

وزارة التعليم العالي
MINISTRE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR

المدسة الوطنية المتعددة التخصصات
BIBLIOTHEQUE — المكتبة
Ecole Nationale Polytechnique

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

DEPARTEMENT : Genie Electrique

PROJET DE FIN D'ETUDES

SUJET

ETUDE DU COMPORTEMENT DU MOTEUR
ASYNCHRONE ALIMENTE PAR
UN ONDULEUR M.L.I. COMMANDE SELON
DEUX STRATEGIES DE MODULATION

Proposé par :

M.O.MAHMOUDI

Etudié par :

A. HACHI

M. FARES

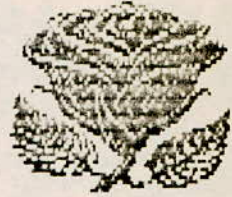
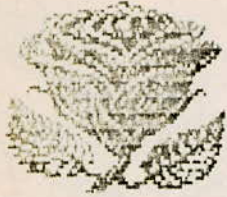
Dirigé par :

M.O.MAHMOUDI

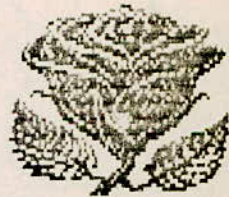
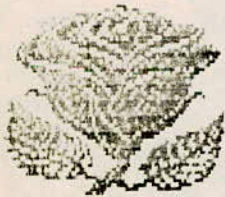
PROMOTION : JUIN 1990

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
BIBLIOTHEQUE — المكتبة
Ecole Nationale Polytechnique





remerciements



Remerciements

A l'occasion de la présentation de ce mémoire, nous tenons, tout d'abord, à exprimer nos remerciements les plus sincères à monsieur **H.B MAHMOUDI**, enseignant à l'école nationale polytechnique (E.N.P), pour nous avoir suivi, orienté et encouragé avec un sérieux et une efficacité exemplaire .

Que tous les enseignants qui ont contribué à notre formation soient profondément remerciés et plus particulièrement messieurs **TOUHAMI, TAHMI, MAAZI, BENSNOUSSI** et **IBTIOUANE** .

Nous les remercions également pour tout le temps qu'ils nous ont consacré, pour leurs critiques constructives ainsi que pour leurs précieux conseils .

Nous remercions l'équipe du centre de calcul pour son amicale collaboration .

Enfin, que tous ceux qui, de près ou de loin, ont apporté leur aide et leur soutien soient assurés de notre reconnaissance .

NOTATIONS

INTRODUCTION GENERALE

CHAPITRE I :

ETUDE DE L'ASSOCIATION FILTRE-ONDULEUR-MOTEUR ASYNCHRONE

INTRODUCTION

I/ DESCRIPTION DU MONTAGE .

I.1 - LA MACHINE ASYNCHRONE .

I.1.1 - Description et hypotheses .

I.1.2 - Machine biphasee equivalente .

I.2 - L'ONDULEUR

I.2.1 - Principe .

I.2.2 - Modelisation

II/ MISE EN EQUATIONS DE L'ENSEMBLE .

CHAPITRE II :

ETUDE DES STRATEGIES DE MODULATION

INTRODUCTION .

I/ GENERALITES .

II/ TECHNIQUE TRIANGULO-SINUSOIDALE .

II.1 PRINCIPE .

II.2 CARACTERISTIQUES .

III/ TECHNIQUE M.L.I PARTIELLE

III.1 PRINCIPE .

III.2 CARACTERISTIQUES .

IV/ TECHNIQUE M.L.I PAR INJECTION D'HARMONIQUES .

CONCLUSION .

CHAPITRE III :

COMPORTEMENT DU MOTEUR ASYNCHRONE ALIMENTE PAR UN

ONDULEUR A M.L.I

INTRODUCTION .

I / FONCTIONNEMENT A FLUX CONSTANT .

II / SIMULATION NUMERIQUE .

II.1 - PARAMETRES DU MOTEUR .

II.2 - INTEGRATION DES EQUATIONS .

II.3 - COMPORTEMENT DU MOTEUR ALIMENTE PAR UNE TENSION SINUSOIDALE .

II.4 - COMPORTEMENT DU MOTEUR ALIMENTE PAR UN ONDULEUR COMMANDE SELON LA TECHNIQUE TRIANGULO-SINUSOIDALE .

II.5 - COMPORTEMENT DU MOTEUR AVEC LA STRATEGIE DE MODULATION PARTIELLE .

CONCLUSION

CHAPITRE IV :

ETUDE DES HARMONIQUES DE TENSION

INTRODUCTION

A / TECHNIQUE TRIANGULO-SINUSOIDALE

I / PERELIMINAIRE .

II / ETUDE DES TENSIONS DE SORTIE .

III / DEVELOPPEMENT EN SERIE DE FOURIER .

IV / RESULTAT DE L'ANALYSE SPECTRALE .

IV.1 - INFLUENCE DE m .

IV.2 - INFLUENCE DE r .

B / TECHNIQUE M.L.I PARTIELLE

I / PRELIMINAIRE .

II / DECOMPOSITION EN SERIE DE FOURIER .

III / RESULTATS .

CONCLUSION

CONCLUSION GENERALE

BIBLIOGRAPHIE

NOTATION

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
 BIBLIOTHEQUE — المكتبة
 Ecole Nationale Polytechnique

I_a, I_b, I_c	: courants statoriques
I_a, I_b, I_c	: courants rotoriques
I_o	: courant a la sortie du redresseur
V_a, V_b, V_c	: tensions simples statoriques
V_a, V_b, V_c	: tensions simples rotoriques
V_{ao}, V_{bo}, V_{co}	: tensions prises entre les phases de l'onduleur et le point milieu fictif de la source
	: pulsation statorique
V, V	: tensions statoriques biphasées
V, V	: tensions rotoriques biphasées
U_{ab}, U_{bc}, U_{ca}	: tensions composees
$V_a(n)$: harmonique de rang n de V_a
$U_{ab}(n)$: harmonique de rang n de U_{ab}
$R_s (R_r)$: résistance statorique (rotorique)
$L_s (L_r)$: inductance cyclique statorique (rotorique)
$L_{as} (L_{ar})$: inductance d'une phase statorique (rotorique)
M	: inductance mutuelle cyclique
	: couple electromagnetique
p	: nombre de paires de pole
U_d	: tension redressee
k	: coefficient de charge
L	: inductance de lissage
f_s	: frequence statorique
f_p	: frequence de la porteuse
f_r	: frequence de la reference
r	: rapport cyclique
m	: indice de modulation
	: flux maximal
C_m	: couple maximal

Introduction

INTRODUCTION GENERALE

De nombreuses solutions d'entraînements par moteurs asynchrones à vitesses variables sont aujourd'hui possibles [1]. L'association onduleur-moteur asynchrone offre de très grandes possibilités, en permettant un réglage de la fréquence et de la tension statoriques. Ainsi le moteur peut être commandé à flux constant ce qui permet d'obtenir des caractéristiques couple-vitesse semblables à celles des moteurs à courant continu.

Cette solution s'impose de plus en plus notamment lorsque l'onduleur est commandé selon la technique de modulation de largeur d'impulsions (M.L.I). Dans le but d'améliorer les performances de l'ensemble onduleur-MA, plusieurs stratégies de modulation ont été développées.

Notre travail consiste à étudier par simulation numérique l'association moteur asynchrone-onduleur, ce dernier étant commandé selon deux stratégies de modulation de largeur d'impulsions, en analysant les performances de chacune d'elles.

Notre rapport comporte quatre chapitres se présentant de la manière suivante :

- Chapitre 1:

Dans ce chapitre, nous présentons le schéma pratique de

l'association onduleur-MAS, en analysant chaque étage du montage. A la fin du chapitre un modèle mathématique de l'ensemble sera établi.

- Chapitre 2:

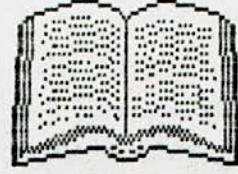
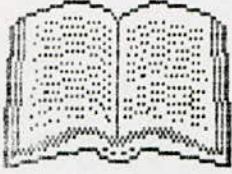
Ce chapitre sera consacré à l'étude de quelques stratégies de modulation.

- Chapitre 3:

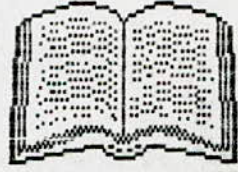
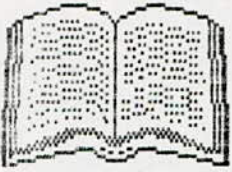
Dans ce chapitre, nous examinons le fonctionnement du moteur à flux constant. Nous étudierons le comportement du moteur pour les deux stratégies de modulation.

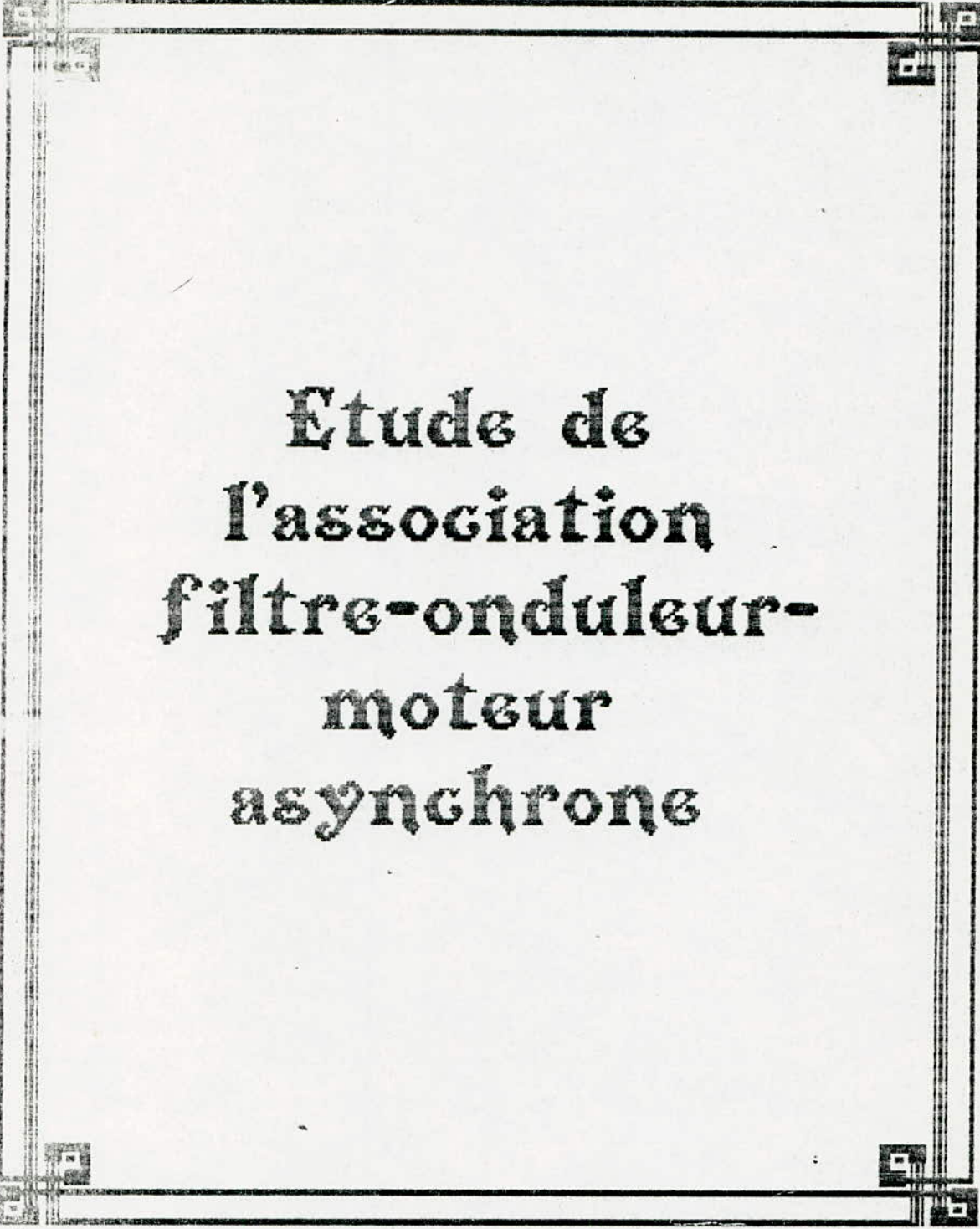
- Chapitre 4:

Nous présentons dans ce chapitre une étude des harmoniques des tensions délivrées par l'onduleur pour les deux commandes.



Chapitre I





**Etude de
l'association
filtre-onduleur-
moteur
asynchrone**

INTRODUCTION

Le réglage de la vitesse des moteurs asynchrones s'effectue de plus en plus par variation de la fréquence statorique.

Pour commander la fréquence d'alimentation, de nombreux convertisseurs statiques ont été proposés [1]. La solution offerte par l'onduleur s'impose de plus en plus, notamment lorsqu'il est commandé en modulation de largeur d'impulsions (M.L.I.).

Nous présentons dans ce chapitre le schéma pratique de l'association onduleur en M.L.I.-Moteur asynchrone.

Nous déterminons les caractéristiques et le modèle mathématique de chaque étage de montage.

A la fin du chapitre, un modèle mathématique de l'ensemble du montage sera établi, facilitant ainsi l'étude par simulation numérique.

I/ DESCRIPTION DU MONTAGE :

Le schéma de principe de l'association onduleur-moteur asynchrone est donné par la figure I.3.

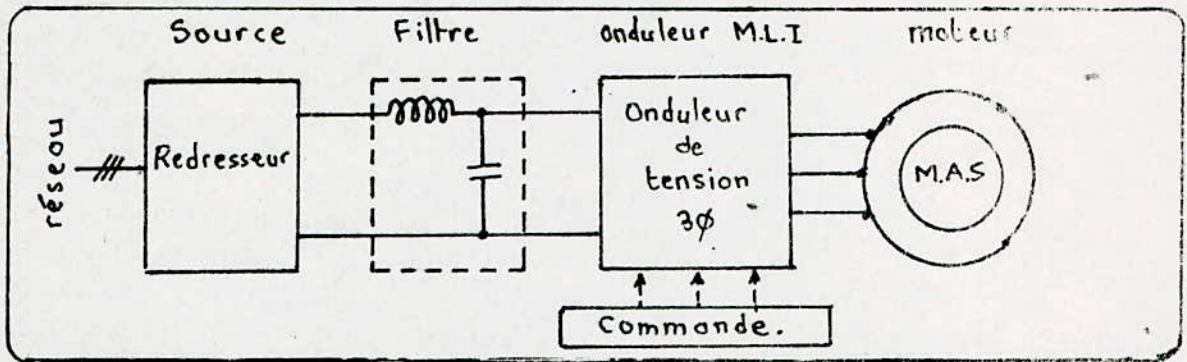


Fig I.1 : Schéma de l'association filtre-onduleur-moteur asynchrone.

L'onduleur M.L.I à interrupteurs bidirectionnels alimente le stator du moteur asynchrone. Le filtre LC placé entre la source et l'onduleur permet de réduire les ondulations de tension et de courant.

Dans ce qui suit, nous rappelons le fonctionnement et les caractéristiques principales des différents étages du montage.

I-1/ LA MACHINE ASYNCHRONE :

I-1-1/ Description et hypothèses simplificatrices :

La machine asynchrone est représentée schématiquement par la figure

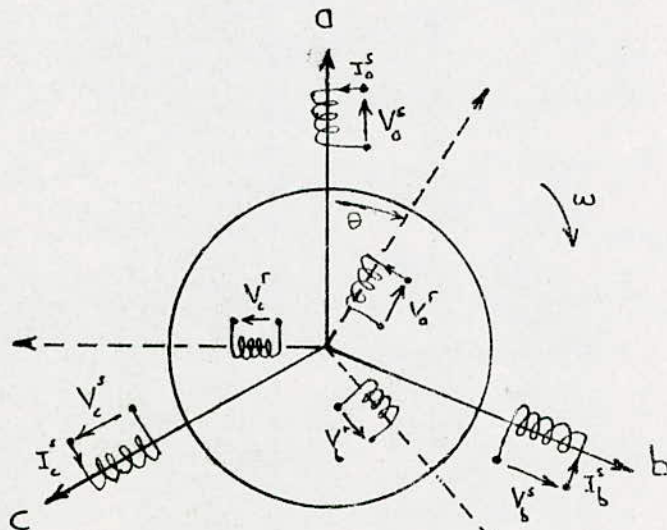


Fig I.2 : Représentation schématique d'une machine asynchrone

La machine asynchrone, avec la répartition de ses enroulements et sa géométrie propre, est très complexe pour se prêter à une analyse tenant compte de sa configuration exacte. Il est alors nécessaire d'adopter les hypothèses simplificatrices suivantes :

- La machine est supposée symétrique et à entrefer constant.
- La saturation du circuit magnétique, l'hystérésis et les courants de Foucault sont négligeables.
- Les résistances des enroulements ne varient pas avec la température et on néglige l'effet de peau.

La plupart des études menées sur la machine asynchrone alimentée par convertisseur statique, ont été réalisées à l'aide du modèle biphasé fourni par la transformation de Park [3].

I-1-2/ Machine biphasée équivalente :

En appliquant la transformation de Park aux grandeurs statoriques et rotoriques de la MAS, nous obtenons le modèle biphasé équivalent de la figure [4]

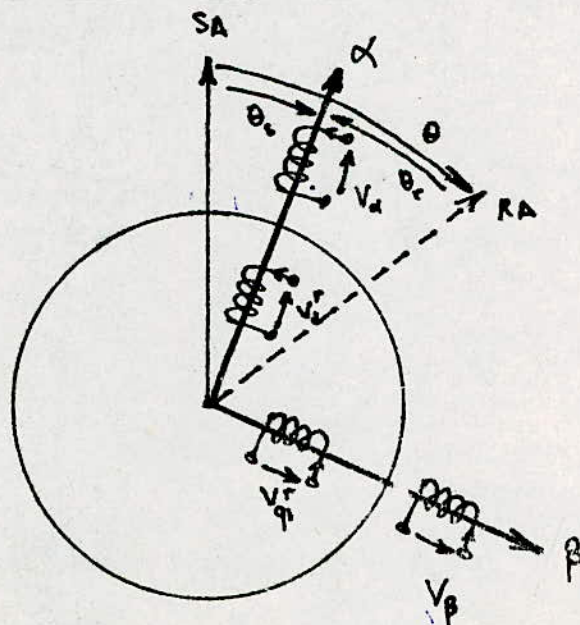


Fig I.3 : Modèle biphasé équivalent de la machine asynchrone.

Dans un référentiel lié au stator, les équations de la machine biphasée équivalentes sont [4]:

$$\begin{cases} V_{\alpha} = R_s I_{\alpha} + L_s \frac{dI_{\alpha}}{dt} + M \frac{dI_d^r}{dt} \\ V_{\beta} = R_s I_{\beta} + L_s \frac{dI_{\beta}}{dt} + M \frac{dI_q^r}{dt} \\ V_{dr} = 0 = R_r I_d^r + M \frac{dI_{\alpha}}{dt} + \omega_r M I_{\beta} + L_r \frac{dI_d^r}{dt} + \omega_r L_r I_q^r \\ V_{qr} = 0 = R_r I_q^r + M \frac{dI_{\beta}}{dt} - \omega_r M I_{\alpha} + L_r \frac{dI_q^r}{dt} - \omega_r L_r I_d^r \end{cases} \quad (I.1)$$

En posant :

$$\begin{aligned} L_s &= L_{as} - M_{as} : \text{Inductance propre cyclique du stator} \\ L_r &= L_{ar} - M_{ar} : \text{Inductance propre cyclique du rotor} \\ M &= \frac{3}{2} M_{sr} : \text{Inductance mutuelle cyclique entre} \\ &\quad \text{stator et rotor} \end{aligned}$$

L'équation mécanique s'écrit :

$$\Gamma_{em} = J \frac{d\Omega}{dt} + \Gamma_f + \Gamma_r \quad (I.2)$$

Le couple électromagnétique est donné par :

$$\Gamma_{em} = pM (I_{\beta} I_d^r - I_{\alpha} I_q^r) \quad (I.3)$$

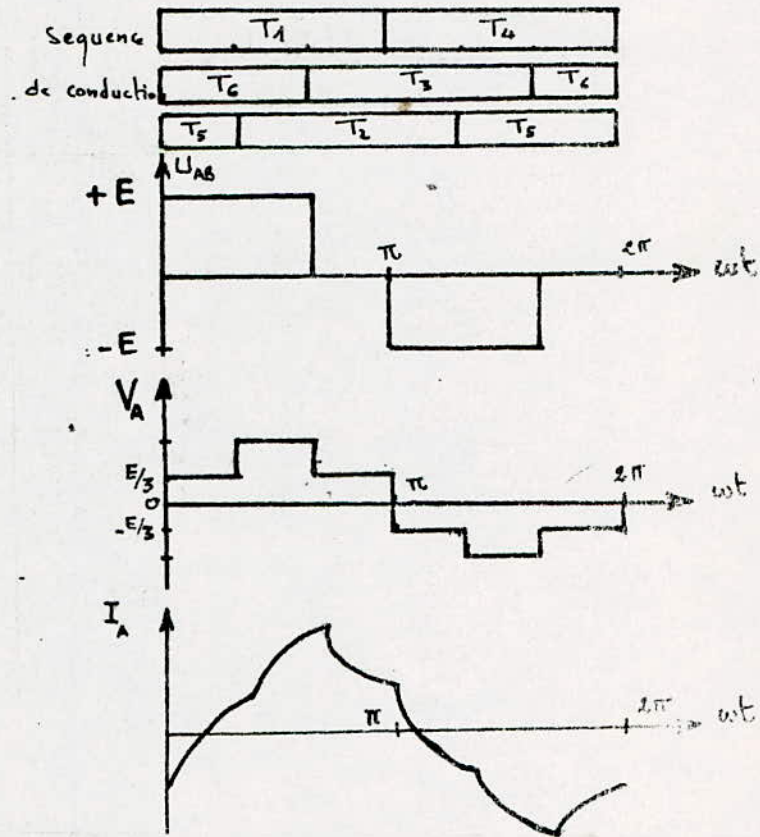
Γ_f : étant le couple de frottement .

Γ_r : couple résistant imposé par la charge .

On aboutit ainsi à cinq équations différentielles à coefficients constants .

La tension appliquée au moteur et issue de la commande "en pleine onde" génère des harmoniques de courant non négligeables (5% du courant nominal), ce qui majore les pertes joules dans la machine, ces mêmes harmoniques (surtout 5 et 7) engendrent des couples pulsatoires pouvant être importants aux basses vitesses.

Fig I.5 :
Grandeurs de sortie
d'un onduleur en p.o.



La modulation de largeur d'impulsions (M.L.I.) permet de surmonter ces inconvénients.

Pour une modulation appropriée, la tension de sortie est formée par plusieurs créneaux d'amplitude égale à la tension de la source et largeurs variables. Figure I.6

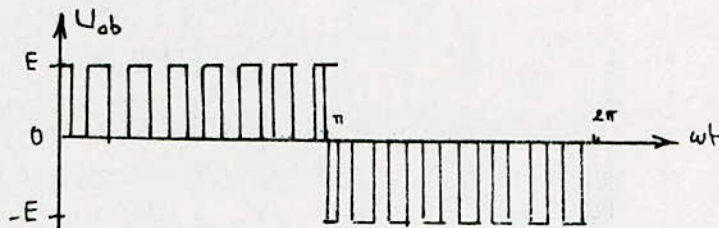


Fig I.6 :
tension délivrée
par
l'onduleur.

La fréquence de modulation est maintenue à une valeur beaucoup plus élevée que la fréquence d'opération du moteur ce qui permet à l'inductance statorique de filtrer la forme d'onde du courant.

I-2/ L'ONDULEUR :

I-2-1/ Principe :

L'onduleur est un convertisseur statique assurant la conversion continu-alternatif. Le schéma de principe d'un onduleur triphasé de tension est donné par la figure I.4

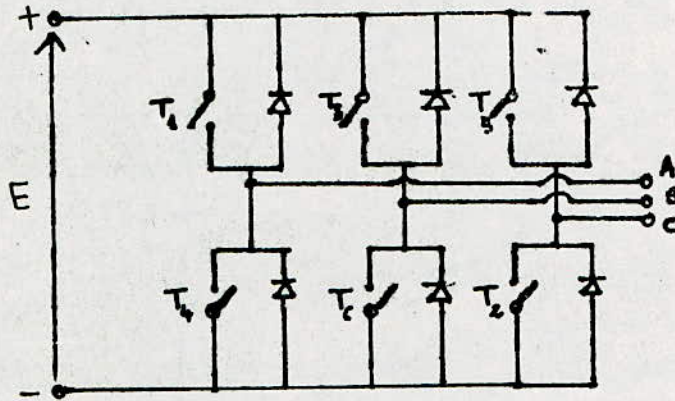


Fig I.4: Schéma de principe d'un onduleur triphasé

Chaque bras de l'onduleur est constitué par une paire d'interrupteurs statiques (thyristor, transistor, GTO...). Les diodes montées en anti-parallèle sur les interrupteurs autorisent le retour du courant vers la source, c'est à dire, dans le cas particulier vers le condensateur C.

Suivant la commande des interrupteurs constituant l'onduleur, on peut distinguer :

- La commande en pleine onde (P.O), dite aussi commande à 180° .
- La commande modulée de largeur d'impulsion (M.L.I.).

De plus, la modulation de largeur d'impulsions permet un réglage linéaire de l'amplitude et de la fréquence de la composante fondamentale de la tension de sortie .

La largeur et le nombre de crêteaux par alternance dépend de la stratégie de modulation. Plusieurs stratégies ont été proposées et font l'objet de plusieurs études [5][6][7] . Le chapitre II sera consacré à l'étude de quelques unes.

1-2-2/ Modélisation de l'onduleur :

Pour faciliter la modélisation, les semiconducteurs seront considérés comme des interrupteurs idéaux (commutation instantanée). Ainsi chaque bras de l'onduleur sera représenté par un inverseur.(Figure I.7).

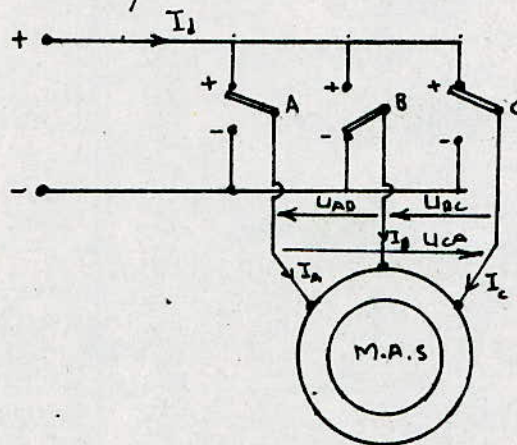


Fig I.7 : schéma équivalent de l'onduleur.

À chaque inverseur, on associe une fonction logique $f_i(t)$ ($i=1,2,3$) définie par :

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

Les tensions composées U_{AB}, U_{BC}, U_{CA} appliquées à la machine se déduisent de la tension d'alimentation de l'onduleur V_s et des fonctions logiques $f_i(t)$, de la manière suivante :

$$\begin{cases} U_{AB} = V_A - V_B = V_s [f_1(t) - f_2(t)] \\ U_{BC} = V_B - V_C = V_s [f_2(t) - f_3(t)] \\ U_{CA} = V_C - V_A = V_s [f_3(t) - f_1(t)] \end{cases} \quad (I.4)$$

Les hypothèses simplificatrices (paragraphe I-1-1) engendrent une quatrième relation :

$$V_A + V_B + V_C = 0 \quad (I.5)$$

Ce qui permet d'écrire :

$$\begin{cases} V_A = (U_{AB} - U_{CA})/3 = V_s \left[\frac{2}{3} f_1 - \frac{1}{3} (f_2 + f_3) \right] \\ V_B = (U_{BC} - U_{AB})/3 = V_s \left[\frac{2}{3} f_2 - \frac{1}{3} (f_1 + f_3) \right] \\ V_C = (U_{CA} - U_{BC})/3 = V_s \left[\frac{2}{3} f_3 - \frac{1}{3} (f_1 + f_2) \right] \end{cases} \quad (I.6)$$

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

$$I_d = f_1 \cdot I_a + f_2 \cdot I_b + f_3 \cdot I_c \quad (I.7)$$

Ainsi l'onduleur sera modélisé par :

$$[V] = V_s \cdot [T] [F] \quad (I.8)$$

Avec :

$$[V] = \begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{bmatrix} \quad [T] = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ -1/2 & 1 & -1/2 \\ -1/2 & -1/2 & 1 \end{bmatrix} \quad [F] = \begin{bmatrix} f_1 \\ f_2 \\ f_3 \end{bmatrix}$$

Actuellement, de nouvelles méthodes de modélisation des convertisseurs statiques, basées sur la notion de fonction de transfert, sont proposées et utilisées par plusieurs auteurs [8].

L'onduleur est modélisé par une fonction de transfert liant les grandeurs de sortie et les grandeurs d'entrée, sans égard à la structure interne de l'onduleur, ce qui facilite la conception et la modélisation du convertisseur.

Pour l'onduleur de tension (V.S.I), on définit:

- Une fonction de transfert relative aux tensions :

$$[S_v] = \frac{[U_{AB}, U_{BC}, U_{CA}]}{V_s} = \frac{[U]}{V_s} \quad (I.9)$$

- Une fonction de transfert relative aux courants :

$$I_d = [S_i][I_p]^t \quad (I.10)$$

Avec :

$$[S_i] = [S_1, S_2, S_3] \quad ; \quad [I_p] = [I_{pA}, I_{pB}, I_{pC}]$$

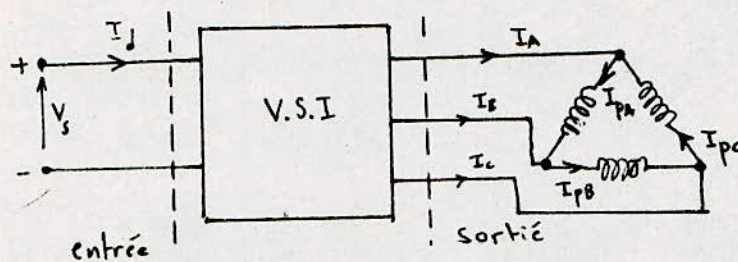


Fig I.8.

En négligeant les pertes dans l'onduleur, la puissance instantanée de sortie sera égale à la puissance instantanée d'entrée :

$$V_s \cdot I_d = [U][I_p]^t \quad (I.11)$$

En remplaçant (I.9) et (I.10) dans (I.11) on aura :

$$V_s \cdot [S_i] \cdot [I_p]^t = V_s [S_v][I_p]^t$$

$$[S_v] = [S_i] = [S] \quad (I.12)$$

Ainsi l'onduleur sera modélisé par une fonction de transfert unique [S] valable pour les courants et les tensions.

I-3/ LA SOURCE CONTINUE : REDRESSEUR-FILTRE :

La tension continue alimentant l'onduleur est obtenue par redressement de la tension alternative du réseau. Le redresseur est un pont de Graetz qui peut être à base de thyristors ou diodes.

Le choix du redresseur dépend, en général, du type de commande de l'onduleur :

- En pleine-onde, on utilise généralement un pont à thyristors (ou hacheur) afin de travailler à flux constant par maintien du rapport $V_s/f_s = \text{cte}$.
- En M.L.I., la plage de variation de la tension étant suffisamment grande, il n'est pas nécessaire d'utiliser une source continue variable. On se limite à un pont de Graetz à diodes caractérisé par sa simplicité, son coût et surtout pour son bon facteur de puissance.

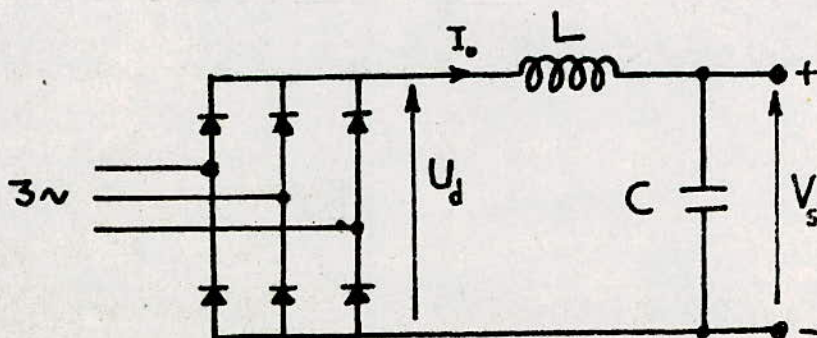


Fig I.9: La source continue

Le filtre LC permet d'obtenir à l'entrée de l'onduleur une tension sensiblement constante, et un courant d'entrée I_0 légèrement ondulé.

La capacité C supprime les brusques variations de la tension V_s durant les intervalles de commutation :

La self L permet de rendre sensiblement constant le courant I_d pris à la source alors que I_d absorbé par l'onduleur est fortement ondulé.

Les grandeurs I_d , I_0 , V_s et U_d sont liées par les équations :

$$\begin{cases} L \frac{dI_d}{dt} + V_s = U_d \\ I_0 - C \frac{dV_s}{dt} = I_d \end{cases} \quad (I.13)$$

Le système (I.13) constitue les équations du filtre d'entrée.

La fréquence propre du filtre est donnée par :

$$\omega_f = \frac{1}{\sqrt{LC}}$$

Les paramètres L et C sont choisis pour que la fréquence propre soit suffisamment loin de la fréquence de fonctionnement du moteur.

II- MISE EN EQUATIONS DE L'ENSEMBLE FILTRE-ONDULEUR-MAS

En regroupant les équations (I.1) (I.2) et (I.13), nous obtenons

le système d'équations décrivant le fonctionnement de l'ensemble filtre-onduleur-moteur. (Figure I.10).

$$(I.14) \left\{ \begin{aligned} \frac{dI_\alpha}{dt} &= K [V_\alpha L_r - L_r R_r I_\alpha + M R_r I_d^r + p \Omega_m (M I_\beta + L_r I_q^r) M] \\ \frac{dI_\beta}{dt} &= K [V_\beta L_r - L_r R_r I_\beta + M R_r I_q^r - p \Omega_m (L_r I_d^r + M I_\alpha) M] \\ \frac{dI_d^r}{dt} &= K [-M V_\alpha + M R_s I_\alpha - R_r L_s I_d^r - p \Omega_m L_s (L_r I_q^r + M I_\beta)] \\ \frac{dI_q^r}{dt} &= K [-M V_\beta + M R_s I_\beta - R_r L_s I_q^r + p \Omega_m L_s (L_r I_d^r + M I_\alpha)] \\ \frac{dV_s}{dt} &= \frac{1}{C} (I_o - I_d) \\ \frac{dI_o}{dt} &= \frac{1}{L} (U_d - V_s) \\ \frac{d\Omega_m}{dt} &= \frac{1}{J} [p M (I_\beta I_d^r - I_\alpha I_q^r) - \Gamma_f - \Gamma_R] \end{aligned} \right.$$

Ces équations sont écrites sous une forme directement adaptée à l'intégration numérique.

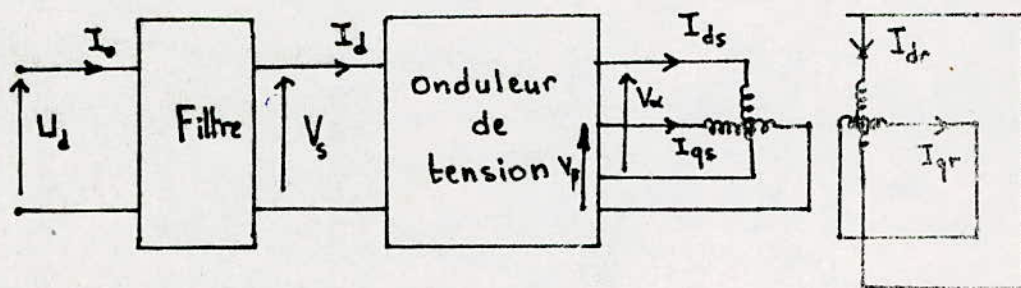
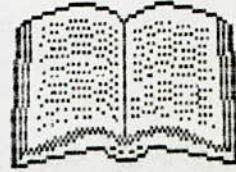
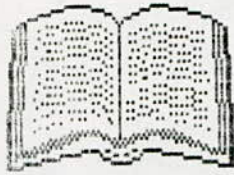
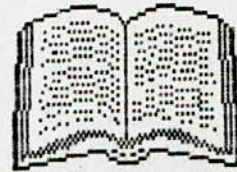
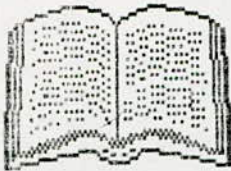
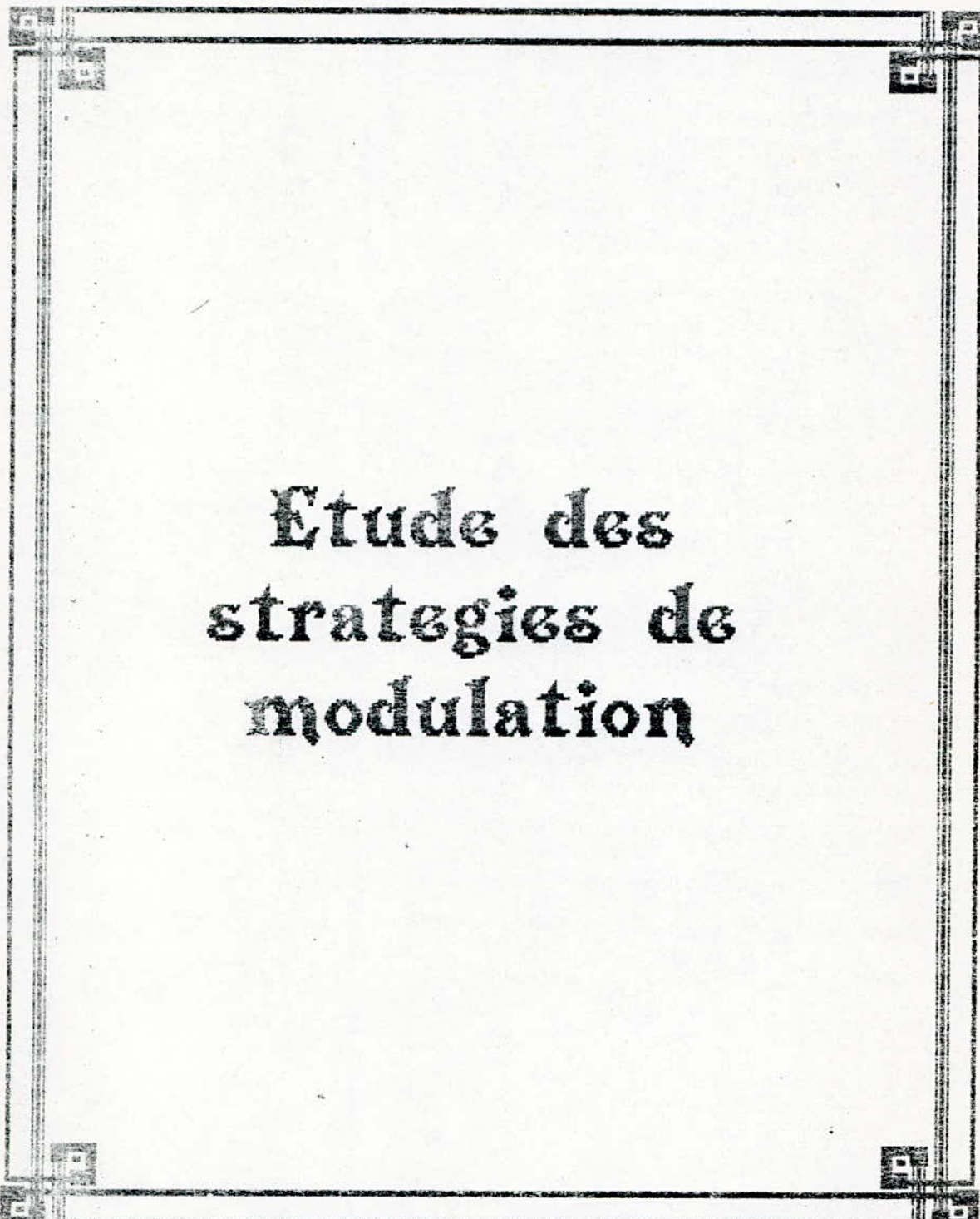


Fig I. 10.



Chapitre III





**Etude des
strategies de
modulation**

INTRODUCTION

Le développement de la technique de modulation de largeur d'impulsions, a fait l'objet, ces dernières années, de plusieurs publications [5][6].

L'évolution de l'électronique de puissance (Semi-conducteurs), et l'essor important des microprocesseurs a engendré plusieurs stratégies de modulation.

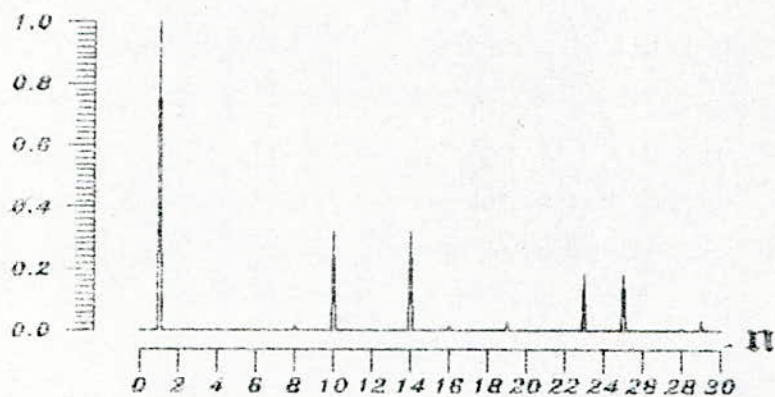
Les performances de l'onduleur à M.L.I dépendent du choix de la stratégie de modulation utilisée dans les circuits de commande.

Dans ce chapitre, nous présentons quelques considérations de base sur la stratégie de modulation triangulo-sinusoidale, ses avantages et ses limites.

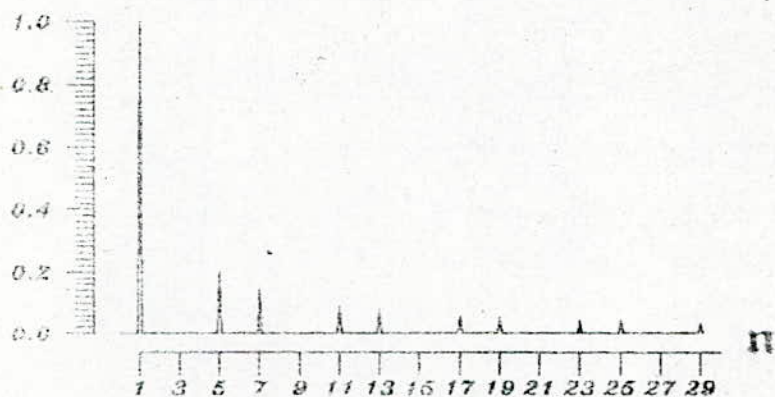
Nous présentons également d'autres stratégies récemment proposées [5]. Une comparaison est faite afin de situer les performances de chacune d'entre elles.

I/ GENERALITES :

En comparant les tensions délivrées par un onduleur en pleine onde et un onduleur M.L.I. et leurs spectres correspondants (figures I.5, I.6 et II.1), on constate l'intérêt de la modulation de largeur d'impulsions.



Spectre d'harmoniques en M.L.I ($m=12$)



Spectre d'harmoniques en pleine onde

Fig II.1 : Spectre de la tension délivrée par un onduleur en p.o. et en M.L.I.

La figure montre que la tension de phase délivrée par un

onduleur en p.o est riche en harmoniques de bas ordre (notamment 5 et 7) nuisibles pour le moteur. La M.L.I permet d'éliminer ces harmoniques. De plus, le moteur est alimenté par une onde de courant presque sinusoïdale (chapitre III).

Les avantages de la M.L.I ont été prouvés par de nombreuses études [8][9] malgré quelques inconvénients liés au principe même de la modulation :

L'augmentation du nombre de commutations entraîne des pertes excessives dans les semiconducteurs, le gain en rendement est faible par rapport à la pleine onde.

Pour minimiser ces inconvénients, plusieurs stratégies de modulation ont été proposées [5]. Le plus souvent, on génère en temps réel les instants de fermeture et d'ouverture des "interrupteurs" à l'aide d'une électronique de commande analogique ou numérique.

Dans certaines applications, on calcule et on génère en préalable les instants de commande, les interrupteurs sont ensuite commandés par un microprocesseur [7].

II/ TECHNIQUE TRIANGULO-SINUSOÏDALE :

II-1/ PRINCIPE :

La modulation triangulo-sinusoidale consiste à commander les

signaux de références, qui imagent les tensions de sortie recherchées, de fréquences f_n décalées entre eux de 120° , à un signal triangulaire commun (appelé "porteuse") de fréquence f_p .

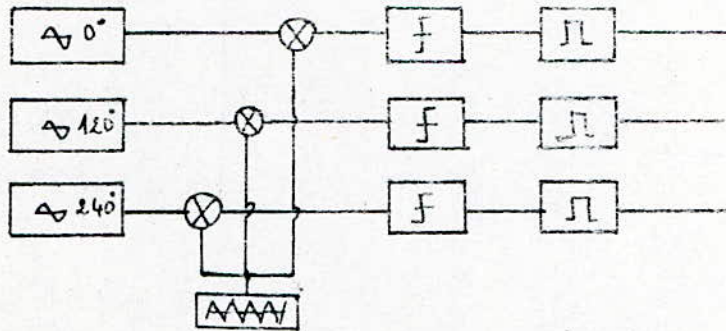


Fig II.2 technique triangulo-sinusoidale.

On désigne par indice de modulation le rapport $m = \frac{E}{E_p}$.

Chaque intersection des deux signaux superposés provoque un changement d'état d'un comparateur (Figure II.1) qui donne les ordres de commutations aux interrupteurs constituant une phase de l'onduleur. On obtient ainsi la séquence des fonctions logiques $F_i(t)$ ($i=1,2,3$).

Le fondamental des trois tensions de sortie (V_{Ao}, V_{Bo}, V_{Co}) prises entre les phases et le point milieu fictif de la source, a les memes phases et fréquences que les tensions sinusoidales de référence. Sa valeur efficace $V_{Ao(1)}$ est une fonction du rapport r entre les amplitudes de la porteuse et la référence :

$$V_{Ao(1)} = \frac{E}{2} \cdot \frac{r}{\sqrt{2}} \quad (II.1)$$

Le fondamental de la tension composée U_{AB} appliquée au moteur aura alors la valeur efficace :

$$U_{AB} = \sqrt{\frac{3}{2}} \cdot \frac{r}{2} \cdot E \quad (II.2)$$

La figure II.3 montre le principe de cette stratégie.

II-2/ CARACTERISTIQUES :

La modulation triangulo-sinusoidale est caractérisée par deux paramètres :

- L'indice de modulation m .
- Le rapport cyclique r .

La relation (II.2) montre que cette technique permet un réglage linéaire de la tension de sortie. Son principal avantage est l'élimination des harmoniques de bas ordre (notamment la 3^{ème}).

Le principal inconvénient de la modulation triangulo-sinusoidale est l'augmentation du nombre de commutations, ce qui entraîne des pertes excessives dans l'onduleur, et par voie de conséquence un mauvais rendement.

Le maximum de la tension délivrée par l'onduleur est obtenu pour $r=1$ et vaut $\sqrt{\frac{3}{2}} \cdot \frac{E}{2}$. Ce maximum est inférieur à celui délivré par l'onduleur commandé en p.o. $\left(\frac{\sqrt{6}}{\pi} \cdot E \right)$.

C'est pourquoi d'autres travaux de recherches se dirigent de plus en plus vers des stratégies pouvant améliorer les performances des onduleurs M.L.I. [5][6].

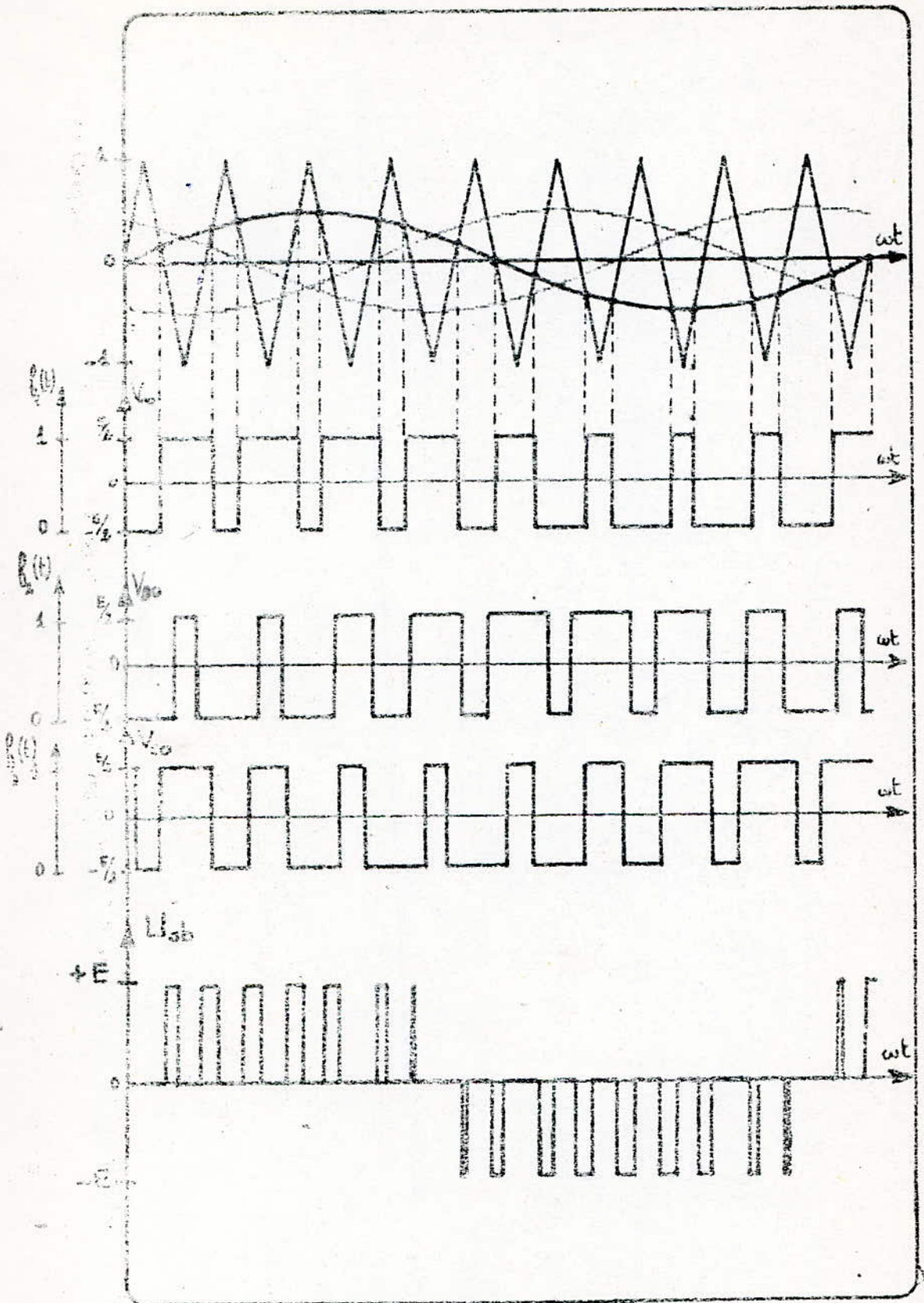


Fig D.3 : Principe de la stratégie triangulo-sinusoidale.

III. TECHNIQUE M.L.I PARTIELLE :

III-1/ PRINCIPE :

D'après la figure II.4 , on peut remarquer que la partie centrale de chaque alternance de la référence sinusoïdale varie peu .

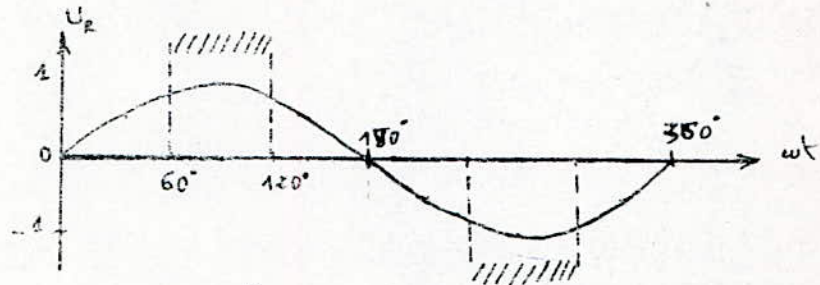


Figure II.4

Partant de cette remarque, la nouvelle technique de modulation consiste à arrêter les ordres de commutations des interrupteurs durant ces deux intervalles .

La figure II.5 représente le principe de cette technique et la forme de la tension composée de sortie. Si étant la fonction logique caractérisant la modulation .

III-2/ CARACTERISTIQUES :

La diminution du nombre d'impulsions par demi-période (PTB II.5) augmente la valeur efficace du fondamental de la tension de sortie et réduit les pertes par commutation dans les semi-conducteurs.

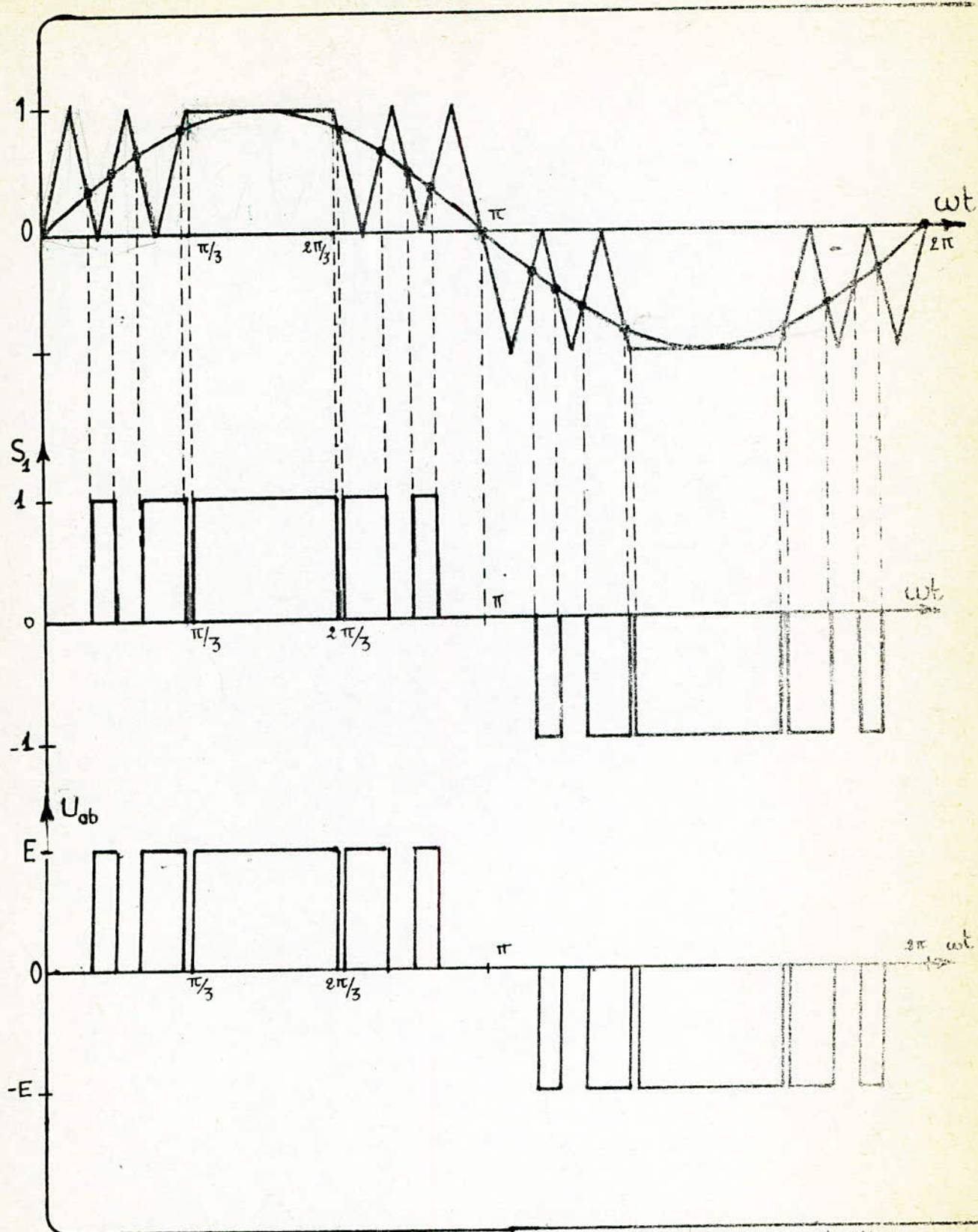


Fig II.4 : Principe de la stratégie de modulation partielle.

La plage de variation du coefficient de réglage r (donc de U_{ref}) est plus grande, car il peut dépasser légèrement 1 (jusqu'à 1.2 ou 1.15).

Néanmoins, la réduction du nombre de créneaux conduit à des ondulations de courant plus importantes que la première technique surtout à basses vitesses.

III - TECHNIQUE M.L.I. PAR INJECTION D'HARMONIQUES :

III.1 - PRINCIPE :

Cette technique a été dérivée de la technique triangulo-sinusoidale par l'injection de l'harmonique trois à la référence sinusoidale. La charge étant équilibrée, cette injection n'aura aucun effet nuisible.

L'expression du signal de référence sera de la forme :

$$U_g = r \sin \omega t + k \sin 3 \omega t \quad (\text{II.3})$$

Le schéma II.6 montre le principe et la forme de la tension de référence pour $k=0.12$ et $r=1.15$.

Une autre variante de technique d'injection d'harmonique est basée sur l'injection des harmoniques trois et neuf. Leurs effets

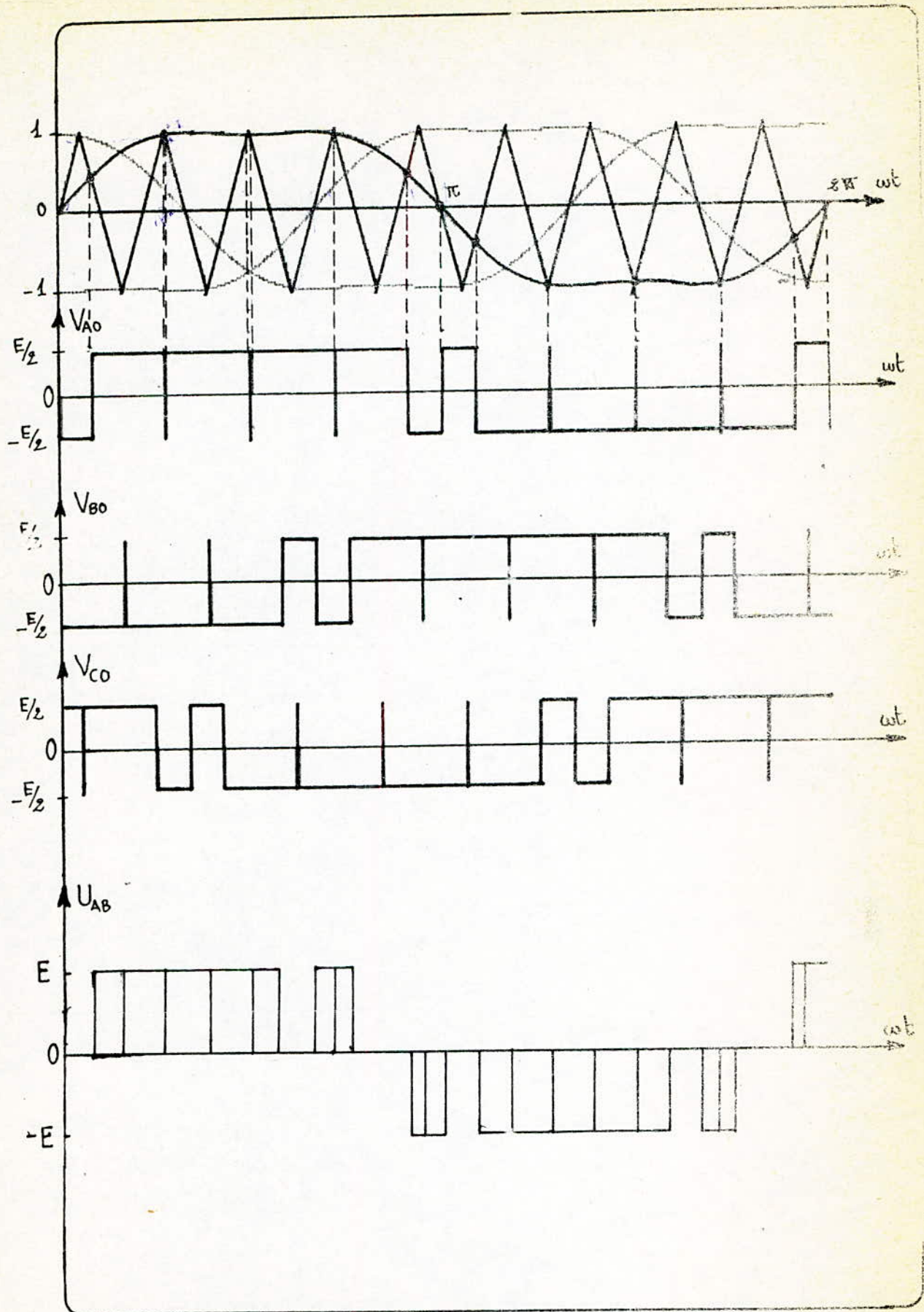


Fig II.5 : Principe de la stratégie d'injection d'harmoniques (3^e).

sont éliminés par la charge triphasée. L'expression de la référence devient :

$$u_r = r \sin \omega t + k' \sin 3\omega t + k'' \sin 9\omega t \quad (\text{II.4})$$

La figure II.7 montre le principe de cette dernière technique pour $r=1.15$, $k'=0.27$, $k''=-0.029$

Le principal avantage de ces techniques est l'amélioration du gain en tension.

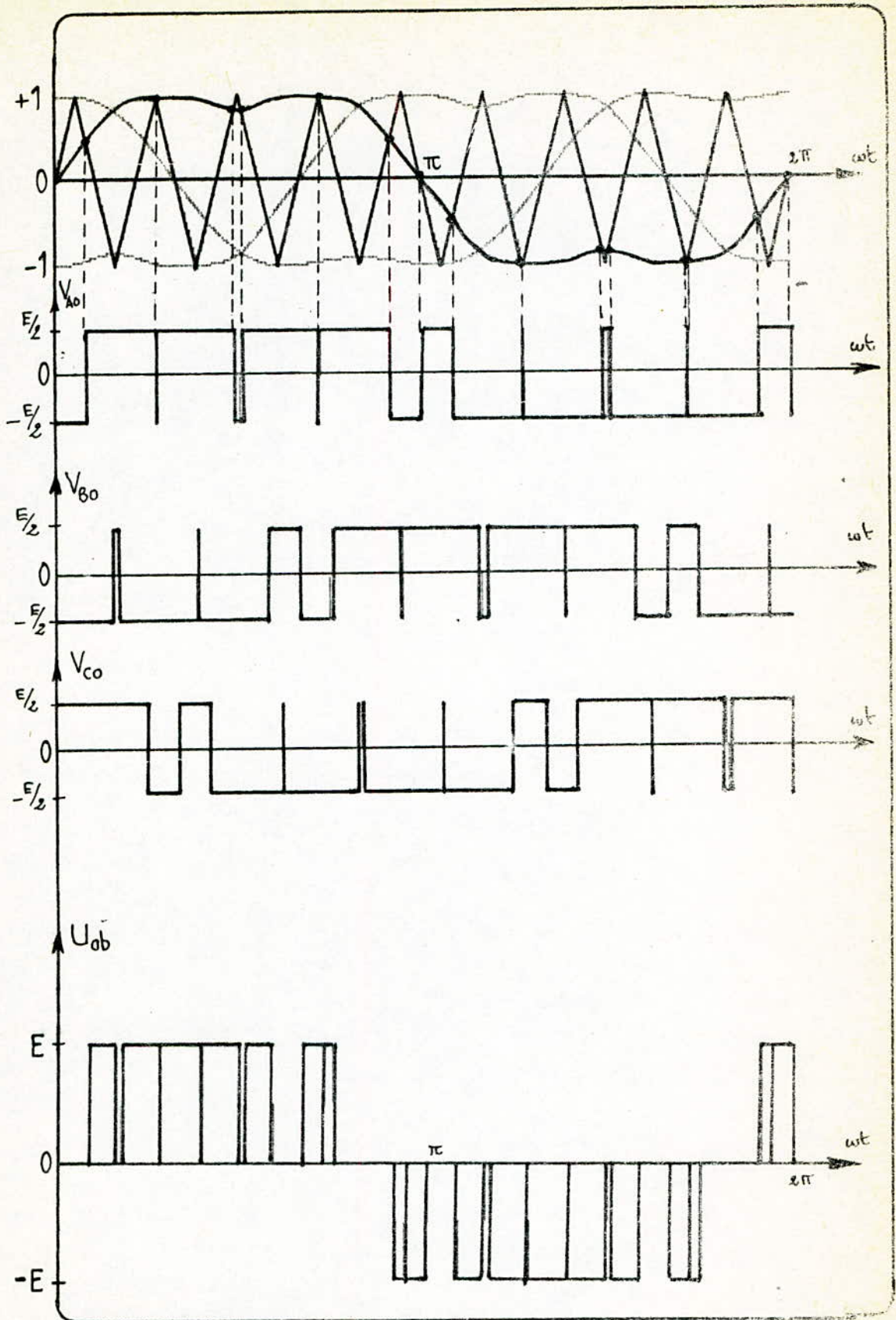


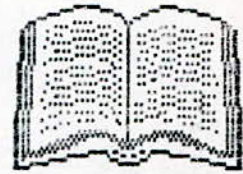
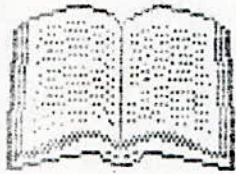
Fig II.6 : Principe de la stratégie d'injection d'harmoniques (3^e et 9^e).

CONCLUSION

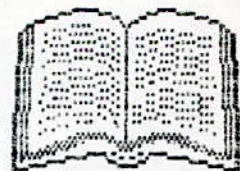
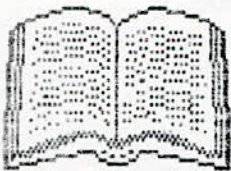
Les performances de l'onduleur M.L.I dépendent essentiellement de la technique de modulation choisie.

La stratégie "classique" triangulo-sinusoidale nous a montré un principal avantage qui est l'élimination des harmoniques (notamment la 5 et 7). Ce qui la rend spécialement recommandée pour les entraînements à faible vitesse. Cependant, le gain en tension de l'onduleur est faible et les pertes dans les semi-conducteurs sont notables.

Les nouvelles stratégies étudiées ont permis d'augmenter le gain en tension de l'onduleur tout en réduisant les pertes dans les semi-conducteurs.



Chapitre IIII



**Comportement du
moteur
asynchrone
alimenté par un
onduleur à M.L.I**

INTRODUCTION

Dans ce chapitre, nous présentons le fonctionnement à flux constant du moteur asynchrone et nous analysons par simulation numérique, son comportement en régime transitoire (démarrage) et en régime établi, lorsqu'il est alimenté par un onduleur de tension à M.L.I .

Nous nous limitons à l'étude des stratégies suivantes :

- La technique triangulo-sinusoidale.
- La technique à modulation partielle (60° à 120°).

Une comparaison est faite afin de situer les performances du moteur pour ces deux types de commande.

I/ FONCTIONNEMENT A FLUX CONSTANT :

De nombreuses études [1], [8] ont montré que la commande à flux constant (à V/f constant) correspond à un réglage de vitesse performant. La modulation de largeur d'impulsions se trouve d'autant plus justifiée pour ce type de commande, car elle permet d'agir sur V et f indépendamment.

On montre que si $\phi_m = C^{te} \iff \frac{V}{f} = C^{te}$.

Le couple maximal est alors le même aux différentes fréquences puisque [8] :

$$C_m \sim \phi_m^2 \quad \text{avec} \quad \phi_m = C^{te}$$

Ainsi la partie stable des caractéristiques mécaniques est une famille de droites sensiblement parallèles, ce qui correspond à un très bon réglage de la vitesse et un rendement appréciable (faible glissement).

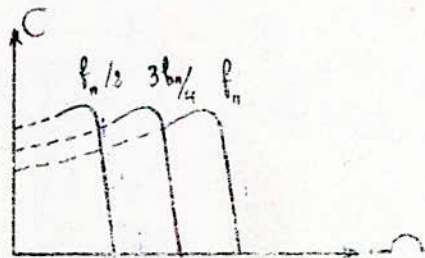


Fig III.4 : Caractéristiques mécaniques à $\frac{V}{f}$ constant.

Mais la tension V_s ne peut dépasser sa valeur nominale.

par le moteur, c'est pourquoi il faut envisager une nouvelle bande qui correspondrait à une alimentation constante.

Dans cette bande, le couple maximal n'est pas constant mais varie avec l'inverse du carré de la fréquence f_s .



Fig III.2

Ainsi, on retrouve comme pour les moteurs à courant continu, deux modes de fonctionnement :

- Fonctionnement à couple constant (pour $f < f_n$).
- Fonctionnement à puissance constante (pour $f > f_n$).

Pour les fonctionnements à faible vitesse, il est nécessaire de corriger légèrement le rapport V_s/f_s pour compenser les chutes ohmiques statoriques car elles ne sont plus négligeables devant V_s .

On réalise alors une commande [4] : $V_s = k f + \Delta V_s$ (III.5)

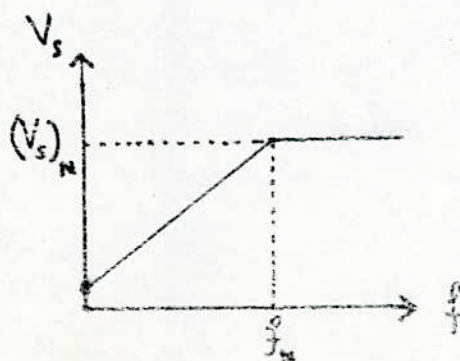


Fig III.3 commande à $\frac{V}{f}$ constant

II / SIMULATION NUMERIQUE

II-1 PARAMETRES DU MOTEUR :

L'identification de la machine utilisée a été effectuée dans le cadre d'une autre étude [15]

- La plaque signalétique est :

$$P = 3.7 \text{ KW}$$

$$N_p = 1430 \text{ tr/min}$$

$$\text{montage } \Delta : 220\text{V}/14.8 \text{ A}$$

$$\text{montage } \lambda : 220 \text{ V}/9.75 \text{ A}$$

$$U_{rn} = 100 \text{ V}$$

$$I_{rn} = 10 \text{ A}$$

- Les paramètres électriques sont :

$$R_s = 1.12 \ \Omega$$

$$R_r = 0.11 \ \Omega$$

$$L_s = 0.17 \text{ H}$$

$$L_r = 0.017 \text{ H}$$

$$M = 0.047 \text{ H}$$

Les paramètres mécaniques sont :

- Moment d'inertie $J = 0.135 \text{ kg.m}^2$

- Coefficient de frottement $f = 0.0031 \text{ kg.m}^2/\text{rd}^2$

- La charge est constituée par une génératrice à courant continu exerçant un couple électromécanique proportionnel à la vitesse du moteur. Le coefficient de frottement :

$$k = 0.113 \text{ N.m/rd}^2$$

II-2/ INTÉGRATION DES ÉQUATIONS DE FONCTIONNEMENT :

L'ensemble filtre-onduleur-moteur est décrit par le système d'équations (I.14)

La résolution du système se fait par l'algorithme de RUNGE-KUTTA du quatrième ordre avec des conditions initiales nulles [11].

Cette résolution nous permet de déterminer le comportement du moteur pour les deux techniques de modulations choisies.

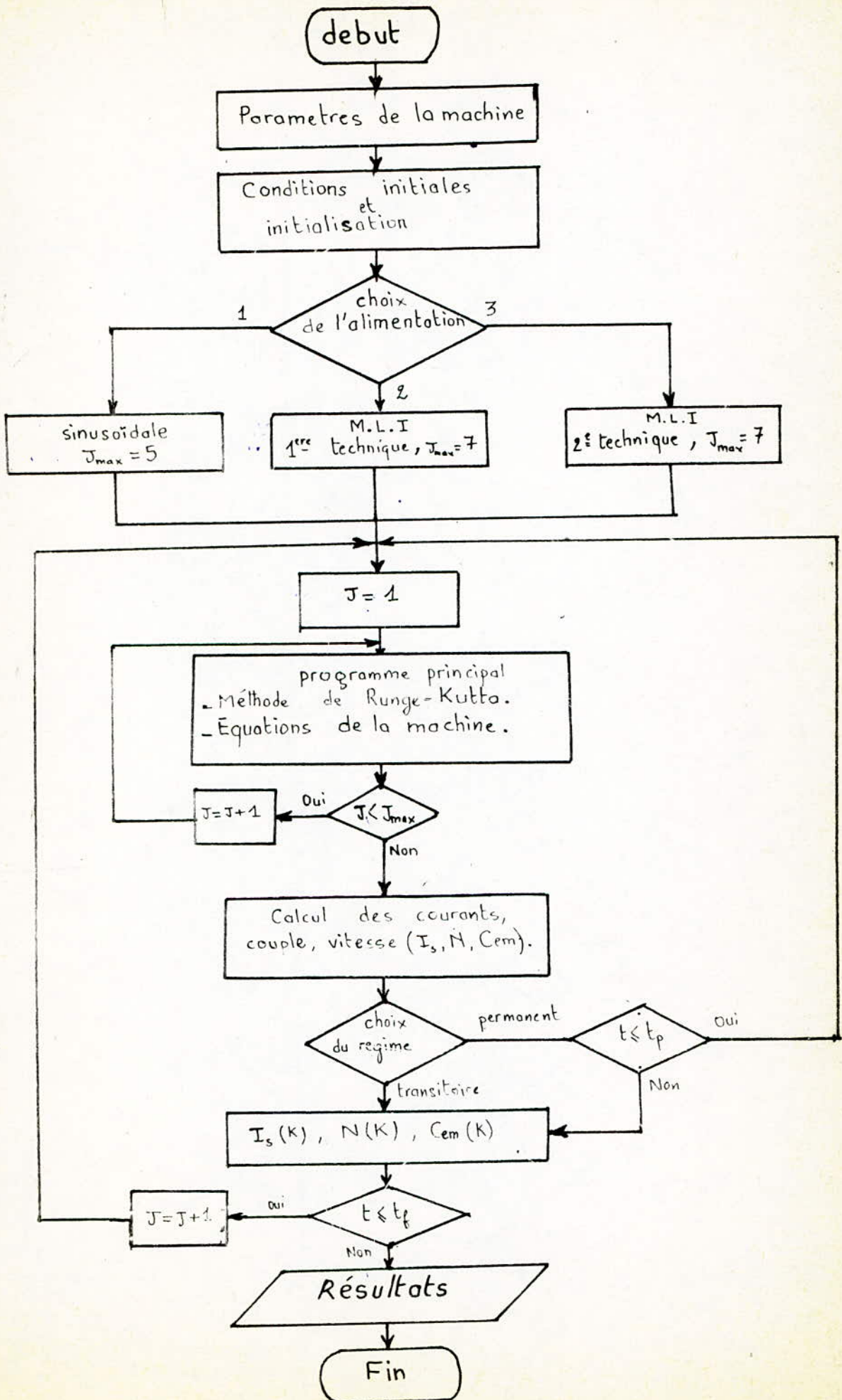
Avant d'étudier le comportement du moteur avec ces deux stratégies, il est intéressant de déterminer ses caractéristiques lorsqu'il est alimenté par un système de tensions sinusoidales. Cette étude nous servira comme une base de comparaison.

L'organigramme du programme de simulation est donné à la figure (III.4).

II-3/ COMPORTEMENT DU MOTEUR ALIMENTÉ PAR TENSIONS SINUSOIDALES :

En utilisant la transformée de Park, les tensions sinusoidales appliquées au moteur sont :

En remplaçant les expressions de V_α et V_β dans le système (I.14), nous obtenons les équations du moteur alimenté par des tensions sinusoïdales. Les résultats de l'exécution du programme de simulation sont donnés par les figures III.5 à III.10 après avoir ramené les grandeurs biphasées aux grandeurs réelles de la machine.



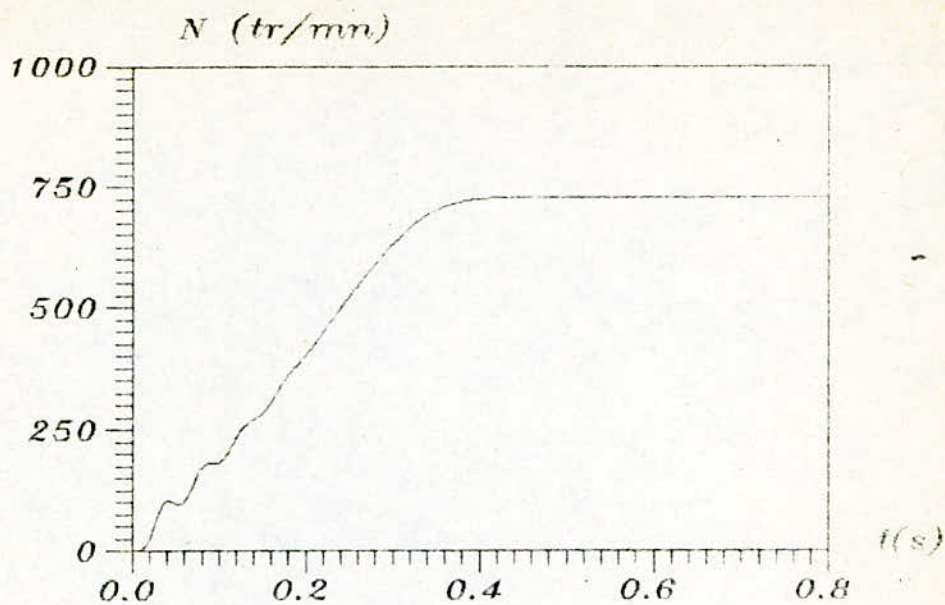


Fig III.5 : Vitesse (N) au demarrage en charge sous tension sinusoidale $f_s=25$ Hz

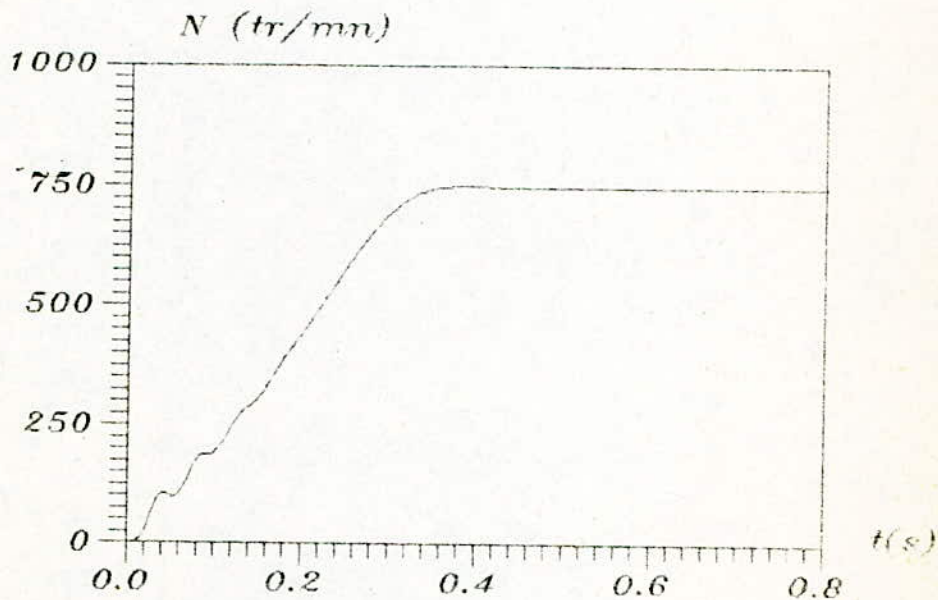


Fig III.6 : Vitesse (N) au demarrage a vide sous tension sinusoidale $f_s=25$ Hz

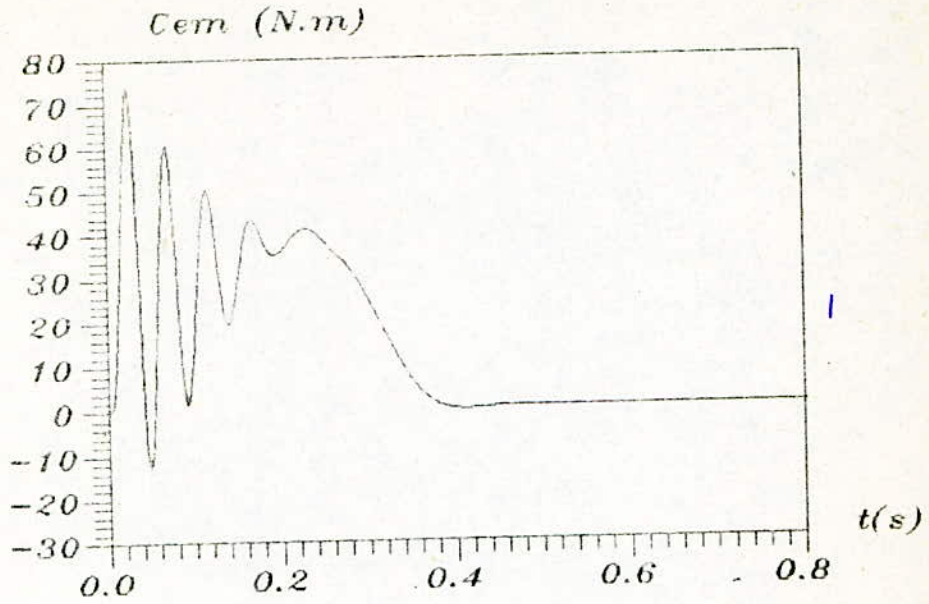


Fig III.7 : Couple (C_{em}) de démarrage a vide sous tension sinusoidale

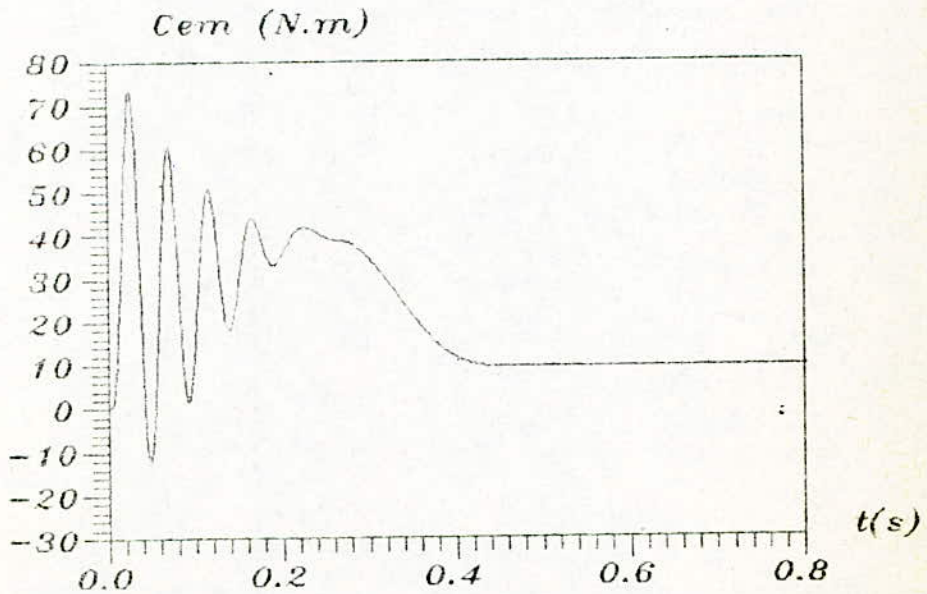


Fig III.8 : Couple (C_{em}) de démarrage en charge sous tension sinusoidale

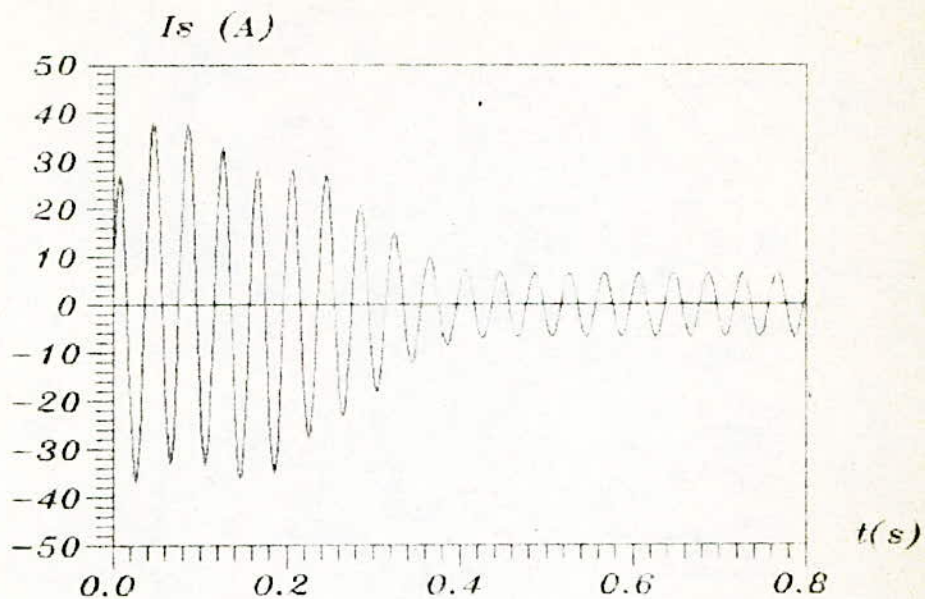


Fig III. 9 : Courant statorique au démarrage en charge sous tension sinusoidale

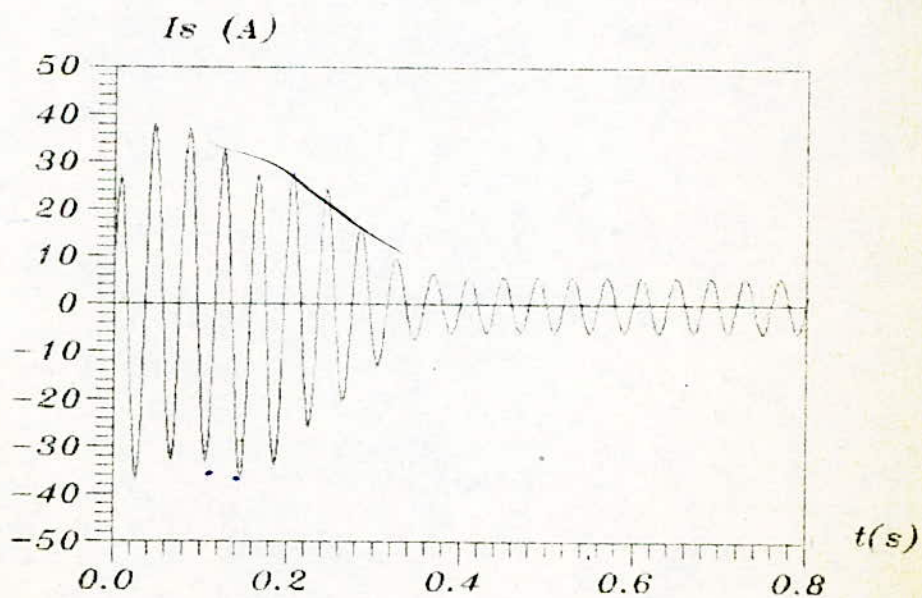


Fig III. 10 : Courant statorique au démarrage a vide sous tension sinusoidale

RESULTATS OBTENUS ET COMMENTAIRES

Les figures III.5 à III.10 présentent les variations de la vitesse, du couple électromagnétique et du courant absorbé par le moteur asynchrone à vide et en charge.

On remarque que le relevé de vitesse présente de faibles oscillations au démarrage (jusqu'à 0.2 s), dues aux pulsations du couple instantané. Les oscillations sont ensuite atténuées par effet d'inertie.

La courbe donnant les variations du couple électromagnétique permet de voir les pulsations de ce dernier au début du démarrage.

Les figures (III.9) et (III.10), montrent que la pointe de courant de démarrage est à peu près 5.In.

Le temps d'établissement du régime permanent est un peu plus grand en charge qu'à vide.

III-4/ COMPORTEMENT DU MOTEUR ALIMENTÉ PAR UN DIODIENNE
COMMANDE SELON LA TECHNIQUE TRIANGULO-STRIPOIDALE

Le paragraphe 1-2-2 du chapitre I donne les expressions des tensions V_a, V_b, V_c à la sortie de l'onduleur.

En appliquant la transformée de Park à ce système de tensions, on obtient les tensions biphasées V_α et V_β :

$$\begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot V_s \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \\ b_3 \end{bmatrix} \quad (\text{III.6})$$

Le courant absorbé par l'onduleur s'exprime par :

$$I_d = \sqrt{\frac{2}{3}} \left\{ \left[b_1 - \frac{1}{2}(b_2 + b_3) \right] I_\alpha + \frac{\sqrt{3}}{2} (b_2 - b_3) I_\beta \right\} \quad (\text{III.9})$$

En remplaçant ces équations dans le système (I.14), nous obtenons les équations de l'ensemble filtre-onduleur-HAS pour la technique M.L.I. triangulo-sinusoidale. Les filtres étant déterminées de la même manière qu'au chapitre II.

Les résultats de l'exécution du programme de simulation sont présentés sur les pages qui suivent, après avoir ramené les grandeurs biphasées aux grandeurs réelles.

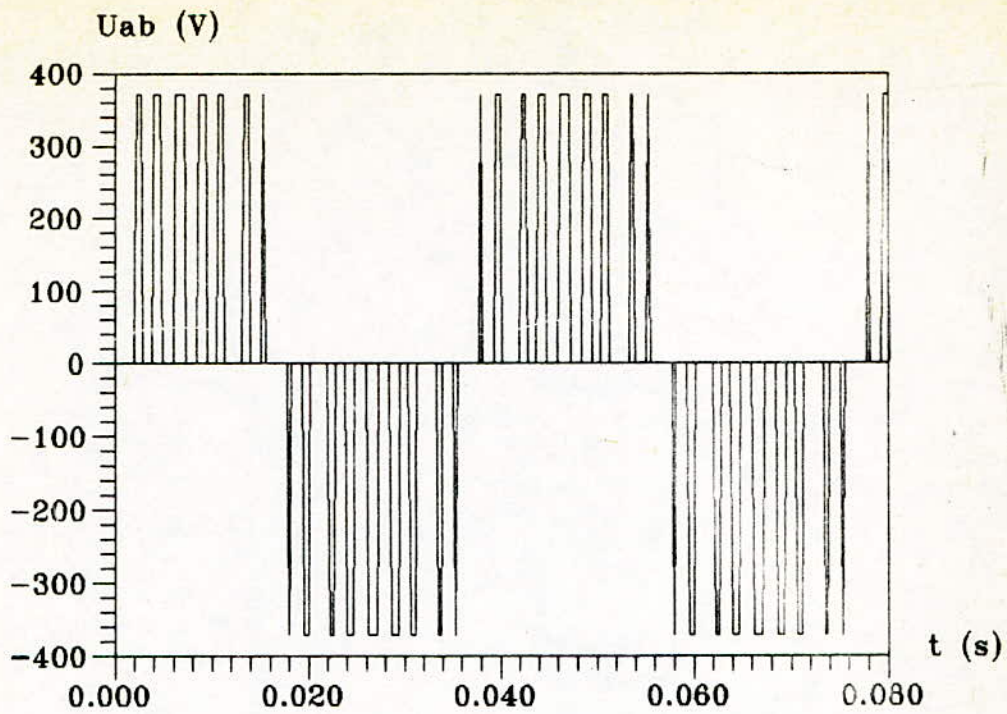


Fig III.11 : Tension composee delivree par le PWM
 $m=9$ $r=0.5$

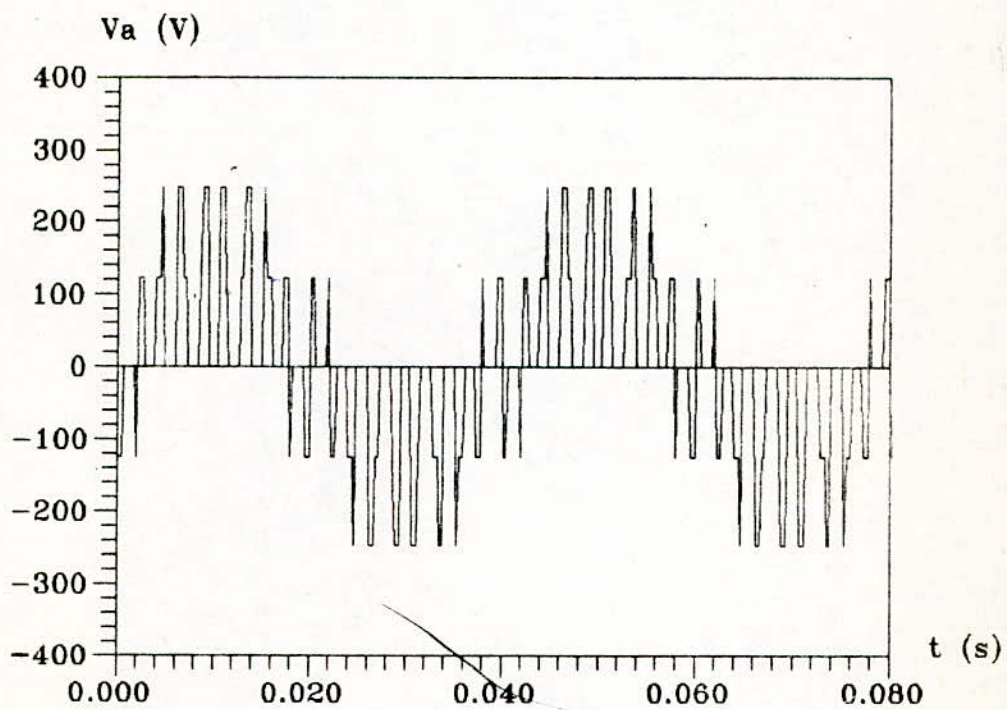


Fig III.12 : Tension simple appliquee au moteur
 $m=9$ $r=0.5$

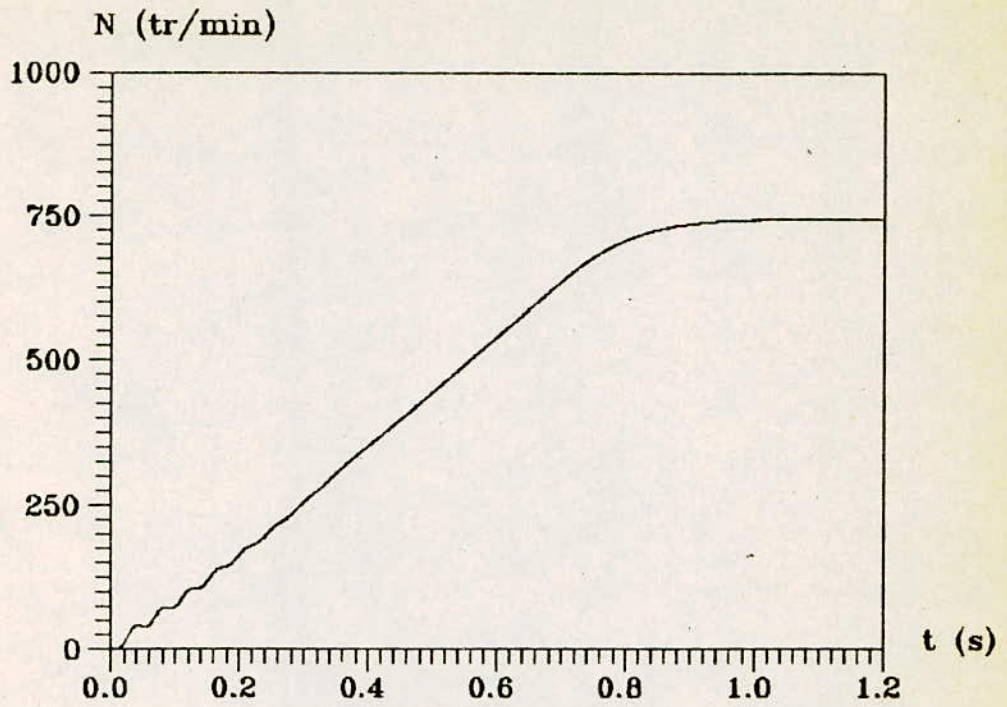


Fig III .13 : Vitesse au demarrage a vide
(Onduleur-MAS)
 $m=9$, $r=.5$, $f_s=25$ Hz

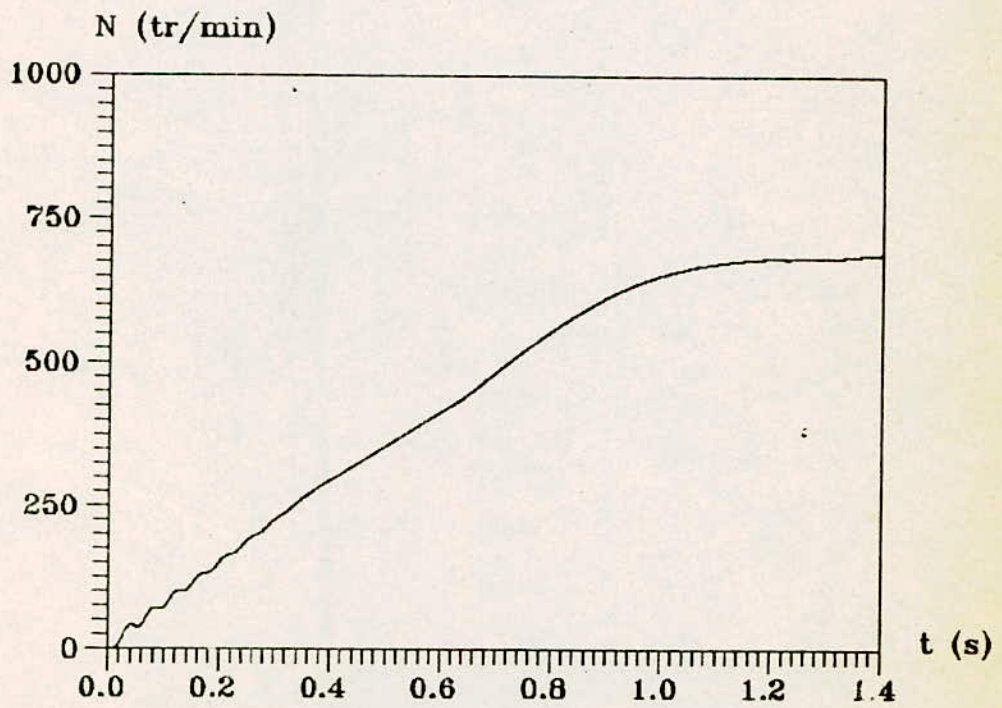


Fig III .14 : Vitesse au demarrage en charge
(Onduleur-MAS)
 $m=9$, $r=.5$, $f_s=25$ Hz

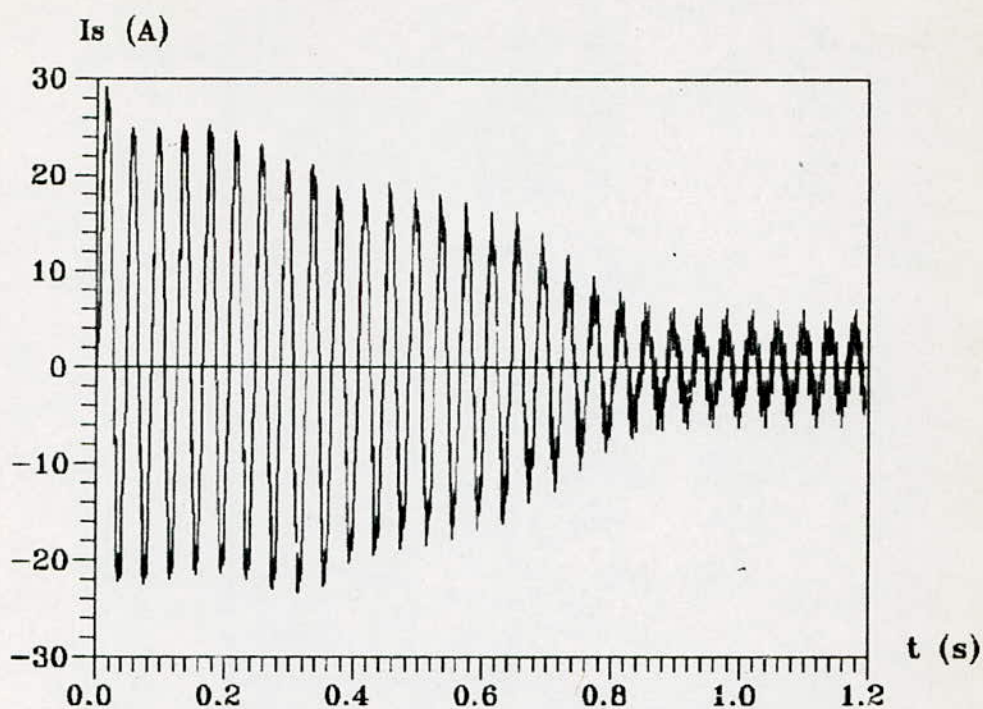


Fig III.15 :courant statorique I_s a vide
(Onduleur-MAS)
 $m=9$, $r=.5$, $f_s=25$ Hz

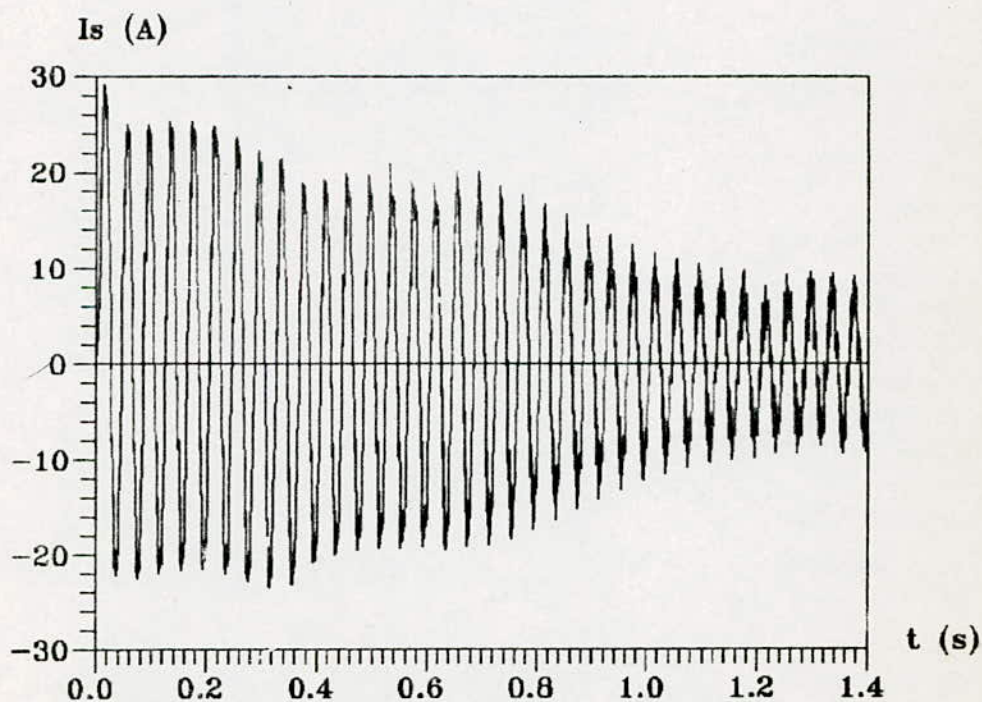


Fig III.16 :courant statorique I_s en charge
(Onduleur-MAS)
 $m=9$, $r=.5$, $f_s=25$ Hz

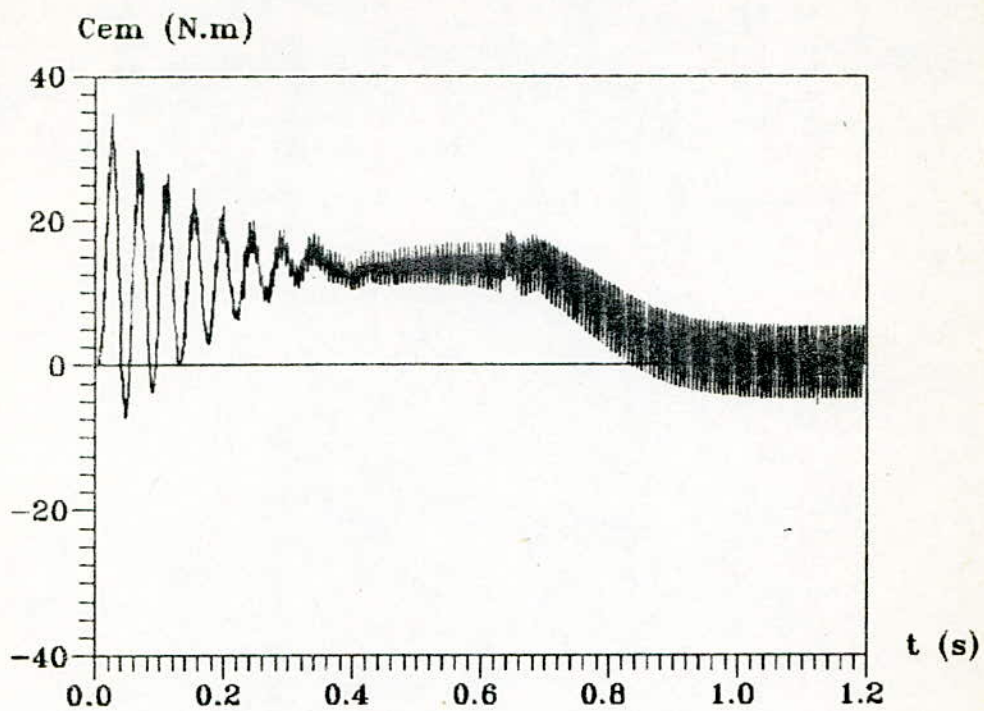


Fig III. 17 : couple (C_{em}) au démarrage a vide
(Onduleur-MAS)

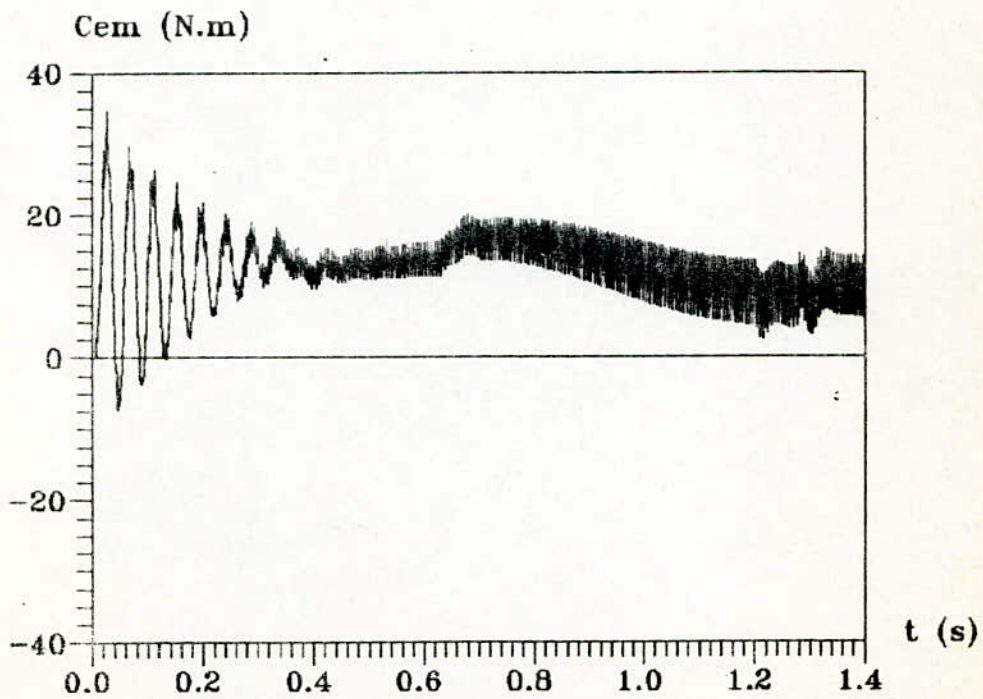


Fig III. 18 : couple (C_{em}) au démarrage en charge
(Onduleur-MAS)

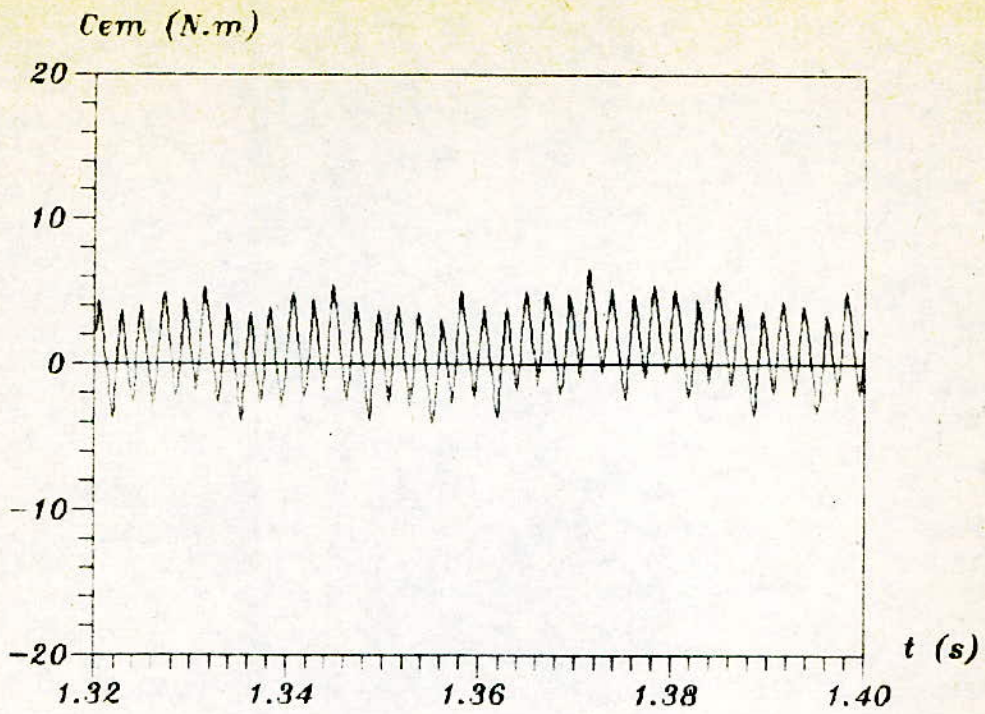


Fig III. 19: Couple (C_{em}) en regime etabli a vide
(Onduleur-MAS)

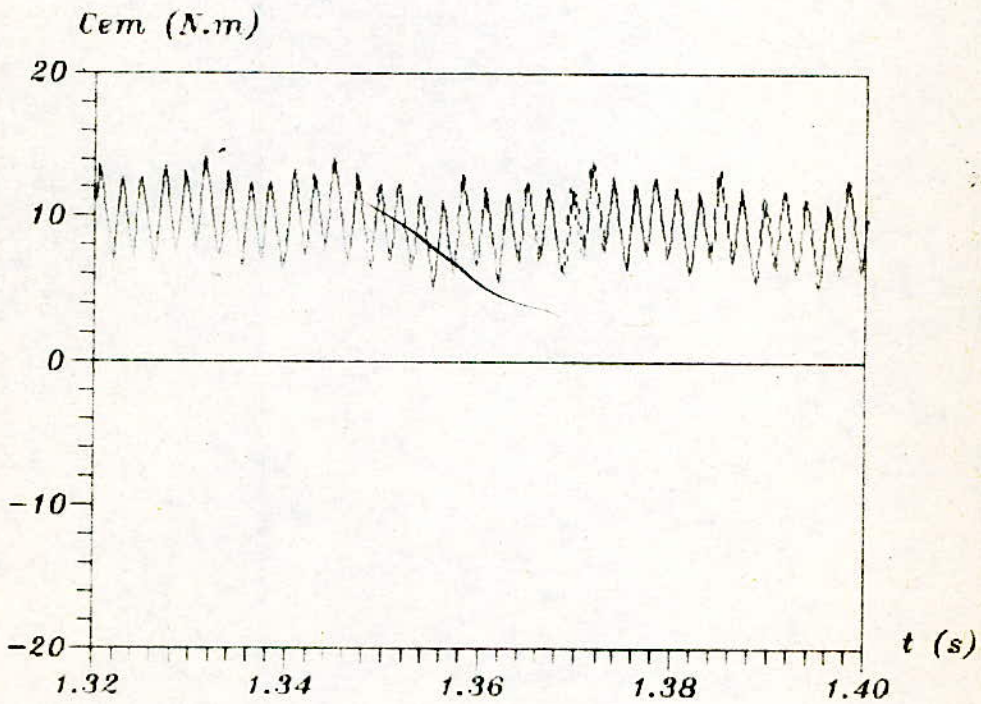


Fig III. 20: Couple (C_{em}) en regime etabli en charge
(Onduleur-MAS)

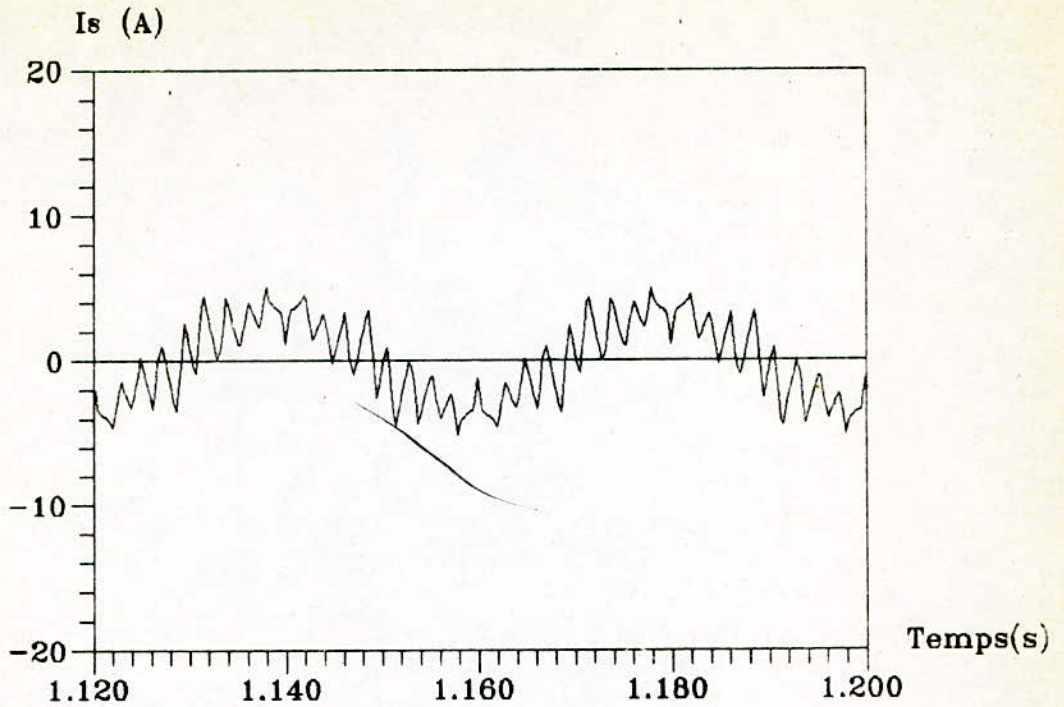


Fig III. 21 :courant statorique (I_s) quand le moteur est alimente par le PWM (a vide)
 $m=9$ $r=0.5$ $f_s=25$ Hz

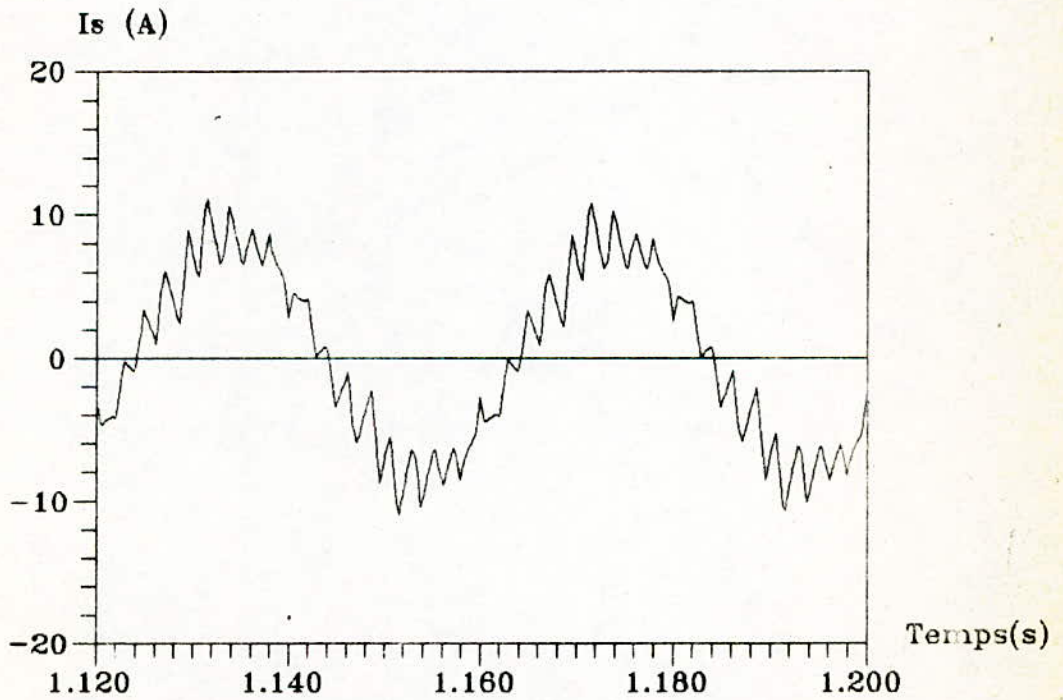


Fig III. 22 :courant statorique (I_s) quand le moteur est alimente par le PWM (en charge)
 $m=9$ $r=0.5$ $f_s=25$ Hz

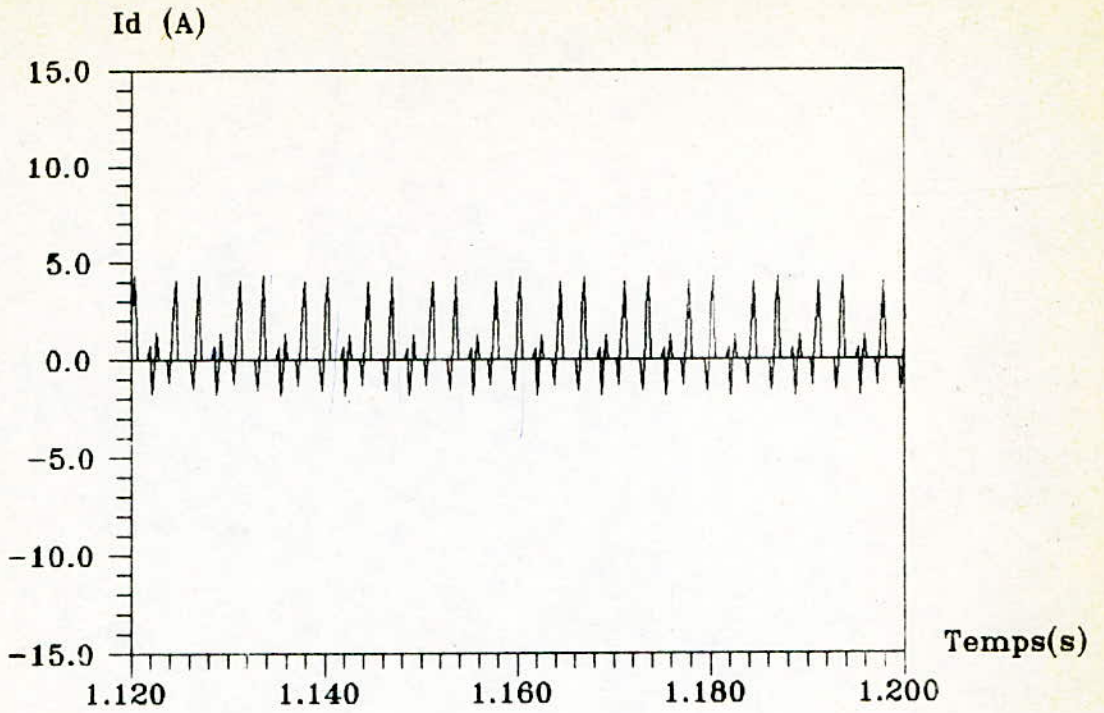


Fig. 23 : Courant absorbé par le PWM
a vide

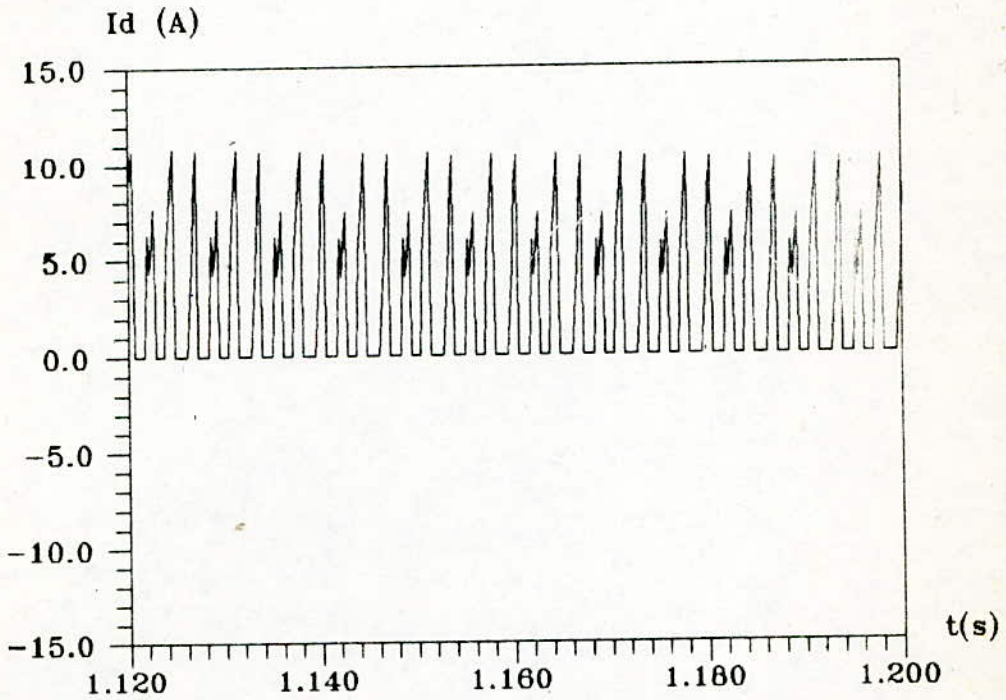


Fig. 24 : courant absorbé par l'onduleur
en charge

RESULTATS OBTENUS ET COMMENTAIRES .

Les figures III.11 et III.12 montrent les tensions simples et composées appliquées au moteur. La tension continue nécessaire est de 370 V.

Le démarrage est décrit par les figures III.13 à III.18. Les courbes de variation du couple montrent de fortes pulsations de ce dernier au début du démarrage; le couple continue avec des oscillations moins importantes autour d'une valeur moyenne.

Les figures (III.13) et (III.14) montrent que l'évolution de la vitesse au démarrage s'effectue de la même manière qu'avec une alimentation sinusoïdale .

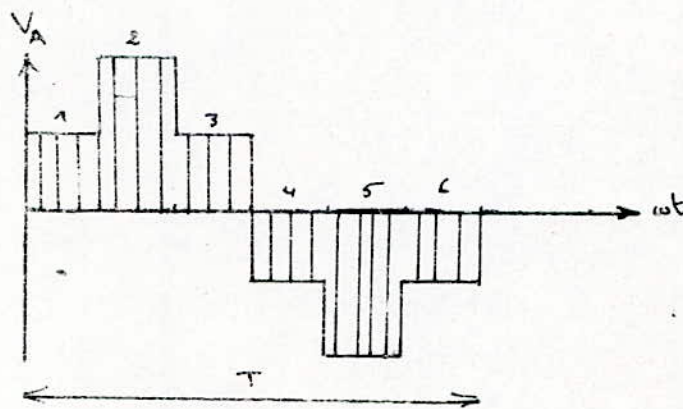
L'allure générale des courbes de courant ressemble à celle obtenue en sinusoïdale. Avec cependant un appel de courant au démarrage moins important .

En régime établi (Figures III.19 à III.24) le couple électromagnétique oscille autour d'une valeur moyenne (valeur qui correspond au couple électromagnétique développé par le moteur lorsqu'il est alimenté par une tension sinusoïdale).

Les formes des courants absorbés par le moteur à vide et en charge (Figures III.21 et III.22) montrent tout l'intérêt de la M.L.I; ces formes sont très rapprochées de la sinusoïde avec des oscillations autour de cette "forme sinusoïdale".

Les figures (III.23) et (III.24) présentent les variations du courant I_d absorbé par l'onduleur. À vide, I_d présente un courant réactif qui est renvoyé vers la capacité d'entrée. (D'où l'intérêt des diodes montées en antiparallèles avec les interrupteurs). Ce courant réactif disparaît en charge.

On remarque également que sur une période de fonctionnement, le courant I_d se reproduit identiquement sur six intervalles. Ceci est expliqué par le fait que l'onduleur M.L.I suit l'enveloppe de la tension simple aiguillée par l'onduleur en pleine onde. Cette tension est aiguillée six fois par période. Les pointes de courant I_d sont dus à la modulation.



III-5/ COMPORTEMENT DU MOTEUR AVEC LA STRATEGIE DE MODULATION
PARTIELLE :

Pour cette commande, on utilise le modèle mathématique de l'onduleur du paragraphe (I-2-2) du chapitre I, basé sur la notion de fonction de transfert [8].

Les expressions des tensions composées sont :

$$[U_{AO}, U_{BO}, U_{CO}] = [S] \cdot V_s \quad (\text{III.10})$$

Avec :

$$[S] = [s_1, s_2, s_3]$$

Le courant absorbé par l'onduleur s'écrit :

$$I_d = s_1 I_{pa} + s_2 I_{pb} + s_3 I_{pc} \quad (\text{III.11})$$

En appliquant la transformation de Park, on obtient l'expression des grandeurs biphasées :

$$\begin{cases} V_\alpha = \frac{V_s}{\sqrt{6}} (s_1 - s_3) \\ V_\beta = \frac{V_s}{3\sqrt{2}} (s_2 - s_3) \\ I_d = \frac{\sqrt{2}}{3} \left[\frac{\sqrt{3}}{2} (s_1 - s_3) I_\alpha + \left(s_2 - \frac{1}{2}(s_1 + s_3) \right) I_\beta \right] \end{cases} \quad (\text{III.12})$$

En remplaçant les équations précédentes dans le système décrivant le montage et après exécution du programme de simulation, on obtient les résultats présentés aux figures (III.25) à (III.38).

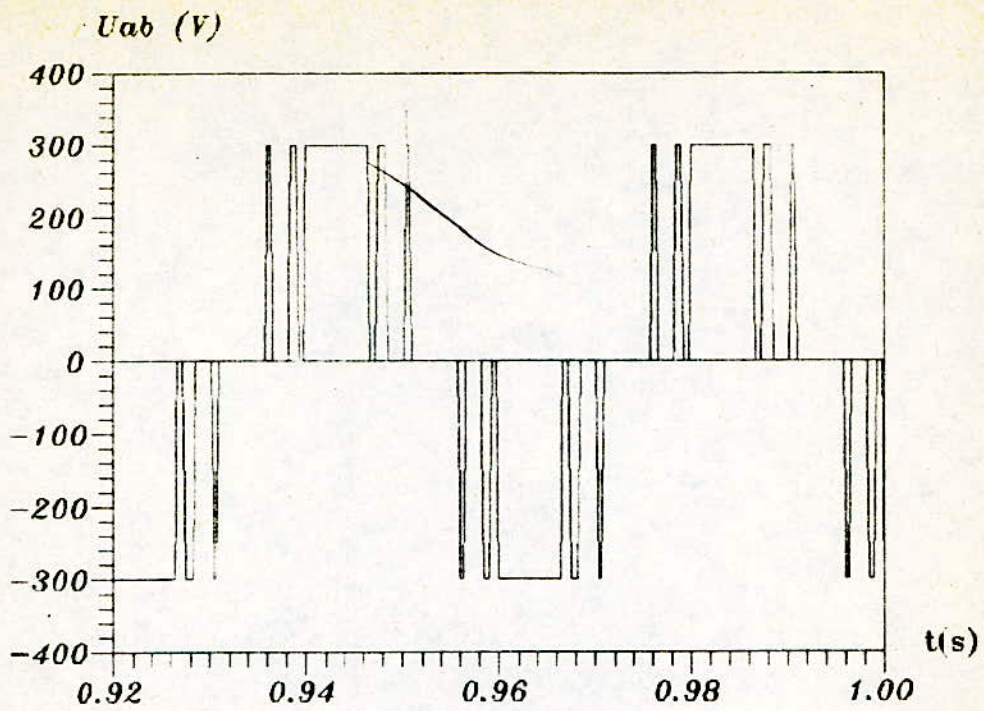


Fig III.25: Tension composee delivree par l'onduleur

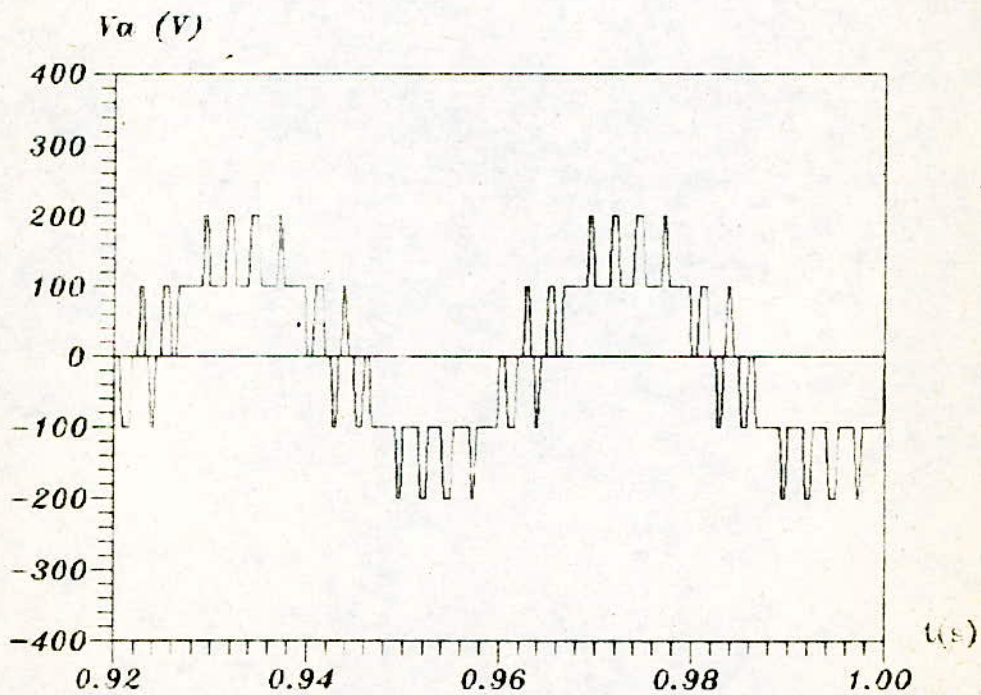


Fig III.26: Tension simple appliquee au moteur

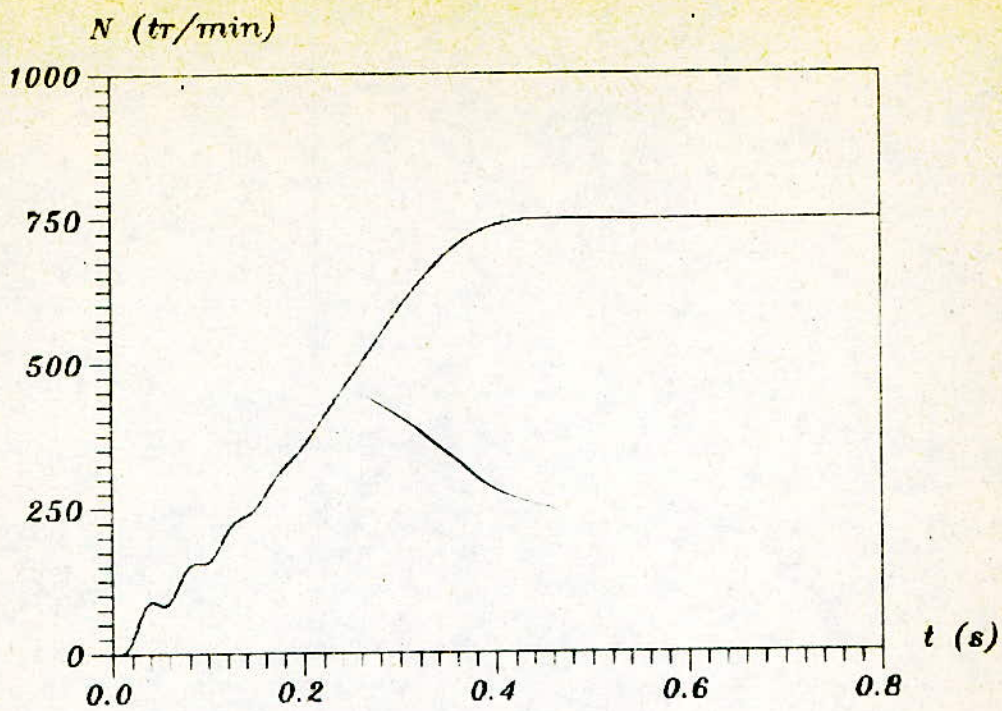


Fig III.27: Vitesse au démarrage a vide
(Onduleur-MAS)
 $f_s=25$ Hz

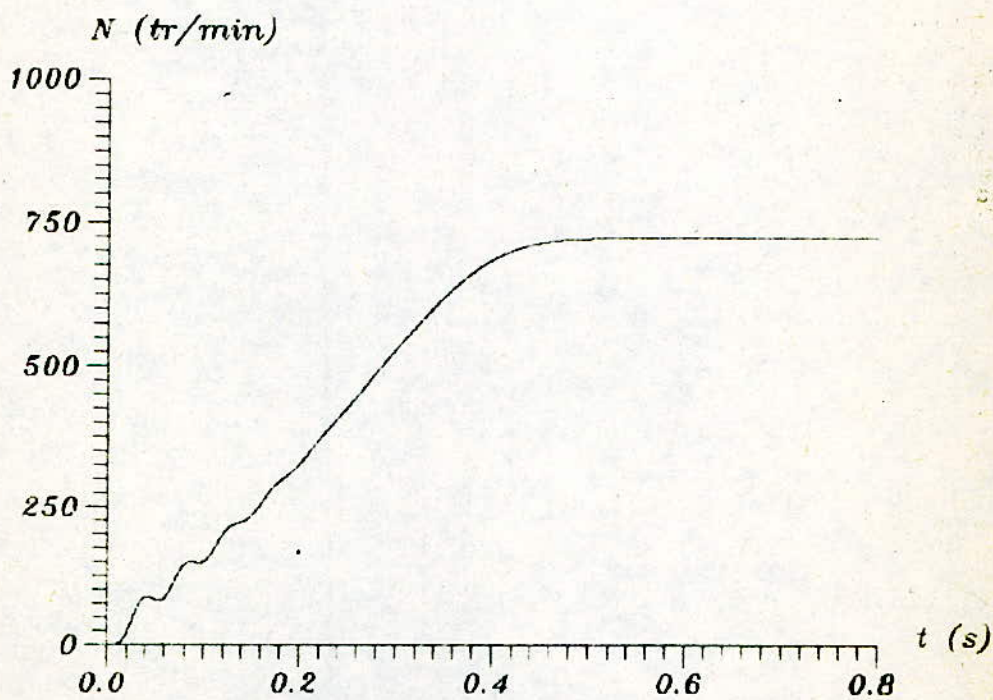


Fig III.28: Vitesse au démarrage en charge
(Onduleur-MAS)
technique

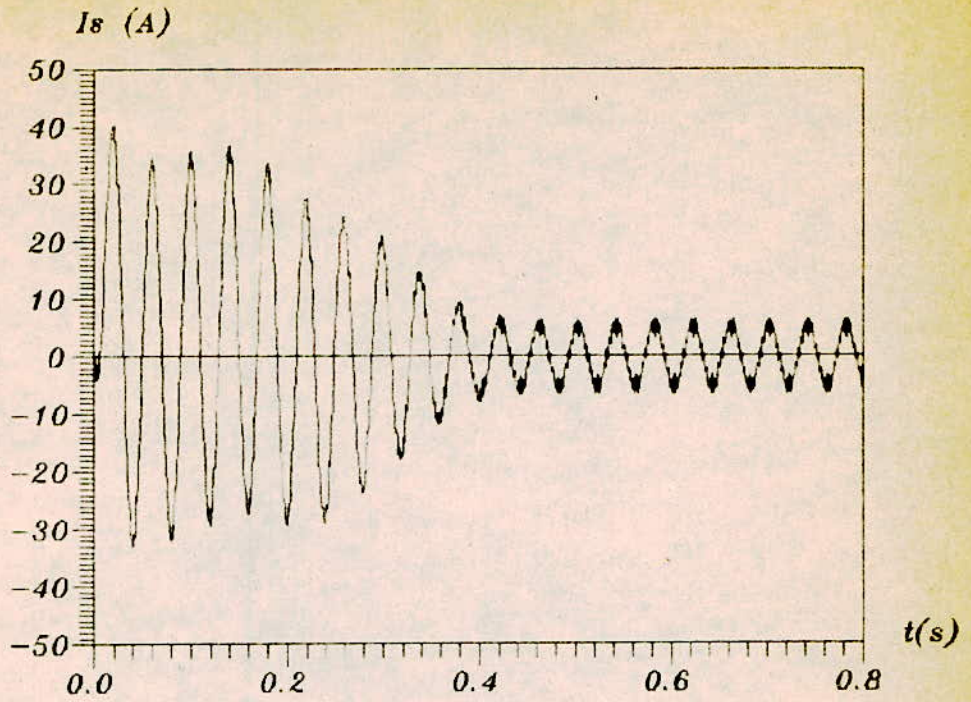


Fig III.29 : courant I_s au demarrage a vide
(Onduleur-MAS)

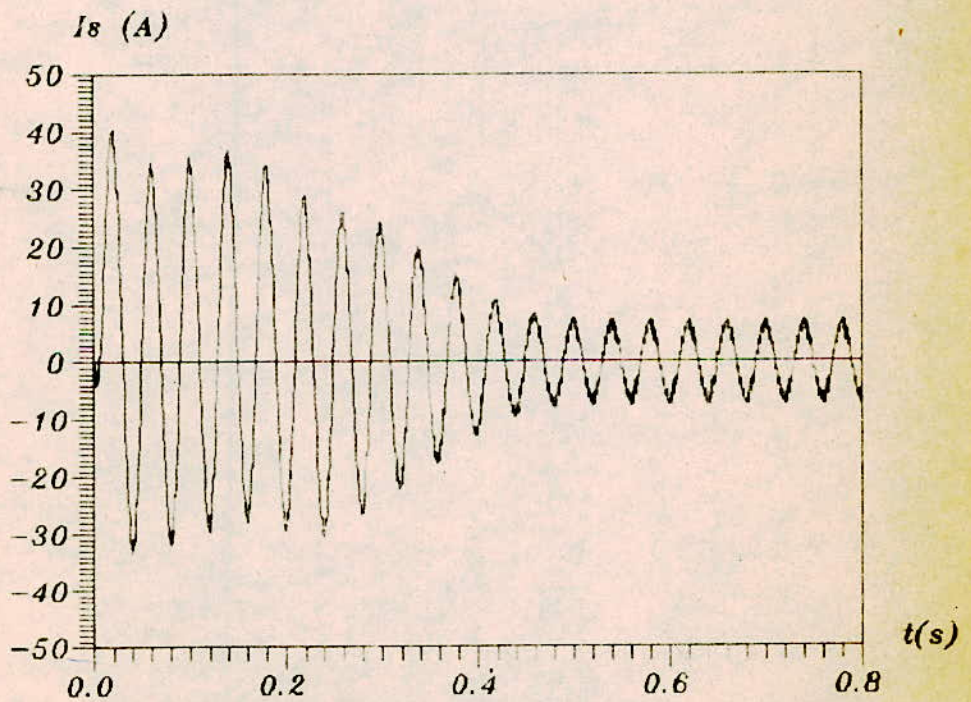


Fig III.30 : courant I_s au demarrage (en charge)
(Onduleur-MAS)
technique 2

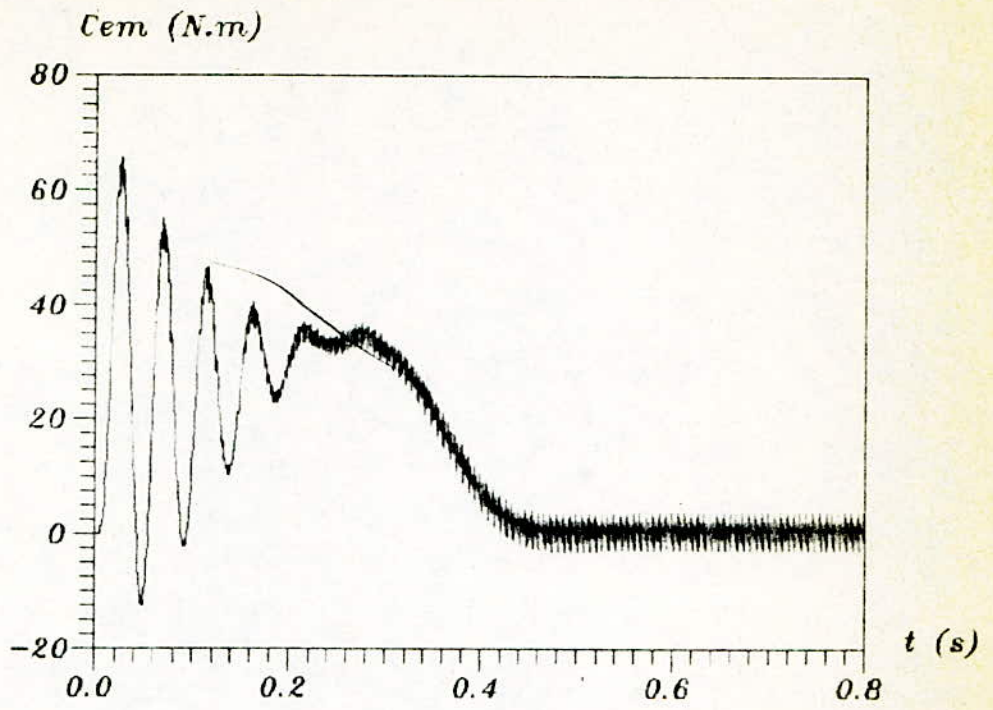


Fig III.34: couple (C_{em}) au démarrage a vide (Onduleur-MAS)

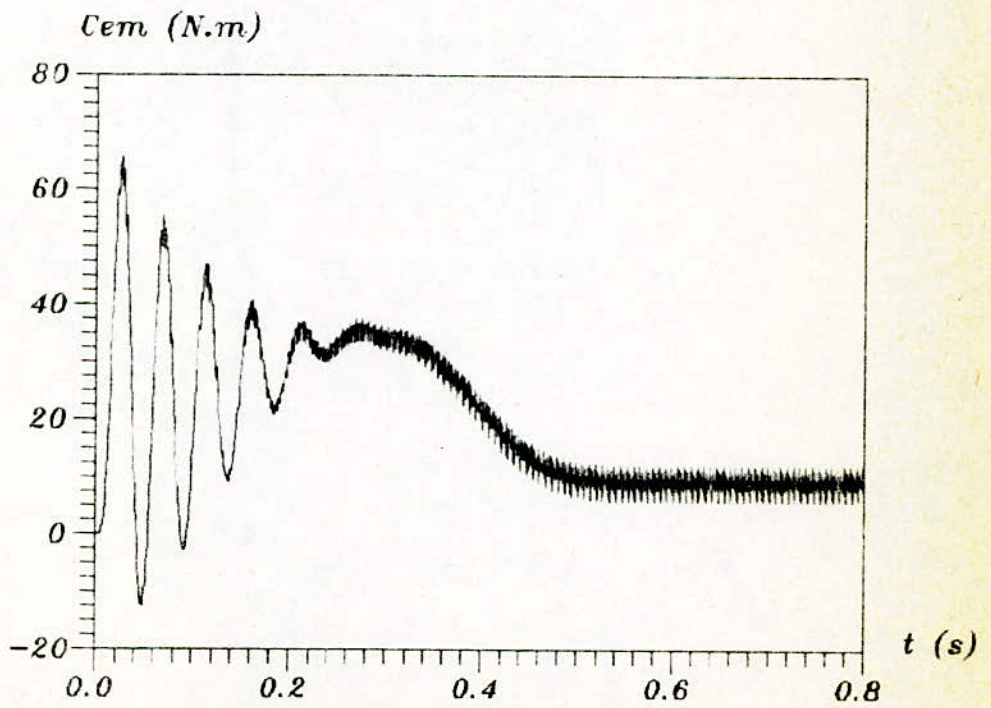


Fig III.32: couple (C_{em}) au démarrage en charge (Onduleur-MAS)

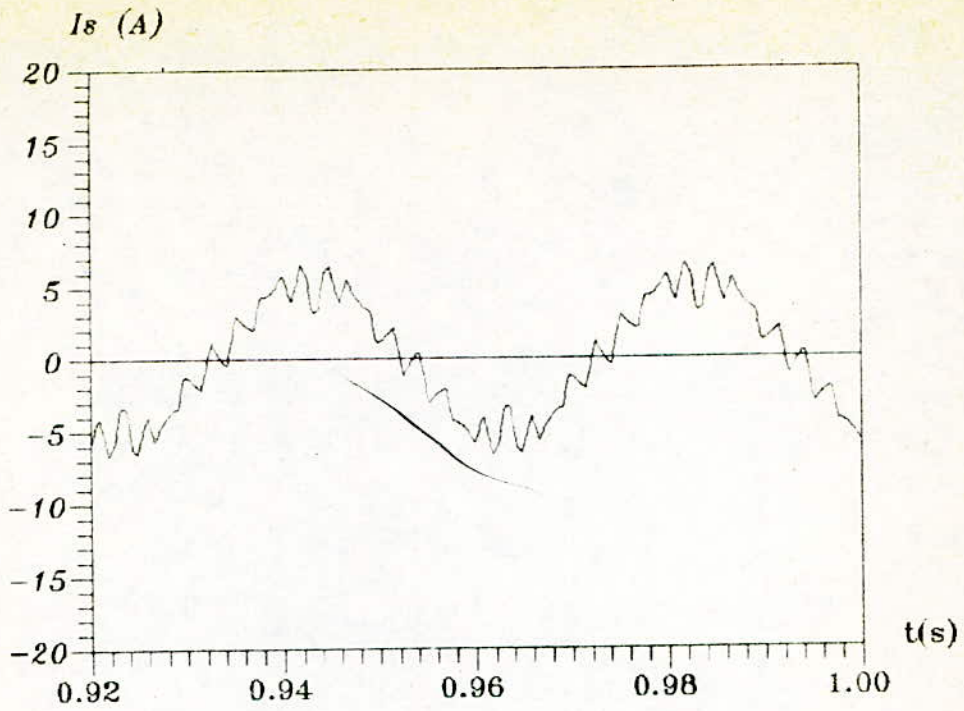


Fig III 33: courant I_s en regime etabli a vide
(Onduleur-MAS)

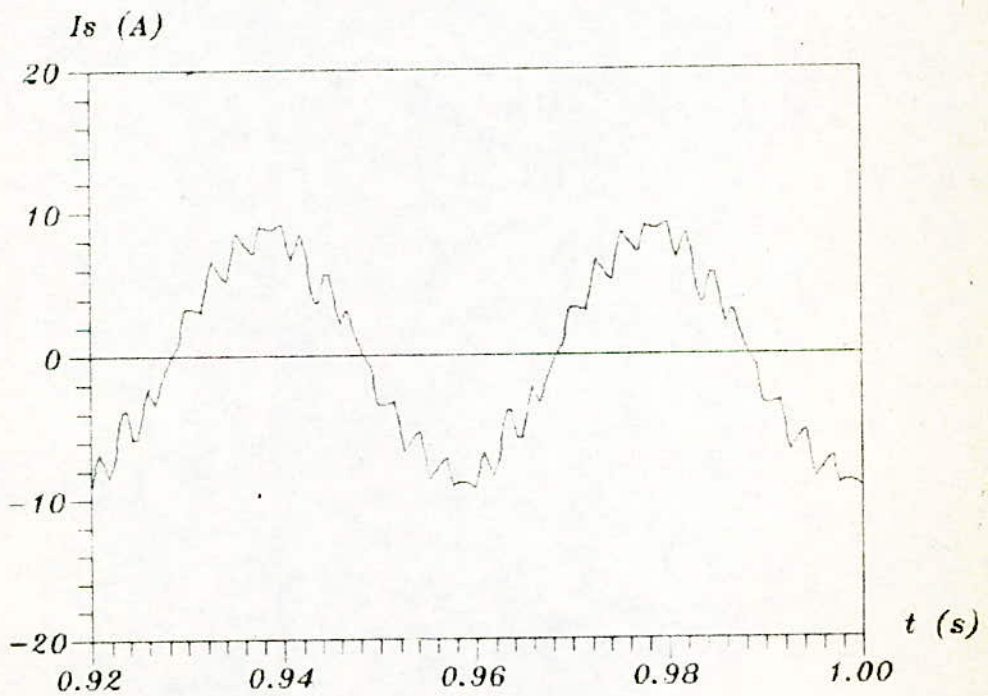


Fig III.34: courant I_s en regime etabli en charge
(Onduleur-MAS)

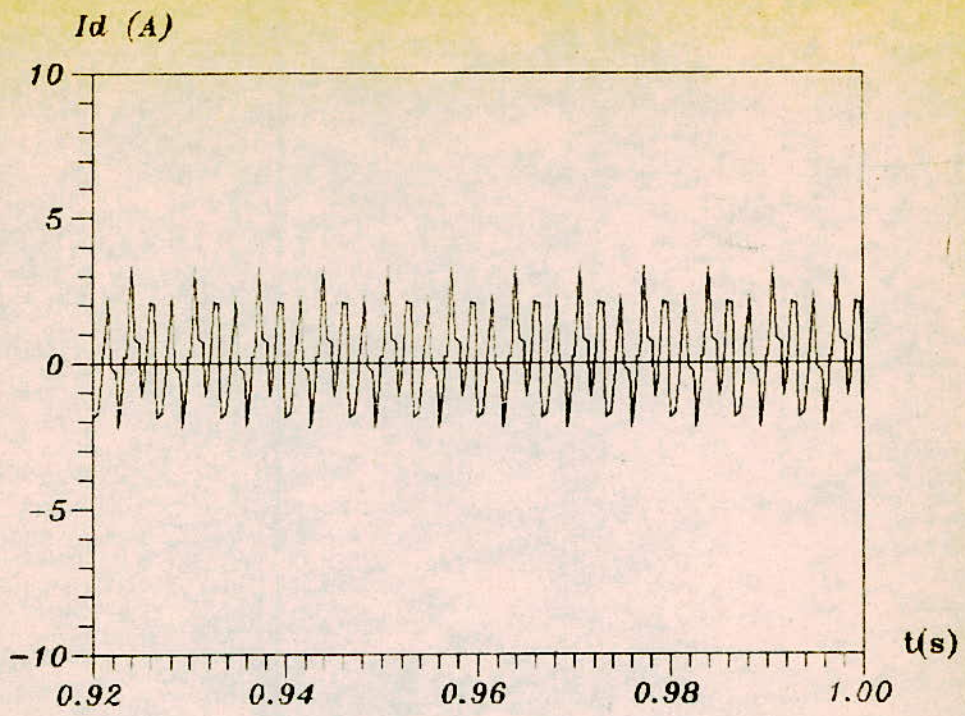


Fig II. 35 : courant I_d absorbe par l'onduleur
a vide

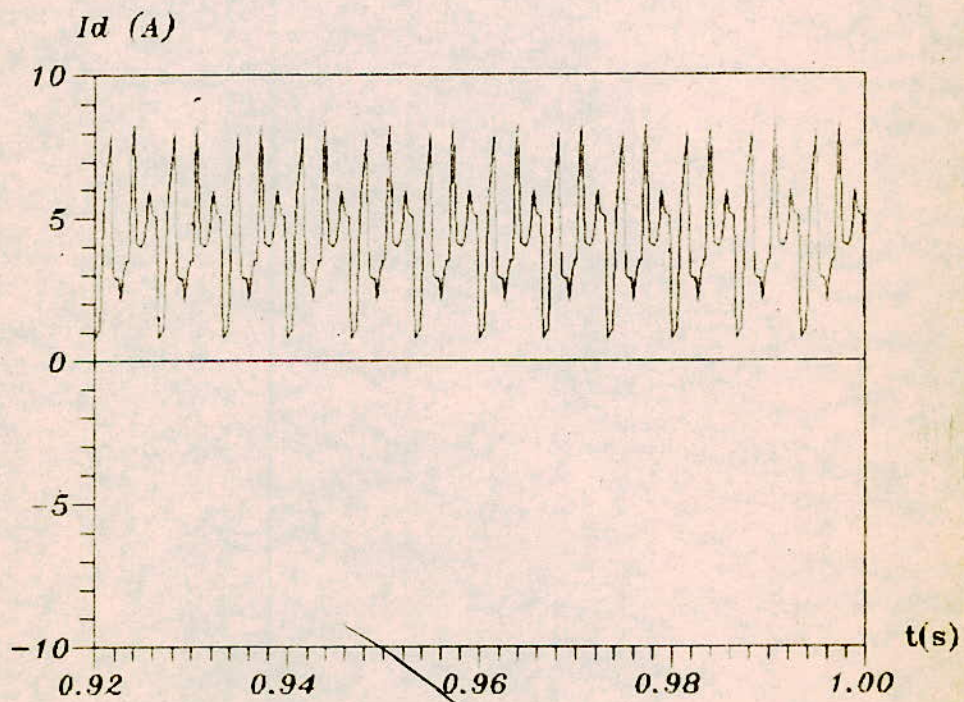


Fig II. 36 : courant I_d absorbe par l'onduleur
en charge

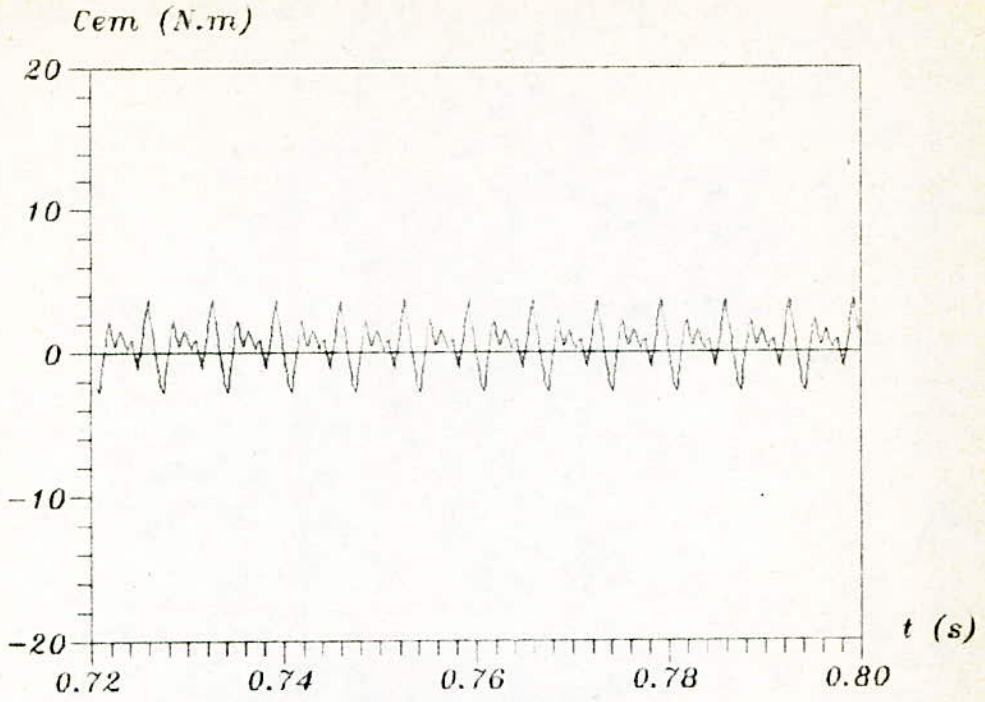


Fig III.37: Couple (C_{em}) en regime etabli a vide
(Onduleur-MAS)

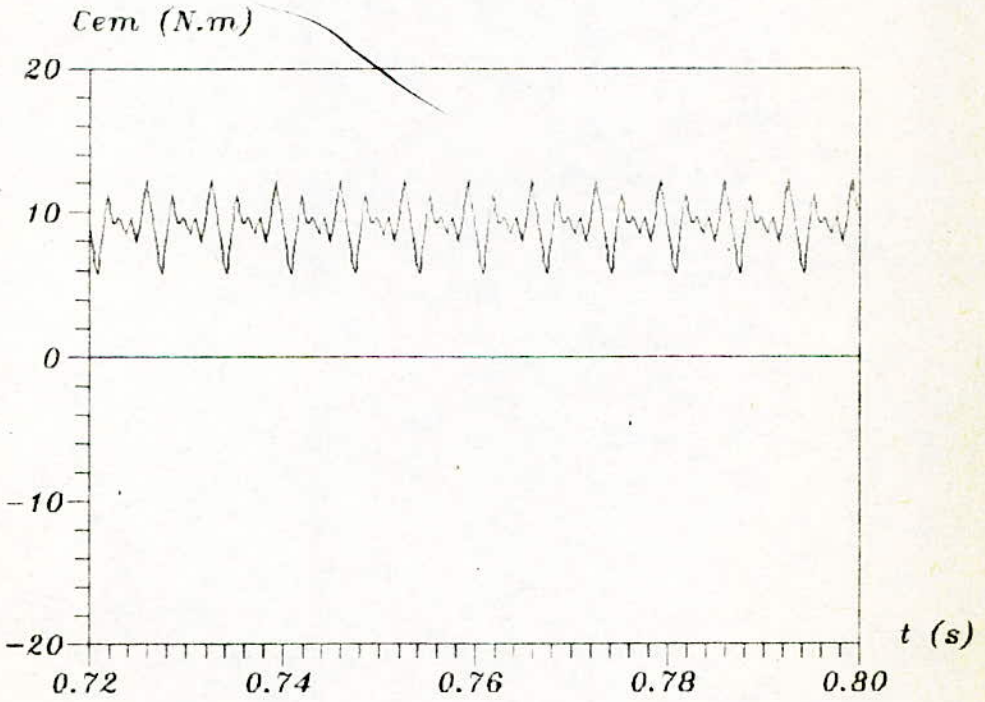


Fig III.38: Couple (C_{em}) en regime etabli en charge
(Onduleur-MAS)

RESULTATS ET COMMENTAIRES

Les tensions simples et composées appliquées au moteur sont présentées dans les figures III.25 et III.26. La tension de la source permettant le fonctionnement nominal du moteur est de 300 V (alors qu'avec la technique triangulo-sinusoidale, il fallait 370 V). Le nombre de créneaux par alternance est beaucoup plus faible par rapport à la première technique.

Au démarrage (figures III.27 à III.32) l'évolution de la vitesse est plus rapide. A la fin du régime transitoire, la caractéristique du couple devient plus rapprochée à celle obtenue en sinusoidale, avec des oscillations plus réduites.

Dans les courbes de variation de la vitesse, les oscillations au début du démarrage sont un peu plus importantes que celles observées précédemment.

CONCLUSION

Dans ce chapitre, nous avons étudié le comportement du moteur asynchrone, en régime permanent et dynamique, pour une alimentation en onduleur à M.L.I. L'étude a été effectuée pour deux techniques de modulation.

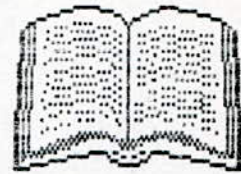
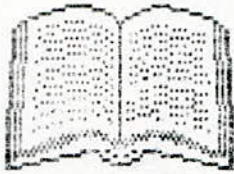
L'étude a montré qu'au démarrage, le couple présente de fortes pulsations, la vitesse oscille légèrement au début du démarrage (surtout avec la deuxième technique); un fort appel de courant est également observé, ce qui nécessite un dimensionnement adéquat des semiconducteurs.

La caractéristique du couple électromagnétique montre l'intérêt de la deuxième technique.

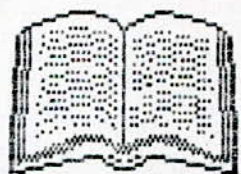
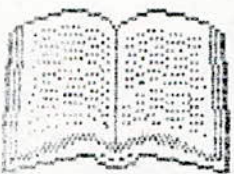
Le gain en tension de l'onduleur est plus important avec la deuxième stratégie de modulation; le nombre de niveaux constituant la tension de sortie est beaucoup plus réduit par rapport à la première technique. D'où la diminution des pertes dans les semiconducteurs.

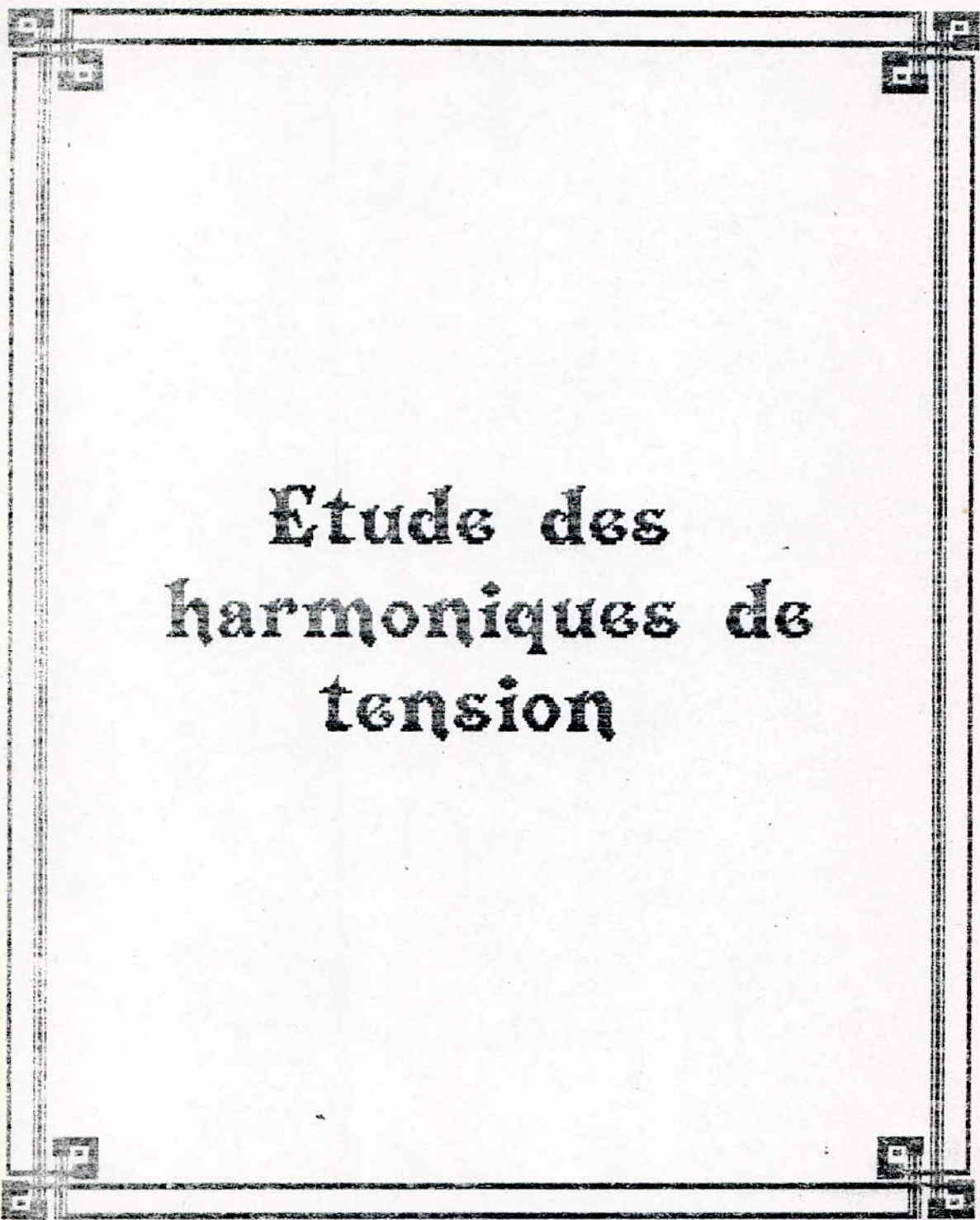
Le temps d'établissement du régime permanent est plus rapide avec la deuxième technique.

Toutes ces remarques révèlent l'intérêt de la stratégie de modulation partielle (60° - 120°).



Chapitre IV





**Etude des
harmoniques de
tension**

INTRODUCTION

Le chapitre III nous a permis de situer les performances du moteur alimenté par un onduleur M.L.I pour deux stratégies de modulation.

Les formes des tensions délivrées par l'onduleur n'étant pas sinusoïdales, l'effet des harmoniques a été ressenti notamment sur le couple électromécanique et le courant absorbé par le moteur.

Ces harmoniques engendrent un échauffement excessif dans les enroulements du moteur et peuvent causer des pulsations importantes du couple.

Dans ce chapitre, nous allons étudier les harmoniques de tensions délivrées par l'onduleur pour les deux stratégies déjà évoquées.

Enfin nous essayerons, à partir des résultats obtenus, de situer les performances de chacune des deux stratégies.

A/ TECHNIQUE TRIANGULO-SINUSOÏDALE

I/ PRÉLIMINAIRE :

La forme de la tension de sortie de l'onduleur dépend essentiellement des paramètres m et r . En général m est un nombre entier, la modulation est dite alors "synchrone". La tension de sortie est alors vraiment périodique et de même période que la référence.

Si m est impair l'alternance négative reproduit au signe près l'alternance positive; les harmoniques pairs sont tous nuls. On adopte une valeur de m multiple de trois pour que les tensions V_{Ao} , V_{Bo} et V_{Co} soient identiques à un tiers de période près.

Lorsque les extrêmes de la porteuse et de la référence se rencontrent, le calage entre les deux ondes est dit "optimal". Les alternances de la tension de sortie seront alors symétriques par rapport à leurs milieux.

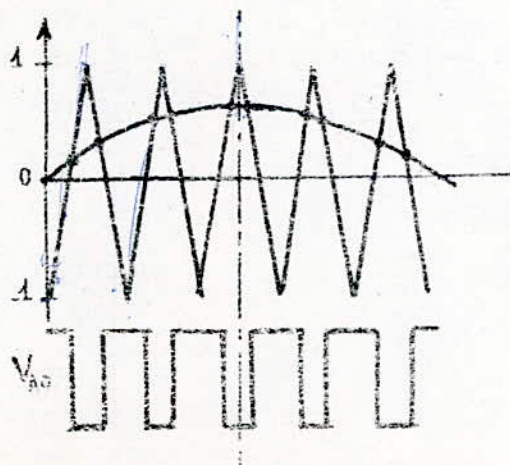


Fig IV. 4 :
Le calage optimal

Notre étude sera limitée à une modulation "synchrone" et un calage optimal.

III. SPECTRE DE LA TENSION DE SORTIE :

La tension simple V_A (figure IV.12) possède une forme complexe et ne peut se prêter directement à une analyse spectrale. Mais, on peut remarquer que V_A est déduite des tensions V_{AO} , V_{BO} et V_{CO} (prises entre les trois bornes de sortie et le point milieu fictif de la source) :

$$V_A = \frac{1}{3} (2V_{AO} - V_{BO} - V_{CO}) \quad (\text{IV.1})$$

L'harmonique d'ordre n de V_A sera obtenue par

$$V_{A(n)} = \frac{1}{3} (2V_{AO}^{(n)} - V_{BO}^{(n)} - V_{CO}^{(n)}) \quad (\text{IV.2})$$

Comme les tensions V_{AO} , V_{BO} et V_{CO} sont identiques et déphasées dans le temps, on montre que le spectre de V_A se déduit de celui de V_{AO} par suppression des harmoniques de rang multiple de trois [14].

Le problème se ramène alors à l'analyse du spectre de V_{AO} dont la forme est définie par les $2m$ angles d'intersection entre la référence et la modulatrice (figure IV.2).

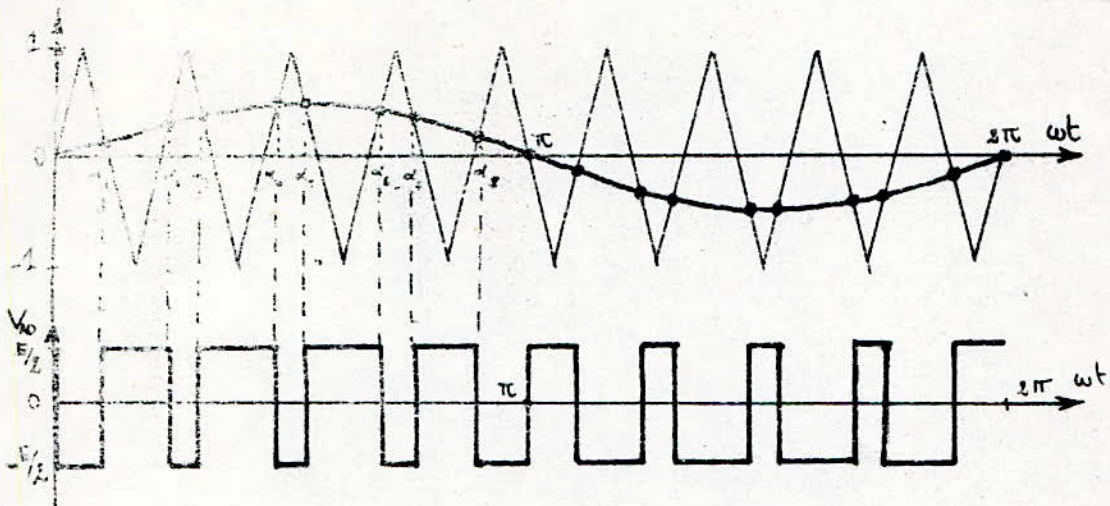


Fig IV.2 : tension V_{A0} .

III. DEVELOPPEMENT EN SERIE DE FOURIER :

Si n est impair, l'alternance négative reproduit au signe près l'alternance positive, tous les harmoniques pairs sont alors nuls. La symétrie par rapport aux milieux d'alternance réduit l'ordre à $1/4$ de période [9].

$$V_{ac} = A_1 \sin \omega t + A_3 \sin 3\omega t + \dots + A_n \sin n\omega t + \dots \quad (\text{IV.3})$$

$$A_n = \frac{4}{\pi} \int_0^{\pi/2} V_{A0} \sin n\omega t \, d\omega t$$

$$A_n = \frac{4}{\pi} \cdot \frac{E}{2} \left[\int_0^{\alpha_1} \sin n\omega t \, d\omega t + \int_{\alpha_1}^{\alpha_2} \sin n\omega t \, d\omega t + \dots \pm \int_{\alpha_{(n-1)/2}}^{\pi/2} \sin n\omega t \, d\omega t \right]$$

$$A_n = \frac{4}{\pi} \cdot \frac{E}{2} \left[1 - 2 \cos n\alpha_1 + 2 \cos n\alpha_2 - \dots \pm 2 \cos \frac{n\pi}{2} \right]$$

- Si m est pair, on prend comme origine des temps le milieu de l'alternance positive de la référence, le développement en série est alors de la forme [9] :

$$V_{AO} = B_1 \cos \omega t' + B_2 \cos 2\omega t' + B_3 \cos 3\omega t' + \dots + B_n \cos n\omega t' + \dots \quad (\text{IV.5})$$

Avec :

$$B_n = \frac{2}{\pi} \int_0^{\pi} V_{AO} \cos n\omega t' d\omega t' \quad \text{où} \quad \omega t' = \omega t - \frac{\pi}{2}$$

On obtient :

- Pour $m/2$ impair :

$$B_n = \frac{1}{n} \cdot \frac{4}{\pi} \cdot \frac{E}{2} \left[-\sin \alpha'_1 + \sin n\alpha'_2 - \dots + \sin n\alpha'_{\frac{m}{2}} \right] \quad (\text{IV.6})$$

- Pour $m/2$ pair :

$$B_n = \frac{1}{n} \cdot \frac{4}{\pi} \cdot \frac{E}{2} \left[\sin n\alpha'_1 - \sin n\alpha'_2 + \dots - \sin n\alpha'_{\frac{m}{2}} \right] \quad (\text{IV.7})$$

D'après les équations IV.4, IV.6 et IV.7 le problème de développement en série de Fourier se réduit à celui de la détermination des angles α_i intersections entre la porteuse et la référence. Les α_i sont les solutions de l'équation :

$$\text{tr}(\alpha_i) = r \cdot \sin(\alpha_i) \quad (\text{IV.8})$$

$\text{tr}(\alpha)$: étant l'équation de la porteuse triangulaire.

Vu la complexité de l'expression de $\text{tr}(\alpha)$, la résolution de (IV.8) est effectuée par une méthode numérique. Nous avons choisi la méthode de Newton-Raphson.

$$(IV.8) \Leftrightarrow F(\alpha_i) = 0 \quad (IV.9)$$

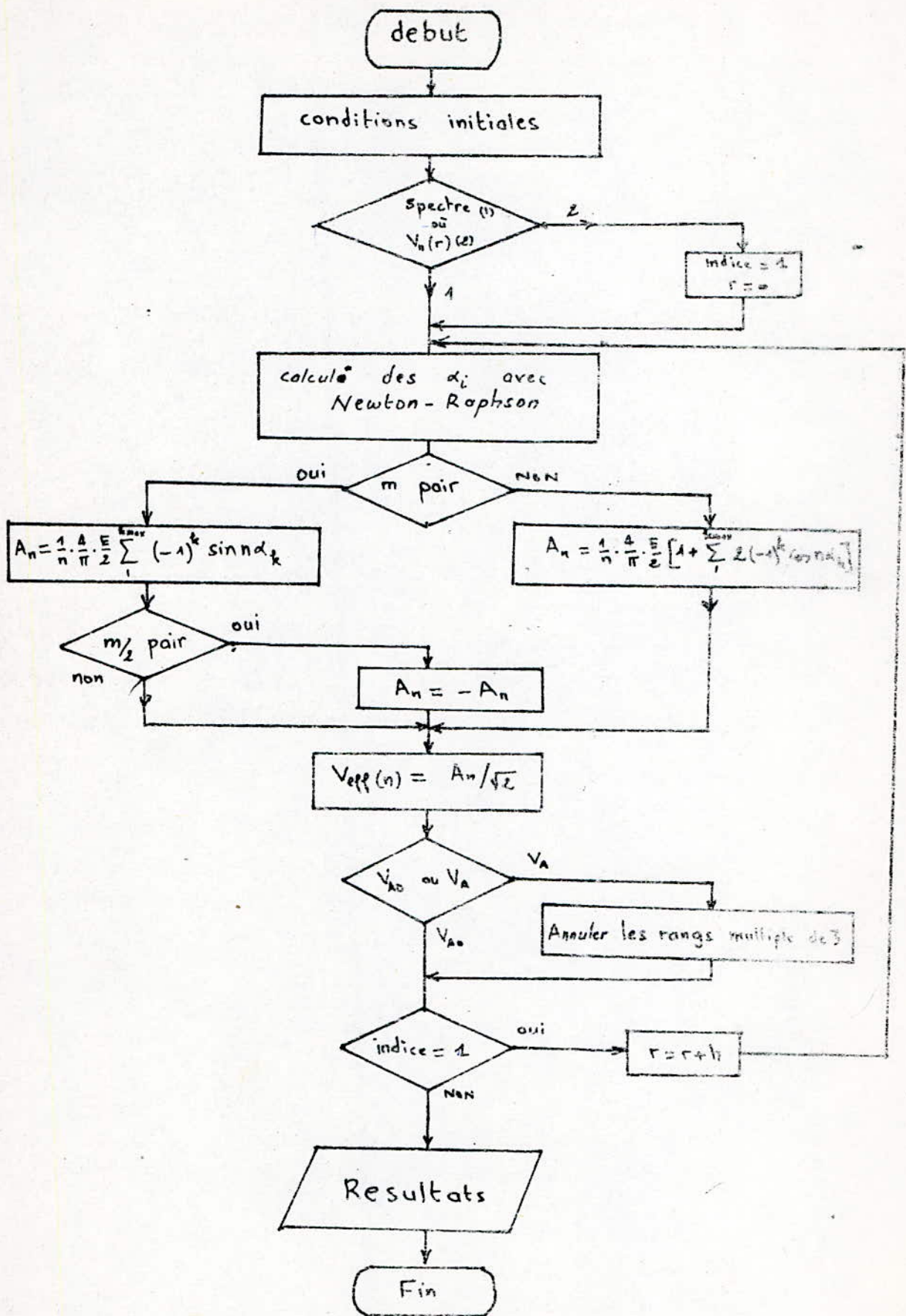
avec :

$$F(\alpha_i) = \text{tr}(\alpha_i) - r \sin(\alpha_i).$$

L'algorithme de cette méthode est donné par :

$$\alpha_i(k+1) = \alpha_i(k) - \frac{F(\alpha_i(k))}{F'(\alpha_i(k))} \quad (IV.10)$$

Le développement en série de Fourier de la tension U_{ao} est déduit de celui de V_{ao} par suppression des harmoniques d'ordre multiple de trois. L'organigramme de la résolution est donné à la page suivante.



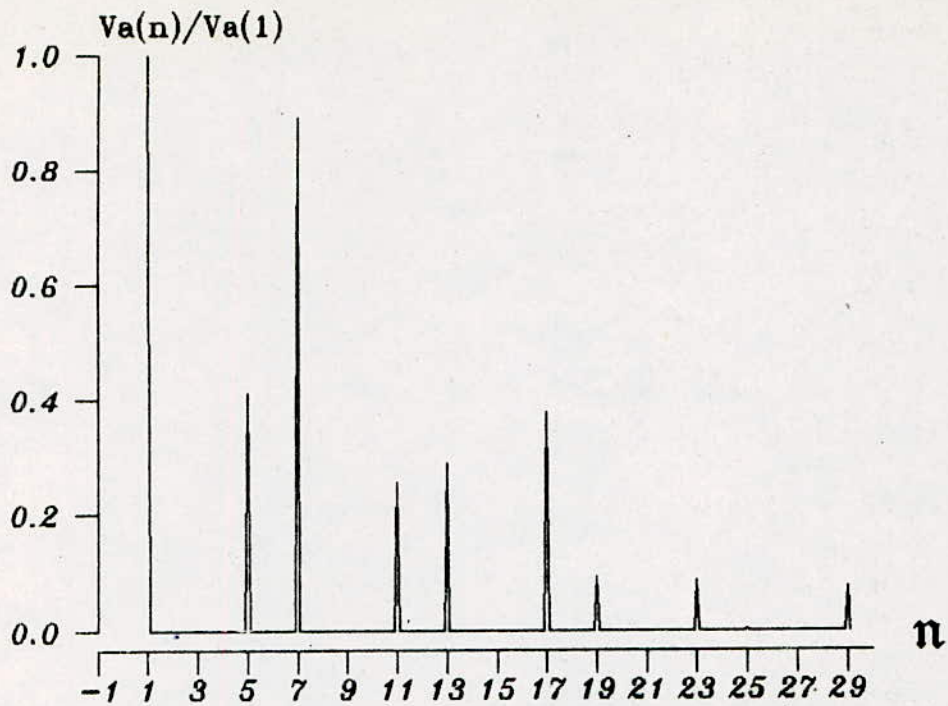


Fig N.3 : Spectre des harmoniques de la tension simple V_a
 $m = 3$ $r = 0.5$

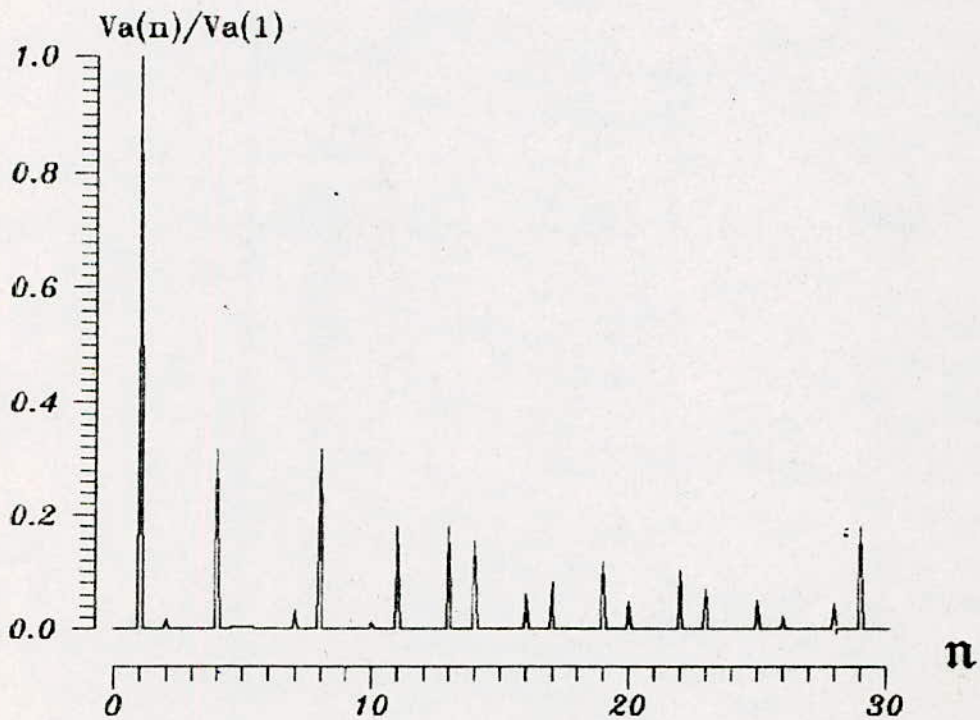


Fig N.4 : Spectre des harmoniques de la tension simple V_a
 $m = 6$ $r = 0.5$

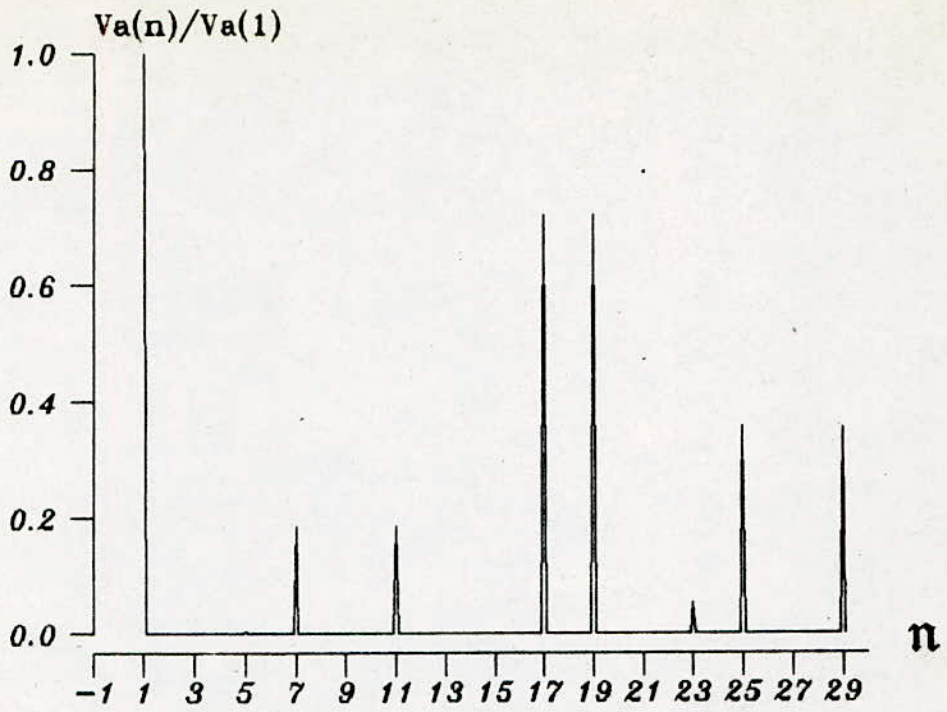


Fig IV.5 : Spectre des harmoniques de la tension simple V_a
 $m = 9$ $r = 0.5$

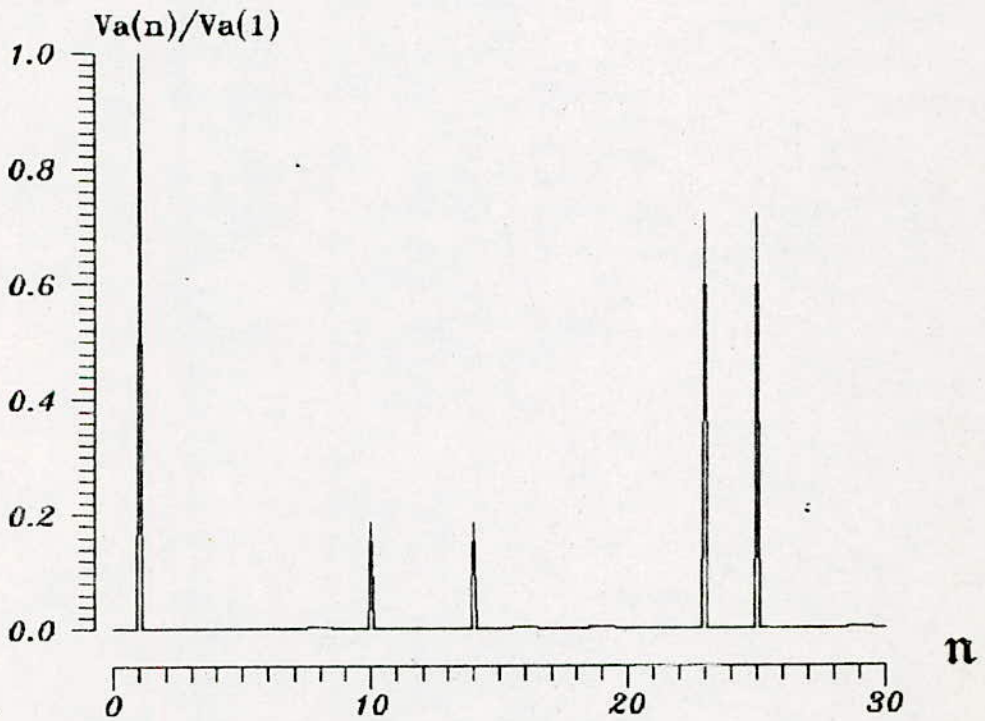


Fig IV.6 : Spectre des harmoniques de la tension simple V_a
 $m = 12$ $r = 0.5$

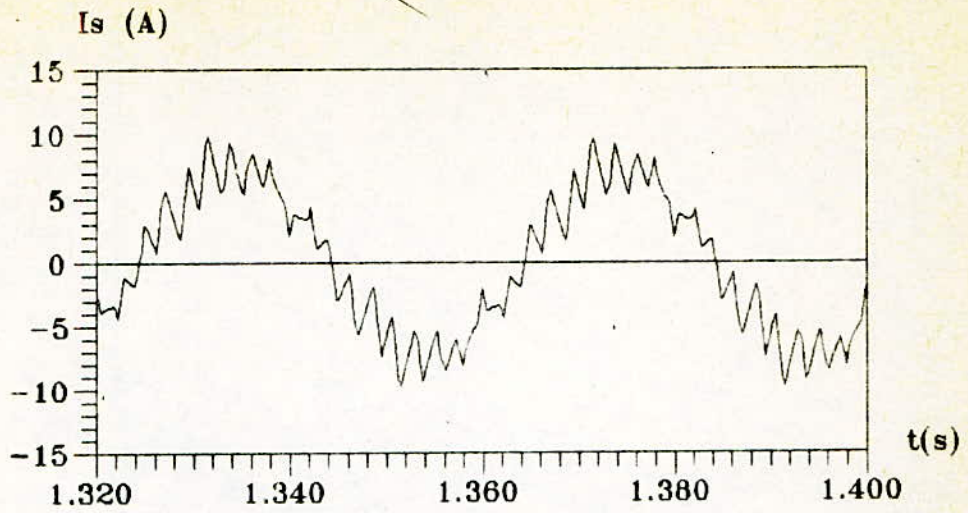


Fig :courant statorique (I_s) pour $m=9$

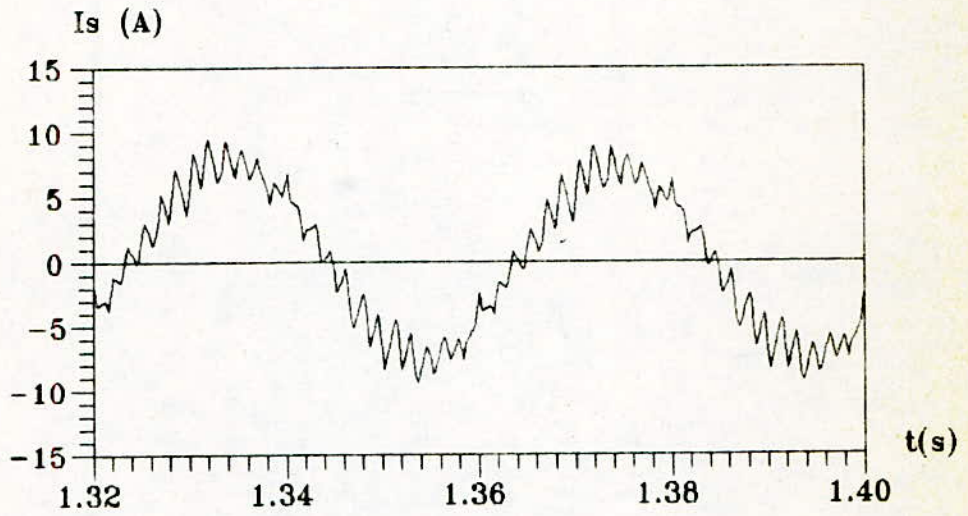


Fig :courant statorique (I_s) pour $m=12$

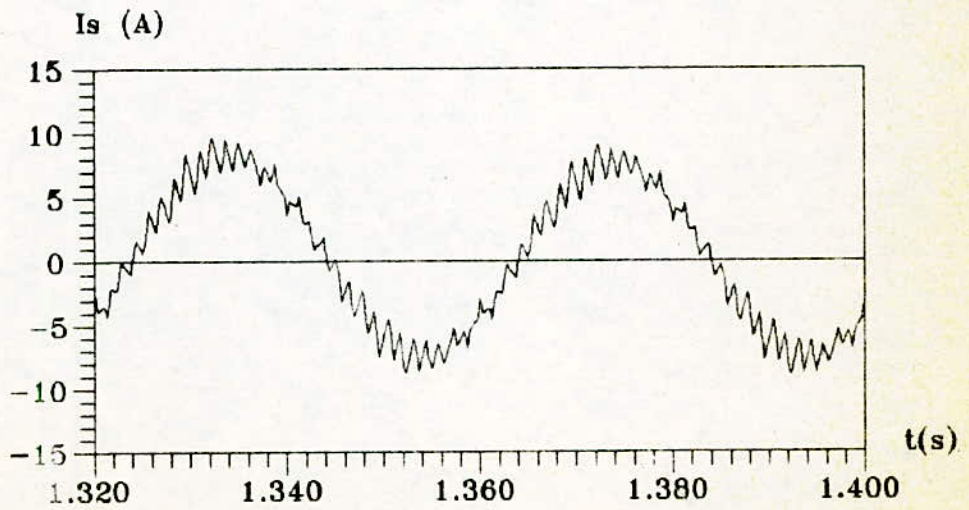


Fig. 7 :courant statorique (I_s) pour $m=15$

IV/ RÉSULTATS DE L'ANALYSE SPECTRALE :

IV-1 INFLUENCE DE L'INDICE DE MODULATION M :

Sur les figures (IV.3 à IV.6), nous avons représenté les spectres d'harmoniques de la tension simple V_a pour r fixé ($=0.5$) et m variable.

Pour $m=3$, les harmoniques de bas ordre (surtout le 5 et 7) sont importants (40% et 90% du fondamental).

Au fur et à mesure qu'on augmente m , les harmoniques d'ordre 5 et 7 diminuent et s'éliminent à partir de $m=9$.

Il convient alors de choisir $m=9$ afin de neutraliser les harmoniques de bas ordre.

Par ce choix, d'autres harmoniques d'ordre supérieur (19 pour $m=9$ et 23 et 25 pour $m=12$) apparaissent fortement, mais d'influence non ressentie par le moteur car ils sont filtrés par l'inductance propre du moteur.

Pour illustrer ce résultat, nous avons tracé le courant absorbé par le moteur pour différentes valeurs de m (Figure IV.7).

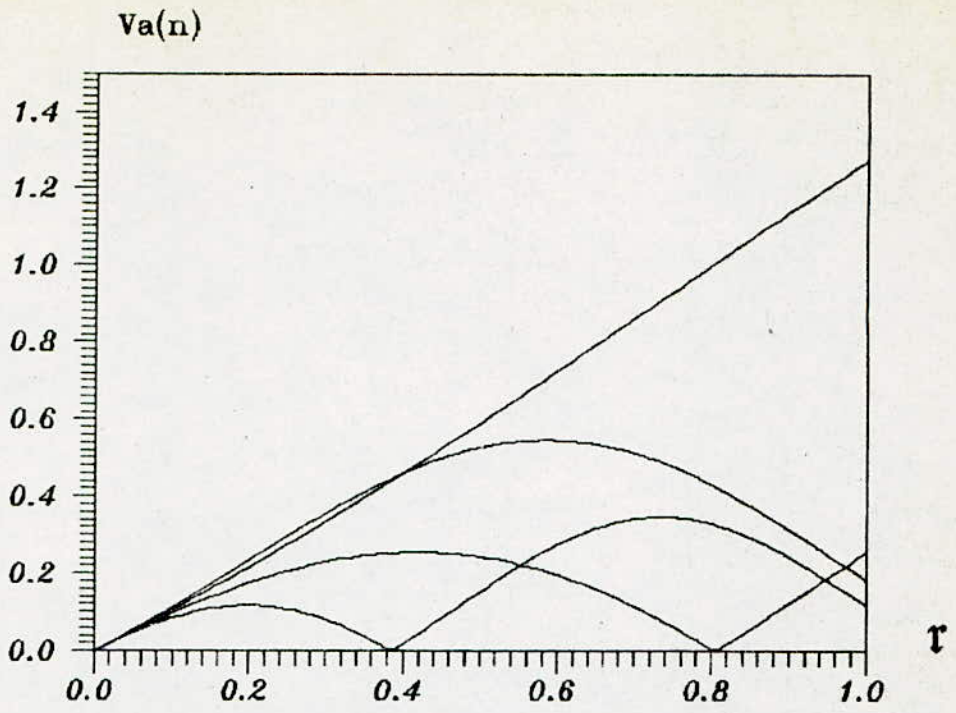


Fig. 8 : Variation de l'amplitude des harmoniques
de V_a en fonction de r
 $m=3$

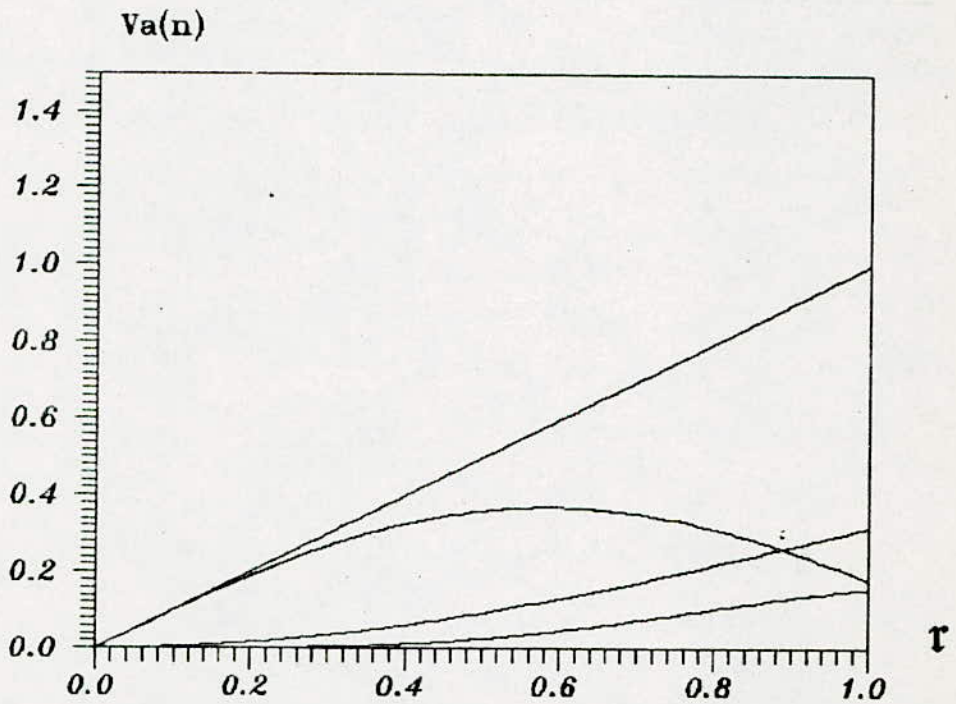


Fig. 9 : Variation de l'amplitude des harmoniques
de V_a en fonction de r
 $m=6$

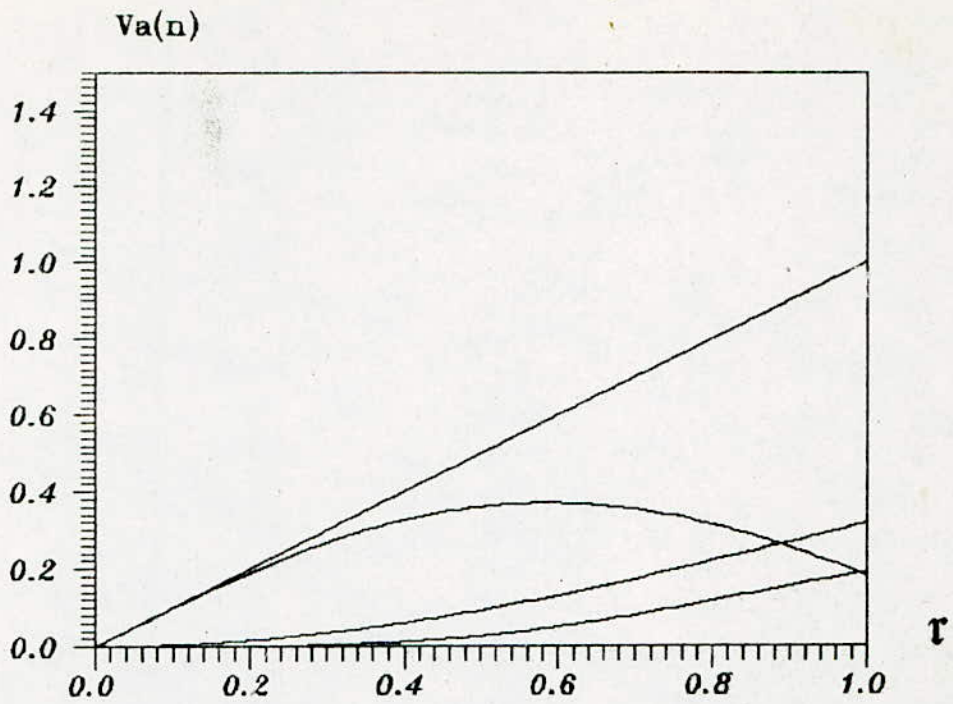


Fig. 10 : Variation de l'amplitude des harmoniques
de V_a en fonction de r
 $m=9$

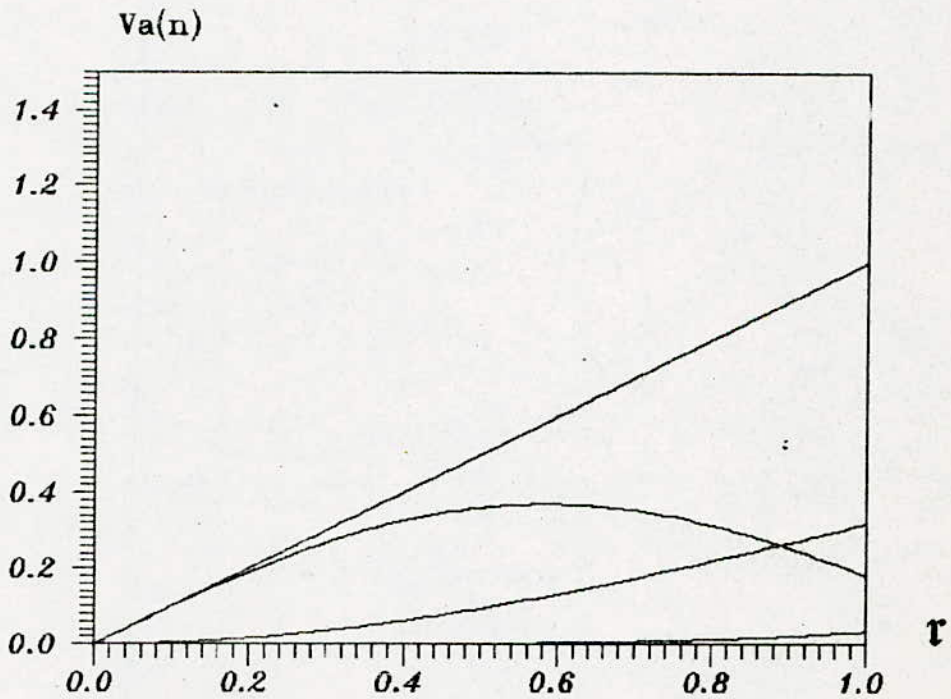


Fig. 11 : Variation de l'amplitude des harmoniques
de V_a en fonction de r
 $m=12$

IV-2/ INFLUENCE DE R :

Les figures IV.8 à IV.11 illustrent les variations de l'amplitude des différents harmoniques en fonction ^{rapport} cyclique r , pour différentes valeurs de m . Les amplitudes étant prises par rapport à l'amplitude du fondamental lorsque $r=1$.

Le fondamental de la tension simple appliquée au moteur varie linéairement avec r ce qui justifie les résultats du chapitre II.

B/ TECHNIQUE DE MODULATION PARTIELLE

1) PRÉLIMINAIRE :

Dans cette technique, la tension U_{ab} est directement déterminée par les intersections de la porteuse et de la référence. Il est donc préférable de considérer le spectre de U_{ab} .

Le principe même de la technique (figure IV.12) montre une double alternance de U_{ab} : l'alternance négative reproduit au signe près l'alternance positive, d'où l'absence des harmoniques pairs. La symétrie autour des milieux d'alternance réduit l'étude sur un quart de période.

Si on conserve la même définition de l'indice de modulation m que celle de la première technique, la forme de la porteuse exige que m soit un multiple impair de trois supérieur ou égal à quinze (15, 21, 27, ...). Pour les autres valeurs de m , la forme de la porteuse sera détériorée.

III/ DÉCOMPOSITION EN SÉRIE DE FOURIER :

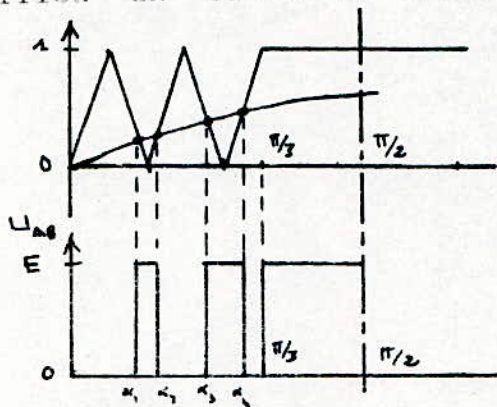


Fig 19.20

La décomposition en série de Fourier de la tension U_{AB} (figures 19.20) donne :

$$U_{AB} = A_1 \sin \omega t + A_3 \sin 3\omega t + \dots + A_n \sin n\omega t + \dots$$

Avec :

$$A_n = \frac{4}{\pi} \int_0^{\pi/2} U_{AB} \sin n\omega t \, d\omega t$$

d'où :

$$A_n = \frac{4}{\pi} \cdot \frac{E}{n} \left[\int_{\alpha_1}^{\alpha_2} \sin n\omega t \, d\omega t + \int_{\alpha_3}^{\alpha_4} \sin n\omega t \, d\omega t + \dots + \int_{\frac{\alpha_3-1}{\alpha_3}}^{\frac{\pi}{2}} \sin n\omega t \, d\omega t + \int_{\frac{\pi}{2}}^{\frac{\pi}{2}} \sin n\omega t \, d\omega t \right]$$

on obtient :

$$A_n = \frac{4}{\pi} \cdot \frac{E}{n} \left[\cos n\alpha_1 - \cos n\alpha_2 + \dots + \cos n\frac{\pi}{3} - \cos n\frac{\pi}{2} \right]$$

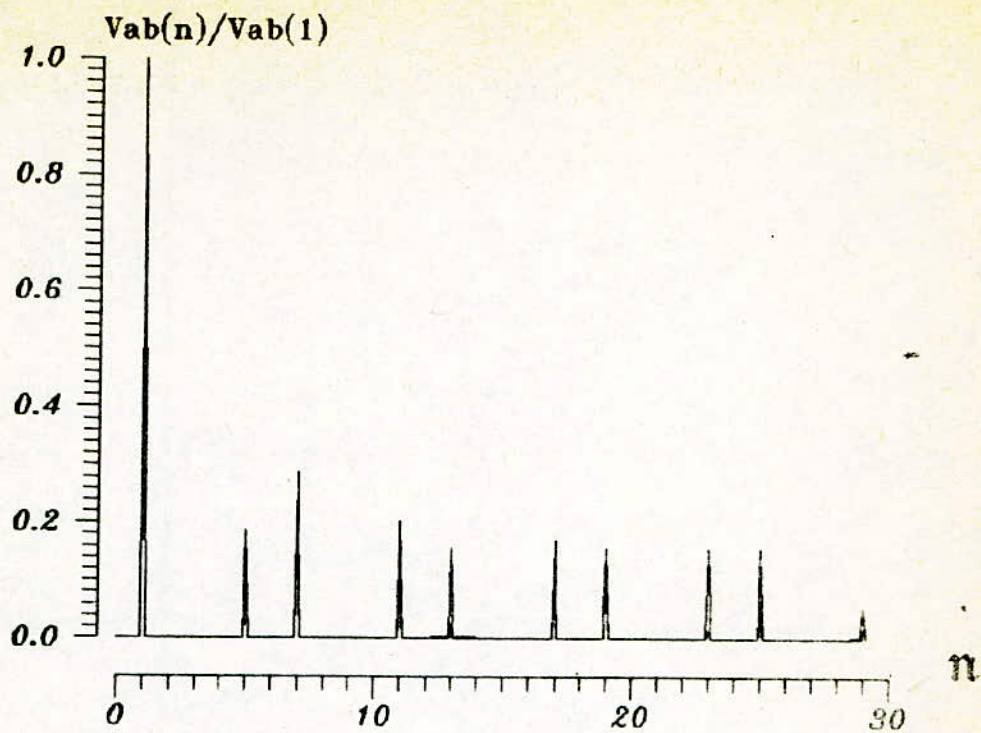


Fig. 12 : Spectre des harmoniques de la tension V_{ab}
 $m=15$ $r=0.5$

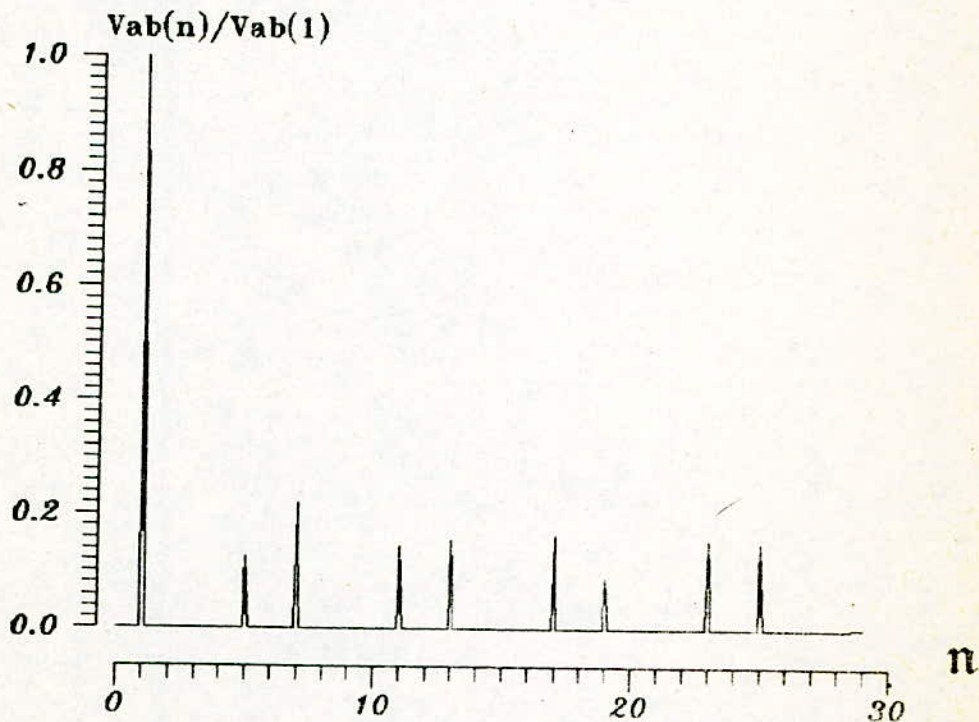


Fig. 13 : Spectre des harmoniques de la tension V_{ab}
 $m=21$ $r=0.5$

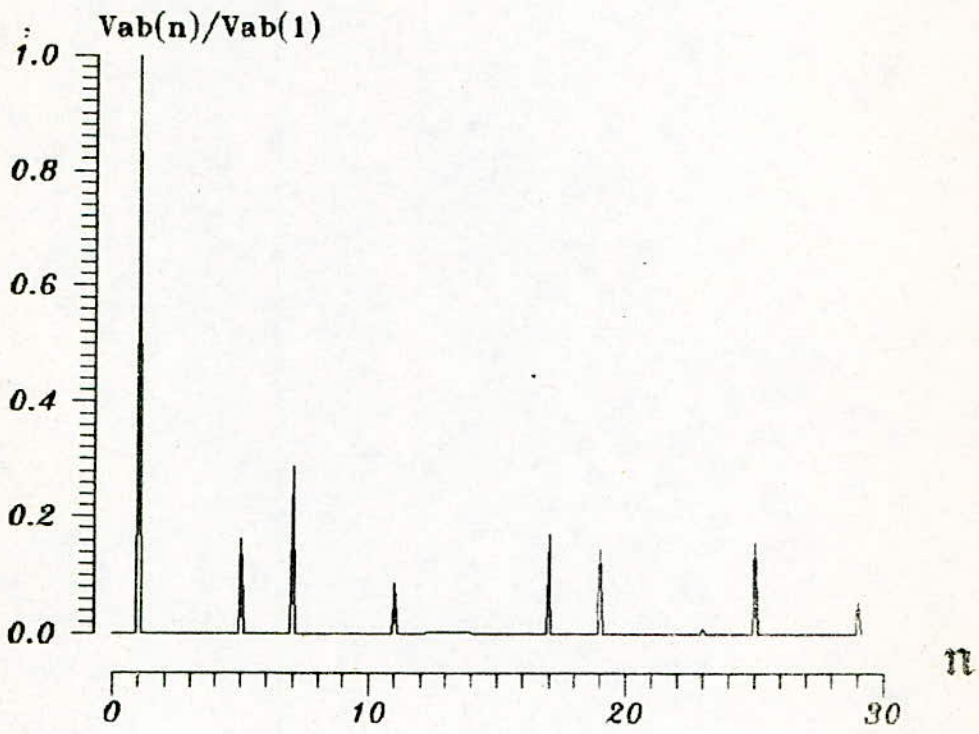


Fig. 14: Spectre des harmoniques de la tension V_{ab}
 $m=27$ $r=0.5$

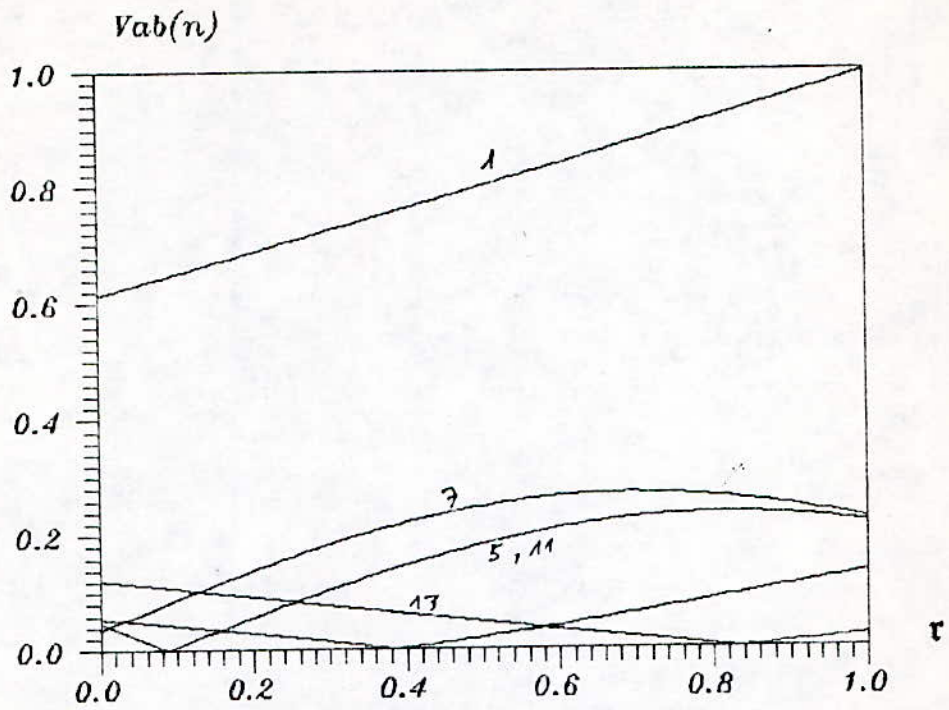


Fig IV.15: Variation de l'amplitude des harmoniques de V_{ab} en fonction de r

$$m = 15$$

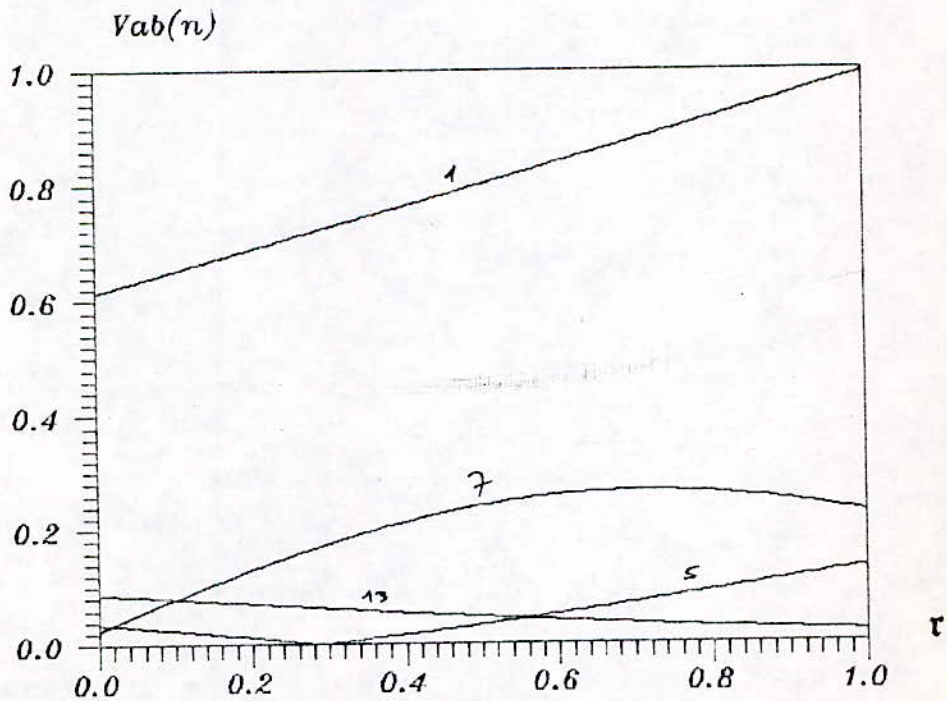


Fig IV.16: Variation de l'amplitude des harmoniques de V_{ab} en fonction de r

$$m = 21$$

La détermination des angles α_i est effectuée de la même manière que pour la technique précédente.

III/ RÉSULTATS DE L'ANALYSE SPÉCTRALE :

Les figures IV.12 à IV.14 présentent le spectre d'harmonique de la tension U_{ab} pour $m=15, 21$ et 27 .

Entre $m=15$ et $m=21$, il n'y a pas de variation notable sur les spectres sauf une légère diminution du 7^e harmonique.

Les amplitudes des harmoniques par rapport au fondamental sont nettement plus faibles qu'en technique triangulo-sinusoïdale. Ce qui résulte en un taux d'harmoniques plus réduit et un fondamental plus important.

Cependant, on remarque la présence d'harmoniques de bas ordre notamment le 5^e et 7^e malgré l'augmentation de m .

Les variations des amplitudes des différents harmoniques en fonction de r sont présentées sur les figures IV.15 et IV.16. Pour les différentes valeurs de r , l'amplitude du fondamental est nettement supérieure à celle des autres harmoniques.

Notons que le rapport cyclique r peut excéder 1 (à cause de l'absence de modulation dans les parties centrales des alternances).

Les amplitudes ont été ramenées au fondamental lorsque $r=1$.

CONCLUSION

L'analyse spectrale des tensions de sortie, effectuée dans ce chapitre nous a permis de situer les performances de chacune des deux techniques du point de vue harmonique .

Les deux techniques offrent un réglage linéaire de l'amplitude du fondamental.

Le principal avantage de la technique triangulo-sinusoidale est l'élimination des harmoniques de bas ordre, nuisibles pour le moteur, en rejetant "le déchet" d'harmoniques vers des fréquences élevées facilitant ainsi le filtrage.

Pour les valeurs élevées de m ($m \geq 9$) les grandeurs de sortie sont très appréciables, par contre pour m faible ($m < 9$) les résultats ne sont pas loin de la pleine onde .

Ainsi l'indice de modulation est un paramètre déterminant. Généralement, on lui adopte une valeur supérieure ou égale à 9 [6].

Le taux d'harmoniques est important surtout pour les faibles valeurs du coefficient de réglage r .

La deuxième technique présente un taux d'harmoniques beaucoup plus réduit, augmentant ainsi la valeur efficace du fondamental pour une même alimentation continue. Son inconvénient est l'existence de quelques harmoniques de bas ordre (5 et 7) malgré l'augmentation de n .



Conclusion

CONCLUSION GENERALE

Afin d'analyser le comportement dynamique de l'ensemble source-filtre-MLI-moteur, nous avons d'abord établi un modèle de connaissance déduit à partir de la configuration de Park.

Nous avons ensuite, examiné trois stratégies de modulation qui sont :

- technique triangulo-sinusoidale .
- technique partielle ($60^\circ - 120^\circ$).
- technique par injection d'harmonique .

On constate que la technique triangulo-sinusoidale permet d'éliminer les harmoniques de bas ordre (5^e et 7^e) et de linéariser le réglage de la tension de sortie. Cependant, son faible gain et ses limites en tension ont motivé le développement d'autres stratégies (technique partielle $60^\circ - 120^\circ$, technique d'injection d'harmoniques).

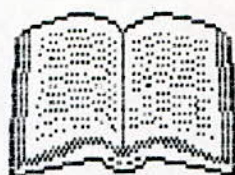
La technique partielle apporte une amélioration considérable du gain en tension tout en réduisant les pertes dans les semiconducteurs. La plage de variation de la tension est plus importante, aussi l'effet des harmoniques de bas ordre devient plus ressenti. L'étude des harmoniques a confirmé ces résultats.

Nous avons constaté que le fonctionnement à flux constant permet un réglage performant de la vitesse. L'étude du comportement du moteur asynchrone alimenté par un onduleur MLI a donné des caractéristiques comparables avec celles obtenues avec une alimentation sinusoidale.

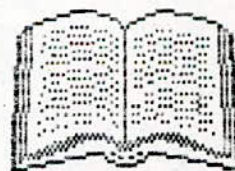
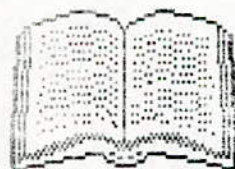
L'augmentation de l'indice de modulation de l'onduleur rend l'onde de courant absorbé par le moteur presque sinusoidale.

De l'étude des stratégies de modulation, il ressort que la combinaison des deux stratégies ne peut être que intéressante. En effet nous suggerons le fonctionnement suivant:

- à basse vitesse : la commande est triangulo-sinusoidale.
- à vitesse élevée : la commande est partielle.



Bibliographie



- [1] M.O.MAHMOUDI : Variateurs de vitesse pour moteur asynchrone
these de magister ENP 1986.
- [2] J.OSWALD : " Les convertisseurs statiques "
R.G.E N°11 Decembre 1988.
- [3] G.SEGUIER, J.LESENNE
et P.NOTELET : Introduction à l'electrotechnique
approfondie, technique et documentation 1981.
- [4] P.BARRET : Regimes transitoire des machines tournantes
electriques , Eyrolles 1982.
- [5] M.A.BOOST and P.D.ZIOGAS : " State-of-the art carrier PWM
Techniques : a critical evaluation "
IEEE Trans. Ind. Appl., vol. 24, March/April 1988.
- [6] J.ZUBER and A.ABBONDANTI : " Pulsewidth Modulated inverter
Motor drives with improved modulation "
IEEE Trans. Ind. Appl., vol 1A-11, November/December 1975
- [7] K.THORBORG and A.NYSTROM : " Staircase PWM : An uncomplicated
and efficient modulation technique for AC Motor drives "
IEEE Trans. Power Electronics, vol 3, October 1988.
- [8] P.D.ZIOGAZ and E.P.WEICHMANN : " Generalized function model for
three-phase PWM inverter/rectifier converters "
IEEE Trans. Ind. Appl., vol 1A-23, March/April 1987.
- [9] G.SEGUIER et F.LABRIQUE : Les convertisseurs de l'electronique
de puissance , Tome 4 : " La conversion continu-alternatif "
Technique et documentation 1989.
- [10] H.MOULAI : " Etude par simulation numerique du MAS en regime
variable ", Projet de fin d'etude ENP 1985.
- [11] C.N.WAROWSKI : Methodes de calcul numerique , Tome 1
P.S.I 1984.
- [12] G.B.KLIMAN and A.B.PLUNKETT : " Development of a modulation
strategy for a PWM inverter drive "
IEEE Trans. Ind. Appl., vol 1A-15, January/February 1979.

بِسْمِ اللَّهِ الرَّحْمَنِ الرَّحِيمِ

وَقُلْ رَبِّ زِدْنِي عِلْمًا