + \sqrt{2K_2} \exp \left[-\sqrt{2K_2} \left(\frac{\sqrt{2}}{K_1} + \frac{\pi}{2} \right) \right] \right]$$

$$\frac{\Delta V}{E_d} = \frac{\sqrt{2}}{K_1} \exp \left[-\frac{1}{\sqrt{1-8K_2}} \operatorname{arcth} \sqrt{1-8K_2} \right]$$

$$P_t = m f \frac{t_f^2}{48 C_p} I^2$$

Pour une alimentation de 300V et un courant de charge de 15A, nous avons déterminé les différents paramètres du CALC. Le transistor de puissance utilisé est le BUX24 dont les caractéristiques sont:

$$V_{CEO} = 400V \quad V_{CEV} = 450V \quad P_t = 350W$$

$$I_{ERM} = 20A \quad I_c = 12A \quad I_b = 2.4A$$

$$t_d + t_r = 1.6 \mu s \quad t_s = 3 \mu s \quad t_f = 1.4 \mu s$$

En tolérant une surintensité de 30% et une surtension de 35%, nous obtenons:

$$K_1 = 0.4 \quad \text{et} \quad K_2 = 0.005$$

ayant déterminé K_1 et K_2 et en choisissant τ grand devant le temps de descente du courant dans le transistor ($\tau \sim 10 t_f$), les composants du CALC sont alors déduits des relations suivantes:

$$R_c = \frac{E_d}{I \cdot K_1 \sqrt{2 K_2}} \quad ; \quad r_\lambda = K_2 R_c$$

$$C_p = \frac{\tau}{R_c} \quad ; \quad \lambda = \tau r_\lambda$$

nous obtenons alors:

$$\begin{aligned} r_\lambda &= 2.5 \, \Omega \text{ (5 W)}, & \lambda &= 35 \, \mu\text{H} \\ R_c &= 500 \, \Omega \text{ (2 W)}, & C_p &= 0.03 \, \mu\text{F} \end{aligned}$$

IV.4) Le calculateur :

Pour générer l'onde MLI, nous avons eu recours à un CPU 8085 et à un compteur-temporisateur (8155).

IV.4.1) Le microprocesseur :

C'est le 8085 d'Intel, doté d'une unité centrale de 40 broches qui traite des données de 8 bits en parallèle, sa capacité mémoire est de 64 K octets et sa fréquence d'horloge est de 3.01 MHz. L'adressage des données et des composants d'entrée-sortie utilise des adresses de 16 bits. La structure des registres du 8085 est présentée à la figure (IV.4). Il y'a un accumulateur de 8 bits, un pointeur de pile de 16 bits et un registre code condition [27].

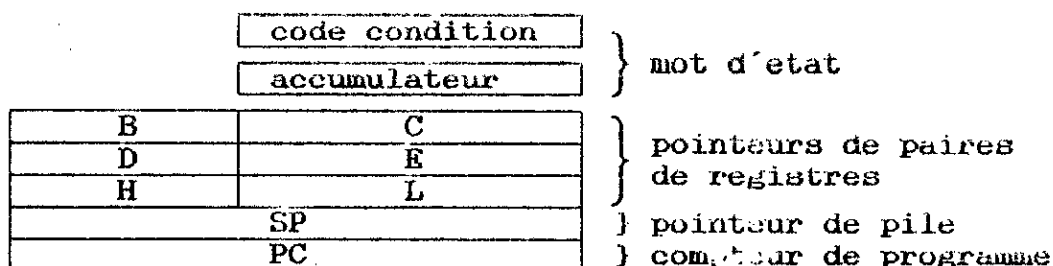


Fig.IV.4: Registres du 8085

IV.4.2) Le compteur-temporisateur (8155) [27],[28]:

C'est un circuit intégré qui comprend:

- Une RAM de 256 octets dont le temps d'accès est de 400 ns;
- trois ports d'E/S. Le port A et B de 8 bits chacun et le port de contrôle C de 6 bits;
- un temporisateur programmable.

Ce temporisateur est essentiellement constitué d'un compteur de 14 bits pouvant recevoir par programmation n'importe quelle valeur hexadécimale comprise entre 0002 et 3FFF incluses.

Le décompteur est constitué de deux registres de 8 bits, l'un contient l'octet de poids faible du nombre chargé dans le décompteur, l'autre contient les 6 bits de poids forts de ce même nombre. Les deux bits de poids forts du deuxième registre servent à la sélection du mode de fonctionnement choisi parmi quatre modes possibles fig (IV.5).

M2	M1	mode de fonctionnement
0	0	La sortie passe à l'état bas pendant la seconde moitié du temps programmé
0	1	La sortie est un signal carré debutant au niveau 1 et de période égale au temps programmé. Si le décompteur a été chargé avec un nombre binaire impair la sortie reste au niveau 1 pendant une période d'horloge de plus. Ce signal carré se répète dans le temps
1	0	La sortie est une impulsion d'horloge unique au niveau zéro et délivrée à la fin du comptage
1	1	La sortie est une série d'impulsions au niveau zéro, une impulsion est générée à la fin de chaque décomptage, le décompteur est automatiquement rechargé à la fin du décomptage

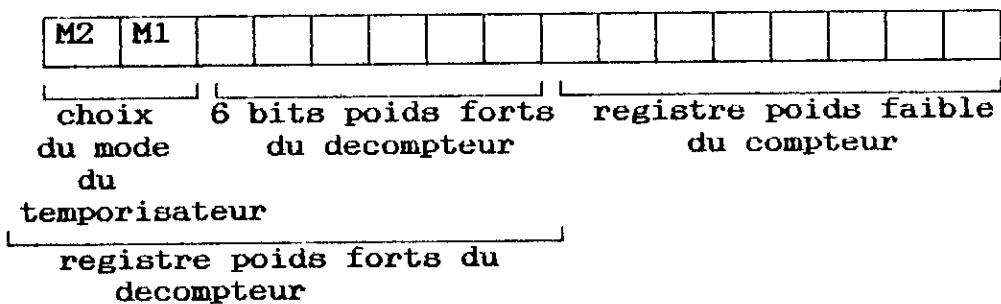


Fig.IV.5: Registre et programmation du 8155

IV.5) Génération de l'onde MLI :

La méthode consiste à considérer simultanément les trois phases de l'onduleur et de déduire sur chaque intervalle de conduction les états logiques des transistors placés d'un même côté fig. (IV.6).

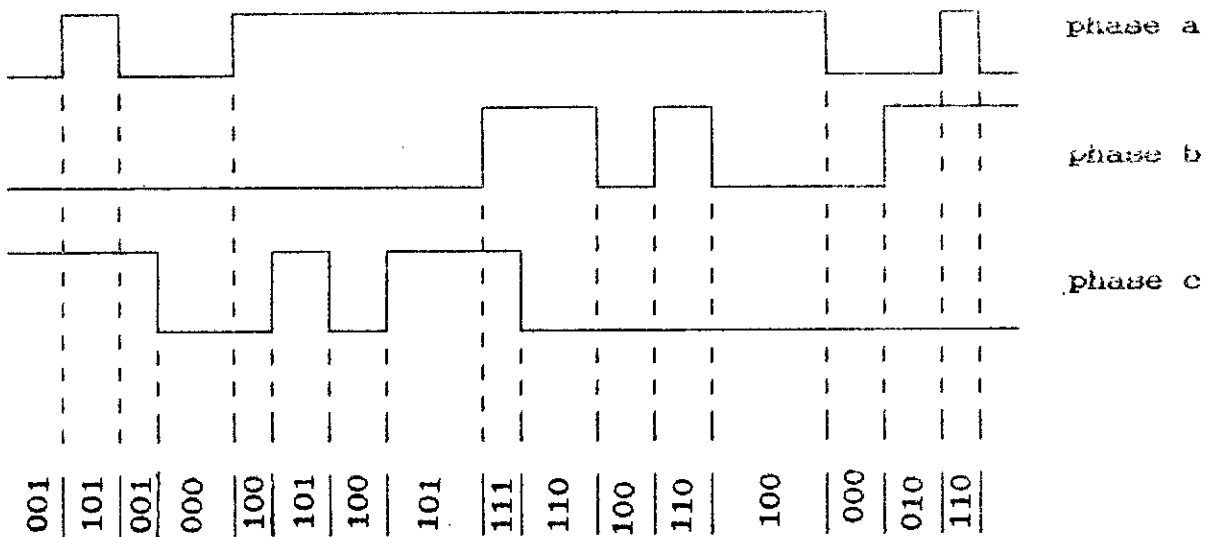


Fig.IV.6: registres de commande et états logiques correspondants

Pour éviter le court-circuit de la source, la commande des deux transistors d'un même bras est disjointe, c'est à dire, que le transistor passant est bloqué avant que le transistor précédemment bloqué ne soit conducteur, il faut alors prévoir sur les signaux de commande une marge de sécurité pendant laquelle les deux transistors sont bloqués.

Le circuit de la figure (IV.7) réalise le complément du signal de commande du transistor de chaque bras de l'onduleur et assure une marge de sécurité β égale à $18 \mu s$ ($\beta \geq \tau$).

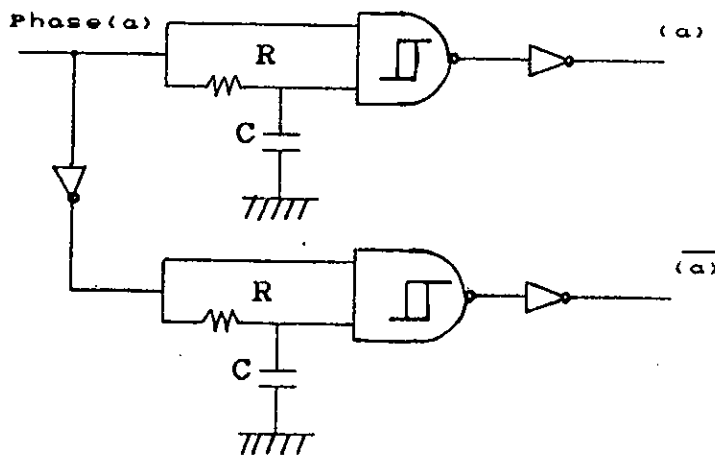


Fig.IV.7: Circuit réalisant la commande disjoints

Pour un fonctionnement à flux constant de la machine, les états logiques sont précalculés pour diverses fréquences et amplitudes du fondamental puis sont stockés en mémoire sous forme de tables, ensuite pour celles des valeurs du fondamental désirées on sort les états correspondants.

Chaque table se présente comme suit :

La durée correspondant à un degré pour une fréquence donnée est stockée au début de chaque table, la table couvre un intervalle de 180° et se termine par un zéro.

Dans toutes les tables, les trois bits de poids forts de chaque octet sont réservés aux états logiques des trois transistors et les cinq bits restant contiennent l'information sur la durée de la prochaine séquence stockée dans l'octet suivant.

Le 8155 est programmé pour générer un signal carré de période égale à la durée correspondant à un degré de la fréquence désirée. La sortie du 8155 est reliée directement à l'entrée de l'interruption RST 7.5 qui n'est active que sur un front de montée, ce qui conduit à produire deux interruptions par période avec le signal du 8155. Le sous programme d'interruption génère sur l'un des ports du 8155 (port A ou B) la séquence de commande, en comptant le nombre d'interruptions, et en le comparant au nombre donné par les cinq bits de poids faibles. Lorsque la différence est de 1, il passe à l'octet suivant et prépare ainsi

la nouvelle séquence à générer à la prochaine interruption. Lorsque'il arrive à la fin de la table (octet nul), le sous programme pointe le début de la table, calcule le complément des 3 bits de poids forts, ce qui correspond à l'autre demi-période. De la même façon on parcourt les autres tables dans le sens croissant de la fréquence jusqu'à ce que la fréquence désirée est atteinte.

le schéma bloc du côté hardware ainsi que l'organigramme de la méthode tabulée sont donnés respectivement par les figures (IV.8) et (IV.9):

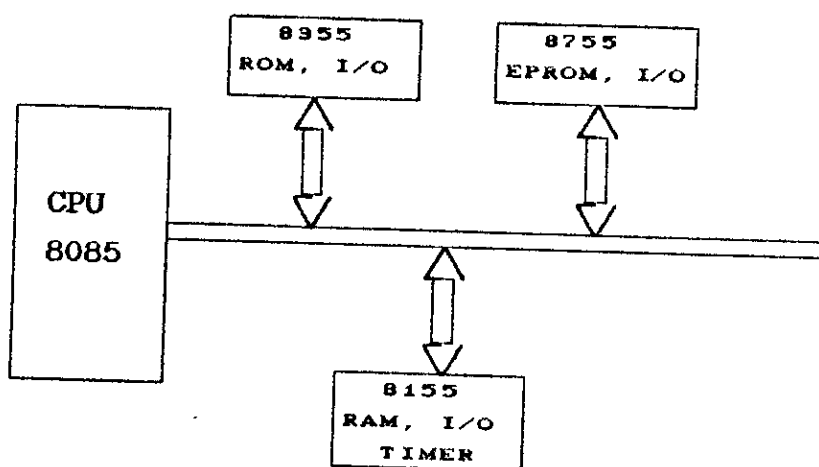


Fig.IV.8: Schéma bloc du côté hardware

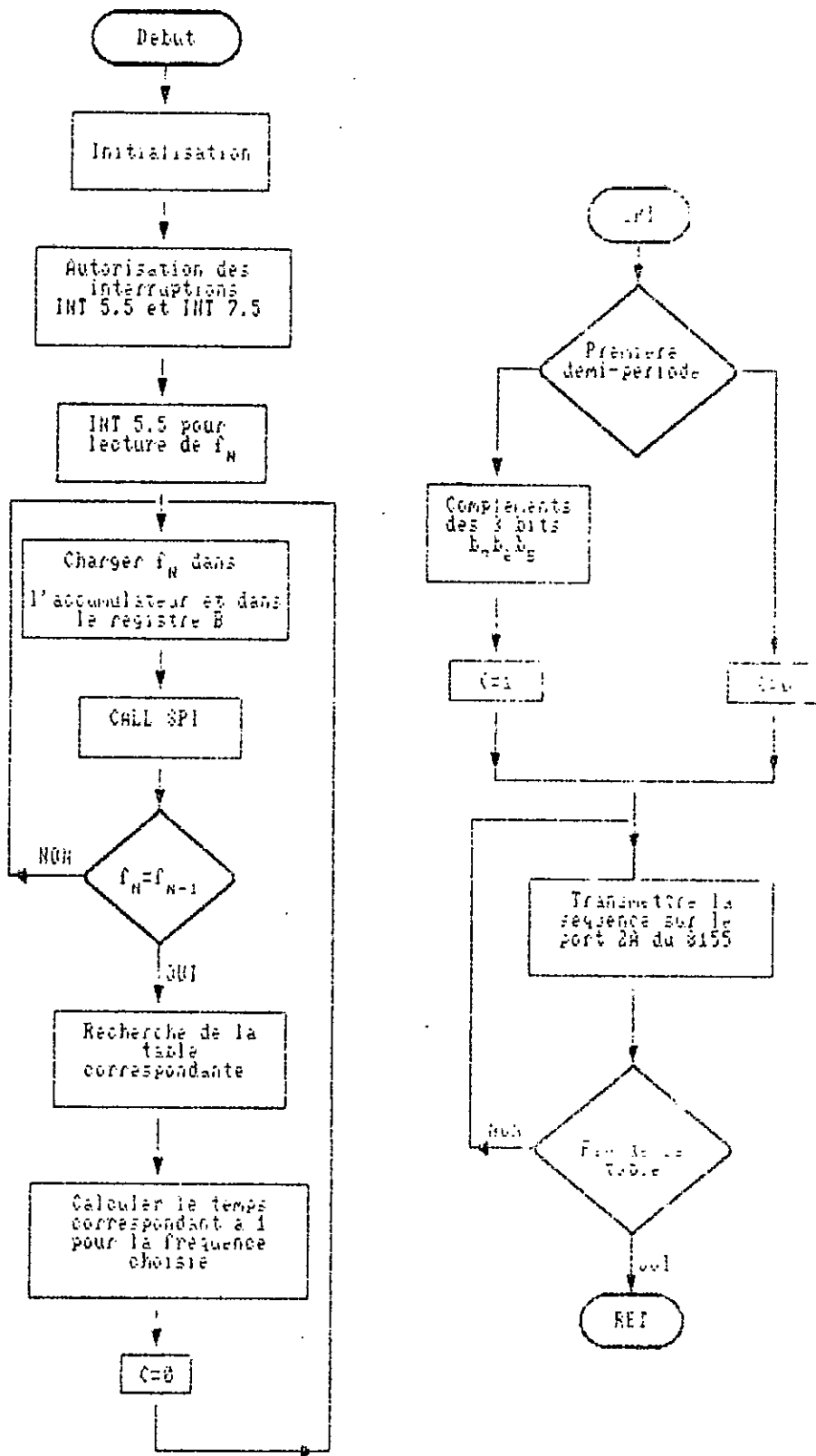


Fig. 10.9: Organigramme de la méthode tabulée

IV.6) Résultats expérimentaux :

L'onduleur alimente un moteur asynchrone a rotor bobiné. La fréquence de l'onde délivrée par le convertisseur continu-alternatif est fixée à 20 Hz. L'élimination concerne les harmoniques 5, 7 et 11.

Les angles obtenus par la résolution du système (II.15) (voir chapitre II) valent alors en degré :

$$\theta_1 = 22,13^\circ, \theta_2 = 27,66^\circ, \theta_3 = 69,14^\circ, \theta_4 = 78,06^\circ$$

Pour la mise en oeuvre par microprocesseur de cette technique, les angles programmés sont :

$$\theta_1 = 22^\circ, \theta_2 = 28^\circ, \theta_3 = 69^\circ, \theta_4 = 78^\circ$$

L'examen du spectre de la tension de sortie obtenu par calcul fig.(IV.10) met en évidence l'élimination des harmoniques 5,7 et 11, ce qui justifie cette approximation.

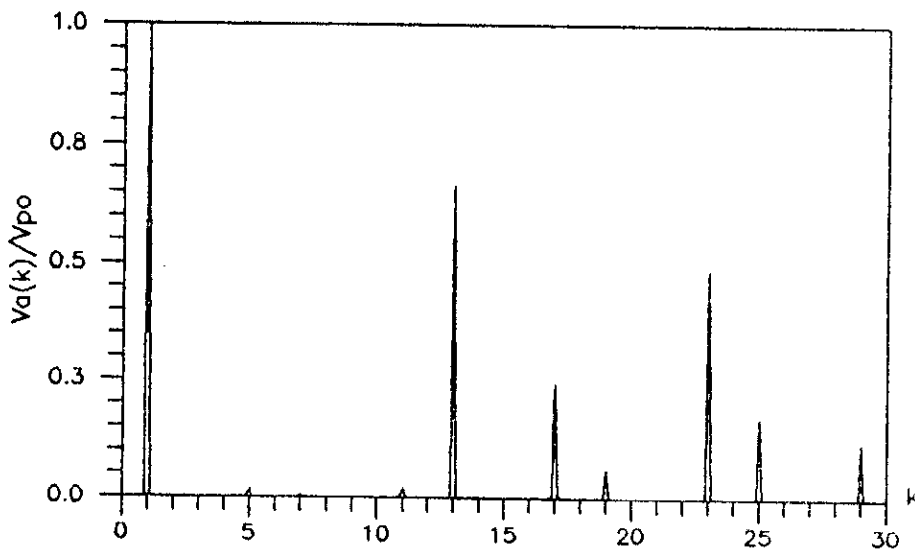


Fig.IV.10: Spectre de V_a lorsque les harmoniques 5,7 et 11 sont supprimés

Les essais expérimentaux nous ont permis de relever :

- La tension de commande : fig (IV.11) ;
- la tension et le courant de ligne : fig (IV.12) ;
- le courant à l'entrée de l'onduleur à vide et en charge : fig (IV.13) .

Nous constatons que ces résultats sont comparables à ceux obtenus par simulation numérique fig.(IV.14). L'ondulation de la tension de ligne fig. (IV.11.a) est due à l'effet du filtre placé à l'entrée de l'onduleur.

Conformément à la théorie, le courant à l'entrée de l'onduleur se reproduit avec une fréquence égale à six fois la fréquence du fondamental de l'onde délivrée par l'onduleur.

Ce courant présente une partie négative qui correspond au courant de retour vers la source. Cette composante est plus importante à vide et diminue lorsque la charge augmente.

Fig-IV.12: Ondes de sortie
a) tension de ligne
b) courant de ligne

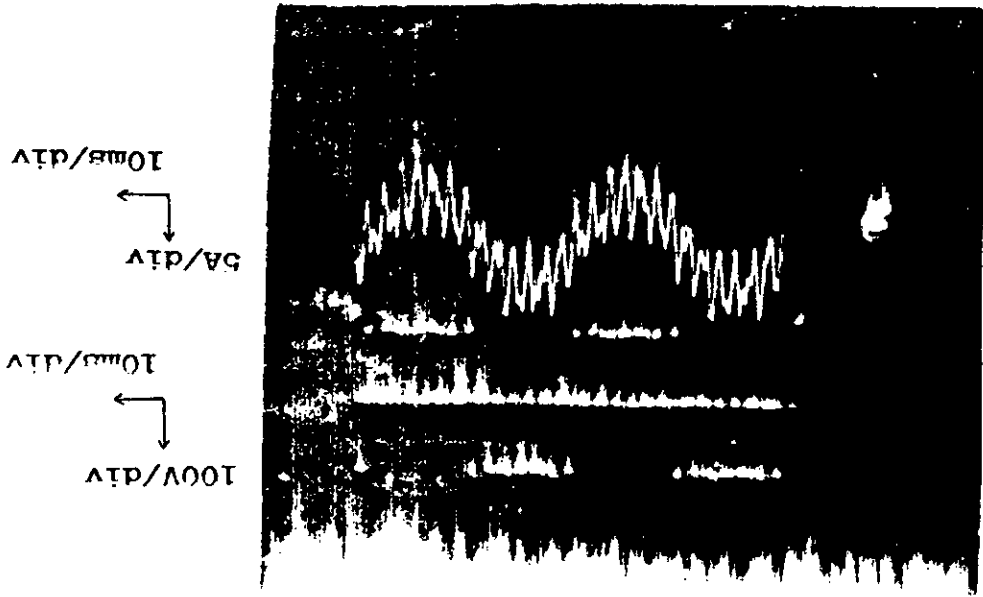
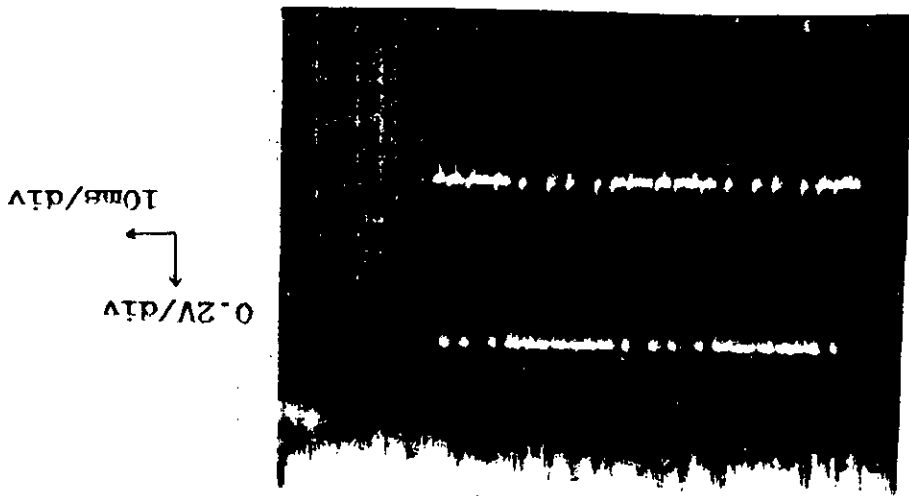
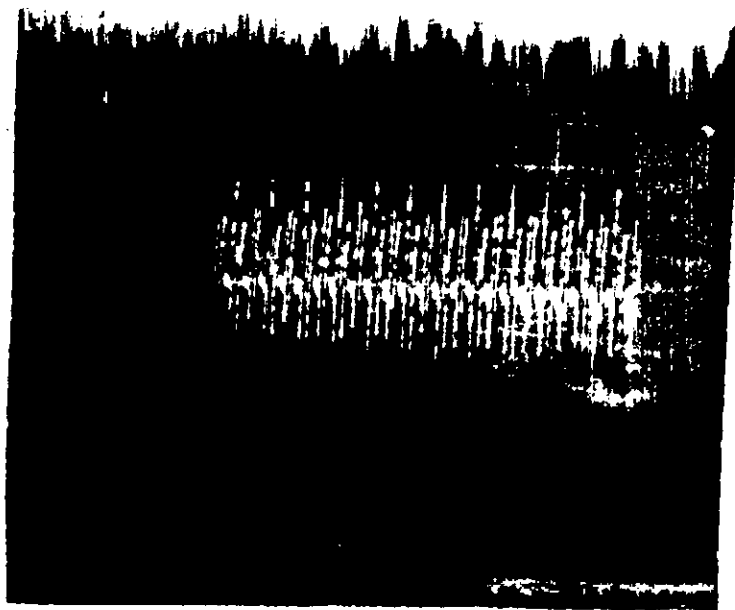


Fig-IV.11: Tension de commande





(a)



(b)

Fig.IV.13: Courant à l'entrée de l'onduleur
a) a vide
b) en charge

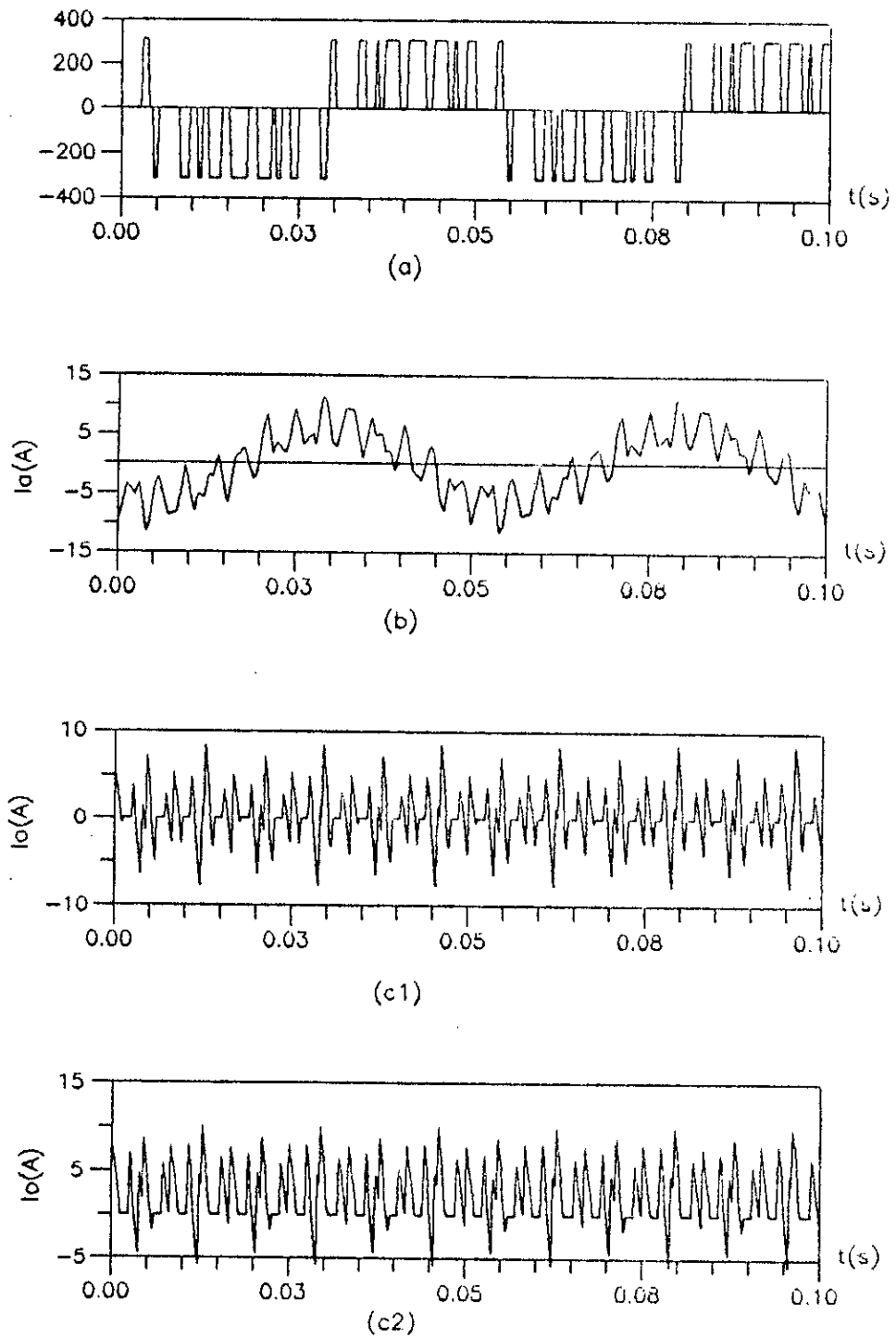


Fig.IV.14: Caracteristiques en regime etabli, $f=20\text{Hz}$
 suppression des harmoniques 5,7 et 11
 a) tension de ligne
 b) courant de ligne
 c) courant a l'entree de l'onduleur:
 c1) a vide
 c2) en charge

CONCLUSION

L'étude expérimentale concernant la technique de modulation par élimination d'harmoniques a montré que:

- les harmoniques 5, 7 et 11 sont parfaitement éliminés;
- les résultats obtenus sont satisfaisants et conformes à la théorie;
- la méthode est facilement implantée par microprocesseur;
- elle est simple et n'exige qu'un CPU 8085 et un compteur-temporisateur (8155).

CONCLUSION GENERALE

CONCLUSION GENERALE

Afin d'analyser le comportement dynamique de l'association onduleur de tension et moteur asynchrone, nous avons établi un modèle de connaissance déduit de la configuration de PARK. Ce modèle est généralisé à n'importe quelle commande de l'onduleur et ce par introduction des fonctions logiques de connexion. Ensuite et après avoir souligné l'avantage de la modulation, nous avons examiné certaines stratégies de modulation de largeur d'impulsions qui sont:

- Modulation monophasée : Deux techniques ont été considérées :
 - . la technique triangulo-sinusoidale, et
 - . la technique par élimination d'harmoniques.
- Modulation triphasée :
 - . la modulation par tronçon, et
 - . la modulation par contrôle de flux.

Cette analyse est portée essentiellement sur, d'une part, le comportement dynamique de l'association en déterminant les réponses en régime permanent et en régime de démarrage et d'autre part, la distorsion de l'onde de tension en étudiant le spectre d'harmoniques obtenu avec les différentes techniques considérées.

L'étude comparative entre ces diverses stratégies se limite aux quatre facteurs principaux suivants:

- Le gain en tension ;
- la réponse dynamique;
- le spectre de la tension de sortie;
- la distorsion totale des harmoniques de courant (THDi).

D'une façon générale cette étude a révélé la supériorité de la modulation triphasée sur la modulation monophasée.

En effet le gain en tension est appréciable ,ce qui permet de réduire d'une manière notable la puissance de dimensionnement du convertisseur et de son alimentation.

Parmi les deux techniques de modulation triphasées proposées, la technique de modulation par tronçon est la plus avantageuse avec:

- Des réponses dynamiques rapides;
- un excellent THDi;
- un spectre qui repousse les harmoniques en rang supérieur, ce qui permet de réduire le filtrage.

Cependant les fréquences élevées de ses impulsions conduit à des pertes excessives notamment lorsque le nombre d'impulsions est important, mais ces dernières peuvent être réduites par l'emploi du circuit d'aide à la commutation.

Bien que ses réponses sont lentes et son spectre contient des harmoniques de bas ordre à faible amplitude, la technique de modulation par contrôle de flux présente un THDi appréciable pour les valeurs du coefficient de réglage en tension avoisinant l'unité. Son spectre d'harmoniques est d'autant meilleur que le nombre d'impulsions par demi-période est important ($m \geq 15$).

L'examen des formes d'ondes obtenues avec cette technique a montré une parfaite similitude avec la technique triangulo-sinusoidale, cependant cette dernière a des réponses dynamiques plus rapides et un meilleur THDi lorsque r est faible.

Dans le dernier chapitre consacré à l'implantation par microprocesseur de la technique de modulation par élimination d'harmoniques, nous avons choisi la méthode de programmation par tabulation , en déterminant les angles de commutation qui permettent d'éliminer les harmoniques 5,7 et 11.

Nous avons effectué des essais sur un onduleur de tension

alimentant un moteur asynchrone et nous avons relevé les différentes ondes de sortie et d'entrée de l'onduleur. L'étude expérimentale a montré que les résultats obtenus sont satisfaisants et concordent avec l'étude théorique.

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

BIBLIOGRAPHIE

- 1) M.Yang Dong Li, "Etude comparative des lois de commande des machines asynchrones alimentées par onduleur de tension MLI, réalisation d'une commande numérique de position", Thèse de Docteur de l'INPT, N° 139, 1987.
- 2) J.Zubek, K.Abbondanti, "Pulsewidth modulated inverter motor drives with improved modulation ", IEEE trans on ind applications ,vol IA-11, nov/dec 1975.
- 3) M.O.Mahmoudi, "Variateurs de vitesse à moteurs asynchrone, leurs simulations et synthèse sur leurs performances", Thèse de Magister, ENP Alger, octobre 1986
- 4) A.Midoun, "PWM strategies for microprocessor control of variable speed drives ", Phd Thesis, university of BRISTOL, december 1985.
- 5) G.Seguir, F.Labrique, "Les convertisseurs de l'électronique de puissance ", tome 4: la conversion continu-alternatif, Tec et Doc, 1989.
- 6) E.Destobbler, "Emploi de la modulation de largeur d'impulsions dans les redresseurs monophasés", Thèse de Docteur-es science physique, Lille, N° 707, 1984.
- 7) A.Shonung, H.Stemmler, "Static frequency changers with subharmonic control in conjunction with reversible variable speed AC drives ", Brown Boveri Rev, Aug/sept 1964.
- 8) J.M.D.Murphy, M.G.Egan, "A comparaison of PWM strategies for inverter-fed induction motors", IEEE trans on indust appl, Vol IA-19, N° 3, may/june 1983.

- 9) G.Seguirer, J.Lesenne, P.Notelet, "Introduction à l'électrotechnique approfondie ", Tec et Doc 1981.
- 10) P.Barret, "Régimes transitoires des machines tournantes électriques ", Eyrolles 1982.
- 11) M.Bounekhla, "Etude et réalisation d'un convertisseur à transistors piloté par microprocesseur (en vue de la commande d'un moteur asynchrone)", Thèse de Magister ,ENP 1991.
- 12) H.Van der Broeck, H-CH.Skudelny, G.Stanke, "Analysis and realisation of a pulsewidth modulation based on voltage space vector ", IEEE/IAS, Annual meeting conf,rec,1986.
- 13) H.Van der Broeck,H-CH.Skudelny, "Analytical calculation of the harmonic effects of a three phase induction machine fed by a two phase voltage fed inverter using pulsewidth modulation with high switching frequency ", PESC 1989.
- 14) M.Murimoto, SH.Sato, K.Sumito, K.Oshitani , "Single-chip microcomputer control of the inverter by the magnetic flux control method ", IEEE trans on industrial electronics, vol.36, No 1, feb 1989.
- 15) G.B.Kliman, A.B.Plunkett, "Development of a modulation strategy for PWM inverter drive", IEEE Trans on industry applications, vol IA-15, No 1, jan/feb 1979.
- 16) J.A.Houldsworth, D.A.Grant, "The use of harmonic distortion to increase the output voltage for a three-phase PWM inverter", IEEE trans on industry applications, vol IA-20, No 5, sept/oct 1984.
- 17) H.S.Patel, R.G.Hoft, "Generalized techniques of harmoniques elimination and voltage control in thyristor inverter ", part I:Harmonic élimination, IEEE trans on industry applications, vol IA-9, 1973.

- 18) H.S.Patel, R.G.Hoft, "Generalized techniques of harmoniques elimination and voltage control in thyristor inverter ", part II:Voltage control technique,IEEE trans on industry applications, vol IA-10, 1974.
- 19) S.R.Bowes, A.Midoun, "New PWM switching strategy for microprocessor controlled inverter drives",IEE proceedings, vol 133,pt.B,N 4,july 1986.
- 20) A.Zuckerberger, A.Alexandrovitz,"determination of commutation sequence with a view to eliminating harmonics in microprocessor controlled PWM voltage inverter", IEEE trans on ind électronics, vol IE-33,Nº 3, aug 1986.
- 21) T.Ohnishi, H.Okitsu, "A novel PWM technique for three phase inverter/converter", IPEC TOKYO 83.
- 22) P.Sodermanns, Garbe, Lahmeyers and Co,"Method of generating pulse patterns in voltage source inverters and implementation in an industrial drive" ,EPE Aachen 1989.
- 23) S.Ogasawara, H.Akagi, A.Nabae, "A novel PWM scheme of voltage source inverters based on space vector theory",EPE Aachen 1989.
- 24) T.Koga, S.Sugowara, H.Hayashi, E.Kijima,"Instantaneous spatial vector controlled motor drive system using DSP'S and SI-thyristors", EPE Aachen 1989.
- 25) Y.Murai, K.Ohashi, I.Hosono,"New PWM method for fully digitized inverters",IEEE on industry applications,vol IA-23,Nº 5, sept/oct 1987.
- 26) M.O.Mahmoudi,"Analyse microscopique et macroscopique d'un moteur asynchrone alimenté par un onduleur à MLI ",JTEA Tunis janvier 1991.

- 27) Catalogue MCS-80/85:user's manual ,intel corporation,
janvier 1983.
- 28) M.Aumiaux, "L'emploi des microprocesseurs ", 4^e Ed ,Masson ,
PARIS 1982.

A N N E X E S

ANNEXE A

La machine à alimenter est une machine asynchrone à rotor bobiné qui porte sur sa plaque signalétique les indications suivantes:

- puissance nominale : $P_n = 3.7\text{kW}$
- fréquence : $f = 50\text{Hz}$
- nombre de paires de pôles : $q = 2$
- tension d'alimentation : $220/380\text{ V}$
- courant nominal au stator : $I_{sn} = 8.54\text{A}$
- courant nominal au rotor : $I_{rn} = 32.5\text{A}$

Son identification a donné [3]:

- résistance d'une phase statorique : $R_s = 1.12\ \Omega$.
- résistance d'une phase rotorique : $R_r = 0.11\ \Omega$.
- inductance cyclique statorique : $L_s = 0.17\ \text{H}$.
- inductance cyclique rotorique : $L_r = 0.015\ \text{H}$.
- mutuelle cyclique stator-rotor : $M = 0.048\ \text{H}$.
- inertie des masses tournantes : $J = 0.135\ \text{N.m/rd.s}^{-2}$.
- frottements : $f_r = 0.00182\ \text{N.m/rd s}^{-1}$.
- coefficient de charge : $K_c = 0.15\ \text{N.m/rd s}^{-1}$.

ANNEXE B

Une onde MLI avec N instants de commutation par quart de période peut être développée en série de Fourier comme suit :

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

$$A_k = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} V_a(\theta) \cos k \theta \, d\theta$$

$$B_k = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} V_a(\theta) \sin k \theta \, d\theta$$

L'amplitude du k^{ème} harmonique est égale à :

$$C_k = \sqrt{A_k^2 + B_k^2}$$

Si l'onde est symétrique par rapport à la demi-période on a :

$$V_a(\theta) = -V_a(\pi - \theta)$$

$$A_k = \frac{2}{\pi} \sum_{i=0}^{2N} (-1)^i \int_{\theta_i}^{\theta_{i+1}} V_a(\theta) \sin k \theta \, d\theta$$

l'évaluation de cette intégrale donne:

$$A_k = \frac{2}{k\Gamma} \sum_{i=0}^{2N} (-1)^i \left[\cos k \vartheta_i - \cos k \vartheta_{i+1} \right]$$

$$A_k = \frac{2}{k\Gamma} \left[(\cos k \vartheta_0 - \cos k \vartheta_{2N+1}) + 2 \sum_{i=1}^{2N} (-1)^i \cos k \vartheta_i \right]$$

$$A_k = \frac{2}{k\Gamma} \left[(1 - (-1)^i) + 2 \sum_{i=0}^{2N} (-1)^i \cos k \vartheta_i \right]$$

si l'onde est symétrique par rapport à Π , les harmoniques paires sont nuls :

$$A_k = \frac{4}{k\Gamma} \left[1 + \sum_{i=0}^{2N} \cos k \vartheta_i \right]$$

Si en plus l'onde est symétrique par rapport à $\Pi/2$ on aura:

$$\vartheta_{2N-i+1} = \vartheta_i$$

ce qui conduit à poser:

$$\sum_{i=1}^{2N} (-1)^i \cos k \vartheta_i = 2 \sum_{i=1}^N (-1)^i \cos k \vartheta_i$$

nous obtenons finalement:

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