

6/91

2 ex

وزارة الجامعات  
Ministère aux Universités

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات  
BIBLIOTHEQUE — المكتبة  
Ecole Nationale Polytechnique

# ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

DEPARTEMENT : GENIE ELECTRIQUE

## PROJET DE FIN D'ETUDES

### SUJET

*MODELISATION GLOBALE D'UN  
ONDULEUR " M.L.I " ASSOCIE A  
UN MOTEUR ASYNCHRONE  
TRIPHASE*

Proposé par :

M.O.MAHMOUDI

Etudié par :

B.FIALA

E.BERKOUK

Dirigé par :

M.O.MAHMOUDI

PROMOTION

-JUN 91-

وزارة الجامعات  
Ministère aux Universités



# ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

DEPARTEMENT : GENIE ELECTRIQUE

## PROJET DE FIN D'ETUDES

### SUJET

*MODELISATION GLOBALE D'UN  
ONDULEUR " M.L.I " ASSOCIE A  
UN MOTEUR ASYNCHROME  
TRIPHASE*

Proposé par :

M.O. MAIMOUDI

Etudié par :

B.FIALA

E.BERKOUK

Dirigé par :

M.O. MAIMOUDI

PROMOTION

- JUIN 91 -

بِسْمِ اللَّهِ الرَّحْمَنِ الرَّحِيمِ

A nos parents,

A nos amis,

nous dédions cette étude .

————— REMERCIMENT —————

A l'occasion de ce mémoire, nous tenons à remercier tous les enseignants qui ont participé à notre formation .

Nos remerciements vont également à Monsieur M.O.MAHMOUDI pour avoir proposé et dirigé ce travail, et pour tous les conseils qu'il nous a donné, et pour ses encouragements continus .

Nous tenons aussi à remercier les gens du centre de calcul pour leur collaboration .

TABLE DES MATIERES

NOMENCLATURE	1
INTRODUCTION GENERALE	2
CHAPITRE I : ETUDE DES STRATEGIES DE COMMANDE D'UN ONDULEUR	
I-1-introduction	4
I-2-association filtre-onduleur-moteur-asynchrone	5
I-3-généralités sur les ondes à M.L.I	7
I-3-1-onde en créneaux	7
I-3-2-ondes unipolaire et bipolaire	7
I-4-commande pleine-onde	8
I-4-1-principe	8
I-4-2-les harmoniques de tension	10
I-4-3 caractéristiques	11
I-5-commande triangulo-sinusoidale	11
I-5-1-principe	11
I-5-2-les harmoniques de tension	14
I-5-3 caractéristiques	15
I-6-commande par élimination d'harmoniques	16
I-6-1-principe	16
I-6-2 caractéristiques	19
CHAPITRE II : MODELISATION GLOBALE DU MOTEUR ASYNCHRONE ALIMENTE PAR UN ONDULEUR A COMMANDE PLEINE-ONDE	
II-1-introduction	21

II-2-transformation de PARK	22
II-2-1-transformation initiale de PARK	22
II-2-2-forme modifiée de la transformation de PARK	24
II-3-description du collecteur mécanique	25
II-4-modelisation	26
II-4-1-transformation du circuit rotorique	26
II-4-2-élaboration du nouveau modèle	29
II-4-3-couple électromagnétique	31
II-4-4-commutation	31
conclusion	34
CHAPITRE III : GENERALISATION DU MODELE AUX ONDULEURS A MODULATION DE LARGEUR D'IMPULSION (P.W.M)	
III-1-introduction	35
III-2-modèle généralisé	36
III-3-conditions de passage	39
III-4-passage aux grandeurs réelles	41
conclusion	41
CHAPITRE IV : SIMULATION NUMERIQUE	
IV-1-introduction	42
IV-2-fonctionnement à flux constant	43
IV-3-simulation numerique	45
IV-3-1-paramètres du moteur	45
IV-3-2-mise en équation de l'association filtre-onduleur-MAS	45

IV-3-3-organigramme	47
IV-3-4-résultats et commentaires	49
IV-3-4-a-commande pleine-onde	49
IV-3-4-b-commande triangulo-sinusoidale	56
IV-3-4-c-commande par élimination d'harmoniques	68
conclusion	80
CONCLUSION GENERALE	81
BIBLIOGRAPHIE	82

NOMENCLATURE

- $R_s$  : résistance d'une phase statorique  
 $R_r$  : résistance d'une phase rotorique  
 $L_s$  : inductance cyclique du stator  
 $L_r$  : inductance cyclique du rotor  
 $M_o$  : mutuelle inductance entre phases statorique et rotorique  
 $[M_{sr}]$  : matrice mutuelle inductance entre phases statoriques et rotoriques  
 $\phi_s$  : flux statorique  
 $\phi_r$  : flux rotorique  
 $V_a$  : tension simple de la phase statorique "a"  
 $E_a$  : f.e.m induite dans la phase statorique "a"  
 $T$  : période de fonctionnement de l'onduleur  
 $f$  : fréquence statorique  
 $w$  : pulsation de fonctionnement de l'onduleur  
 $w_r$  : vitesse électrique  
 $\Omega$  : vitesse de rotation du moteur  
 $g$  : glissement  
 $\theta$  : angle électrique  
 $\theta_m$  : angle mécanique  
 $p$  : nombre de paires de pôles du moteur  
 $\Gamma_e$  : couple électromagnétique  
 $P_a$  : puissance électrique absorbée par le moteur  
 $K_c$  : coefficient de charge  
 $f_r$  : coefficient de frottement  
 $m$  : indice de modulation  
 $r$  : rapport cyclique



---

## INTRODUCTION GENERALE

---

Jadis , la machine à courant continu était la plus utilisée, surtout pour les entraînements à vitesse variable, pour sa facilité de commande . Mais vu le système balais-collecteur qui nécessite un entretien permanent , et le coût élevé de la machine , la machine à courant continu commence à perdre son importance , surtout avec l'avènement de l'électronique de puissance .

Le développement de l'électronique de puissance et des composants électroniques , avec les différentes conversions d'énergie électrique qu'il permet , a donné un nouveau essor aux machines alternatives , qui ainsi ont pu remplacer la machine à courant continu dans plusieurs domaines .

La machine synchrone est généralement utilisée en génératrice, alors que l'asynchrone en moteur .

Dans ce travail , on s'intéressera à la machine asynchrone .

la commande de vitesse d'un moteur asynchrone peut se faire :

- par variation du glissement .
- par variation de la fréquence .

Le second moyen , qui tend à être le plus utilisé , permet d'obtenir des caractéristiques mécaniques : couple-vitesse semblables à celles obtenues avec un moteur à courant continu .

Parmi les convertisseurs de fréquence , on peut citer :

- cycloconvertisseurs .
- onduleurs.

Notre étude consiste à élaborer un modèle globale de l'association ONDULEUR DE TENSION-MOTEUR ASYNCHRONE ; on l'a répartie sur quatre chapitres .

Chapitre I: Dans ce chapitre , on présentera trois stratégies de commande d'un onduleur fréquemment utilisées :

- commande pleine-onde ( $180^{\circ}$ ) .
- commande par modulation de largeur d'impulsion (P.W.M) :
  - \* triangulo-sinusoidale
  - \* élimination d'harmoniques .

Pour chacune de ces stratégies , on donnera le principe et les caractéristiques .

Chapitre II: Une fois qu'on aura présenté le principe de ces différentes stratégies de commande , on passera à l'élaboration du modèle global de l'association ONDULEUR DE TENSION-MOTEUR ASYNCHRONE . Dans ce chapitre , on se basera sur la stratégie pleine-onde pour définir ce modèle .

Chapitre III: Dans ce chapitre , on généralisera le modèle établi au chapitre II à l'onduleur commandé par M.L.I , et on montrera qu'il est valable pour n'importe quelle stratégie de commande .

Chapitre IV: Une fois le modèle global généralisé de l'association est défini , on l'utilisera pour la simulation du comportement de l'ensemble FILTRE-ONDULEUR DE TENSION-MOTEUR ASYNCHRONE .

En dernier, on terminera par une conclusion générale .

---

## ETUDE DES STRATEGIES DE COMMANDE D'UN ONDULEUR

---

### I-1-Introduction :

Afin de comprendre le fonctionnement d'un onduleur de tension, on va commencer par étudier le principe des différentes stratégies de sa commande .

Il existe deux types principaux de stratégies de commande d'un onduleur :

- pleine-onde
- modulation de largeur d'impulsion .

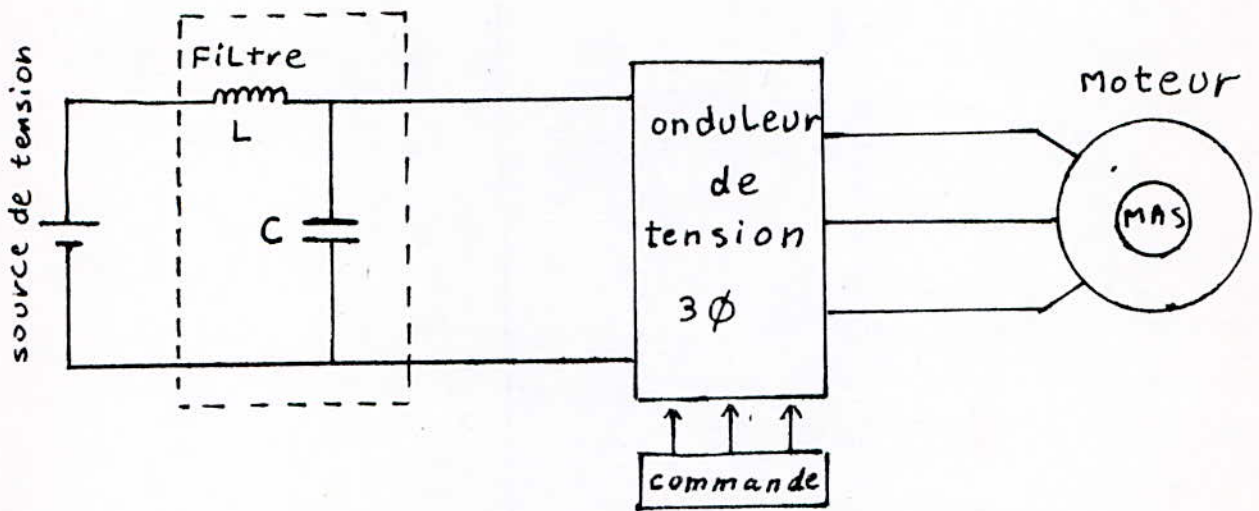
Dans ce chapitre, on présentera trois stratégies de commande :

- pleine-onde
- triangulo-sinusoidale
- élimination d'harmoniques .

Au début de ce chapitre , on décrira l'association FILTRE-ONDULEUR DE TENSION-MOTEUR ASYNCHRONE .

## I-2-Association Filtre-onduleur-moteur asynchrone:

Le schéma de principe de l'association filtre-onduleur-moteur asynchrone est donné par la figure(I-1).



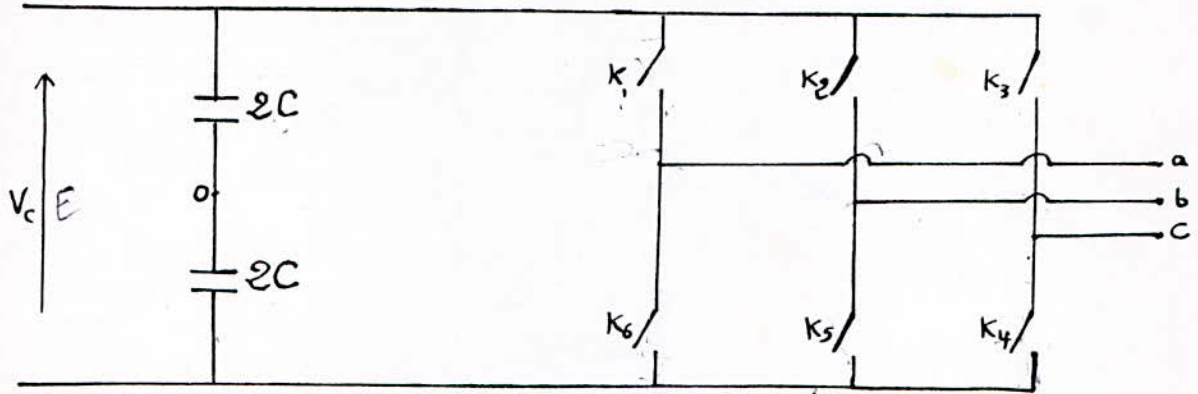
fig(I-1):schéma de l'association filtre-onduleur-moteur asynchrone

\* La source de tension continue qui est généralement quelconque, peut fournir une tension ondulée, et peut aussi ne pas admettre de courant inverse(pont redresseur), d'où la nécessité d'un filtre .

\* Le filtre LC placé entre la source et l'onduleur joue le rôle d'un filtre passe-bas:

- dans le sens source-onduleur pour les tensions
- dans le sens onduleur-source pour les courants [2]

\* L'onduleur est de tension triphasé en pont dont le schéma est celui de la figure (I-2)



fig(I-2):schéma de principe d'un onduleur triphasé

Pour assurer la continuité des courants de sortie alternatifs  $I_a$ ,  $I_b$  et  $I_c$ , les interrupteurs  $K_1$  et  $K_6$ ,  $K_2$  et  $K_5$ ,  $K_3$  et  $K_4$  doivent être complémentaires deux à deux.

pour que les tensions de sortie  $V_a$ ,  $V_b$  et  $V_c$  forment un système triphasé équilibré, il faut commander chaque demi-pont avec un retard d'un tiers de période sur le précédent .[2]

Les commutations des interrupteurs sont supposées instantannées .

\* Le moteur est asynchrone triphasé .

Les hypothèses considérées sur le moteur sont :

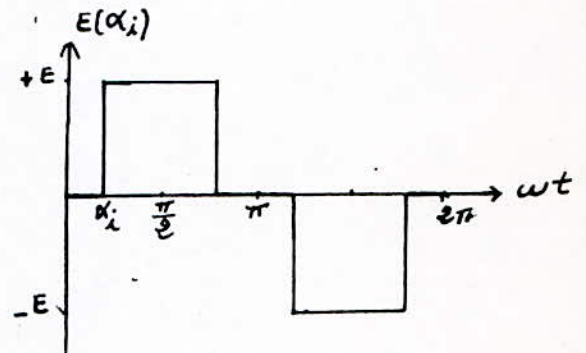
- Circuit magnétique non saturé .
- Les pertes dans le fer sont négligeables .
- Effet de peau négligeable (densité de courant uniforme ) .
- La répartition de l'induction est supposée sinusoidale (inductance propre constante et la mutuelle entre enroulements est une fonction sinusoidale de l'angle entre les axes magnétiques) .

### I-3-Generalites sur les ondes a M.L.I:

#### I-3-1-Onde en creneaux $E(\alpha_i)$ :

Soit  $\theta = \omega t$

$$E(\alpha_i) = \begin{cases} 0 & \text{si } 0 < \theta < \alpha_i \\ E & \text{si } \alpha_i < \theta < \pi - \alpha_i \\ 0 & \text{si } \pi - \alpha_i < \theta < \pi + \alpha_i \\ -E & \text{si } \pi + \alpha_i < \theta < 2\pi - \alpha_i \\ 0 & \text{si } 2\pi - \alpha_i < \theta < 2\pi \end{cases} \quad (1-1)$$

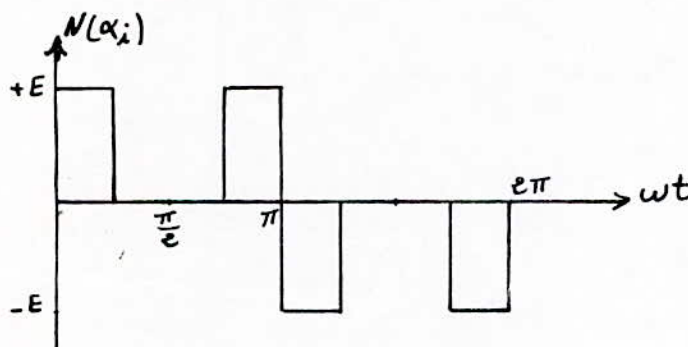


fig(I-3):Onde en créneaux

#### I-3-2-Ondes unipolaire et bipolaire:

En modulation de largeur d'impulsion, on distingue deux types d'ondes :

- L'onde unipolaire où l'impulsion est comprise entre 0 et E pour l'alternance positive, et, 0 et -E pour l'alternance negative .



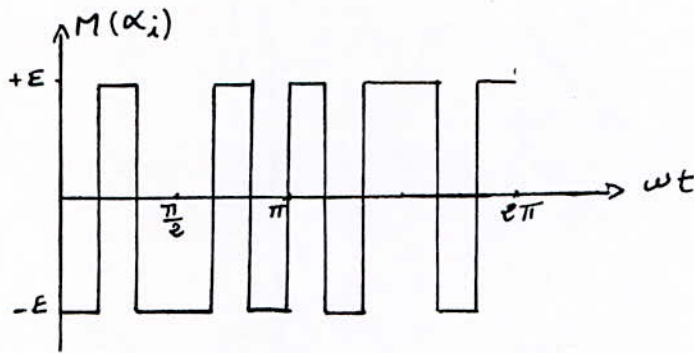
fig(I-4):onde unipolaire

une onde PWM unipolaire  $N(\alpha_i)$  peut être considérée comme obtenue à partir d'ondes en creneaux  $E(\alpha_i)$ .

$$N(\alpha_i) = \sum_{i=1}^c (-1)^{i-1} E(\alpha_i) \quad (1-2)$$

où  $c$  = nombre de commutations entre 0 et  $\pi/2$ .

- l'onde bipolaire où l'impulsion est comprise entre  $+E$  et  $-E$  fig(I-5).



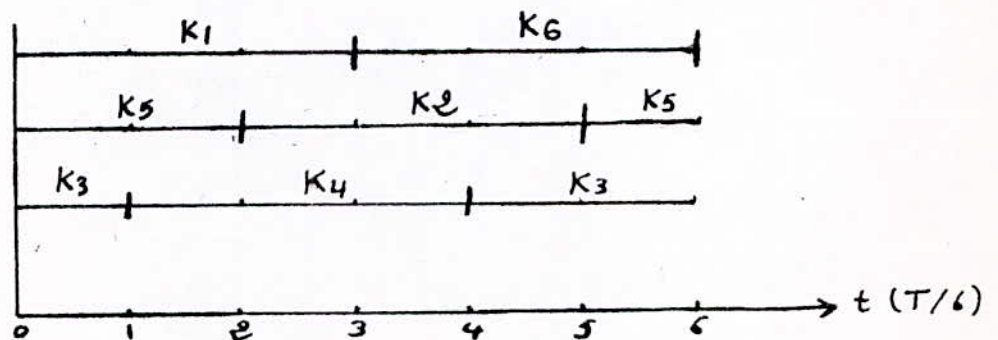
fig(I-5): onde bipolaire

le type bipolaire  $M(\alpha_i)$  peut être considéré comme la différence d'une onde PWM unipolaire d'amplitude  $2E$  et d'une onde rectangulaire  $E(0)$  d'amplitude  $E$ .  $M(\alpha_i) = 2N(\alpha_i) - E(0)$  (1-3)

I-4-Commande pleine-onde:

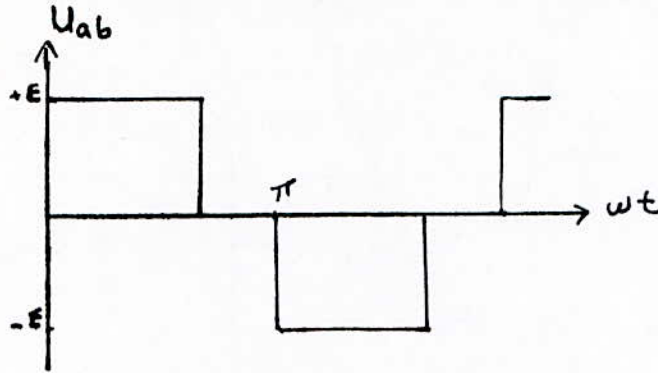
I-4-1-Principe:

Pendant une période de fonctionnement de l'onduleur fig(I-2), la commande des bras est celle représentée par la figure (I-6).



fig(I-6): séquences de conduction des interrupteurs  $k_i$

Selon cette commande la forme de la tension composée  $U_{ab}$  est la suivante:



fig(I-7)

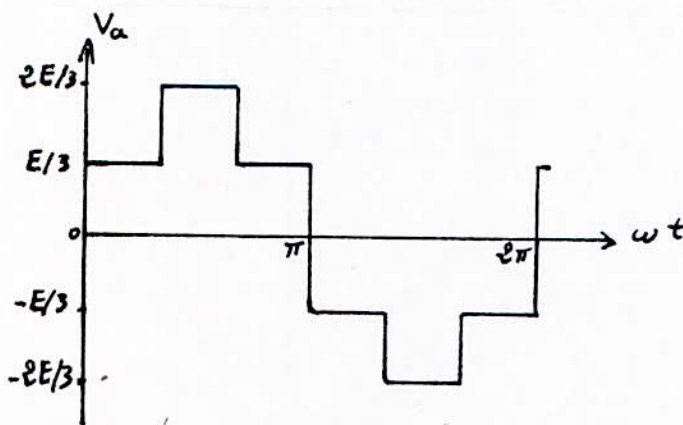
Les tensions  $U_{bc}$ ,  $U_{ca}$  ont la même forme que  $U_{ab}$  avec un déphasage d'un et deux tiers de période respectivement.

Les tensions simples se déduisent à partir des tensions composées

selon le système suivant:

$$\begin{cases} V_a = (U_{ab} - U_{ca}) / 3 \\ V_b = (U_{bc} - U_{ab}) / 3 \\ V_c = (U_{ca} - U_{bc}) / 3 \end{cases} \quad (1-4)$$

La forme de la tension simple  $V_a$  est la suivante:



fig(I-8)



Les tensions  $V_b, V_c$  ont la même forme que  $V_a$  avec un déphasage d'un et deux tiers de période respectivement.

I-4-2-Les harmoniques de tension:

L'étude se portera sur les harmoniques de la tension simple  $V_a$ .

soit  $\theta = \omega t$

$$V_a = \begin{cases} E/3 & \text{si } 0 < \theta < \pi/3 \\ 2E/3 & \text{si } \pi/3 < \theta < 2\pi/3 \\ E/3 & \text{si } 2\pi/3 < \theta < \pi \end{cases} \quad (1-5)$$

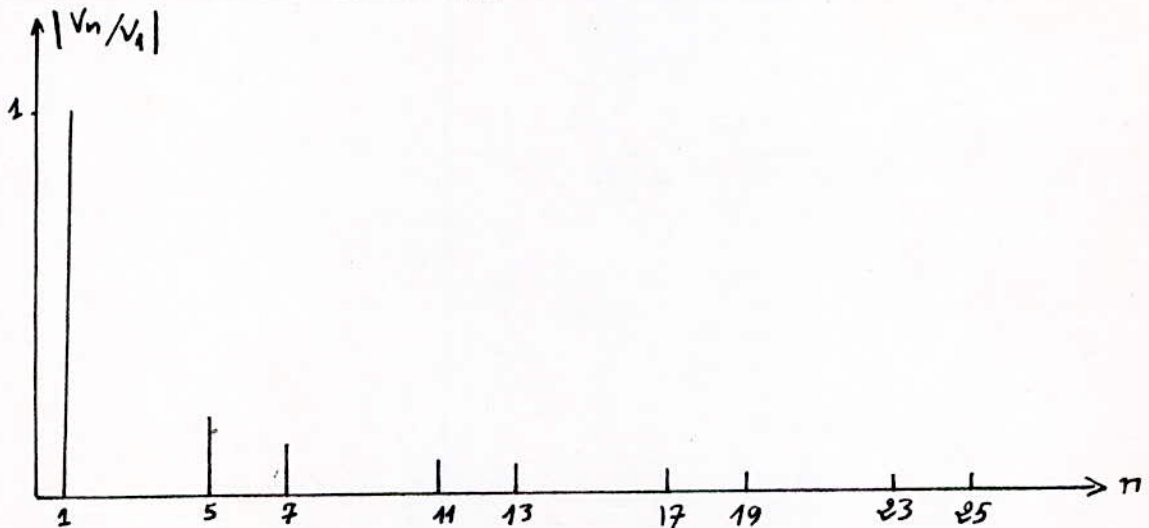
$V_a$  est impaire symétrique par rapport au point  $(\pi, 0)$ .

L'amplitude de l'harmonique d'ordre  $n$  est:

$$v_n = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} V_a \cdot \sin(n\theta) d\theta = \frac{2E}{3\pi n} [2 \cdot \sin(n\pi/2) \cdot \sin(n\pi/6) - \cos(n\pi) + 1] \quad (1-6)$$

On déduit que seuls les harmoniques d'ordre  $n = 6k \pm 1$  existent et

ont pour amplitude :  $v_n = \frac{2E}{\pi n} \quad (1-7)$



fig(I-9):spectre de la tension simple pour la commande pleine-Onde

### I-4-3-Characteristiques:

-Le Gain en tension : 
$$G_v = \frac{|v_1|}{E \sqrt{2}} = \frac{\sqrt{2}}{\pi} = 0.45$$

-Seuls les harmoniques d'ordre  $6k \pm 1$  existent, ils impliquent:

-les mêmes harmoniques de flux qui superposent au flux nominal ceci peut conduire à une éventuelle saturation .

Les pertes dans le fer s'en trouvent légèrement augmentées.

-Les mêmes harmoniques de courant statorique . ceci se traduit par des harmoniques de couple et par des échauffements supplémentaires.

-Aux basses vitesses, l'ondulation du couple peut dépasser la valeur moyenne. Les pulsations du couple peuvent, alors, être nuisibles pour la charge mécanique du moteur .

-Ces harmoniques peuvent aussi donner lieu à des harmoniques de vitesse, mais ces derniers sont généralement atténués par effet d'inertie .[1]

Dans le cas de la commande pleine-onde, les harmoniques d'ordre 5(20%) et 7(14%) sont les plus gênants pour la machine .

### I-5-Commande triangulo-sinusoidale:

I-5-1-Principe:La modulation triangulo-sinusoidale consiste à comparer des signaux de référence, qui imagent les tensions de sortie désirées de fréquence  $f$  décalées entres elles d'un tiers de période, à un signal triangulaire de fréquence  $f_p$  appelé "porteuse" .

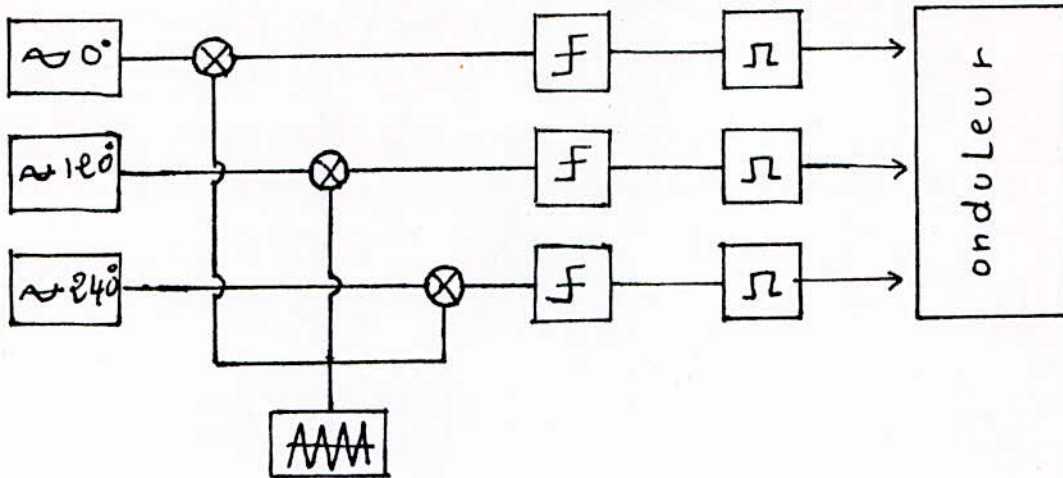


fig (I-10): technique triangulo-sinusoidale [3]

On désigne par l'indice de modulation  $m$  le rapport  $f_p/f$ , et par le rapport cyclique  $r$  le rapport entre les valeurs maximales du signal de référence et de la porteuse ( $U_{cm}/U_{pm}$ ).

Chaque intersection des deux signaux commande le changement d'état d'un comparateur (fig(I-10)) qui donne les ordres de commutation aux interrupteurs constituant une phase de l'onduleur.

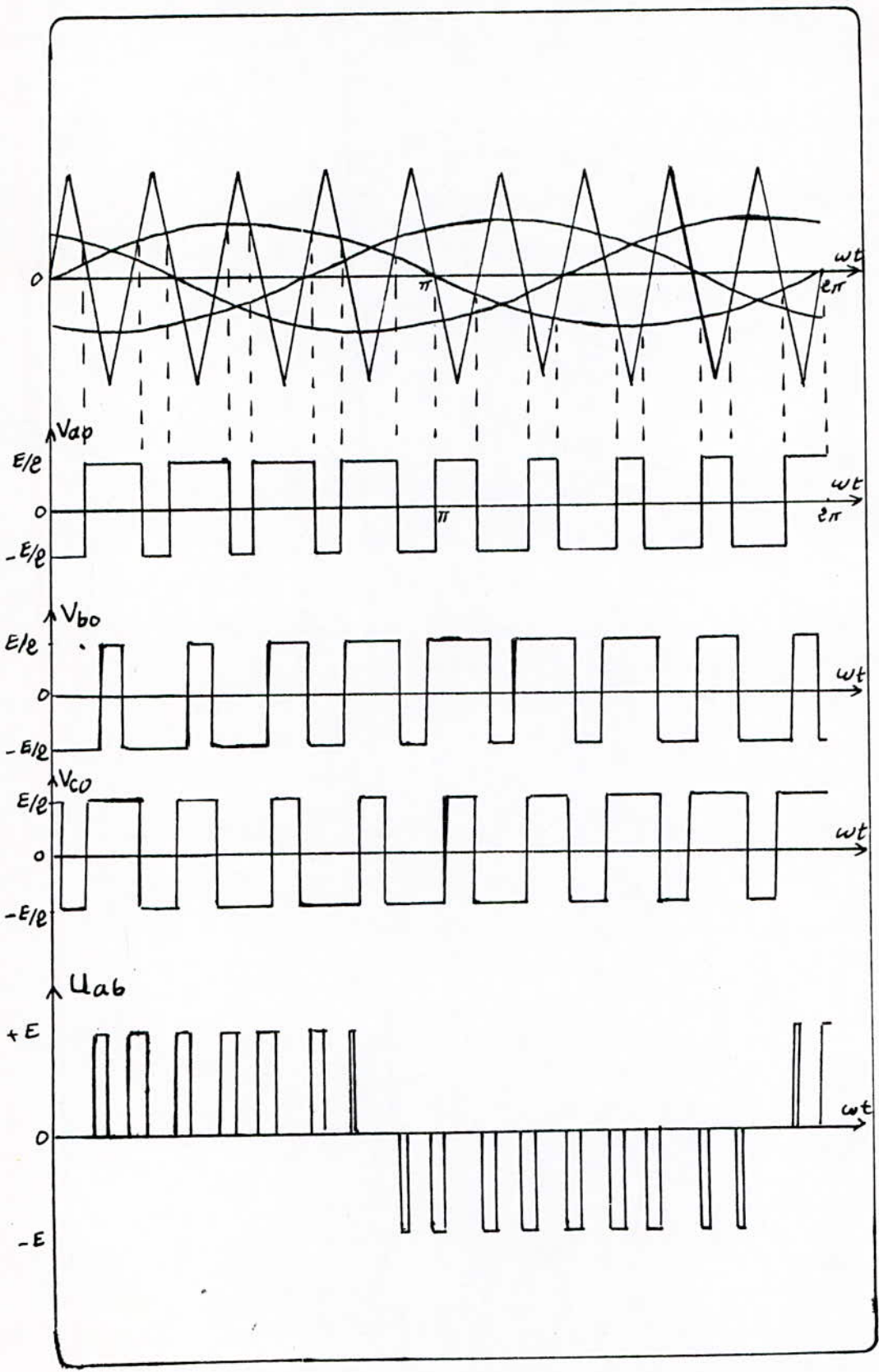


fig (I-11) principe de la technique triangulo-sinusoidale

I-5-2-Les harmoniques de tension:

-Afin de déterminer le spectre de la tension simple  $V_a$ , on déterminera celui de  $V_{ao}$  (fig(I-2)) qui contient en plus du spectre de  $V_a$ , les harmoniques d'ordre multiple de trois .

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

-La tension  $V_{ao}$  étant impaire, d'où seuls les termes en sinus existent dans le développement en série de FOURIER .

-Si on désigne par  $\alpha_i$ , les angles de commutation de la phase "a", alors on aura :

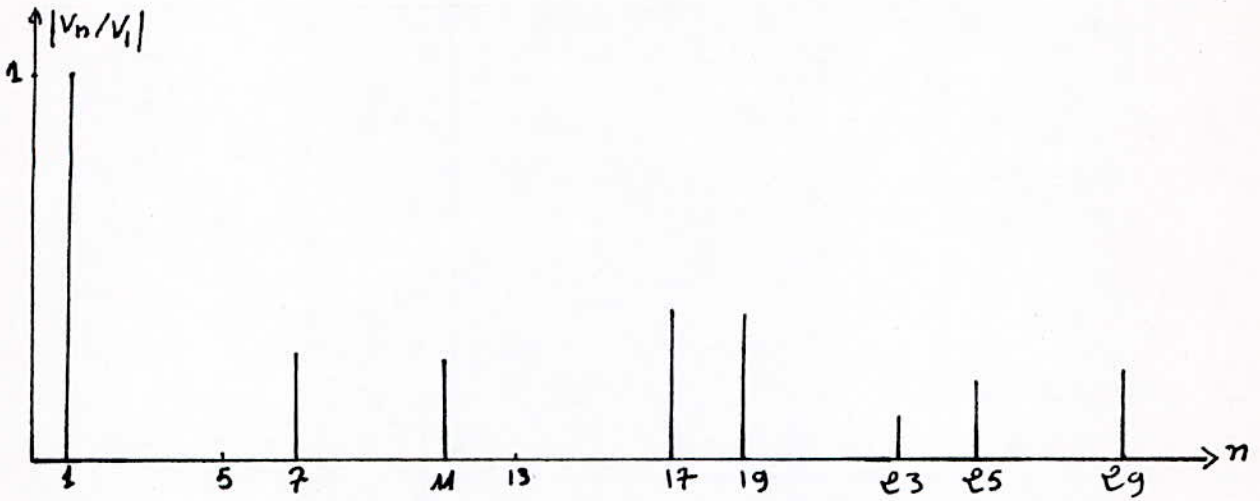
$$V_{ao} = \sum_{i=1}^{2m} (-1)^i E(\alpha_i) \quad (1-8)$$

$$\text{avec } \alpha_1 = 0, \alpha_{2m+1} = 2\pi$$

$$\text{et } E(\alpha_i) = \begin{cases} E/2 & \text{si } \omega t \in [\alpha_i, \alpha_{i+1}] \\ 0 & \text{si non} \end{cases} \quad (1-9)$$

-L'amplitude de l'harmonique d'ordre  $n$  est:

$$v_{no} = \sum_{i=1}^{2m} (-1)^i \frac{2}{2\pi} \int_{\alpha_i}^{\alpha_{i+1}} \frac{E}{2} \sin(n\theta) d\theta = \frac{E}{\pi n} \sum_{i=1}^{2m} (-1)^i \cos(n\alpha_i) \quad (1-10)$$



fig(I-12): spectre de la tension simple pour la commande  
triangulo-sinusoidale ( $m=9, r=0.8$ )

### I-5-3: Caracteristiques:

-La valeur efficace du fondamental de la tension simple  $V_a$  est

approximativement égale à :  $\frac{E \cdot r}{2 \sqrt{2}}$  ce qui montre que la

commande triangulo-sinusoidale permet un réglage linéaire de la

tension de sortie en fonction du rapport cyclique  $r$ .

-Son principal avantage est la limitation des harmoniques de bas ordre, en augmentant l'indice de modulation  $m$ . Les harmoniques de courant d'ordre supérieur (17, 19, ...) sont filtrés par la self du moteur.

-Le principal inconvénient est l'augmentation du nombre de commutations, ce qui entraîne des pertes supplémentaires et donc un mauvais rendement .

-En pratique, l'indice de modulation m est limité afin d'éviter des ratés de commutation.

I-6-Commande par élimination d'harmoniques:

I-6-1-Principe: Le principe de la commande par élimination d'harmoniques est de prédeterminer les instants de commutation des semi-conducteurs de telle façon à éliminer le ou les harmoniques d'ordre désiré .

On va présenter le principe de la commande pour un onduleur monophasé qu'on généralisera ensuite pour le triphasé .

-Onde unipolaire :Pour un onduleur à tension de sortie unipolaire  $N(\alpha_i)$  (I-3), les amplitudes des différents harmoniques sont données par :

$$v_n = \frac{4E}{\pi n} \sum_{i=1}^c (-1)^{i-1} \cos(n\alpha_i) \quad (1-11)$$

c=nombre de commutations entre 0 et  $\pi/2$

Pour que les harmoniques d'ordre 3,5,7,(2k+1) soient éliminés, il suffit d'avoir :

$$(1-12) \quad \left[ \begin{array}{l} v_3 = \frac{4E}{3\pi} \sum_{i=1}^c (-1)^{i-1} \cos(3\alpha_i) = 0 \\ v_5 = \frac{4E}{5\pi} \sum_{i=1}^c (-1)^{i-1} \cos(5\alpha_i) = 0 \\ \vdots \\ v_{2k+1} = \frac{4E}{(2k+1)\pi} \sum_{i=1}^c (-1)^{i-1} \cos((2k+1)\alpha_i) \end{array} \right.$$

c doit être égale au nombre des équations .

Généralement pour éviter des ratés de commutation, on limite c à 5, donc pour le monophasé il suffit de résoudre le système d'équation non linéaire suivant :

$$(1-13) \left\{ \begin{array}{l} \cos(3\alpha_1) - \cos(3\alpha_2) + \cos(3\alpha_3) - \cos(3\alpha_4) + \cos(3\alpha_5) = 0 \\ \cos(5\alpha_1) - \cos(5\alpha_2) + \cos(5\alpha_3) - \cos(5\alpha_4) + \cos(5\alpha_5) = 0 \\ \vdots \\ \cos(11\alpha_1) - \cos(11\alpha_2) + \cos(11\alpha_3) - \cos(11\alpha_4) + \cos(11\alpha_5) = 0 \end{array} \right.$$

La résolution de ce système par la méthode de Newton-Raphson a donné les résultats suivants :

$$\begin{aligned} \alpha_1 &= 18.17^\circ \\ \alpha_2 &= 26.64^\circ \\ \alpha_3 &= 36.87^\circ \\ \alpha_4 &= 52.90^\circ \\ \alpha_5 &= 56.69^\circ \end{aligned}$$

Donc on annule ainsi les harmoniques 3, 5, 7, 9, 11 .

-Onde bipolaire :

L'expression d'une onde P.W.M. bipolaire  $M(\alpha_i)$  est donnée par (1-3)

$$M(\alpha_i) = 2N(\alpha_i) - E(0) \quad (1-14)$$

$i=1,c$        $i=1,c$

d'où

$$M(\alpha_i) = -E(0) + 2[E(\alpha_1) - E(\alpha_2) + E(\alpha_3) - \dots + E(\alpha_c)] \quad (1-15)$$

$i=1,c$



Les valeurs maximales du fondamental et des harmoniques impairs sont :

$$v_n = \frac{4E}{n\pi} \left[ -1 + 2 \sum_{i=1}^c (-1)^{i-1} \cos(n\alpha_i) \right] \quad (1-16)$$

pour annuler les harmoniques 3,5,7,9,11 on résoud le système :

$$(1-17) \quad \left\{ \begin{array}{l} v_3 = \frac{4E}{3\pi} \left[ -1 + 2 \sum_{i=1}^c (-1)^{i-1} \cos(3\alpha_i) \right] = 0 \\ v_5 = \frac{4E}{5\pi} \left[ -1 + 2 \sum_{i=1}^c (-1)^{i-1} \cos(5\alpha_i) \right] = 0 \\ v_7 = \frac{4E}{7\pi} \left[ -1 + 2 \sum_{i=1}^c (-1)^{i-1} \cos(7\alpha_i) \right] = 0 \\ v_9 = \frac{4E}{9\pi} \left[ -1 + 2 \sum_{i=1}^c (-1)^{i-1} \cos(9\alpha_i) \right] = 0 \\ v_{11} = \frac{4E}{11\pi} \left[ -1 + 2 \sum_{i=1}^c (-1)^{i-1} \cos(11\alpha_i) \right] = 0 \end{array} \right.$$

Pour le triphasé, les harmoniques multiples de 3 sont nuls et donc seuls les harmoniques d'ordre  $6k+1$  existent. Si on veut annuler les harmoniques 5,7,11,...,  $6k+1$ , et imposer également la valeur efficace du fondamental, on résoud le système obtenu :

L'amplitude du fondamental de la tension simple de sortie est donnée par :

$$V_1 = \frac{4E}{\pi} \left[ -1 + 2 \sum_{i=1}^c (-1)^{i-1} \cos(\alpha_i) \right] = -V$$

L'amplitude du fondamental de la tension de sortie obtenue à partir de la même tension d'alimentation E par la commande pleine-onde est :

$$V_0 = \frac{4E}{\pi}$$

Si on note par  $r_0$  le rapport  $\frac{V}{V_0}$  le système à résoudre sera :

(1-18)

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{1}{2} - \sum_{i=1}^c (-1)^{i-1} \cos(\alpha_i) = \frac{r_0}{2} \\ \frac{1}{2} - \sum_{i=1}^c (-1)^{i-1} \cos(5\alpha_i) = 0 \\ \frac{1}{2} - \sum_{i=1}^c (-1)^{i-1} \cos(7\alpha_i) = 0 \\ \vdots \\ \frac{1}{2} - \sum_{i=1}^c (-1)^{i-1} \cos((6k+1)\alpha_i) = 0 \end{array} \right.$$

Comme le nombre de commutation ne dépasse généralement pas 5, alors on peut annuler jusqu'à quatre harmoniques (on élimine les premiers harmoniques qui sont les plus gênants pour la machine).

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{1}{2} - \sum_{i=1}^5 (-1)^{i-1} \cos(\alpha_i) = \frac{r_0}{2} \\ \frac{1}{2} - \sum_{i=1}^5 (-1)^{i-1} \cos(5\alpha_i) = 0 \\ \frac{1}{2} - \sum_{i=1}^5 (-1)^{i-1} \cos(7\alpha_i) = 0 \\ \frac{1}{2} - \sum_{i=1}^5 (-1)^{i-1} \cos(11\alpha_i) = 0 \\ \frac{1}{2} - \sum_{i=1}^5 (-1)^{i-1} \cos(13\alpha_i) = 0 \end{array} \right.$$

#### I-6-2-Characteristiques:

-La commande par élimination d'harmoniques permet d'éliminer les harmoniques nuisibles au fonctionnement du moteur .

-Elle nous permet de varier la valeur efficace du fondamental, sans dépasser une certaine valeur maximale .

-Le nombre de commutations augmente avec le nombre d'harmoniques à éliminer .Ces commutations produisent des pertes supplémentaires qui tâchent le rendement .

MODELISATION GLOBALE DU MOTEUR ASYNCHRONE ALIMENTE  
PAR UN ONDULEUR A COMMANDE PLEINE ONDE

---

II-1-Introduction:

Dans ce chapitre, nous présenterons une nouvelle méthode de modélisation de l'ensemble ONDULEUR-MOTEUR ASYNCHRONE qui consiste à élaborer un modèle où les variables seront des grandeurs d'entrée .

Nous allons commencer par l'onduleur commandé en pleine-onde, et nous montrerons que l'on peut assimiler cette association à un système mécanique à trois lames de  $120^{\circ}$ , menu d'une paire de balais, de largeur  $60^{\circ}$  et tournant à la vitesse  $w$  égale à la pulsation de l'onduleur .

## II-2-Transformation de PARK (transformation des deux axes d,q) : [5]

Les équations différentielles modélisant les machines électriques sont à coefficients variables avec le temps, donc on a des équations non linéaires. Pour les linéariser, on applique aux matrices définissant ces équations, des transformations mathématiques équivalentes aux transformations ponctuelles (translation, rotation, homothétie,..etc).

On distingue deux groupes de transformation :

-Transformations symétriques (FORTESCUE, CLARK): La matrice de transformation est indépendante du temps . Elles permettent de simplifier l'étude des réseaux passifs, et sont d'une grande utilité dans l'étude analytique ou la simulation des déséquilibres intervenant dans les réseaux .

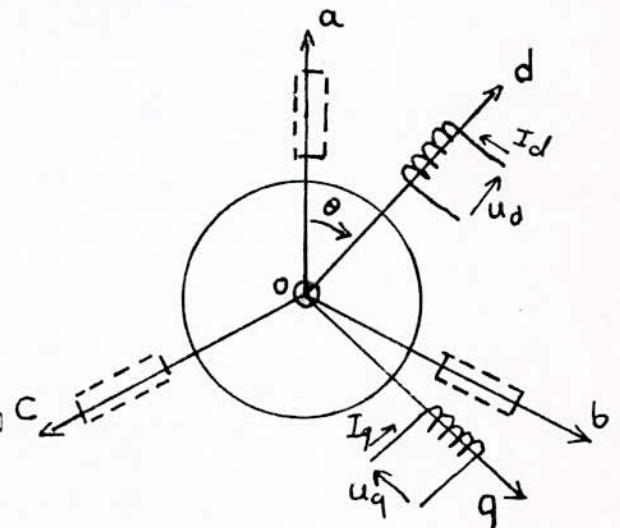
-Transformations relatives (PARK, KU): Les éléments des matrices de transformation (de passage) sont fonction du temps .elles sont utilisées pour transformer les équations différentielles des machines qui sont à coefficients variables avec le temps, à des équations différentielles à coefficients constants .

elles sont très utilisées dans la modélisation des différentes machines tournantes.

### II-2-1-Transformation initiale de PARK:[5]

La transformation de PARK, appelée souvent transformation des deux axes, fait correspondre aux grandeurs réelles leurs composantes:

- d'axe direct (indice d)
- d'axe en quadrature (indice q)



-homopolaire (indice 0)

Dans le cas d'un système de courants, par exemple, elle s'écrit

$$\begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) & 1 \\ \cos(\theta-2\pi/3) & -\sin(\theta-2\pi/3) & 1 \\ \cos(\theta-4\pi/3) & -\sin(\theta-4\pi/3) & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \\ I_o \end{bmatrix}$$

(2-1)

On écrit  $\begin{bmatrix} I \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} P(\theta) \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} I_c \end{bmatrix}$  (2-2)

La transformation de PARK définissant les composantes relatives est:

$$\begin{bmatrix} P(\theta) \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta-2\pi/3) & \cos(\theta-4\pi/3) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta-2\pi/3) & -\sin(\theta-4\pi/3) \\ 1/2 & 1/2 & 1/2 \end{bmatrix}$$

(2-3)

d'où  $\begin{bmatrix} I_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} P(\theta) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I \end{bmatrix}$  (2-4)

$$\begin{bmatrix} \hat{I}_d \\ \hat{I}_q \\ \hat{I}_o \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} P(\theta) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix} \quad (2-5)$$

II-2-2-Forme modifiée de la transformation de PARK:

Les matrices  $[P_1(\theta)]^t$  et  $[P_1(\theta)]^{-1}$  ne sont pas égales, d'où la

matrice  $[P_1(\theta)]$  n'est pas orthogonale, mais le produit scalaire de deux colonnes de ces deux matrices est nul.

En divisant donc chacun de ces vecteurs par sa norme on obtient la matrice modifiée de PARK qui est orthogonale et s'écrit:

$$[P_1(\theta)] = \sqrt{2/3} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta-2\pi/3) & \cos(\theta-4\pi/3) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta-2\pi/3) & -\sin(\theta-4\pi/3) \\ \sqrt{1/2} & \sqrt{1/2} & \sqrt{1/2} \end{bmatrix}$$

(2-6)

$$\text{et } [P_1(\theta)]^{-1} = [P_1(\theta)]^t = \sqrt{2/3} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) & \sqrt{1/2} \\ \cos(\theta-2\pi/3) & -\sin(\theta-2\pi/3) & \sqrt{1/2} \\ \cos(\theta-4\pi/3) & -\sin(\theta-4\pi/3) & \sqrt{1/2} \end{bmatrix}$$

(2-7)

Ainsi écrite, la transformation de PARK:

-conserve l'invariance de la puissance instantanée

(  $P_a = V_a \cdot I_a + V_b \cdot I_b + V_c \cdot I_c = V_d \cdot I_d + V_q \cdot I_q + V_o \cdot I_o$  ) .

-conduit à des schémas où les inductances mutuelles sont réciproques.

II-3-Description du collecteur mécanique:

La figure (II-1) représente le schémas de principe d'un onduleur de tension alimentant le stator d'un moteur asynchrone, avec le filtre d'entrée LC .

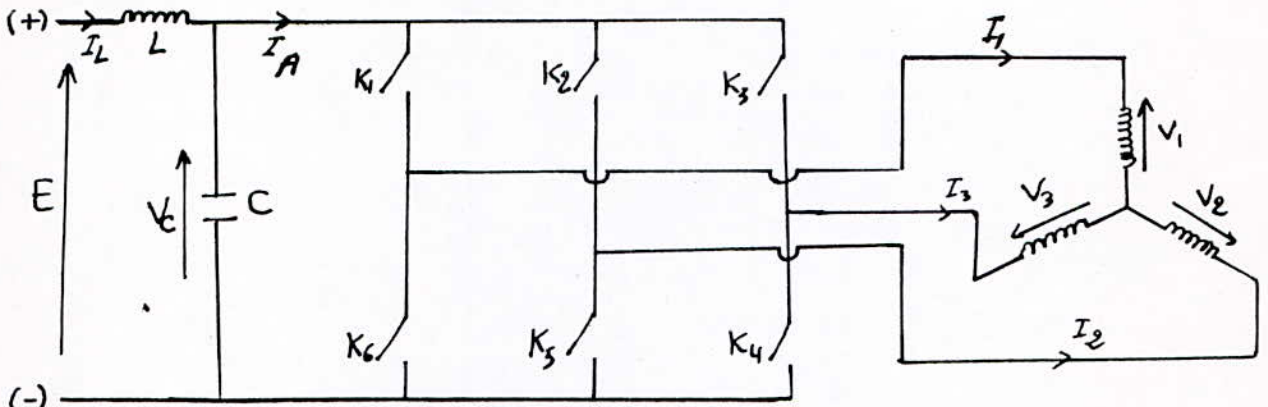


fig (II-1)

Pour la commande pleine-onde, il existe six séquences de conduction des composants électroniques par période (I-4), d'où il existe six configurations possibles du circuit statorique, par période, de durée chacune un sixième de période .

Ces configurations peuvent être obtenues à l'aide d'un dispositif mécanique à trois lames de largeur  $120^\circ$ , menu d'une paire de balais diamétralement opposés, ayant une largeur de  $60^\circ$  et tournant à la vitesse  $w$ , égale à la pulsation du fonctionnement de l'onduleur (fig(II-2)) .



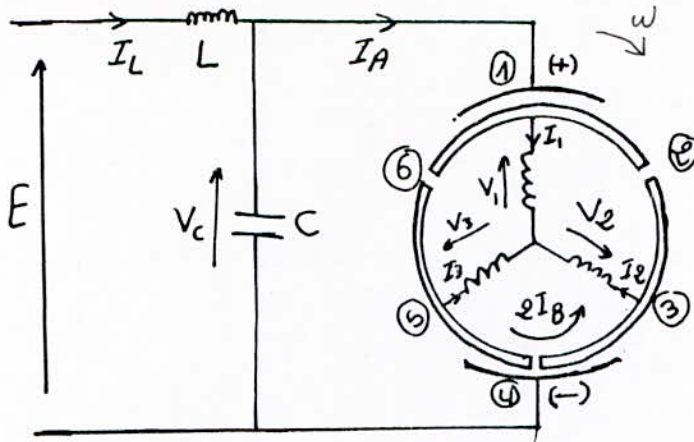


fig (II-2): collecteur mécanique

(chaque phase statorique est reliée à une lame)

#### II-4-Modélisation:

##### II-4-1-Transformation du circuit rotorique:

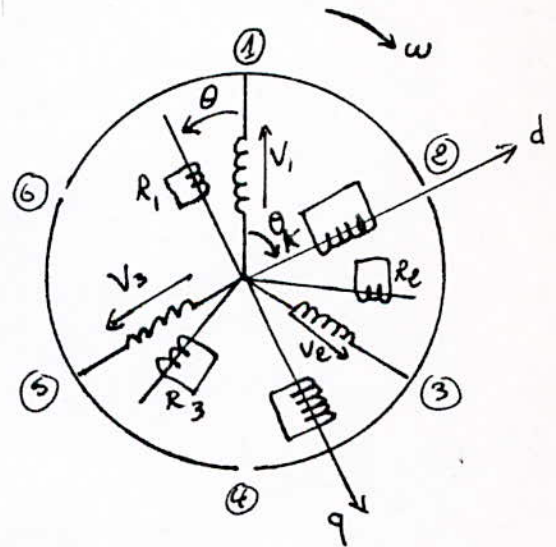
le modèle que nous proposons consiste à transformer uniquement le circuit rotorique en circuit biphasé équivalent d'axe d,q dont l'axe coincide avec l'axe du balais (+) au milieu de la séquence k (k=1..6) qu'il garde durant la séquence .

soit  $\theta_k$  l'angle de décalage de l'axe d avec la phase "1" du stator, la matrice de transformation de PARK est  $P(\theta_k - \theta)$  .

Considérons la configuration d'ordre K,  $\theta_k = (k-1)\pi/3$  (2-8)

$$\text{Soient } \begin{bmatrix} I_s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_1 & I_2 & I_3 \end{bmatrix}^t \quad (2-9)$$

$$\begin{bmatrix} I_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_{r1} & I_{r2} & I_{r3} \end{bmatrix}^t \quad (2-10)$$



$$\begin{bmatrix} V_s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_1 & V_2 & V_3 \end{bmatrix}^t \quad (2-11)$$

$$P(\theta_k - \theta) = \sqrt{2/3} \begin{bmatrix} \cos(\theta_k - \theta) & \cos(\theta_k - \theta - 2\pi/3) & \cos(\theta_k - \theta - 4\pi/3) \\ -\sin(\theta_k - \theta) & -\sin(\theta_k - \theta - 2\pi/3) & -\sin(\theta_k - \theta - 4\pi/3) \end{bmatrix} \quad (2-12)$$

N.B: Le système des grandeurs électriques est supposé équilibré, alors on ne tiendra pas compte de la ligne ou la colonne correspondante à la composante homopolaire .

Les flux couplés sont :

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \phi_s \end{bmatrix} &= L_s \begin{bmatrix} I_s \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} M_{sr} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_r \end{bmatrix} \\ &= L_s \begin{bmatrix} I_s \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} M_{sr} \end{bmatrix} \cdot P^{-1}(\theta_k - \theta) \cdot \begin{bmatrix} I_{dq} \end{bmatrix} \\ &= L_s \begin{bmatrix} I_s \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} M(\theta_k) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{dq} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (2-13)$$

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \phi_r \end{bmatrix} &= L_r \begin{bmatrix} I_r \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} M_{rs} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_s \end{bmatrix} \\ &= L_r \cdot P^{-1}(\theta_k - \theta) \cdot \begin{bmatrix} I_{dq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} M_{sr} \end{bmatrix}^t \begin{bmatrix} I_s \end{bmatrix} \\ &= P^{-1}(\theta_k - \theta) \cdot \left[ L_r \begin{bmatrix} I_{dq} \end{bmatrix} + P(\theta_k - \theta) \cdot \begin{bmatrix} M_{sr} \end{bmatrix}^t \begin{bmatrix} I_s \end{bmatrix} \right] \\ &= P^{-1}(\theta_k - \theta) \cdot \left[ L_r \begin{bmatrix} I_{dq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} M(\theta_k) \end{bmatrix}^t \begin{bmatrix} I_s \end{bmatrix} \right] \\ &= P^{-1}(\theta_k - \theta) \begin{bmatrix} \phi_{dq} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (2-14)$$

Avec :

$$\begin{bmatrix} M_{sr} \end{bmatrix} = M_o \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta-4\pi/3) & \cos(\theta-2\pi/3) \\ \cos(\theta-2\pi/3) & \cos(\theta) & \cos(\theta-4\pi/3) \\ \cos(\theta-4\pi/3) & \cos(\theta-2\pi/3) & \cos(\theta) \end{bmatrix}$$

et

$$\begin{bmatrix} M(\theta_k) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} M_{sr} \end{bmatrix} P^{-1}(\theta_k - \theta) = \sqrt{\frac{3}{2}} \begin{bmatrix} \cos(\theta_k) & -\sin(\theta_k) \\ \cos(\theta_k - 2\pi/3) & -\sin(\theta_k - 2\pi/3) \\ \cos(\theta_k - 4\pi/3) & -\sin(\theta_k - 4\pi/3) \end{bmatrix}$$

(2-15)

Posons  $M = \sqrt{\frac{3}{2}} M_o$  (2-16)

Pour  $k$  donné,  $M(\theta_k)$  est indépendante de  $\theta$ .

Les équations électriques s'écrivent :

$$\begin{bmatrix} V_s \end{bmatrix} = R_s \begin{bmatrix} I_s \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_s \end{bmatrix} \quad (2-17)$$

$$\rightarrow \begin{bmatrix} V_s \end{bmatrix} = R_s \begin{bmatrix} I_s \end{bmatrix} + L_s \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_s \end{bmatrix} + M(\theta_k) \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_{dq} \end{bmatrix} \quad (2-18)$$

de même pour le rotor on a :

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} 0 \end{bmatrix} &= R_r \begin{bmatrix} I_r \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_r \end{bmatrix} \\ &= R_r \begin{bmatrix} I_r \end{bmatrix} + \frac{d P^{-1}(\theta_k - \theta)}{dt} \cdot \begin{bmatrix} \phi_{dq} \end{bmatrix} + P^{-1}(\theta_k - \theta) \cdot \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{dq} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (2-19)$$

$$\Rightarrow \begin{bmatrix} 0 \end{bmatrix} = R_r \begin{bmatrix} I_{dq} \end{bmatrix} + \omega_r \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \phi_{dq} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{dq} \end{bmatrix} \quad (2-20)$$

D'où le système suivant :

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \\ V_3 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_s & 0 & 0 \\ -M\omega_r \sin \theta_k & -M\omega_r \sin(\theta_k - \frac{2\pi}{3}) & -M\omega_r \sin(\theta_k - \frac{4\pi}{3}) & R_r & L_r \omega_r \\ -M\omega_r \cos \theta_k & -M\omega_r \cos(\theta_k - \frac{2\pi}{3}) & -M\omega_r \cos(\theta_k - \frac{4\pi}{3}) & -L_r \omega_r & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \\ I_3 \\ I_d \\ I_q \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} L_s & 0 & 0 & M \cos \theta_k & -M \sin \theta_k \\ 0 & L_s & 0 & M \cos(\theta_k - \frac{2\pi}{3}) & -M \sin(\theta_k - \frac{2\pi}{3}) \\ 0 & 0 & L_s & M \cos(\theta_k - \frac{4\pi}{3}) & -M \sin(\theta_k - \frac{4\pi}{3}) \\ M \cos \theta_k & M \cos(\theta_k - \frac{2\pi}{3}) & -M \omega_r \sin(\theta_k - \frac{4\pi}{3}) & L_r & 0 \\ -M \sin \theta_k & -M \sin(\theta_k - \frac{2\pi}{3}) & -M \omega_r \cos(\theta_k - \frac{4\pi}{3}) & 0 & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \\ I_3 \\ I_d \\ I_q \end{bmatrix}$$

(2-22)

#### II-4-2-Elaboration du nouveau modele:

Nous utiliserons le principe du collecteur mécanique ainsi imaginé, et qui décrit exactement le fonctionnement de l'onduleur de tension (à commande pleine-onde) associé au moteur asynchrone, pour présenter un modèle de l'ensemble en fonction des grandeurs d'entrée. Les paramètres de ce modèle sont :

- le courant  $I_A$  et la tension  $V_c$  de la source .
- le courant de circulation  $I_B$
- courants  $I_d, I_q$  du bobinage biphasé équivalent du circuit rotorique .

De la figure(2-2) on déduit pour  $k=1$ , le système suivant:

$$\left\{ \begin{array}{l}
 V_c = V_1 - \frac{V_2 + V_3}{2} ; \quad V_2 = V_3 \\
 I_A = I_1 \\
 2I_B = I_2 - I_3 \\
 \theta_k = 0
 \end{array} \right. \quad (2-23) \rightarrow \left\{ \begin{array}{l}
 V_c = V_1 + \frac{V_1}{2} = \frac{3}{2} V_1 \\
 I_A = I_1 \\
 2I_B = I_2 - I_3 \\
 \theta_k = 0
 \end{array} \right. \quad (2-24)$$

Le système (2-22) devient :

$$\begin{bmatrix} \frac{2}{3} V_c \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 & 0 \\ 0 & \sqrt{3} M \omega_r & R_r & L_r \omega_r \\ -\frac{3}{2} M \omega_r & 0 & -L_r \omega_r & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_A \\ I_B \\ I_d \\ I_q \end{bmatrix}$$

$$+ \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} L_s & 0 & M & 0 \\ 0 & L_s & 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} M \\ \frac{3}{2} M & 0 & L_r & 0 \\ 0 & \sqrt{3} M & 0 & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_A \\ I_B \\ I_d \\ I_q \end{bmatrix} \quad (2-25)$$

Ce système reste valable pour n'importe quelle configuration du circuit statorique en posant :

$$I_A = (-1)^{k-1} I_j ; \quad 2 I_B = (-1)^{k-1} \cdot (I_{j+1} - I_{j+2})$$

"j" est la phase dont l'axe magnétique coincide avec l'axe d .  
 Le passage d'une configuration à l'autre nécessite d'autres  
 considérations qu'on verra plus loin (II-4-4) .

II-4-3-couple electromagnetique:

$$\Gamma_e = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} I \end{bmatrix}^t \frac{\partial L}{\partial \theta_m} \cdot \begin{bmatrix} I \end{bmatrix} \quad [4]$$

$$= p \begin{bmatrix} I_s \end{bmatrix}^t \frac{d}{d\theta} \begin{bmatrix} M_{sr} \end{bmatrix} \cdot P^{-1}(\theta_k - \theta) \begin{bmatrix} I_{dq} \end{bmatrix}$$

$\theta_m$  : angle mécanique  
 p : nombre de paires de pôles

$$\Gamma_e = -p M \cdot \begin{bmatrix} I_s \end{bmatrix}^t \begin{bmatrix} \sin(\theta_k) & \cos(\theta_k) \\ \sin(\theta_k - 2\pi/3) & \cos(\theta_k - 2\pi/3) \\ \sin(\theta_k + 2\pi/3) & \cos(\theta_k + 2\pi/3) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{dq} \end{bmatrix}$$

En tenant compte de (2-24), nous arrivons à:

$$\Gamma_e = p M \left[ \sqrt{3} I_B I_d - \frac{3}{2} I_A I_q \right] \quad (2-26)$$

II-4-4-Commutation:

Les conditions de passage d'une configuration à une autre, pour les  
 grandeurs du modèle ainsi établi, sont obtenues en utilisant la  
 continuité des courants statoriques et rotoriques .

-Continuite des courants statoriques:

-pour la configuration "k" on a

$$\begin{cases} (I_A)_k = (-1)^{k-1} I_j \\ 2(I_B)_k = (-1)^{k-1} (I_{j+1} - I_{j+2}) \end{cases} \quad (2-27)$$

-pour la configuration (k+1) on a :

$$\left\{ \begin{array}{l} (I_A)_{k+1} = (-1)^k I_{j+2} \\ 2 (I_B)_{k+1} = (-1)^k [I_{j+3} - I_{j+4}] = (-1)^k [I_j - I_{j+1}] \end{array} \right. \quad (2-28)$$

$$I_j + I_{j+1} + I_{j+2} = 0 \quad (2-29)$$

N.B:  $I_{j+3} = I_j \quad (j=1,2,3)$

(2-27), (2-28), (2-29) donnent:

$$\left\{ \begin{array}{l} (I_A)_{k+1} = \frac{(I_A)_k}{2} + (I_B)_k \\ (I_B)_{k+1} = \frac{-3}{4} (I_A)_k + \frac{(I_B)_k}{2} \end{array} \right. \quad (2-30)$$

-Continuite des courants rotoriques:

Considérons le passage de la configuration K à (k+1).

A l'instant de commutation on a :  $\begin{bmatrix} I_r \end{bmatrix}_{k+1} = \begin{bmatrix} I_r \end{bmatrix}_k$

$$P^{-1}(\theta_{k+1} - \theta) \begin{bmatrix} I_{dq} \end{bmatrix}_{k+1} = P^{-1}(\theta_k - \theta) \begin{bmatrix} I_{dq} \end{bmatrix}_k$$

d'où

$$\begin{bmatrix} I_d \\ I_q \end{bmatrix}_{k+1} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta_{k+1} - \theta) & \cos(\theta_{k+1} - \theta - 2\pi/3) & \cos(\theta_{k+1} - \theta - 4\pi/3) \\ -\sin(\theta_{k+1} - \theta) & -\sin(\theta_{k+1} - \theta - 2\pi/3) & -\sin(\theta_{k+1} - \theta - 4\pi/3) \end{bmatrix} \\ \times \begin{bmatrix} \cos(\theta_k - \theta) & -\sin(\theta_k - \theta) \\ \cos(\theta_k - \theta - 2\pi/3) & -\sin(\theta_k - \theta - 2\pi/3) \\ \cos(\theta_k - \theta - 4\pi/3) & -\sin(\theta_k - \theta - 4\pi/3) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \end{bmatrix}_k$$

Avec  $\theta_{k+1} = \theta_k + \pi/3$  on arrive à :

$$\begin{bmatrix} I_d \\ I_q \end{bmatrix}_{k+1} = \begin{bmatrix} \frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \end{bmatrix}_k \quad (2-31)$$



Conclusion:

Le système d'équation modélisant l'ensemble ONDULEUR-MOTEUR ASYNCHRONE reste invariant au cours du passage d'une configuration (k) à (k+1) sous conditions de passage suivantes :

$$\left\{ \begin{array}{l} (I_A)_{k+1} = \frac{1}{2} (I_A)_k + (I_B)_k \\ (I_B)_{k+1} = -\frac{3}{4} (I_A)_k + \frac{1}{2} (I_B)_k \\ (I_d)_{k+1} = \frac{1}{2} (I_d)_k + \frac{\sqrt{3}}{2} (I_q)_k \\ (I_q)_{k+1} = -\frac{\sqrt{3}}{2} (I_d)_k + \frac{1}{2} (I_q)_k \end{array} \right. \quad (2-32)$$

GENERALISATION DU MODELE AUX ONDULEURS A MODULATION  
DE LARGEUR D'IMPULSION (P.W.M)

---

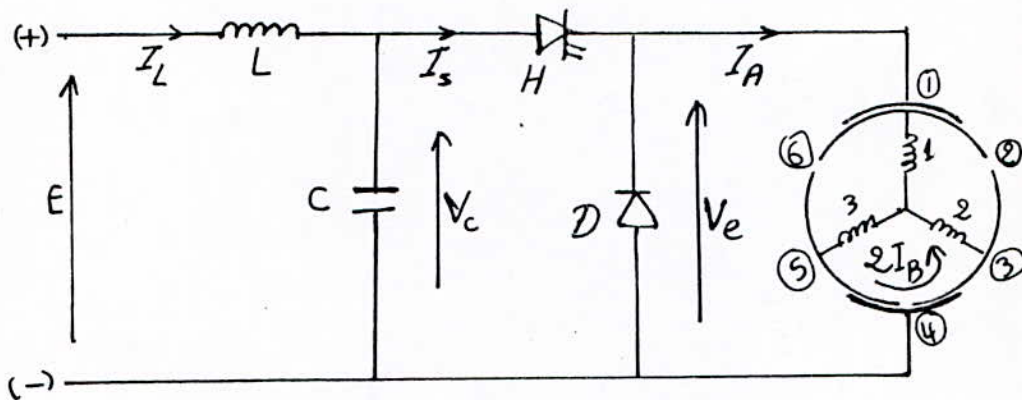
III-1-Introduction:

Dans le chapitre II, on a modelisé l'ensemble ONDULEUR-MOTEUR ASYNCHRONE par un système mécanique à 3 lames menu d'une paire de balais .Pour généraliser cette approche au cas d'onduleur à modulation de largeur d'impulsion (P.W.M), il suffit d'ajouter en amont du système un hacheur avec diode de roue libre (figure III-1).

Le but de ce chapitre est d'arriver à cette représentation .

### III-2-Modele generalise:

d'après l'étude de l'onduleur à commande pleine-onde, on a remarqué qu'il ya toujours deux phases en court-circuit . Alors que pour la commande à M.L.I on peut avoir aussi bien deux phases que les trois simultanément en court-circuit. Pour réaliser ce second cas, à l'aide du modèle défini au chapitre II, on lui ajoute un hacheur série avec diode de roue libre(dans le cas où on a des courants inverses le hacheur doit être bidirectionnel, et la diode de roue libre est remplacé aussi par un interrupteur bidirectionnel), d'où le schéma du modèle généralisé et des grandeurs qui le définissent .



Fig(III-1)

deux phases en court-circuit  $\Rightarrow$  H fonctionne ( $V_e = V_c$  ,  $I_B = I_A$ )

trois phases en court-circuit  $\Rightarrow$  D fonctionne ( $V_e = 0$  ,  $I_B = 0$ )

Dans ce modèle le système (2-25) sera remplacé par :

$$\begin{bmatrix} \frac{2}{3} V_e \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 & 0 \\ 0 & \sqrt{3} M \omega_r & R_r & L_r \omega_r \\ -\frac{\sqrt{3}}{2} M \omega_r & 0 & -L_r \omega_r & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_A \\ I_B \\ I_d \\ I_q \end{bmatrix}$$

$$+ \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} L_s & 0 & M & 0 \\ 0 & L_s & 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} M \\ \frac{\sqrt{3}}{2} M & 0 & L_r & 0 \\ 0 & \sqrt{3} M & 0 & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_A \\ I_B \\ I_d \\ I_q \end{bmatrix} \quad (3-1)$$

Pour caractériser le fonctionnement de l'onduleur, on définit trois fonctions logiques  $g_1, g_2, g_3$  associées chacune à une phase, ces fonctions sont définies par :

$$g_i = \begin{cases} 1 & \text{si la phase } i \text{ est reliée à la borne (+)} \\ 0 & \text{si non} \end{cases} \quad (i=1,2,3)$$

A partir de ces trois fonctions logiques, on va définir les différentes configurations possibles du modèle généralisé (fig(III-1)). Pour se faire, on dresse le tableau suivant :

$g_1$	$g_2$	$g_3$	configuration (k)	observation	$V_e$	$I_s$
1	1	1	$k_0$	D conduit	0	0
1	1	0	2	H conduit	$V_c$	$I_A$
1	0	1	6	H conduit	$V_c$	$I_A$
1	0	0	1	H conduit	$V_c$	$I_A$
0	1	1	4	H conduit	$V_c$	$I_A$
0	1	0	3	H conduit	$V_c$	$I_A$
0	0	1	5	H conduit	$V_c$	$I_A$
0	0	0	$k_0$	D conduit	0	0

$k_0$  : configuration initiale (avant la commutation) .

Le tableau précédent montre que lors d'une commutation d'un bras de l'onduleur , on peut avoir deux cas:

Premier cas: si deux phases étaient en court-circuit (H fonctionnait) alors on peut avoir soit :

-Le court-circuit de trois phases, donc le hacheur s'ouvre et la diode de roue libre entre en conduction ( $V_e=0$  ,  $I_s=0$ ) .Pour ce cas on peut adopter n'importe quelle configuration du système mécanique ( $k=1..6$ ) , mais on convient de garder l'ancienne configuration ( $k=k_0$ ).

-Le court-circuit de deux phases seulement, alors on aura le passage à la configuration ( $k-1$ ) ou ( $k+1$ ) .

Deuxième cas: Si trois phases étaient en court-circuit (D fonctionnait) alors on peut distinguer deux cas possibles:

-si le même bras qui a subi la dernière commutation subit la présente, alors on aura la même configuration que précédemment ( $k=k_0$ ) .

-si le bras qui subit la commutation est différent de celui de la dernière commutation ,alors on aura le passage à la configuration (k-2) ou (K+2) .

En résumé, au cours d'une commutation on peut avoir soit :

- Le passage d'une configuration k à (k-1)
- Le passage d'une configuration k à (k+1)
- Le passage d'une configuration k à (k-2)
- Le passage d'une configuration k à (k+2)
- On garde la configuration initiale (avant la commutation) .

### III-3-Conditions de passage:

\* Le passage d'une configuration k à (k+1) :

Les conditions de passage sont données par le système (2-32)

$$\left\{ \begin{array}{l} (I_A)_{k+1} = \frac{1}{2} (I_A)_k + (I_B)_k \\ (I_B)_{k+1} = -\frac{3}{4} (I_A)_k + \frac{1}{2} (I_B)_k \\ (I_d)_{k+1} = \frac{1}{2} (I_d)_k + \frac{\sqrt{3}}{2} (I_q)_k \\ (I_q)_{k+1} = -\frac{\sqrt{3}}{2} (I_d)_k + \frac{1}{2} (I_q)_k \end{array} \right. \quad (3-2)$$

Les Conditions de passage aux autres configurations sont déduites du système (3-2) .

\* Le passage d'une configuration K à (k-1):

$$\left[ \begin{array}{l} (I_A)_{k-1} = \frac{1}{2} (I_A)_k - (I_B)_k \\ (I_B)_{k-1} = \frac{3}{4} (I_A)_k + \frac{1}{2} (I_B)_k \\ (I_d)_{k-1} = \frac{1}{2} (I_d)_k - \frac{\sqrt{3}}{2} (I_q)_k \\ (I_q)_{k-1} = \frac{\sqrt{3}}{2} (I_d)_k + \frac{1}{2} (I_q)_k \end{array} \right. \quad (3-3)$$

\* Le passage d'une configuration k à (k+2):

$$\left[ \begin{array}{l} (I_A)_{k+2} = -\frac{1}{2} (I_A)_k + (I_B)_k \\ (I_B)_{k+2} = -\frac{3}{4} (I_A)_k - \frac{1}{2} (I_B)_k \\ (I_d)_{k+2} = -\frac{1}{2} (I_d)_k + \frac{\sqrt{3}}{2} (I_q)_k \\ (I_q)_{k+2} = -\frac{\sqrt{3}}{2} (I_d)_k - \frac{1}{2} (I_q)_k \end{array} \right. \quad (3-4)$$

\* Le passage d'une configuration k à (k-2):

$$\left[ \begin{array}{l} (I_A)_{k-2} = -\frac{1}{2} (I_A)_k - (I_B)_k \\ (I_B)_{k-2} = \frac{3}{4} (I_A)_k - \frac{1}{2} (I_B)_k \\ (I_d)_{k-2} = \frac{1}{2} (I_d)_k - \frac{\sqrt{3}}{2} (I_q)_k \\ (I_q)_{k-2} = \frac{\sqrt{3}}{2} (I_d)_k - \frac{1}{2} (I_q)_k \end{array} \right. \quad (3-5)$$

### III-4-Passage aux grandeurs réelles:

Pour une configuration  $k$ , les grandeurs réelles du moteur asynchrone (tensions simple et composée, et courant de phase), sont déduites de celles du modèle selon le tableau :

K	$I_a$	$V_a$	$U_{ab}$
1	$I_A$	$2V_e/3$	$V_e$
2	$I_A/2 - I_B$	$V_e/3$	0
3	$-I_A/2 - I_B$	$-V_e/3$	$-V_e$
4	$-I_A$	$-2V_e/3$	$-V_e$
5	$-I_A/2 + I_B$	$-V_e/3$	0
6	$I_A/2 + I_B$	$V_e/3$	$V_e$

Conclusion: Ainsi on a montré que le modèle du chapitre II, demeure vérifié pour n'importe quelle stratégie de commande de l'onduleur. Il faut seulement définir les différents instants de commutation et utiliser les conditions de passage nécessaires .



## SIMULATION NUMERIQUE

---

### IV-1-Introduction:

Au cours des chapitres précédents, on a établi un nouveau modèle de l'association ONDULEUR DE TENSION-MOTEUR ASYNCHRONE .

Dans ce chapitre, on va présenter les résultats de simulation obtenus en utilisant le modèle ainsi établi, avec le moteur asynchrone fonctionnant à flux constant, pour trois stratégies de commande de l'onduleur :

- pleine-onde
- triangulo-sinusoidale
- élimination d'harmoniques .

pour commencer, on va donner une notion sur le fonctionnement à flux constant du moteur asynchrone .

#### IV-2-Fonctionnement à flux constant:

De nombreuses études [1],[6] ont montré que la commande à flux constant (à  $V_s/f_s$  constant) correspond à un réglage de vitesse performant. La modulation de largeur d'impulsion se trouve d'autant plus justifiée pour ce type de commande, car elle permet d'agir sur  $V_s$  et  $f_s$  indépendamment.

D'après la relation de BOUCHEROT:

$$V_s \simeq E_s = K f_s \phi_{\max} \quad (K=\text{constante}) \quad (4-1)$$

$$\phi_{\max} = \text{constante} \quad \rightarrow \quad V_s/f_s = \text{constante}$$

On montre que le couple maximal est proportionnel au carré du flux maximum [7]

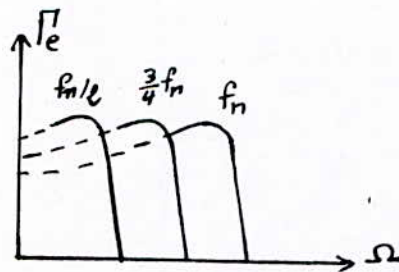
$$\Gamma_{\max} = \lambda \cdot \phi_{\max}^2 \quad (\lambda = \text{constante}) \quad (4-2)$$

donc pour un fonctionnement à  $\phi_{\max}$  constant, le couple maximal est constant.

Pour les faibles glissements, on montre que le couple:

$$\Gamma \simeq \beta \cdot g \cdot f_s \quad (\beta = \text{constante}) \quad (4-3) \quad [7]$$

ainsi la partie stable des caractéristiques mécaniques pour différentes fréquences est une famille de droites sensiblement parallèles, ce qui correspond à un très bon réglage de la vitesse et un rendement appréciable (faible glissement) [3]



fig(IV-1):Caractéristiques mécaniques de la machine asynchrone pour différentes fréquences

Le fonctionnement à flux constant est limité par la tension  $V_s$  qui ne peut dépasser la tension nominale  $V_n$ . C'est pourquoi on distingue deux modes de fonctionnement, comme pour le moteur à courant continu :

- $f_s < f_n \Rightarrow V_s < V_n$  fonctionnement à flux constant (couple max constant) .
- $f_s > f_n \Rightarrow V_s = V_n$  fonctionnement à puissance constante .

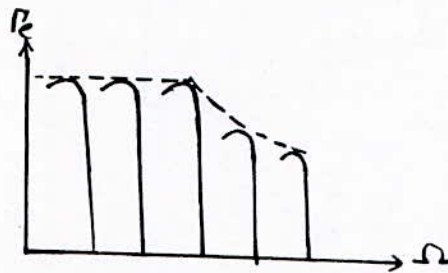
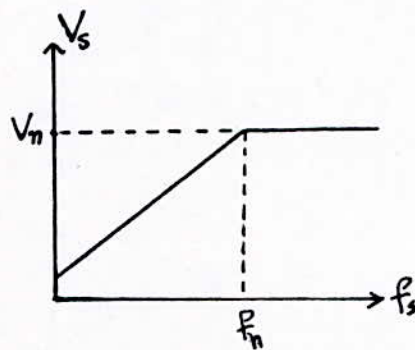


Fig (IV-2)

Pour le fonctionnement aux basses vitesses, les chutes de tension ne sont plus négligeables devant la f.e.m induite  $E_s$ , d'où la nécessité de la compensation de la chute de tension  $\Delta V$  .

on réalise alors une commande [1] :  $V_s = k f_s + \Delta V_s$  (4-4)



Fig(IV-3): commande à  $V_s / f_s$  constant

#### IV-3-Simulation numerique:

##### IV-3-1-Parametres du moteur:

L'identification de la machine utilisée a été effectuée dans le cadre d'une autre étude [8] .

- La plaque signalétique est:

$$\begin{array}{lll} P = 3.7 \text{ kW} & f = 50 \text{ Hz} & N = 1430 \text{ tr/mn} \\ \Delta : 220 \text{ V} / 14.8 \text{ A} & & Y : 380 \text{ V} / 8.54 \text{ A} \\ U_{rn} = 110 \text{ V} & & I_{rn} = 32.5 \text{ A} \end{array}$$

- Les paramètres électriques sont :

$$\begin{array}{ll} R_s = 1.12 \Omega & R_r = 0.11 \Omega \\ L_s = 0.17 \text{ H} & L_r = 0.015 \text{ H} \\ & M_o = 0.032 \text{ H} \end{array}$$

-Les paramètres mécaniques sont :

$$\begin{array}{l} J = 0.135 \text{ N.m.s}^2/\text{rd} \\ f_r = 0.00812 \text{ N.m.s}/\text{rd} \end{array}$$

La charge est constituée par une génératrice à courant continu exerçant un couple résistant proportionnel à la vitesse du moteur.

Le coefficient de charge est :

$$K_c = 0.15 \text{ N.m.s}/\text{rd}$$

##### IV-3-2-Mise en equations de l'association FILTRE-ONDULEUR-MAS :

Suivant le modèle élaboré dans le chapitre III, l'association est représentée par la figure(III-1) .

- Equations du filtre :

$$\begin{cases} E = L \frac{d I_L}{dt} + V_c \\ I_L = I_s + C \frac{d V_c}{dt} \end{cases} \quad (4-5)$$

- Les équations électriques de l'ensemble ONDULEUR-MOTEUR ASYNCHRONE sont données par le système (3-1).

- L'équation mécanique :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = \Gamma_e - f_r \Omega - K_c \Omega \quad (4-6)$$

En regroupant les équations (4-5), (3-1) et (4-6), nous obtenons le système différentiel décrivant le fonctionnement de l'association :

$$\begin{cases} \frac{d I_L}{dt} = \frac{(E - V_c)}{L} \\ \frac{d V_c}{dt} = \frac{(I_L - I_s)}{C} \\ \frac{d I_A}{dt} = K_s \cdot M \left[ \sqrt{3} M \omega_r I_B + R_r I_d + L_r \omega_r I_q + \frac{L_r}{M} \left( \frac{2}{3} V_e - R_s I_A \right) \right] \\ \frac{d I_B}{dt} = K_s \cdot M \left[ \frac{\sqrt{3}}{2} - \frac{3}{2} M \omega_r I_A - L_r \omega_r I_d - \frac{2 L_r R_s I_B}{M \sqrt{3}} + R_r I_q \right] \\ \frac{d I_d}{dt} = \frac{1}{M} \left( \frac{2}{3} V_e - R_s I_A - L_s \frac{d I_A}{dt} \right) \\ \frac{d I_q}{dt} = \frac{2}{\sqrt{3} M} \left( R_s I_B + L_s \frac{d I_B}{dt} \right) \\ \frac{d \Omega}{dt} = \frac{1}{J} \left[ \Gamma_e - (K_c + f_r) \Omega \right] \end{cases}$$

où :

$$\Gamma_e = p M \left[ \sqrt{3} I_B I_d - \frac{3}{2} I_A I_q \right]$$

$$K_s = \frac{1}{L_s L_r - \frac{3}{2} M^2}$$

$$\omega_r = p \Omega$$

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

#### IV-3-3-Organigramme:

Pour intégrer le système (4-7), on utilise l'algorithme de RUNGE-KUTTA du 4<sup>ème</sup> ordre avec des conditions initiales nulles [9] .

Pour les stratégies de commande à modulation de largeur d'impulsion (triangulo-sinusoidale et élimination d'harmoniques), les instants de commutation sont déterminés en résolvant par la méthode de NEWTON-RAPHSON un certain système d'équations propre à chaque stratégie (chapitre I) .

l'organigramme de la simulation est donné par la figure(IV-4).

Les résultats du programme sont enregistrés dans des fichiers et les courbes sont tracées avec le logiciel GRAPHER .

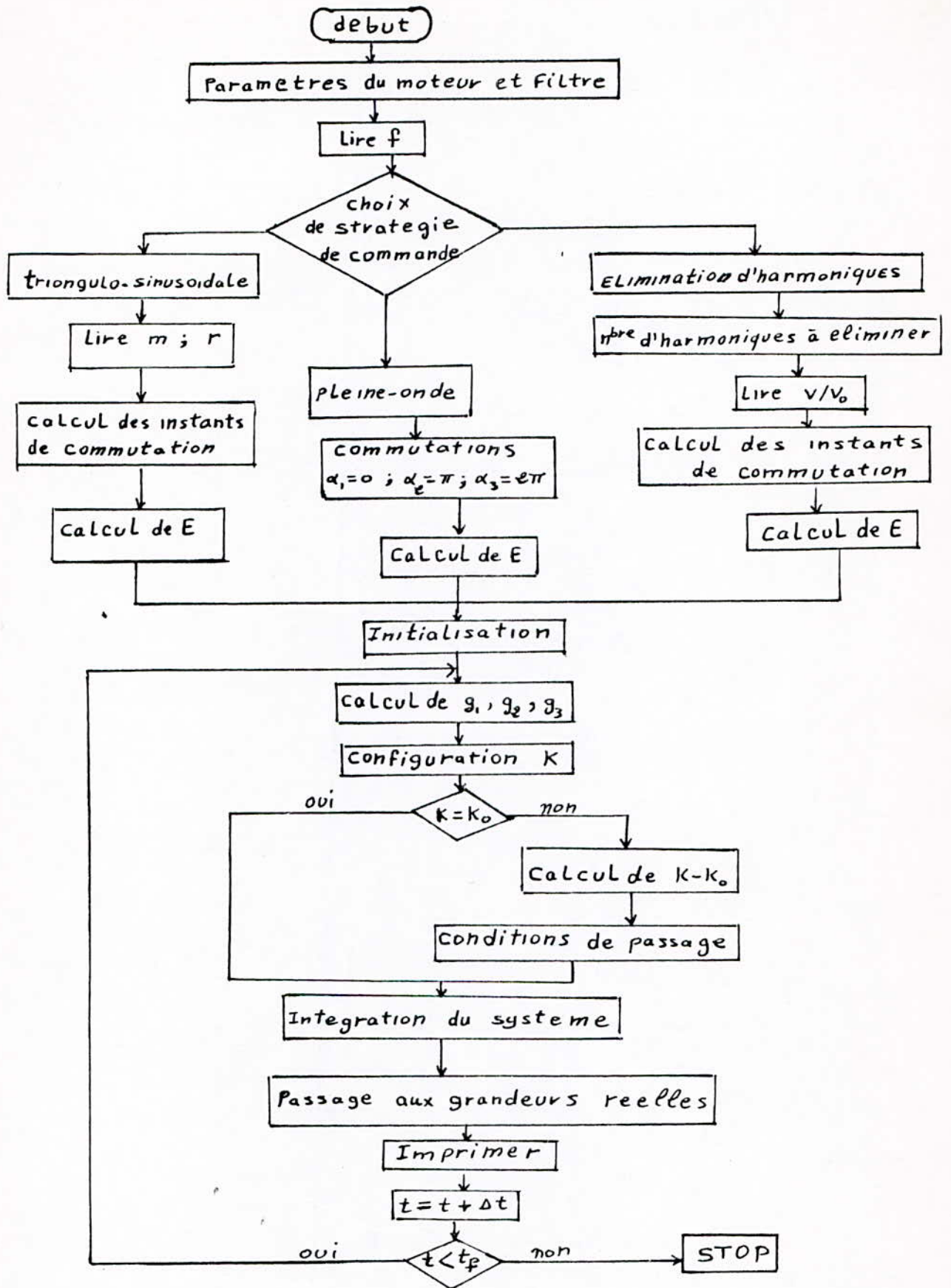


fig (IV - 4)

#### IV-3-4-Resultats et commentaires : (f=25Hz)

les courbes tracées correspondent au régime permanent.

##### IV-3-4-a-Commande pleine-onde:

Les figures IV-5-a et IV-5-b représentent les variations de la tension simple et composée pour une fréquence de 25 Hz.

on remarque de faibles ondulations dues à la variation de la tension  $V_c$  de sortie du filtre .L'enveloppe de la tension est celle vue au chapitre I (figures I-7 et I-8 ).

Le maximum de la tension composée est d'environ 250 V .

Les figures IV-6-a et IV-6-b représentent les variations de vitesse respectivement à vide et en charge .

on remarque qu'en charge le glissement  $g$  (4%) est légèrement supérieur à celui à vide (1%).D'autre part, on remarque au démarrage des ondulations de vitesse dues à celles du couple . ces oscillations sont atténuées par l'effet d'inertie . Le régime permanent est atteint au bout de 0.25 seconde .

Les figures IV-7-a et IV-7-b représentent les variations du couple à vide et en charge en régime permanent .

Le couple est de fréquence  $6 f$  suivant les séquences de conduction.

on remarque que le couple moyen est légèrement supérieur à zéro à vide et environ 12 N.m en charge . en charge l'ondulation du couple est d'environ 40% .

les figures IV-8-a et IV-8-b représentent les variations du courant de phase statorique  $I_a$  respectivement à vide et en charge .

Les figures montrent bien les six séquences de fonctionnement de l'onduleur. Durant certaines séquences, le courant  $I_a$  présente un extrémum, qui est dû au changement de signe de  $V_a - E_a$  .



X

Ce cas est observé généralement aux basses fréquences où la f.e.m  $E_a$  est en avance par rapport au fondamental de  $V_a$ . Le courant  $I_a$  en charge est en avance sur celui à vide ( $\cos\phi$  en charge  $>$   $\cos\phi$  à vide ).

\* Les figures IV-9-a et IV-9-b représentent les variations du courant  $I_s$  à l'entrée de l'onduleur à vide et en charge . A vide, la valeur moyenne de  $I_s$  est faible ( $g$  proche de zéro). Les courants inverses sont importants, et sont absorbés par la capacité du filtre d'entrée. EN charge, cette valeur moyenne est d'environ 5 A, mais les courants inverses sont faibles par rapport au cas du fonctionnement à vide .

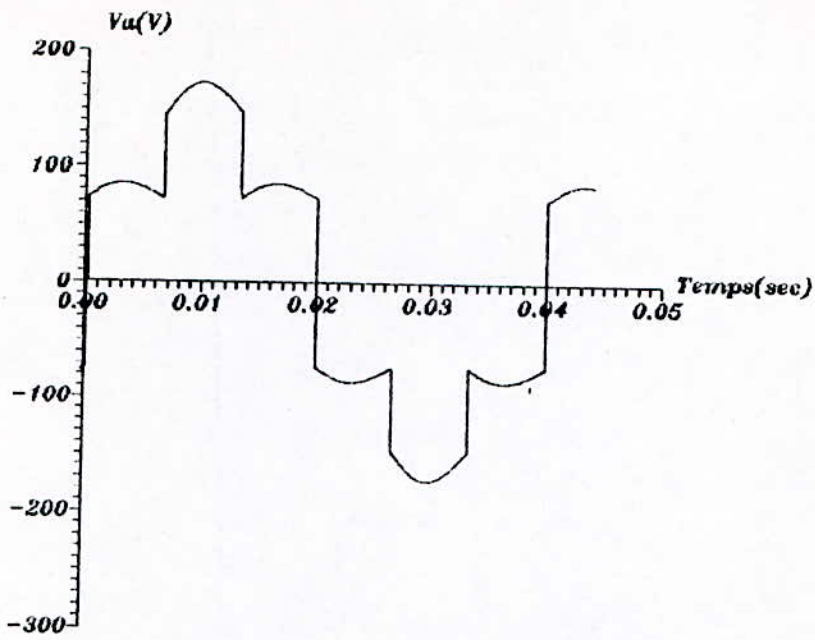


fig (IV-5-a) tension d'une phase statorique (simple)  
pleine onde  
 $f=25\text{Hz}$

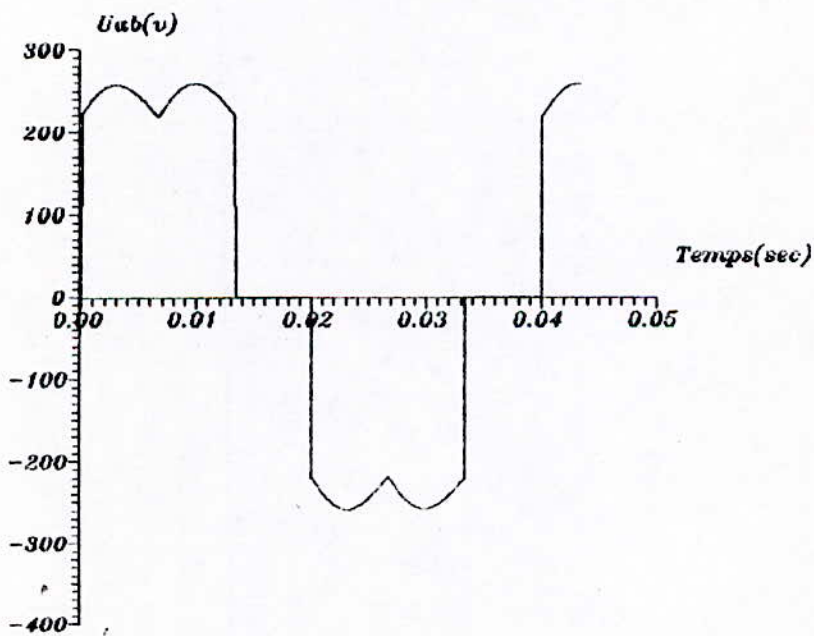


fig (IV-5-b) tension composee (entre deux phases)  
pleine onde  
 $f=25\text{Hz}$

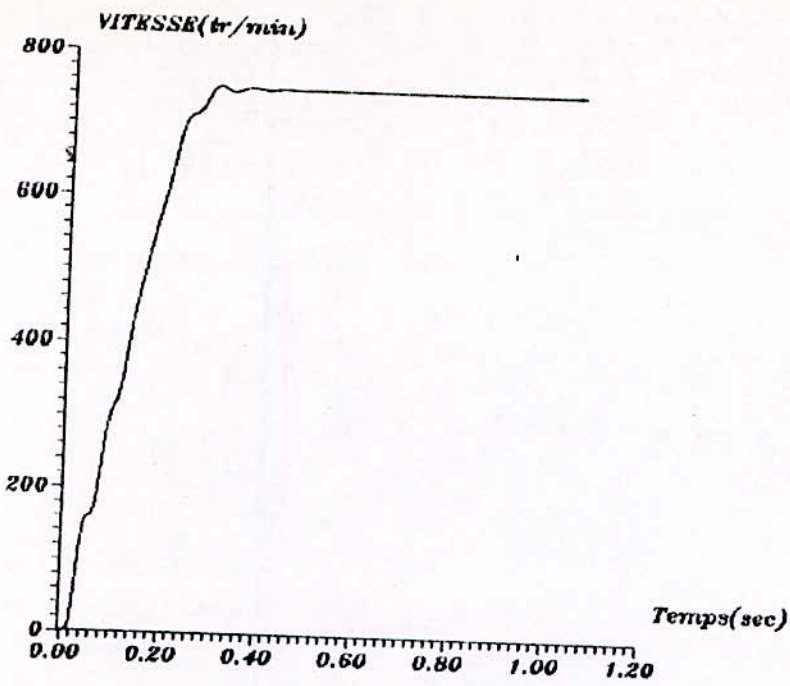


fig (IV-6-a) Courbe de vitesse (a vide)  
pleine-onde  
 $f=25\text{Hz}$

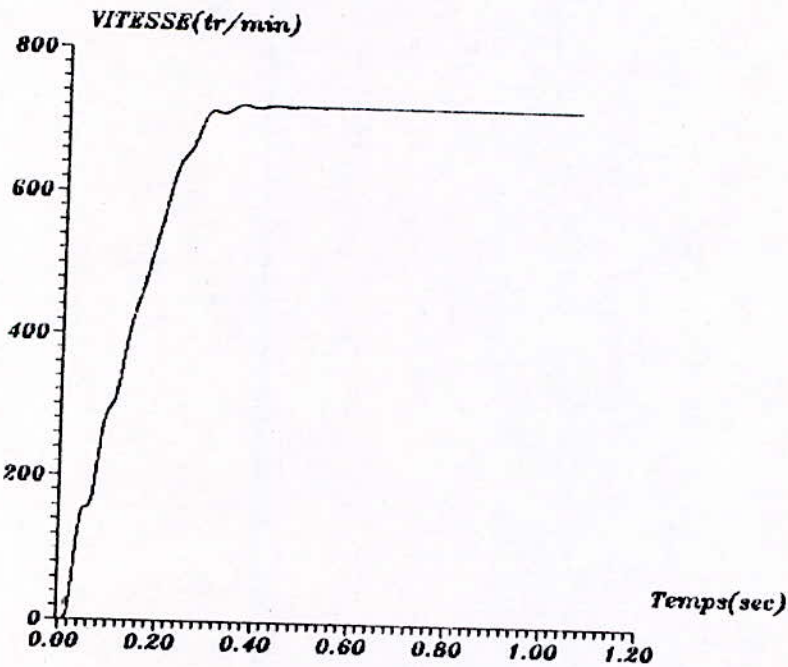
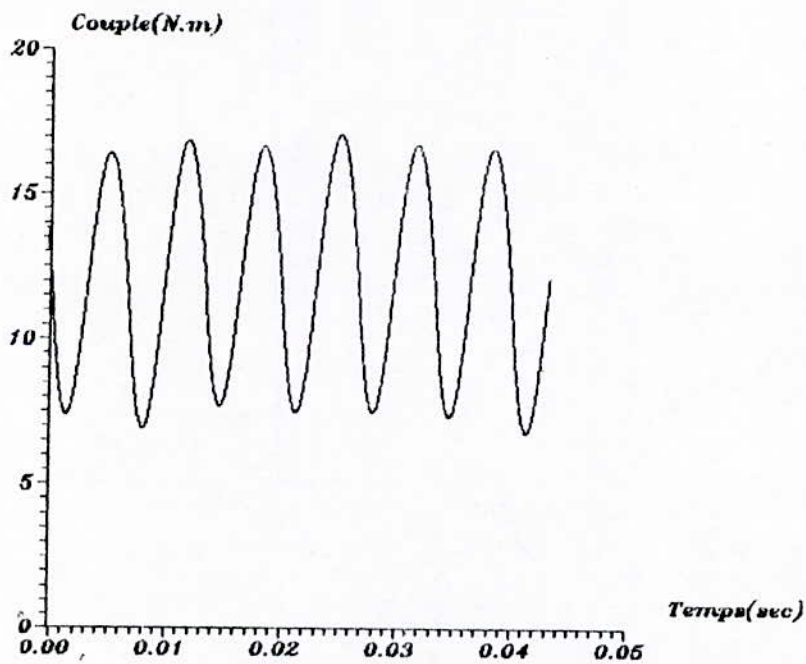
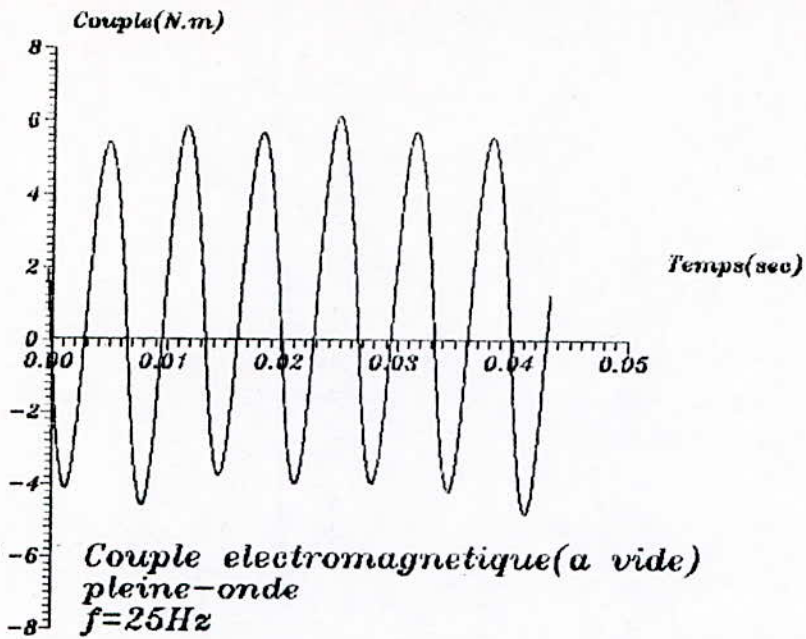
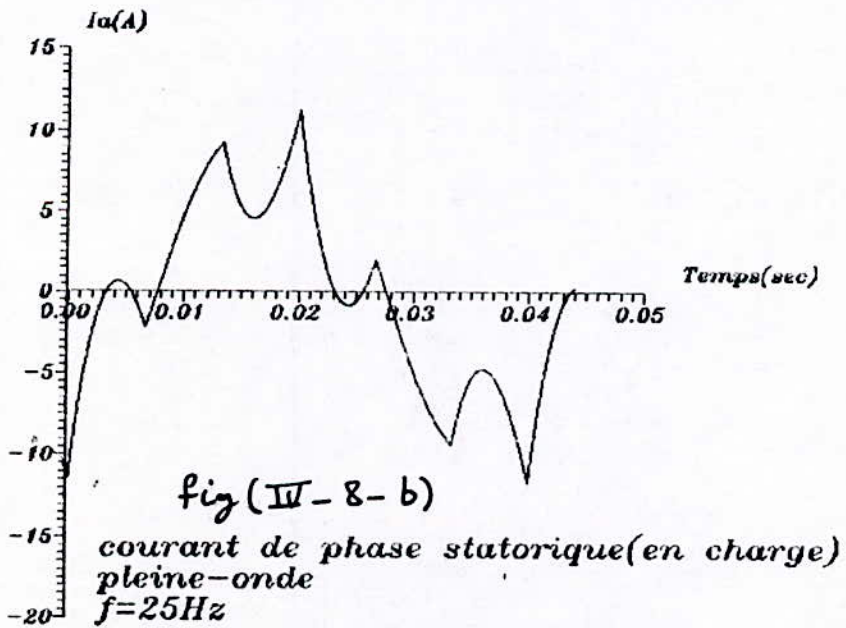
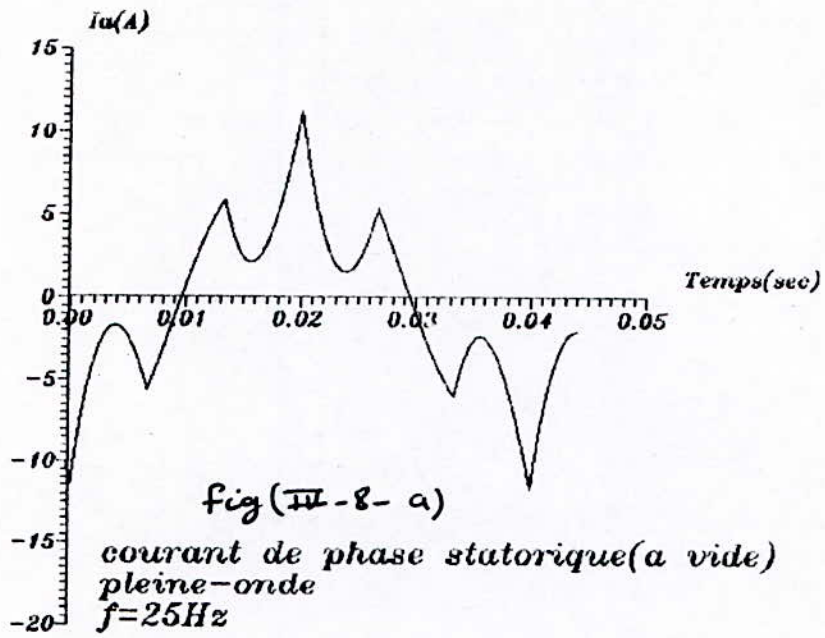
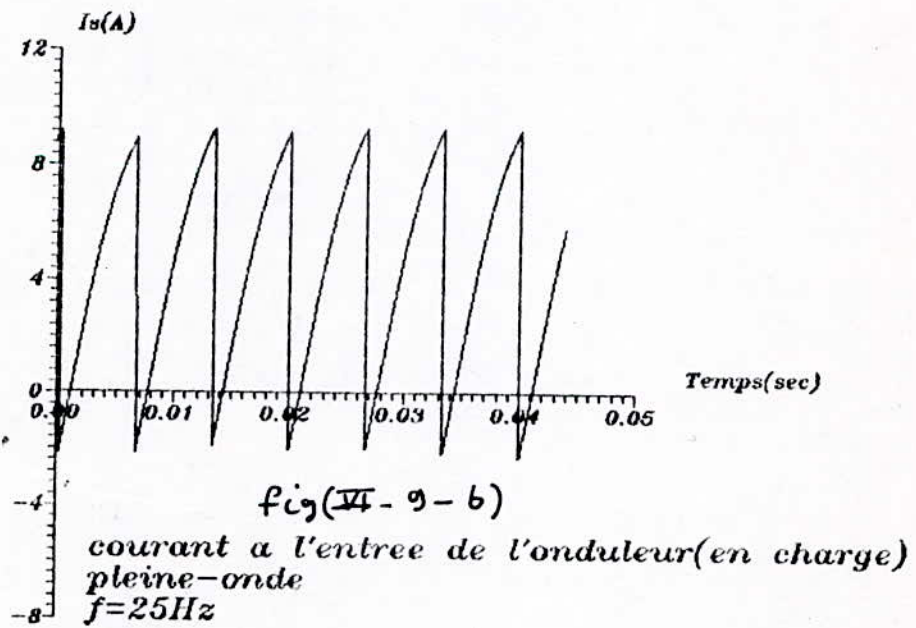
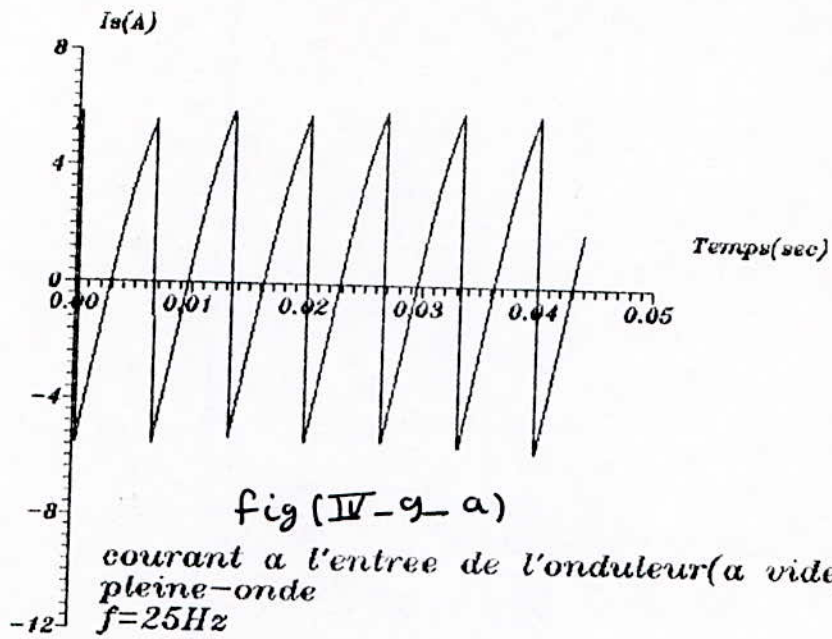


fig (IV-6-b) Courbe de vitesse (en charge)  
pleine-onde  
 $f=25\text{Hz}$







IV-3-4-b-Triangulo-sinusoidale : ( $r=0.5$ )

- Premier cas:  $m=6$

\* Les figures IV-10-a et IV-10-b représentent respectivement les variations de la tension simple et composée d'une phase statorique .

L'enveloppe de la tension simple ou composée est celle de la pleine-onde mais hachée.

Le maximum de la tension composée est d'environ 600 V .

\* Les figures IV-11-a et IV-11-b représentent les courbes de vitesse respectivement à vide et en charge.

Malgré l'ondulation du couple, figures IV-12-a et IV-12-b, la vitesse ne présente pas d'ondulation au niveau du coude de sa courbe comme pour la commande pleine onde, c'est pourquoi le régime établi est atteint plus rapidement : le nombre de commutation étant élevé, d'où durée des séquences courte, donc variation rapide du couple . l'inertie du système empêche la vitesse de suivre ces variations rapides du couple .

\* les figures IV-13-a et IV-13-b représentent les variations du courant à l'entrée de l'onduleur  $I_s$  respectivement à vide et en charge. Le courant  $I_s$  présente des intervalles à courant nul (correspondant au court-circuit des trois phases).

A vide, les courants inverses sont plus importants qu'en charge .

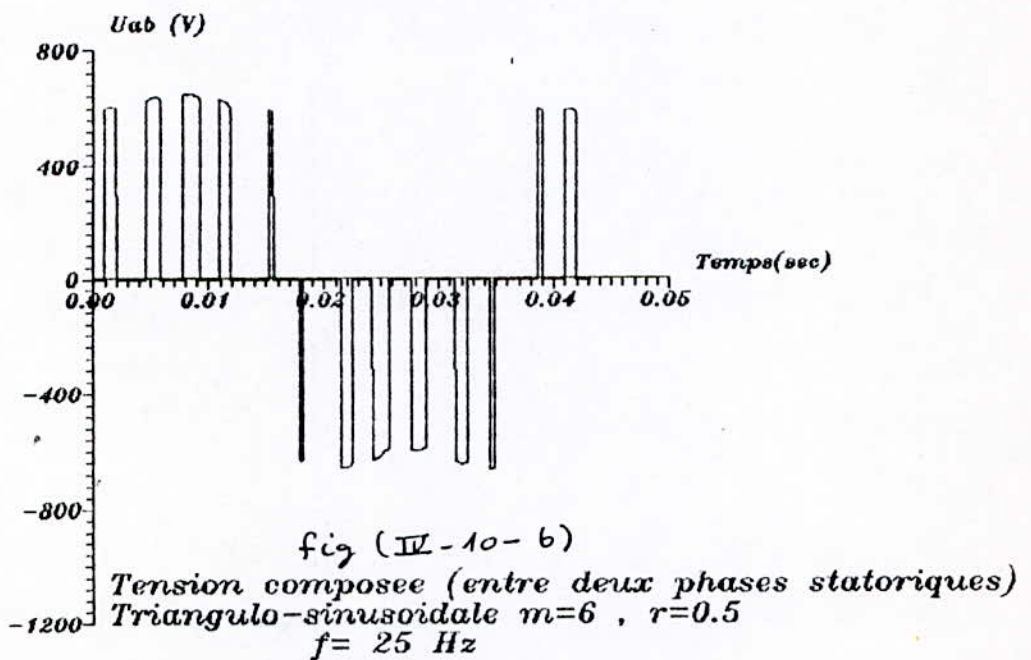
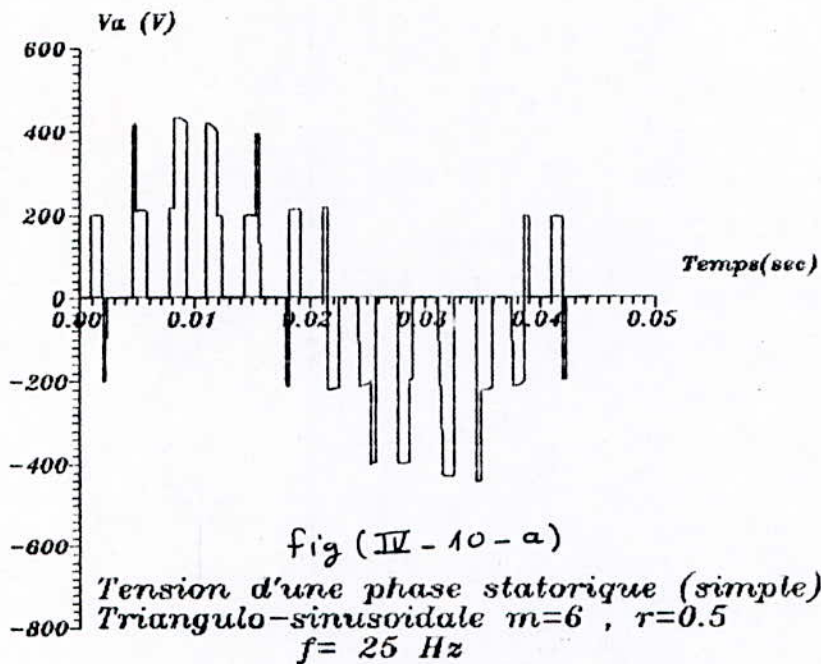
second cas:  $m=9$ :

\* Les figures IV-15-a et IV-15-b représentent les tensions simple et composée statoriques .

Le maximum de la tension composée est d'environ 600 V c'est le cas pour  $m=6$  car la valeur de la tension dépend essentiellement de  $r$  et non de  $m$  .

\* les figures de IV-17-a à IV-19-b qui représentent successivement le couple, le courant de phase Ia et le courant à l'entrée de l'onduleur  $I_g$  montrent la réduction des ondulations en module pour ces trois grandeurs en comparant avec la commande triangulo-sinusoidale à  $m=6$  . Cette Réduction est d'ue à la limitation des harmoniques d'ordre bas en augmentant l'indice de modulation  $m$  .





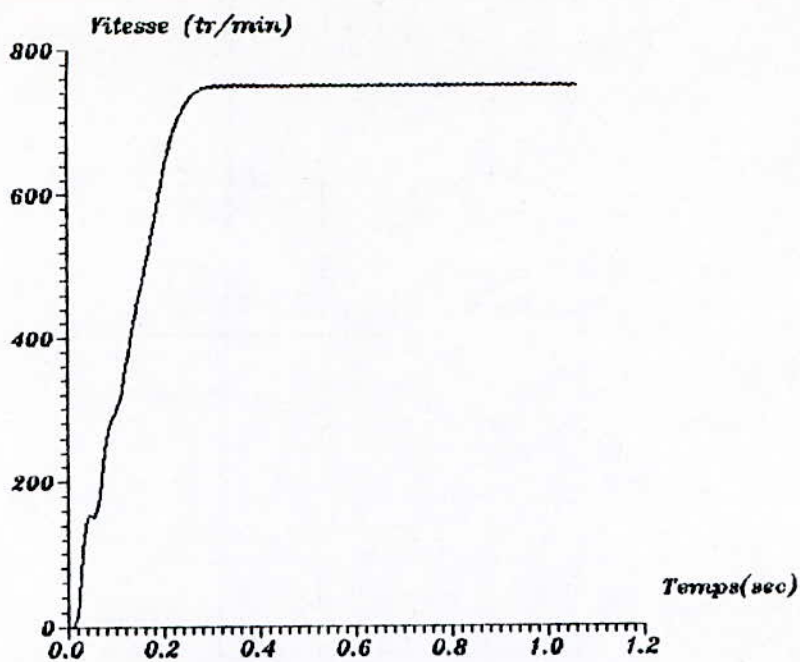


Fig (IV-11-a) Courbe de vitesse (a vide)  
 Triangulo-sinusoidale  $m=6$  ,  $r=0.5$   
 $f= 25$  Hz

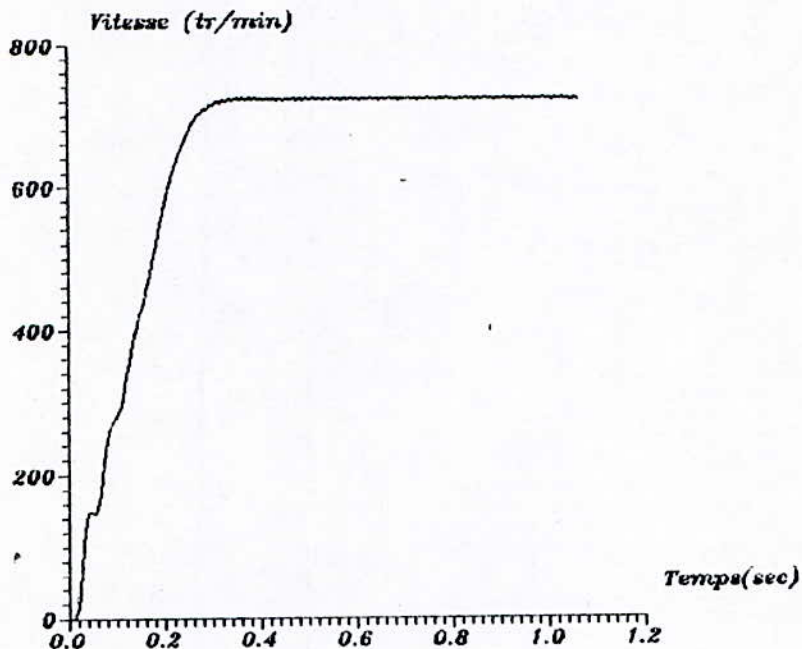


Fig (IV-11-b) Courbe de vitesse (en charge)  
 Triangulo-sinusoidale  $m=6$  ,  $r=0.5$   
 $f= 25$  Hz

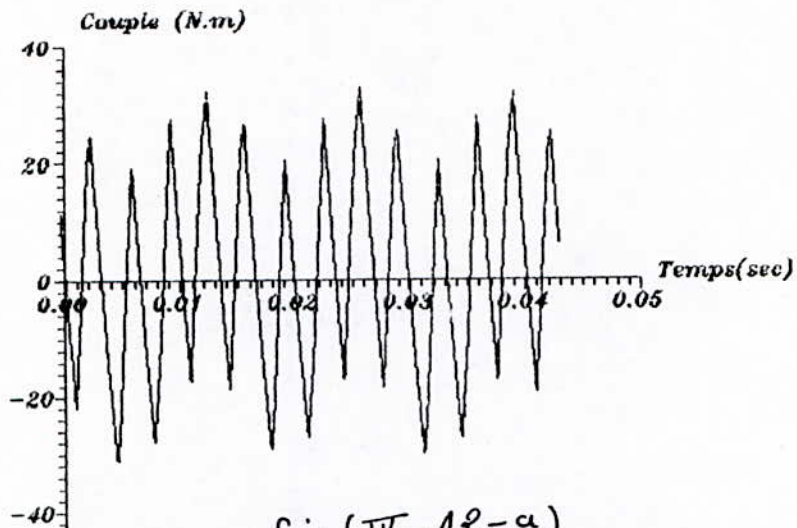
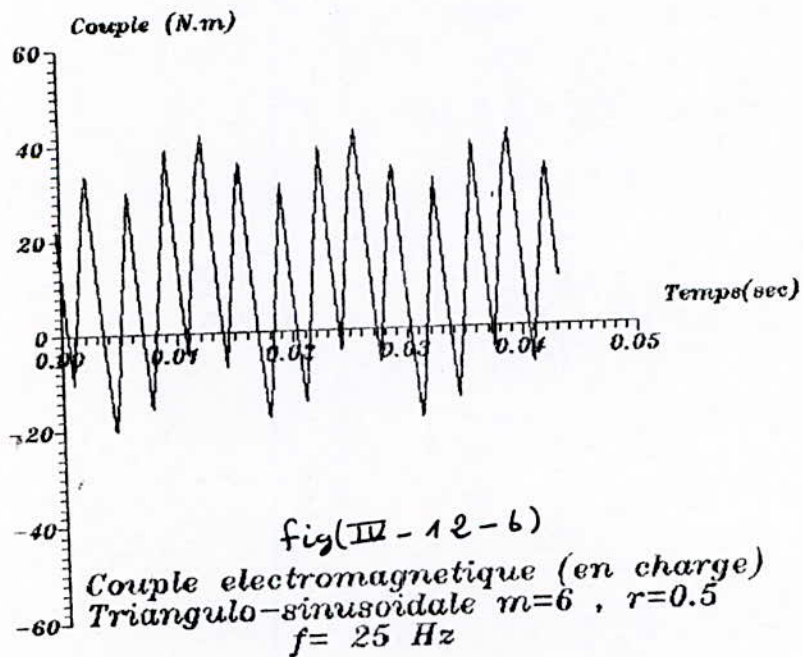


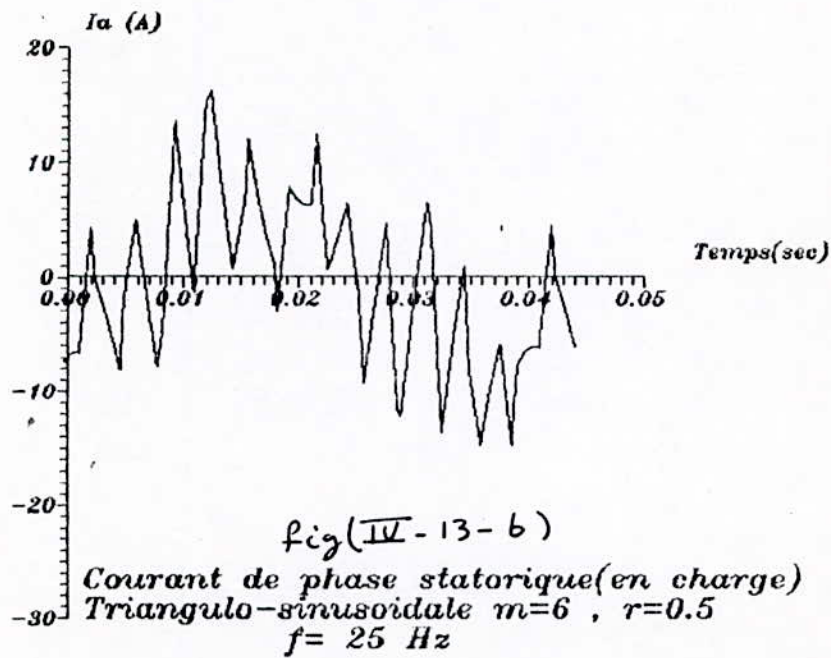
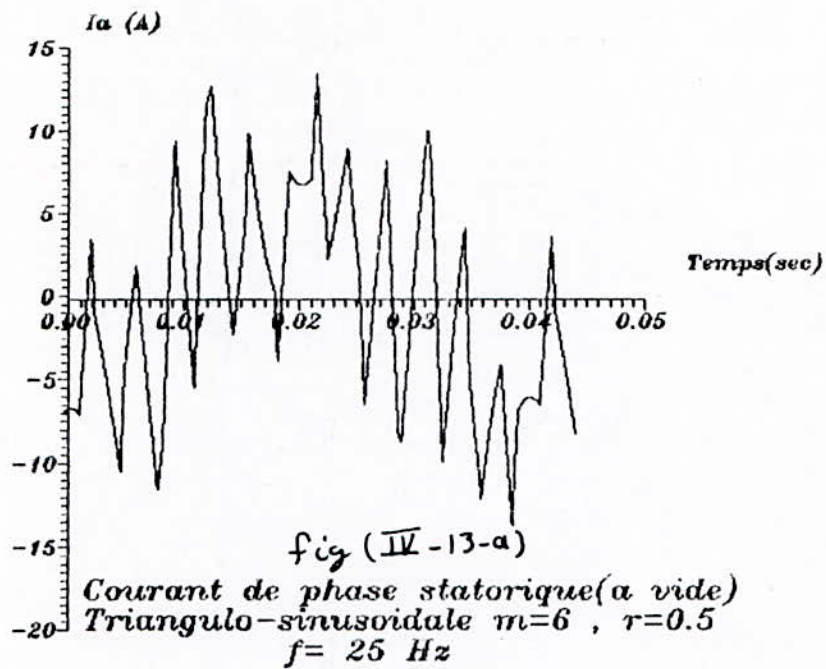
fig (IV-12-a)

Couple electromagnetique (a vide)  
 Triangulo-sinusoidale  $m=6$ ,  $r=0.5$   
 $f=25$  Hz



fig(III-12-b)

Couple electromagnetique (en charge)  
 Triangulo-sinusoidale  $m=6$ ,  $r=0.5$   
 $f=25$  Hz



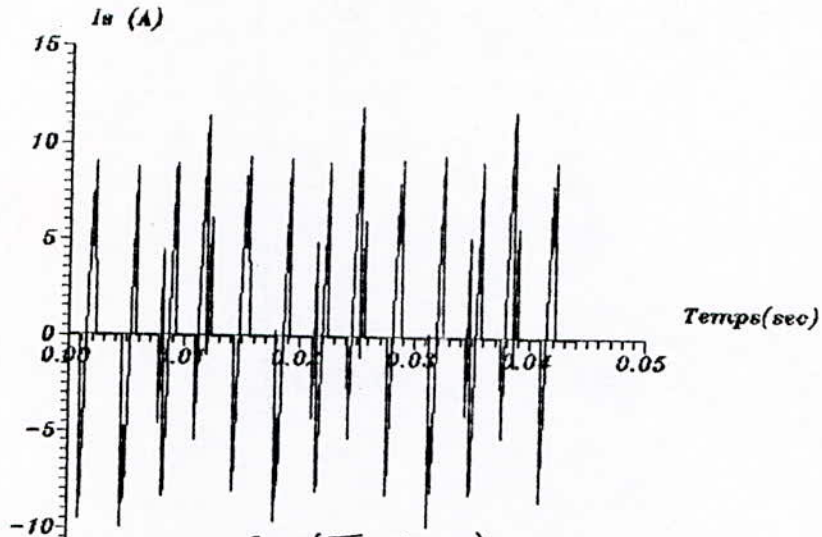


fig (IV-14-a)

Courant a l'entree de l'onduleur (a vide)  
 Triangulo-sinusoidale  $m=6$ ,  $r=0.5$   
 $f=25$  Hz

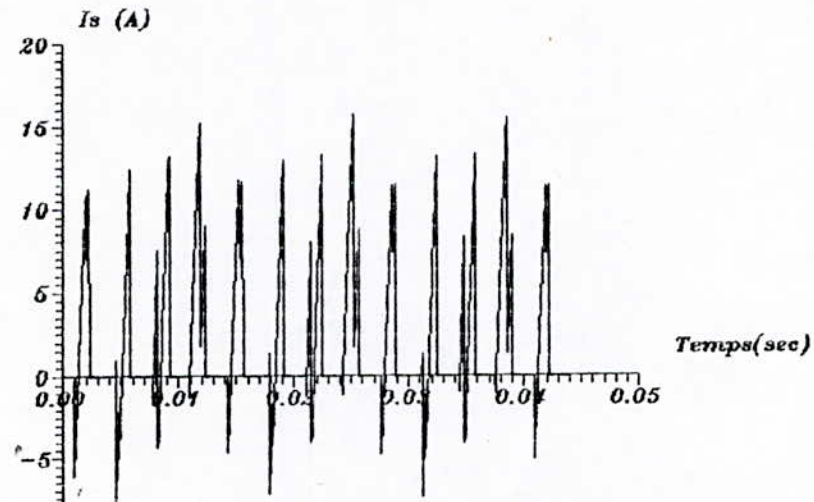
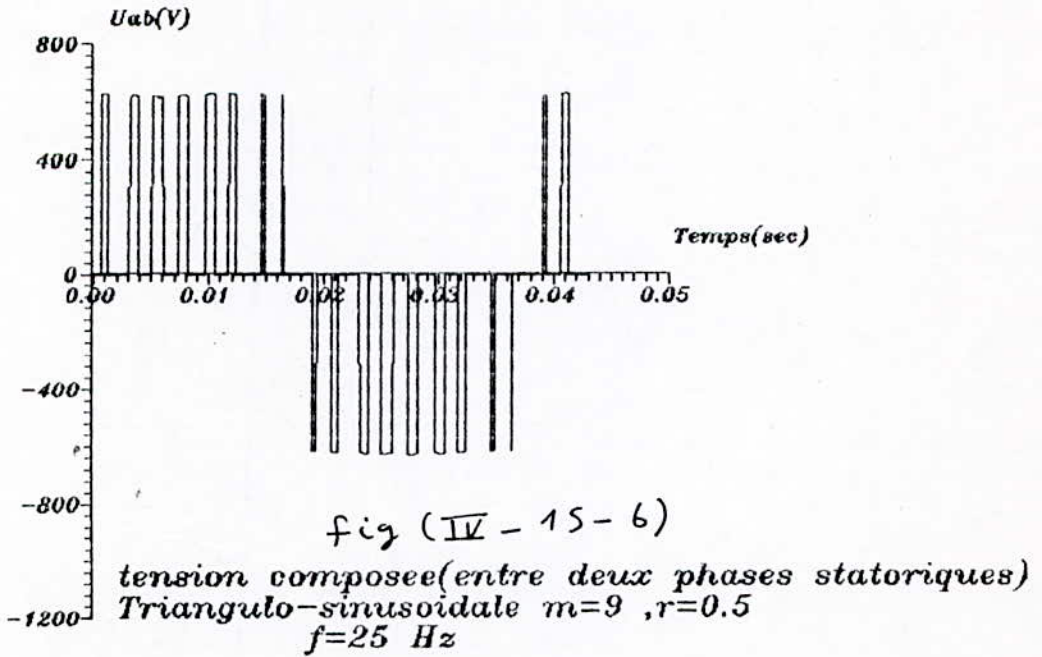
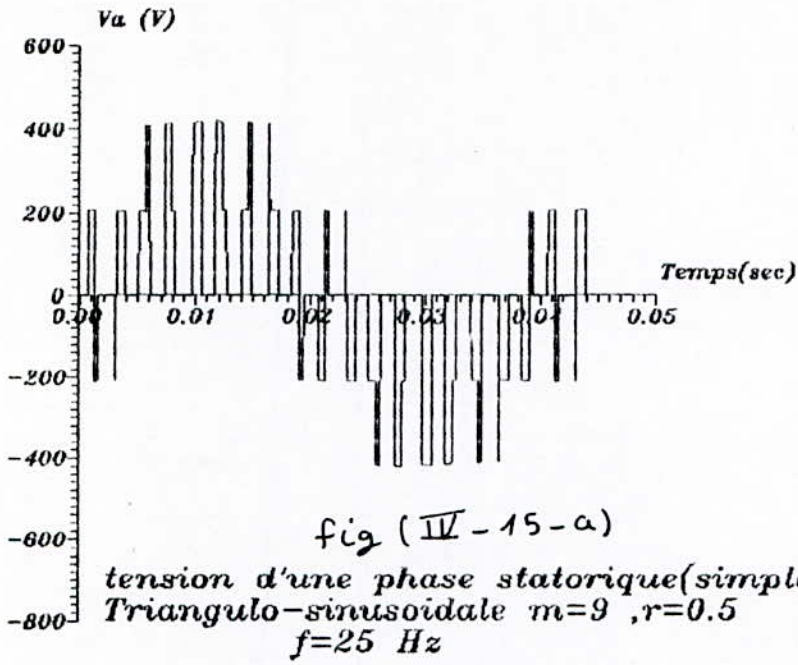
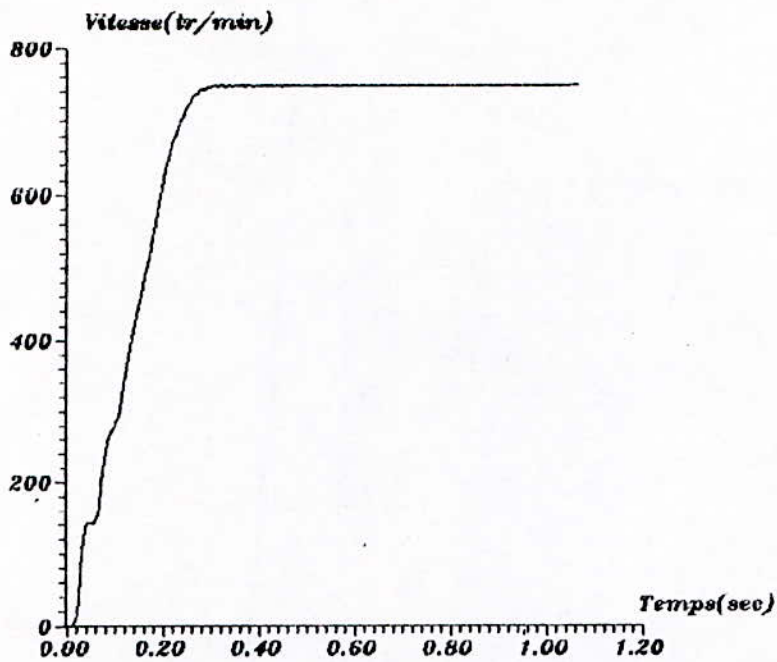


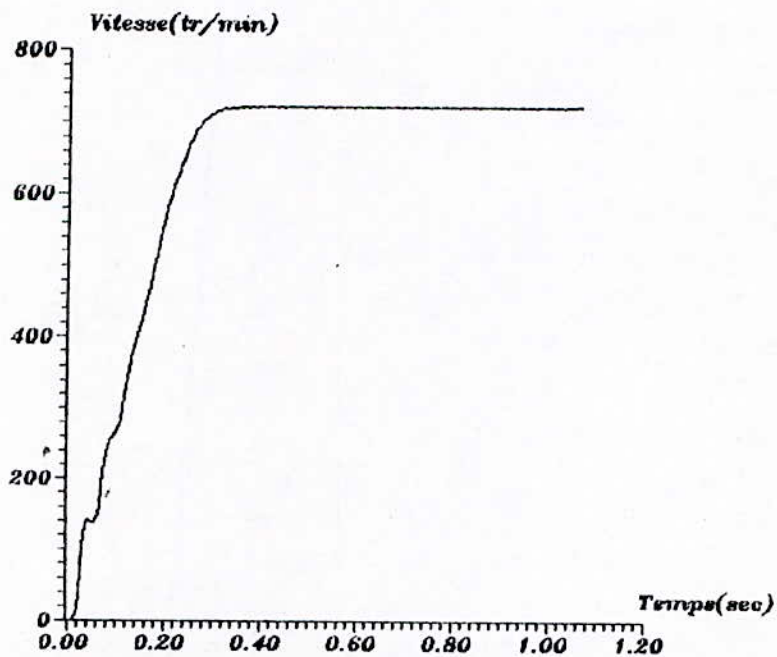
fig (IV-14-b)

Courant a l'entree de l'onduleur (en charge)  
 Triangulo-sinusoidale  $m=6$ ,  $r=0.5$   
 $f=25$  Hz

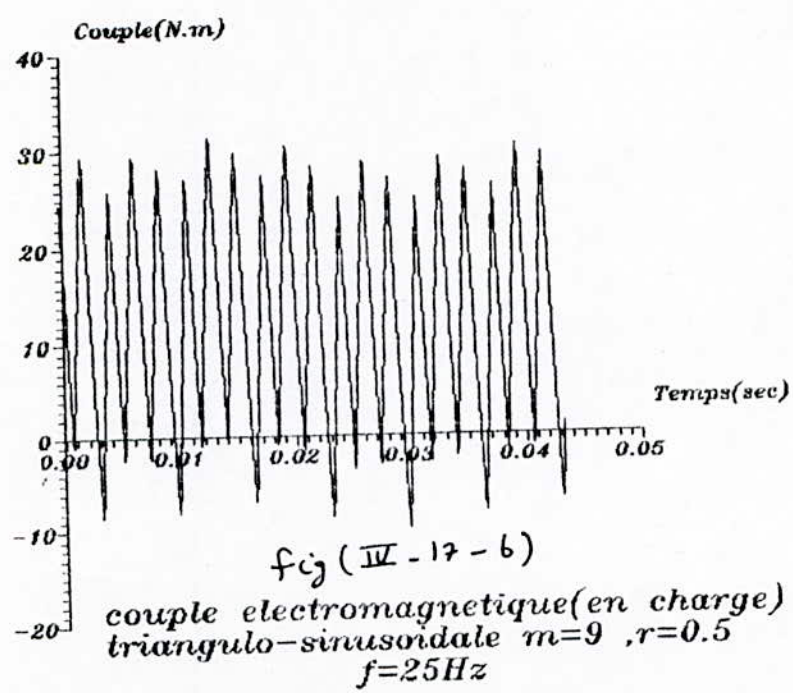
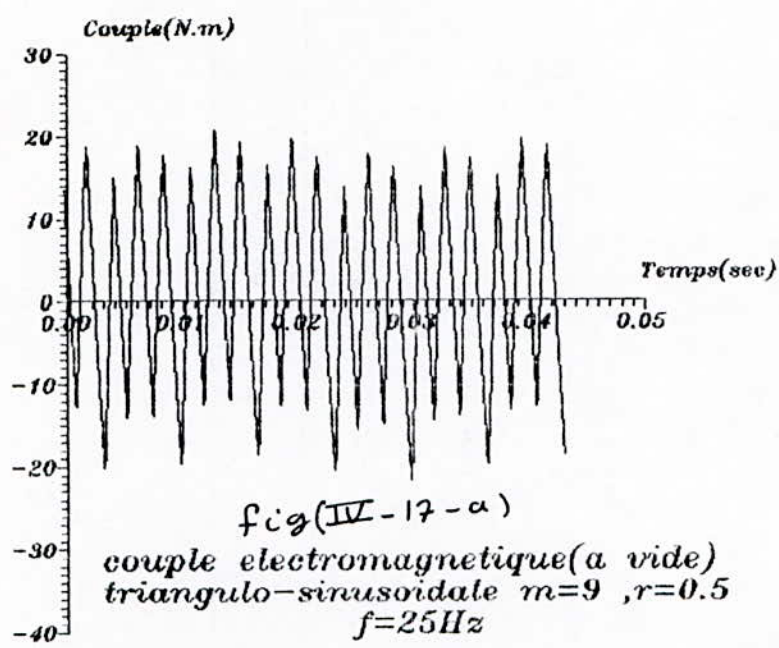




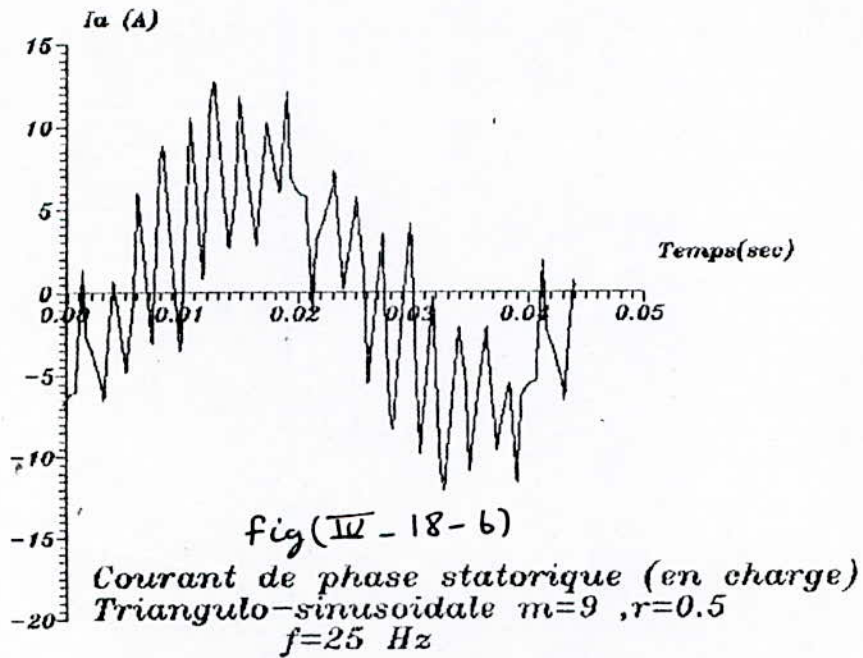
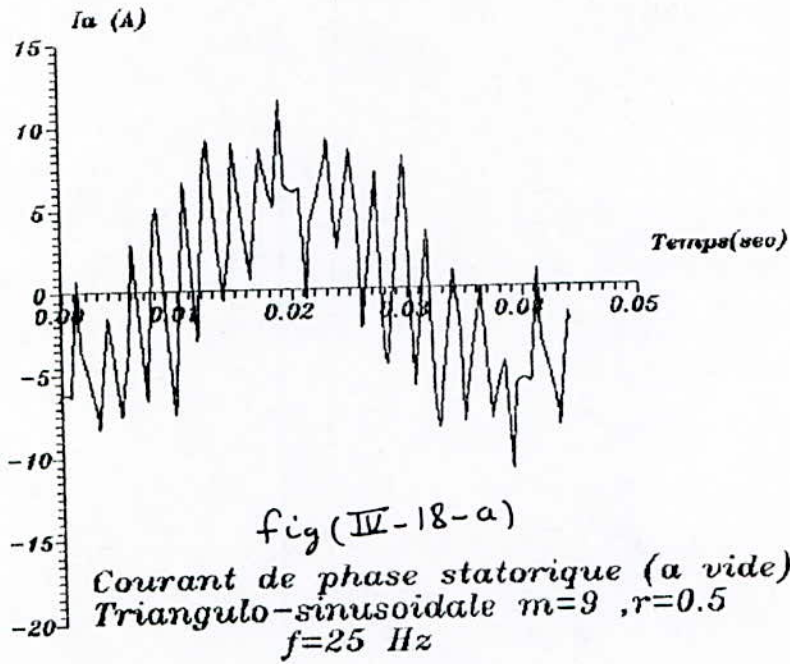
fig(IV -16 -a) courbe de vitesse(a vide)  
 triangulo-sinusoidale  $m=9$  ,  $r=0.5$   
 $f=25\text{Hz}$

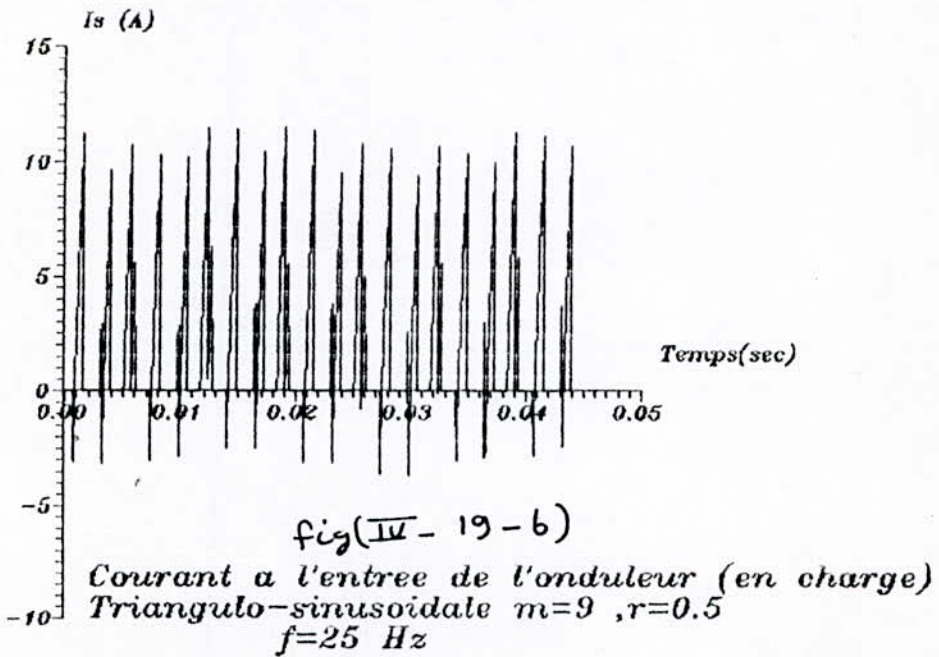
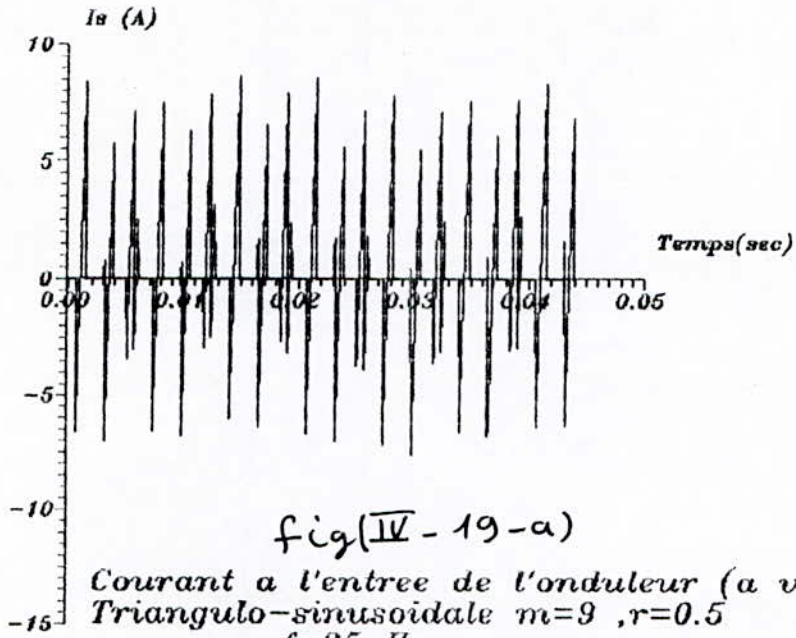


fig(IV -16 -b) courbe de vitesse(en charge)  
 triangulo-sinusoidale  $m=9$  ,  $r=0.5$   
 $f=25\text{Hz}$









#### IV-3-4-c-Elimination d'harmoniques: ( $V/V_0 = 0.5$ )

##### Premier cas: Elimination de l'harmonique 5 :

\* Les figures IV-20-a et IV-20-b représentent les tensions simple et composée statoriques . La valeur maximale de la tension est d'environ 400 V .

\* Les figures IV-21-a et IV-21-b représentent les variations de vitesse à vide et en charge . on remarque l'absence d'ondulation au niveau du coude de la courbe, d'où on déduit que cette ondulation est dûe principalement à l'harmonique 5 .

\* Les figures de IV-22-a à IV-24-b représentent les variations du couple, du courant statorique et à l'entrée de l'onduleur respectivement à vide et en charge .

Le couple en charge varie autour de 12 N.m avec une ondulation d'environ 200% .

Les pics du courant statorique arrivent jusqu'à 15 A et ceux du courant à l'entrée de l'onduleur arrivent à 14 A .

Ces variations du couple et des courants sont plus importantes à celles vues en commande pleine onde, cela est dû à la tension d'alimentation qui est plus importante .

##### second cas: Elimination des harmoniques 5,7 et 11:

Les figures IV-25-a et IV-25-b représentent les tensions simple et composée statoriques .

Le maximum de la tension composée est d'environ 400 V .

\* Les figures IV-27-a et IV-27-b représentant le couple à vide et en charge montrent la réduction de l'ondulation du couple en module par rapport au cas de l'élimination de l'harmonique d'ordre 5 seulement . En charge l'ondulation du couple est d'environ 100 %

autour de sa valeur moyenne de 12 N.m .

De même pour les courants, les piques du courant statorique  $I_a$  (fig IV-28) et à l'entrée de l'onduleur  $I_s$  (fig IV-29) ne dépassent pas les 12 A .

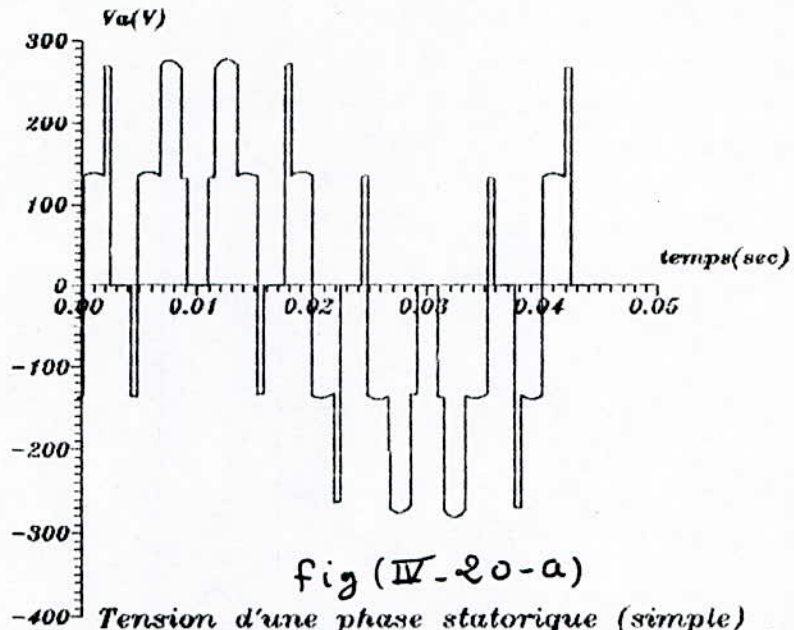


fig (IV-20-a)

Tension d'une phase statorique (simple)  
 Elimination de l'harmonique 5 ( $V/V_0=0.6$ )  
 $f=25$  Hz

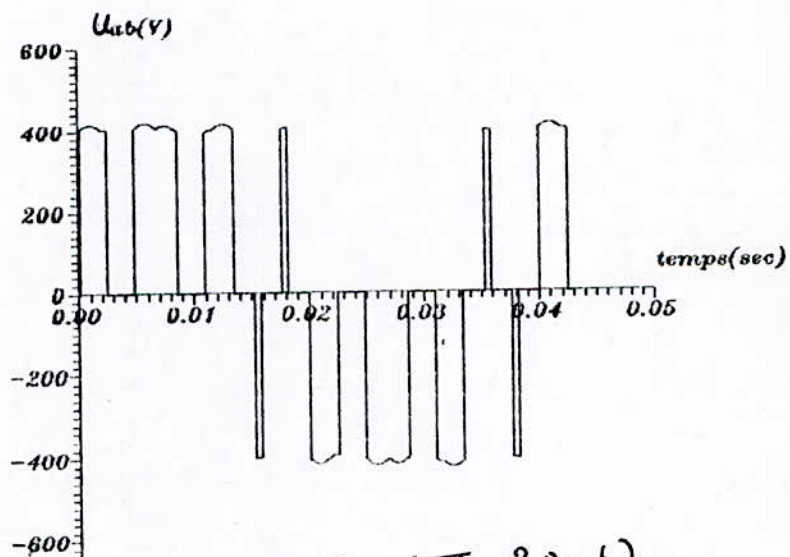


fig (IV-20-b)

Tension composee (entre deux phases)  
 Elimination de l'harmonique 5 ( $V/V_0=0.6$ )  
 $f=25$  Hz

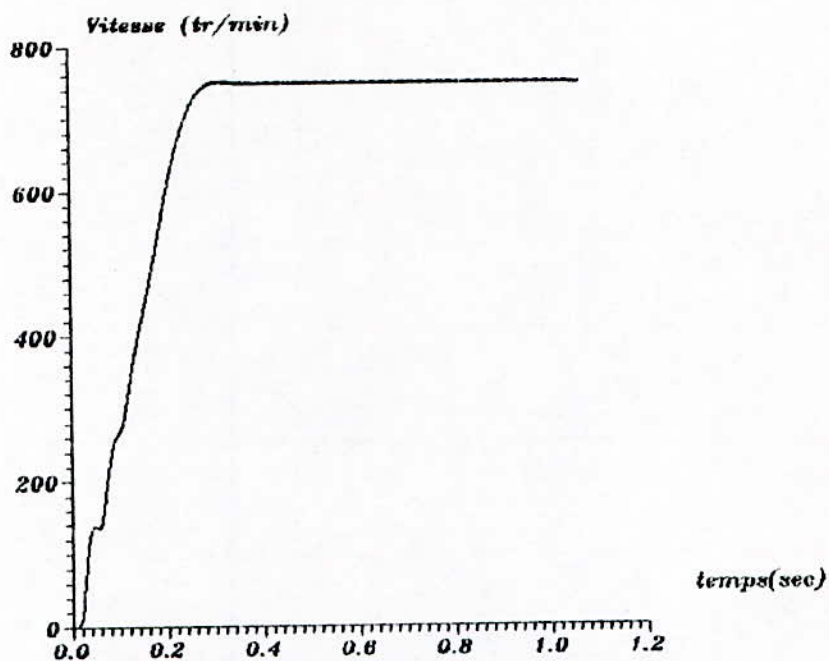


fig (IV-21-a) Courbe de vitesse (a vide)  
 Elimination de l'harmonique 5 ( $V/V_0=0.6$ )  
 $f=25$  Hz

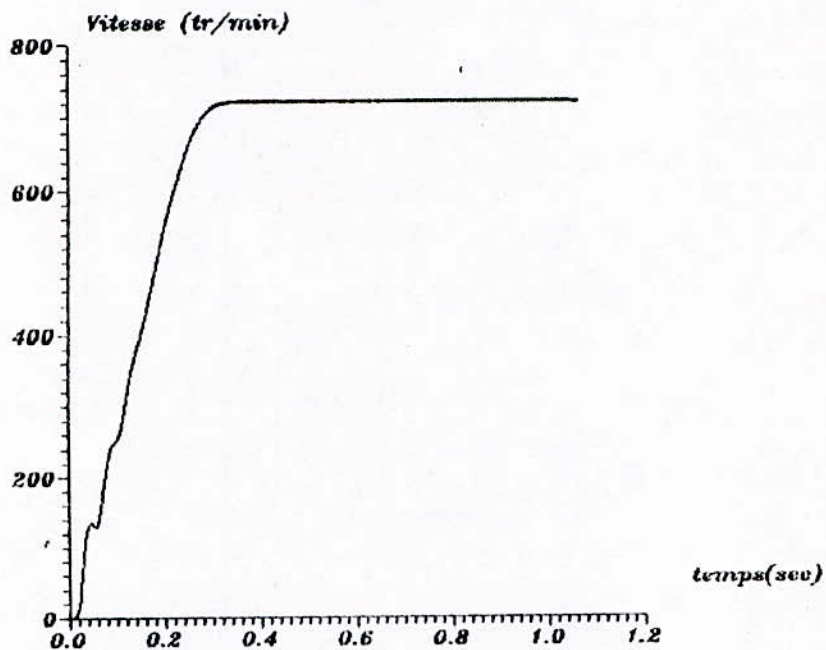
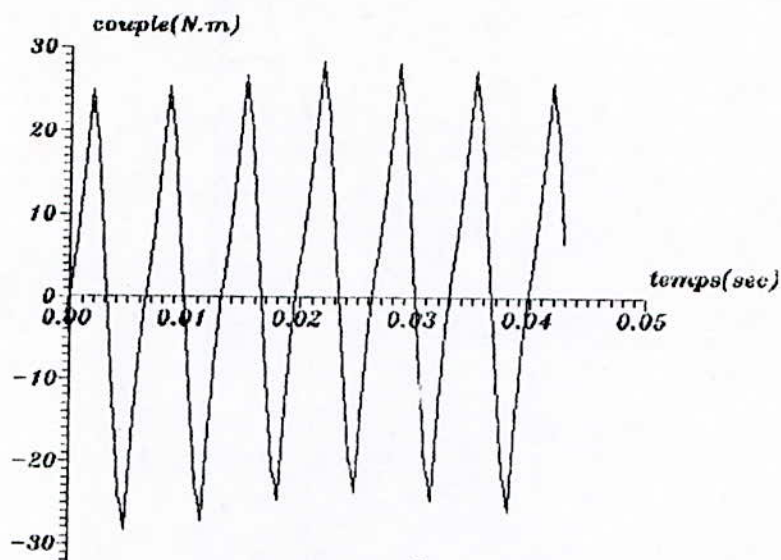
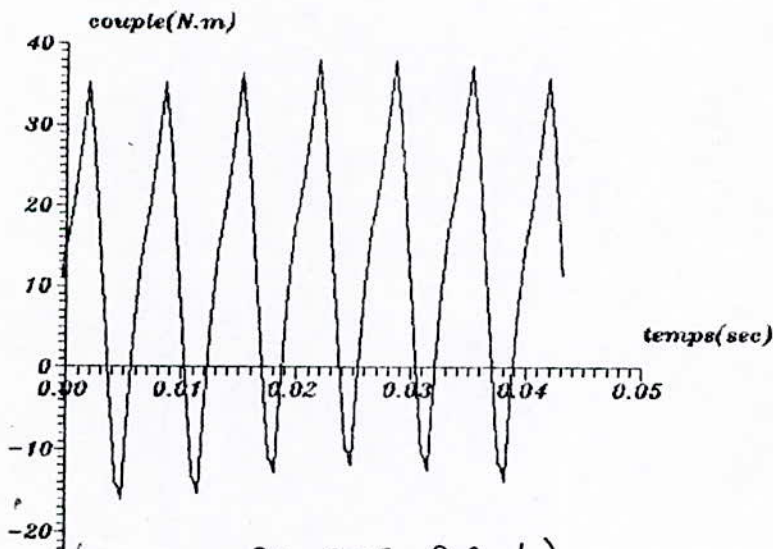


fig (IV-21-b) Courbe de vitesse (en charge)  
 Elimination de l'harmonique 5 ( $V/V_0=0.6$ )  
 $f=25$  Hz



fig(IV-22-a)

Couple electromagnetique (a vide)  
 Elimination de l'harmonique 5 ( $V/V_0=0.6$ )  
 $f=25$  Hz



fig(IV-22-b)

Couple electromagnetique (en charge)  
 Elimination de l'harmonique 5 ( $V/V_0=0.6$ )  
 $f=25$  Hz

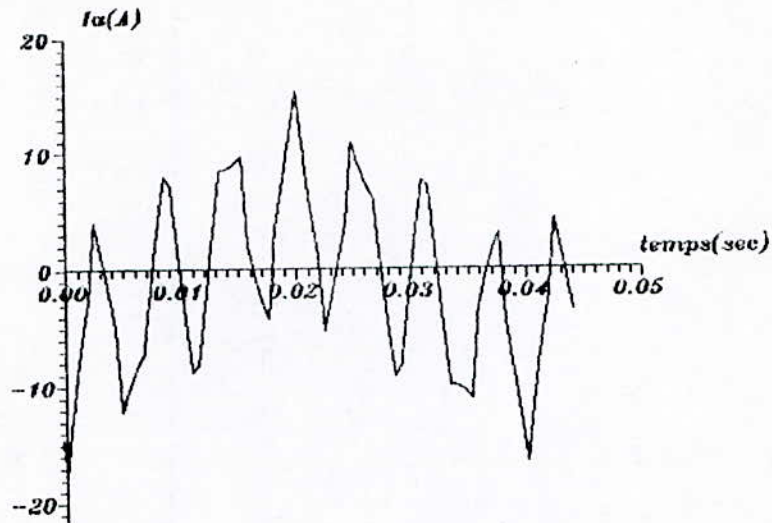


fig (IV-23-a)

Courant de phase statorique (A vide)  
 Elimination de l'harmonique 5 ( $V/V_0=0.6$ )  
 $f=25$  Hz

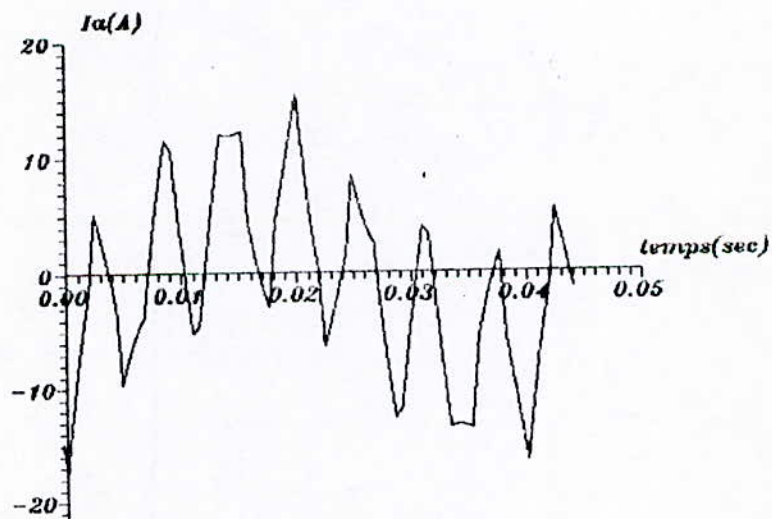


fig (IV-23-b)

Courant de phase statorique (en charge)  
 Elimination de l'harmonique 5 ( $V/V_0=0.6$ )  
 $f=25$  Hz



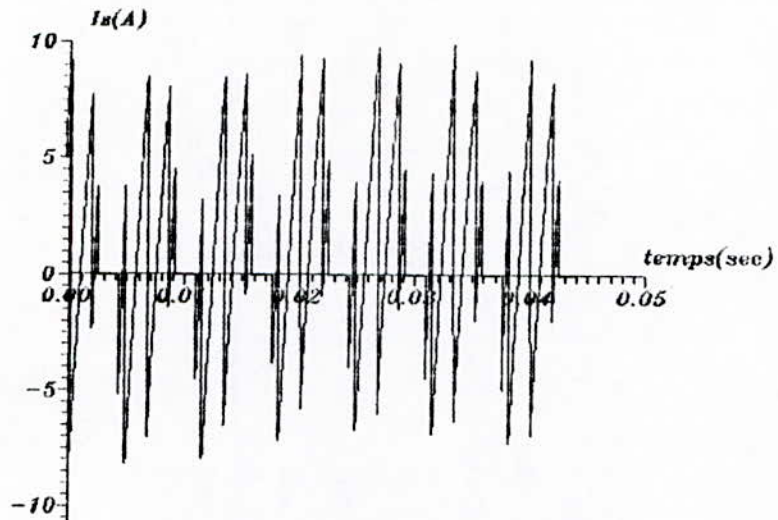


fig (IV-24-a)

-15 Courant a l'entree de l'onduleur (a vide)  
 Elimination de l'harmonique 5 ( $V/V_0=0.6$ )  
 $f=25$  Hz

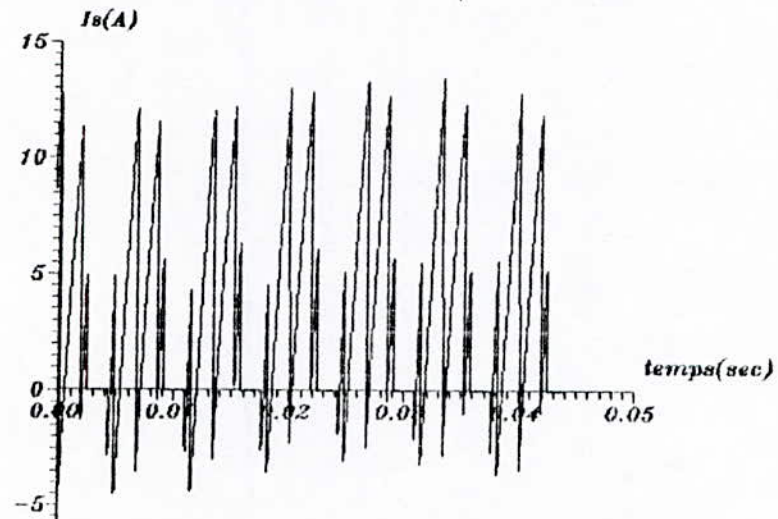
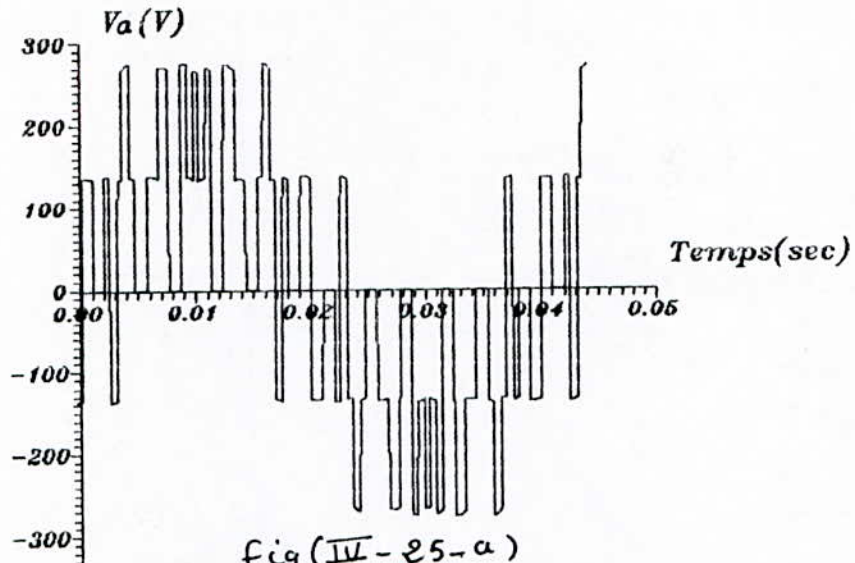
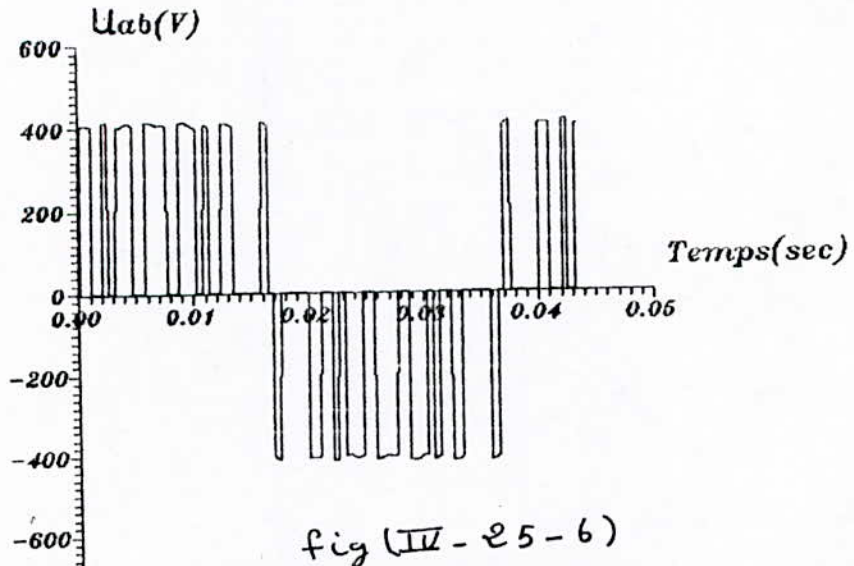


fig (IV-24-b)

-10 Courant a l'entree de l'onduleur (en charge)  
 Elimination de l'harmonique 5 ( $V/V_0=0.6$ )  
 $f=25$  Hz



fig(IV-25-a)  
 Tension d'une phase statorique (simple)  
 Elimination des harmoniques 5,7,11 ( $V/V_0=0.6$ )  
 $f=25(\text{Hz})$



fig(IV-25-b)  
 Tension composee(entre deux phases statoriques)  
 Elimination des harmoniques 5,7,11 ( $V/V_0=0.6$ )  
 $f=25(\text{Hz})$

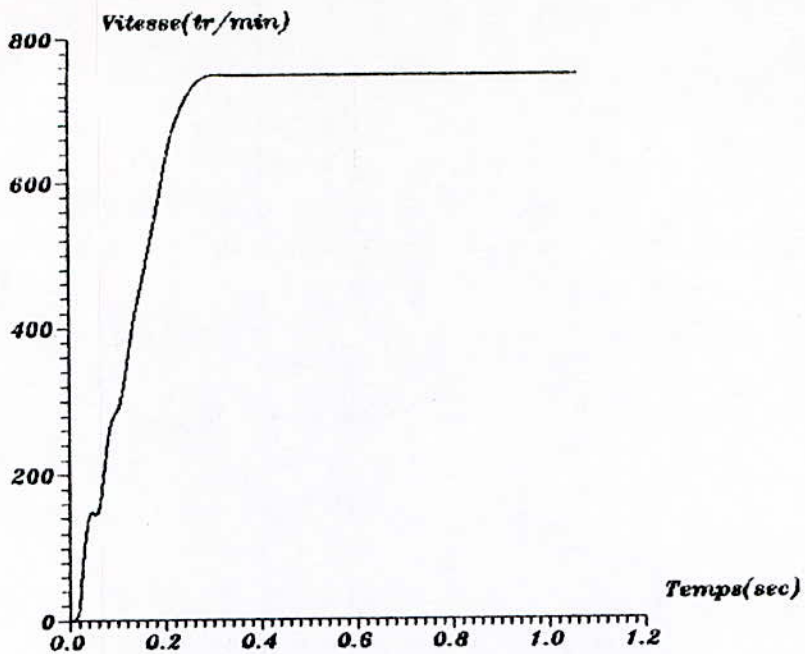


fig (IV-26-a) Courbe de vitesse (a vide)  
 Elimination des harmoniques 5,7,11 ( $V/V_0=0.6$ )

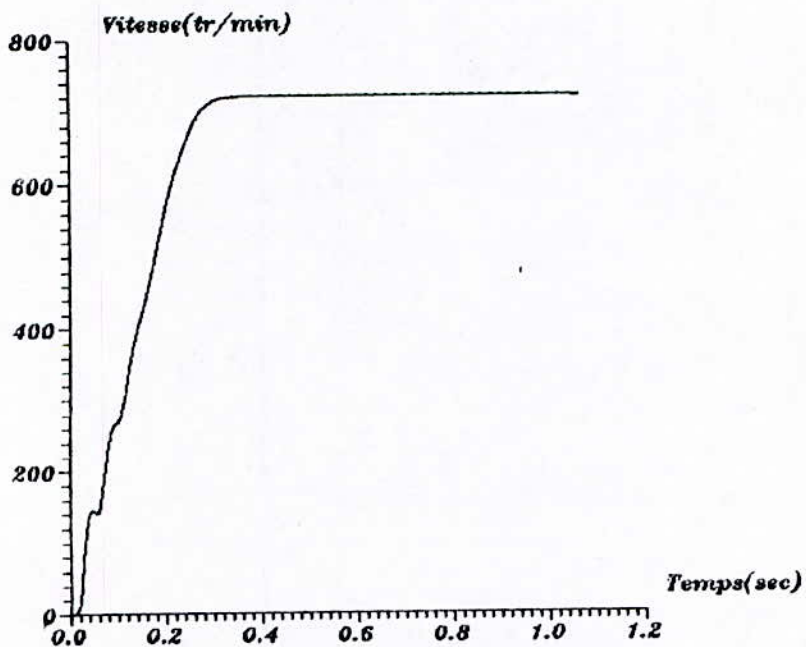


fig (IV-26-b) Courbe de vitesse (en charge)  
 Elimination des harmoniques 5,7,11 ( $V/V_0=0.6$ )

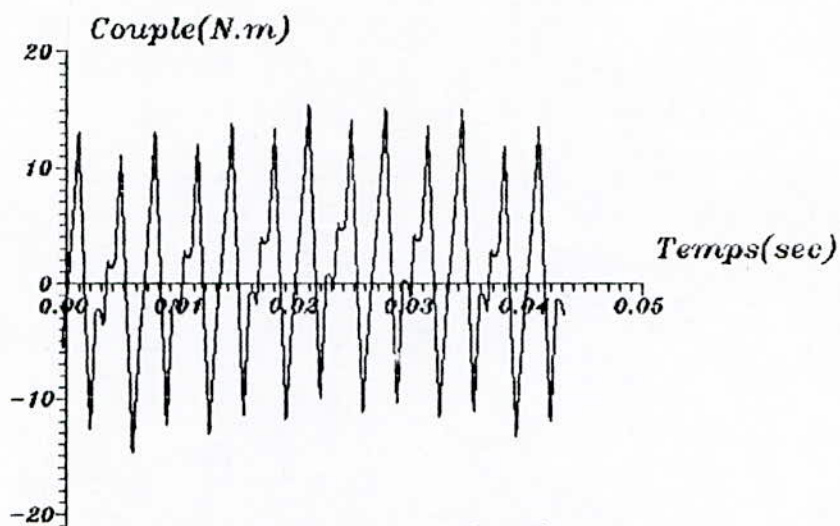


fig (III-27-a)

Couple electromagnetique (a vide)  
 Elimination des harmoniques 5,7,11 ( $V/V_0=0.6$ )  
 $f=25(\text{Hz})$

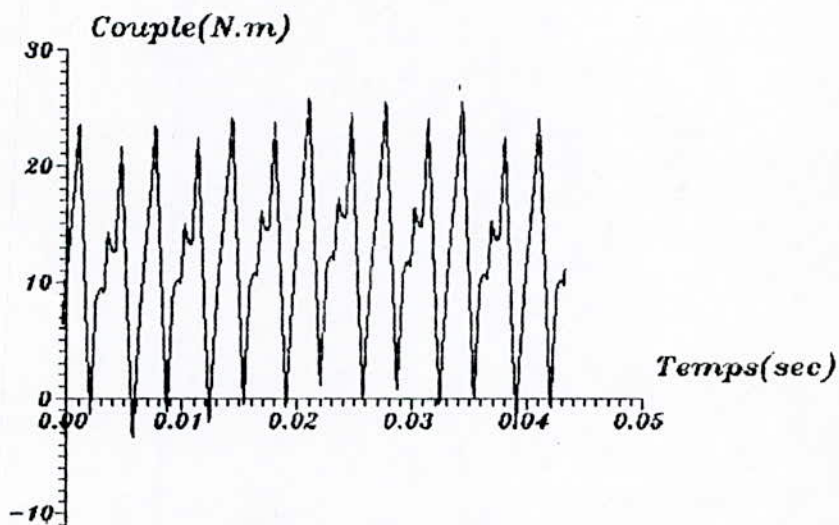


fig (IV-27-b)

Couple electromagnetique (en charge)  
 Elimination des harmoniques 5,7,11 ( $V/V_0=0.6$ )  
 $f=25(\text{Hz})$

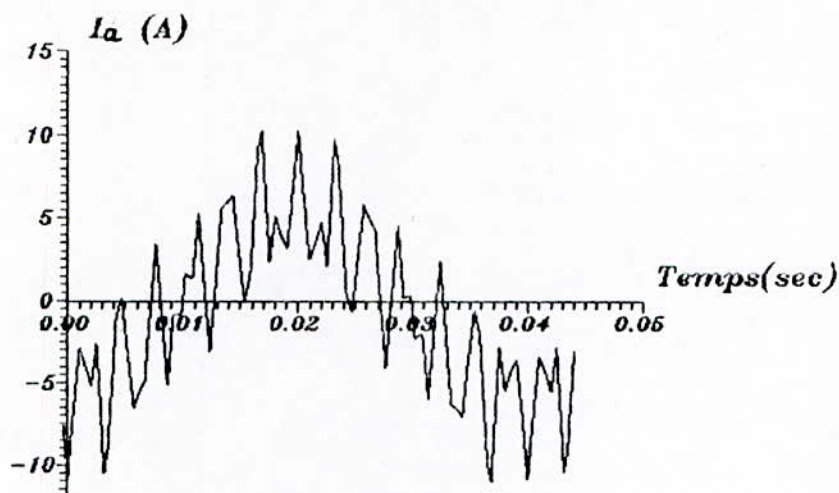


fig (IV-28-a)  
 Courant statorique (a vide)  
 Elimination des harmoniques 5,7,11 ( $V/V_0=0.6$ )  
 $f=25(\text{Hz})$

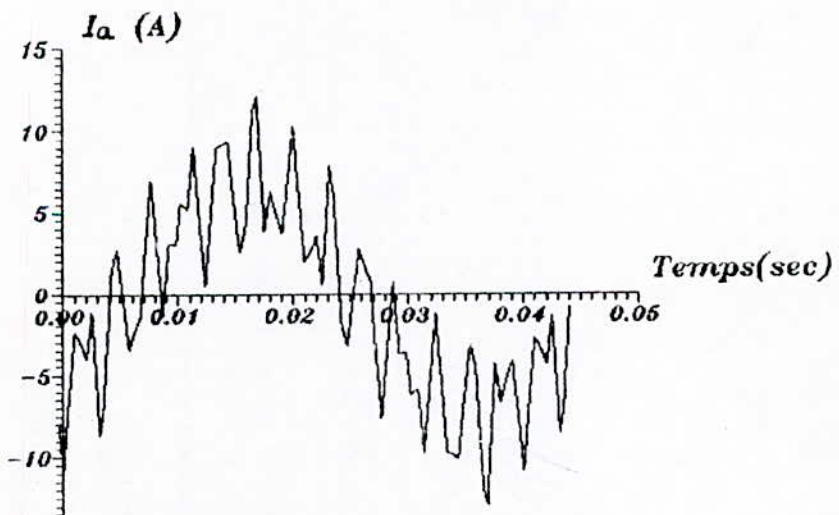


fig (IV-28-b)  
 Courant statorique (en charge)  
 Elimination des harmoniques 5,7,11 ( $V/V_0=0.6$ )  
 $f=25(\text{Hz})$

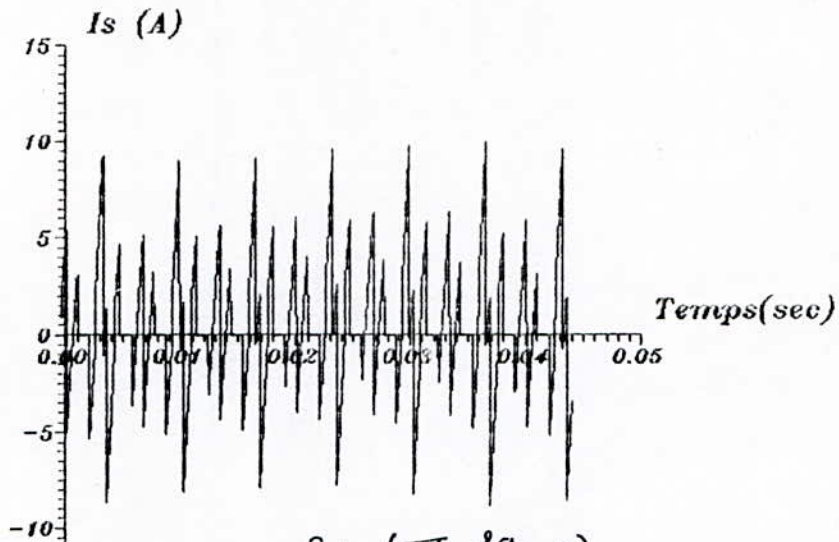


fig (IV-29-a)

Courant a l'entree de l'onduleur (a vide)  
 Elimination des harmoniques 5,7,11 ( $V/V_0=0.6$ )  
 $f=25(\text{Hz})$

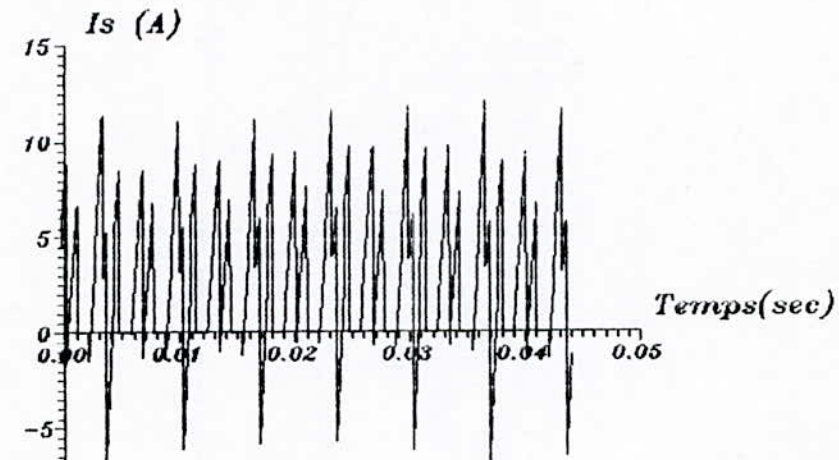


fig (IV-29-b)

Courant a l'entree de l'onduleur (en charge)  
 Elimination des harmoniques 5,7,11 ( $V/V_0=0.6$ )  
 $f=25(\text{Hz})$

Conclusion: Les résultats obtenus montrent que les ondulations de vitesse au niveau du coude sont dues aux harmoniques d'ordre bas et principalement celui d'ordre 5 . Ces harmoniques sont limités en commande triangulo-sinusoidale en augmentant l'indice de modulation et peuvent être annulés par la commande à élimination d'harmoniques . Les harmoniques de courant (donc de couple) d'ordres supérieurs sont filtrés par la self du moteur, et de plus leur effet est limité par son inertie .

---

## CONCLUSION GENERALE

---

Au cours de cette étude, on est arrivé à définir un modèle globale de l'association ONDULEUR-MOTEUR ASYNCHRONE qu'on a remplacé par un système mécanique alimenté par un hacheur avec diode de roue libre .

Les grandeurs de ce modèle sont celles vues du côté filtre (entrée de l'onduleur) et non comme pour la modélisation classique de l'association .

On a montré que le modèle ainsi établi est général, il est applicable pour n'importe quelle stratégie de commande .

L'étude des différentes stratégies de commande d'un onduleur a montré que les stratégies de modulation de largeur d'impulsion permettent d'éliminer ou de limiter les harmoniques nuisibles au fonctionnement du système, alors que la commande pleine-onde présente un gain en tension plus important .



[1] : M.O.MAHMOUDI

" Variateurs de vitesse pour moteur asynchrone "

These de magister E.N.P 1986

[2] : SEGUIER - F.LABRIQUE

" Les convertisseurs de l'électronique de puissance "

Tome 4 ' La conversion continue-alternative '

[3] : M.FARES - A.HACHI

" Etude du comportement du moteur asynchrone alimenté  
par un onduleur à M.L.I "

Projet de fin d'étude E.N.P 1990

[4] : J.CHATELAIN

" Machines électriques "

Tome 1 ' machines à courant alternatif '

[5] : G.SEGUIER - J.LESENNE - P.NOTELET

" Introduction à l'électrotechnique approfondie "

[6] : P.D.ZIOGAS - E.P.WEICHMANN

" Generalised functions model for three phase  
P.W.M inverter/rectifier converters "

IEEE Tran.Ind.Appl Vol IA-23 march/april 87

[7] : R.CHAUPRADE

" Electronique de puissance "

Tome 2 ' commande des moteurs à courant alternatif '

[8] : H.MOULAI

" Etude par simulation numérique du MAS en régime variable "  
projet de fin d'étude E.N.P 1985

[9] : A.BENSSENOUCI

" Modélisation et simulation des réseaux électriques "  
Cours de 5<sup>eme</sup> année electrotechnique 1990/1991