

MINISTRE DE L'EDUCATION NATIONALE

BIBLIOTHEQUE — المكتبة
Ecole Nationale Polytechnique

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE
Département de Génie Electrique

THESE en vue de l'Obtention du diplôme de
MAGISTER en ELECTROTECHNIQUE

Présentée par
Nasserline BOUDJERDA

THEME

Etude et analyse des techniques MLI
dérivées de la triangulo-sinusoidale :
Etude de leurs effets sur le comportement
du moteur asynchrone alimenté par onduleur
de tension

Soutenue publiquement le 03 Octobre 1993 devant le Jury

Mr M.E. ZAIM
Mr H. CHEKIDEB
Mr M.S. BOUCHERIT
Mr B. HEMICI
Mr M.O. MAHMOUDI
Mr H. DEZINE

Président
Rapporteur
Examinateur
Examinateur
Examinateur
Invité

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

MINISTERE DE L'EDUCATION NATIONALE

المكتبة
BIBLIOTHEQUE — المكتبة
Ecole Nationale Polytechnique

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE
Département de Génie Electrique

THESE en vue de l'Obtention du diplôme de
MAGISTER en ELECTROTECHNIQUE

Présentée par
Nasseridine BOUDJERDA

THEME

Etude et analyse des techniques MLI
dérivées de la triangulo-sinusoidale :
Etude de leurs effets sur le comportement
du moteur asynchrone alimenté par onduleur
de tension

Soutenue publiquement le 03 Octobre 1993 devant le Jury

Mr M.E. ZAIM
Mr H. CHEKIDEB
Mr M.S. BOUCHEDIT
Mr B. HEMICI
Mr M.O. MAHMOUDI
Mr H. REZINE

Président
Rapporteur
Examineur
Examineur
Examineur
Invité

DIDICACES

A ma famille,

et mes amis,

je dédie ce travail.

AVANT PROPOS



Ce travail a été effectué au laboratoire d'électronique de puissance et commande de l'Ecole Nationale Polytechnique, sous la direction de Monsieur H. CHEKIREB, chargé de cours à l'ENP.

Je tiens à lui exprimer ma profonde gratitude pour l'aide sans réserve et les conseils précieux qu'il m'a dispensés tout au long de ce travail.

Je remercie vivement Monsieur M. E. ZAIM, maître de conférence à l'ENP pour l'honneur qu'il me fait en présidant le jury.

Messieurs M. S. BOUCHERIT, B. HEMICI et M. O. MAHMOUDI ont bien voulu critiquer ce travail et siéger au jury, qu'ils en soient vivement remerciés.

Je remercie également Monsieur H. REZINE de l'ENITA pour sa participation au jury.

Ma reconnaissance va aussi à Messieurs M. BOUNEKHLA et Y. AIT-GOUGAM pour m'avoir fait bénéficier de leur expérience et pour les discussions fructueuses que nous avons eues.

Monsieur M. BARKAT chef de service à l'ITEEM de Beaulieu m'a beaucoup aidé dans l'élaboration du mémoire, qu'il en soit remercié.

Beaucoup de personnes, à l'ENP et à l'ITEEM, m'ont aidé durant ce travail, qu'ils en soient remerciés.

Je veux exprimer ma gratitude à mon cousin R. MOKRANI et à toute sa famille pour l'aide multiforme qu'ils m'ont témoignée durant mes études à Alger.

Je remercie, enfin, tous mes camarades de l'ENP et de la cité universitaire, dont l'aide et les conseils m'ont été précieux.

NOTATION

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
BIBLIOTHEQUE — المكتبة
Ecole Nationale Polytechnique

- A_k, B_k : coefficients de Fourier,
 ce, cr : couple de électromagnétique, couple de charge,
 ϵ : f.c.é.m du moteur,
 g : glissement,
 i_a, i_b, i_c : courants de phases,
 $i_{ds}, i_{qs}, i'_{dr}, i'_{qr}$: courants statoriques et rotoriques ramenés au stator,
 selon les axes d et q,
 i_k : courant harmonique de rang k,
 j : complexe imaginaire pur de module unité,
 J : moment d'inertie du rotor,
 k_i, k'_i ($i=1,2,3$) : interrupteurs électroniques,
 M : indice de modulation,
 M_d : nombre de découpages par période du signal s,
 p : porteuse,
 P : nombre de pôles magnétiques de la machine,
 P_b : puissance de base de la machine,
 r : coefficient de réglage en tension,
 rd : référence discrétisée,
 rs : référence sinusoïdale,
 r_s, r'_r : résistances statorique et rotorique ramenée au rotor,
 s : signal sinusoïdal,
 S_{ki} ($i=1,2,3$) : fonctions logiques décrivant le fonctionnement des
 interrupteurs électroniques,
 T_m : constante de temps mécanique,
 u_{ba}, u_{cb}, u_{ac} : tensions composées aux bornes de l'onduleur
 v_{a0}, v_{b0}, v_{c0} : tensions entre les phases de l'onduleur et le neutre fictif de
 la source continue,
 v_a, v_b, v_c : tensions simples aux bornes de la charge couplée en étoile,
 v_{ds}, v_{qs} : tensions statoriques selon les axes d et q,
 v_k : harmonique de tension de rang k,
 x_{ls}, x'_{lr} : réactances de fuites statorique et rotorique ramenée,
 x_m : réactance magnétisante,
 Z_{eq} : impédance équivalente de la machine,

α_j : j^{eme} angle de commutation de l'onduleur,

$\Delta\alpha_j$: j^{eme} créneau positif de la tension à MLI,

$\Phi_{ds}, \Phi_{qs}, \Phi'_{dr}, \Phi'_{qr}$: flux de couplage statoriques et rotoriques ramenés au stator, selon les axes d et q,

Φ_{md}, Φ_{mq} : flux magnétisants selon les axes d et q,

Γ_d, Γ_p : période de découpage, période de la porteuse,

Γ_s : période d'échantillonnage,

ω_b : pulsation de base,

ω_r : vitesse de rotation en rd/s.

SOMMAIRE

INTRODUCTION GENERALE

CHAPITRE I : ETUDE ET ANALYSE DES TECHNIQUES DE MODULATION PROPOSEES

I.1 : ONDULEUR DE TENSION TRIPHASÉ EN PONT

1.1 : Principe

1.2 : Propriété

1.3 : Fonctionnement en MLI

I.2 : TECHNIQUES DE MODULATION

2.1 : Technique triangulo-sinusoidale

2.1.a : Principe

2.1.b : Caractérisation

2.1.c : Calcul des angles de commutation

2.1.d : Etude de la tension de sortie

2.2 : Techniques à échantillonnage régulier

2.a : Technique à échantillonnage régulier symétrique

a.1 : Principe

a.2 : Calcul des angles de commutation

a.3 : Etude harmonique

a.4 : Etude de la tension de sortie

2.b : Technique à échantillonnage régulier asymétrique

b.1 : Principe

b.2 : Calcul des angles de commutation

b.3 : Etude harmonique

b.4 : Etude de la tension de sortie

2.c : Technique à échantillonnage régulier modifié

c.1 : Principe

c.2 : Calcul des angles de commutation

c.3 : Etude harmonique

c.4 : Etude de la tension de sortie

2.3 : Techniques à modulation algébrique

3.a : Technique à modulation algébrique directe

a.1 : Principe

a.2 : Calcul des angles de commutation

a.3 : Paramètres caractérisant la technique

a.4 : Etude harmonique

a.5 : Etude de la tension de sortie

3.b : Technique à modulation algébrique modifiée

b.1 : Principe

b.2 : Calcul des angles de commutation

b.3 : Etude harmonique

b.4 : Etude de la tension de sortie

I.3 : COMPARAISON DES TECHNIQUES DE MODULATION

Conclusion

CHAPITRE II : ETUDE DU COMPORTEMENT DU MOTEUR ALIMENTÉ PAR ONDULEUR DE TENSION VIS A VIS DES TECHNIQUES MLI

Introduction

II.1 : MODÉLISATION DE LA MACHINE

II.2 : ASSOCIATION ONDULEUR-MOTEUR ASYNCHRONE

2.a : Résultats de la simulation

2.b : Discussion des résultats

II.3 : INFLUENCE DES PARAMÈTRES DE MODULATION

3.a : Influence du coefficient de réglage r

3.b : Influence de l'indice de modulation M

Conclusion

CHAPITRE III : COMPORTEMENT DE LA MACHINE VIS A VIS DE SES PROPRES PARAMETRES

Introduction

III.1 : SENSIBILITE AUX RÉACTANCES

1.a : Sensibilité à la réactance de fuite

1.b : Sensibilité à la réactance magnétisante

III.2 : EFFET DE LA SATURATION

2.a : Modélisation

2.b : Résultats de simulation

Conclusion

CHAPITRE IV : IMPLEMENTATION DES TECHNIQUES

Introduction

IV.1 : GÉNÉRATION DES SIGNAUX DE COMMANDE

1.a : Structure de la table

1.b : Programme principal

1.c : Sous programme d'interruption

1.d : Organigramme de la méthode de la méthode de
génération des signaux de commande

IV.2 : RÉSULTATS EXPÉRIMENTAUX

IV.3 : DISCUSSION DES RÉSULTATS

Conclusion

CONCLUSION GENERALE

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
BIBLIOTHEQUE — المكتبة
Ecole Nationale Polytechnique

INTRODUCTION

INTRODUCTION

L'alimentation des machines électriques à courant alternatif par onduleur de tension, à modulation de largeur d'impulsions, (MLI), constitue un grand intérêt pour la commande de ces machines. En effet, la MLI permet non seulement de repousser les harmoniques vers des rangs plus élevés, mais aussi, le réglage de la tension en amplitude et en fréquence, ce qui est bien adapté à une commande de la machine asynchrone par les variables statoriques, [1], [2].

Le progrès enregistré dans le domaine des microprocesseurs a beaucoup aidé au développement de nouvelles techniques de modulation. On distingue deux types de techniques:

- Le premier, regroupe des techniques qui consistent à calculer les angles de commutations de l'onduleur, selon des algorithmes pré-établis, [3], [4]
- Le second type, concerne des techniques dont le calcul des angles de commutations, se fait sur la base de performances recherchées. Généralement, ces performances consistent à optimiser un ou plusieurs paramètres, d'où le nom de "techniques optimisées", [6], [8].

L'implémentation des techniques de modulation sur ordinateur, s'effectue suivant deux méthodes; la méthode tabulée et la méthode directe. La première méthode nécessite le stockage des informations donnant les séquences de conduction des interrupteurs électroniques dans des tables, la gestion de ces tables à l'aide d'un programme, permet de générer les signaux de commande des interrupteurs électroniques. Dans la deuxième méthode, le calcul des angles de commutations est effectué en temps réel. Cette dernière n'est pas toujours possible, elle exige deux conditions:

- le calculateur doit être suffisamment performant, pour permettre à la fois, le calcul des séquences de conduction et, la génération des signaux de commande de l'onduleur,

- les angles de commutation doivent être régis par des équations linéaires, dont la résolution ne nécessite pas de méthodes itératives, qui demandent, généralement, des temps de calcul relativement longs.

Dans notre travail, nous nous sommes intéressés à l'étude du comportement de la machine asynchrone alimentée par onduleur de tension à MLI. Ce dernier est commandé selon un certain nombre de techniques, qui permettent le calcul linéaire des angles de commutations, à partir d'équations analytiques simples, ce qui rend facile leur implémentation sur calculateur, en temps réel, [9], [10], [11].

Au premier chapitre, nous étudions les techniques de commande de l'onduleur. Nous nous intéressons en particulier aux calculs des angles de commutation et, aux caractéristiques de la tension à la sortie de l'onduleur.

L'alimentation du moteur par l'onduleur, commandé selon les techniques de modulation étudiées, constitue l'objet du deuxième chapitre, [12], [13].

Le troisième chapitre est consacré à l'étude du comportement de la machine, vis à vis de ses propres paramètres. L'influence des réactances constitue le premier volet du chapitre, vu le rôle qu'elles jouent au niveau des harmoniques [9]. Le deuxième volet concerne l'effet de la saturation du circuit magnétique de la machine [14].

Enfin, dans le quatrième chapitre, l'implémentation pratique des techniques étudiées, est effectuée sur calculateur, en utilisant la méthode tabulée. Quelques résultats obtenus, sont ensuite présentés.

CHAPITRE I

ETUDE ET ANALYSE DES TECHNIQUES DE MODULATION PROPOSEES

INTRODUCTION

Dans ce chapitre, nous étudions les différentes techniques de modulation de largeur d'impulsions exploitées dans notre travail.

Après un brève aperçu sur les propriétés fondamentales de l'onduleur de tension à MLI, nous présentons en premier lieu, la technique triangulo-sinusoidale, qui nous servira de base de comparaison, puis nous examinons les techniques à échantillonnage régulier (symétrique, asymétrique et modifié) et la technique à modulation directe (En Anglo-saxon "direct pulsewidth modulation"), dont la version présentée a été adaptée à l'onduleur à deux niveaux puis, modifiée dans le souci d'améliorer ses performances.

I.1 / ONDULEUR DE TENSION TRIPHASE EN PONT

I.1.1 / Principe

Le schéma de principe de l'onduleur triphasé en pont alimentant une charge est donné par la figure I.1:

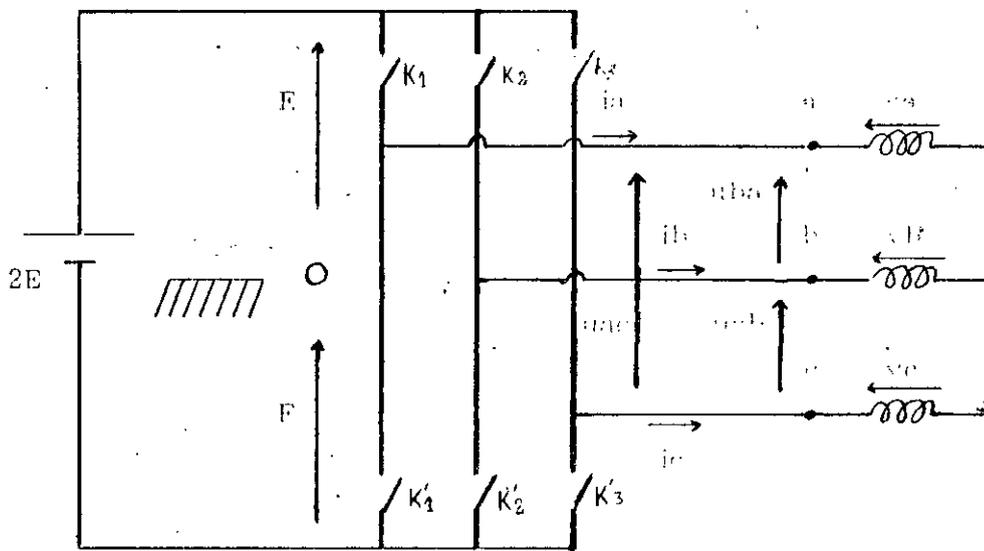


Figure I.1 : Onduleur triphasé alimentant une charge

Les tensions de sortie ont pour expressions [16]:

- Tensions aux bornes de l'onduleur:

$$u_{ba} = v_{a0} - v_{b0}$$

$$u_{cb} = v_{b0} - v_{c0}$$

$$u_{ac} = v_{c0} - v_{a0}$$

(I.1)

- Tensions simples aux bornes de la charge montée en étoile:

$$\begin{aligned}
 v_a &= \frac{2}{3} v_{a0} - \frac{1}{3} (v_{b0} + v_{c0}) \\
 v_b &= \frac{2}{3} v_{b0} - \frac{1}{3} (v_{c0} + v_{a0}) \\
 v_c &= \frac{2}{3} v_{c0} - \frac{1}{3} (v_{a0} + v_{b0})
 \end{aligned}
 \tag{I.2}$$

v_{a0} , v_{b0} , v_{c0} sont les tensions entre les phases a, b et c et le neutre fictif de la source supposée parfaitement continue (Fig I.1), ces tensions sont données par:

$$\begin{aligned}
 v_{a0} &= E S_{k1} \\
 v_{b0} &= E S_{k2} \\
 v_{c0} &= E S_{k3}
 \end{aligned}
 \tag{I.3}$$

S_{k1} , S_{k2} et S_{k3} sont des fonctions logiques qui représentent l'état logique des interrupteurs électroniques, ($k1$, $k2$ et $k3$), dont la commutation est supposée instantanée:

$$S_{ki} \quad (i=1,2,3) = \begin{cases} 1 & \text{si } k_i \text{ fermé et } k'i \text{ ouvert} \\ -1 & \text{si } k_i \text{ ouvert et } k'i \text{ fermé} \end{cases}
 \tag{I.4}$$

1.1.2 / Propriété

Lorsqu'une charge équilibrée est montée en triangle ou en étoile sans neutre, les harmoniques d'ordres multiples de 3 sont éliminés [16]. Ainsi, les spectres des tensions

simple v_a et composée u_{ba} (Fig I.1), se déduisent de celui de v_{a0} par suppression des harmoniques multiples de 3.

I.1.3 / Fonctionnement en MLI

La modulation de largeur d'impulsions (MLI) est devenue possible grâce au développement de l'électronique de puissance. Elle consiste à générer, par alternance de la tension alternative, une tension composée de plusieurs créneaux de largeurs variables. Elle permet ainsi, d'obtenir un fondamental de tension variable en amplitude et en fréquence et par conséquent, d'envisager la commande des machines à courant alternatif, par les variables statoriques.

Dans une alimentation en MLI, l'harmonique le plus gênant est celui qui correspond à la fréquence de modulation. Pour l'éliminer on considère tout d'abord que le récepteur est monté soit en triangle soit en étoile sans neutre et, on choisit une fréquence de modulation telle que le rapport de cette dernière par celle du fondamental (Indice de modulation) soit multiple de 3, [15].

I.2 / ETUDE DES TECHNIQUES EXPLOITEES

I.2.1 / Technique triangulo-sinusoidale

La simplicité d'implantation de cette technique par des moyens analogiques lui a permis d'être la plus utilisée jusqu'à l'apparition récente des microprocesseurs qui a

rendu possible l'implantation d'autres techniques compétitives, donnant ainsi un large choix [6], [9], [17].

1.2.1.a / Principe

Le principe de cette technique consiste à comparer un signal triangulaire (p), d'amplitude fixe appelé porteuse, à un signal sinusoïdal (r_s), d'amplitude variable appelé référence. L'intersection de ces deux signaux donne les instants de commutation des interrupteurs (Fig I.2).

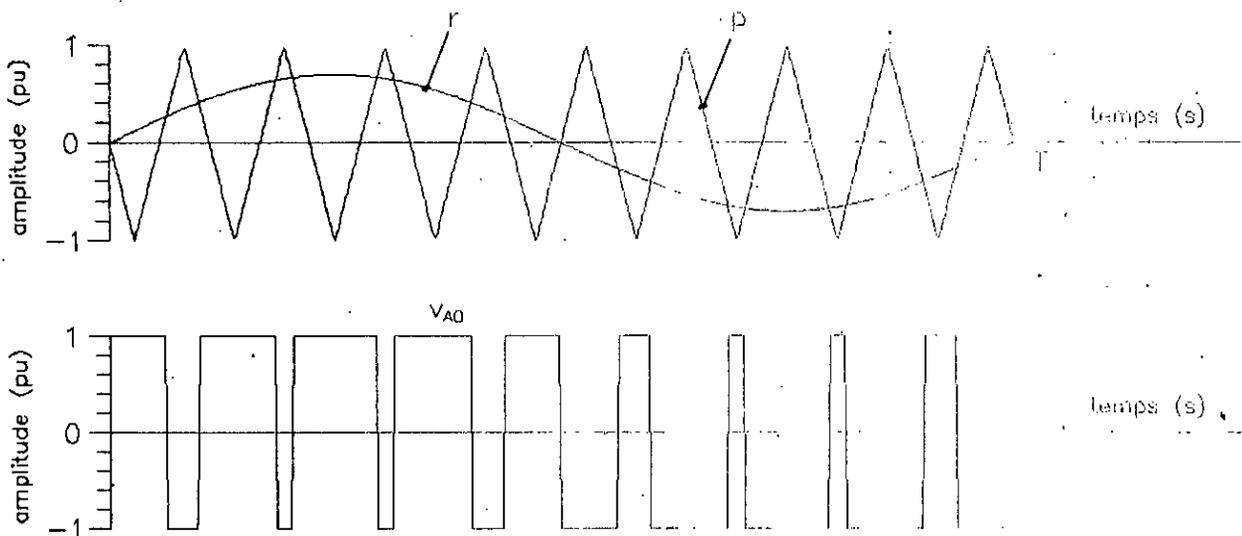


Figure I.2 : Principe de modulation

En triphasé, les 3 tensions (v_{a0} , v_{b0} , v_{c0}), sont obtenues en comparant à la même porteuse (p), 3 signaux de référence (r_{s1} , r_{s2} et r_{s3}) déphasés de $(2\pi/3)$ les uns par rapport aux autres.

1.2.1.b / Caractérisation de la technique

2 paramètres caractérisent cette technique :

- l'indice de modulation M , égal au rapport de la fréquence de la porteuse (f_p) par celle de la référence (f_{rs}),
- le coefficient de réglage en tension r , égal au rapport de l'amplitude de la référence $v_{rs}(\max)$ par celle de la porteuse $v_p(\max)$.

La modulation est dite synchrone si l'indice M est entier, elle est dite asynchrone s'il ne l'est pas.

En modulation synchroné, si le maximum de la référence correspond à un pic de la porteuse, on dit que le calage est optimal (Fig I.2) et la tension bénéficie d'une double symétrie par rapport au quart et au milieu de la période.

Dans ce qui suit, nous travaillons avec une modulation synchrone, un calage optimal et un indice de modulation multiple de 3.

1.2.1.c / Calcul des angles de commutation

La tension étant doublement symétrique par rapport au quart et au milieu de la période, (Fig I.2), le calcul des angles de commutation se réduit au premier quart de période seulement, le reste est déduit par symétrie. Ainsi, la période Γ_p de la porteuse a pour durée angulaire:

$$\Gamma_p = \frac{2\pi}{M}, \quad (I.5)$$

les pics positifs de la porteuse apparaissent aux angles:

$$\theta_j = \left(\frac{2j\pi}{M} - \frac{\pi}{2M} \right) = \frac{(4j-1)\pi}{2M}$$

$$j=0, \dots, \frac{M+1}{4},$$
(I.6)

entre 2 pics positifs consécutifs de la porteuse θ_j et θ_{j+1} , 2 commutations se produisent aux angles:

$$\alpha_{2j+1} = \theta_j + (1-r \sin \alpha_{2j+1}) \frac{\Gamma_p}{4}$$

$$\alpha_{2j+2} = \theta_{j+1} + (1+r \sin \alpha_{2j+2}) \frac{\Gamma_p}{4}$$

$$j=0, \dots, \frac{M+1}{4}$$
(I.7)

La combinaison des équations (I.5), (I.6) et (I.7) donne les expressions générales des angles de commutation sur le 1^{er} quart de période:

$$\alpha_{2j+1} = \frac{\pi}{2M} (4j - r \sin \alpha_{2j+1})$$

$$\alpha_{2j+2} = \frac{\pi}{2M} (4j + r \sin \alpha_{2j+2})$$

$$j = 0, \dots, \frac{M+1}{4}$$
(I.8)

La résolution de telles équations se fait par des méthodes itératives dont celle de Newton-Raphson.

I.2.1.d / Etude harmonique

La décomposition en série de Fourier de la tension de sortie v_{a0} ne comporte que des harmoniques impairs dont le $k^{\text{ème}}$ a pour expression:

$$v_{k0} = A_k \sin k\omega t, \quad (\text{I.9})$$

avec,

$$A_k = \frac{4}{\pi} \int_0^{\frac{\pi}{2}} V_{a0} \sin k\omega t \, d(\omega t) \quad (\text{I.10})$$

ce qui donne:

$$A_k = \frac{4E}{k\pi} (1 - 2\cos k\alpha_1 + 2\cos k\alpha_2 - \dots - 2\cos k\alpha_{2j+1} + 2\cos k\alpha_{2j+2} - \dots + 2\cos k\alpha_{\frac{M-1}{2}}) \quad (\text{I.11})$$

Dès que M est assez grand ($M \geq 9$), le fondamental de la tension v_{a0} aura pour valeur efficace [9]:

$$V_{a0} = r \frac{E}{\sqrt{2}} \quad (\text{I.12})$$

Par rapport à la pleine onde, dont le fondamental a pour valeur efficace:

$$V_{a0}(p.o) = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} E, \quad (\text{I.13})$$

la technique triangulo-sinusoïdale produit un déchet de tension supérieur à 21,4 %. Ce déchet peut être réduit considérablement en modifiant la forme d'onde de la référence, [16]. Généralement, on procède par injection d'harmoniques multiples de trois dans le signal de référence.

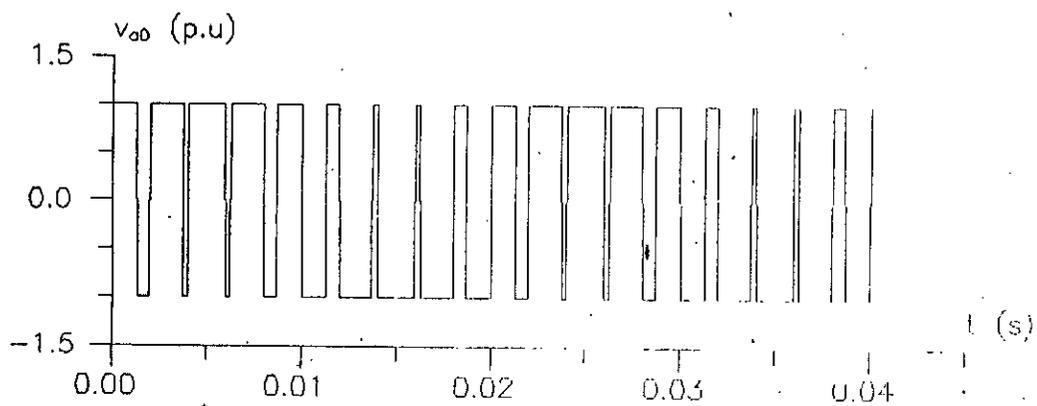
I.2.1.e / Etude de la tension de sortie

Les résultats de la simulation sont donnés par les figures I.3 à I.5.

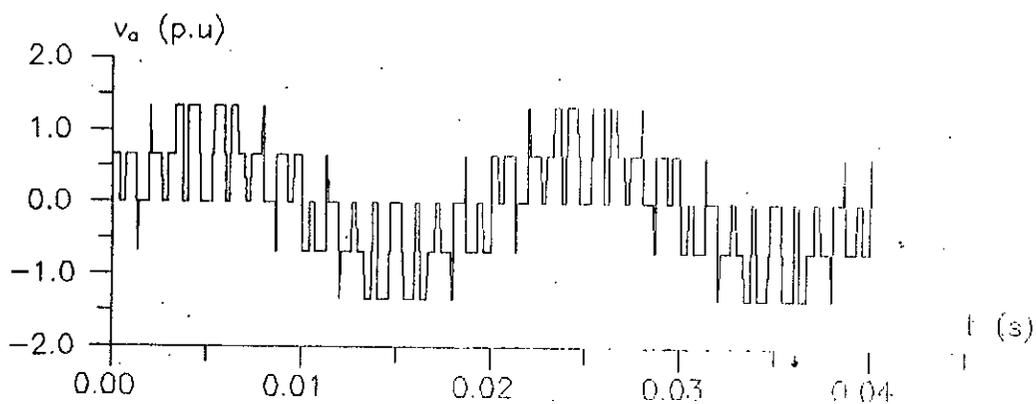
Pour $M = 9$ et $r = 0.8$, les formes d'onde des tensions de sortie v_{a0} , v_a et u_{ab} sont présentées par la figure I.3. Ces tensions vérifient bien la double symétrie par rapport au quart et au milieu de la période.

La figure I.4 montre la forme du spectre de la tension v_a pour M égal à 9, 15 et 21 (r est maintenu à 0.8). Plus M est grand, plus les harmoniques sont décalés vers des ordres élevés, ils se présentent sous-forme de familles centrées autour de la fréquence $k.M.f$ (f étant la fréquence du fondamental et $k = 1,2,3,\dots$).

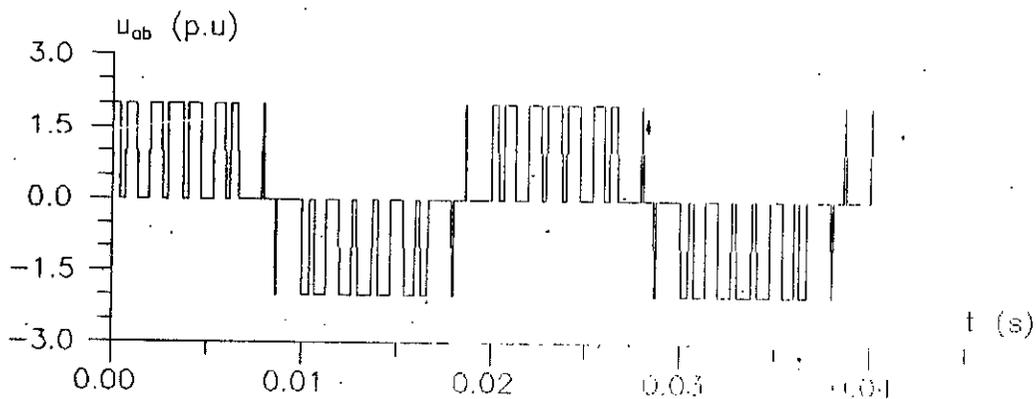
Sur la figure I.5, apparaît la variation du spectre en fonction de r , pour différentes valeurs de M . On note la variation linéaire du fondamental en fonction de r , ce qui est bien adapté au réglage de la source alternative.



(a)



(b)



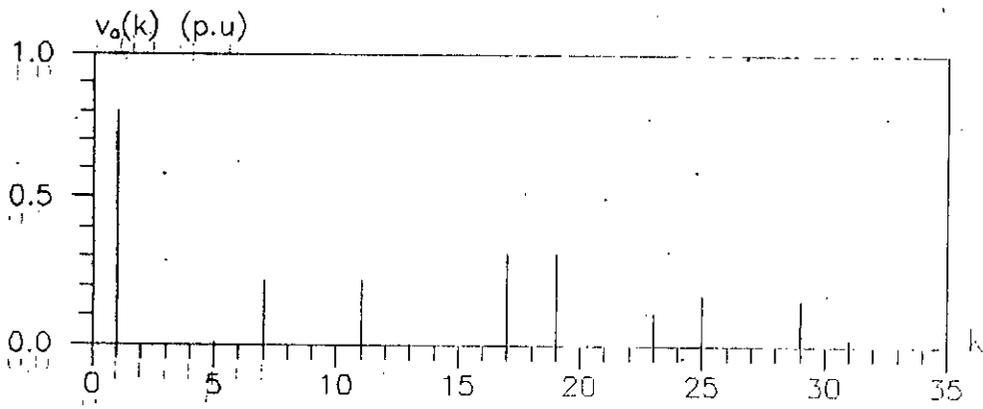
(c)

Figure 1.3 : tensions de sortie ($M = 9$, $r = 0.8$) ;

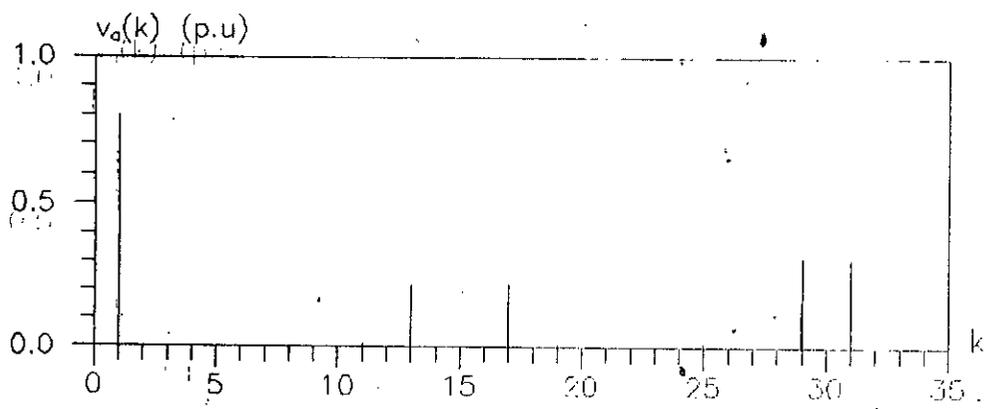
a : entre phase et neutre fictif de la source continue

b : simple

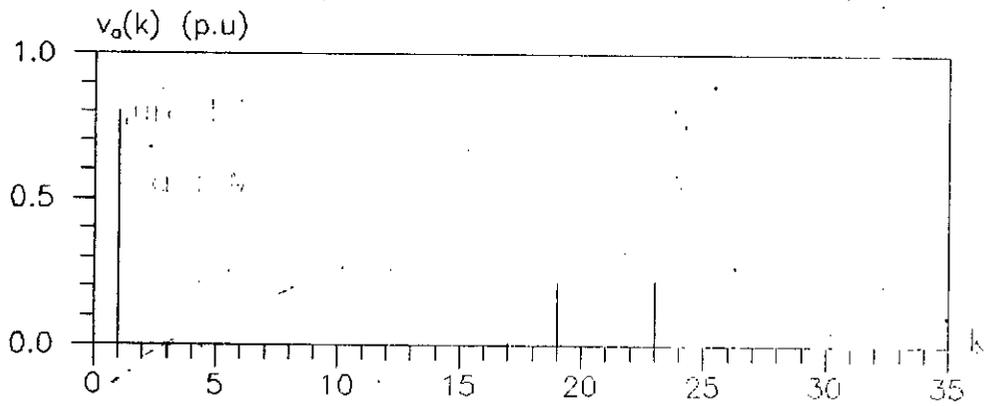
c : composée



(a)



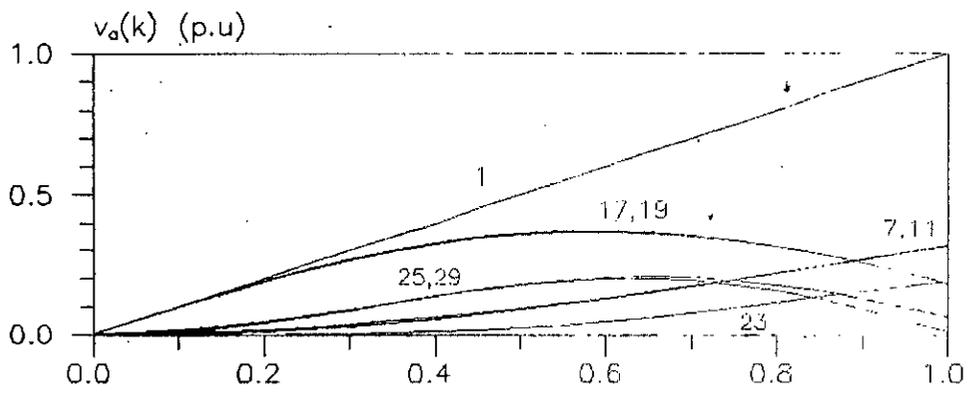
(b)



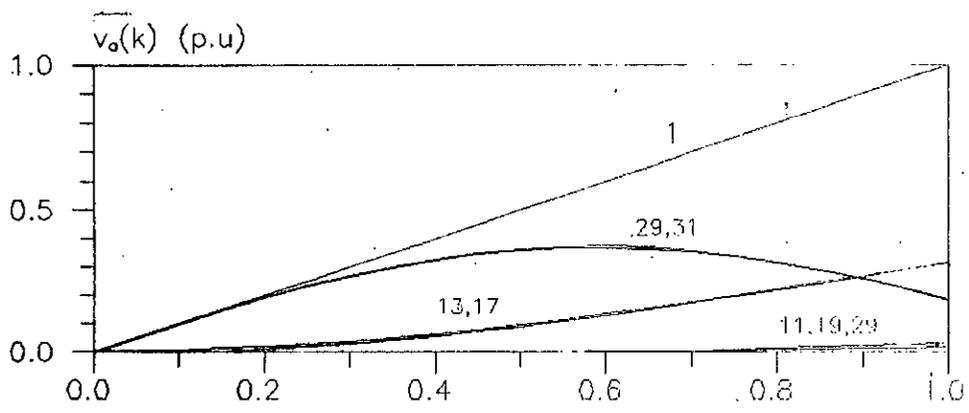
(c)

Figure 1.4 : spectre de v_a pour $r=0.8$

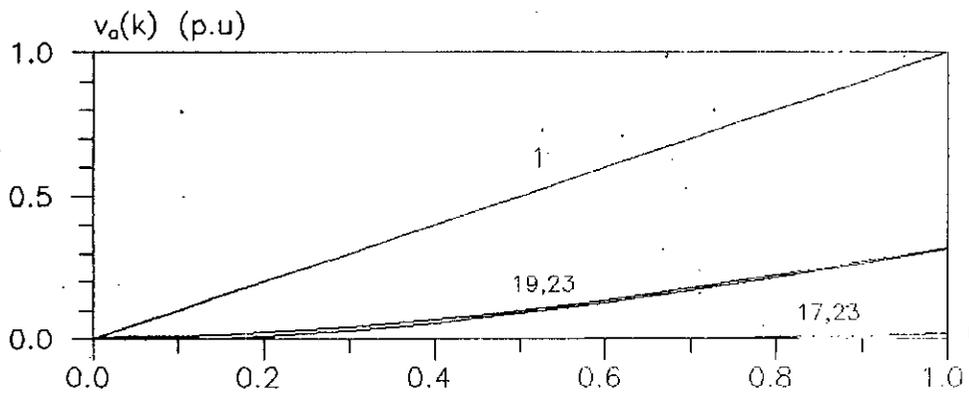
a : $M=9$, b : $M=15$, c : $M=21$.



(a)



(b)



(c)

Figure 1.5 : variation du spectre de v_a en fonction de r ,

a : $M=9$, b : $M=15$, b : $M=21$

1.2.2 / Techniques à échantillonnage régulier

Les techniques à échantillonnage régulier dérivent de la triangulo-sinusoïdale. Elles consistent à comparer une porteuse triangulaire à une version discrétisée de la référence sinusoïdale. Ces techniques ont l'avantage de présenter des équations analytiques simples pour le calcul des angles de commutation. L'implantation de ces techniques sur ordinateur avec un algorithme de calcul des séquences de conduction, exige un temps de calcul très petit, car il suffit de connaître les valeurs de la référence sinusoidale aux instants d'échantillonnage pour déterminer ces séquences, ce qui permet le réglage en temps réel.

2.a / Technique à échantillonnage régulier symétrique

a.1 / Principe

La référence discrétisée r_d est obtenue par échantillonnage de r_s aux instants des pics positifs (ou négatifs) de la porteuse p (Fig 1.6), [9].

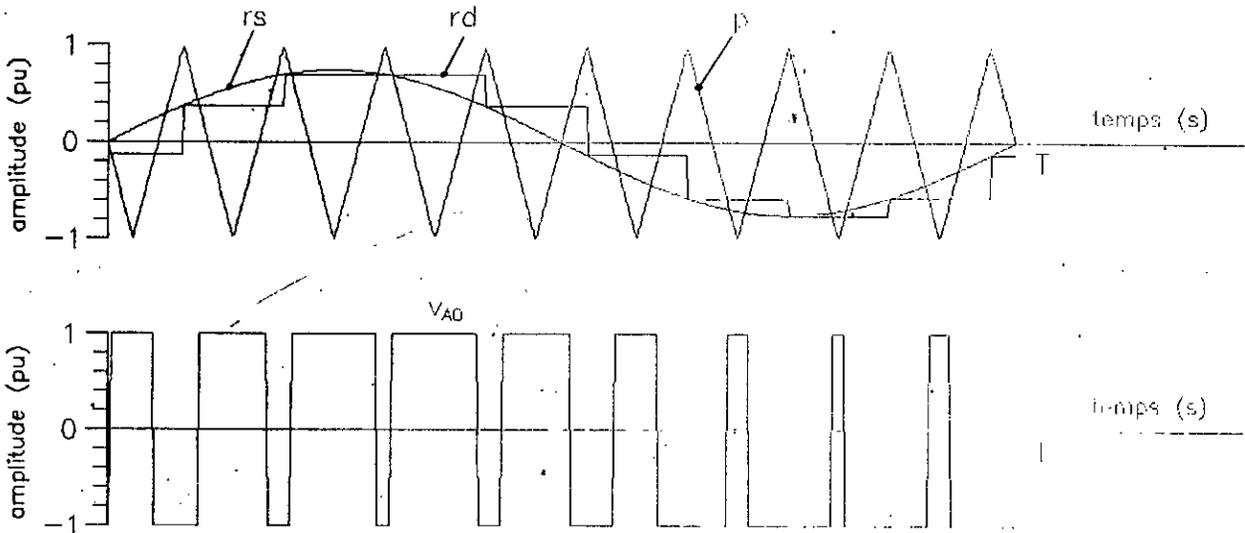


Figure 1.6 : Principe de modulation

Les mêmes paramètres caractérisent cette technique, à savoir, l'indice de modulation M , et le coefficient de réglage en tension r .

a.2 / Calcul de angles de commutations

Pour un calage optimal de la référence r_s par rapport à la porteuse p , (Fig I.6), les angles d'échantillonnage (pics positifs de la porteuse) sont donnés par:

$$\theta_j = (4j-1) \frac{\pi}{2M}, \quad j=0, \dots, M \quad (\text{I.14})$$

la durée Γ_s d'une période angulaire d'échantillonnage est égale à la période de la porteuse Γ_p :

$$\Gamma_s = \frac{2\pi}{M}, \quad (\text{I.15})$$

entre 2 instants d'échantillonnage θ_j et θ_{j+1} , 2 commutations se produisent aux instants:

$$\begin{aligned} \alpha_{2j+1} &= \theta_j + (1 - r \sin \theta_j) \frac{\Gamma_s}{4}, \\ \alpha_{2j+2} &= \theta_j + (3 + r \sin \theta_j) \frac{\Gamma_s}{4} \end{aligned} \quad (\text{I.16})$$

$$j=0, \dots, M-1$$

A partir des équations (I.14), (I.15) et (I.16) nous déduisons l'expression récurrente des angles de commutation:

$$\alpha_{2j+1} = \frac{\pi}{2M} [4j - r \sin((4j-1) \frac{\pi}{2M})]$$

$$\alpha_{2j+2} = \frac{\pi}{2M} [4j+2 + r \sin((4j-1) \frac{\pi}{2M})] \quad (I.17)$$

$$j = 0, \dots, M-1$$

a.3 / Etude harmonique

la tension v_{a0} ne présente pas de symétrie (Fig I.6), sa décomposition en série de Fourier donne des harmoniques pairs et impairs d'expression générale :

$$v_{k0} = A_k \sin(k\omega t) + B_k \cos(k\omega t)$$

$$k = 1, \dots, \infty \quad (I.18)$$

le calcul des coefficients A_k et B_k donne:

$$A_k = \frac{2E}{k\pi} \sum_{j=1}^M [\cos(k\alpha_{2j-1}) - \cos(k\alpha_{2j})]$$

$$B_k = \frac{2E}{k\pi} \sum_{j=1}^M [\sin(k\alpha_{2j}) - \sin(k\alpha_{2j-1})]$$

(I.19)

L'échantillonnage de la référence sinusoïdale entraîne un retard du fondamental de la tension par rapport à celui désiré (référence sinusoïdale). Ce retard a pour valeur

$\Gamma_s/2$ et peut être supprimé avec l'utilisation du microprocesseur, en avançant les angles de commutation d'un angle égal à $\Gamma_s/2$ [18]. Les équations (I.17) deviennent:

$$\begin{aligned} \alpha_{2j+1} &= \frac{\pi}{2M} [4j-2-r \sin(4j-1) \frac{\pi}{2M}] \\ \alpha_{2j+2} &= \frac{\pi}{2M} [4j+r \sin(4j-1) \frac{\pi}{2M}] \end{aligned} \quad (I.20)$$

$$j = 0, \dots, M-1$$

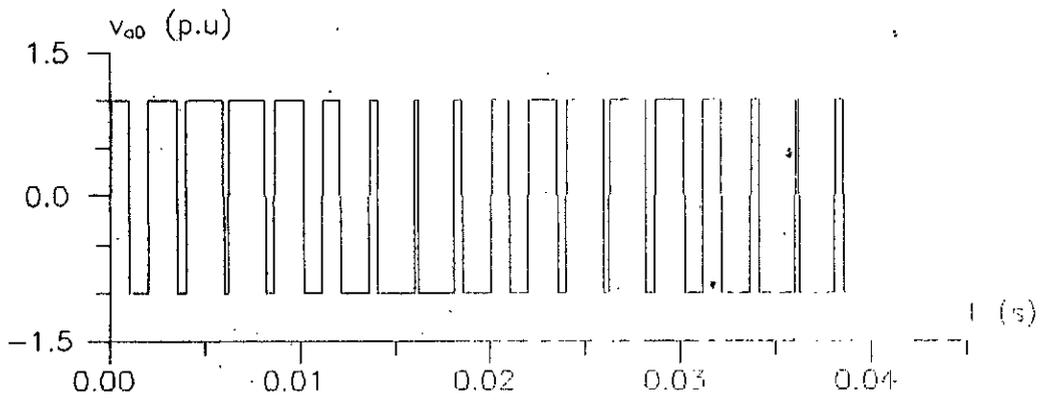
a.4 / Etude de la tension de sortie

Les résultats obtenus par simulation sont donnés aux figures 1.7 à 1.9.

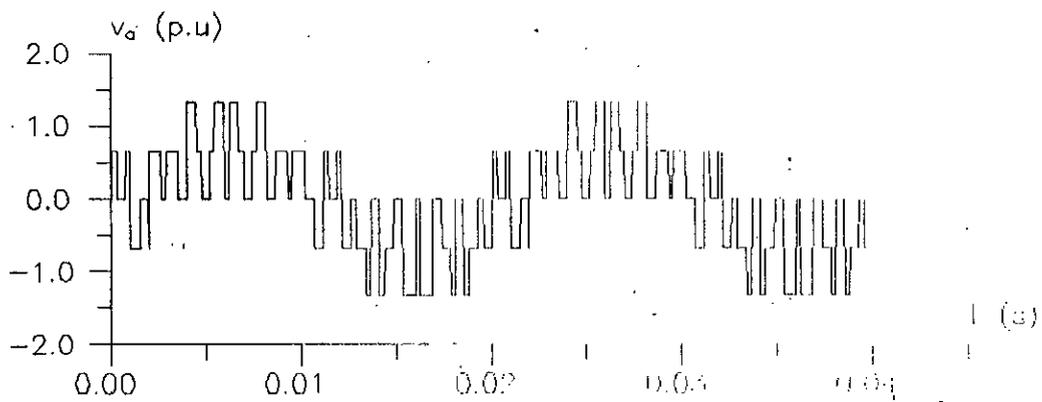
Les formes d'onde (Fig I.7) des tensions v_{a0} , v_a et u_{ba} (pour $M = 9$ et $r = 0.8$) révèlent bien la non symétrie de ces tensions par rapport à $\pi/2$ et π .

Les variations du spectre de la tension v_a en fonction de l'indice de modulation M , (fig I.8), le coefficient de réglage r est maintenu à 0.8, montrent la présence d'harmoniques d'ordres paires.

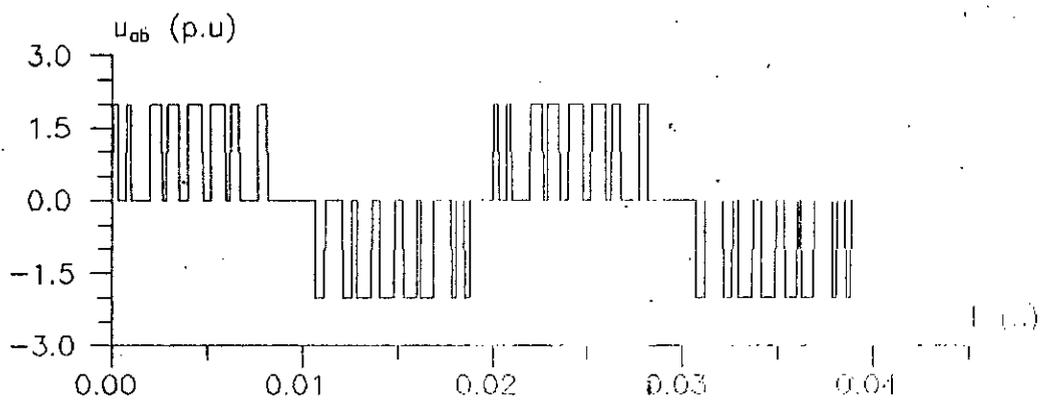
Pour différentes valeurs de M , la variation du spectre en fonction de r (Fig I.9) reste linéaire pour le fondamental.



(a)



(b)



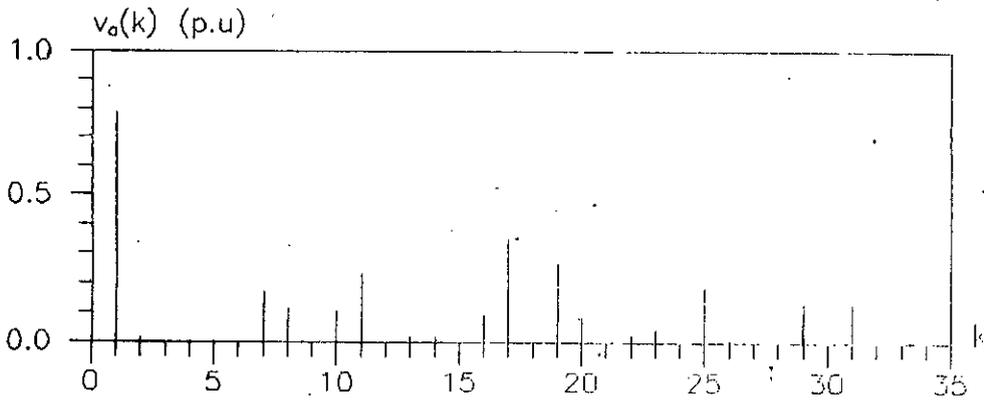
(c)

Figure 1.7 : tensions de sortie ($M = 9$, $r = 0.08$) :

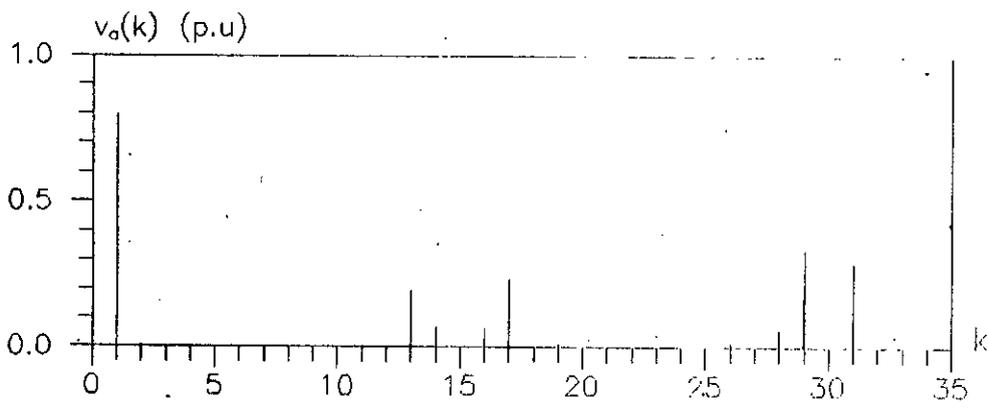
a : entre phase et neutre fictif de la source continue

b : simple

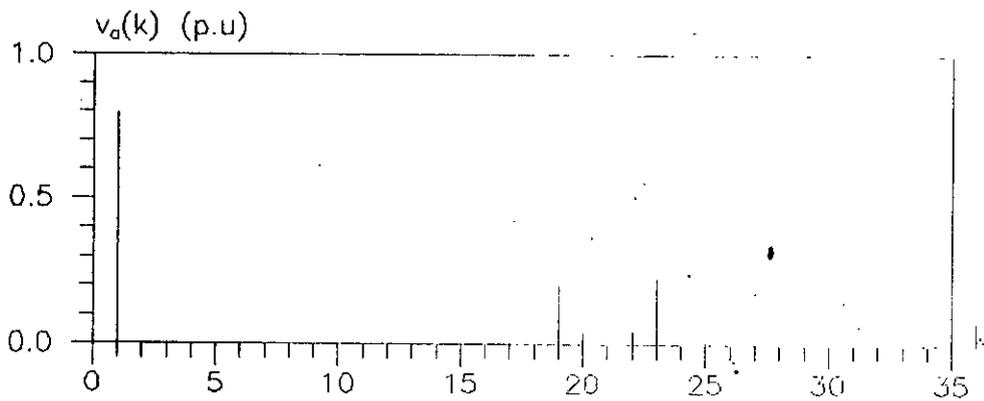
c : composée



(a)



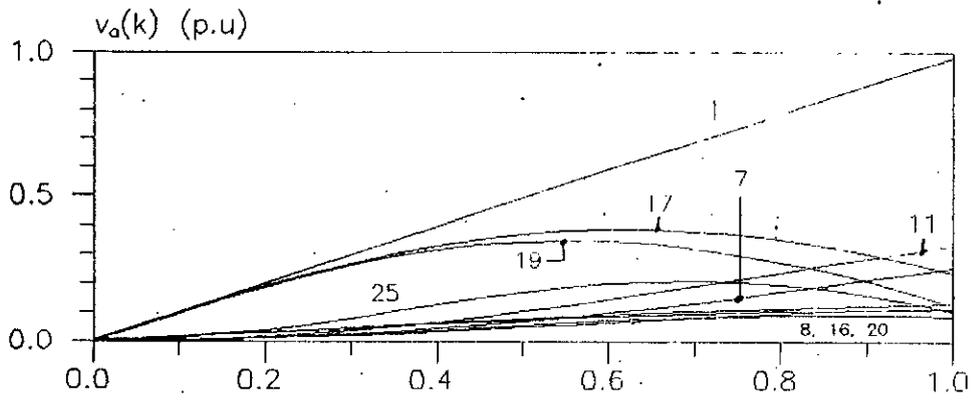
(b)



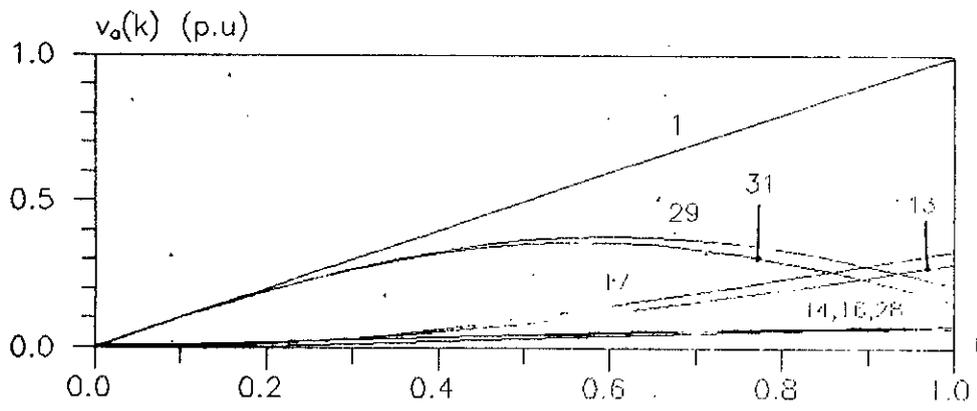
(c)

Figure 1.8 : spectre de v_a pour $r=0.8$

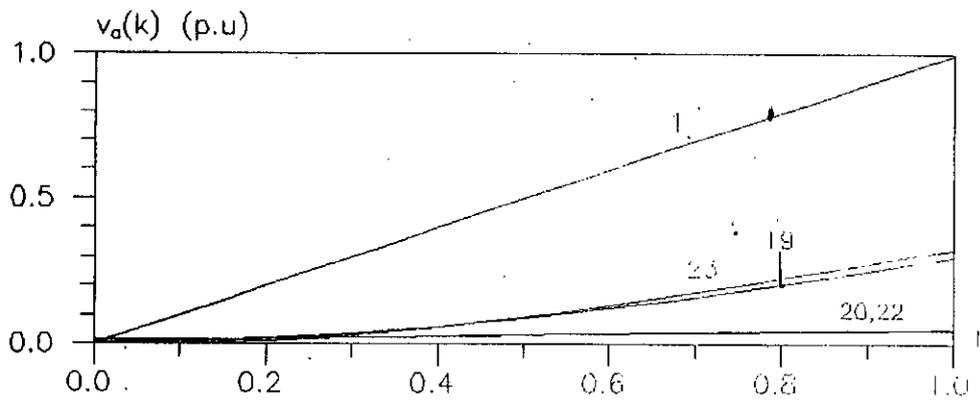
a : $M = 9$, b : $M=15$, c : $M=21$



(a)



(b)



(c)

Figure 1.9 : variation du spectre de v_a en fonction de r ;
 a : $M=9$, b : $M=15$, c : $M=21$

2.b / Technique à échantillonnage régulier asymétrique

b.1 / principe

Le principe de modulation de cette stratégie est analogue à celui de la régulière symétrique, à la seule différence que l'échantillonnage de la référence r_s se fait aux instants des pics positifs et négatifs de la porteuse au lieu des instants des pics positifs seulement, (Fig I.10), [18].

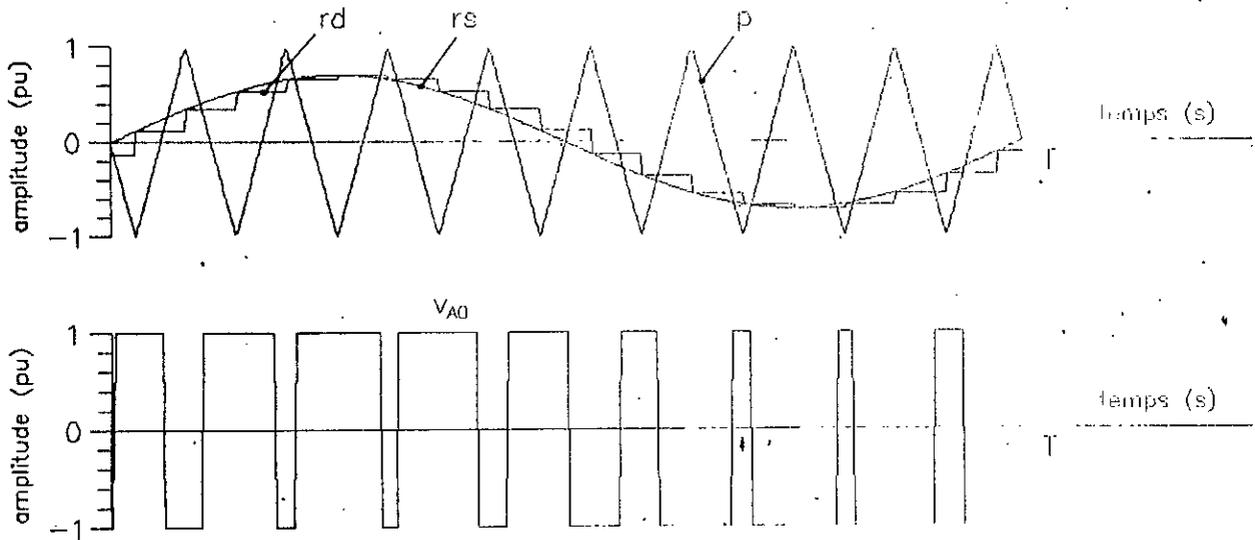


Figure I.10 : principe de modulation

b.2 / Calcul des angles de commutations

les angles d'échantillonnage ont pour valeurs :

$$\theta_j = \frac{(2j-1)\pi}{2M}, \quad j=0, \dots, M \quad (\text{I.21})$$

la période angulaire d'échantillonnage Γ_s est égale à la moitié de celle de la porteuse Γ_p :

$$\Gamma_s = \frac{\pi}{M}, \quad (\text{I.22})$$

sur une période d'échantillonnage située entre θ_{2j} et θ_{2j+1} une commutation se produit à l'instant défini par l'angle:

$$\alpha_{2j+1} = \theta_{2j} + (1 - r \sin \theta_{2j}) \frac{\Gamma_s}{2} \quad (\text{I.23.a})$$

$$j = 0, \dots, M-1$$

et entre θ_{2j+1} et θ_{2j+2} , une autre commutation se produit à la position angulaire:

$$\alpha_{2j+2} = \theta_{2j+1} + (1 + r \sin \theta_{2j+1}) \frac{\Gamma_s}{2} \quad (\text{I.23.b})$$

$$j = 0, \dots, M-1$$

Les équations (I.21), (I.22) et (I.23) permettent de déduire les expressions récurrentes des angles de commutation sur une période de la tension:

$$\alpha_{2j+1} = \frac{\pi}{2M} \left[4j - r \sin \frac{(4j-1)\pi}{2M} \right]$$

$$\alpha_{2j+2} = \frac{\pi}{2M} \left[4j + 2 + r \sin \frac{(4j+1)\pi}{2M} \right] \quad (\text{I.24})$$

$$j = 0, \dots, M-1$$

Certes, la tension ne présente pas de symétrie, mais l'alternance négative reproduit au signe près celle positive. En effet, des équations (I.23) et (I.24), il en découle que:

$$\alpha_{k+M} = \alpha_k + \pi \quad (\text{I.25})$$

De ce fait, il est avantageux de calculer les angles de commutation sur la première moitié de la période, puis de compléter pour le reste de la période à l'aide de l'équation (I.25).

b.3 / Etude harmonique

La décomposition en série de la tension v_{a0} ne comporte que des harmoniques de rangs impaires dont l'expression générale est:

$$v_{k0} = A_k \sin(k\omega t) + B_k \cos(k\omega t) \quad (\text{I.26})$$

$$k = 1, 3, 5, \dots$$

avec,

$$A_k = \frac{2}{\pi} \int_0^{\pi} v_{a0} \sin(k\omega t) d(\omega t) \quad (\text{I.27})$$

et,

$$B_k = \frac{2}{\pi} \int_0^{\pi} v_{a0} \cos(k\omega t) d(\omega t) \quad (\text{I.28})$$

La détermination de A_k et B_k donne:

$$A_k = \frac{4E}{k\pi} (\cos k\alpha_1 - \cos k\alpha_2 + \dots + \cos k\alpha_{2j+1} - \cos k\alpha_{2j+2} + \dots + \cos k\alpha_M) \quad (I.29)$$

et,

$$B_k = \frac{4E}{k\pi} (-\sin k\alpha_1 + \sin k\alpha_2 - \dots - \sin k\alpha_{2j+1} + \sin k\alpha_{2j+2} - \dots - \sin k\alpha_M) \quad (I.30)$$

Du fait de la présence du terme B_k , le fondamental présente un retard par rapport à la tension désirée (référence sinusoïdale). Ce retard est engendré par l'échantillonnage de la référence, il a pour valeur $\Gamma_s/2$. Pour le supprimer, il suffit d'avancer les angles de commutations de $\Gamma_s/2$ et ainsi, les expressions (I.24) deviennent:

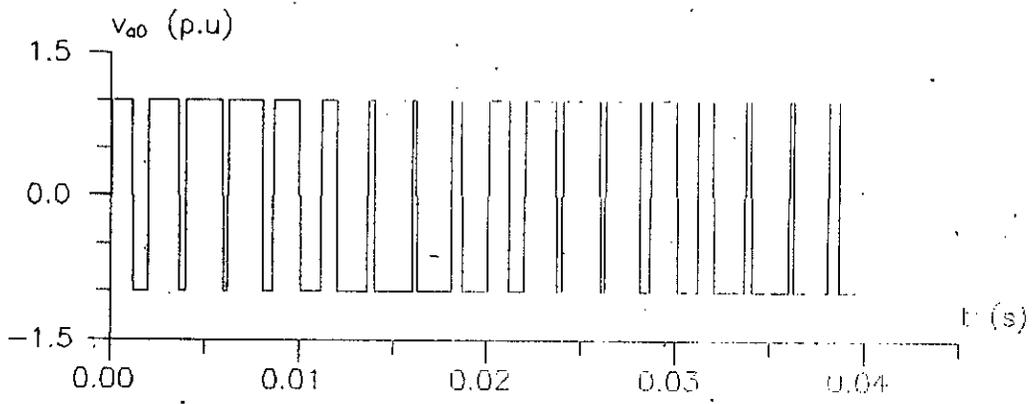
$$\begin{aligned} \alpha_{2j+1} &= \frac{\pi}{2M} [4j-1 - r \sin \frac{(4j-1)\pi}{2M}] \\ \alpha_{2j+2} &= \frac{\pi}{2M} [4j+1 + r \sin \frac{(4j+1)\pi}{2M}] \end{aligned} \quad (I.31)$$

$$j = 0, \dots, M$$

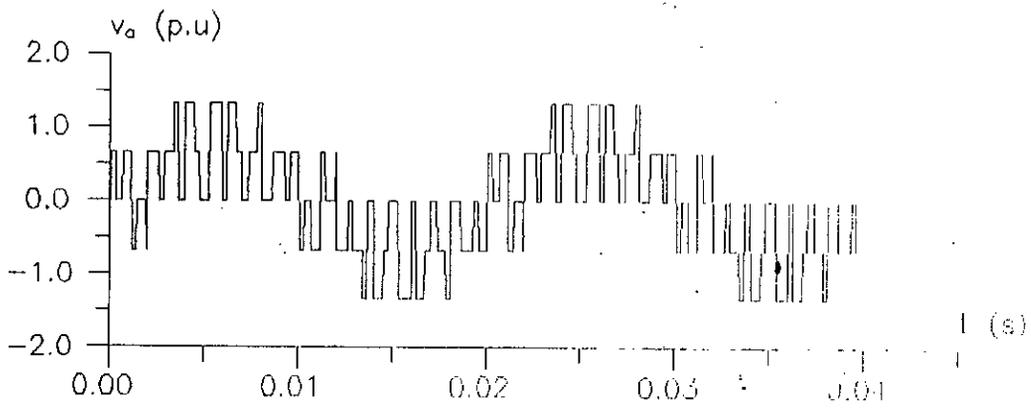
b.4 / Etude de la tension de sortie

Les tensions de sortie obtenues par cette technique (pour $M = 9$ et $r = 0.8$), ainsi que les variations du spectre de la tension simple v_n en fonction des paramètres de modulation sont représentées aux figures I.11 à I.13.

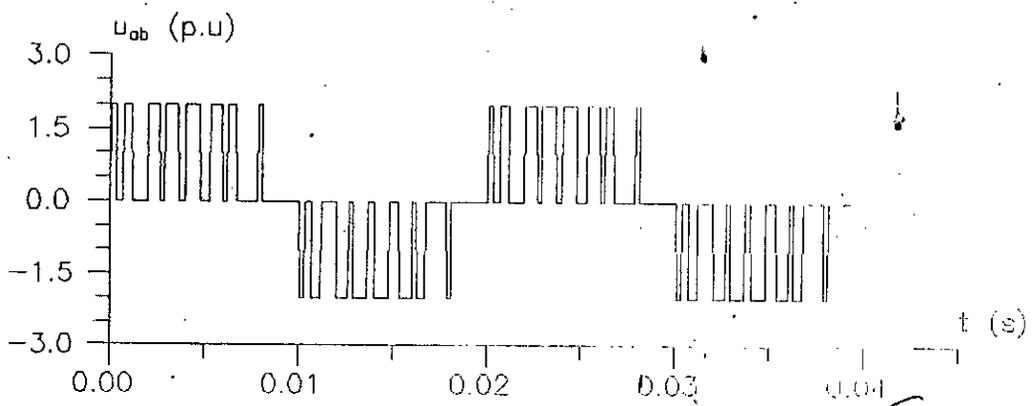
Nous constatons la variation linéaire du fondamental en fonction de r et la disparition des harmoniques de rangs paires, ce qui constitue une amélioration de la forme d'onde par rapport à la régulière symétrique.



(a)



(b)



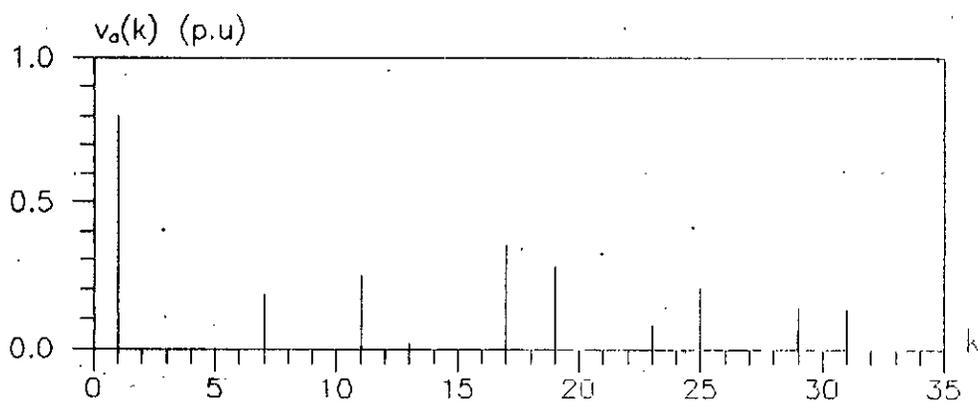
(c)

Figure I.11 : tensions de sortie ($M = 9$, $r = 0.8$) :

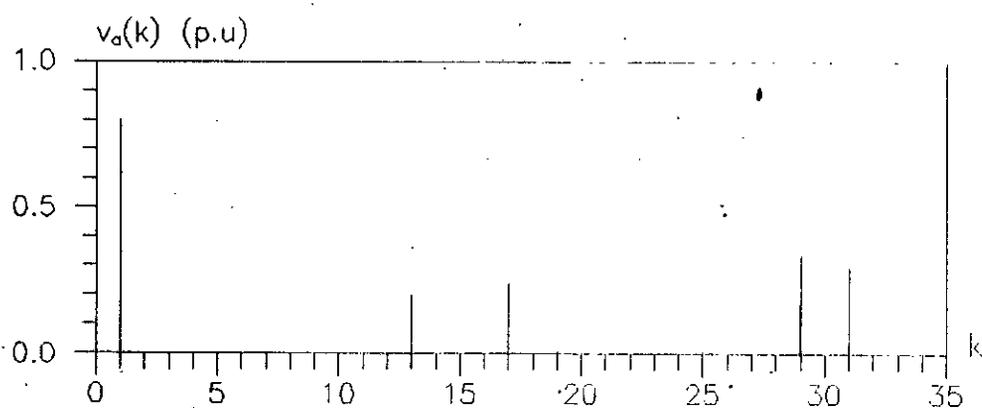
a : entre phase et neutre fictif de la source continue

b : simple

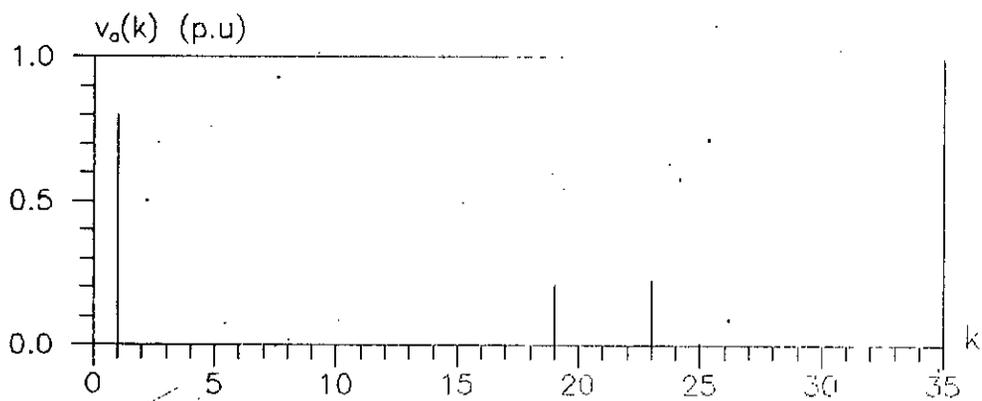
c : composée



(a)



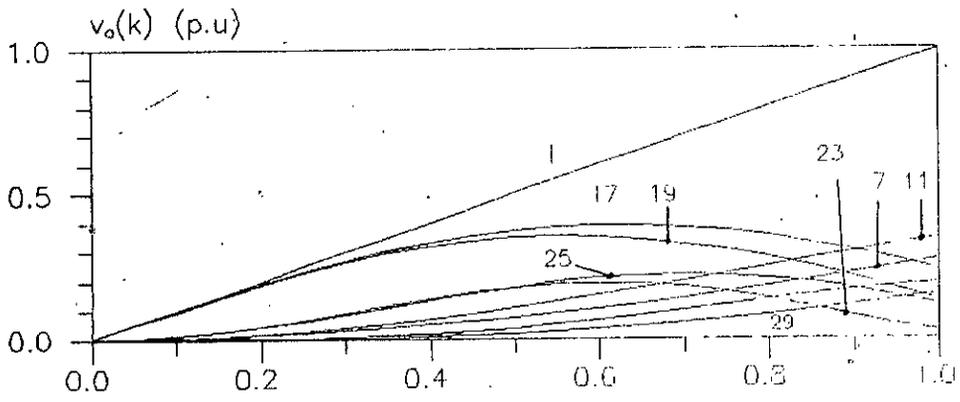
(b)



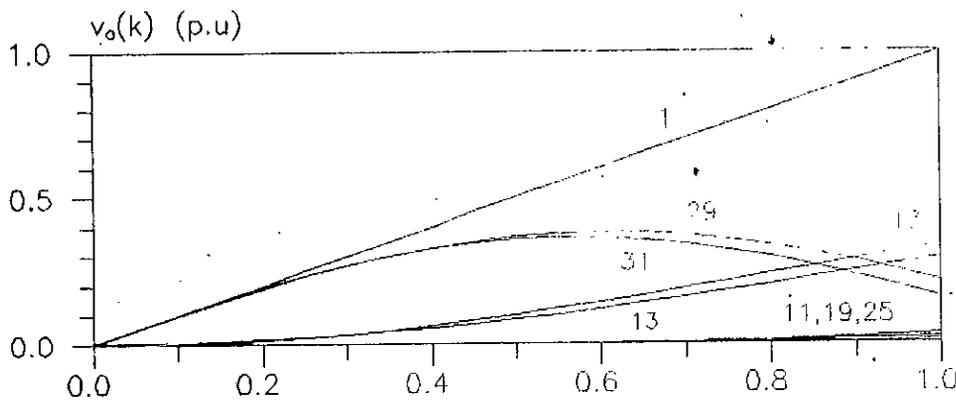
(c)

Figure 1.12 : spectre de v_a pour $r=0.8$

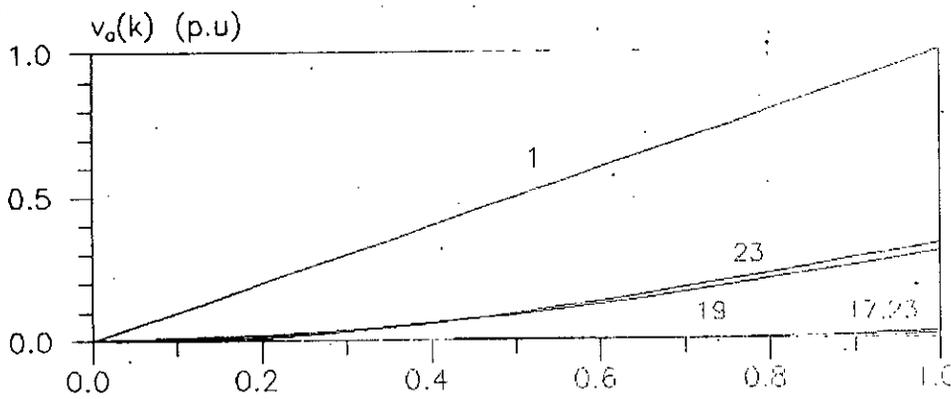
a : $M=9$, b : $M=15$, c : $M=21$



(a)



(b)



(c)

Figure 1.13 : variation du spectre de v_0 en fonction de r ;

a : $M=9$, b : $M=15$, c : $M=21$

2.c / Technique à échantillonnage régulier modifié

c.1 / Principe

Le principe de cette technique est analogue à ceux des régulières symétrique et asymétrique. L'échantillonnage de la référence se fait aux instants des pics positifs et négatifs de la porteuse. Entre 2 instants d'échantillonnage successifs θ_j et θ_{j+1} , la valeur de la référence discrétisée est égale à la demi-somme de celles prises par la référence sinusoïdale en ces 2 instants, (Fig I.14), [10].

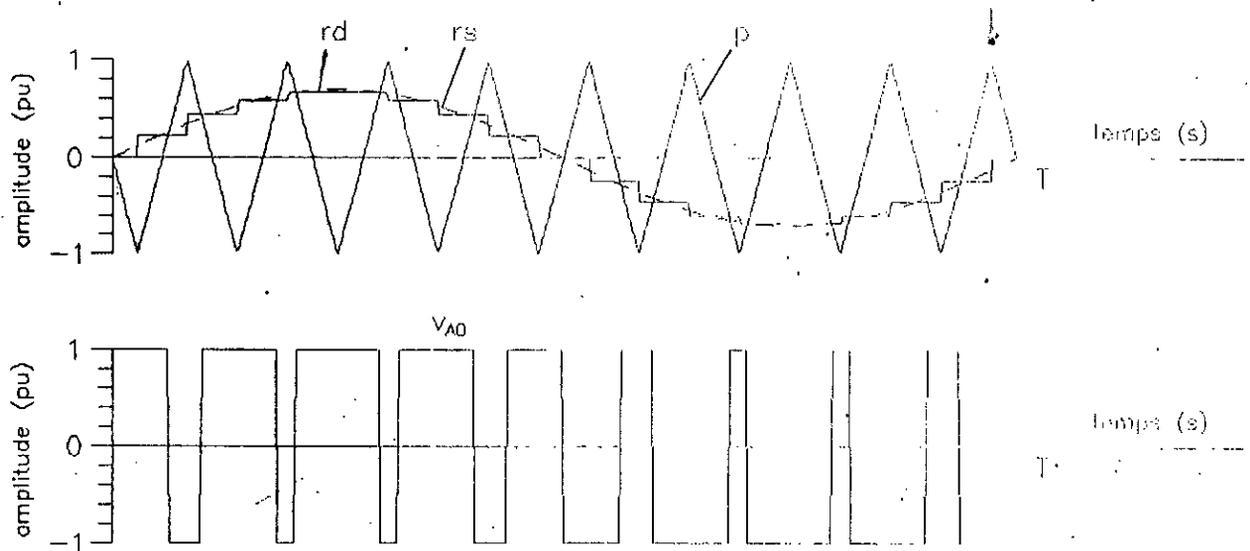


Figure I.14 : Principe de modulation

c.2 / Calcul des angles de commutations

la tension de sortie est symétrique par rapport à $\pi/2$ et π , il suffit de calculer les angles de commutation sur le premier quart de période. Un calcul des angles de commutation sur le 1^{er} quart de la période analogue à celui développé pour la régulière asymétrique donne:

$$\alpha_{2j+1} = \frac{\pi}{2M} \left[4j - \frac{r}{2} \left(\sin \frac{[4j-1]\pi}{2M} + \sin \frac{[4j+1]\pi}{2M} \right) \right]$$

$$\alpha_{2j+2} = \frac{\pi}{2M} \left[4j+2 + \frac{r}{2} \left(\sin \frac{[4j+1]\pi}{2M} + \sin \frac{[4j+3]\pi}{2M} \right) \right]$$

(I.32)

$$j = 0, \dots, \frac{M+1}{4}$$

c.2 / Etude harmonique

Pour cette technique, la discrétisation de la référence n'engendre pas de dissymétrie de la tension ni de retard du fondamental par rapport à celui désiré, par conséquent, sa décomposition en série donne des harmoniques d'ordres impaires dont celui d'ordre k a pour expression :

$$v_{ko} = A_k \sin(k\omega t) \quad (I.33)$$

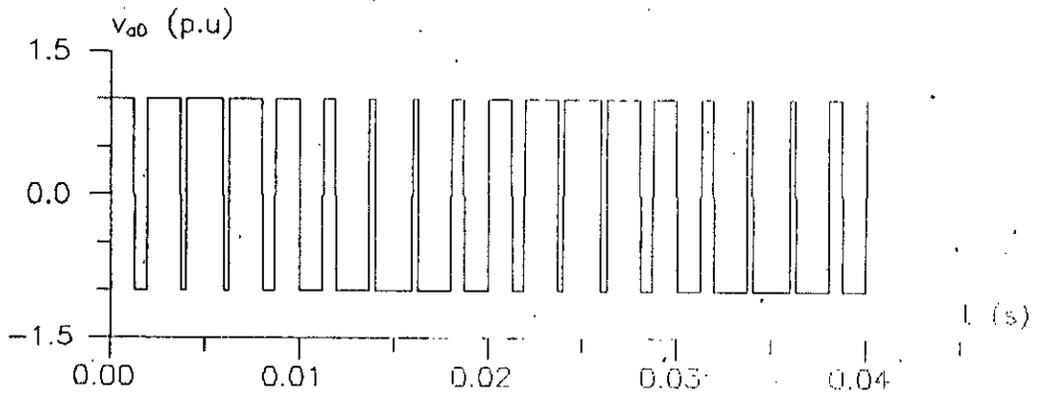
avec,

$$A_k = \frac{4E}{k\pi} \left(1 - 2\cos k\alpha_1 + 2\cos k\alpha_2 - \dots - 2\cos k\alpha_{2j+1} + 2\cos k\alpha_{2j+2} - \dots + 2\cos k\alpha_{\frac{M-1}{2}} \right) \quad (I.34)$$

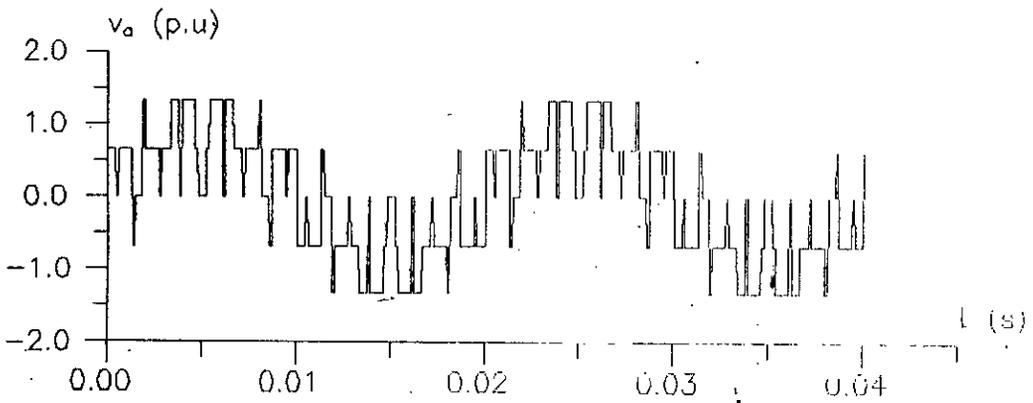
c.4 / Etude de la tension de sortie

Les caractéristiques de la tension de sortie, obtenues par simulation sont représentées par les figures I.15 à I.17.

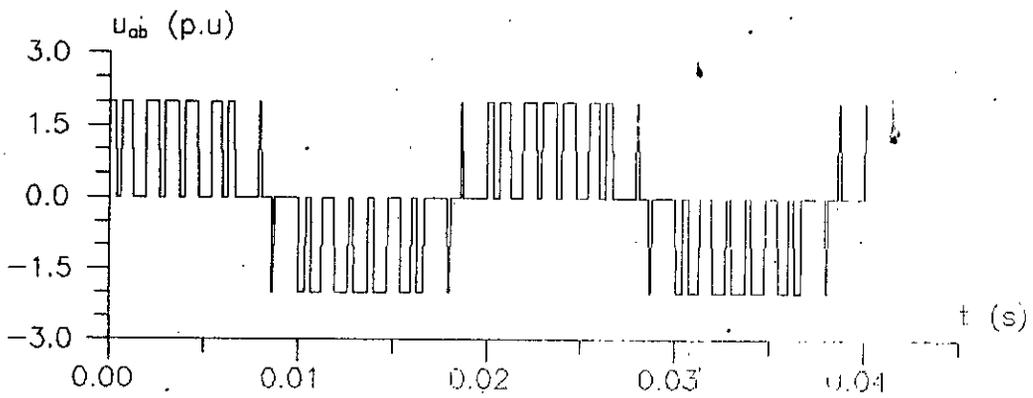
L'analyse des résultats obtenus montre que cette technique présente des performances comparables à celles de la régulière asymétrique. De plus, la double symétrie de tension qu'elle délivre permet de réduire de moitié le calcul des angles de commutations.



(a)



(b)



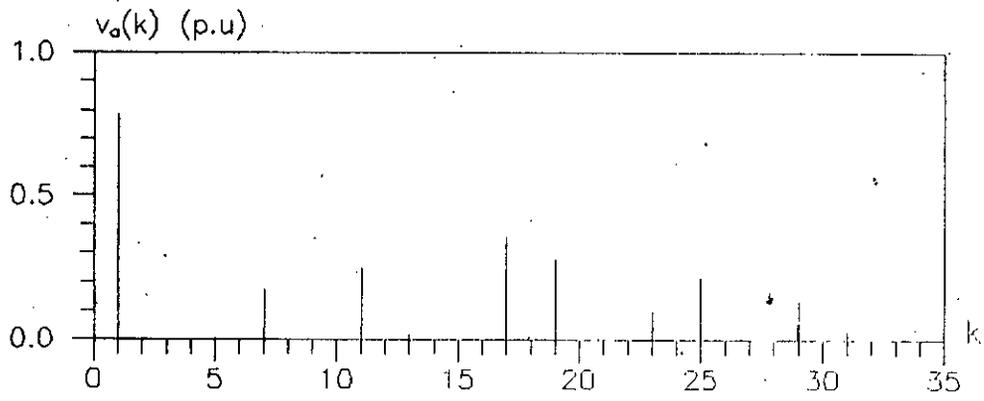
(c)

Figure 1.15 : tensions de sortie ($M = 9$, $r = 0.8$) :

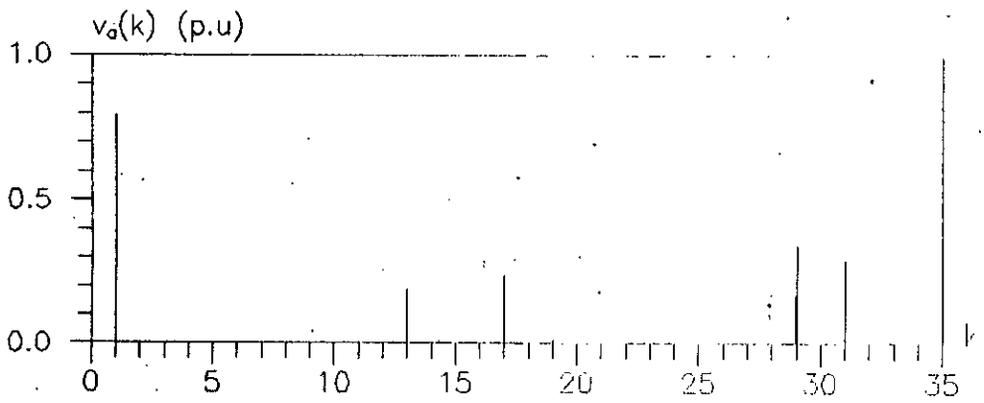
a : entre phase et neutre fictif de la source continue

b : simple

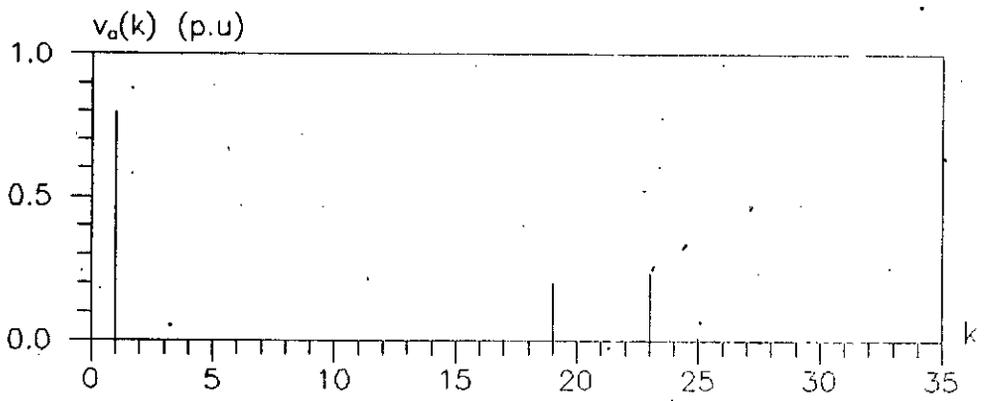
c : composé



(a)



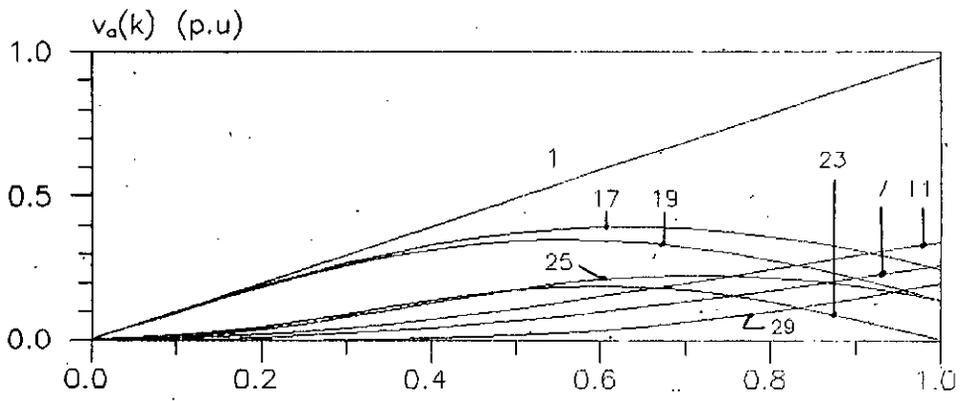
(b)



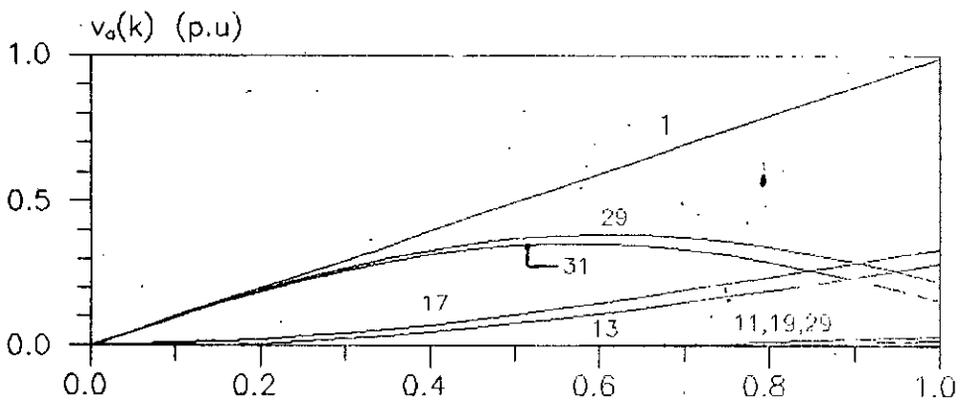
(c)

Figure I.16 : spectre de v_a pour $r=0.8$

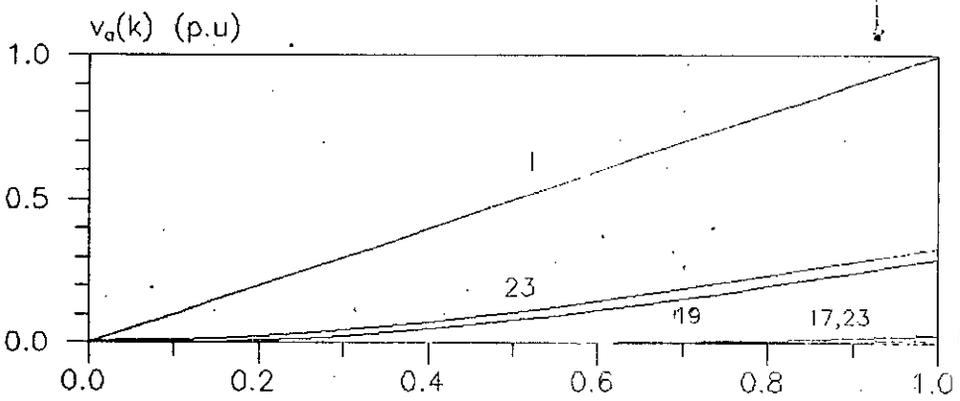
a : $M=9$, b : $M=15$, c : $M=21$



(a)



(b)



(c)

Figure I.17 : variation du spectre de v_a en fonction de r

a : $M=9$, b : $M=15$, b : $M=21$

1.2.3 / Techniques à modulation algébrique

Les techniques à modulation algébrique consistent à découper avec une période T_d , un signal sinusoïdal s d'amplitude v_s en un certain nombre de portions M_d . L'aire de la portion du signal s pendant une période de découpage T_d et le rapport de v_s par le niveau de tension E (constant) à la sortie de l'onduleur sont déterminants pour le calcul des instants de commutation. la tension ainsi obtenue est doublement symétrique par rapport au quart et au milieu de la période.

Ces techniques ont l'avantage d'être facilement implantées autour d'un microprocesseur avec un calcul des angles de commutation en temps réel, [3].

a / Technique à modulation algébrique directe

a.1 / principe

Le signal s étant découpé en M_d portions de sinusoïdes de périodes T_d et l'aire de chacune de ces portions est évaluée, pour déterminer les séquences de conduction durant chacune de ces périodes, il suffit d'égaliser son aire à la somme algébrique des aires positive et négative de la tension à MLI de niveau $\pm E$. Le calage imposé est tel que le milieu du créneau de tension (ayant le même signe que le signal s) est placé au milieu de la période de découpage (Fig I.18).

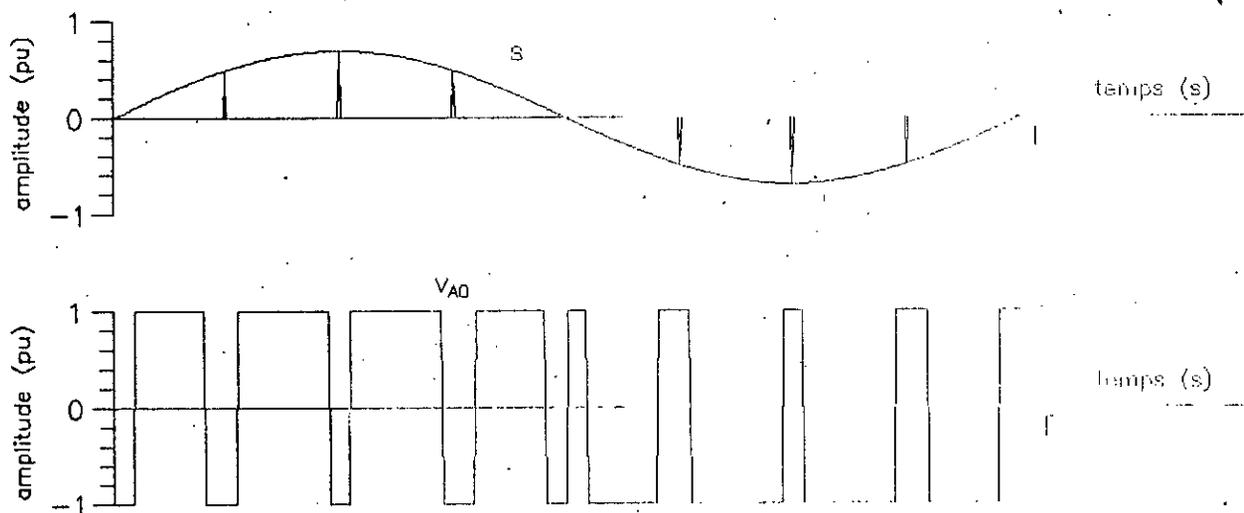


Figure 1.18 : Principe de modulation

a.2 / Calcul des angles de commutation

La durée angulaire de chaque période de découpage est:

$$\Gamma_d = \frac{2\pi}{M_d} \quad (I.36)$$

les angles de découpage θ_j sont donnés par:

$$\theta_j = \frac{2j\pi}{M_d}, \quad j = 0, \dots, M_d \quad (\text{I.37})$$

l'aire A_j de la $j^{\text{ème}}$ portion de sinusoïde a pour valeur:

$$A_j = v_s (\cos \theta_{j-1} - \cos \theta_j), \quad (\text{I.38})$$

la somme algébrique A_{Ej} des aires des créneaux positif et négatif de la tension à MLI v_{s0} , pendant la $j^{\text{ème}}$ période de découpage, est:

$$A_{Ej} = E \Delta \alpha_j - E (\Gamma_d - \Delta \alpha_j), \quad (\text{I.39})$$

$\Delta \alpha$ étant la durée du créneau de tension de même signe que v_s .

En égalant les aires A_j et A_{Ej} nous obtenons:

$$\Delta \alpha_j = \frac{v_s}{2E} (\cos \theta_{j-1} - \cos \theta_j) + \frac{\Gamma_d}{2}, \quad (\text{I.40})$$

Enfin, le calage du créneau de tension $\Delta \alpha_j$ au milieu de la période de découpage correspondante impose aux angles de commutation α_{2j-1} et α_{2j} les valeurs:

$$\begin{aligned} \alpha_{2j-1} &= \frac{\theta_{j-1} + \theta_j}{2} - \frac{\Delta \alpha_j}{2} \\ \alpha_{2j} &= \frac{\theta_{j-1} + \theta_j}{2} + \frac{\Delta \alpha_j}{2} \end{aligned} \quad (\text{I.41})$$

En remplaçant θ_{j-1} , θ_j et $\Delta\alpha_j$ par leurs valeurs respectives dans les équations 1.37 et 1.40, nous obtenons:

$$\alpha_{2j-1} = \frac{\pi}{2M_d} \left(4j+2 - \frac{M_d}{\pi} \frac{V_s}{E} \left[\cos \left(2(j-1) \frac{\pi}{M_d} \right) - \cos \left(2j \frac{\pi}{M_d} \right) \right] \right) \quad (1.42)$$

$$\alpha_{2j} = \frac{\pi}{2M_d} \left(4j+2 + \frac{M_d}{\pi} \frac{V_s}{E} \left[\cos \left((2j-1) \frac{\pi}{M_d} \right) - \cos \left(2j \frac{\pi}{M_d} \right) \right] \right)$$

la symétrie de la tension réstreint le calcul des angles de commutations au 1^{er} quart de période, le reste est déduit par symétrie.

Le même calcul est reconduit pour les phases b et c sur des signaux déphasés de $2\pi/3$ en arrière et en avant du signal s.

a.3 / Paramètres caractérisant la technique

Deux paramètres de modulation caractérisent cette technique; le nombre de périodes de découpage M_d et le rapport (v_s/E) :

- M_d joue approximativement le même rôle que l'indice de modulation M pour les techniques classiques, cependant, pour avoir le même nombre de trous par alternance M_d doit être tel que:

$$M_d = M - 1 \quad (1.44)$$

- Le rôle de (v_s/E) est équivalent à celui du coefficient de réglage r pour les techniques classiques. En effet, il permet de varier l'amplitude du fondamental depuis la valeur 0 jusqu'à un maximum théorique correspondant à l'annulation de la durée de certains créneaux de tension.

Dans ce qui suit, nous caractérisons cette technique par l'indice de modulation équivalent $M = M_d + 1$ et par le coefficient $r = (v_s/E)$.

a.4 / Etude harmonique

Vue la symétrie qu'elle présente (fig I.18), la décomposition en série de Fourier de la tension v_{a0} ne comporte que des harmoniques de rang impaire dont l'expression générale est:

$$v_{k0} = A_k \sin k\omega t \quad (1.45)$$

$$k = 1,3,5,\dots$$

avec,

$$A_k = \frac{4}{\pi} \int_0^{\frac{\pi}{2}} V_{a0} \sin(k\omega t) d(\omega t), \quad (1.46)$$

$$k = 1,3,5,\dots$$

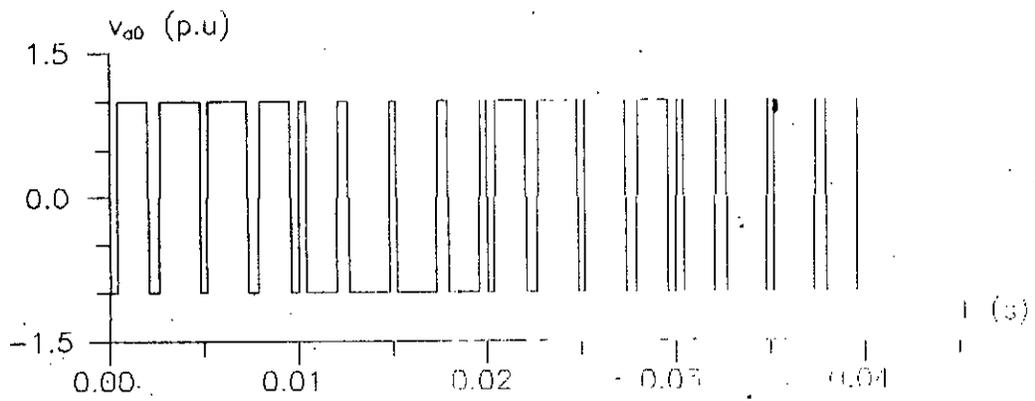
le calcul de A_k donne:

$$A_k = \frac{4E}{k\pi} (-1 + 2\cos\alpha_1 - 2\cos\alpha_2 + \dots + 2\cos\alpha_{2j+1} - 2\cos\alpha_{2j+2} + \dots + 2\cos\alpha_{\frac{M_s}{2}}) \quad (I. 47)$$

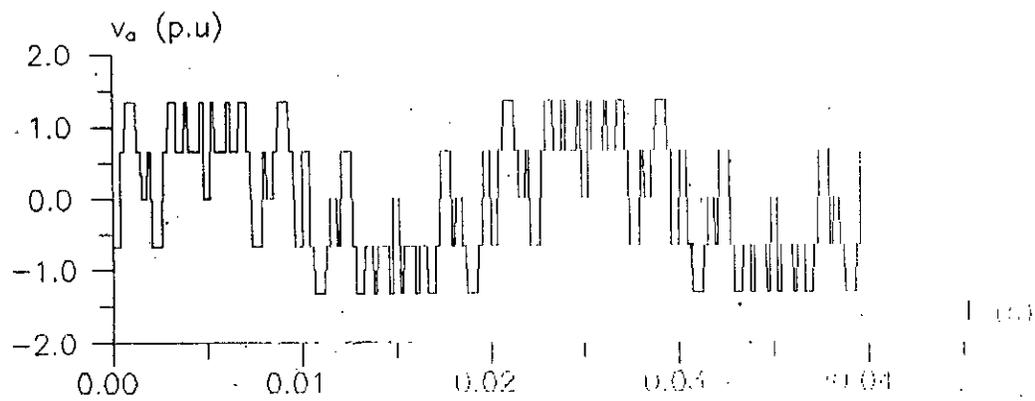
a.5 / Etude de la tension de sortie

Les figures 1.19 à 1.21 montrent les formes d'ondes des différentes tensions obtenues à la sortie de l'onduleur pour ($M = 9$ et $r = 0.8$), ainsi que les variations du spectre de la tension simple v_a en fonction des paramètres de modulation.

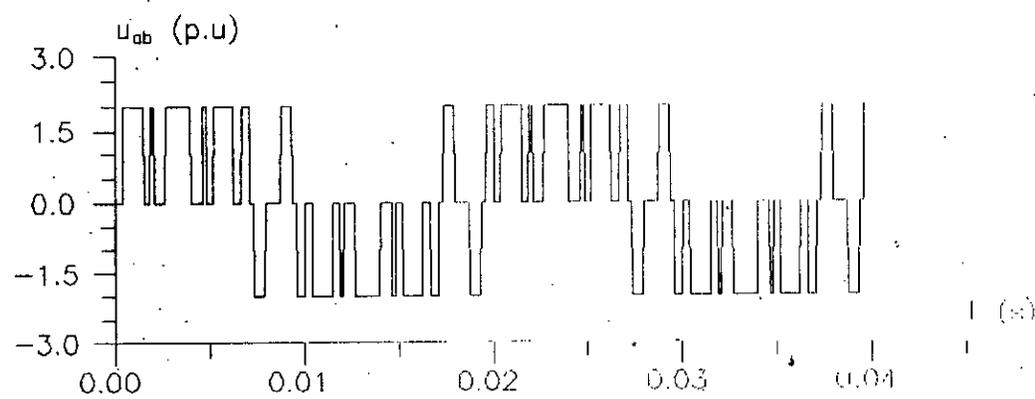
L'analyse de ces résultats montre la présence d'harmoniques de bas ordres qui diminuent fortement quand l'indice de modulation augmente ainsi que la nette amélioration du spectre avec l'augmentation de r . On note également que la variation du fondamental en fonction de r est linéaire et que le gain en tension fournie par cette technique est relativement supérieur à ceux des techniques déjà vues, notamment à indices de modulation faibles ($M = 9$ et $M = 15$).



(a)



(b)

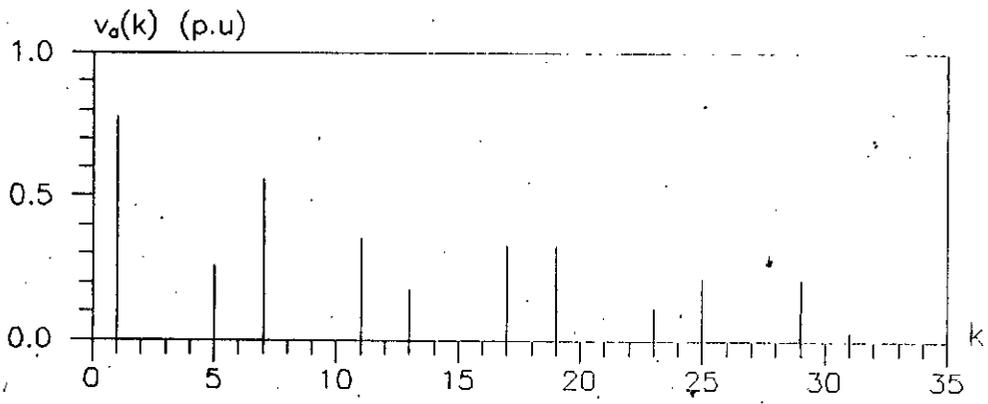


(c)

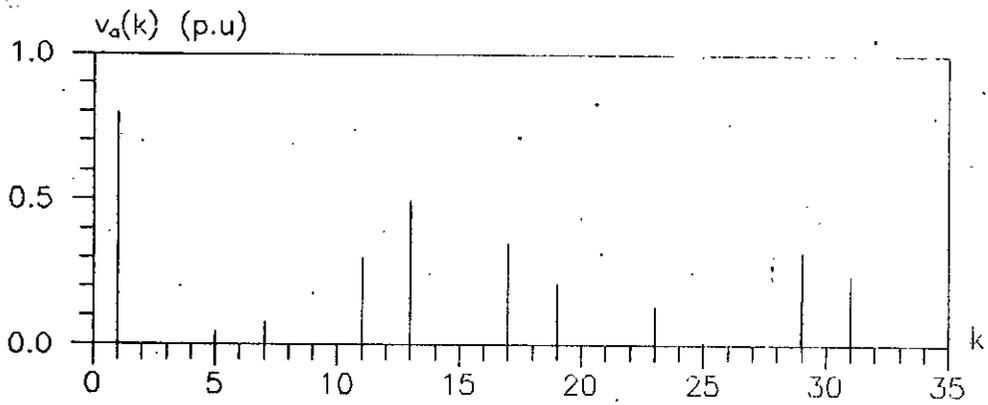
Figure 1.19 : tensions de sortie ($M = 0.8$, $\alpha = 0.81$) :

a : entre phase et neutre filaire de la source continue

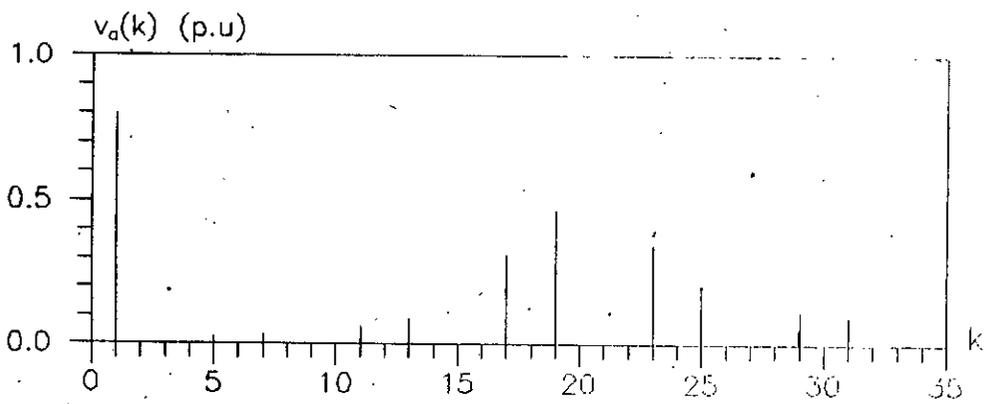
b : simple phase continue



(a)



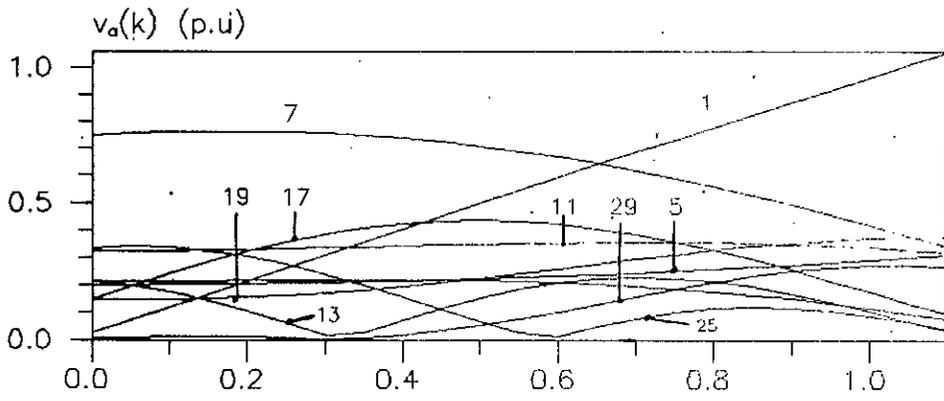
(b)



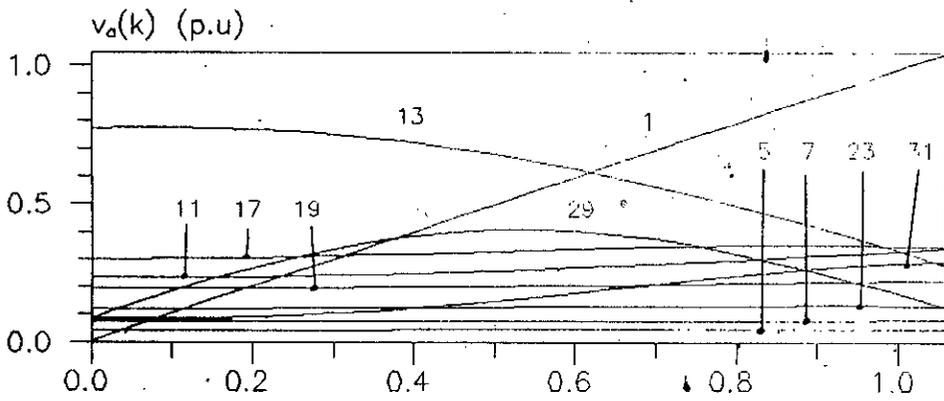
(c)

Figure 1.20 : spectre de v_a pour $r=0.8$

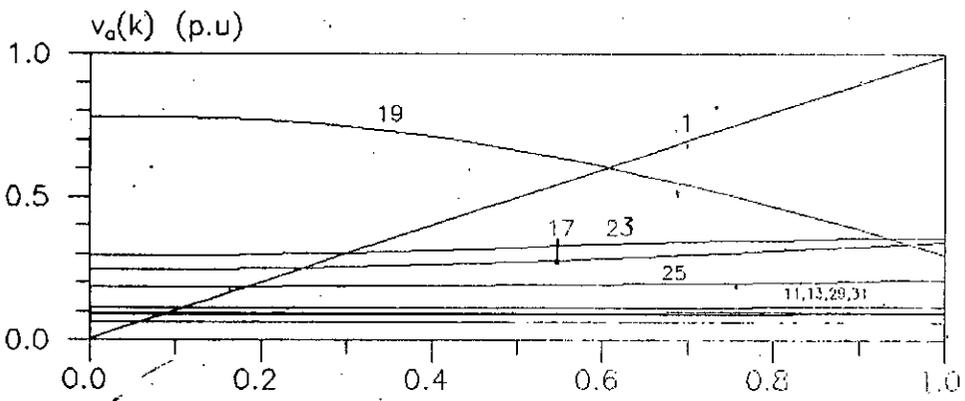
a : $M=9$, b : $M=15$, c : $M=21$



(a)



(b)



(c)

Figure 1.21 : variation du spectre de v_a en fonction de r :

a : $M=9$, b : $M=15$, c : $M=21$

b / Technique à modulation algébrique modifiée

L'étude de la technique précédente a permis de montrer que la tension qu'elle génère comporte des harmoniques de bas ordres. Nous présentons ici une modification de celle-ci en vue d'améliorer le spectre de sa tension.

b.1 / Principe

La modification réside dans le positionnement du créneau de tension ayant même signe que le signal s . Sur le premier quart de période, le créneau positif est calé au début de la période de découpage considérée au lieu qu'il soit centré en son milieu, tout en conservant la double symétrie de la tension. Le calcul des angles de commutation satisfait les trois conditions suivantes:

- la tension de sortie est symétrique par rapport au quart et au milieu de la période,
- les durées des créneaux positifs et négatifs de la tension à MLI sont calculées de la même façon que pour la technique précédente,
- sur le 1^{er} quart de période, les créneaux positifs de la tension sont calés aux débuts des périodes de découpages correspondantes (Figure I.22.a), à l'exception du cas où l'une de ces périodes est centrée sur $\pi/2$ pour, lequel, la symétrie n'est obtenue que si le créneau positif correspondant, est centré lui aussi sur $\pi/2$ (Fig I.22.b).

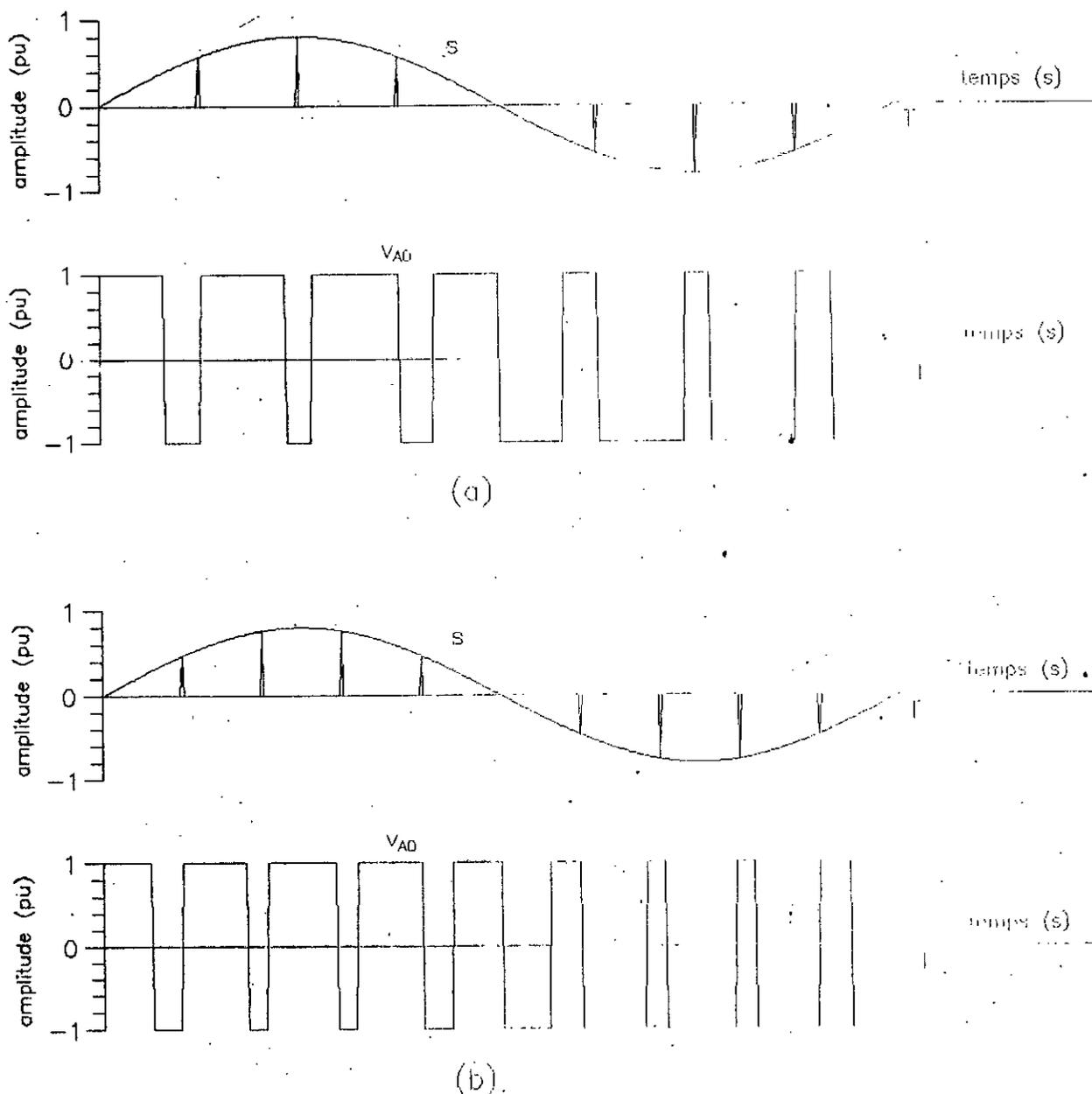


Figure 1.22 : Principe de modulation

b2 / Calcul des angles de commutations

La symétrie de la tension v_{a0} , permet de calculer les angles de commutation sur le premier quart de période seulement. Ainsi, en appliquant la méthode de calcul développée pour la technique précédente, le calcul de la séquence des créneaux de tension positive sur le premier quart de période donne:

$$\Delta \alpha_j = \frac{v_s}{2E} (\cos \theta_{j-1} - \cos \theta_j), \quad (1.48)$$

$$j = 1, \dots, m$$

avec,

$$m = \frac{M_d}{4} \quad \text{si } \frac{M_d}{2} \text{ paire} \quad (1.49)$$

$$m = \frac{M_d+2}{4} \quad \text{si } \frac{M_d}{2} \text{ impaire}$$

Pour évaluer les angles de commutation, 2 cas sont à envisager:

1^{er} cas, ($M_d/2$) paire:

$$\alpha_{2j-1} = \theta_{j-1} \quad (1.50)$$

$$\alpha_{2j} = \theta_{j-1} + \Delta \alpha_j = \alpha_{2j-1} + \Delta \alpha_j$$

d'où l'expression générale suivante:

$$\alpha_{2j-1} = 2(j-1) \frac{\pi}{M_d}$$

$$\alpha_{2j} = \frac{\pi}{2M_d} (4j-4) + \frac{M_d v_s}{\pi E} [\cos((2j-1) \frac{\pi}{M_d}) - \cos(2j \frac{\pi}{M_d})] \quad (1.51)$$

$$j = 1, \dots, \frac{M_d}{4}$$

2^{eme} cas, ($M_d/2$) impaire:

$$\begin{aligned} \alpha_{2j-1} &= \theta_{j-1} \\ \alpha_{2j} &= \theta_{j-1} + \Delta\alpha_j = \alpha_{2j-1} + \Delta\alpha_j \\ j &= 1, \dots, \frac{M_d-2}{4} \end{aligned} \quad (1.52.a)$$

et,

$$\alpha_{\frac{M_d}{2}} = \frac{1}{2}(\theta_{\frac{M_d-2}{4}} + \theta_{\frac{M_d+2}{4}}) - \frac{1}{2}\Delta\alpha_{\frac{M_d+2}{4}} \quad (1.52.b)$$

ce qui impose:

$$\begin{aligned} \alpha_{2j-1} &= 2(j-1)\frac{\pi}{M_d} \\ \alpha_{2j} &= \frac{\pi}{2M_d} \left[4j - 4 + \frac{M_d v_s}{\pi E} \left(\cos\left(2(j-1)\frac{\pi}{M_d}\right) - \cos\left(2j\frac{\pi}{M_d}\right) \right) \right] \\ j &= 1, \dots, \frac{M_d-2}{4} \end{aligned} \quad (1.53.a)$$

et,

$$\alpha_{\frac{M_d}{2}} = \frac{\pi}{2M_d} \left[M_d - \frac{1}{\pi} \frac{v_s}{E} \sin\left(\frac{\pi}{M_d}\right) \right] \quad (1.53.b)$$

Cette technique est caractérisée par les mêmes paramètres que la technique précédente, à savoir M_d et v_s/E . Pour avoir le même nombre de trous par alternance, on doit prendre $M_d = M + 1$. Ainsi, nous la caractérisons par $M = M_d - 1$ et $r = v_s/E$.

b.3 / Etude harmonique

La forme d'onde de la tension v_{a0} est semblable à celles de la technique triangulo-sinusoidale et de la régulière modifiée. Un calcul identique à celui mené pour ces deux techniques donne:

$$\begin{aligned} v_{k0} &= A_k \sin k\omega t, \\ k &= 1,3,5,\dots \end{aligned} \tag{1.54}$$

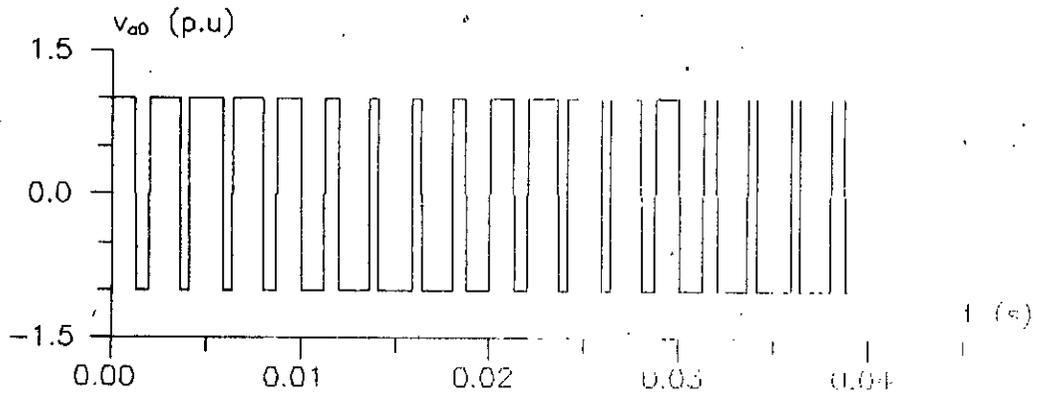
le calcul de A_k donne:

$$\begin{aligned} A_k &= \frac{4E}{k\pi} (1 - 2\cos k\alpha_1 + 2\cos k\alpha_2 - \dots - 2\cos k\alpha_{2j+1} + 2\cos k\alpha_{2j+2} \\ &\quad - \dots + 2\cos k\alpha_{\frac{M+1}{2}}) \end{aligned} \tag{1.55}$$

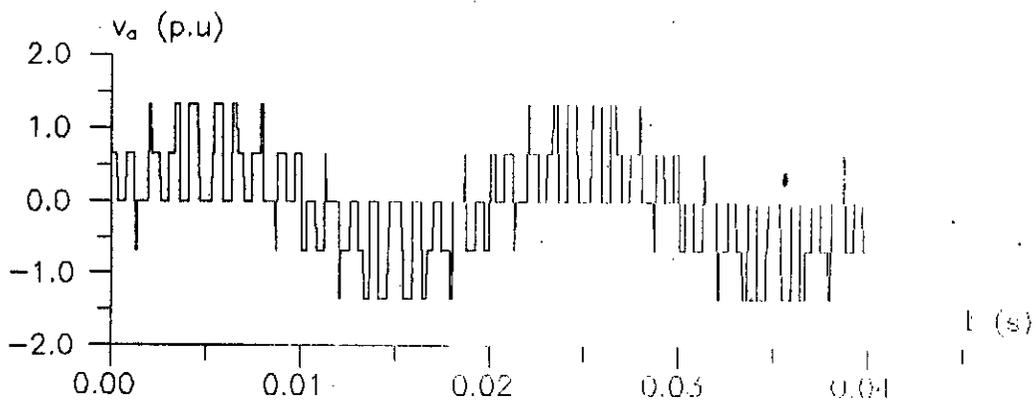
b.4 / Tension de sortie

Les figures 1.23 à 1.25 donnent les caractéristiques de la tension de sortie de l'onduleur commandé selon cette technique.

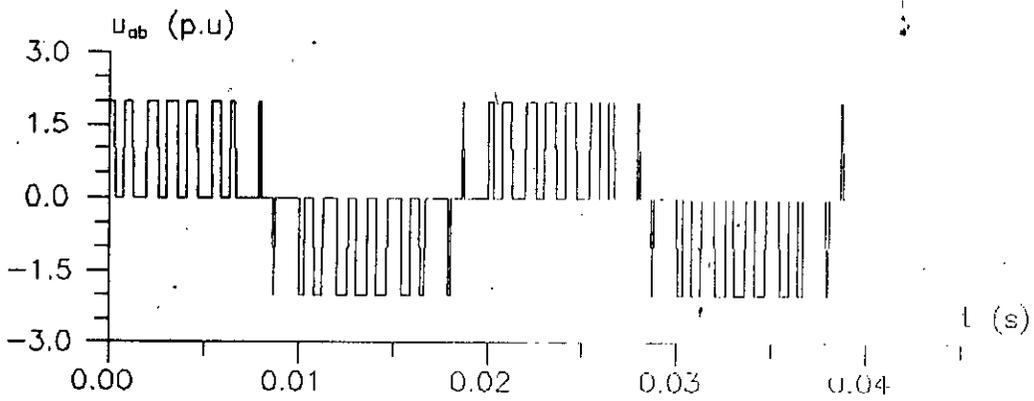
Nous constatons la réduction conséquente des harmoniques de bas ordres et la diminution du gain en tension, en particulier pour $M = 15$.



(a)



(b)



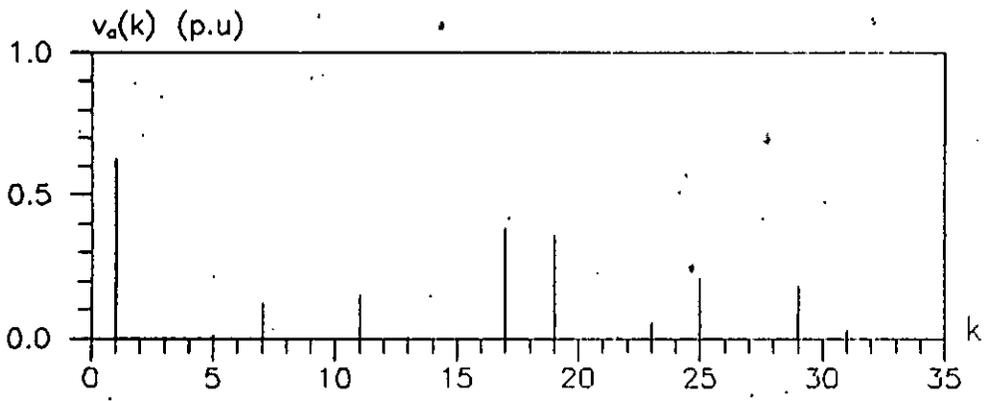
(c)

Figure 1.23 : tensions de sortie ($M = 0.8$, $r = 0.8$) :

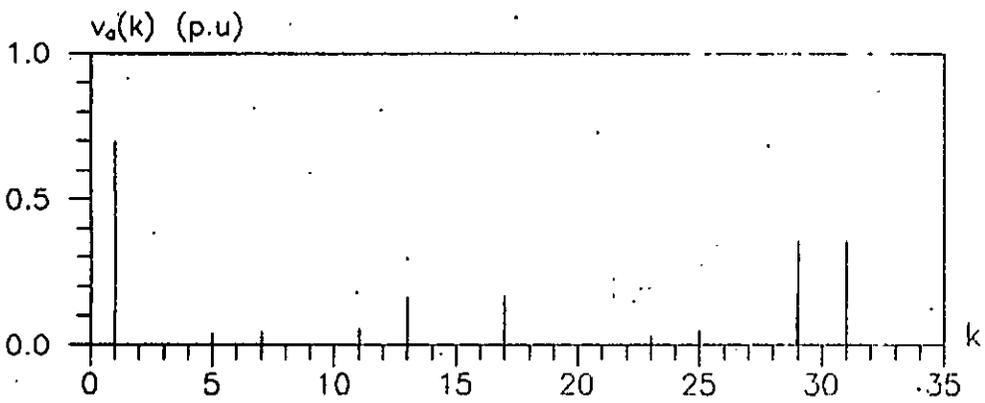
a : entre phase et neutre fictif de la source continue

b : simple

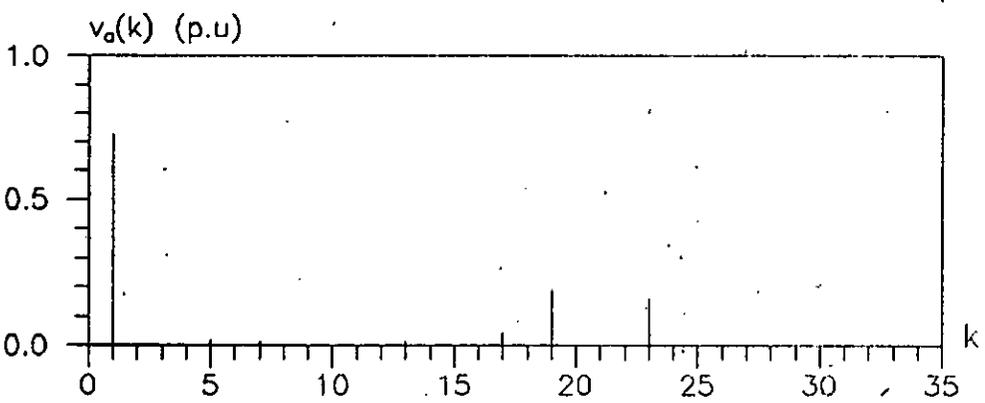
c : composée



(a)



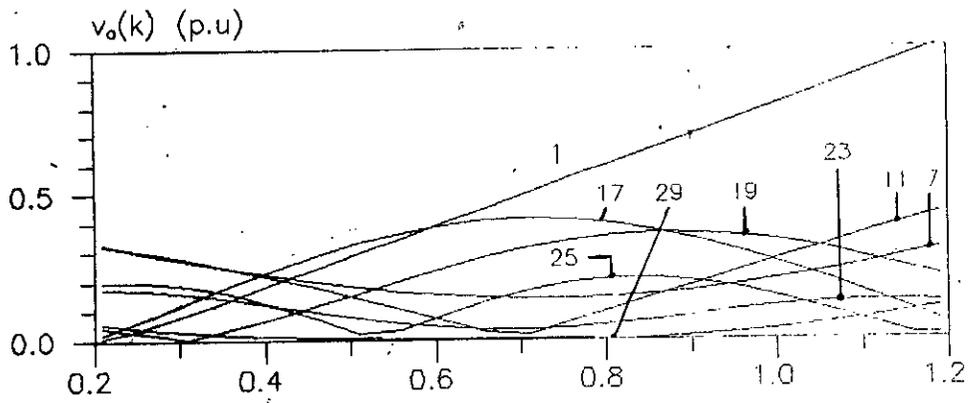
(b)



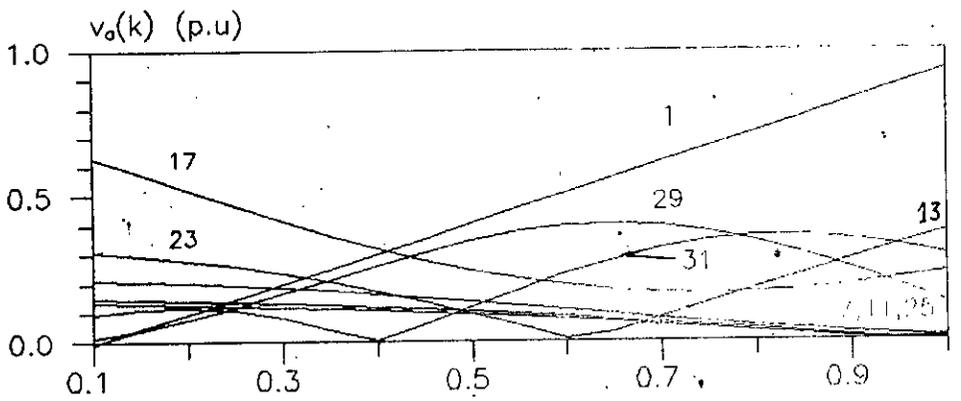
(c)

Figure 1.24 : spectre de v_a pour $r=0.8$

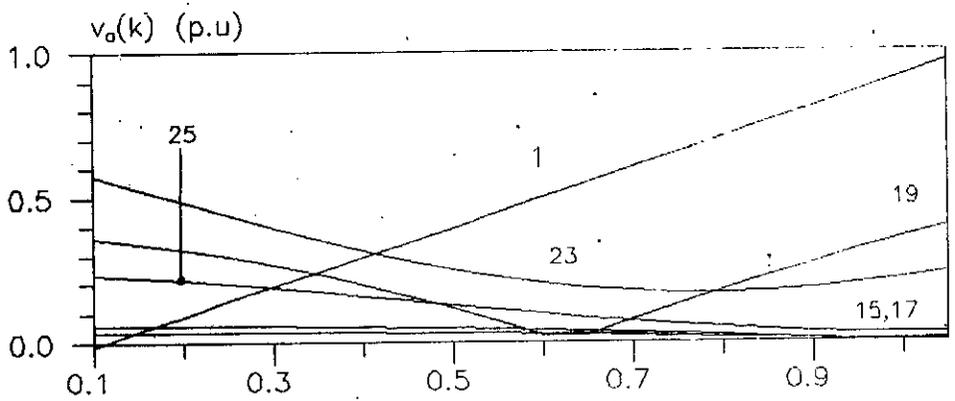
a : $M=9$, b : $M=15$, c : $M=21$



(a)



(b)



(c)

Figure 1.25 : variation du spectre de v_0 en fonction de r ;

a : $M=9$, b : $M=15$, c : $M=21$

I.3 / COMPARAISON DES TECHNIQUES DE MODULATION

Par leurs amplitudes et leurs fréquences relativement basses, les harmoniques de la première famille (centrée sur la fréquence de modulation) sont les plus gênants lors d'une alimentation en MLI. Les tableaux de la figure I.26 donnent les amplitudes relatives au fondamental des harmoniques de cette famille, pour les techniques de modulation suivantes:

- triangulo-sinusoïdal (TS),
- régulière asymétrique (RA),
- régulière modifiée (RM),
- modulation algébrique directe (MAD)
- modulation algébrique modifiée (MAM)

L'analyse et la comparaison de ces résultats montrent que:

- en atténuant l'harmonique de rang $M-2$, les techniques régulières (asymétrique, et modifiée), apportent une amélioration par rapport à la triangulo-sinusoïdale. On note que la régulière modifiée est légèrement mieux que celle asymétrique,

- la modification (MAM), de la technique algébrique directe (MAD) améliore de façon conséquente, le spectre de tension, sans toutefois, atteindre les performances des techniques régulières, notamment à coefficient de réglage faible. En effet, on remarque que les spectres des techniques algébriques se détériorent, contrairement aux techniques régulières,

- globalement, à coefficient de réglage constant, l'augmentation de l'indice de modulation M n'a pas d'influence notable sur les harmoniques de la première famille,

r	0.3				0.6				1			
	05	07	11	13	05	07	-11	13	05	07	11	13
ordre												
TS	-	11.7	11.7	-	-	21.7	21.7	-	-	31.7	31.7	-
RA	-	9.8	13.2	-	-	17.8	25.8	-	-	27.1	34.8	-
RM	-	8.1	14.9	-	-	16.9	25.9	-	-	26.6	34.8	-
MAD	84.5	248	102	62	47	108	56	32	35	30	36	19
MAM	13.7	48.8	61.4	1.9	1.8	17.2	24.3	-	1.5	42.3	30.3	10.4

a : M = 9 ,

r	0.3				0.6				1			
	11	13	17	19	11	13	17	19	11	13	17	19
ordre												
TS	1	10	12.7		1	21	22.2		1.9	31.6	31.8	2
RA	1	11.5	11.6	1	0.5	19.9	24.5	0.6	0.5	29.6	33.6	3.1
RM	1	8.4	14.5			16.4	24.5	1	1	28.7	33.9	3.5
MAD	80.2	247	104	64.4	45.5	105	56.8	34	33.5	33.6	35.5	22.4
MAM	54.2	57.9	106	29.9	13	13.7	27.4	0.3	1.3	40	25	3.9

b : M = 15 ,

r	0.3				0.6				1			
	17	19	23	25	17	19	23	25	17	19	23	25
ordre												
TS	1	9.7	9.9	1		21	22.8		1	31.6	32	2
RA	1.2	9.2	10.5	1.1	1	20.9	22.7	0.4	1.3	30.3	33	2.5
RM	1	8.3	14.6	1		16.2	24.4		1	29.7	33.5	
MAD	84.7	248	102	61.8	47.4	102	55.6	32.2	34.5	30.3	36.1	21.2
MAM	53.9	67.6	109	26.9	11.7	12.4	28.8	2.5	2.9	41.2	24.5	3.9

c : M = 21

Figure I.26: Variation des amplitudes relatives des harmoniques de la première famille

CONCLUSION

Dans ce chapitre, nous nous sommes intéressés aux principes des techniques de modulation utilisées et à l'étude de la tension qu'elles délivrent.

Pour les techniques régulières, le calcul linéaire selon un même algorithme, des angles de commutation, constitue un avantage par rapport à la triangulo-sinusoidale, les régulières asymétriques et modifiée génèrent des tensions meilleures que celle de la régulière symétrique. On note la supériorité de la régulière modifiée due à la double symétrie de sa tension, ce qui facilite encore sa génération par calculateur.

La technique à modulation algébrique directe présente le même avantage de calcul, son gain en tension est relativement élevé, notamment à indice de modulation faible, mais, son spectre de tension contient des harmoniques de bas ordres importants, la modification de cette technique réduit considérablement ces harmoniques mais affecte son gain.

CHAPITRE II

CHAPITRE II: COMPORTEMENT DU MOTEUR ALIMENTÉ PAR ONDULEUR DE TENSION VIS À VIS DES TECHNIQUES MLI

INTRODUCTION

Après avoir étudié les techniques MLI proposées, puis déterminé les formes d'ondes et les spectres de fréquences des tensions en fonction des paramètres de modulation, nous examinons dans ce chapitre, le comportement du moteur asynchrone alimenté par onduleur de tension, ce dernier est commandé selon ces techniques. Nous étudions ensuite, l'effet de la variation des paramètres de modulation sur les performances de la machine, pour chacune des techniques, ce qui nous permet de les comparer.

II.1 / MODELISATION DE LA MACHINE

Le modèle de la machine adopté pour cette étude, [14], est basé sur les hypothèses simplificatrices suivantes:

- la machine est supposée symétrique,
- le phénomène d'hystérésis, les courants de Foucault et l'effet de peau sont négligeables,
- la saturation du circuit magnétique n'est pas considérée dans un premier temps.

Par rapport à un référentiel lié au stator et avec les grandeurs électriques

ramenées au stator, les équations électriques de la machine sont données par:

$$\begin{bmatrix} V_{qs} \\ V_{ds} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_s + \frac{X_{ss}}{\omega_B} \frac{d}{dt} & 0 & \frac{X_m}{\omega_B} \frac{d}{dt} & 0 \\ 0 & r_s + \frac{X_{ss}}{\omega_B} \frac{d}{dt} & 0 & \frac{X_m}{\omega_B} \frac{d}{dt} \\ \frac{X_m}{\omega_B} \frac{d}{dt} & -\frac{\omega_r}{\omega_B} X_m & r'_r + \frac{X'_{rr}}{\omega_B} \frac{d}{dt} & -\frac{\omega_r}{\omega_B} X'_{rr} \\ \frac{\omega_r}{\omega_B} X_m & \frac{X_m}{\omega_B} \frac{d}{dt} & \frac{\omega_r}{\omega_B} X'_{rr} & r'_r + \frac{X'_{rr}}{\omega_B} \frac{d}{dt} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{qs} \\ i_{ds} \\ i'_{qr} \\ i'_{dr} \end{bmatrix} \quad (\text{II.1})$$

avec,

$$\begin{aligned} X_{ss} &= X_{ls} + X_m \\ X'_{rr} &= X'_{lr} + X_m \end{aligned} \quad (\text{II.2})$$

Pour la simulation, il est plus commode d'écrire ces équations en termes de flux par seconde, ce qui donne:

$$\begin{aligned} \frac{d\phi_{qs}}{dt} &= \omega_B \left[V_{qs} + \frac{r_s}{X_{ls}} (\phi_{mq} - \phi_{qs}) \right] \\ \frac{d\phi_{ds}}{dt} &= \omega_B \left[V_{ds} + \frac{r_s}{X_{ls}} (\phi_{md} - \phi_{ds}) \right] \\ \frac{d\phi'_{qr}}{dt} &= \omega_B \left[\frac{\omega_r}{\omega_B} \phi'_{dr} + \frac{r'_r}{X'_{lr}} (\phi_{mq} - \phi'_{qr}) \right] \\ \frac{d\phi'_{dr}}{dt} &= \omega_B \left[-\frac{\omega_r}{\omega_B} \phi'_{qr} + \frac{r'_r}{X'_{lr}} (\phi_{md} - \phi'_{dr}) \right] \end{aligned} \quad (\text{II.3})$$

où ϕ_{qs} , ϕ_{ds} , ϕ'_{qr} et ϕ'_{dr} désignent les flux de couplage par seconde, statoriques et rotoriques ramenés, selon les axes q et d.

Les flux magnétisants par seconde, ϕ_{mq} et ϕ_{md} ont pour expressions:

ramenées au stator, les équations électriques de la machine sont données par:

$$\begin{bmatrix} v_{qs} \\ v_{ds} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_s + \frac{x_{ss}}{\omega_B} \frac{d}{dt} & 0 & \frac{x_m}{\omega_B} \frac{d}{dt} & 0 \\ 0 & r_s + \frac{x_{ss}}{\omega_B} \frac{d}{dt} & 0 & \frac{x_m}{\omega_B} \frac{d}{dt} \\ \frac{x_m}{\omega_B} \frac{d}{dt} & -\frac{\omega_r}{\omega_B} x_m & r'_r + \frac{x'_{rr}}{\omega_B} \frac{d}{dt} & -\frac{\omega_r}{\omega_B} x'_{rr} \\ \frac{\omega_r}{\omega_B} x_m & \frac{x_m}{\omega_B} \frac{d}{dt} & \frac{\omega_r}{\omega_B} x'_{rr} & r'_r + \frac{x'_{rr}}{\omega_B} \frac{d}{dt} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{qs} \\ i_{ds} \\ i'_{qr} \\ i'_{dr} \end{bmatrix} \quad (\text{II.1})$$

avec,

$$\begin{aligned} x_{ss} &= x_{ls} + x_m \\ x'_{rr} &= x'_{lr} + x_m \end{aligned} \quad (\text{II.2})$$

Pour la simulation, il est plus commode d'écrire ces équations en termes de flux par seconde, ce qui donne:

$$\begin{aligned} \frac{d\phi_{qs}}{dt} &= \omega_B \left[v_{qs} + \frac{r_s}{x_{ls}} (\phi_{mq} - \phi_{qs}) \right] \\ \frac{d\phi_{ds}}{dt} &= \omega_B \left[v_{ds} + \frac{r_s}{x_{ls}} (\phi_{md} - \phi_{ds}) \right] \\ \frac{d\phi'_{qr}}{dt} &= \omega_B \left[\frac{\omega_r}{\omega_B} \phi'_{dr} + \frac{r'_r}{x'_{lr}} (\phi_{mq} - \phi'_{qr}) \right] \\ \frac{d\phi'_{dr}}{dt} &= \omega_B \left[-\frac{\omega_r}{\omega_B} \phi'_{qr} + \frac{r'_r}{x'_{lr}} (\phi_{md} - \phi'_{dr}) \right] \end{aligned} \quad (\text{II.3})$$

où ϕ_{qs} , ϕ_{ds} , ϕ'_{qr} et ϕ'_{dr} désignent les flux de couplage par seconde, statoriques et rotoriques ramenés, selon les axes q et d.

Les flux magnétisants par seconde, ϕ_{mq} et ϕ_{md} ont pour expressions:

$$\begin{aligned}\phi_{mq} &= X_{aq} \left(\frac{\phi_{qs}}{X_{ls}} - \frac{\phi_{qr}}{X'_{lr}} \right) \\ \phi_{md} &= X_{ad} \left(\frac{\phi_{ds}}{X_{ls}} - \frac{\phi_{dr}}{X'_{lr}} \right)\end{aligned}\quad (\text{II.4})$$

avec:

$$X_{aq} = X_{ad} = \left(\frac{1}{X_m} + \frac{1}{X_{ls}} + \frac{1}{X'_{lr}} \right)^{-1} \quad (\text{II.5})$$

les courants statoriques et rotoriques sont liés aux flux par:

$$\begin{aligned}i_{qs} &= \frac{1}{X_{ls}} (\phi_{qs} - \phi_{mq}) \\ i_{ds} &= \frac{1}{X_{ls}} (\phi_{ds} - \phi_{md}) \\ i'_{qr} &= \frac{1}{X'_{lr}} (\phi'_{qr} - \phi_{mq}) \\ i'_{dr} &= \frac{1}{X'_{lr}} (\phi'_{dr} - \phi_{md})\end{aligned}\quad (\text{II.6})$$

l'équation mécanique est donnée par:

$$\frac{d \omega_r}{d t} = \frac{\omega_B}{2 T_m} (C_e - C_r) \quad (\text{II.7})$$

où T_m , la constante de temps mécanique due à l'inertie des masses tournantes est représentée par:

$$T_m = \frac{1}{2 p^2} \frac{J (\omega_B)^2}{P_B} \quad (\text{II.8})$$

avec,

- p : Nombre de ^{Paires de} pôles magnétiques de la machine
 J : Moment d'inertie des masses tournantes
 P_B : Puissance de base de la machine

Le couple électromagnétique c_e , développé par la machine, exprimé en fonction des courants et des flux est de la forme:

$$c_e = \phi_{ds} i_{qs} - \phi_{qs} i_{ds} \quad (II.9)$$

le terme c_e correspond au couple de charge

II.2 / ASSOCIATION ONDULEUR-MOTEUR ASYNCHRONE

Pour l'étude de l'association, nous utilisons une machine du laboratoire, dont les paramètres d'identification sont donnés en annexe I.

a / Résultats de la simulation

La tension d'entrée d'onduleur est constante, les techniques de commande MLI qui génèrent la tension à la sortie de celui-ci sont considérées avec un même indice de modulation $M = 9$ et une même fréquence $f = 40$ Hz. Pour imposer un flux dans la machine voisin de sa valeur nominale, le coefficient de réglage r est fixé d'une part, à 0.8 pour la triangulo-sinusoïdale, les techniques régulières et celle à modulation directe, et d'autre part, à 1 pour la technique à modulation directe modifiée.

Les figures II.1 à II.6 donnent les formes d'onde du courant de phase statorique et du couple électromagnétique en régime établi pour une charge nominale de la machine.

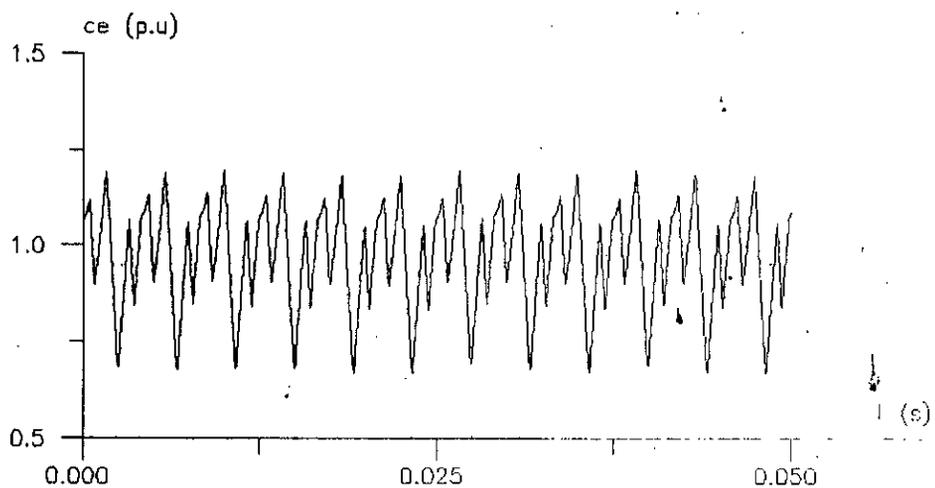
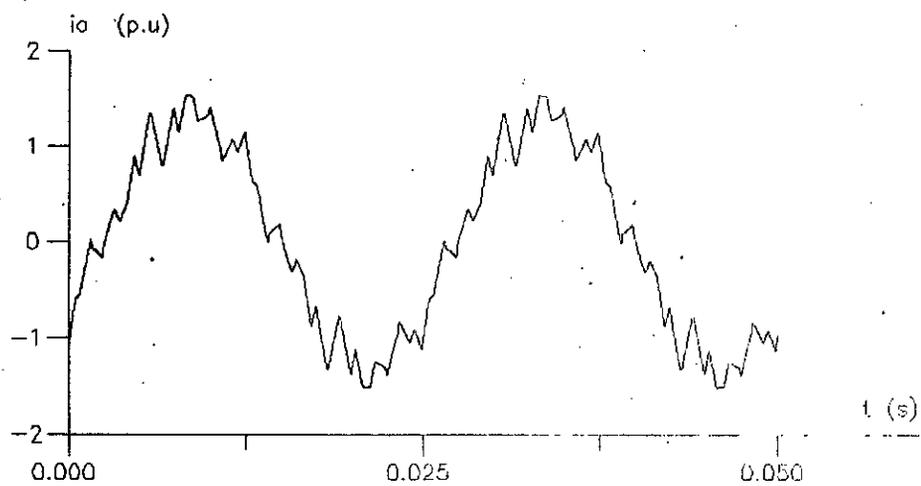


Figure II.1 : courant et couple en charge selon la triangulo-sinusoidale ($M=9$, $r=0.8$, $f=40$ hz)

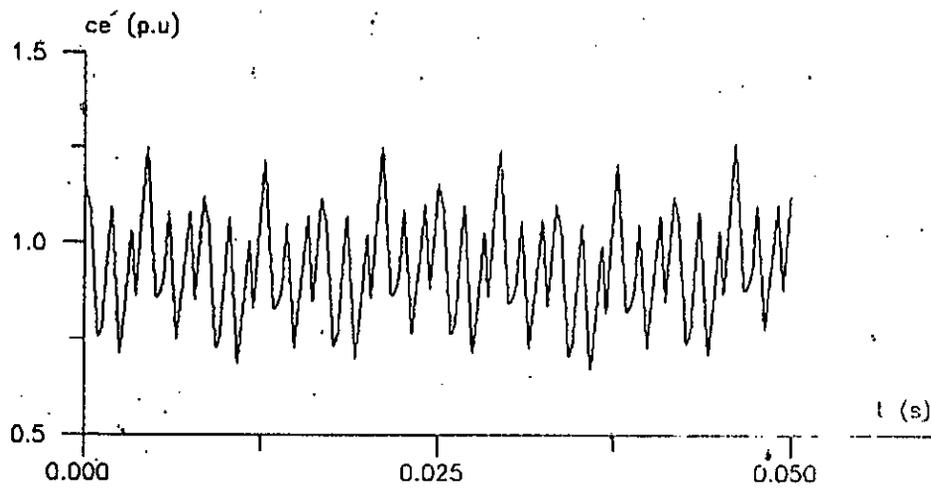
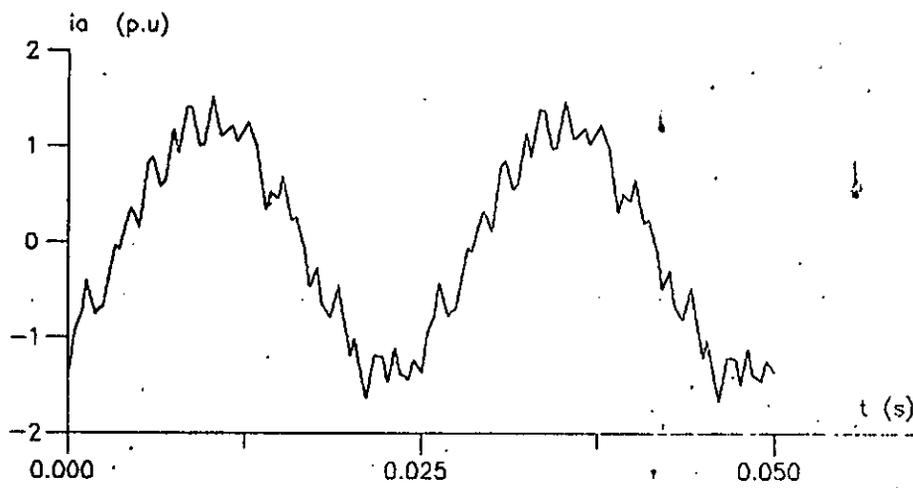


Figure II.2 : courant et couple en charge selon la
 régulière symétrique ($M=9$, $r=0.8$, $f=40$ Hz)

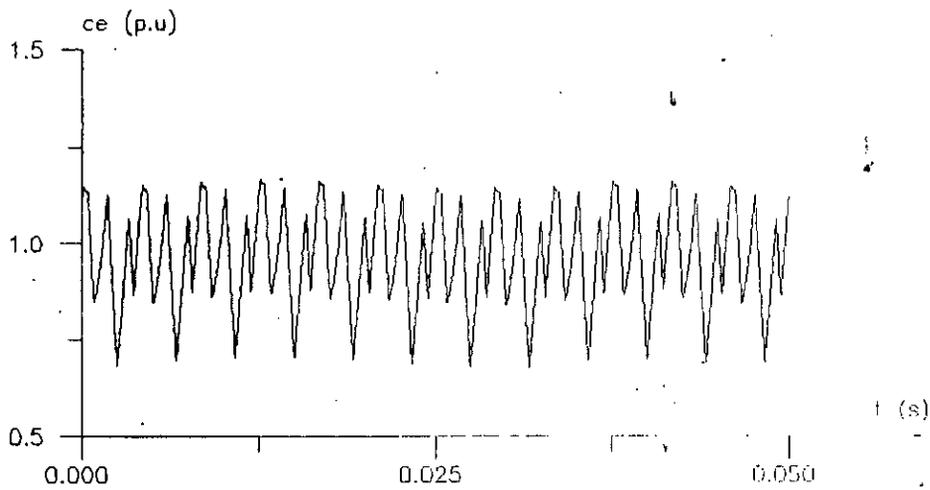
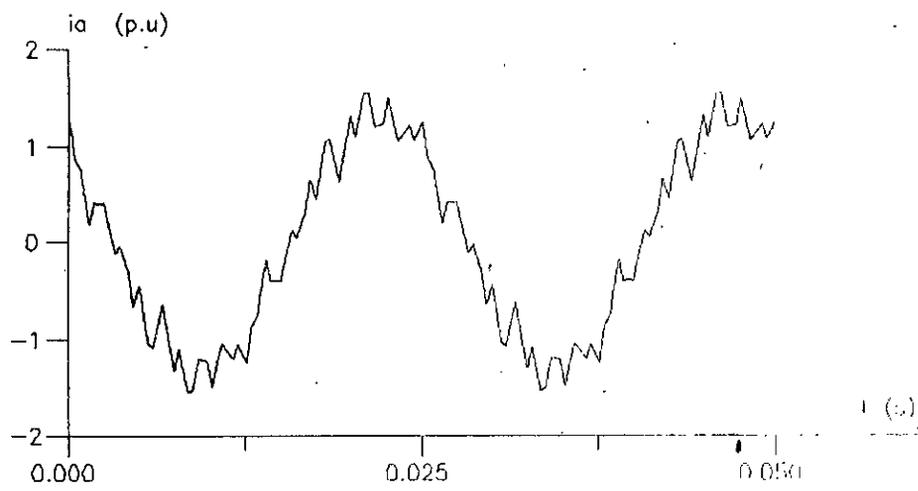


Figure II.3 : courant et couple en charge selon la
reguliere asymetrique ($M=9$, $r=0.8$, $f=40$ hz)

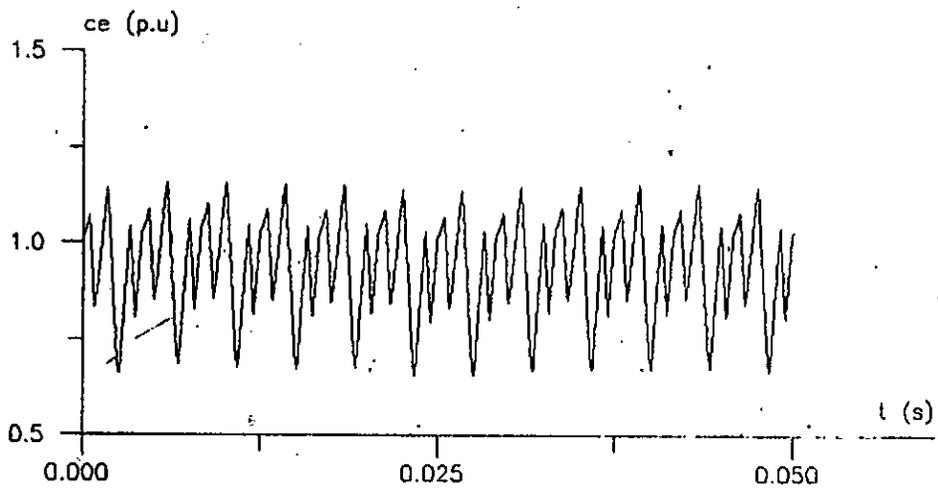
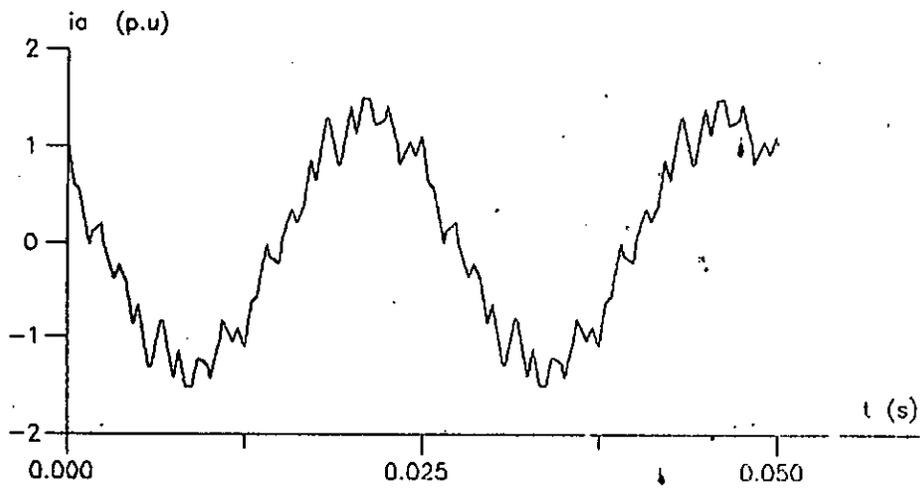


Figure II.4 : courant et couple en charge selon la régulière modifiée ($M=9$; $r=0.8$, $f=40$ Hz)

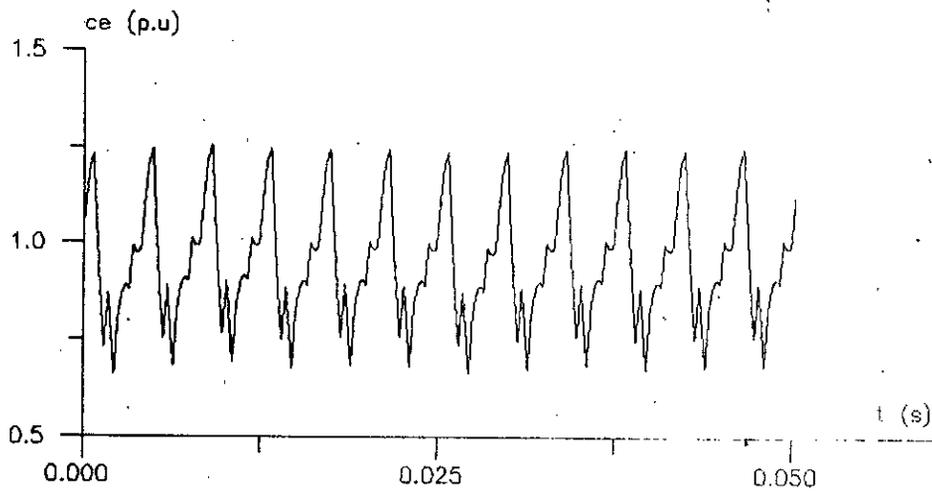
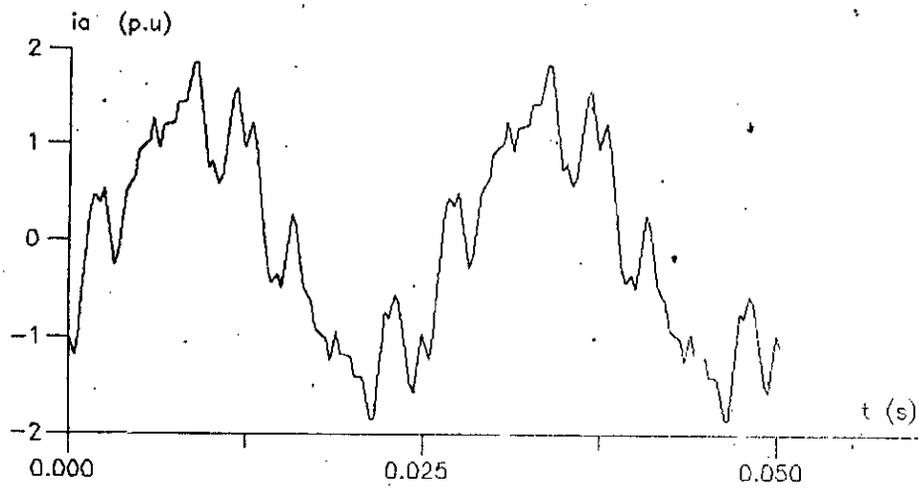


Figure II.5 : courant et couple en charge selon la modulation algebrique directe ($M=9$, $r=0.8$, $f=40$ hz)

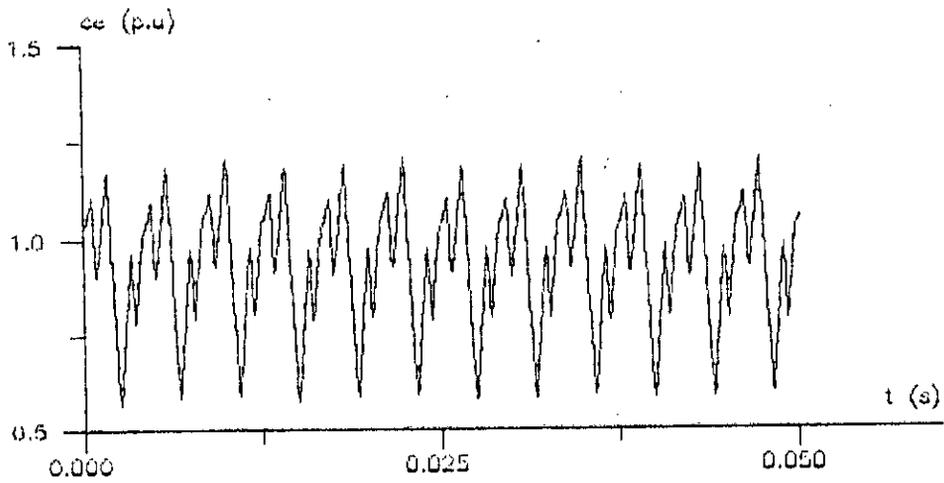
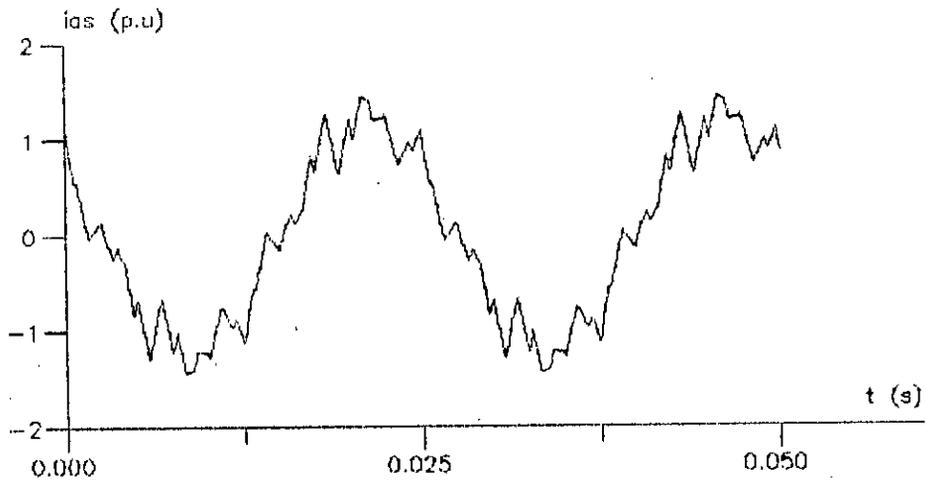


Figure II.6 : courant et couple en charge selon la modulation algebrique modifiee ($M=9$, $r=1$, $f=40$ hz)

b / Discussion des résultats

L'analyse des résultats obtenus montre que:

- à l'exception de la technique à échantillonnage régulier symétrique, toutes les techniques donnent des courants ayant une symétrie par rapport à π , ce-ci est conforme à la symétrie ou à la dissymétrie de la tension par rapport au milieu de la période,
- d'une façon générale, le couple électromagnétique présente →
des ondulations assez importantes autour de la valeur moyenne. Néanmoins, ces ondulations sont à hautes fréquences et n'affectent pas la vitesse de rotation de la machine. L'analyse de ces courbes montre qu'elles sont toutes périodiques. Cette période est de $(2\pi/3)$ pour la technique régulière symétrique (qui ne présente aucune symétrie de tension), par contre, elle est de $(\pi/3)$ pour les techniques produisant une tension symétrique par rapport à π . En effet, pour une tension à MLI n'offrant aucune symétrie, les harmoniques de courant sont d'ordres $3k \pm 1$ et les couples pulsatoires qui en résultent sont d'ordres $3k$, tandis que pour une tension symétrique par rapport à π , seuls les harmoniques d'ordres $6k \pm 1$ apparaissent et les couples pulsatoires résultants sont d'ordres $6k$, [9], [19],
- les techniques régulières en général, et celles asymétrique et modifiée en particulier, engendrent des courants et des couples électromagnétiques proches de ceux donnés par la triangulo-sinusoidale, cette ressemblance est d'autant plus nette que l'indice de modulation est élevé car la référence discrétisée devient proche de celle sinusoidale,
- la technique à modulation directe présente un courant beaucoup plus distordu que ceux des autres techniques, ceci est dû à la présence d'harmoniques de bas ordres dans le spectre de la tension qu'elle délivre, qui engendrent des harmoniques de courant difficiles à filtrer par l'inductance de la machine.

11.3 / INFLUENCE DES PARAMÈTRES DE MODULATION

Nous avons évalué au premier chapitre, les variations du spectre de la tension à MLI en fonction des paramètres de modulation M et r , dans ce paragraphe, nous étudions l'effet de la variation de ces paramètres sur le comportement de la machine. L'étude porte sur l'évaluation d'une part, du couple électromagnétique moyen en régime établi, et d'autre part, le calcul des amplitudes maximales des pics du courant et du couple rapportées respectivement à l'amplitude du courant fondamental et à la valeur moyenne du couple électromagnétique, et ceci pour chaque technique MLI.

a / Influence du coefficient de réglage r

Par une tension d'entrée d'onduleur constante, et pour différentes valeurs de r , l'onduleur fournit une tension dont le fondamental vérifie le rapport (v/f) constant, ce qui correspond à un flux dans la machine voisin de sa valeur nominale.

Les résultats obtenus pour toutes les techniques et avec l'indice de modulation égal respectivement à 9, 15, 21 et 27 sont visualisés dans les figures 11.7 à 11.10. Ils montrent que:

- le couple électromagnétique diminue avec le coefficient de réglage r , cette diminution, plus importante pour des faibles valeurs de celui-ci, est due principalement aux chutes de tension statoriques qui deviennent non négligeables devant la tension d'alimentation et affectent la valeur du flux dans la machine et par conséquent celle du couple. Dans la cas d'une commande à flux constant, il est impératif d'en tenir compte. on note que cette diminution est plus importante pour la modulation algébrique modifiée, celle ci est dû au gain en tension de cette technique qui, à coefficient de réglage constant, est légèrement faible que celui des autres techniques.

- d'une manière générale, les pics du courant et du couple augmentent quand r diminue, cette augmentation est moins importante pour des indices de modulation assez grands ($M = 21$ et $M = 27$). En effet, pour M grand, les harmoniques de tension qui apparaissent sont à hautes fréquences et leur effet ainsi que l'effet de leurs variations sont faibles.

Une comparaison des techniques montre que:

- les techniques régulières ont pratiquement les mêmes performances que la triangulo-sinusoidale, avec une légère infériorité de celle à échantillonnage symétrique pour $M=9$, ceci est dû à la présence d'harmoniques pairs dans le spectre de tension de cette techniques qui diminuent avec l'augmentation de M ,

- Globalement, par rapport à la technique algébrique directe, celle modifiée apporte une amélioration au niveau des pics du courant et du couple (notamment à $M=9$), pour des valeurs de r comprises entre 0.5 et 0.8.

- les techniques algébriques donnent des caractéristiques comparables à celles des techniques régulières pour des coefficients de réglages assez grands, puis ces performances s'affectent nettement quand le coefficient de réglage r devient faible ($r < 0.6$), en effet, l'étude spectrale effectuée au premier chapitre a montré que pour des coefficients de réglages faibles, les techniques algébriques délivrent des tensions riches en harmoniques. Ceci rend limitée la plage de réglage de ces techniques.

b / Influence de l'indice de modulation

Au premier chapitre, nous avons vu que l'augmentation de M décale les harmoniques de tension vers des rangs plus élevés et améliore donc le comportement de la machine. En pratique, l'augmentation du nombre de commutations par période de la tension à MLI, augmente les pertes par commutation au niveau des interrupteurs

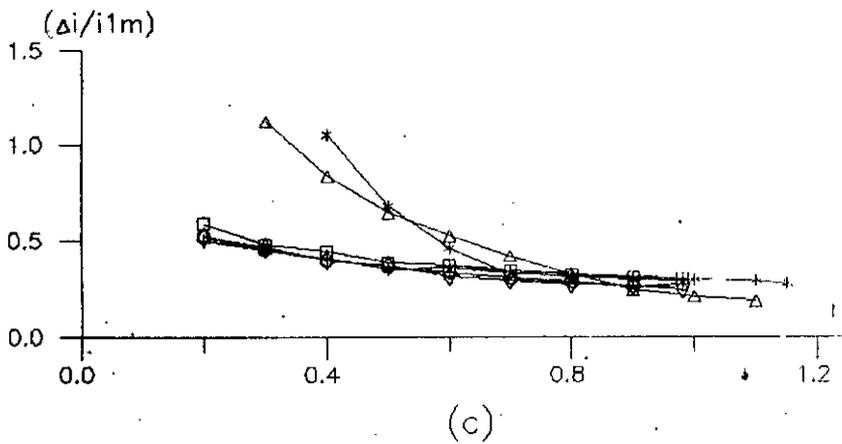
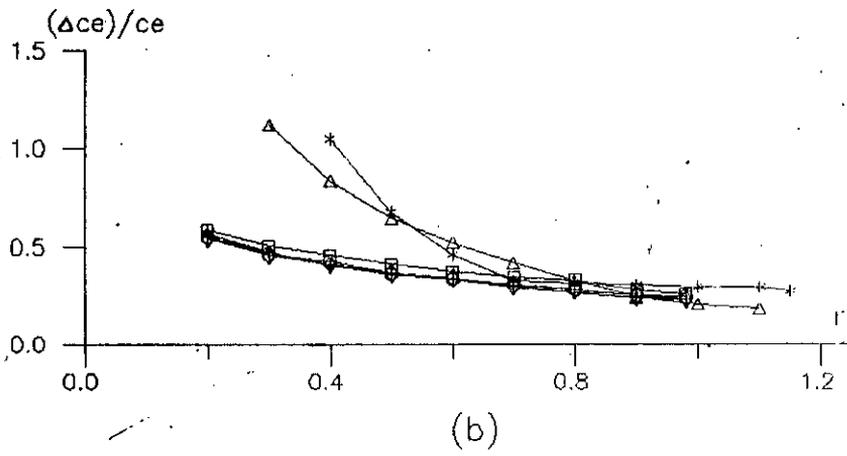
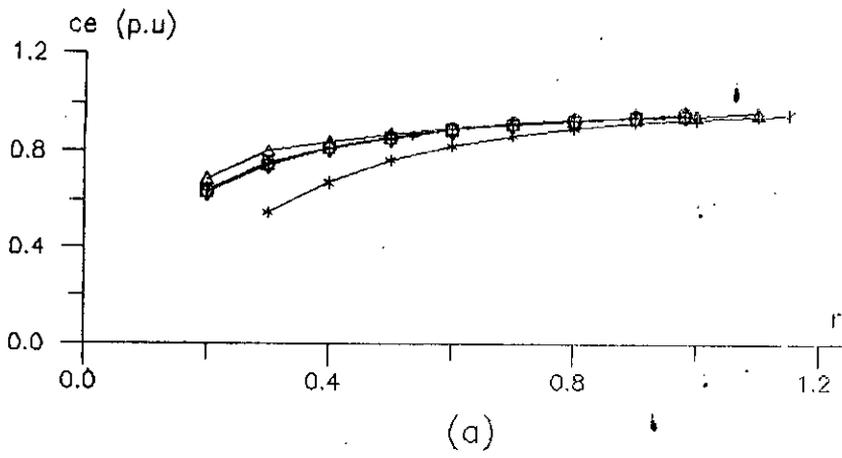
électroniques et limite ainsi la montée en fréquence maximale de la tension d'alimentation, cependant, l'apparition récente transistors de puissance à effet de champ autorise des fréquences de fonctionnement maximales de plus en plus élevées, [21].

Les figures II.11 et II.12 donnent un réarrangement des résultats précédents en fonction de M pour des coefficients de réglage constants $r = 0.9$ et $r = 0.5$. Une analyse de ces résultats montre que:

- les techniques régulières ainsi que la technique algébrique directe donnent un couple moyen sensiblement constant en fonction de M , ceci est dû au gain en tension de ces techniques qui reste pratiquement constant quand M varie. La technique à modulation algébrique modifiée, dont le gain varie avec M , présente un couple croissant quand celui-ci augmente,

- globalement, l'ondulation maximale du courant et du couple diminue avec l'augmentation de M , cette diminution est plus sensible pour les faibles valeurs. En effet, pour M grand, les harmoniques de tension qui apparaissent sont à hautes fréquences et leurs effets ainsi que les effets de leurs variations sur le comportement de la machine sont faibles,

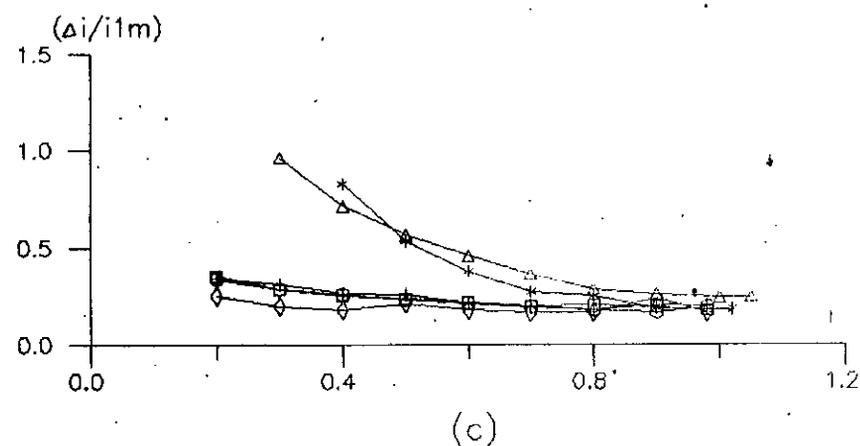
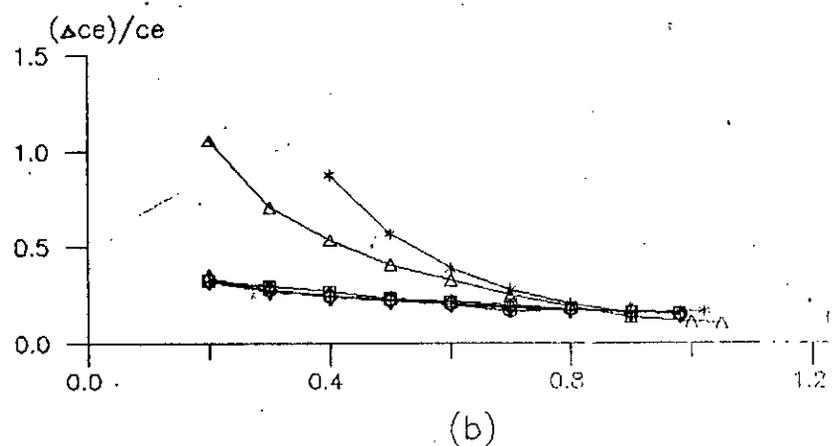
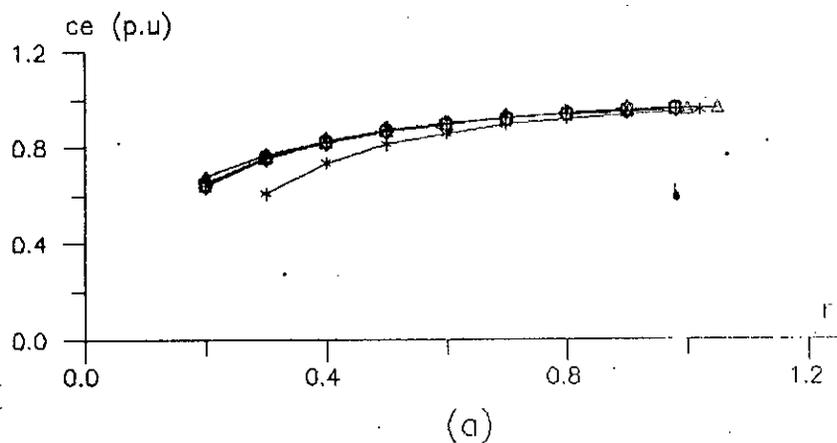
- pour $r = 0.9$, la technique algébrique directe engendre des pics du couple inférieurs à ceux engendrés par les autres techniques, (particulièrement pour $M = 9$ et $M = 15$), contrairement aux pics du courant. En effet pour cette technique, l'existence simultanée d'harmoniques de tension de la première famille d'ordres $6k + 1$ et $6k - 1$, ($k = 1$, pour $M = 9$), engendre des courants harmoniques supplémentaires, difficiles à filtrer par la réactance de la machine, ce qui n'est pas le cas pour les autres techniques, dont seuls les harmoniques de la première famille d'ordres $6k + 1$ et $6k + 3$ apparaissent. L'interaction des harmoniques de rangs $6k - 1$ et $6k + 1$ avec le fondamental du flux engendre des couples harmoniques d'ordres $6k$ en opposition de phase, ce qui a pour effet de diminuer son amplitude.



- ○ ○ ○ ○ = Triangulo-sinusoidale
- □ □ □ □ = Reguliere symetrique
- + + + + + = Reguliere asymetrique
- ◇ ◇ ◇ ◇ ◇ = Reguliere modifiee
- △ △ △ △ △ = Modulation algebrique directe
- * * * * * = Modulation algebrique modifiee

Figure II.7 : Pour M=9 , variations en fonction de r :

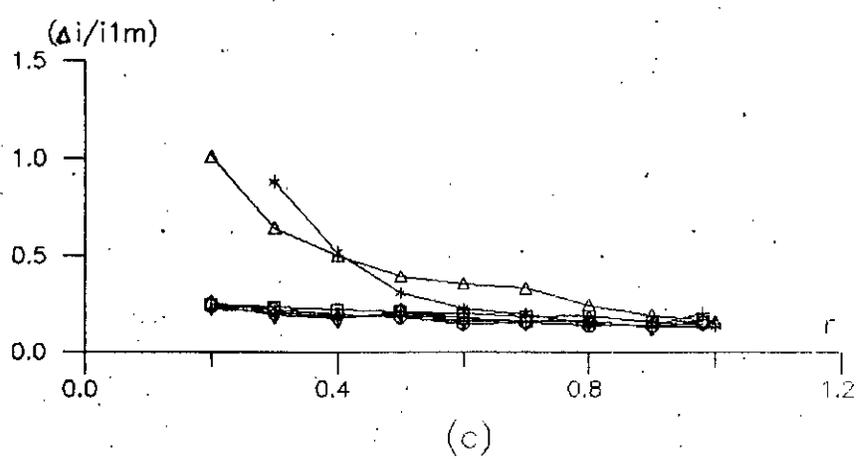
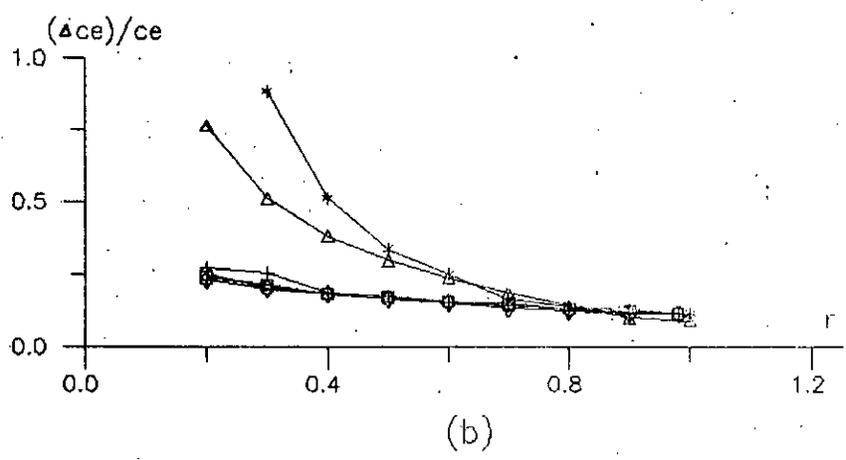
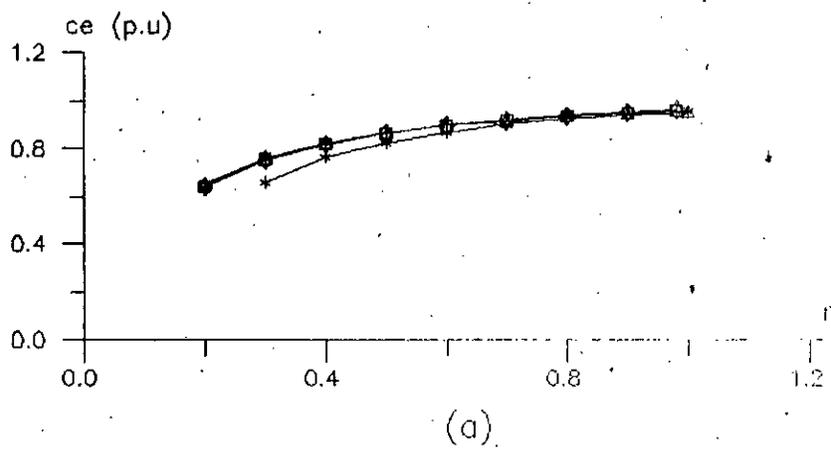
- a : du couple moyen
- b : des pics du couple
- c : des pics du courant



- ○ ○ ○ ○ = Triangulo-sinusoidale
- □ □ □ □ = Reguliere symetrique
- + + + + + = Reguliere asymetrique
- ◇ ◇ ◇ ◇ ◇ = Reguliere modifiee
- △ △ △ △ △ = Modulation algebrique directe
- * * * * * = Modulation algebrique modifiee

Figure II.8 : Pour $M=15$, variations en fonction de r :

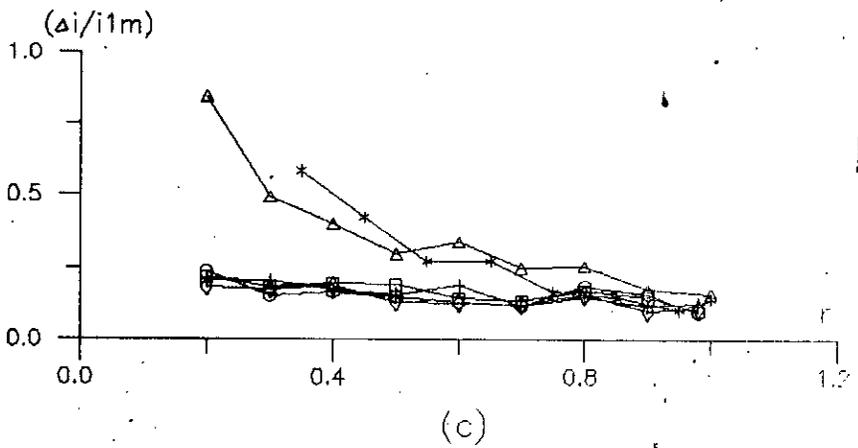
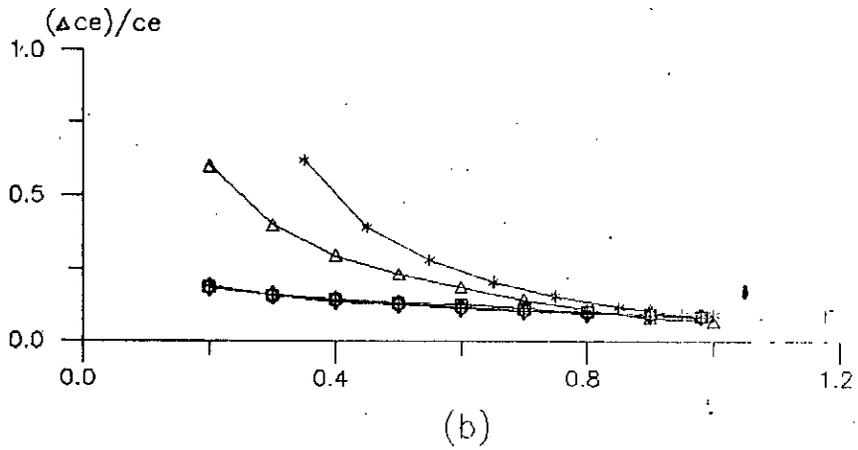
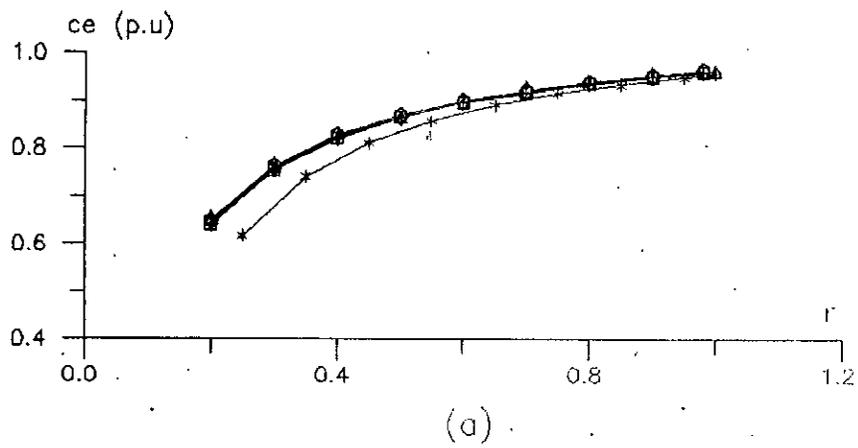
- a : du couple moyen
- b : des pics du couple
- c : des pics du courant



- ooooo = Triangulo-sinusoidale
- BBBBB = Reguliere symetrique
- +++++ = Reguliere asymetrique
- ◇◇◇◇◇ = Reguliere modifiee
- △△△△△ = Modulation algebrique directe
- ***** = Modulation algebrique modifiee

Figure II.9 : Pour M=21 , variations en fonction de r :

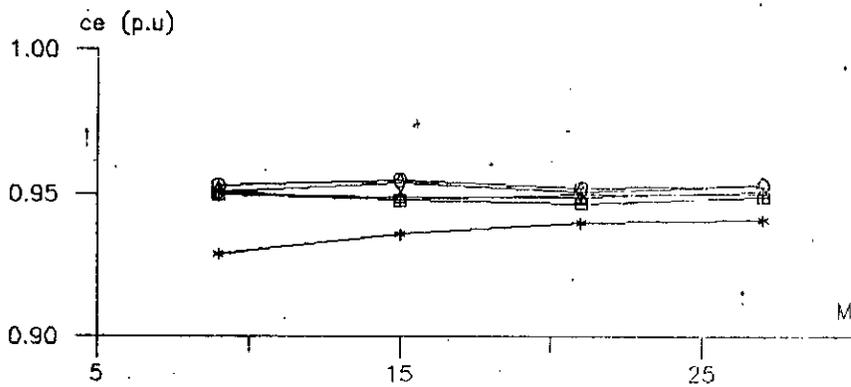
a : du couple moyen
 b : des pics du couple
 c : des pics du courant



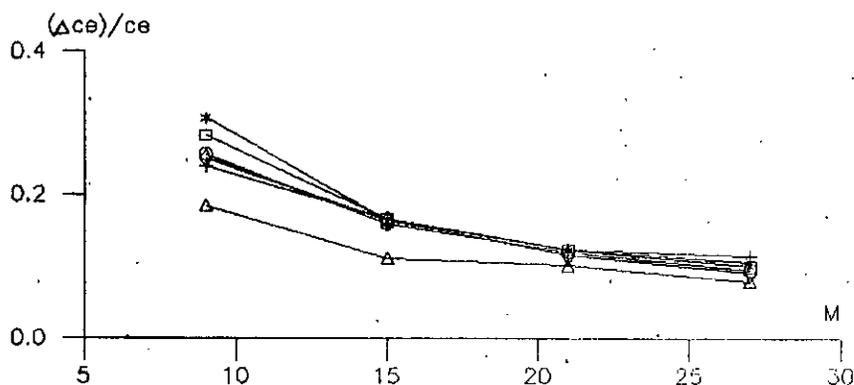
- ⊙⊙⊙⊙ = Triangulo-sinusoidale
- ⊠⊠⊠⊠ = Reguliere symetrique
- + + + + = Reguliere asymetrique
- ◇◇◇◇ = Reguliere modifiee
- △△△△ = Modulation algebrique directe
- * * * * = Modulation algebrique modifiee

Figure II.10 : Pour $M=27$, variations en fonction de r :

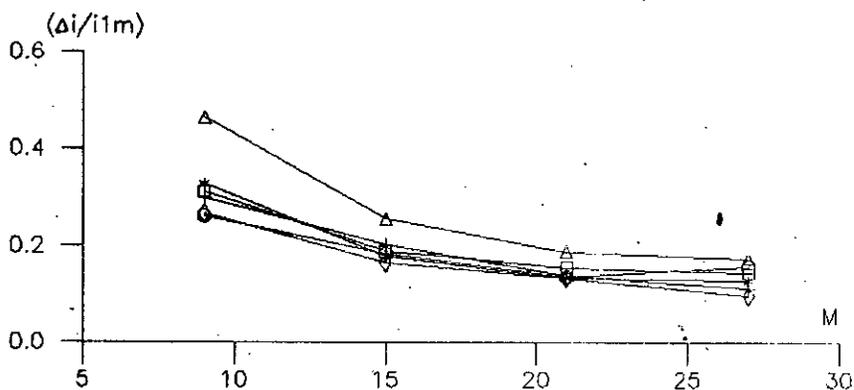
- a : du couple moyen
- b : des pics du couple
- c : des pics du courant



(a)



(b)

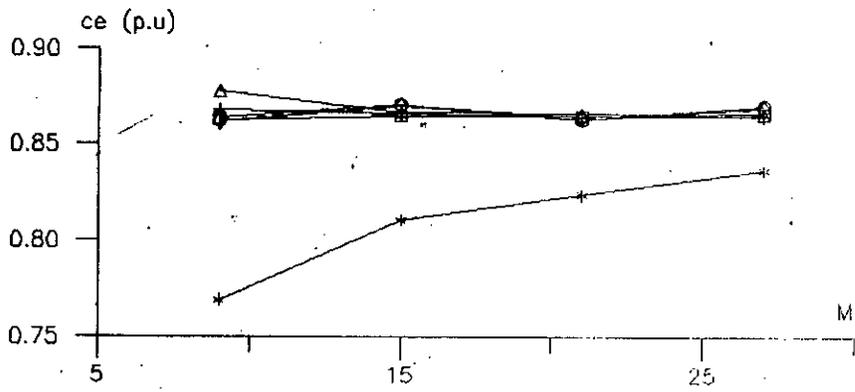


(c)

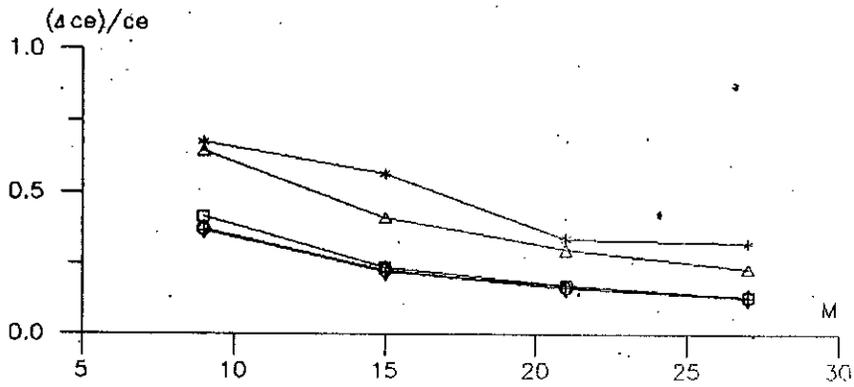
- = Triangulo→sinusoidale
- = Reguliere symetrique
- +++++ = Reguliere asymetrique
- ◇◇◇◇◇ = Reguliere modifiee
- △△△△△ = Modulation directe
- ***** = Modulation directe modifiee

Figure II.11 : Pour $r=0.9$, variations en fonction de M :

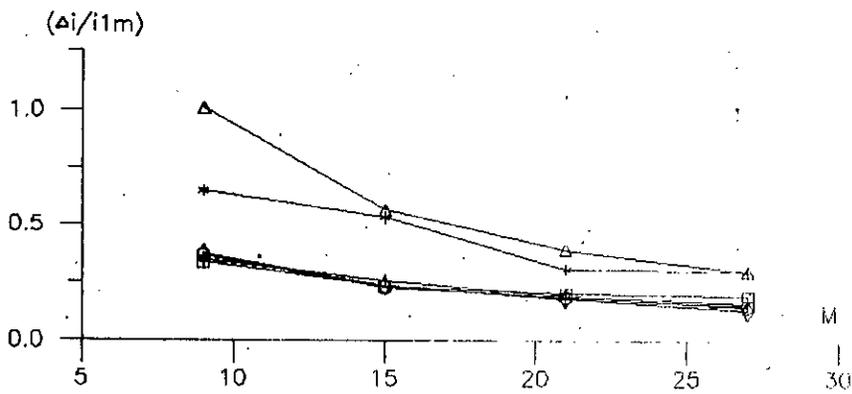
- (a) : du couple moyen
- (b) : des pics du couple
- (c) : des pics du courant



(a)



(b)



(c)

- = Triangulo-sinusoidale
- = Reguliere symetrique
- +++++ = Reguliere asymetrique
- ◇◇◇◇◇ = Reguliere modifiee
- △△△△△ = Modulation directe
- ***** = Modulation directe modifiee

Figure II.12 : Pour $r=0.5$, variations en fonction de M :

- { a } : du couple moyen
- { b } : des pics du couple
- { c } : des pics du courant

CONCLUSION

Dans ce chapitre, nous avons montré l'influence des paramètres M et r de la modulation de largeur d'impulsions sur le comportement de la machine asynchrone alimentée par onduleur de tension. De cette étude, nous pouvons tirer les conclusions suivantes:

- lors de la commande en vitesse de la machine à flux constant il ya lieu de tenir compte des chutes de tension, non négligeables au stator, pour des coefficients de réglages faibles,

- par leurs performances et leur facilité d'implémentation en temps réel sur calculateur, les techniques à échantillonnage régulier asymétrique et modifié constituent des alternatives à la triangulo-sinusoidale. Par sa double symétrie de tension, la régulière modifiée offre plus d'avantages, notamment à indice de modulation élevé,

- à coefficient de réglage élevé ($r \geq 0.6$), les techniques de modulation algébriques donnent de bonnes performances et peuvent donc être utilisés dans des plages de réglage limitées.

CHAPITRE III

CHAPITRE III: COMPORTEMENT DU MOTEUR VIS A VIS DE SES PROPRES PARAMETRES

INTRODUCTION

Après avoir analysé les réponses du moteur alimenté selon différentes techniques de modulations, au chapitre précédent, nous étudions dans ce chapitre son comportement vis à vis de ses propres paramètres; en premier lieu, nous nous intéressons à l'influence des réactances (réactance de fuite et réactance magnétisante) et, en second lieu, nous considérons l'effet de la saturation du circuit magnétique.

III.1 / Sensibilité aux réactances

Le schéma équivalent, par phase de la machine asynchrone est donné par la figure III.1.

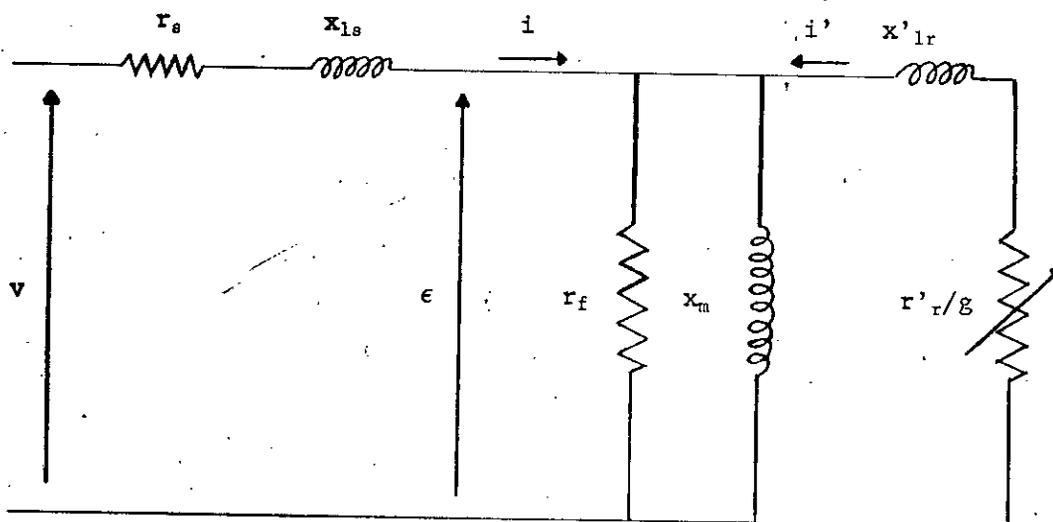


Figure III 1 : Schéma équivalent de la machine asynchrone

La résistance (r'_r/g), inversement proportionnelle au glissement g représente la puissance au rotor de la machine. r_f désigne les pertes fer, généralement négligeables lors du fonctionnement en charge, e étant la force contre-électromotrice du moteur.

Les pics du courant et du couple sont des conséquences directes des harmoniques de courant, lesquels ne dépendent pratiquement pas de la charge et sont fixés essentiellement par les réactances de fuites harmoniques (statorique et rotorique) de la machine. En effet, pour l'harmonique d'ordre k , le glissement g_k est proche de l'unité et les valeurs des réactance de fuites harmoniques sont obtenues en multipliant x_{ls} et x'_{lr} par k . A partir de là on peut négliger les résistances statorique et rotorique devant les réactances de fuites harmoniques, la réactance de magnétisation harmonique, en dérivation, a un effet négligeable vue sa grande valeur. Le schéma équivalent de la machine qui en résulte pour l'harmonique de rang k se réduit à celui de la figure II.2, [9], [19]:

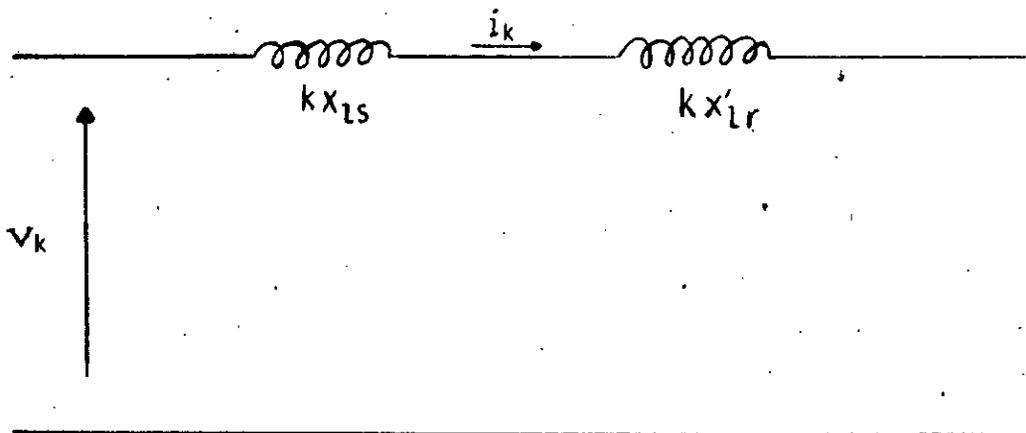


Figure III.2 : Schéma harmonique par phase de la machine

Le k^{me} harmonique de courant a pour expression approchée:

$$i_k = \frac{V_k}{k(x_{ls} + x'_{lr})} = \frac{V_k}{x_k} \quad (\text{III.1})$$

x_k , réactance harmonique totale de la machine.

La relation III.1 montre que les harmoniques de courant sont fixés par la seule réactance harmonique totale, x_k , qui réduit considérablement ceux de rangs élevés.

A partir du schéma équivalent de la figure III.2, il apparaît clairement que x_m n'est pas déterminante pour les harmoniques de courant, cependant, elle fixe le fondamental du flux magnétisant dans la machine qui peut s'exprimer comme suit:

$$\begin{aligned}\Phi_{mq} &= x_m (i_{qs} + i_{qr}') \\ \Phi_{md} &= x_m (i_{ds} + i_{dr}')\end{aligned}\quad (\text{III.2})$$

Φ_{mq} et Φ_{md} désignent les flux magnétisants par seconde, selon les axes q et d, dont l'interaction avec les courants rotoriques détermine le couple électromagnétique de la machine.

III.1.a / Sensibilité à la réactance de fuite

Dans ce paragraphe, une étude de la sensibilité à ^{la}réactance de fuite est effectuée. Nous considérons la machine utilisée au laboratoire dont nous relevons l'effet de la variation de la réactance de fuite x_{ls} , sur le comportement du courant fondamental, du couple électromagnétique moyen et sur les amplitudes maximales des pics du couple et du courant statorique, pour un glissement nominal de la machine, ($g = 5\%$). La variation de la réactance x_{ls} est effectuée dans une plage de $\pm 20\%$ autour de sa valeur réelle ($x_{ls} = 0.141$ pu), avec un pas de 10% .

0.113	0.127	0.141	0.155	0.169
-------	-------	-------	-------	-------

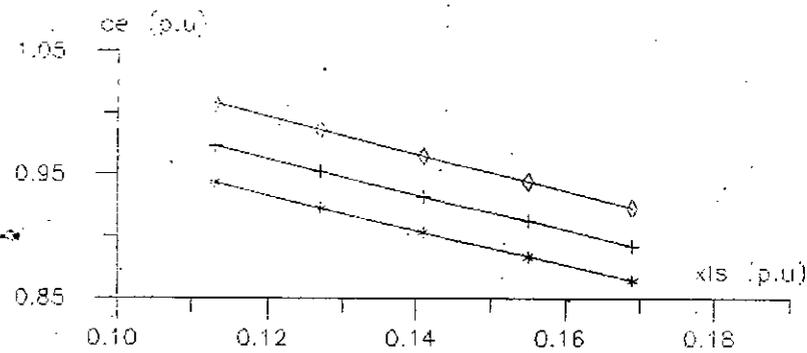
Figure III.3 : Valeurs de x_{ls} dans la machine.

Les résultats obtenus (Fig III.4 à III.7) concernant l'onduleur commandé selon les trois stratégies de modulation, (triangulo-sinusoïdale, régulière modifiée et la modulation algébrique directe) correspondent à un coefficient de réglage r de 0.9 et un indice de modulation M égal respectivement à 9, 15, 21 et 27. Ces résultats montrent:

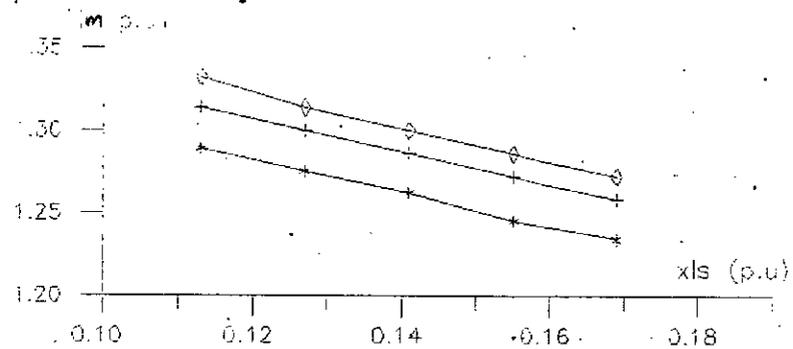
- Une diminution des pics du courant et du couple quand x_{ls} augmente, cette diminution est pratiquement linéaire. La même observation reste valable pour toutes les techniques de modulation,

- Une légère diminution du courant fondamental et du couple moyen, celle-ci est prévisible car, d'un côté l'impédance équivalente de la machine augmente légèrement, ainsi, le courant diminue, d'un autre côté, les chutes de tensions statoriques augmentent provoquant une légère diminution du flux magnétisant et du couple électromagnétique.

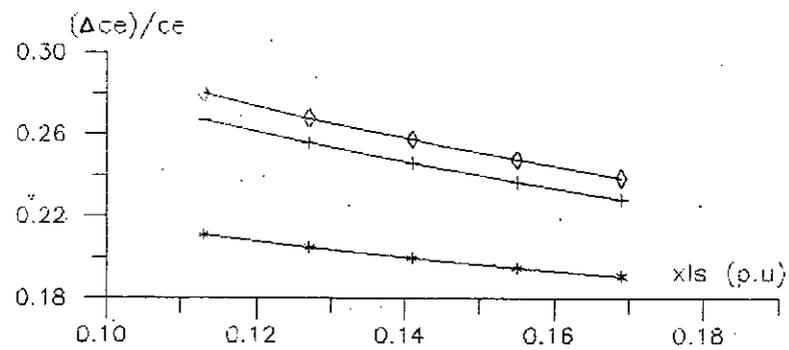
Il est à noter que pour une augmentation de la réactance de fuite de l'ordre 40 %, les pics du courant et du couple ont chuté de 15 % environ, tandis que le courant et le couple ont diminué de quelques 6 %.



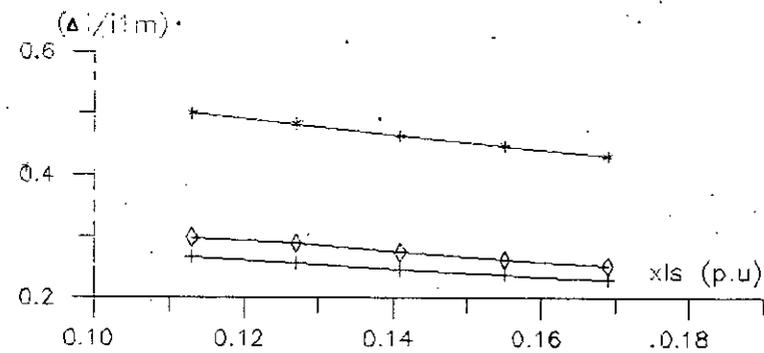
(a)



(c)



(b)

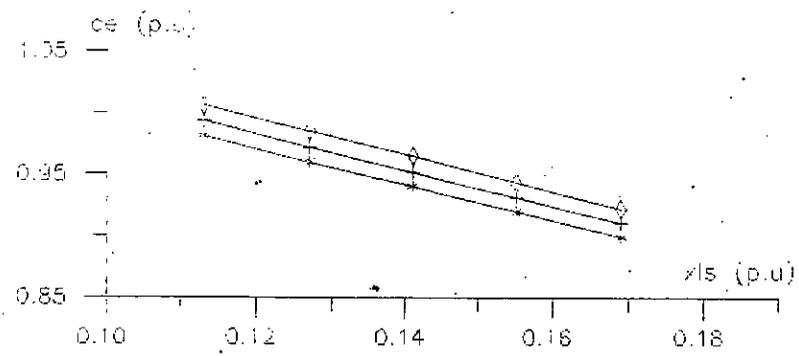


(d)

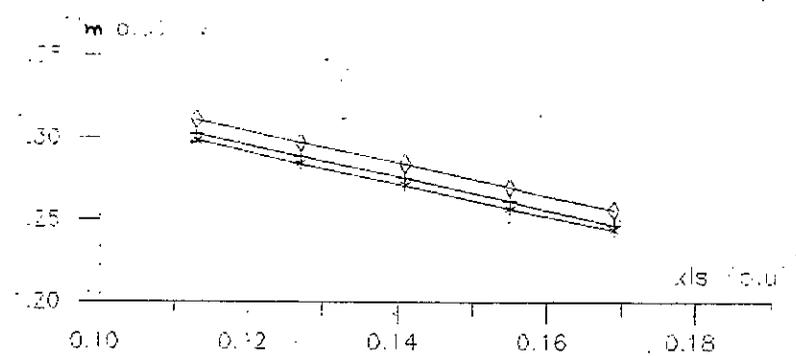
◇◇◇◇◇ = triangulo-sinusoidale
 +++++ = reguliere modifree
 ***** = modulation algebrique directe

Figure III.4 : Pour $M=9$, variations en fonction de xls :

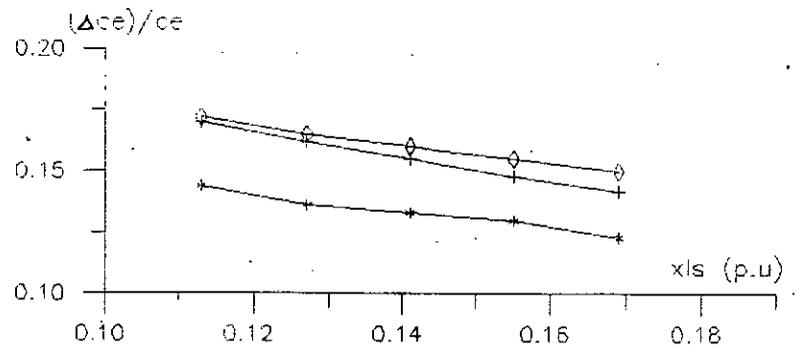
(a): du couple moyen ; (b): des pics du couple
 (c): du courant fondamental ; (d): des pics du courant



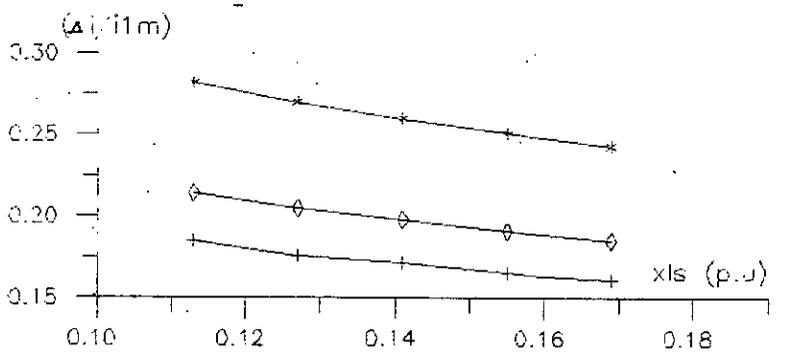
(a)



(c)



(b)

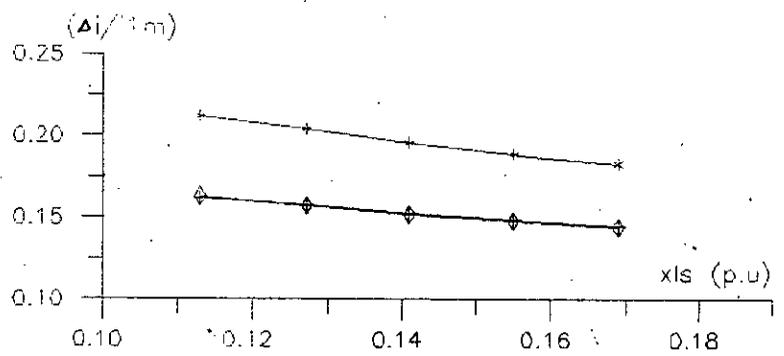
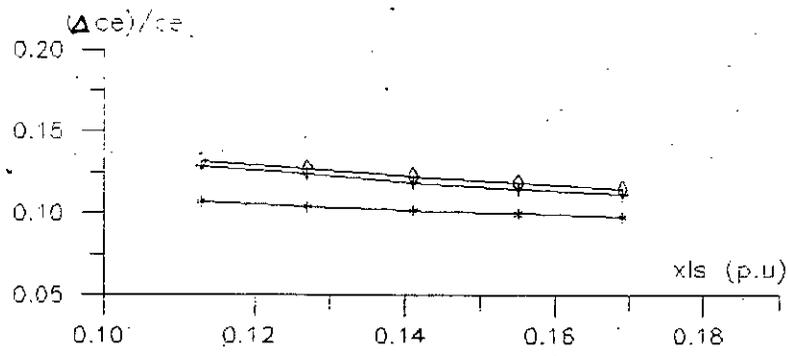
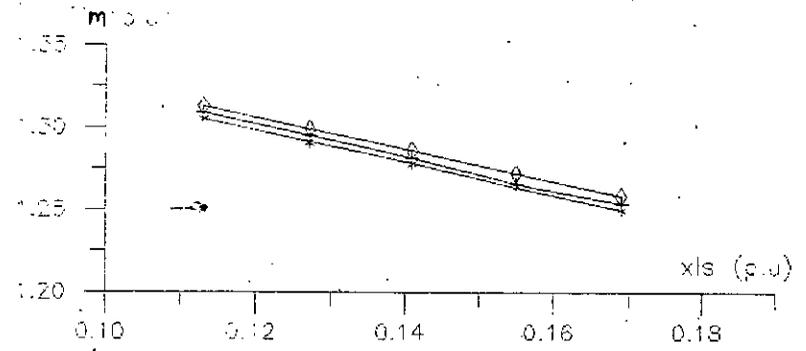
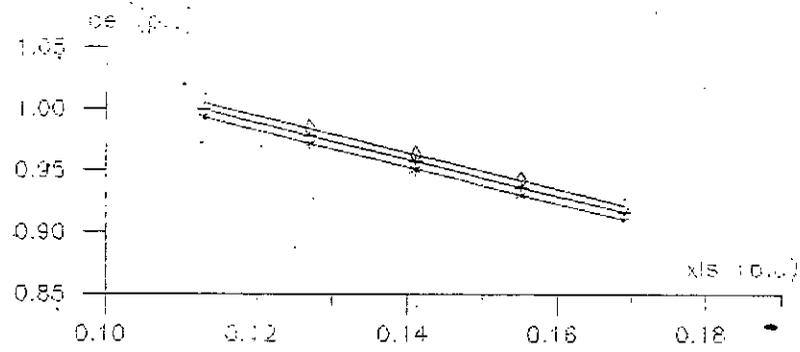


(d)

$\diamond\diamond\diamond\diamond$ = triangulo-sinusoidale
 $+++++$ = reguliere modifree
 $*****$ = modulation algebrique directe

Figure III.5 : Pour $M=15$, variations en fonction de xls :

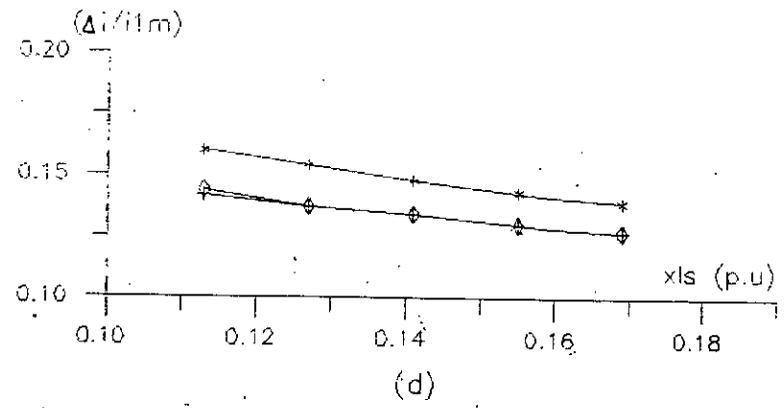
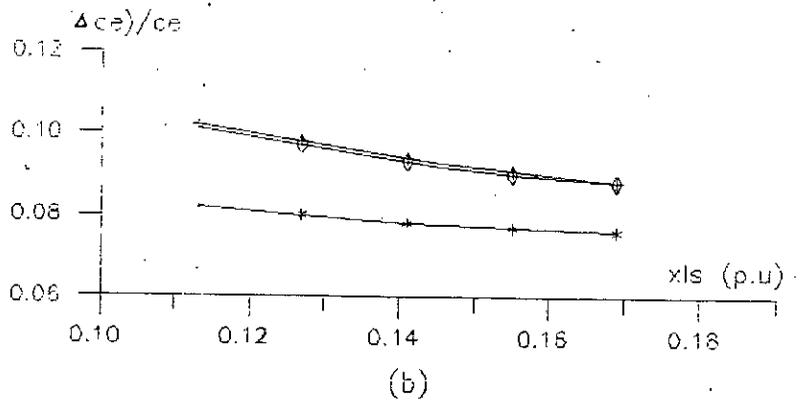
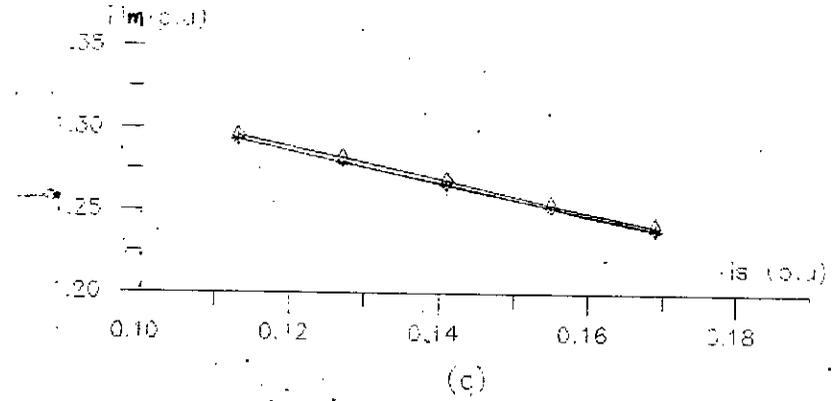
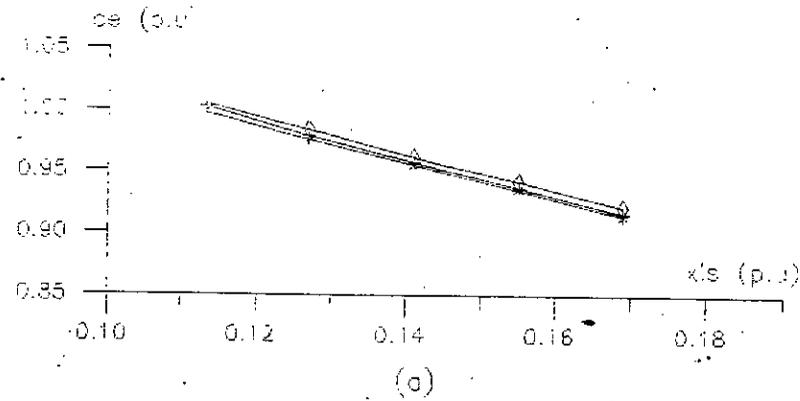
(a): du couple moyen ; (b): des pics du couple
 (c): du courant fondamental ; (d): des pics du courant



◊◊◊◊◊ = triangulo-sinusoidale
 +++++ = reguliere modifiee
 ***** = modulation algebrique directe

Figure III.6 : Pour M=21, variations en fonction de xls :

(a): du couple moyen ; (b): des pics du couple
 (c): du courant fondamental ; (d): des pics du courant



◇◇◇◇ = triangulo-sinusoidale
 +++++ = reguliere modifree
 ***** = modulation algebrique directe

Figure III.7 : Pour M=27 , variations en fonction de x/l_s:

(a): du couple moyen ; (b): des pics du couple
 (c): du courant fondamental ; (d): des pics du courant

III.1.b / Sensibilité à la réactance magnétisante

De la même façon que pour x_{ls} , nous observons l'influence de la valeur de la réactance de magnétisation x_m sur le comportement de la machine. Des variations de x_m sont imposées avec un pas de 10 %, dans une plage de ± 20 % autour de la valeur réelle. Les figures III.9 à III.12 illustrent les résultats obtenus. Ils montrent que:

- le couple moyen augmente sensiblement avec x_m , contrairement au courant qui diminue. En effet, lors du fonctionnement en charge, l'impédance de la machine vue par le fondamental est:

$$Z_{eq} = \frac{[r_s \frac{r'_r}{g} + x_m^2 - (x_m + x_{ls})(x_m + x'_{lr})] + j[(x_m + x_{ls}) \frac{r'_r}{g} + (x_m + x'_{lr}) r_s]}{\frac{r'_r}{g} + j(x_m + x'_{lr})} \quad (III.3)$$

en négligeant les réactances de fuite devant x_m , r_s devant r'_r/g et $r_s(r'_r/g)$ devant $x_m(r'_r/g)$, l'équation (III.3) devient:

$$Z_{eq} = \frac{jx_m \frac{r'_r}{g}}{\frac{r'_r}{g} + jx_m} \quad (III.4)$$

qui correspond alors, au schéma très simplifié de la machine en charge, donné par la figure III.8:

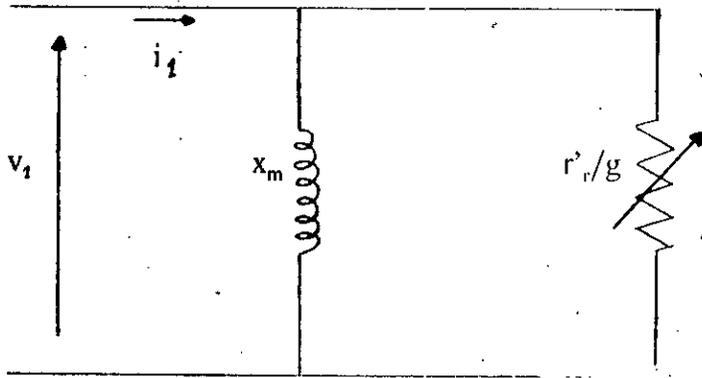


Figure III.8 : schéma simplifié en charge pour le fondamental

l'impédance z_{eq} a pour module:

$$|z_{eq}| = \frac{x_m \frac{r'_r}{g}}{\sqrt{x_m^2 + \left(\frac{r'_r}{g}\right)^2}} \quad (\text{III.5})$$

dont la dérivée par rapport à x_m est:

$$\frac{d|z_{eq}|}{dx_m} = \frac{\left(\frac{r'_r}{g}\right)^3}{\left[\left(\frac{r'_r}{g}\right)^2 + x_m^2\right]^{\frac{5}{2}}} \quad (\text{III.6})$$

cette équation montre que la croissance de z_{eq} devient très lente quand x_m augmente, ce qui explique la variation du courant obtenue.

- La légère augmentation du couple en fonction de x_m peut s'expliquer aussi à partir de son expression à fréquence d'alimentation nominale:

$$c_e = \frac{x_m^2 r_r' g V^2}{[r_s r_r' + g(x_m^2 - (x_m + x_{ls})(x_m + x_{lr}'))]^2 + [r_r'(x_m + x_{ls}) + g r_s(x_m + x_{lr}')]^2}$$

(III.7)

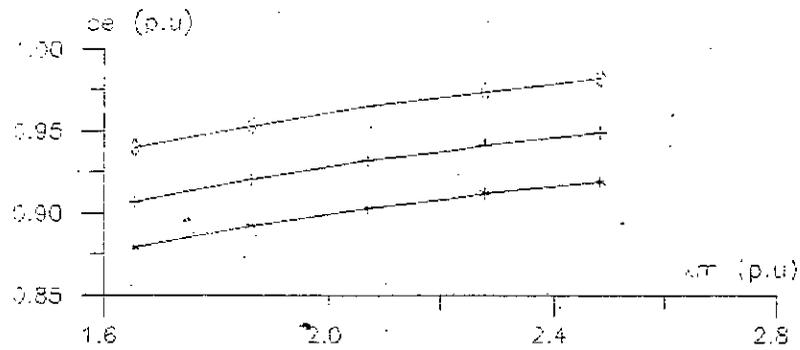
après simplifications, une expression approchée de c_e est:

$$c_e = \frac{g V^2}{\left(\left(\frac{r_s}{x_m}\right)^2 + 1\right) r_r'}$$

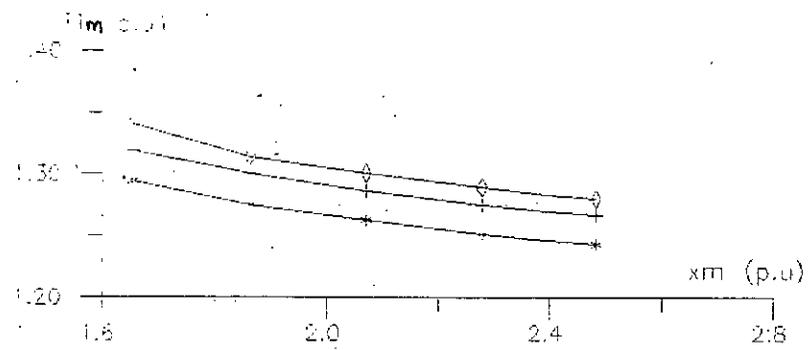
(III.8)

La relation (III.8) montre le peu d'influence de x_m sur la valeur moyenne du couple c_e , ce qui confirme les résultats obtenus.

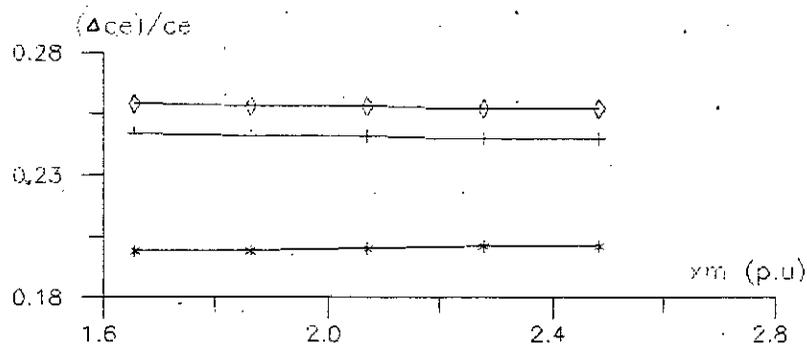
- Comme le montre le schéma harmonique de la machine (Fig III.2), x_m n'a pratiquement pas d'effet sur les harmoniques de courant et du couple (d'où les résultats obtenus), cependant, la diminution du courant fondamental entraîne une augmentation des amplitudes relatives des pics du courants.



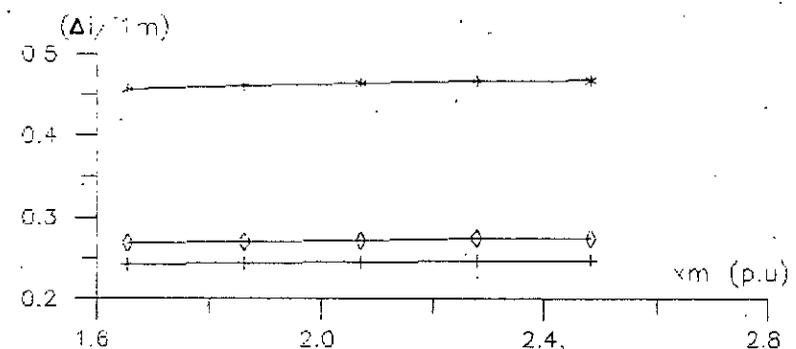
(a)



(c)



(b)

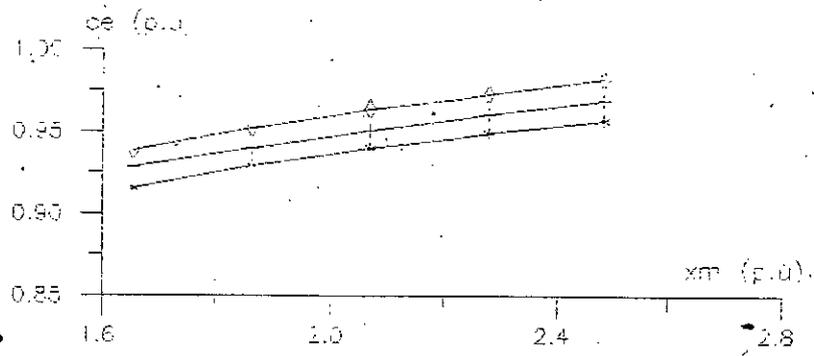


(d)

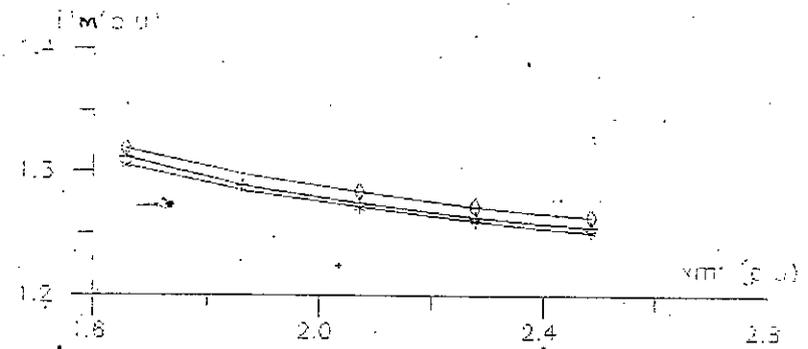
$\diamond\diamond\diamond\diamond$ = triangulo-sinusoidale
 $+++++$ = reguliere modiffee
 $*****$ = modulation algebrique directe

Figure III.9 : Pour $M=9$, variations en fonction de xm :

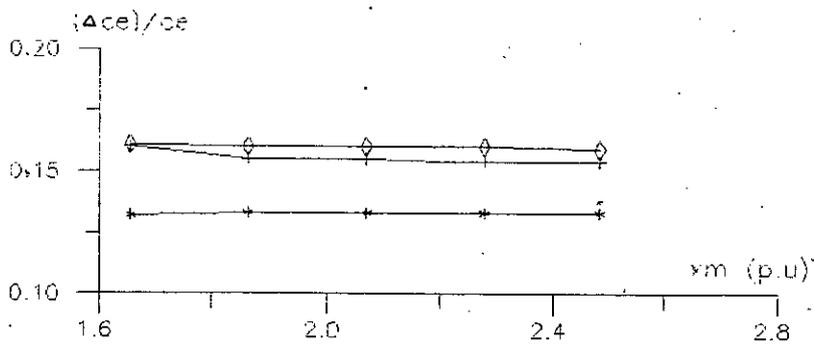
(a): du couple moyen ; (b): des pics du couple
 (c): du courant fondamental ; (d): des pics du courant



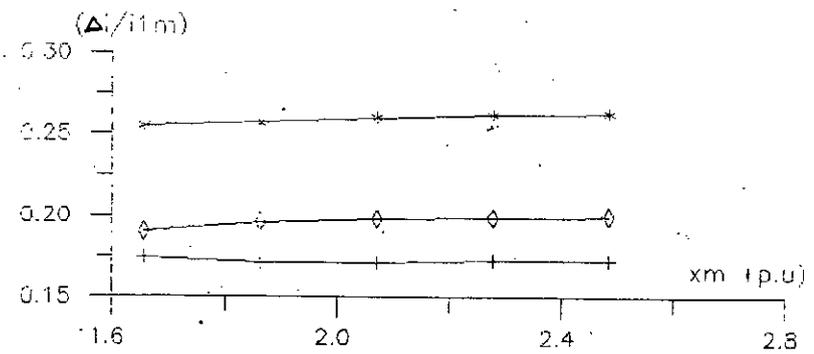
(a)



(c)



(b)

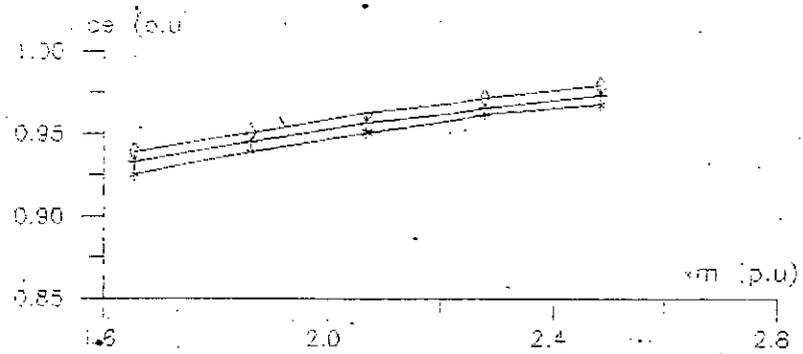


(d)

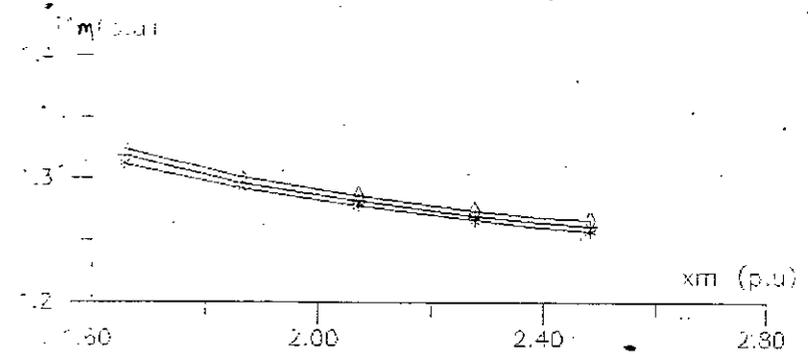
◇◇◇◇ = triangulo-sinusoidale
 +++++ = reguliere modifiee
 ***** = modulation algebrique directe

Figure III.10 : Pour M=15, variations en fonction de xm:

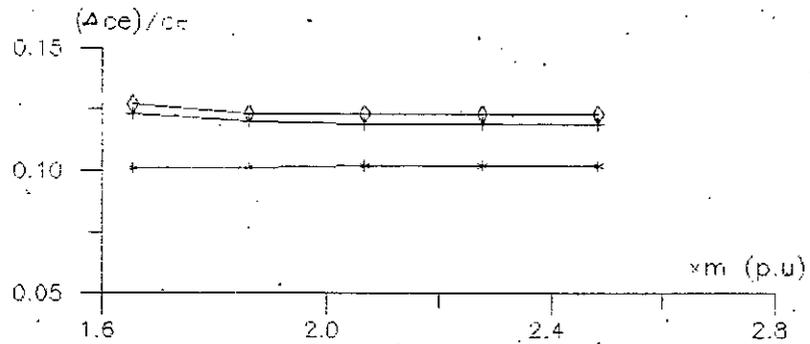
(a): du couple moyen ; (b): des pics du couple
 (c): du courant fondamental ; (d): des pics du courant



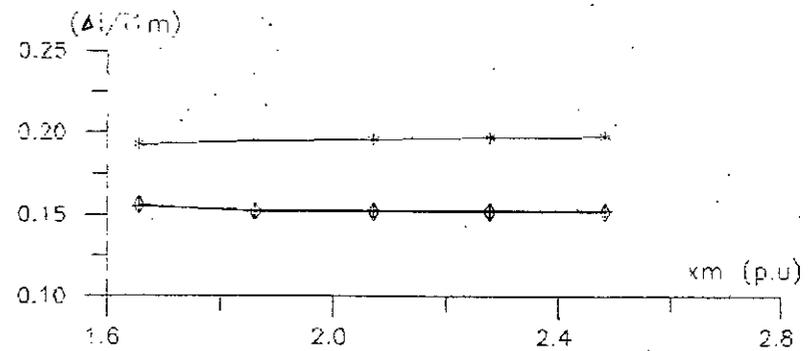
(a)



(c)



(b)

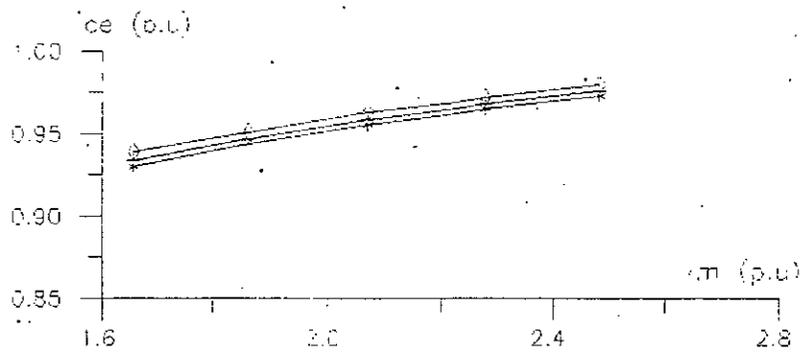


(d)

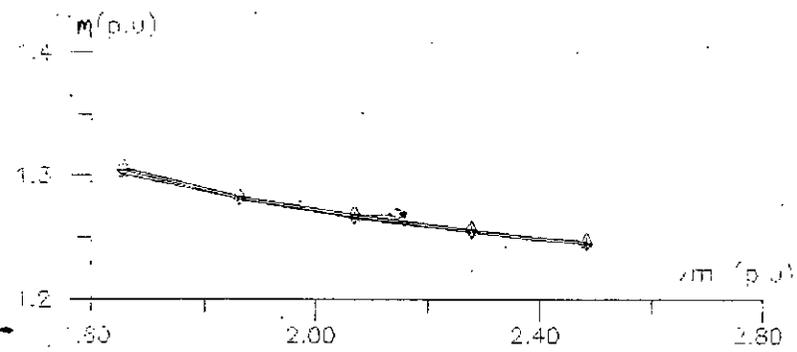
◊◊◊◊◊ = triangulo-sinusoidale
 +++++ = reguliere modifree
 ***** = modulation algebrique directe

Figure III.11 : Pour $M=21$, variations en fonction de x_m :

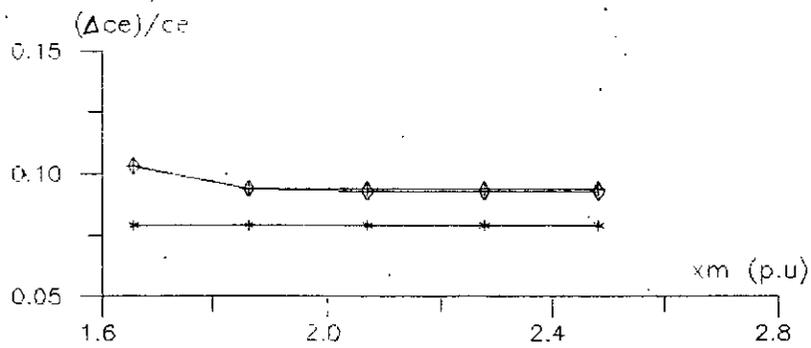
(a): du couple moyen ; (b): des pics du couple
 (c): du courant fondamental ; (d): des pics du courant



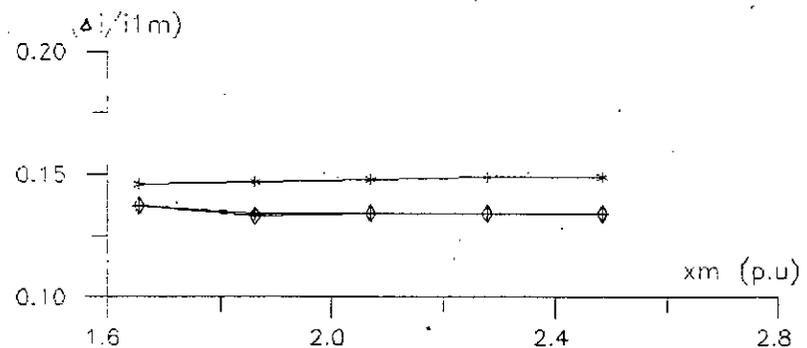
(a)



(c)



(b)



(d)

◊◊◊◊◊ = triangulo-sinusoidale
 +++++ = reguliere modifiee
 ***** = modulation algebrique directe

Figure III.12 : Pour M=27, variations en fonction de xm:

(a): du couple moyen ; (b): des pics du couple
 (c): du courant fondamental ; (d): des pics du courant

III.2 / EFFET DE LA SATURATION

Les résultats obtenus jusqu'à présent ignorent la saturation du circuit magnétique. Il est présenté dans ce paragraphe, une méthode simple [14], qui permet de tenir compte de l'effet de saturation.

III.2.a / Modélisation

La caractéristique $V(I)$ à vide de la machine expérimentée au laboratoire (Fig III.14),

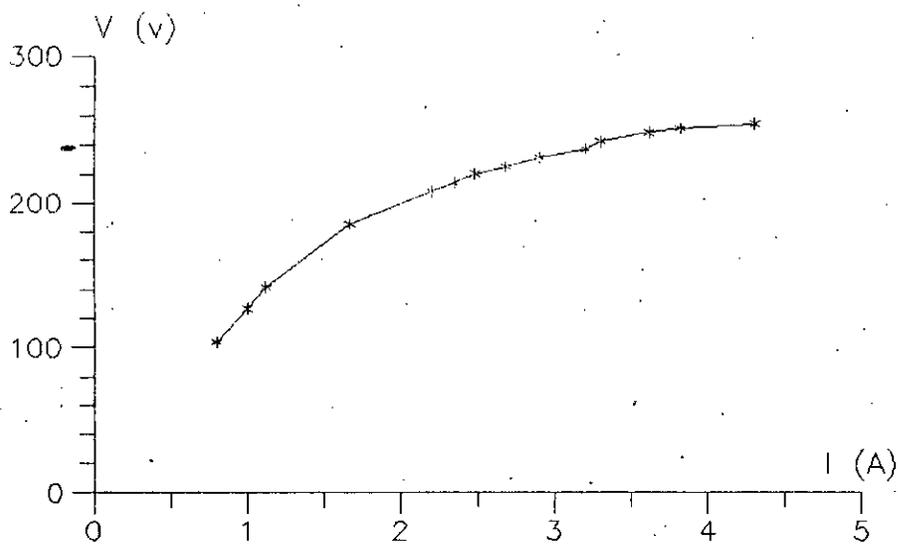


Figure III.14 : Caractéristique $V(I)$ à vide

révèle le phénomène non négligeable de saturation au voisinage de la tension nominale V_n ; mais celle-ci ne le décrit pas avec précision. En effet, d'après le schéma équivalent de la machine (Fig III.1), la saturation est mieux décrite par la variation de ϵ en fonction de I_m . Du schéma équivalent de la machine, (Fig III.1) il est possible de corriger cette caractéristique par ϵ en fonction de I_m et, par la suite le flux magnétisant par seconde en tenant compte de la saturation ϕ_{mr} , en fonction du flux magnétisant par seconde calculé sans tenir compte de la saturation, ϕ_{mt} , (Fig III.15), [14], [22].

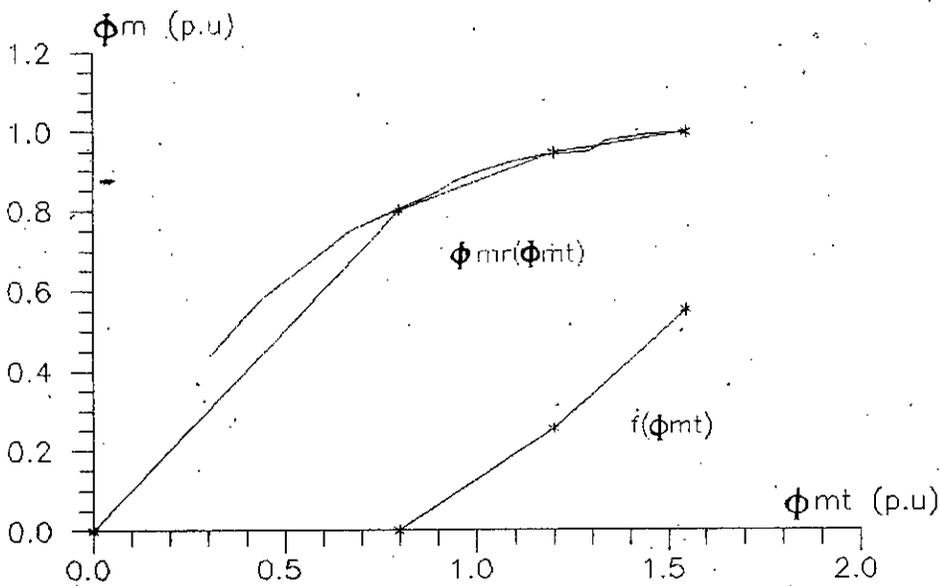


Figure III.15 : Caractéristique magnétique de la machine

Pour le calcul, il est plus commode de linéariser la courbe $\phi_{mr}(\phi_{mt})$ en trois tronçons.

La fonction $f(\phi_{mt})$, désigne la différence entre ϕ_{mt} et ϕ_{mr} :

$$f(\Phi_{mt} - X_m i_m) = \Phi_{mt} - \Phi_{mr}(\Phi_{mt}) \quad (\text{III.9})$$

Selon le modèle de la machine adopté, l'expression du flux magnétisant, Φ_{mt} sans la saturation, est:

$$[\Phi_{mt}]_q = X_{aq} \left(\frac{\Phi_{qs}}{X_{ls}} + \frac{\Phi'_{gr}}{X'_{lr}} \right) \quad (\text{III.10})$$

$$[\Phi_{mt}]_d = X_{ad} \left(\frac{\Phi_{ds}}{X_{ls}} + \frac{\Phi'_{dr}}{X'_{lr}} \right)$$

le flux réel dans la machine saturable devient:

$$[\Phi_{mr}]_q = [\Phi_{mt}]_q - \frac{X_{aq}}{X_m} f([\Phi_{mt}]_q) \quad (\text{III.11})$$

$$[\Phi_{mr}]_d = [\Phi_{mt}]_d - \frac{X_{ad}}{X_m} f([\Phi_{mt}]_d)$$

La détermination de $(\Phi_{mt})_q$ et $(\Phi_{mr})_d$ nécessite tout d'abord l'évaluation de $(\Phi_{mt})_q$ et $(\Phi_{mt})_d$ par la relation III.10, puis, le calcul de $f([\Phi_{mt}]_q)$ et $f([\Phi_{mt}]_d)$ par:

$$f([\Phi_{mt}]_q) = \frac{[\Phi_{mt}]_q}{\Phi_{mt}} f(\Phi_{mt}) \quad (\text{III.12})$$

$$f([\Phi_{mt}]_d) = \frac{[\Phi_{mt}]_d}{\Phi_{mt}} f(\Phi_{mt})$$

avec,

$$\Phi_{mt} = \sqrt{([\Phi_{mt}]_q)^2 + ([\Phi_{mt}]_d)^2} \quad (\text{III.13})$$

L'expression de $f(\Phi_{mt})$ qui en résulte est:

$$f(\Phi_{mt}) = \begin{cases} 0 & \text{pour } \Phi_{mt} \leq 0.8 \text{ pu} \\ 0.70 \Phi_{mt} - 0.560 & \text{pour } 0.8 \text{ pu} < \Phi_{mt} \leq 1.2 \text{ pu} \\ 0.95 \Phi_{mt} - 0.860 & \text{pour } \Phi_{mt} > 1.2 \text{ pu} \end{cases} \quad (\text{III.14})$$

III.2.b / Résultats de simulation

Pour une fréquence constante ($f = 50$ Hz), le fonctionnement du moteur est imposé respectivement pour la pleine charge ($g = 5 \%$) et, la charge réduite ($g = 2 \%$), lorsque la tension d'alimentation varie dans la plage 0.8 pu à 1.4 pu. Pour piloter l'onduleur, les techniques sélectionnées sont:

- technique régulière modifiée,
- modulation algébrique directe.

Les courbes du courant, du couple et, de leurs ondulations respectives sont obtenus en fonction de la tension d'alimentation et pour les paramètres ($M=9$, $r=0.9$) puis ($M = 21$, $r = 0.9$) (Fig III.15 à III.18). De ces courbes, sont tirées quelques valeurs représentatives, lesquelles sont rassemblées dans les tableaux de la figure III.19.

Au premier abord, l'influence de la saturation est non négligeable, elle est plus conséquente sur le courant fondamental et à un degré moindre, sur le couple électromagnétique. Les pics du courant et du couple ne sont pratiquement pas affectés, ceci est d'ailleurs prévisible, car la saturation dépend principalement du fondamental de la tension, les harmoniques du flux étant inversement proportionnels aux carrés de leurs fréquences d'où leurs faibles amplitudes.

L'effet de la saturation se traduit par, une augmentation importante du courant fondamental et une diminution du couple électromagnétique . Ainsi, on constate:

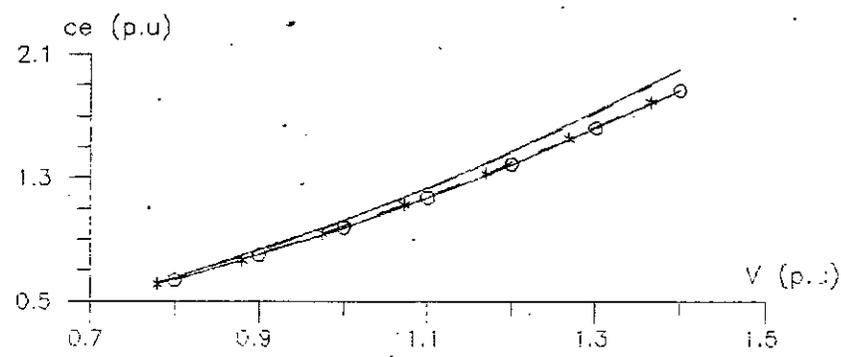
- une augmentation de l'amplitude du courant d'environ:

a) 19 % à la tension nominale V_n et 27 % à la tension $1.4 V_n$ pour la charge réduite ($g = 2 \%$),

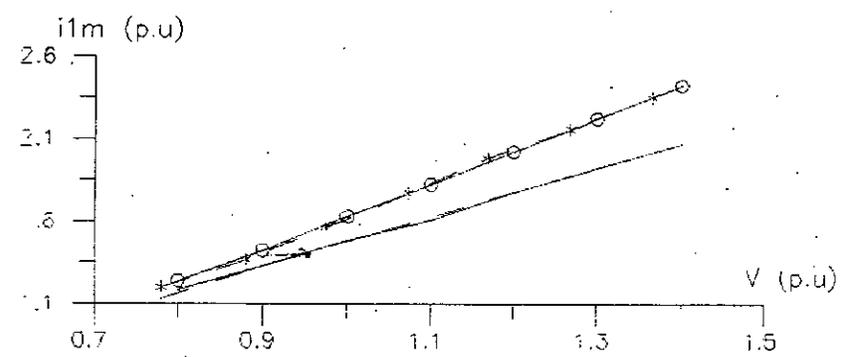
b) 10 % à la tension nominale V_n et 15 % à la tension $1.4 V_n$ pour la pleine charge ($g = 5 \%$),

- une diminution de la valeur moyenne du couple électromagnétique indépendamment de la charge, d'environ 4 % à la tension nominale, et 6 % à la tension $1.4 V_n$. On note que la variation de l'indice de modulation n'a pas d'influence sur le courant fondamental et le couple électromagnétique moyen.

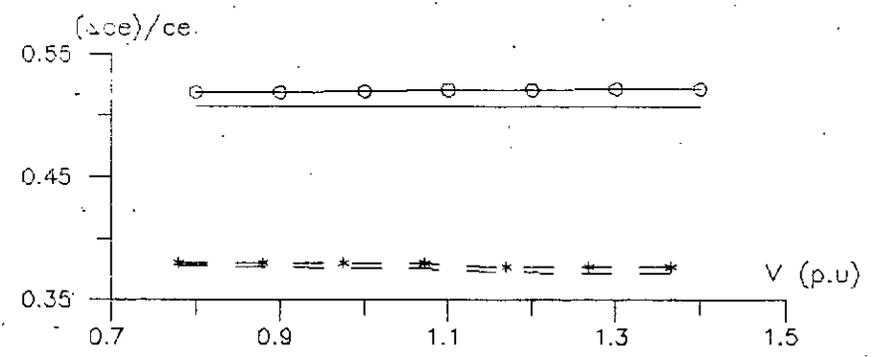
Les variations relatives des pics du courant et du couple sont dues, d'une part, à celles du courant fondamental et du couple moyen et d'autre part, à la technique de modulation utilisée. Globalement, on enregistre une diminution des amplitudes relatives des pics du courant, plus importante pour la charge réduite. Cette diminution augmente avec la tension d'alimentation.



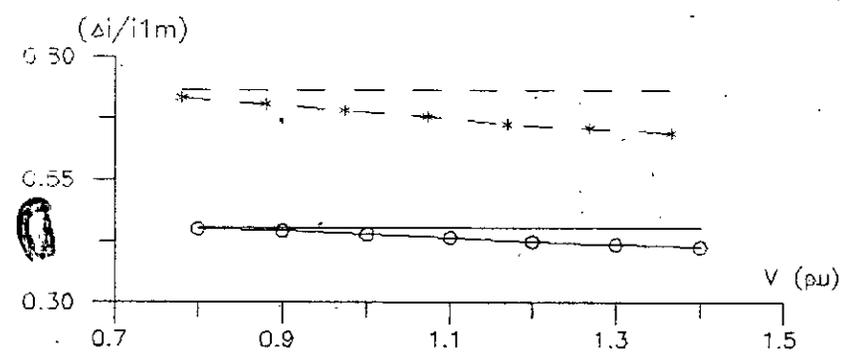
(a)



(c)



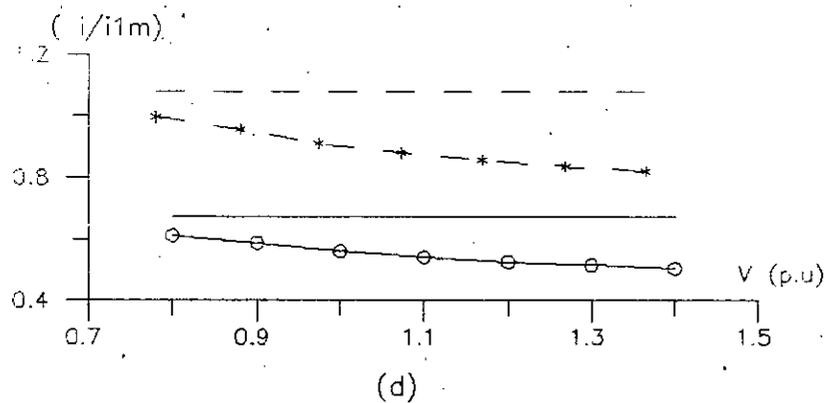
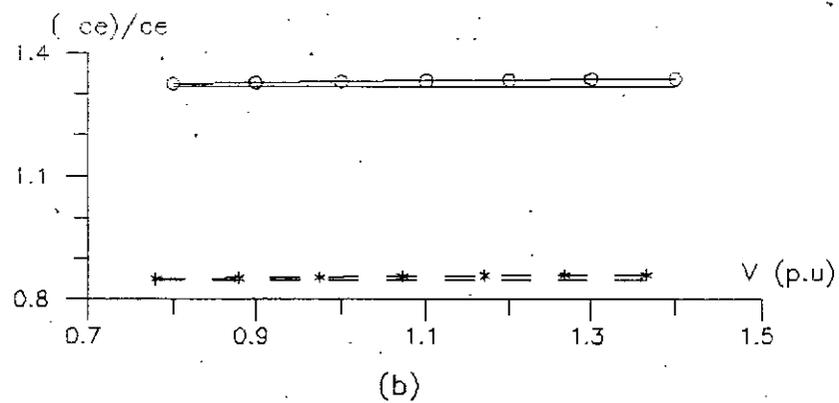
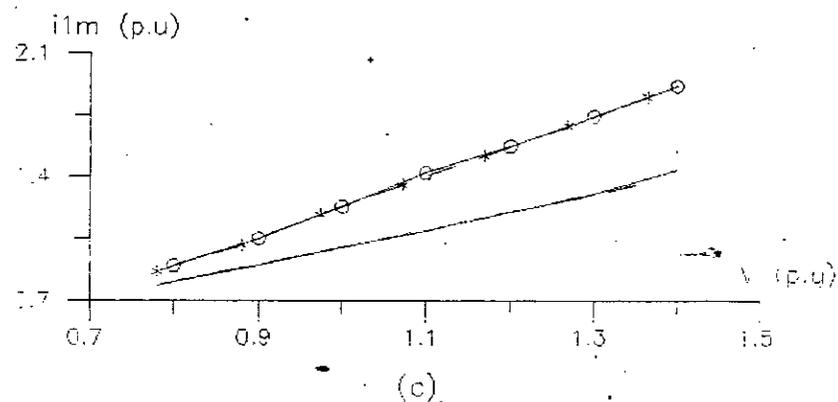
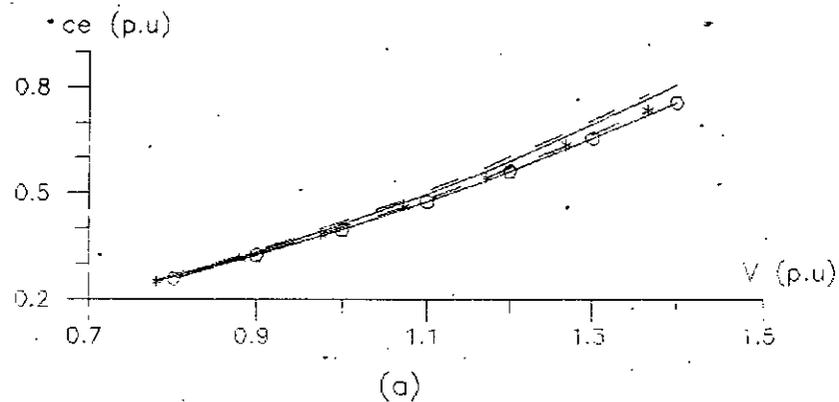
(b)



(d)

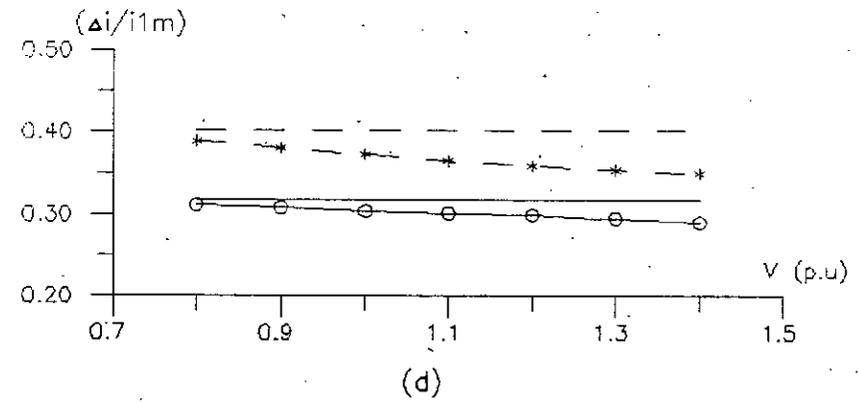
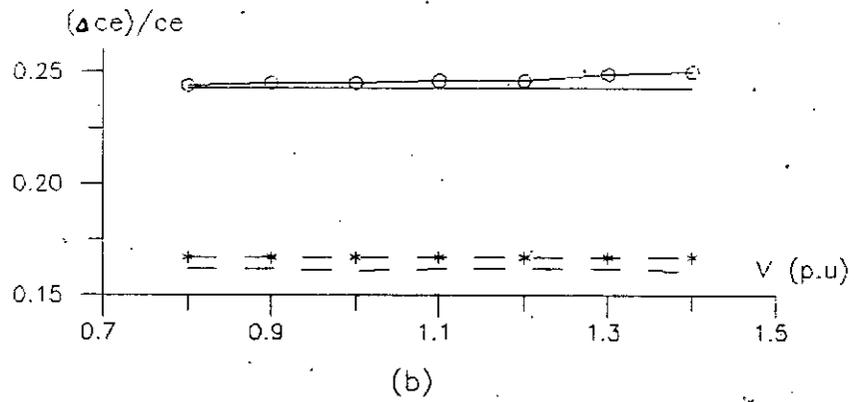
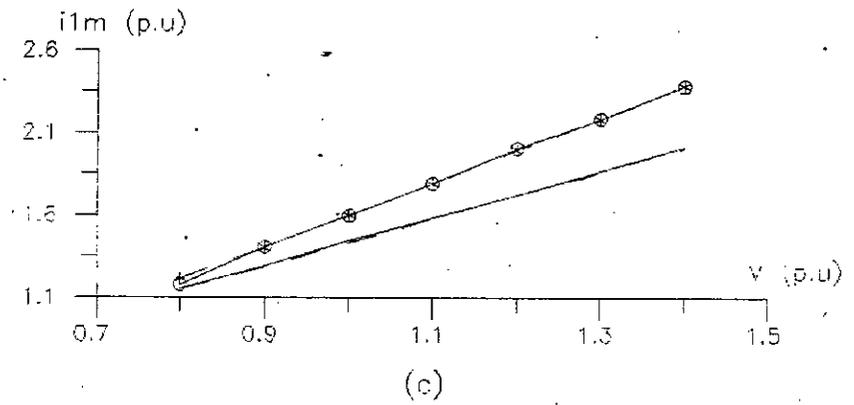
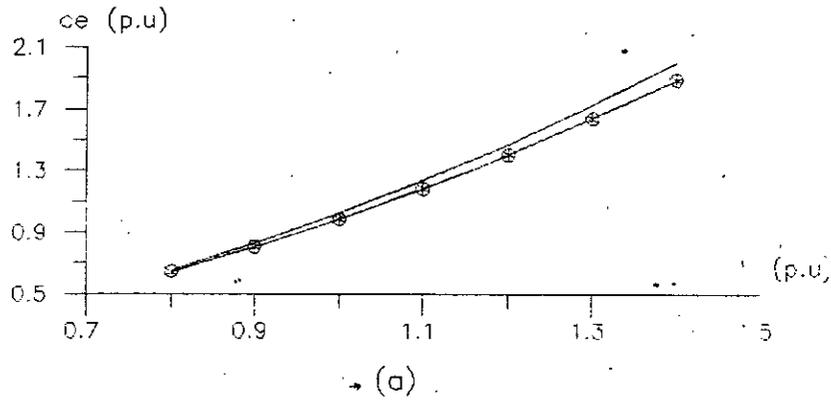
- Technique (RM) sans saturation
- ○ ○ ○ Technique (RM) avec saturation
- - - Technique (MA) sans saturation
- * * * * * Technique (MA) avec saturation

Figure III.15: Variations en fonction du fondamental de la tension pour ($M=9, r=0.9, g=5\%$);
 a: du couple moyen, b: des pics du couple
 c: du courant fondamental, d: des pics du courant



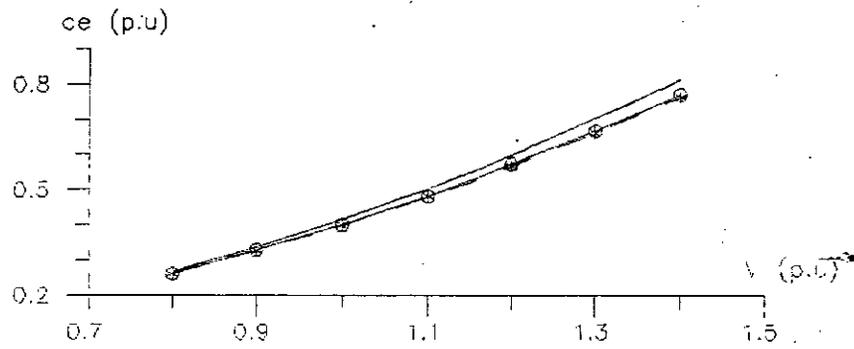
——— Technique (RM), sans saturation
 ○○○○ Technique (RM), avec saturation
 - - - Technique (MA), sans saturation
 ***** Technique (MA), avec saturation

Figure III.16: Variations en fonction du fondamental de la tension
 pour ($M=9$, $r=0.9$, $g=2\%$)
 a: du couple moyen, b: des pics du couple
 c: du courant fondamental, d: des pics du courant

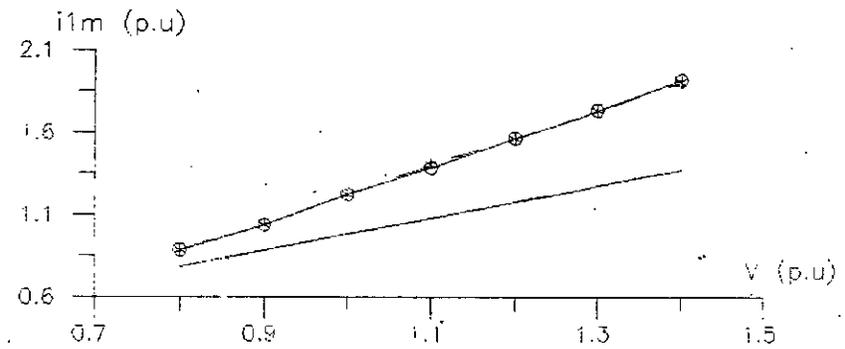


— Technique (RM) sans saturation
 ○○○○○ Technique (RM) avec saturation
 - - - Technique (MA) sans saturation
 ***** Technique (MA) avec saturation

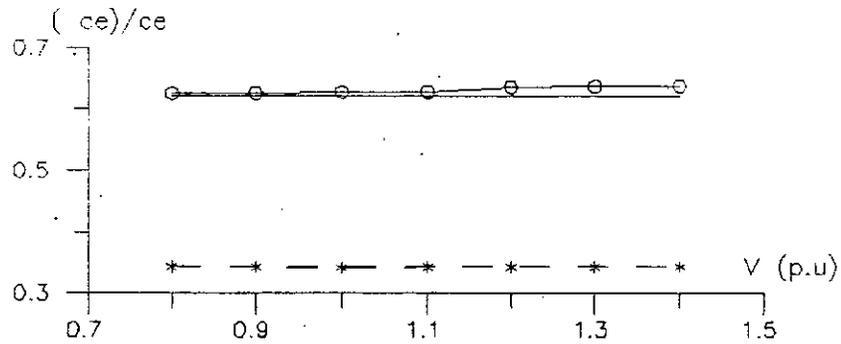
Figure III.17: Variations en fonction du fondamental de la tension
 pour ($M=21$, $r=0.9$, $g=5\%$);
 a: du couple moyen, b: des pics du couple
 c: du courant fondamental, d: des pics du courant



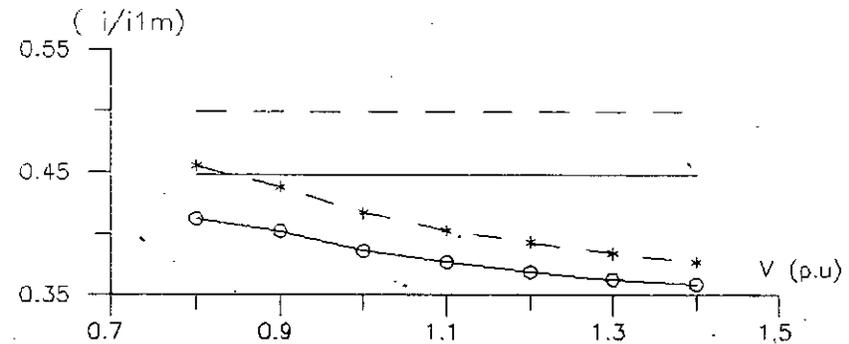
(a)



(c)



(b)



(d)

— Technique (RM), sans saturation
 ○○○○ Technique (RM), avec saturation
 - - - Technique (MA), sans saturation
 ***** Technique (MA), avec saturation

Figure III.18 : Variations en fonction du fondamental de la tension
 pour ($M=21$, $r=0.9$, $g=2\%$) ;
 a: du couple moyen , b: des pics du couple
 c: du courant fondamental , d: des pics du courant

		RM				MAD			
V (pu)		0.8	1	1.2	1.4	0.8	.98	1.18	1.48
ce (%)	g=5 %	-2.14	-4.8	-6.34	-7.5	-1.6	-3.3	-4.8	-5.9
	g=2 %	-1.9	-4.1	-5.5	-6.3	-1.6	-3.6	-5.3	-6.3
$\Delta ce/ce$ (%)	g=5 %	+2.2	+2.4	+2.7	+2.9	-0.5	-0.9	-1.1	-1.2
	g=2 %	+0.5	+0.9	+1.2	+1.5	+0.4	+0.8	+1.3	+1.6
i1 _{max} (%)	g=5 %	+4.6	+9.1	+12.2	+14.4	+4.2	+7.6	+11.8	+14.1
	g=2 %	+10.5	+18.6	+23.5	+26.6	+9.7	+17.8	+22.8	+26.2
$\Delta i1/i1_{max}$ (%)	g=5 %	-0.9	-1.5	-4.5	-7.1	-2.2	-3.1	-10.4	-13.1
	g=2 %	-10	-19.9	-27.6	-33.1	-8.4	-19.7	-25.9	-31.6

a : M = 9 , r = 0.9

		RM				MAD			
V (pu)		0.8	1	1.2	1.4	0.8	1	1.2	1.4
ce (%)	g=5 %	-1.9	-3.7	-5.1	-5.9	-1.7	-3.4	-4.9	-6
	g=2 %	-2.3	-4	-4.7	-5.7	-1.9	-4.3	-5.5	-6.4
$\Delta ce/ce$ (%)	g=5 %	+0.6	+1	+1.2	+2.8	-2.8	-3.4	-3.1	-3.4
	g=2 %	0.6	+1	+1.8	+2.6	-0.3	-0.6	-0.3	-0.1
i1 _{max} (%)	g=5 %	+5.1	+10	+13.3	+15.6	+5.2	+10.1	+13.3	+15.6
	g=2 %	+11.4	+19.8	+24.8	+28	+11.4	+19.8	+24.8	+27.9
$\Delta i1/i1_{max}$ (%)	g=5 %	-1.8	-4.3	-6	-10	-3.7	-5.2	-12.3	-15.1
	g=2 %	-8.7	-16.2	-24.4	-31.8	-9.7	-19.7	-27	-32.2

b : M = 21 , r = 0.9

Figure III.19 : Variations relatives, en fonction de la tension, du couple moyen, des pics du couple, du courant fondamental, des pics du courant

CONCLUSION

Dans ce chapitre, une étude de l'influence des réactances (de fuite et de magnétisation), ainsi qu'une approche de la saturation du circuit magnétique ont été effectuées.

Des résultats obtenus, nous tirons les conclusions suivantes:

- l'augmentation de la réactance de fuite des machines destinées à des alimentations par onduleur de tension à MLI, permet de réduire considérablement les amplitudes des pics du courant et du couple. La légère diminution du couple électromagnétique qu'elle engendre, peut être compensée par une augmentation de la réactance magnétisante,

- la saturation du circuit magnétique n'affecte pas les pics du courant et du couple en valeur absolue. Cependant, son influence sur le comportement global de la machine est non négligeable et, indépendante du type d'alimentation (sinusoïdale ou à MLI).

CHAPITRE IV

CHAPITRE IV : IMPLEMENTATION DES TECHNIQUES SUR MICROPROCESSEUR

INTRODUCTION

Ce chapitre est consacré aux résultats expérimentaux obtenus lors de l'alimentation d'un moteur asynchrone par un onduleur de tension à transistors commandé selon les techniques de modulation suivantes:

- technique régulière symétrique (RS),
- technique régulière modifiée (RM),
- technique à modulation algébrique directe (MAD)
- technique à modulation algébrique modifiée (MAM),

Le banc d'essai est présenté succinctement en annexe, vu qu'il a fait l'objet de travaux précédents, [23], [24]. Nous ne développons que la méthode de génération des signaux nécessaires à l'allumage des transistors, pour l'implémentation des techniques MLI suscitées.

IV.1 / GENERATION DES SIGNAUX DE COMMANDE

La génération des signaux utilise la méthode tabulée, laquelle consiste à stocker (sous-forme de tables) en mémoire, les informations sur les états logiques des interrupteurs et, à gérer ces tables à l'aide d'un programme principal, [23], [24].

IV.1.a / Structure de la table

Chacune des case-mémoires (de 8 bits) constituant un élément de la table renferme, dans les trois bits de poids forts, les états logiques en cours d'exécution, pour les trois interrupteurs des demi-bras du même côté (phases a, b et c), et dans les cinq bits restants, la durée des trois prochains états (Fig IV.3). Les états des trois interrupteurs complémentaires sont obtenus à l'aide d'un circuit approprié.[23].

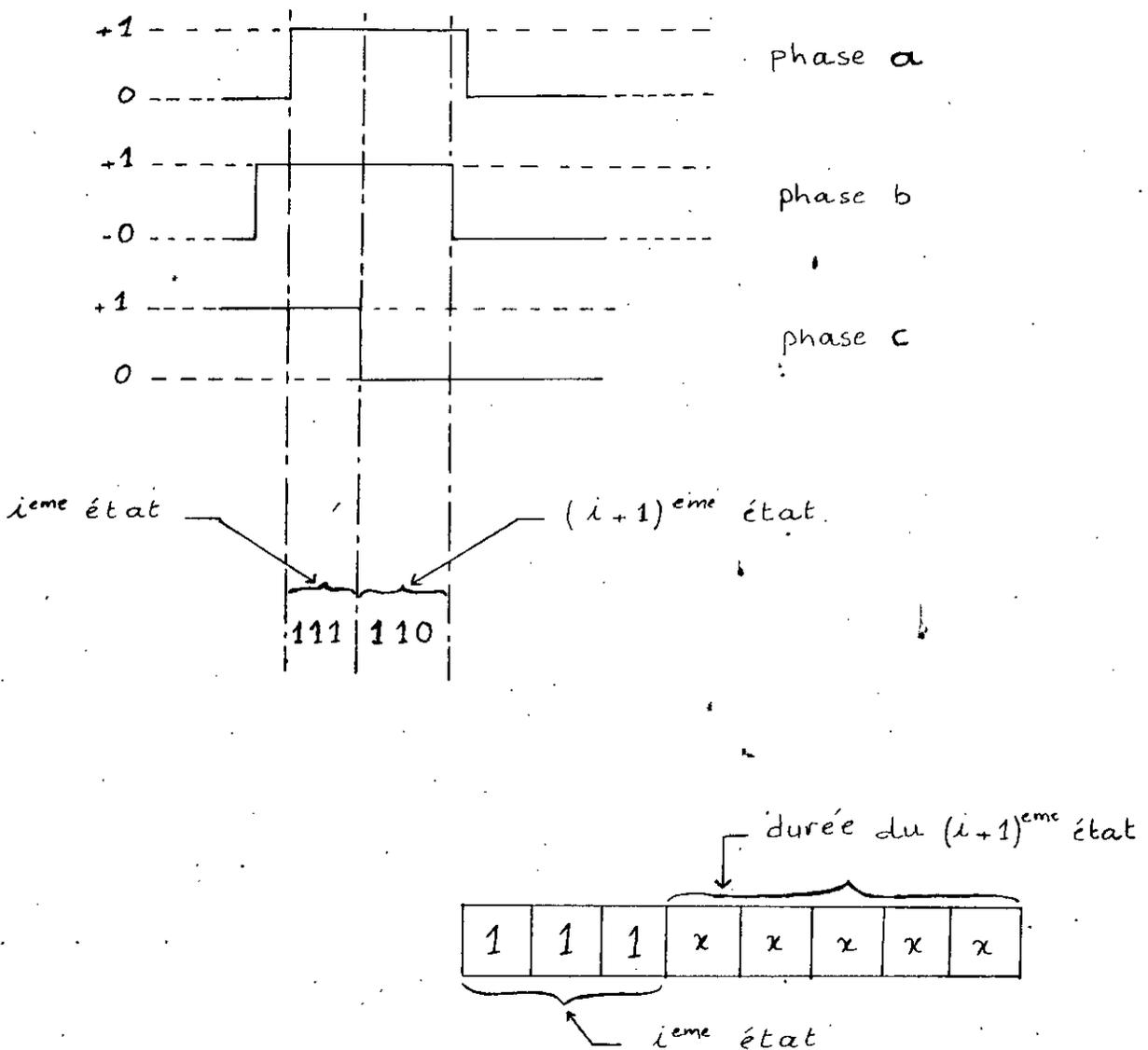


Figure IV.1 : Structure d'une case-mémoire de la table

IV.1.b / Programme principal (PP)

Le programme principal développé exécute les tâches suivantes:

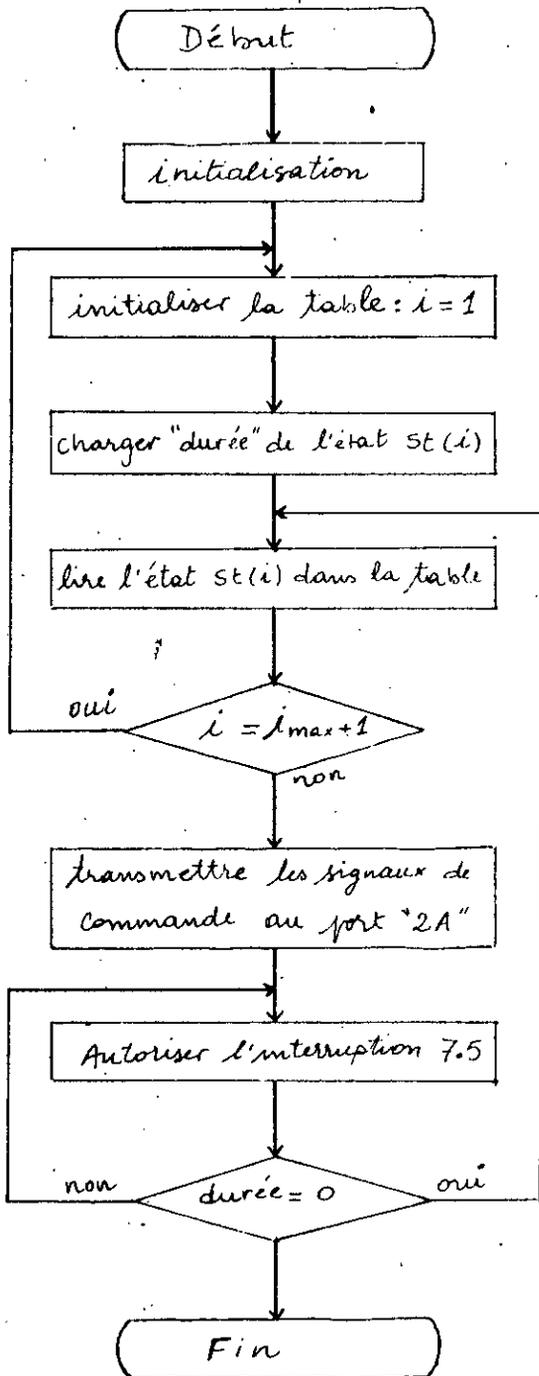
- la transmission de l'information au " Timer " pour générer un signal carré, dont la période est prise pour unité de temps,
- la lecture de la table,
- la transmission des signaux de commande,
- l'autorisation de l'interruption pour activer le sous programme d'interruption.

IV.1.c / Sous programme d'interruption (SPI)

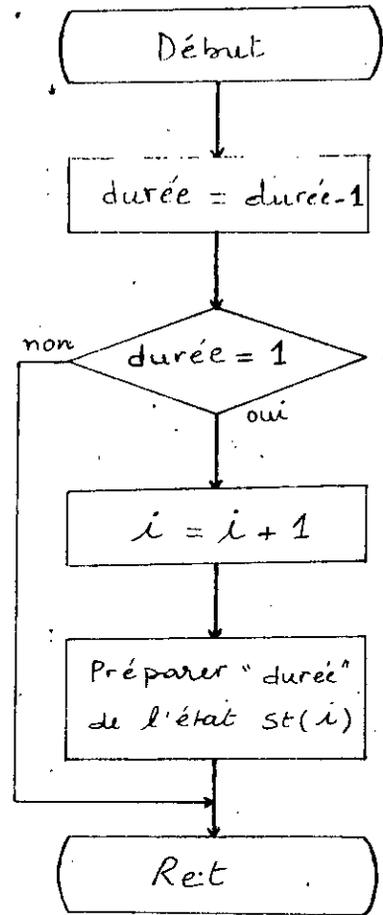
L'interruption de niveau 7.5 est mise à contribution. Elle est active au front montant du signal délivré par le " timer ". Pour chaque interruption, le programme principal (PP) se branche sur le sous programme d'interruption (SPI) dont la tâche est de:

- décrémenter d'une unité de temps la durée restante des trois états logiques des interrupteurs en cours d'exécution,
- à la fin de ces états, et sur la base des informations lues dans la table, par le programme principal (PP), il prépare la durée des états prochains.

IV : ORGANIGRAMME DE LA METHODE



a / Programme principal



b / Sous-programme d'interruption

Figure IV.2 : Organigramme de la méthode

IV.3 : RESULTATS EXPERIMENTAUX

L'algorithme développé pour la génération des signaux de commande de l'onduleur a permis d'implémenter les techniques étudiées. Ensuite, l'association onduleur-moteur asynchrone a été effectuée.

Les résultats expérimentaux (Fig IV.3 à IV.6) sont obtenus pour une tension d'entrée de 130 v et une fréquence de 25 Hz. Ils correspondent à un fonctionnement en charge de la machine alimentée selon les techniques de modulation suivantes:

- régulière symétrique, (Fig IV.3),
- régulière modifiée, (Fig IV.4),
- modulation algébrique, (Fig IV.5),
- modulation algébrique modifiée (Fig IV.6).

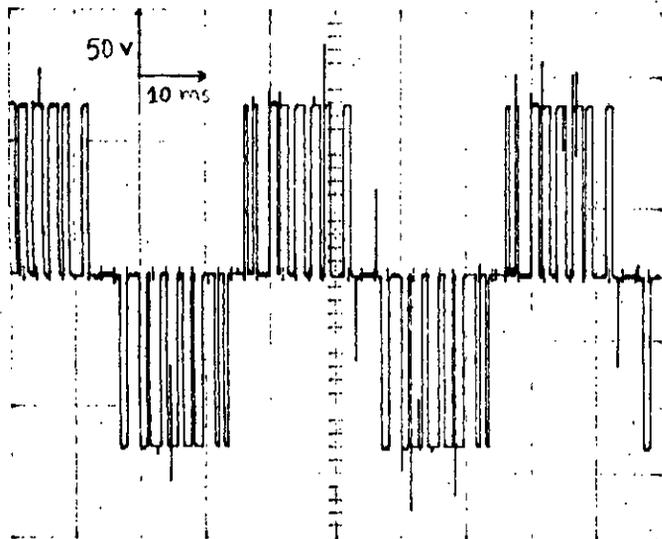
Les techniques sont considérées avec les mêmes valeurs des paramètres de modulation ($M = 9$ et $r = 0.8$). pour chacune d'elles, il est relevé:

- le signal de commande d'un demi bras de l'onduleur,
- la tension de ligne obtenue aux bornes de la machine couplée en triangle,
- le courant de ligne.



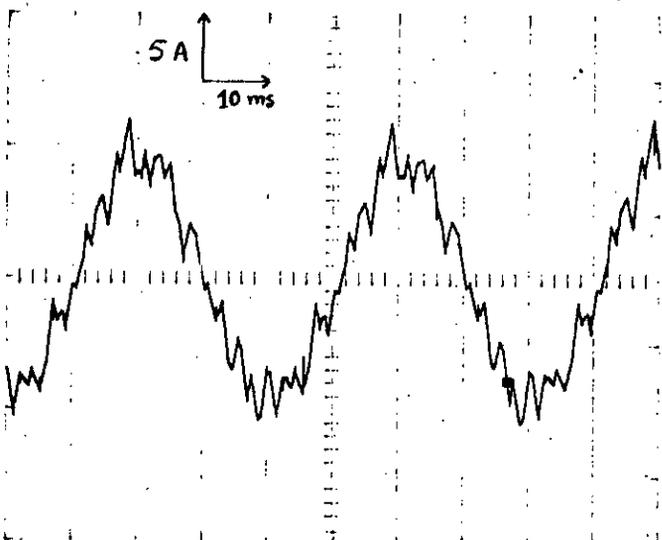
2 v
10 ms

a: signal de commande
de l'onduleur



50 v
10 ms

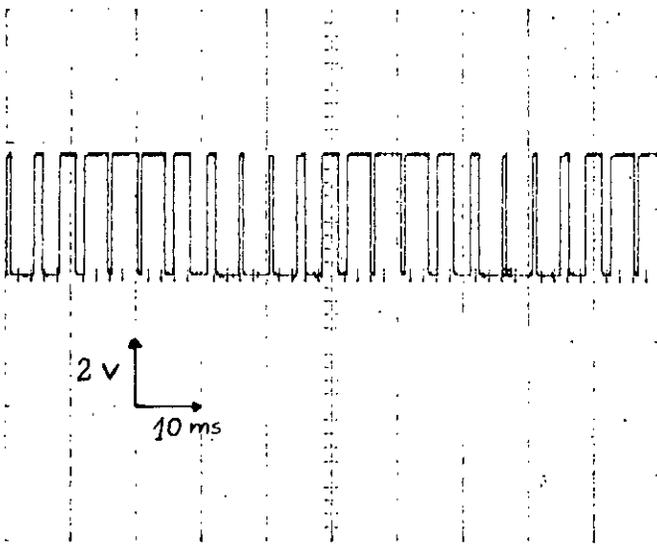
b: tension composée aux
bornes de la machine



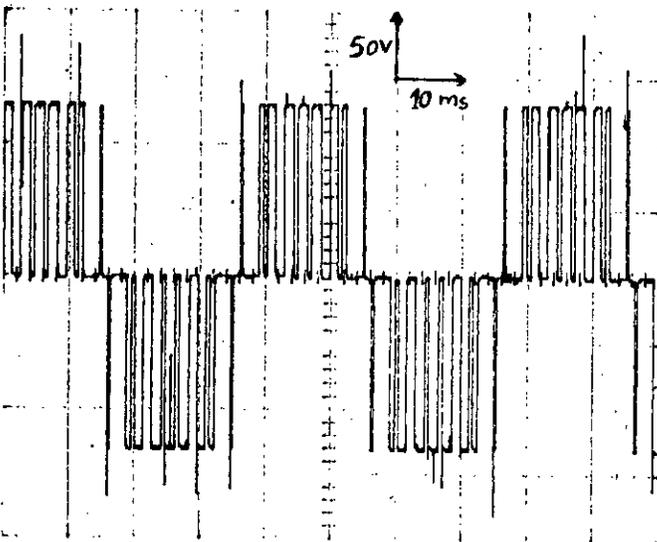
5 A
10 ms

c: courant de ligne

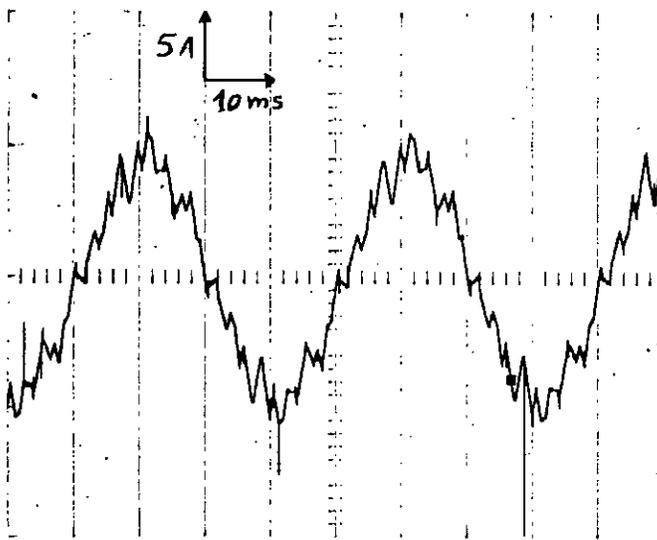
Figure IV.3 : Caractéristiques de la régulière symétrique,
($M=9$, $r=0.8$, $f=25$ hz)



a: signal de commande
de l'onduleur



b: tension composée aux
bornes de la machine



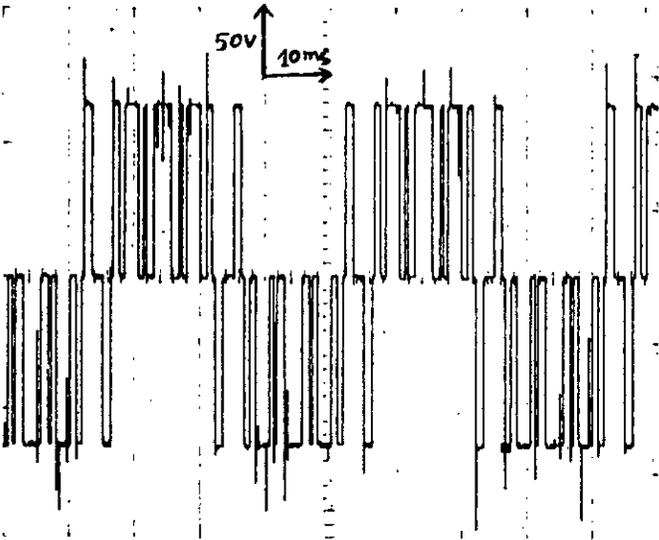
c: courant de ligne

Figure IV.4 : Caractéristiques de la régulière modifiée,
($M=9$, $r=0.8$, $f=25$ hz)



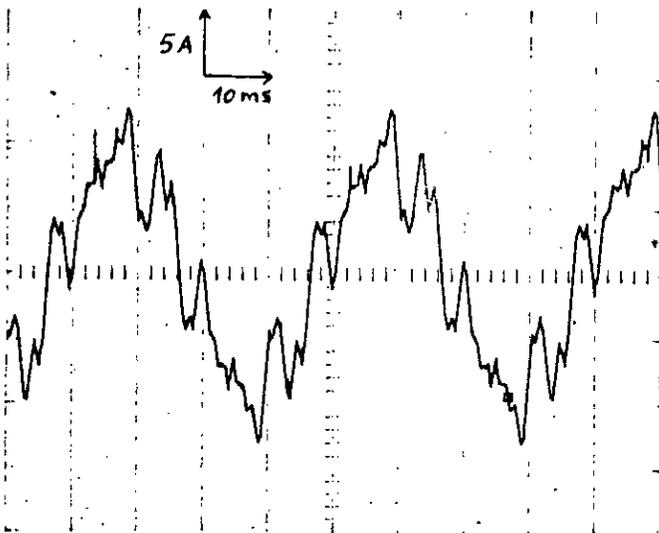
2 V
10 ms

a: signal de commande
de l'onduleur



50V
10ms

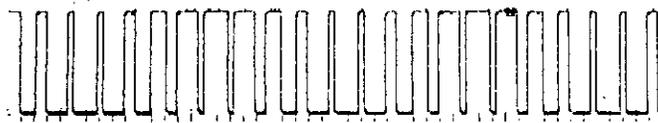
b: tension composée aux
bornes de la machine



5A
10ms

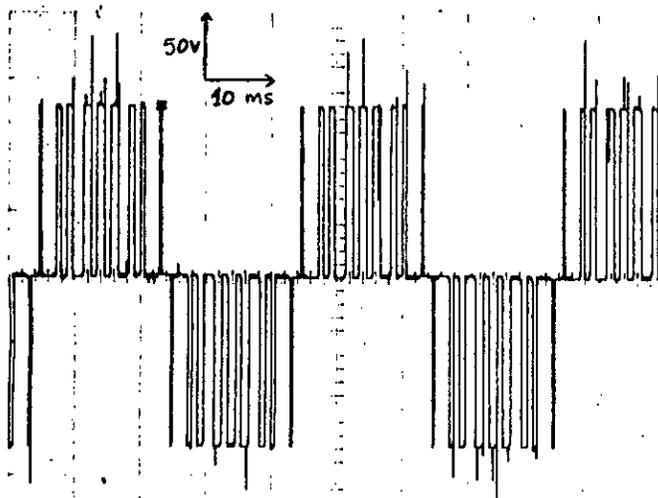
c: courant de ligne

Figure IV.5 : Caractéristiques de la modulation algébrique
directe ($M=9$, $r=0.8$, $f=25$ Hz)



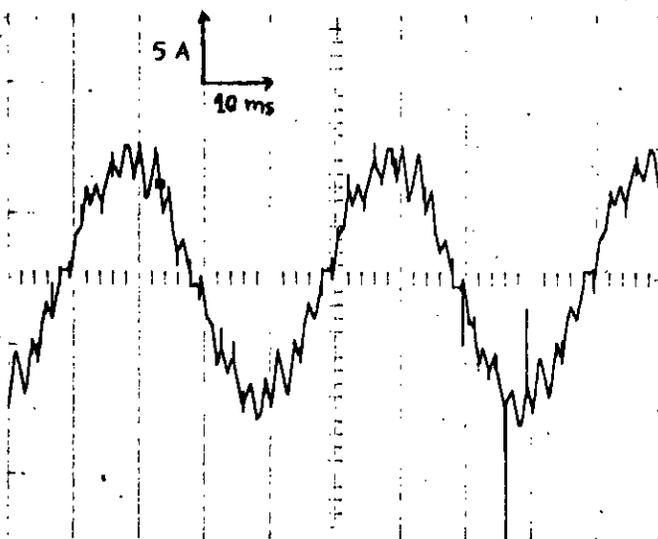
2 v
10 ms

a: signal de commande
de l'onduleur



50v
10 ms

b: tension composée aux
bornes de la machine



5 A
10 ms

c: courant de ligne

Figure IV.6 : Caractéristiques de la modulation algébrique modifiée,
($M=9$, $r=0.8$, $f=25$ hz)

IV.2 / Discussion des résultats

La ressemblance de ces résultats à ceux obtenus par simulation au chapitre II, vérifie leur conformité avec la théorie. En effet, les essais montrent à leur tour:

- la non-symétrie de la tension et du courant obtenus à l'aide de la technique régulière symétrique (Fig IV.3),
- la double symétrie des tensions et la symétrie des courants, pour les trois autres techniques, (régulière modifiée, modulation algébrique directe et modulation algébrique modifiée),
- la distorsion importante du courant obtenu par la technique de modulation algébrique directe,
- l'amélioration conséquente de la forme d'onde du courant réalisée par la modification de la technique algébrique directe.

Conclusion

A l'issue de ce chapitre, nous avons réussi à mettre en oeuvre les techniques étudiées, ce qui nous a permis de valider les résultats obtenus par simulation.

La méthode tabulée, adoptée dans ce travail, est simple à programmer. Cependant, la réalisation d'une commande numérique de la machine, utilise beaucoup d'espace-mémoire pour stocker les informations nécessaires à cette tâche.

Le calcul linéaire des angles de commutation pour les techniques étudiées, (exception faite pour la triangulo-sinusoïdale) permet d'implémenter ces techniques en temps réel avec peu de moyens, ce qui rend moins onéreuse la réalisation d'une commande numérique de la machine.

CONCLUSION

CONCLUSION

Le travail que nous avons effectué, nous a permis d'étudier le fonctionnement de l'onduleur de tension triphasé à MLI, commandé selon plusieurs stratégies de modulation. L'une de ces stratégies, initialement prévue pour l'onduleur à trois niveaux de tension, a été adaptée à l'onduleur à deux niveaux, puis modifiée, ce qui a permis d'améliorer les performances de la tension qu'elle génère. L'association, onduleur-moteur asynchrone, est ensuite effectuée et, l'effet de la variation des paramètres de modulation observé. L'influence des paramètres de la machine (réactances) sur son comportement constitue l'un des volets de notre travail; ainsi, après le rôle de la valeur des réactances de fuite et de magnétisation, l'effet de la saturation du circuit magnétique a été relevé. Enfin, l'implémentation sur microprocesseur, des techniques étudiées a permis de valider les résultats obtenus par simulation. A l'issue de ce travail nous pouvons tirer les conclusions suivantes:

- Des techniques régulières, celle modifiée offre plus d'avantages et constitue une alternative à la triangulo-sinusoidale.
- La modification opérée sur la technique algébrique apporte une nette amélioration à la forme d'onde de la tension. Néanmoins, la diminution du coefficient de réglage provoque la détérioration de son spectre de tension, ce qui rend limitée, la plage de réglage de cette technique.
- L'étude de l'influence des paramètres de modulation révèle que lors d'une commande de la machine à flux constant, il ya lieu de tenir compte des chutes de tension au stator, notamment, à coefficient de réglage faible.
- L'augmentation de la réactance de fuite des machines destinées à une alimentation

par onduleur de tension améliore la forme du courant et du couple. La légère diminution du couple électromagnétique qui en résulte, peut être compensée par une augmentation de la réactance magnétisante.

- Bien que la saturation du circuit magnétique de la machine provoque une diminution du couple électromagnétique, les pics du courant sont étouffés par l'augmentation du fondamental.

- L'implémentation pratique des techniques étudiées, donne des résultats concordants avec ceux obtenus par simulation.

BIBLIOGRAPHIE

- [1] M. O. Mahmoudi.
"Variateurs de vitesse à moteurs asynchrones, leurs simulation et synthèse sur leurs performances", Thèse de Magister, ENP Alger, Octobre 1986.
- [2] Aïda H. Mishriky, Girgis A. Girgis, and Hany Selim.
"Microcomputer on implemented PWM inverter using a unique pattern of switching angles", IEEE, Trans. on Ind. Appl. vol IA-23, N0 1, January/February 1987.
- [3] Yoone Ho Kim and Mehrdad Ehsani.
"An algebraic algorithm for microcomputer-based (direct) inverter pulsèwidth modulation", IEEE, Trans. on Ind. Appl. vol IA-23 N0. 4, July/August 1987.
- [4] N. Boudjerda, H. Chekireb, M. S. Boucherit.
"Etude par simulation, d'un onduleur de tension commandé selon différentes techniques de modulation", COMAEP'93, Djelfa, Algérie, Mai 1993.
- [5] J. P. Fanton, R. Kaczmarek.
"Modeling and simulation of new PWM control algorithms for optimised harmonic reduction in a variable speed drive", IMACS, 1988
- [6] Hasmukh S. Patel and Richard G. Hoft.
"Generalized techniques of harmonic elimination and voltage control in thyristor inverters : part I-harmonic elimination", IEEE, Trans. on Ind. Appl. vol IA-9, N0. 3, May/June 1973.
- [7] H. S. Patel and R. G. Hoft.
"Generalized techniques of harmonic elimination and voltage control in thyristor inverters : part II-voltage control techniques", IEEE, Trans. on Ind. Appl. vol. IA-10, N0. 5, September/October 1974.
- [8] S. R. Bowes, M. I. Mech. E. and A. Midoun.
"New PWM, switching strategy for microcomputer controlled inverter drives", IEE

- [9] A. Midoun.
"PWM strategies for microprocessor control of variable speed drives", Phd Thesis, University of Bristol, December 1985.
- [10] G. N. Acharya, S. S. Shakhawat, William Shepherd.
"Microprocessor-based PWM inverter using modified regular sampling techniques", IEEE, Trans. on Ind. Appl. vol. IA-22, NO. 2, March/April 1986.
- [11] J. Arrillaga, D. A. Bradley, P.S. Bodger.
"Power system harmonics" John Wiley and Sons Ltd, 1985.
- [12] S. R. Bowes, M. I. Mech. E. and, J. Clare.
"Steady state performance of PWM inverter drives", IEE Proceedings, vol. 130, Pt. B, NO. 4, July 1983.
- [13] Jelassi. K, Siala. S, De Fornel. B, David-Pieterzak. M.
"Etude comparative des techniques MLI destinées à l'alimentation en tension des variateurs asynchrones", JTEA, Tunis, Janvier 1992.
- [14] Paul C. Krause.
"Analysis of electrical machinery", McGraw Hill, 1986.
- [15] Johan Hammam and Frederik s. Van Der Merwe.
"Voltage harmonics generated by voltage-fed inverters using PWM natural sampling", IEEE, Trans. on P. Elec. vol. 3, No 3, July 1988.
- [16] G. Segquier, F. Labrique.
"Les convertisseurs de l'électronique de puissance", tome 4 : la conversion continu-alternatif, Tec Et Doc, 1989.
- [17] Yoshihiro Muray, Kazuharu Ohashi, and Isamu Hosono.
"New PWM method for fully digitized inverters", IEEE, Trans. on Ind. Appl. vol. IA

[18] S. R. Bowes and R. R. Clements.

"Computer aided design of PWM inverter systems", IEE Proceedings, vol. 129, Pt. B, NO. 1, January 1982.

[19] Murphy, J. M. D.

"Control of A. C. motors", Programm Press, Oxford, 1973.

[20] Paul G. Cummings.

"Estimating effect of system harmonics on losses and temperature rise of squirrel-cage motors", IEEE, Trans. on Ind. Appl. vol IA-22, No. 6, November/December 1986.

[21] Stephen Williamson, Roy G. Cann.

"A comparison of PWM switching strategies on the basis of drive system efficiency", IEEE, Trans. on Ind. Appl. vol. IA-20, NO. 6, November/December 1984.

[22] J. Chatelain.

"Machines électriques", Tome 1, Dunod, 1983.

[23] Y. Aït Gougam.

"Etude des stratégies de modulation de largeur d'impulsions pour onduleur de tension alimentant un moteur asynchrone", Thèse de Magister, ENP Alger, Février 1992.

[24] 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 Alger, Janvier 1991.

[25] Catalogue MCS-8085: "User's manual", Intel Corporation, Janvier 1983.

[26] M. Aumiaux.

"L'emploi des microprocesseurs", 4^{ème} Edition, Masson, Paris 1982.

ANNEXE I : PARAMETRES DE LA MACHINE DU LABORATOIRE

Les caractéristiques de la machine utilisée au laboratoire sont:

- Nombre de pôles, $p = 4$
- Vitesse nominale, $N = 1425$ tr/mn
- Puissance nominale, $P_n = 2$ kw
- Tension nominale, 220/380 v

Son identification a donné les paramètres en grandeurs relatives, suivants:

- $r_s = 0.05$ p.u
- $r'_r = 0.0824$ p.u
- $x_{ls} = 0.141$ p.u
- $x'_{lr} = 0.141$ p.u
- $x_m = 2.07$ p.u

L'évaluation de la constante de temps mécanique donne $T_m = 280$ ms

ANNEXE II : BANC D'ESSAI

La figure AII.1 montre le schéma synoptique du banc d'essai, utilisé pour l'implémentation des techniques de modulation.

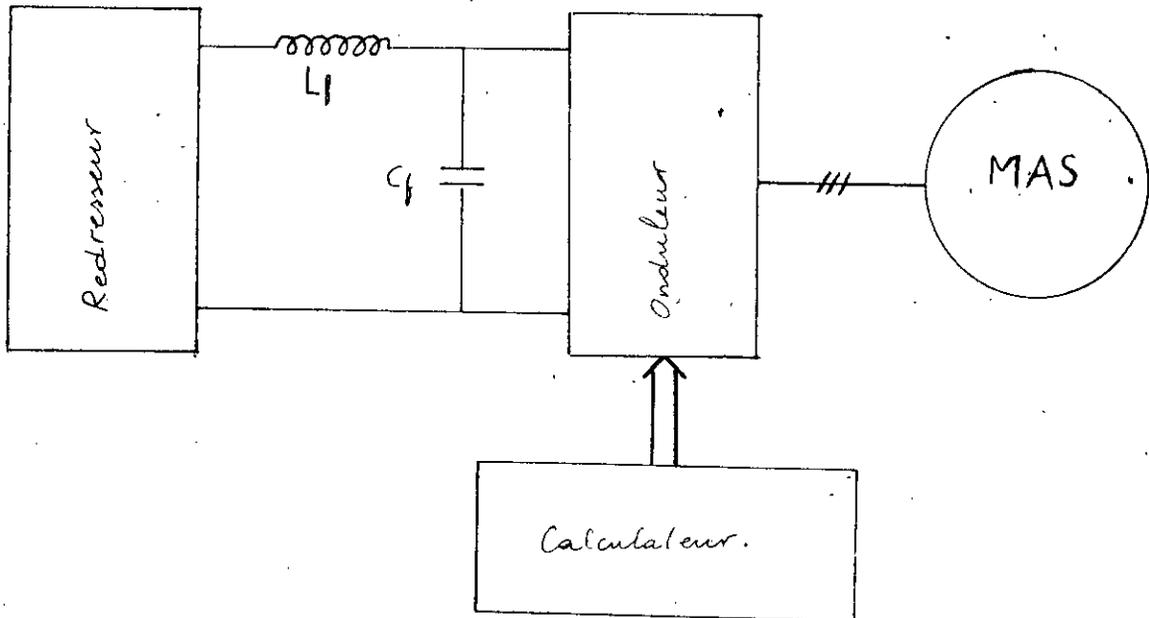


Figure AII.1 : Synoptique du banc d'essai

La tension à l'entrée de l'onduleur est obtenue à partir du redresseur et du filtre (L_f , C_f).

AII.1 / ONDULEUR

C'est un onduleur à transistors en pont, dont le schéma d'un bras est donné par la figure AII.2:

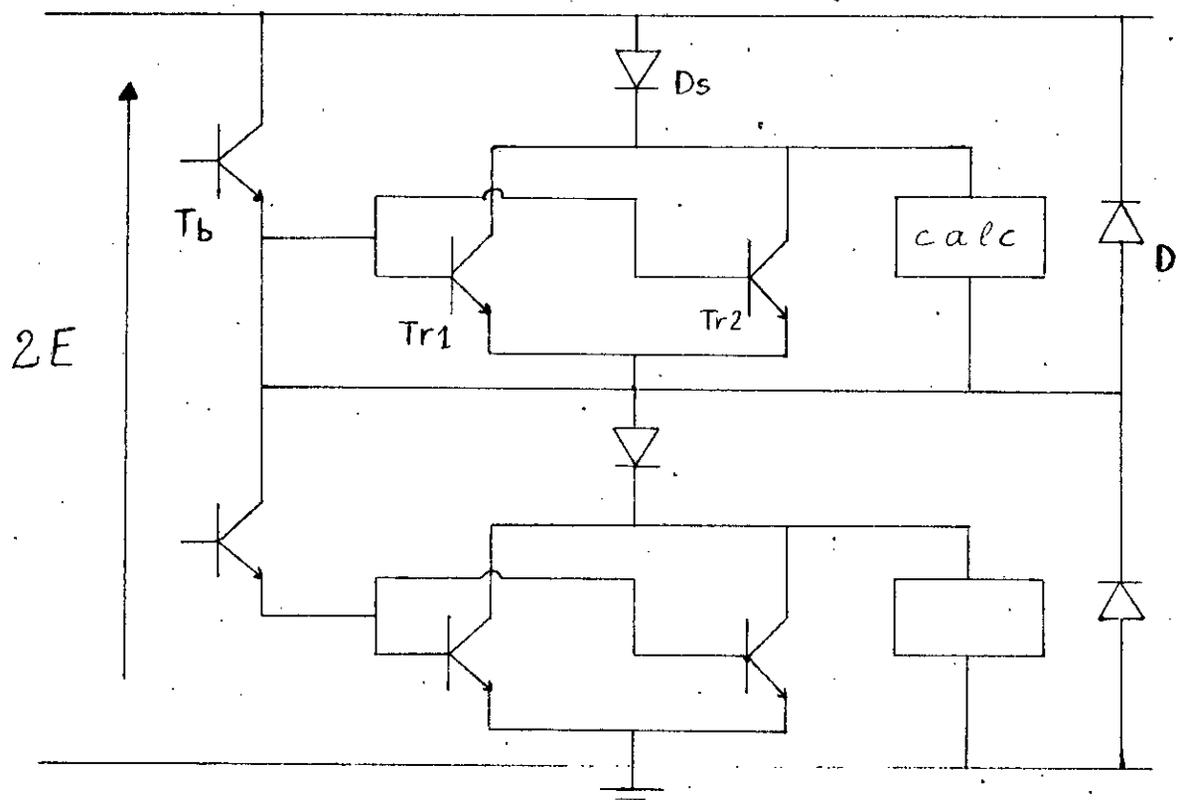


Figure A11.2 : Bras d'onduleur

Un demi-bras est constitué de:

- deux transistors de puissance (Tr1 et Tr2) en parallèle, la commande de base se fait à travers un transistor Tb,
- une diode rapide D, montée en antiparallèle avec (Tr1 et Tr2) permet le retour du courant vers la source,
- un circuit d'aide à la commutation (CALC), dimensionné pour réduire les surtensions à la fermeture, les surintensités à l'ouverture et la puissance dissipée au niveau des transistors.

Pour éviter le court-circuit de la source, au niveau de l'onduleur, la commande des deux interrupteurs d'un même bras est disjointe. En effet, le second demi-bras est activé de façon complémentaire au premier, après un temps mort de 18 μ s, à l'aide d'un circuit approprié, [23].

AII.2 / CALCULATEUR

Le calculateur utilisé est le MAP 386, [25]. Il comprend:

- le microprocesseur 80/85, doté d'une capacité mémoire de 6 kilooctets et d'une horloge de fréquence 3.01 MHz,
- le compteur temporisateur 8155, constitué, d'une mémoire morte de 256 octets, de deux ports d'entrée/sortie A et B, d'un port de contrôle C, ainsi que d'un temporisateur programmable "Timer".