

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE
MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE

CENTRE UNIVERSITAIRE D'EL-OUED
Département de génie électrique et hydraulique

MEMOIRE DE FIN D'ETUDE

En vue de l'obtention du diplôme d'Ingénieur d'Etat en Electrotechnique

Option : Réseaux Electriques

Thème

**Etude des Différentes Techniques de
Commande d'un Onduleur Associé à une
Machine Asynchrone**

Présenté par :

**GHENBAZI Tayeb
CHERRQHI Ali
REGUEA Mohammed**

Encadré par :

M^r MESBAHI Nadhir

Promotion 2008

SOMMAIRE

INTRODUCTION GENERALE	1
CHAPITRE I : MODELISATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE	
I.1. INTRODUCTION	3
I.2. PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT	3
I.3. LE GLISSEMENT	4
I.4. MODÉLISATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE	4
I.4.1. Hypothèses simplificatrices	4
I.4.2. Modèle électrique	5
I.4.3. Modèle dynamique	5
I.4.4. Equations électriques	6
I.4.5. Equations magnétiques	7
I.5. TRANSFORMATION DE PARK	9
I.6. LES EQUATIONS ELECTRIQUES ET MAGNETIQUES DU MODELE BIPHASE	11
I.6.1. Equations électriques	12
I.6.2. Equations des flux	12
I.7. DEFINITION DES DIFFERENTS REFERENTIELS	14
I.7.1. Référentiel fixe par rapport au stator	15
I.7.2. Référentiel fixe par rapport au rotor	15
I.7.3. Référentiel fixe par rapport au champ tournant	16
I.8. EQUATIONS DE PARK DE LA MACHINE ASYNCHRONE DANS LES SYSTEMES LIES AU CHANP TOURNANT	16
I.9. MISE SOUS FORME D'EQUATIONS D'ETAT DU MODELE DE LA MACHINE ASYNCHRONE	17
I.10. EXPRESSION DE COUPLE ELECTROMAGNETIQUE	19
I.11. EQUATION DU MOUVEMENT	20
CHAPITRE II : MODELISATION DE L'ONDULEUR DE TENSION	
II.1. INTRODUCTION	21
II.2. CLASSIFICATION DES ONDULEURS	21
II.2.1. Onduleurs non autonome	21
II.2.2. Onduleur autonome	21

II.2.2.1. Les onduleurs (autonomes) de tension	21
II.2.2.2. Les onduleurs (autonomes) de courants	22
II.2.3. Les onduleurs à résonance	22
II.3. TYPES D'ONDULEURS AUTONOMES DE TENSION	22
II.3.1. Les onduleurs monophasés	22
II.3.2. Les onduleurs triphasés	24
II.4. LES ONDULEURS MULTI NIVEAUX	24
II.5. MODELISATION DE L'ONDULEUR DE TENSION	24
II.5.1. Description de l'onduleur triphasé	24
II.5.2. Modèle de l'onduleur de tension	25
CHAPITRE III : DIFFERENTES TECHNIQUES DE COMMANDE DE L'ONDULEUR	
III.1. INTRODUCTION	28
III.2. TYPES DE COMMANDES	28
III.3. COMMANDE PLEINE-ONDE	28
III.4. PRINCIPE DE LA COMMANDE EN (MLI) DES ONDULEURS TRIPHASES	33
III.5. LA MOULATION DE LARGEUR D'IMPULSION	33
III.5.1 Principe de la modulation de largeur d'impulsion	33
III.5.2 caractéristique de la modulation de largeur d'impulsion	34
III.6. COMMANDE PAR HYSTERESIS	35
CHAPITRE IV : SIMULATION ET INTERPRETATIONS DES RESULTATS	
IV.1. INTRODUCTION	37
IV.2. SIMULATION DE L'ASSOCIATION ONDULEUR –MACHINE COMMANDE PAR TECHNIQUE PLEINE ONDE	37
IV.3. SIMULATION DE L'ASSOCIATION ONDULEUR –MACHINE COMMANDE PAR MLI TRIANGLO-SINUSOÏDALE	45
IV.4. SIMULATION DE L'ASSOCIATION ONDULEUR-MACHINE COMMANDEE PAR HYSTERESIS	60
CONCLUSION GENERALE	67
ANNEXE	
BIBLIOGRAPHIE	

INTRODUCTION GENERALE

Les progrès récemment réalisés dans les domaines de l'électronique de puissance et de la commande numérique ont permis depuis peu l'essor des variateurs de vitesse pour les machines à courant alternatif. Aujourd'hui ces machines peuvent remplacer celles à courant continu dans la plupart des entraînements à vitesse variable.

Certes, si les moteurs à courant continu bénéficient toujours d'une certaine faveur dans le domaine industriel, il semble que les recherches de ces dernières conduisent à une utilisation de plus en plus grande des moteurs à courant alternatif. Ces derniers (moteurs synchrones ou asynchrones) s'ils sont moins souples que les moteurs à courant continu pour le réglage de leur vitesse ont en revanche l'avantage d'être plus robustes et meilleur marché.

L'entraînement à vitesse variable des machines électriques était l'objectif de plusieurs études dans ces dernières années grâce à l'évolution technologique des convertisseurs statiques qui représentent le véritable cœur de tous système électrique. A partir d'une source d'énergie brute, ils doivent alimenter les différents circuits en énergie, avec un flux maîtrisé et adapté aux conditions de fonctionnement .Si l'on sait aujourd'hui remplir toutes les fonctions de conversion, les concepteurs s'efforcent d'améliorer continuellement certaines performances. La réduction du coût d'exploitation global est bien souvent le critère principal pour l'utilisateur final, cet objectif ultime doit être décomposé en plusieurs objectifs intermédiaires : augmentation du rendement, augmentation des performances dynamiques, réduction des perturbations, recherche d'une meilleure sûreté de fonctionnement.

L'alimentation à fréquence variable de la machine se fait à l'aide d'un convertisseur statique généralement continu-alternatif. La source d'entrée peut être du type source de courant ou du type source de tension. A la sortie du convertisseur, on contrôle l'amplitude des tensions statoriques ou l'amplitude des courants statoriques et la vitesse de rotation.

Les onduleurs triphasés à deux niveaux sont les plus utilisés dans les industries à cause de leur prix qui est moins chers par rapport aux autres (multiniveaux), ils sont plus économiques,

et très approuvés du côté de la réalisation d'où une forte demande du côté commercial. Ils sont aussi plus faciles du côté de la commande électrique.

Ce présent travail est relatif à une étude comparative entre différentes techniques de commande des onduleurs à MLI associés à une machine asynchrone.

Ce mémoire a été structuré comme suit :

Le premier chapitre présente la modélisation de la machine asynchrone nécessaire pour élaborer un schéma de simulation de la commande de la machine

Dans le deuxième chapitre, nous présentons les différentes classifications des onduleurs, puis la modélisation de l'onduleur triphasé à deux niveaux.

Le troisième chapitre est réservé à l'étude des différentes techniques de commande des onduleurs à MLI.

Quatrième chapitre est consacré à la simulation et l'interprétation des techniques de commande.

Ce travail s'achève avec une conclusion générale qui résume tout le travail et qui donne une synthèse des différents résultats faites dans cette étude.

I.1. INTRODUCTION

La modélisation de la machine asynchrone représente une phase indispensable, elle consiste à retrouver, à partir de son formalisme, une représentation de l'ensemble convertisseur- machine-commande d'une façon, à la fois synthétique et claire, très proche des représentations par fonction de transfert des systèmes asservis. Cette représentation est une aide intéressante pour calculer certaines commandes [1].

Ainsi, l'élaboration du modèle mathématique, sous forme dynamique, de la machine asynchrone est nécessaire pour observer et analyser les différentes évolutions de ses grandeurs électromécaniques d'une part et d'autre part de prévoir le contrôle nécessaire s'il y a lieu pour pallier aux différents effets contraignants qui peuvent accompagner, généralement, les opérations de démarrage, de freinage et de variation de charge,... etc. [2].

Ce chapitre traitera la modélisation de la machine asynchrone, basée sur la transformation de Park qui rapporte les équations électriques statoriques et rotoriques à des axes perpendiculaires électriquement appelés (α, β) .

I.2. PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT

Les courants rotoriques, selon la loi de (Lenz), s'opposent à leur cause c'est-à-dire au déplacement du champ par apport au rotor. Le système des forces va entraîner le rotor à la poursuite du champ et essayer de le faire tourner à la même vitesse Ω_s , cette vitesse ne peut être atteinte, car il n'y aurait plus de courants induits donc plus de forces, et le rotor tourne à une vitesse Ω_r inférieure à Ω_s il n'est pas au synchronisme du champ: la machine est dite asynchrone.

Le champ tournant agit en deux temps:

- 1- créations des courants rotoriques.
- 2- Créations des forces sur le rotor parcouru par les courants.

Pour faire tourner la machine, il suffit au rotor d'être le siège de courants induits. Il pourrait alors être simplement formé d'un cylindre massif, sans enroulements.

On y gagnerait en simplicité de fabrication, mais un tel moteur aurait de mauvaises caractéristiques. Pour améliorer les performances mécaniques et énergétiques (rendement), on a été conduit à donner au rotor deux types fondamentaux de structure: rotor bobiné, et rotor à cage.

I.3. LE GLISSEMENT

Pour permettre de caractériser le fonctionnement de machine, il est possible de la lier à sa vitesse. Mais celle-ci reste, malgré tout, en marche normale assez voisine de vitesse de synchronisme par conséquent c'est l'écart par rapport à vitesse de synchronisme qui est le plus significatif. Le glissement g est défini par:

$$g = \frac{\Omega_s - \Omega_r}{\Omega_s} \quad (\text{I.1})$$

La vitesse relative du champ statorique par rapport au rotor est angulaire de glissement, elle est égale à la différence des deux vitesses.

$$\Omega_g = \Omega_s - \Omega_r \Rightarrow n_g = n_s - n_r \quad (\text{I.2})$$

Ω_g : vitesse angulaire de glissement.

Parfois on l'exprime en % et dans ce cas

$$g = \frac{\Omega_s - \Omega_r}{\Omega_s} \times 100 \quad (\text{I.3})$$

Il est bon de remarquer également que la relation (I.2) peut s'écrire comme suit:

$$n_r = n_s(1 - g) \quad \text{et} \quad \Omega_r = \Omega_s(1 - g) \quad (\text{I.4})$$

I.4. MODÉLISATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE

I.4.1. Hypothèses simplificatrices

La modélisation de la machine asynchrone est établie sous les hypothèses simplificatrices suivantes [3], [4], [5] :

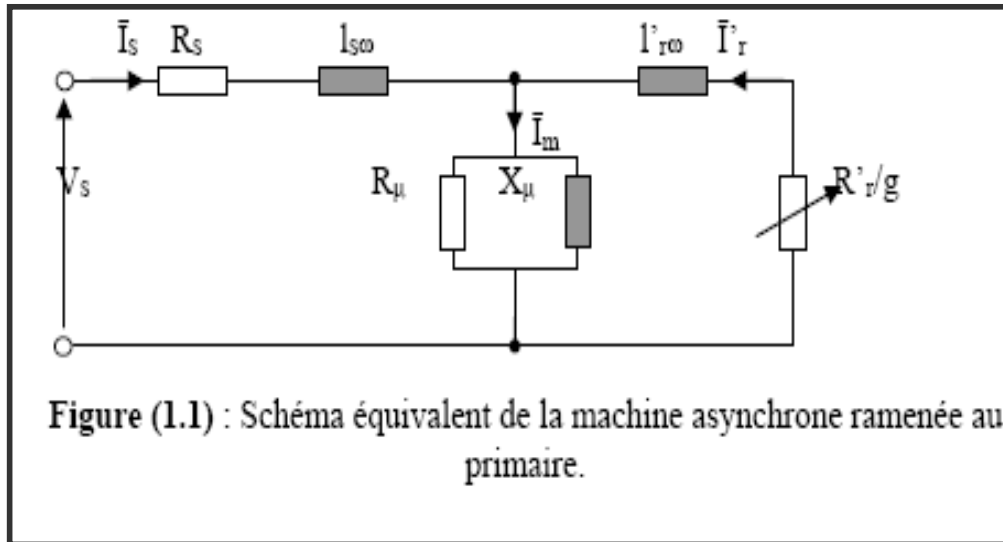
- Entrefer constant, l'effet des encoches négligeable.
- Distribution spatiale sinusoïdale des forces magnétomotrices d'entrefer.
- Circuit magnétique non saturé et parfaitement feuilleté.
- Pertes ferromagnétiques négligeables.
- L'influence de l'échauffement sur les caractéristiques n'est pas prise en compte.
- La répartition de l'induction, le long de l'entrefer, soit sinusoïdale.

Parmi les conséquences importantes de ces hypothèses, on peut citer :

L'additivité des flux, les constantes des inductances propres, la loi de variation sinusoïdale des inductances mutuelles entre les enroulements statoriques et rotoriques en fonction de l'angle électrique de leurs axes magnétiques.

I.4.2. Modèle électrique

Le fonctionnement physique du moteur à induction permet de développer un circuit équivalent par phase. Ce circuit est donné par la Figure (I.1) et permet d'extraire les différents paramètres physiques du moteur.

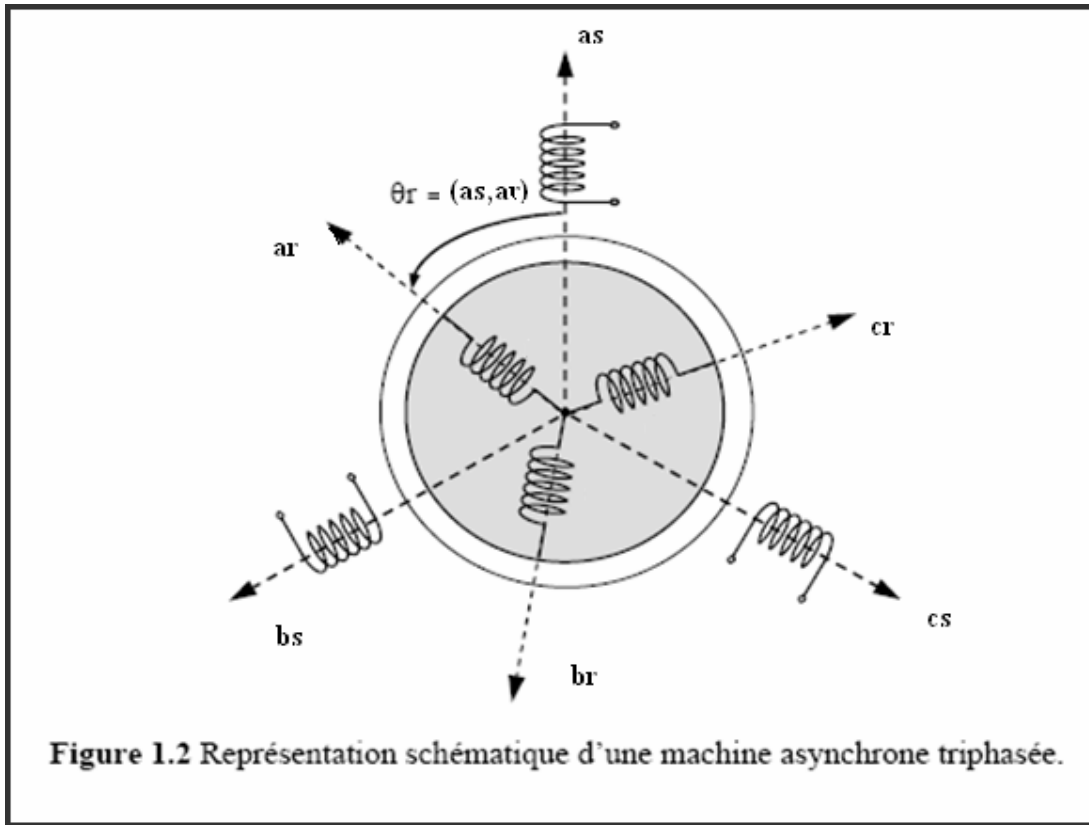


I.4.3. Modèle dynamique

Le circuit de la Figure (I.1) est seulement valable en régime stationnaire. Dans un système où le moteur constitue un élément dans une chaîne d'entraînement, son comportement dynamique doit être pris en considération. L'effet de couplage entre phases du stator et du rotor rend complexe l'étude du comportement dynamique d'une machine à courant alternatif, surtout à cause de la variation des coefficients de couplage avec la position du rotor.

• Mise en équations

Soit une machine asynchrone triphasée au stator et au rotor représentée schématiquement par la Figure (I.2), et dont les phases sont repérées respectivement a_s, b_s, c_s et a_r, b_r, c_r . L'angle électrique θ_r étant variable en fonction du temps, qui définit la position relative instantanée entre les axes magnétiques des phases a_s et a_r , qui sont choisis comme axes de références.



I.4.4. Equations électriques

D'après la figure (I.2) les équations du modèle de la machine asynchrone triphasée respectivement pour le stator (s) et rotor (r) comme suit:

$$\begin{bmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \end{bmatrix} = \frac{d}{dt} * \begin{bmatrix} \Phi_{as} \\ \Phi_{bs} \\ \Phi_{cs} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} \quad (I.5)$$

$$\begin{bmatrix} V_{ar} \\ V_{br} \\ V_{cr} \end{bmatrix} = \frac{d}{dt} * \begin{bmatrix} \Phi_{ar} \\ \Phi_{br} \\ \Phi_{cr} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} i_{ar} \\ i_{br} \\ i_{cr} \end{bmatrix} \quad (I.6)$$

Avec V , i et Φ sont respectivement la tension, le courant et le flux

I.4.5. Equations magnétiques

Les hypothèses simplificatrices citées antérieurement conduisent à des relations linéaires entre les flux et les courants de la machine asynchrone, ces relations s'écrivent matriciellement comme suit :

Pour le stator:

$$\begin{aligned}\Phi_{as} &= Ls.ias + Ms.ibs + Ms.ics + M(ar - as).iar + M(br - as).ibr + M(cr - as).icr \\ \Phi_{bs} &= Ms.ias + Ls.ibs + Ms.ics + M(ar - bs).iar + M(br - bs).ibr + M(cr - bs).icr \\ \Phi_{cs} &= Ms.ias + Ms.ibs + Ls.ics + M(ar - cs).iar + M(br - cs).ibr + M(cr - cr).icr\end{aligned}\quad (I.7)$$

Pour le rotor:

$$\begin{aligned}\Phi_{ar} &= Lr.iar + Mr.ibr + Mr.icr + M(as - ar).ias + M(bs - ar).ibs + M(cs - ar).ics \\ \Phi_{br} &= Mr.iar + Lr.ibr + Mr.icr + M(as - br).ias + M(bs - br).ibs + M(cs - br).ics \\ \Phi_{cr} &= Mr.iar + Mr.ibr + Lr.icr + M(as - cr).ias + M(bs - cr).ibs + M(cs - cr).ics\end{aligned}\quad (I.8)$$

Sous forme matricielle:

$$\begin{bmatrix} \Phi_{as} \\ \Phi_{bs} \\ \Phi_{cs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Las & Mas & Mas & Mrs.\cos\theta & Mrs.\cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) & Mrs.\cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ Mas & Las & Mas & Mrs.\cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & Mrs.\cos\theta & Mrs.\cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ Mas & Mas & Las & Mrs.\cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) & Mrs.\cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & Mrs.\cos\theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} ias \\ ibs \\ ics \\ iar \\ ibr \\ icr \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} \Phi_{ar} \\ \Phi_{br} \\ \Phi_{cr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Mrs.\cos\theta & Mrs.\cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & Mrs.\cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) & Lar & Mar & Mar \\ Mrs.\cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) & Mrs.\cos\theta & Mrs.\cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & Mar & Lar & Mar \\ Mrs.\cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & Mrs.\cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) & Mrs.\cos\theta & Mar & Mar & Lar \end{bmatrix} \begin{bmatrix} ias \\ ibs \\ ics \\ iar \\ ibr \\ icr \end{bmatrix}$$

$$[\Phi_s] = [L_{ss}][I_s] + [M][I_r] \quad (I.9)$$

$$[\Phi_r] = [L_{rr}][I_r] + [M][I_s] \quad (I.10)$$

Les matrices d'inductance sont définies comme suites:

$$[L_{ss}] = \begin{bmatrix} L_s & M_s & M_s \\ M_s & L_s & M_s \\ M_s & M_s & L_r \end{bmatrix} \quad (\text{I.11})$$

$$[L_{rr}] = \begin{bmatrix} L_r & M_r & M_r \\ M_r & L_r & M_r \\ M_r & M_r & M_r \end{bmatrix} \quad (\text{I.12})$$

$$[M] = M_{rs} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos \theta & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos \theta \end{bmatrix} \quad (\text{I.13})$$

La machine est définie par cinq inductances qui sont les matrices suscitées :

L_s : inductance propre d'une phase statorique .

L_r : inductance propre d'une phase rotorique .

M_s : inductance mutuelle entre deux phases statoriques.

M_r : inductance mutuelle entre deux phases rotoriques.

$M(as - ar), M(bs - ar), M(cs - ar) = M_{rs}$: inductances mutuelles entre les phases de stator et les phase de rotor.

θ : la position angulaire du rotor par rapport au stator.

M_{rs} : valeur maximale de l'inductance mutuelle lorsque les deux axes « as-ar » se coïncident.

Si on remplace Φ le flux par sa valeur on trouve les équations suivantes:

$$[V_s] = R_s [I_s] + [L_{ss}] \frac{d}{dt} [I_s] + \frac{d}{dt} \{ [M_{rs}] [I_r] \} \quad (\text{I.14})$$

$$[V_s] = R_r [I_r] + [L_{rr}] \frac{d}{dt} [I_r] + \frac{d}{dt} \{ [M_{rs}] [I_s] \} \quad (\text{I.15})$$

En plus de la difficulté de la détermination expérimentale des paramètres du modèle de la machine, la résolution analytique du système d'équation (I.14) et (I.15) se heurte à des difficultés du fait que les termes trigonométriques de la matrice des mutuelles inductances

(I.14) varient en fonction du temps. Cela conduira à l'usage de la transformation de Park qui permettra de rendre constant ces paramètres [6], [7].

L'équation (I.14) et (I.15) représentent le modèle asynchrone triphasé réel.

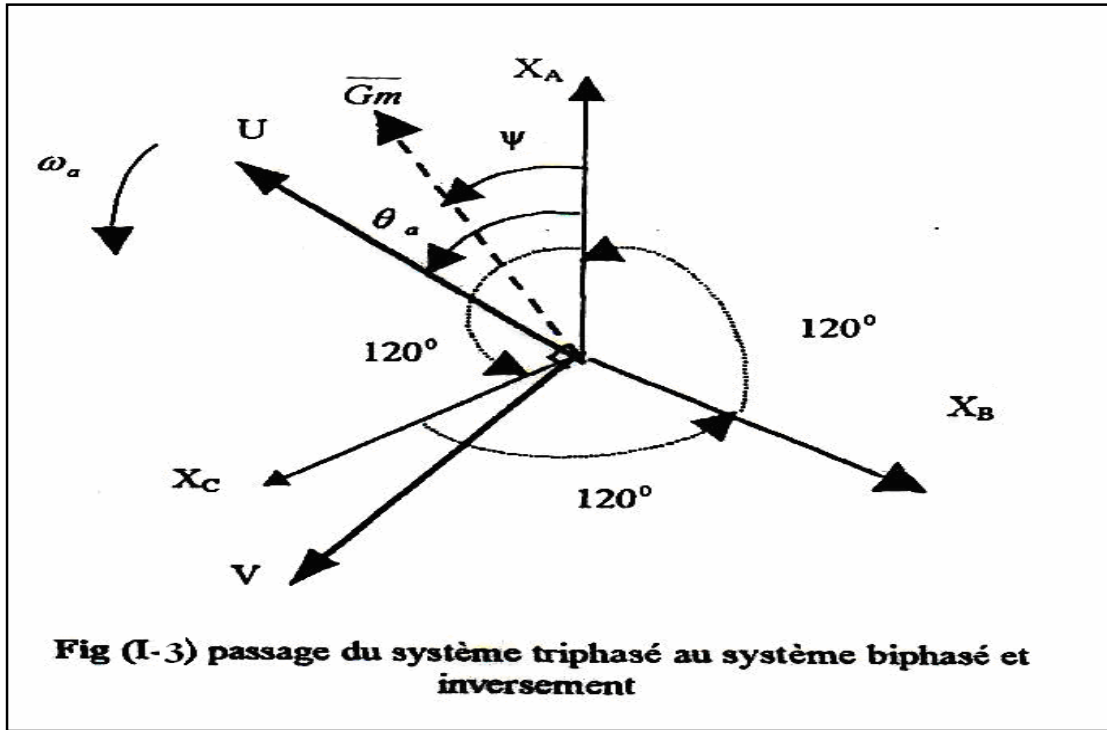
I.5. TRANSFORMATION DE PARK

La modélisation des machines asynchrones, en vue de leur commande repose principalement sur les travaux de "G. KRON" basés sur une approche tensorielle et qui ont donné naissance à la notion de la machine généralisée, un cas particulier de ce concept est le modèle de Park, faisant encore référence aujourd'hui pour la plupart des synthèses de commandes avancées. Nous nous intéressons ici plus particulièrement à son application à la machine asynchrone.

La conversion des variables de la machine réelles en variables de la machine primitive, implique, la transformation des enroulements de la machine originale, en enroulements disposés selon deux axes «U et V» qui, a pour effet de rendre les inductances mutuelles et propres indépendante de la rotation.

La condition de passage du système triphasé au système biphasé est la création d'un champ électromagnétique tournant avec des forces magnétiques égales. La fig (I-3) représente le système d'axes réel triphasé « X_A, X_B, X_C » et le système d'axes fictif «U.V» considérons le vecteur spatial Gm qui représente la valeur maximale de tension, courant, et flux [8].

Le système de passage du triphasé vers le système biphasé revient à exprimer les composantes «U,V» en fonction des anciens axes « X_A, X_B, X_C ». Les deux modèles sont équivalents du point de vue électrique et magnétique.



Ψ : représente l'angle entre le vecteur \overline{Gm} et l'axe de la phase X_A .

θ_a : représente l'angle instantané entre la phase de l'axe X_A et l'axe U.

$\omega_a = \frac{d\theta_a}{dt}$: la vitesse angulaire de rotation du système d'axes biphasé par rapport au système d'axes triphasé.

G : représente une tension, un courant ou un flux.

G_0 : représente la composante homopolaire, elle est nulle pour les systèmes triphasés équilibrés.

Le passage du système triphasé au système biphasé s'obtient en utilisant la matrice [A].

$$[A] = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos \theta_a & \cos(\theta_a - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_a - \frac{4\pi}{3}) \\ -\sin \theta_a & -\sin(\theta_a - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_a - \frac{4\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (I.16)$$

Donc :

$$\begin{bmatrix} G_U \\ G_V \\ G_o \end{bmatrix} = [A] \cdot \begin{bmatrix} G_A \\ G_B \\ G_C \end{bmatrix} \quad (\text{I.17})$$

La matrice de passage du système biphasé au système triphasé est donc :

$$[A]^{-1} = \begin{bmatrix} \cos \theta_a & -\sin \theta_a & 1 \\ \cos\left(\theta_a - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_a - \frac{2\pi}{3}\right) & 1 \\ \cos\left(\theta_a - \frac{4\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_a - \frac{4\pi}{3}\right) & 1 \end{bmatrix} \quad (\text{I.18})$$

Donc :

$$\begin{bmatrix} G_A \\ G_B \\ G_C \end{bmatrix} = [A]^{-1} \cdot \begin{bmatrix} G_U \\ G_V \\ G_o \end{bmatrix} \quad (\text{I.19})$$

Cette transformation est valable pour les courants les tensions et les flux.

Le système « U, V » tourne à la vitesse « $\omega_a - \omega_r$ » par rapport au rotor [9].

« 0 » : indice de l'axe homopolaire.

« U » : indice de l'axe direct.

« V » : indice de l'axe quadrature.

I.6. LES EQUATIONS ELECTRIQUES ET MAGNETIQUES DU MODELE BIPHASE

La transformation de Park consiste à appliquer aux grandeurs électriques et magnétique un changement de variable faisant intervenir l'angle entre l'axe des enroulements et les axes «U et V».

I.6.1. Equations électriques

On a déjà les équations suivantes:

$$\begin{cases} [V_s] = [R_s][I_s] + \frac{d}{dt}[\Phi_s] \\ [V_r] = [R_r][I_r] + \frac{d}{dt}[\Phi_r] \end{cases} \quad (\text{I.20})$$

En multipliant les deux équations par « [A] » de deux cotés:

$$\begin{cases} [A][V_s] = [A][R_s][I_s] + [A]\frac{d}{dt}[\Phi_s] \\ [A][V_r] = [A][R_r][I_r] + [A]\frac{d}{dt}[\Phi_r] \end{cases} \quad (\text{I.21})$$

On sait que :

$$\begin{cases} [A]\frac{d}{dt}[\Phi_s] = \frac{d}{dt}[A][\Phi_s] - [\Phi_s]\frac{d}{dt}[A] \\ [A]\frac{d}{dt}[\Phi_r] = \frac{d}{dt}[A][\Phi_r] - [\Phi_r]\frac{d}{dt}[A] \end{cases} \quad (\text{I.22})$$

En remplaçant dans l'équation (I.20) on obtient :

$$\begin{cases} V_{su} = R_s.I_{su} + \frac{d}{dt}\Phi_{su} - \omega_a\Phi_{sv} \\ V_{sv} = R_s.I_{sv} + \frac{d}{dt}\Phi_{sv} + \omega_a\Phi_{su} \end{cases} \quad (\text{I.23})$$

$$\begin{cases} V_{ru} = R_r.I_{ru} + \frac{d}{dt}\Phi_{ru} - (\omega_a - \omega_r)\Phi_{rv} = 0 \\ V_{rv} = R_r.I_{rv} + \frac{d}{dt}\Phi_{rv} - (\omega_a - \omega_r)\Phi_{ru} = 0 \end{cases} \quad (\text{I.24})$$

ω_r : vitesse rotorique.

ω_a : vitesse de système d'axes «U.V».

u,v: indices représentent respectivement les axes «U.V».

I.6.2. Equations des flux

On a :

$$[\Phi_s] = [L_{ss}][I_s] + [M_{sr}][I_r] \quad (\text{I.25})$$

La matrice $[L_{ss}]$ peut s'écrire sous la forme :

$$[L_{ss}] = \begin{bmatrix} L_s & M_s & M_s \\ M_s & L_s & M_s \\ M_s & M_s & L_s \end{bmatrix} = [L_s - M_s] \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} + M_s \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix}$$

En multipliant les deux membres de (I.25) par la matrice $[A]^{-1}$, il vient comme suite :

$$[A]^{-1} \cdot [\Phi_s] = [A]^{-1} [L_{ss}] + [A]^{-1} [M_{sr}] [I_r] \quad (\text{I.26})$$

$$[L_{ss}] [I_s] = [A]^{-1} [L_s - M_s] [I_s] + [A]^{-1} [M_s] [I_s] \quad (\text{I.27})$$

D'où la relation :

$$[A]^{-1} [L_{ss}] [I_s] = \begin{bmatrix} (L_s - M_s) I_{su} \\ (L_s - M_s) I_{sv} \\ (L_s + 2M_s) I_{so} \end{bmatrix} \quad (\text{I.28})$$

Calculons maintenant le terme $[A]^{-1} [M_{sr}] [I_r]$:

Si on applique les relations trigonométriques suivantes :

$$\begin{cases} \cos a \cos b = \frac{1}{2} [\cos(a+b) + \cos(a-b)] \\ \sin a \cos b = \frac{1}{2} [\sin(a+b) + \sin(a-b)] \end{cases}$$

En posant : $\theta_g = \theta_a - \theta_r$ ($\theta_r = \omega_r t$)

Le terme $[A]^{-1} [M_{sr}] [I_r]$ devient :

$$[A]^{-1} [M_{sr}] [I_r] = \begin{bmatrix} \cos \theta_r & \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_r - \frac{4\pi}{3}) \\ -\sin \theta_r & -\sin(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_r - \frac{4\pi}{3}) \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{ra} \\ I_{rb} \\ I_{rc} \end{bmatrix} = \frac{2}{3} M \begin{bmatrix} I_{ru} \\ I_{rv} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (\text{I.29})$$

En posant :

$$\begin{cases} l_s = L_s - M_s \\ l_{os} = L_s + 2M_s \\ l_m = \frac{2}{3} M_{rs} \end{cases} \quad (\text{I.30})$$

Les expressions des flux totalisés statorique prend la forme suivante :

$$\begin{cases} \Phi_{su} = l_s I_{su} + l_m I_{ru} \\ \Phi_{sv} = l_s I_{sv} + l_m I_{rv} \\ \Phi_{so} = l_{os} I_{so} \end{cases} \quad (\text{I.31})$$

Où :

l_s : inductance cyclique propre du stator .

l_{os} : inductance homopolaire du stator .

l_m : inductance cyclique mutuelle tenant compte de l'effet des trois phases statorique sur une phase du stator .

De même manière pour le rotor, on obtient :

$$\begin{cases} \Phi_{ru} = l_r.I_{ru} + l_m.I_{su} \\ \Phi_{rv} = l_r.I_{rv} + l_m.I_{sv} \\ \Phi_{ro} = l_{or}.I_{ro} \end{cases} \quad (I.32)$$

Avec :

$$\begin{cases} l_r = l_r - M_r \\ l_{or} = l_r - 2M_r \end{cases} \quad (I.33)$$

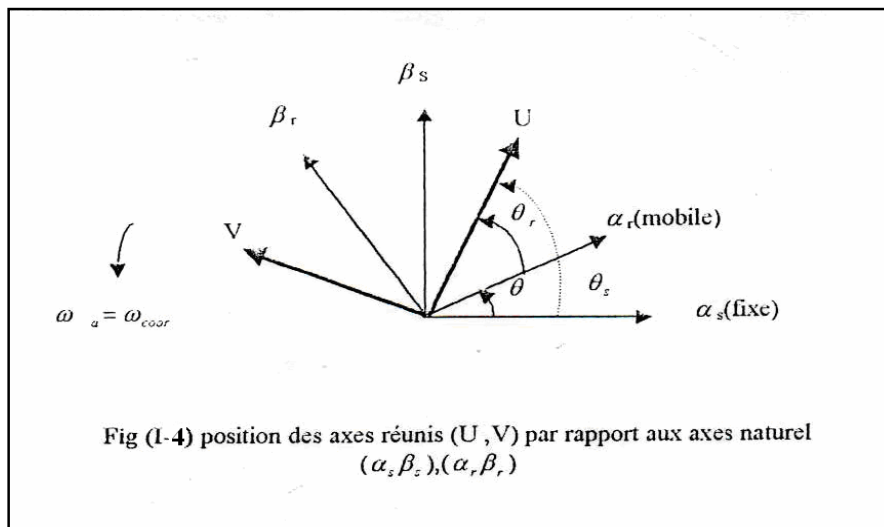
l_r : inductance cyclique propre du rotor .

l_{or} : inductance homopolaire du rotor .

L'isotrope de la machine faite que le système (I.32) et (I.33) ont les mêmes coefficients.

I.7. DEFINITION DES DIFFERENTS REFERENTIELS

L'isotropie du moteur asynchrone permet une grande souplesse dans la composition des équations de la machine selon deux axes, on peut en effet choisir le référentiel le mieux adapté aux problèmes posés. Le choix se ramène pratiquement a trois référentiels orthogonaux (voir la figure (I-4)).



S_C, S_B, S_A : trois phases du stator .

R_c, R_b, R_a : trois phases du rotor .

-référentiel des axes (α, β) : système biphasé à axes orthogonaux avec $\theta_a = 0$

-référentiel des axes (d, q) : système biphasé à axes orthogonaux avec $\theta_a = \theta_s$

-référentiel des axes (x, y) : système biphasé à axes orthogonaux avec $\theta_a = \theta_r$

Avec L'angle θ_a est une position quelconque d'observation que l'on peut choisir de trois manières différentes :

I.7.1. Référentiel fixe par rapport au stator

Il se traduit par les conditions :

$$\theta_a = 0 \Leftrightarrow \begin{pmatrix} U \rightarrow \alpha \\ V \rightarrow \beta \end{pmatrix}$$

et on a :

$$\omega_a = \frac{d\theta_s}{dt} = 0, \quad \frac{d\theta_g}{dt} = -\omega_g, \quad \Delta\omega_a = -\omega_g$$

Les équations électriques prennent la forme suivante :

$$\begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{ds} \\ \Phi_{qs} \end{bmatrix} \quad (\text{I.34})$$

$$\begin{bmatrix} V_{dr} \\ V_{qr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{dr} \\ I_{qr} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{dr} \\ \Phi_{qr} \end{bmatrix} \quad (\text{I.35})$$

Ce référentiel sera choisi en vue d'étudier les variations des grandeurs rotoriques.

I.7.2. Référentiel fixe par rapport au rotor

Il se traduit par les conditions :

$$\theta_a = \theta_r = \omega_r t \Leftrightarrow \begin{pmatrix} U \rightarrow X \\ V \rightarrow Y \end{pmatrix}$$

$$\frac{d\theta_s}{dt} = \omega_a = \omega_r, \quad \frac{d\theta}{dt} = 0, \quad \Delta\omega = 0$$

Les équations électriques prennent la forme :

$$\begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{ds} \\ \Phi_{qs} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & \omega_r \\ -\omega_r & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Phi_{ds} \\ \Phi_{qs} \end{bmatrix} \quad (\text{I.36})$$

$$\begin{bmatrix} V_{dr} \\ V_{qr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{dr} \\ I_{qr} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{dr} \\ \Phi_{qr} \end{bmatrix} \quad (\text{I.37})$$

Ce référentiel sera intéressant dans l'étude des variations des grandeurs statoriques.

I.7.3. Référentiel fixe par rapport au champ tournant

Il se traduit par les conditions :

$$\theta_a = \theta_s = \omega_s t \Leftrightarrow \begin{pmatrix} U \rightarrow d \\ V \rightarrow q \end{pmatrix}$$

$$\frac{d\theta_s}{dt} = \omega_a = \omega_s, \quad \frac{d\theta_g}{dt} = \omega_s - \omega_r = \omega_g, \quad \Delta\omega = \omega_s - \omega_r$$

Les équations électriques prennent la forme :

$$\begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{ds} \\ \Phi_{qs} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega_s \\ \omega_s & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Phi_{ds} \\ \Phi_{qs} \end{bmatrix} \quad (\text{I.38})$$

$$\begin{bmatrix} V_{dr} \\ V_{qr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{dr} \\ I_{qr} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{dr} \\ \Phi_{qr} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega_g \\ \omega_g & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Phi_{dr} \\ \Phi_{qr} \end{bmatrix} \quad (\text{I.39})$$

Ce référentiel est le seul qui n'introduise pas de la simplification dans la transformation des équations de Park. Il est souvent utilisé dans les problèmes de commande.

Il est à noter que le référentiel «d,q» est souvent utilisé dans l'étude de l'alimentation des moteurs asynchrones à fréquences variable, comme il est utilisé notamment dans la commande des machines électriques dans les systèmes en boucle fermée ou les grandeurs à contrôler sont obligatoirement continues (non pulsés).

I.8. EQUATIONS DE PARK DE LA MACHINE ASYNCHRONE DANS LES SYSTEMES LIES AU CHAMP TOURNANT

Dans un référentiel lié au champ tournant, on a la condition suivante :

$$\omega_s = \frac{d\theta}{dt}, \text{ l'axe «U» devient «d», «V» devient «q»}.$$

Donc :

$$\begin{cases} V_{sd} = R_s I_{sd} + \frac{d}{dt} \Phi_{sd} - \omega_s \Phi_{sq} \\ V_{sq} = R_s I_{sq} + \frac{d}{dt} \Phi_{sq} + \omega_s \Phi_{sd} \end{cases} \quad (\text{I.40})$$

$$\begin{cases} V_{rd} = R_r I_{rd} + \frac{d}{dt} \Phi_{rd} - (\omega_s - \omega_r) \Phi_{rq} = 0 \\ V_{rq} = R_r I_{rq} + \frac{d}{dt} \Phi_{rq} + (\omega_s - \omega_r) \Phi_{rd} = 0 \end{cases} \quad (\text{I.41})$$

Les expressions

$$\begin{cases} \Phi_{rd} = l_r I_{rd} + l_m I_{sd} \\ \Phi_{rq} = l_r I_{rq} + l_m I_{sq} \end{cases} \quad (\text{I.42})$$

$$\begin{cases} \Phi_{sd} = l_s I_{sd} + l_m I_{rd} \\ \Phi_{sq} = l_s I_{sq} + l_m I_{rq} \end{cases} \quad (\text{I.43})$$

Si en remplace (I.42) et (I.43) dans les équations (I.40) et (I.41)

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s I_{ds} + l_s \frac{dI_{ds}}{dt} + l_m \frac{dI_{dr}}{dt} - \omega_s l_s I_{qs} - \omega_s l_m I_{qr} \\ V_{qs} = R_s I_{qs} + l_s \frac{dI_{qs}}{dt} + l_m \frac{dI_{qr}}{dt} + \omega_s l_s I_{ds} + \omega_s l_m I_{dr} \\ V_{dr} = R_r I_{dr} + l_r \frac{dI_{dr}}{dt} + l_m \frac{dI_{ds}}{dt} - \omega_g l_r I_{qs} - \omega_g l_m I_{qs} = 0 \\ V_{qr} = R_r I_{qr} + l_r \frac{dI_{qr}}{dt} + l_m \frac{dI_{qs}}{dt} + \omega_g l_r I_{dr} + \omega_g l_m I_{ds} = 0 \end{cases} \quad (\text{I.44})$$

I.9. MISE SOUS FORME D'ÉQUATIONS D'ÉTAT DU MODÈLE DE LA MACHINE ASYNCHRONE

Les équations de (I.44) peuvent s'écrire sous forme matricielle :

$$\begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = [Z] \begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \\ I_{dr} \\ I_{qr} \end{bmatrix} + [L] \begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \\ I_{dr} \\ I_{qr} \end{bmatrix} \quad (\text{I.45})$$

Avec:

$$[Z] = \begin{bmatrix} R_s & -\omega_s l_s & 0 & -\omega_s l_m \\ \omega_s l_s & R_s & \omega_s l_m & 0 \\ 0 & -\omega_g l_m & R_r & -\omega_g l_r \\ \omega_g l_m & 0 & \omega_g l_r & R_r \end{bmatrix} \quad (\text{I.46})$$

$[Z]$: matrice des impédances

$$[L] = \begin{bmatrix} l_s & 0 & l_m & 0 \\ 0 & l_s & 0 & l_m \\ l_m & 0 & l_r & 0 \\ 0 & l_m & 0 & l_r \end{bmatrix} \quad (\text{I.47})$$

Si « X » est un vecteur d'état :

$$[X] = \begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \\ I_{dr} \\ I_{qr} \end{bmatrix}$$

Et si on note que « U » est un vecteur de commande :

$$[U] = [V_{ds} \ V_{qs} \ V_{dr} \ I_{qr}]^T$$

L'équation (I.45) devient :

$$[U] = [Z][X] + [L] \left[\dot{X} \right]$$

$$\left[\dot{X} \right] = \frac{d}{dt} [I_{ds} \ I_{qs} \ I_{dr} \ I_{qr}]^T$$

D'où

$$[L] \left[\dot{X} \right] = -[Z][X] + [I][U]$$

$[I]$: matrice identité.

En multipliant des deux côtés par $[L]^{-1}$ on trouve :

$$\begin{bmatrix} \dot{X} \end{bmatrix} = -[L]^{-1}[Z][X] + [L]^{-1}[U]$$

On note que :

$$[A] = -[L]^{-1}[Z] \quad , \quad [B] = [L]^{-1}$$

$$\begin{bmatrix} \dot{X} \end{bmatrix} = [A][X] + [B][U]$$

Avec :

$[A]$: est matrice dévolution d'état du système.

$[B]$: est matrice de commande du système.

I.10. EXPRESSION DE COUPLE ELECTROMAGNETIQUE

Les équations électriques ne peuvent décrire seules les phénomènes transitoires, donc on leur ajoute l'équation mécanique du mouvement afin d'avoir une information complète du système pendant les régimes transitoire et permanent.

L'expression du couple électromagnétique C_e est donnée par la relation suivante :

$$C_e = p \frac{\partial W_e}{\partial \theta} \quad (\text{I.48})$$

Avec :

W_e : Energie emmagasinée dans le circuit magnétique.

θ : Ecart angulaire de la partie mobile « rotor par rapport au stator ».

La puissance électrique instantanée absorbée par la machine dans un système d'axes «U, V» toute en négligeant les composantes homopolaires «régime équilibre » s'écrit :

$$p(t) = V_{As} I_{As} + V_{Bs} I_{Bs} + V_{Cs} I_{Cs} \quad (\text{I.49})$$

$$p(t) = \frac{3}{2} [R_s(I_{us}^2 - I_{vs}^2)] + \frac{3}{2} \left[I_{us} \frac{d\Phi_{us}}{dt} + I_{vs} \frac{d\Phi_{vs}}{dt} \right] + \frac{3}{2} \frac{d\theta_a}{dt} [\Phi_{us} I_{vs} - \Phi_{vs} I_{us}] \quad (\text{I.50})$$

$\frac{3}{2} [R_s(I_{us}^2 + I_{vs}^2)]$: représente les chutes ohmiques.

$\frac{3}{2} \left[I_{us} \frac{d\Phi_{us}}{dt} + I_{vs} \frac{d\Phi_{vs}}{dt} \right]$: représente la variation de l'énergie magnétique emmagasinée.

$\frac{3}{2} \frac{d\theta_a}{dt} [\Phi_{us} I_{vs} - \Phi_{vs} I_{us}]$: représente la puissance transférée du stator ou rotor à travers l'entrefer.

Par l'intermédiaire du champ tournant (puissance électromagnétique).

Tel que :

$$P_e = \frac{3}{2} \frac{d\theta_a}{dt} [\Phi_{us} I_{vs} - \Phi_{vs} I_{us}] \quad (\text{I.51})$$

En remplaçant Φ_{us} et Φ_{vs} par leur expression on trouve que l'expression du couple est :

$$C_e = \frac{3}{2} p [I_{vs} \Phi_{us} - \Phi_{vs} I_{us}] \quad (\text{I.52})$$

Si on utilise le système d'axe « d, q » l'équation (I.52) devienne :

$$C_e = \frac{3}{2} p [I_{qs} \Phi_{ds} - \Phi_{qs} I_{ds}] \quad (\text{I.53})$$

I.11. EQUATION DU MOUVEMENT

L'étude du comportement de la machine asynchrone aux différents régimes de fonctionnement en particulier le régime transitoire nous contraint à mettre en évidence l'équation du mouvement qui est définie comme suit [10] :

$$C_e - C_r - f \Omega = J \frac{d\Omega}{dt} \quad (\text{I.54})$$

Avec :

$$\Omega = \frac{\omega}{p} : \text{ou } \omega \text{ est la pulsation mécanique.}$$

- f : le coefficient de frottement.
- J : le moment d'inertie de la machine.
- C_e et C_r : respectivement le couple électromagnétique et résistant.

II.1. INTRODUCTION

Le moteur asynchrone est utilisé le plus souvent pour des entraînements à vitesse variable. Les variateurs de ces moteurs sont construits à base de convertisseurs de fréquence. Parmi ces convertisseurs de fréquence l'onduleur autonome qui est un convertisseur statique assurant la conversion continue alternative.

II.2. CLASSIFICATION DES ONDULEURS

Un onduleur est un convertisseur statique assurant la conversion continue -alternative, alimenté en continu, il modifie de façon périodique les connexions entre l'entrée et la sortie et d'obtenir de l'alternatif à la sortie. Une première classification peut être faite en distinguant: onduleurs non autonome et onduleur autonome.

Entre ces deux types d'onduleur, il existe un type intermédiaire d'onduleur appelé onduleur à commutation par la charge «ou encore onduleur à résonance» [11].

II.2.1. Onduleurs non autonome

Un onduleur est dit non autonome si l'énergie nécessaire pour la des commutation thyristors est fournie par le réseau alternatif qui est donc un réseau actif .C'est le cas du fonctionnement en onduleur des redresseur. La fréquence et la forme d'onde de la tension sont imposées par le réseau alternatif [12].

II.2.2. Onduleur autonome

Un onduleur autonome est un convertisseur statique assurant la conversion continu- alternatif. Alimenté en continu, il modifie de façon périodique les connexions entre l'entrée et la sortie et permet d'obtenir de l'alternatif à la sortie.

Un onduleur autonome dépend essentiellement de la nature du générateur et du récepteur entre lesquels il est monté cela conduit à distinguer:

- les onduleurs de tension.
- les onduleurs de courant.

II.2.2.1. Les onduleurs (autonomes) de tension

Un onduleur de tension est un onduleur qui est alimenté par une source de tension continue (source d'impédance interne négligeable), la tension « u » n'est pas affecté par les variations du courant « i » qui la traverse, la source continue impose la tension à l'entrée de l'onduleur et donc à sa sortie.

Le courant à la sortie « i' » et donc le courant à l'entrée « i » dépendent de la charge placée du côté alternatif. Cette charge peut être quelconque à la seule condition qu'il ne s'agisse pas

d'une autre source de tension (capacité ou f.e.m alternative) directement branché entre les bornes de sortie

II.2.2.2. Les onduleurs (autonome) de courants

Un onduleur de courant (souvent appelé commutateur de courant) est alimenté par une source de courant continu,c'est-à-dire par une source d'inductance interne si grande que le courant « i » qui la traverse ne peut être affecté par le variations de la tension « u » à ses bornes [13].

II.2.3. Les onduleurs à résonance

Les onduleurs à résonance sont des onduleurs de tension ou de courant à un créneau par alternance fonctionnant dans des conditions particulières. La charge doit être un circuit oscillant peu amorti. On commande les interrupteurs par une fréquence voisine de la fréquence de résonance de la charge. Si celle-ci varie, il faut faire varier la fréquence de commande. L'onduleur doit donc être piloté par la charge, il n'est plus autonome [14].

II.3. TYPES D'ONDULEURS AUTONOMES DE TENSION

II.3.1. Les onduleurs monophasés

Pour obtenir une tension alternative à partir d'une tension continue en utilisant deux interrupteurs,il faut un point milieu, soit du coté de la sortie alternative, soit du coté de l'entrée continu, ce la correspond à:

-l'onduleur monophasé avec transformateur de sortie à point milieu appelé onduleur push-pull (figure (II.1)).

-l'onduleur monophasé avec diviseur capacitif à l'entrée appelé onduleur en demi pont (figure (II.2)).

Si on veut varier la largeur relative des créneaux formant les alternances de la tension sortie, il faut quatre interrupteurs c'est : l'onduleur monophasé en pont (figure (II.3)) [13].

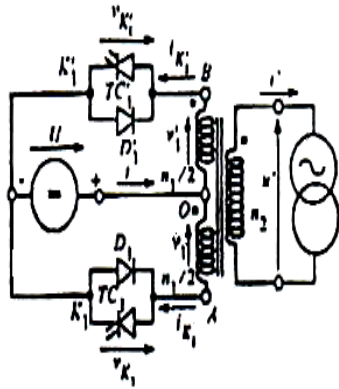


figure II.1 Onduleur monophasé avec Transformateur de sortie à point milieu

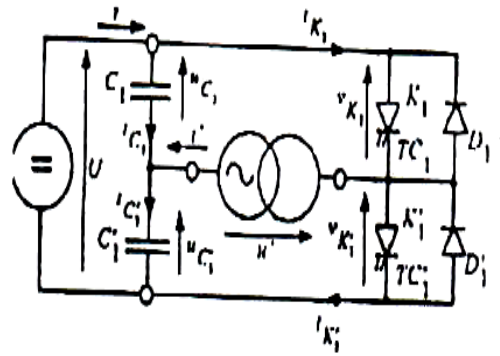


figure II.2 Onduleur monophasé avec diviseur capacitif

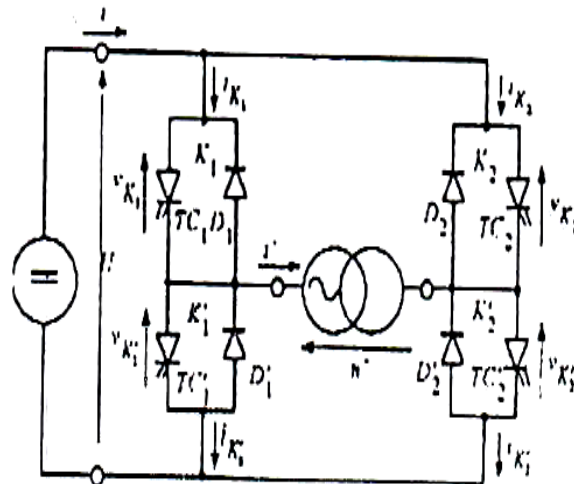


Figure II.3 Onduleur monophasé en pont

II.3.2. Les onduleurs triphasés

L'onduleur de tension triphasé découle immédiatement de trois demi pont monophasé, on obtient l'onduleur triphasé à six interrupteurs (figure (II.4)).

II.4. LES ONDULEURS MULTI NIVEAUX

Les onduleurs multi niveaux permettent d'augmenter la tension de sortie des convertisseurs statique au-delà des limites des semi – conducteurs. Pour les réaliser ou doit disposer de plusieurs sources de tension continue (obtenu par exemple à partir d'un diviseur capacitif) [13], on peut faire apparaître autant de cellules de commutation élémentaires et des associer en le superposant ou en les mettant en cascade .cela permet de multiplier le nombre de niveau que l'on peut donner à la tension de sortie. Cette dernière est souvent obtenue par une modulation de largeur d'impulsion (MLI).

Ces onduleurs sont utilisés pour l'entraînement des moteurs asynchrones de grande puissance, d'autres applications sont possibles pour des moteurs qui tournent à vitesse élevée (>5000 tr/mn).

Pour le cas de notre mémoire, on a mis en évidence un onduleur de tension autonome triphasé.

II.5. MODELISATION DE L'ONDULEUR DE TENSION

II.5.1. Description de l'onduleur triphasé

La figure II.4 représente un onduleur de tension triphasé, il est constitué de trois bras, chaque bras est formé de deux interrupteurs commandés de manière complémentaire afin d'éviter un court-circuit de la source et d'assurer une continuité du courant de la charge [14].

Chaque interrupteur est formé d'un semi-conducteur contrôlable (IGBT, GTO,.....etc.) et une diode connectés en anti-parallèle, les six diodes de roue libre assurent la protection des transistors et la récupération de l'énergie vers la source.

Pour simplifier l'étude, on supposera que:

- ✓ la commutation des interrupteurs est instantanée.
- ✓ la chute de tension aux bornes des interrupteurs est négligeable.
- ✓ la charge est équilibrée liée en étoile avec neutre isolé.

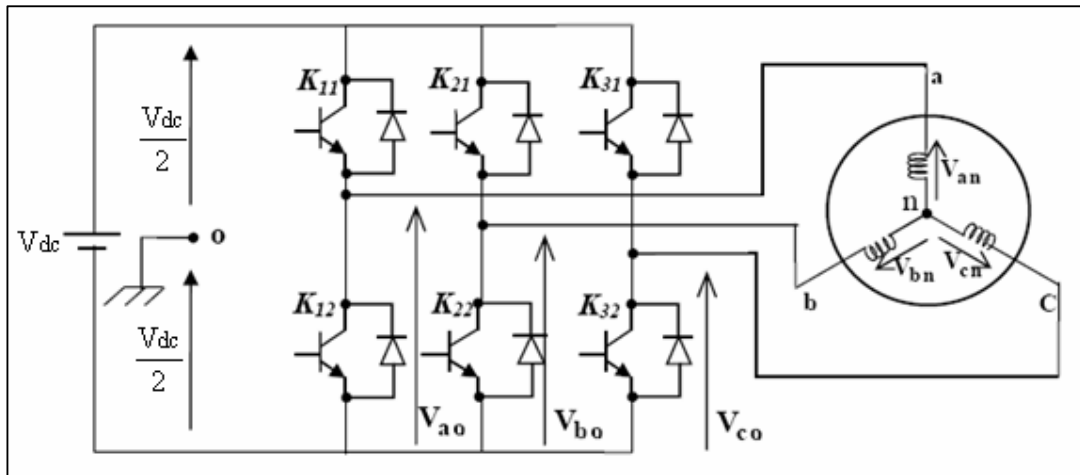


Figure (II.4) Onduleur de tension triphasé.

II.5.2. Modèle de l'onduleur de tension

Pour la modélisation de l'onduleur, on considère un fonctionnement idéalisé :

- ❖ Interrupteurs parfaits : La commutation des interrupteurs est instantanée (temps de fermeture et ouverture nul) et sans pertes. Enfin, la chute de tension dans les interrupteurs est considérée nulle en conduction.
- ❖ Sources parfaites : La tension aux bornes du dipôle continu est constante et ne varie pas avec la puissance échangée.

L'objectif de la modélisation est de trouver une relation entre les grandeurs de commande et les grandeurs électriques de la partie alternative et continue de l'onduleur. Ainsi, comme les grandeurs de commande agissent sur les interrupteurs commandables.

Les ordres de commande de l'onduleur sont transmis aux trois bras par l'intermédiaire des signaux de commande C_1 , C_2 , C_3 . La convention adoptée pour le fonctionnement du bras i est la suivante:

Si $C_i = 1$: l'interrupteur du haut K_i est fermé et l'interrupteur de bas K_{i+3} est ouvert.

Si $C_i = 0$: l'interrupteur du haut K_i est ouvert et l'interrupteur de bas K_{i+3} est fermé.

Les trois tensions composées V_{ab} , V_{bc} et V_{ca} sont définies par les relations suivantes en tenant compte du point fictif "o" :

$$\begin{cases} V_{ab} = V_{ao} + V_{ob} = V_{ao} - V_{bo} \\ V_{bc} = V_{bo} + V_{oc} = V_{bo} - V_{co} \\ V_{ca} = V_{co} + V_{oa} = V_{co} - V_{ao} \end{cases} \quad (\text{II.1})$$

Soit "n" le point neutre du coté alternatif (MAS), alors on a :

$$\begin{cases} V_{ao} = V_{an} + V_{no} \\ V_{bo} = V_{bn} + V_{no} \\ V_{co} = V_{cn} + V_{no} \end{cases} \quad (\text{II.2})$$

V_{no} : tension de neutre de la charge par rapport au point fictif "o"

La charge est considérée équilibrée, il l'en résulte :

$$V_{an} + V_{bn} + V_{cn} = 0 \quad (\text{II.3})$$

La substitution de (II.9) dans (II.8) nous donne :

$$V_{no} = \frac{1}{3}(V_{ao} + V_{bo} + V_{co}) \quad (\text{II.4})$$

En remplaçant (II.10) dans (II.8) on obtient :

$$\begin{cases} V_{an} = \frac{2}{3}V_{ao} - \frac{1}{3}V_{bo} - \frac{1}{3}V_{co} \\ V_{bn} = -\frac{1}{3}V_{ao} + \frac{2}{3}V_{bo} - \frac{1}{3}V_{co} \\ V_{cn} = -\frac{1}{3}V_{ao} - \frac{1}{3}V_{bo} + \frac{2}{3}V_{co} \end{cases} \quad (\text{II.5})$$

Les différentes combinaisons des trois grandeurs (C_1 , C_2 , C_3) permettent de générer huit vecteurs tensions dont deux correspondent au vecteur nul comme montre la figure (II.6).

L'utilisation de l'expression (II.6) permet d'établir les équations instantanées des tensions simples en fonction des grandeurs de commande :

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \frac{V_{dc}}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} C_1 \\ C_2 \\ C_3 \end{bmatrix} \quad (\text{II.6})$$

Avec V_{ao}, V_{bo}, V_{co} sont les tensions d'entrée de l'onduleur et V_{an}, V_{bn}, V_{cn} sont les tensions de sortie de cet onduleur, par conséquent l'onduleur est modélisé par la matrice du transfert T donnée par :

$$[T] = \begin{bmatrix} \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} \\ -\frac{1}{3} & \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} \\ -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} & \frac{2}{3} \end{bmatrix} \quad (\text{II.7})$$

III.1. INTRODUCTION

Le développement rapide des algorithmes de commande très performants des machines à courant alternatif impose des moyens de réglage tout aussi performants des tensions et de la fréquence d'alimentation de ces machines. Le convertisseur le plus utilisé de nos jours pour réaliser cet objectif est l'onduleur à deux niveaux [15].

III.2. TYPES DE COMMANDES

On distingue les stratégies de commande suivante [13] :

- a- Commande pleine onde (dite 180°).
- b- Commande décalée.
- c- Commande par hystérésis -
- d- Commande à modulation de largeur d'impulsion (MLI).

La tension générée par les stratégies (a, b) à une forme rectangulaire, sa décomposition en série de Fourier à montrer que cette forme d'onde est riche en harmonique.

Pour une commande 180°, la décomposition en série de Fourier de la tension composée est donnée par :

$$V_{ab} = \sum_{n=1,2,\dots}^{\infty} \frac{4V_s}{n\pi} \cos \frac{n\pi}{6} \sin \left(n \left(\omega t + \frac{\pi}{6} \right) \right)$$

Les tensions V_{bc} , V_{ca} sont décalées par rapport à V_{ab} respectivement de 120° et 240°.

III.3. COMMANDE PLEINE-ONDE

Il nécessaire de décrire la commande a pleine onde et a onde décalée, cela peut nous facilité la compréhension des autres méthodes de commande.

Dans ce type de commande chaque transistor conduit pendant (180°), trois transistors restent en conduction à n'importe quel instant comme montre la figure (III.1)

Quand Q_1 est fermé la phase A est connectée au pole positif.

Quand Q_2 est fermé, la phase C est connectée au pole négatif de la source.

Il existe six modes de fonctionnement dans chaque cycle, et chaque mode dure 60° les transistors sont numérotés de la manière dans laquelle ils reçoivent les séquences de déplace l'un de l'autre de 60°.

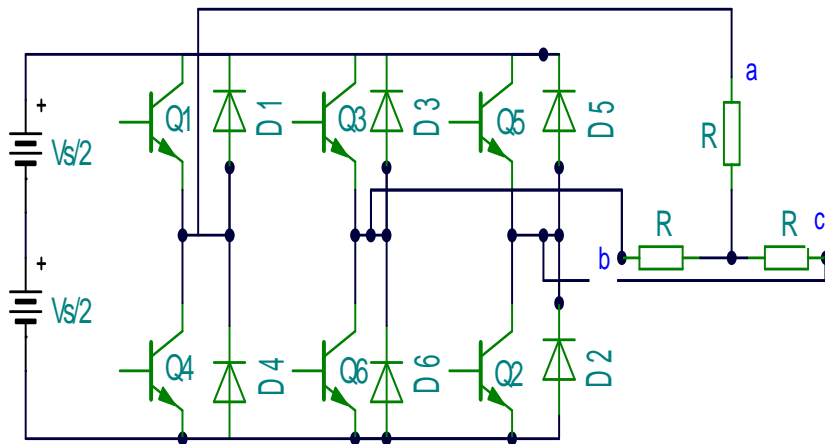


Figure (III.1): Onduleur triphasé

Le système triphasé est obtenu à partir de la structure montrée sur la Fig (III.2) est formé de 6 transistors et 6 diodes. Deux types de signaux de commande peuvent être appliquer aux transistors 180° (pleine onde) et 120° (onde décalée)

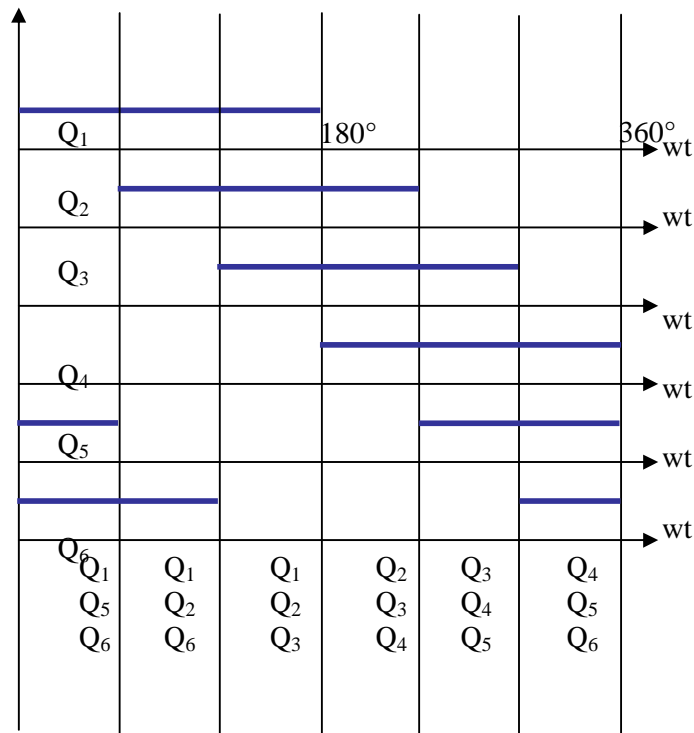
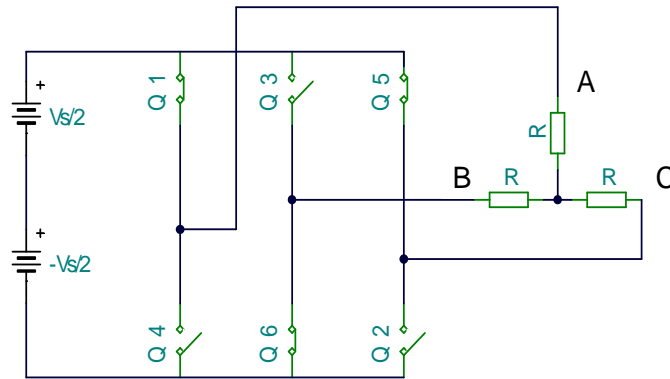


Figure (III.2) : Commande à pleine onde

Pour exemple en prend l'intervalle $\omega t = [0-60^\circ]$ les transistors en conduction sont : Q_1, Q_5, Q_6



$$\frac{1}{R_{eq}} = \frac{1}{R} + \frac{1}{R} = \frac{2}{R} \Rightarrow R_{eq} = \frac{R}{2}$$

$$i_1 = \frac{V_s}{R_{eq}} = \frac{2V_s}{3R}$$

$$V_{an} = V_{cn} = i_1 \frac{R}{2} = \frac{V_s}{3}$$

$$V_{bn} = -i_1 \cdot R = \frac{-2V_s}{3}$$

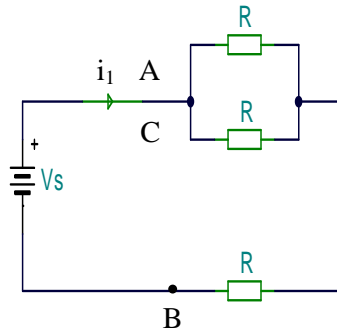
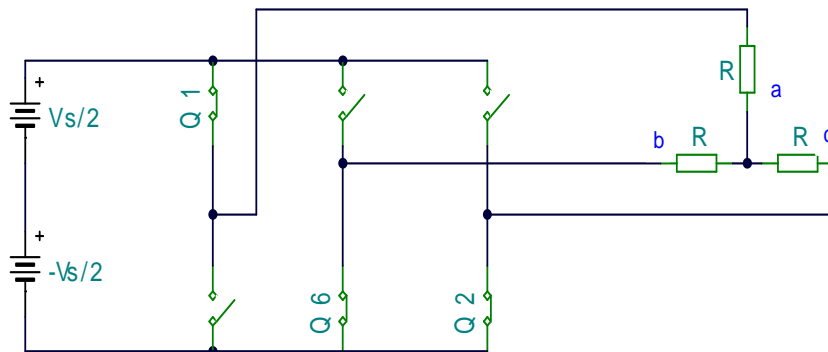


Figure (III.3) : schéma équivalent à $\omega t = [0-60]$

➤ $\omega t = [60^\circ-120^\circ]$ les transistors en conduction sont : Q_1, Q_2, Q_6



$$R_{eq} = R + R/2 = 3R/2$$

$$i_2 = V_s / R_{eq} = 2V_s / 3R$$

$$V_{an} = i_2 \cdot R = 2V_s / 3$$

$$V_{bn} = V_{cn} = -i_2 \cdot R/2 = -V_s / 3$$

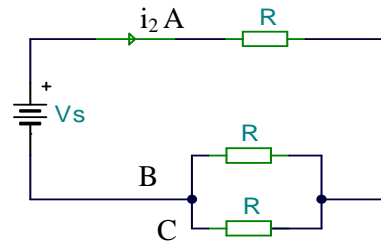
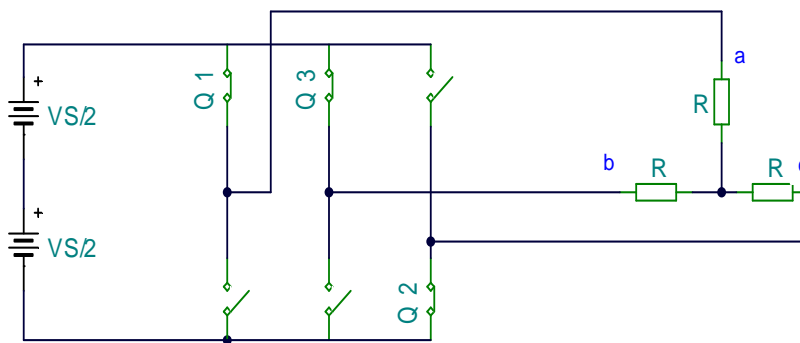


Figure (III.4) : schéma équivalent à $wt = [60-120]$

➤ $wt = [120^\circ-180^\circ]$ les transistors en conduction sont : Q_1, Q_2, Q_3



$$R_{eq} = 3R/2$$

$$i_3 = V_s / R_{eq} = 2V_s / 3R$$

$$V_{an} = V_{bn} = i_3 \cdot R_{eq} = V_s / 3$$

$$V_{cn} = -i_3 \cdot R = -2V_s / 3$$

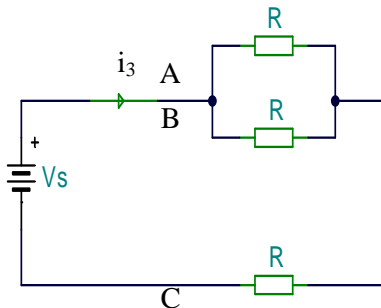


Figure (III.5) : schéma équivalent à $wt = [120-180]$

Après déterminer les tensions simples V_{an} , V_{bn} et V_{cn} montrés dans la figure (III.6) la tension $\pi/6$ instantanée composée V_{ab} est exprimé en série de Fourier sachant que V_{ab} est déplacé de $\pi/6$ parce que l'équation est symétrique. \rightarrow les termes $\cos n\omega t = 0$

La courbe est symétrique donc $a_n = 0$ et on peut intégrer dans la moitié de la période ou le quart de la période :

$$b_n = \frac{2 \times 4}{T} \int V_s \sin \omega t \, dt = \frac{4V_s}{n\pi} \cos n\pi/6$$

$$V_{ab} = \sum_{n=1,3,5..}^{\infty} \frac{4V_s}{n\pi} \cos n\pi/6 \sin n(\omega t + \pi/6)$$

$$V_{bc} = \sum_{n=1,3,5..}^{\infty} \frac{4V_s}{n\pi} \cos n\pi/6 \sin n(\omega t - \pi/2)$$

$$V_{ca} = \sum_{n=1,3,5..}^{\infty} \frac{4V_s}{n\pi} \cos n\pi/6 \sin n(\omega t - 7\pi/6)$$

Il est noté que d'après l'équation de V_{ab} , V_{bc} , V_{ca} que les harmoniques multiple de 3 sont égale a zéro.

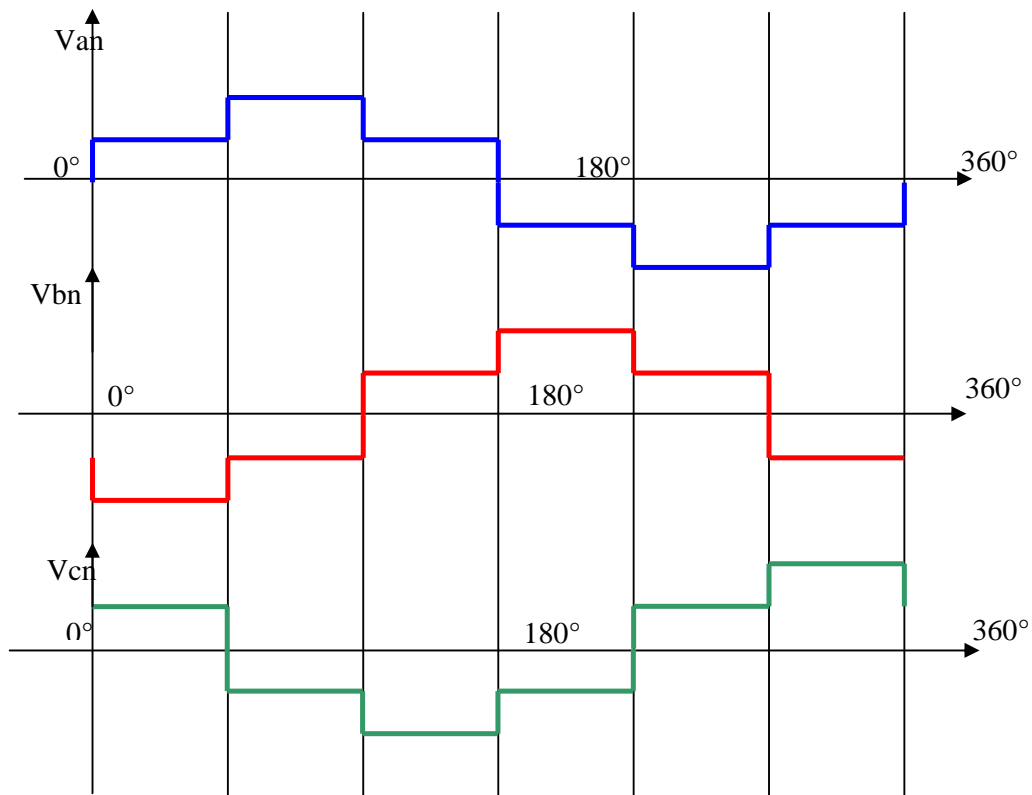


Figure (III.6) : les tensions simples V_{an} , V_{bn} , V_{cn}

III.4. PRINCIPE DE LA COMMANDE EN (MLI) DES ONDULEURS TRIPHASES

Dans un onduleur à modulation de largeur d'impulsions, au lieu de former chaque alternance d'une tension de sortie avec un seul créneau rectangulaire, on la forme de plusieurs créneaux de largeur convenable. Le schéma de l'onduleur reste le même figure (III.1) c'est la commande des interrupteurs qui est modifiée.

Les instants de fermeture et d'ouverture des interrupteurs sont donnés par les intersections de signal de référence avec la porteuse.

III.5. LA MOULATION DE LARGEUR D'IMPULSION

Nous avons dit auparavant que les ondes délivrées par les onduleurs à commande pleine onde ou à commande décalée sont riche en harmoniques. Pour atténuer ces harmoniques on peut placer en sortie de l'onduleur un filtre. Le filtrage de la tension ou de courant de sortie d'un onduleur ne délivrant qu'un créneau de tension ou de courant par alternance est difficile et onéreux, car le premier harmonique à éliminer (L'harmonique 3 ou 5) à une fréquence très voisine de celle du fondamentale.

La modulation de largeur d'impulsion s'avère être la technique la plus appropriée pour la commande de l'onduleur tout en ayant une bonne neutralisation de l'onde de sortie.

III.5.1 Principe de la modulation de largeur d'impulsion

La conversion continue alternative est assurée par les commutations des interrupteurs de l'onduleur qui vont ainsi effectuer des connexions temporaires entre les bornes de la source d'alimentation continue et les lignes de la charge triphasée alternative.

Le transfert d'énergie est contrôlé par les rapport entre intervalles d'ouverture et de fermeture (rapport cyclique) de chaque interrupteur, donc par la modulation de largeurs d'impulsions de contrôle de ces interrupteurs (MLI), cette technique est basée sur la comparaisons d'un signal de référence appelé aussi modulatrice d'amplitude A_r et de fréquence f_r , avec un signal porteuse d'amplitude A_p et de fréquence f_p appelé très élevée (figure (III.7)).

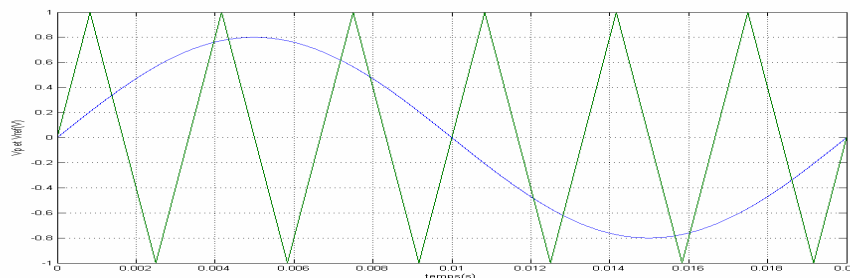


Figure (III.7) Principe de la modulation

III.5.2 caractéristique de la modulation de largeur d'impulsion

Les paramètres essentiels de la MLI sont:

-La fréquence de modulation : f_p

-L'indice de modulation : $m = \frac{f_p}{f_r}$ ou f_r est la fréquence de référence.

-Le coefficient de réglage en tension r : $r = \frac{A_r}{A_p}$

Avec :

A_r : Amplitude de la référence.

A_p : Amplitude de la porteuse

La modulation montre que plus «m» est grand et plus la neutralisation des harmoniques est efficace, d'autre part on cherche à obtenir une valeur de r la plus élevée possible [13].

-la modulation est dite synchrone si « m » est un nombre entier cela conduit à une tension de sortie « U » qui se reproduit identiquement à elle-même tout les $T = \frac{1}{f}$.

-Dans certains cas la modulation est asynchrone, notamment quand à fréquence de modulation f_p donnée, on fait varier de façon continue la fréquence de la référence.

-Pour le choix de « m », on doit tenir compte des pertes supplémentaires pendant les commutations d'un état à l'autre. Ces pertes croissent lorsque la fréquence de modulation augmente.

-On ne pourra jamais fonctionner avec un rapport de réglage égal à « 1 », car il faut toujours laisser une durée suffisante aux intervalles de condition et de blocage des interrupteurs d'un même bras.

-Le schéma synoptique de la commande par modulation triangulaire- sinusoïdale triphasé est donnée par la figure (III.8).

Un générateur d'onde délivre l'onde triangulaire aux trois phases (porteuse commune), par contre la référence est propre à chaque phase, les trois référence est un déphasées de 120°.

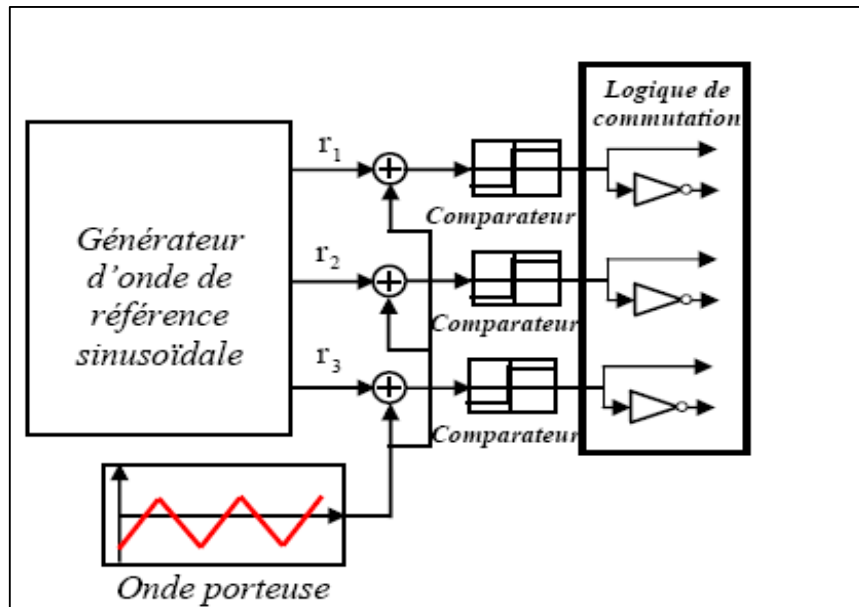


Figure (II.8) Schéma de principe de la technique triangulo-sinusoidale

III.6. COMMANDE PAR HYSTERESIS

Dans certaines applications, on préfère une commande en courant des machines. Cette commande en courant peut être réalisée en utilisant un commutateur de courant ou un onduleur de tension régulé en courant au moyen de régulateurs linéaires classiques (P, PI) ou à hystérésis (à deux niveaux ou trois positions)[16].

Le principe général de cette stratégie est de comparer le courant de référence au courant réel, et à partir de l'écart entre ces deux courants, on déduit la commande des interrupteurs du convertisseur.

Ce type de commande permet de fixer un courant de référence dans les enroulements de la machine avec deux degrés de liberté :

- l'amplitude.
- la fréquence.

Pour l'onduleur à deux niveaux, on a deux états de commande possibles pour un bras, et donc on utilise un régulateur à hystérésis à deux positions.

Le schéma de principe de cette technique est représenté sur la figure suivante :

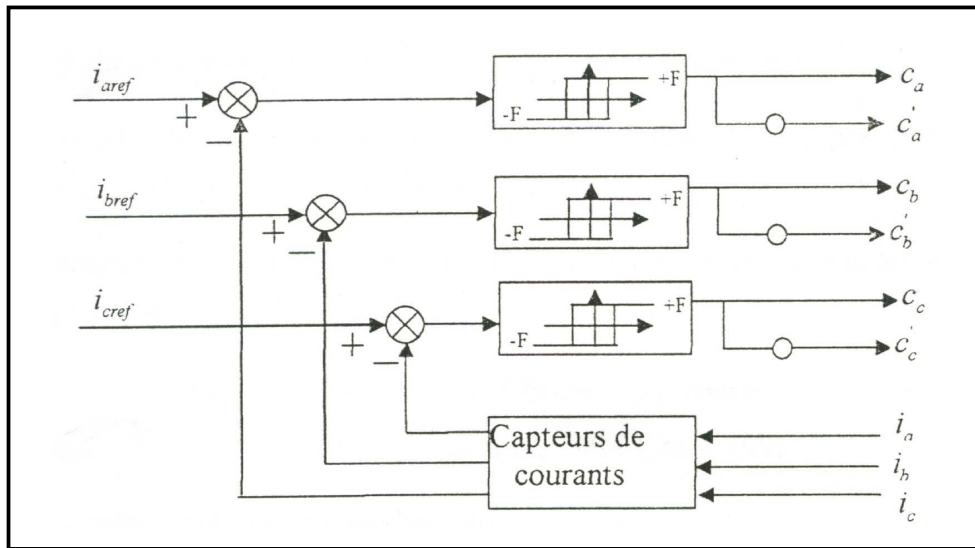


Figure (II.9) Schéma de principe de la commande par hystérésis

IV.1. INTRODUCTION

La simulation numérique est bien connue aujourd'hui dans le domaine des machines électrique. Elle nous permet de modéliser, d'analyser et de simuler les systèmes avec beaucoup de précision. De nos jours il existe toute une panoplie de logiciels pour les machines électriques.

Afin de simuler l'association onduleur-machine, nous avons opté pour le logiciel Matlab-simulink. Les données de la machine utilisée en simulation sont données en annexe [17].

IV.2. SIMULATION DE L'ASSOCIATION ONDULEUR –MACHINE COMMANDE PAR TECHNIQUE PLEINE ONDE

Pendant deux périodes de fonctionnement de l'onduleur triphasé, la commande des interrupteurs est représentée à la figure (IV.1).

Cette commande, on génère un système de tension dont les fondamentaux constituent un système triphasé équilibré.

La figure (IV.2) illustre les tensions simples et les tensions composées.

Les figures (IV.3) et (IV.5) montrent la forme du courant statorique non sinusoïdal respectivement à vide et en charge, dues à l'alimentation de tension en créneaux.

Une analyse spectrale du courant de phase, montre qui sont riche en harmoniques impaires.

Avec distorsion totale des harmoniques est $THD = 34,01\%$

Les figures (IV.5) et (IV.6) représentent les courbes de vitesse et du couple à vide et en charge de $C_r = 25 \text{ N.m}$ à $t = 1\text{s}$.

Par conséquent, une diminution de la vitesse et du couple oscille autour de la charge appliquée à l'arbre de la machine.

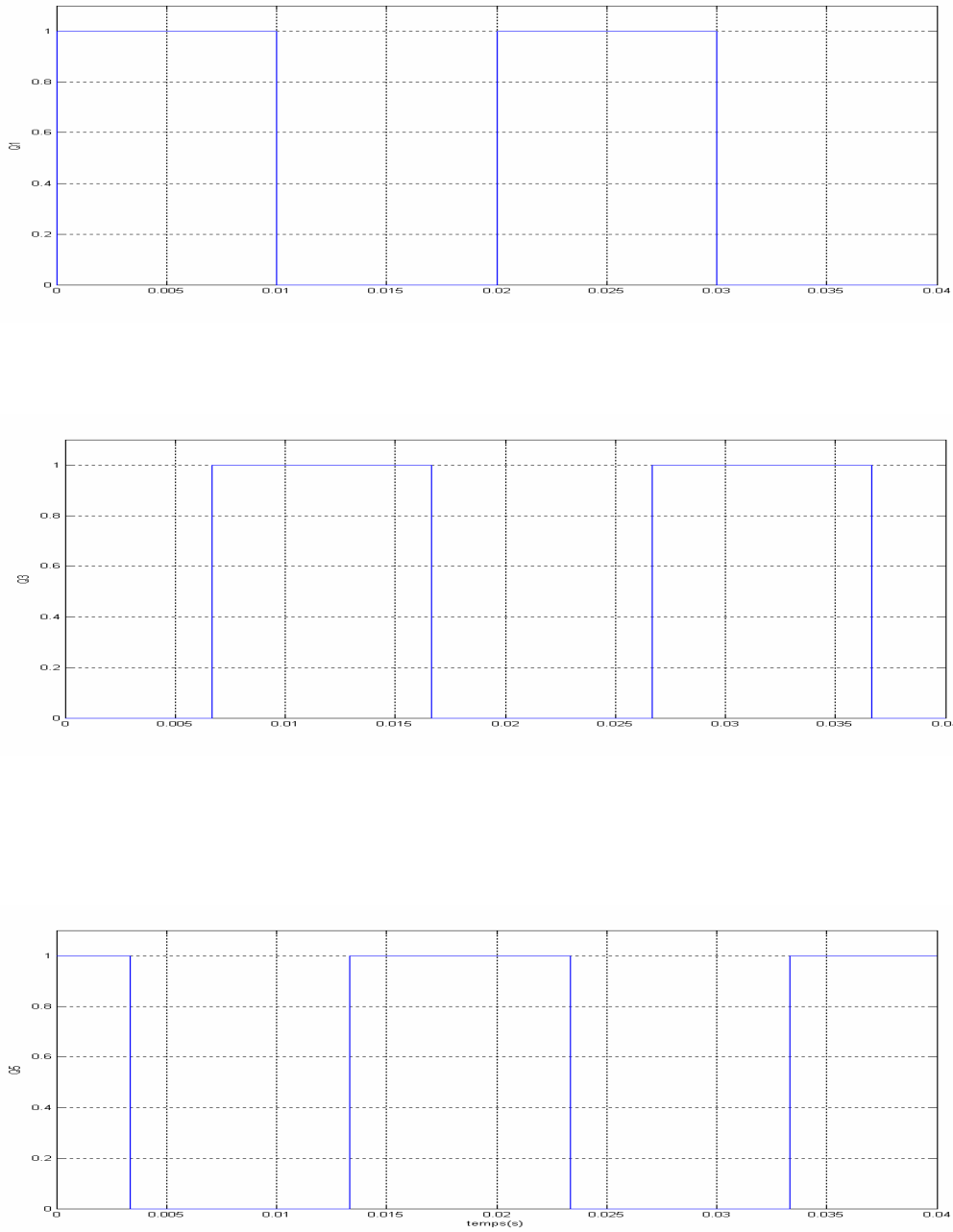


Figure (IV.1) Séquence de commande des interrupteurs (commande pleine onde)

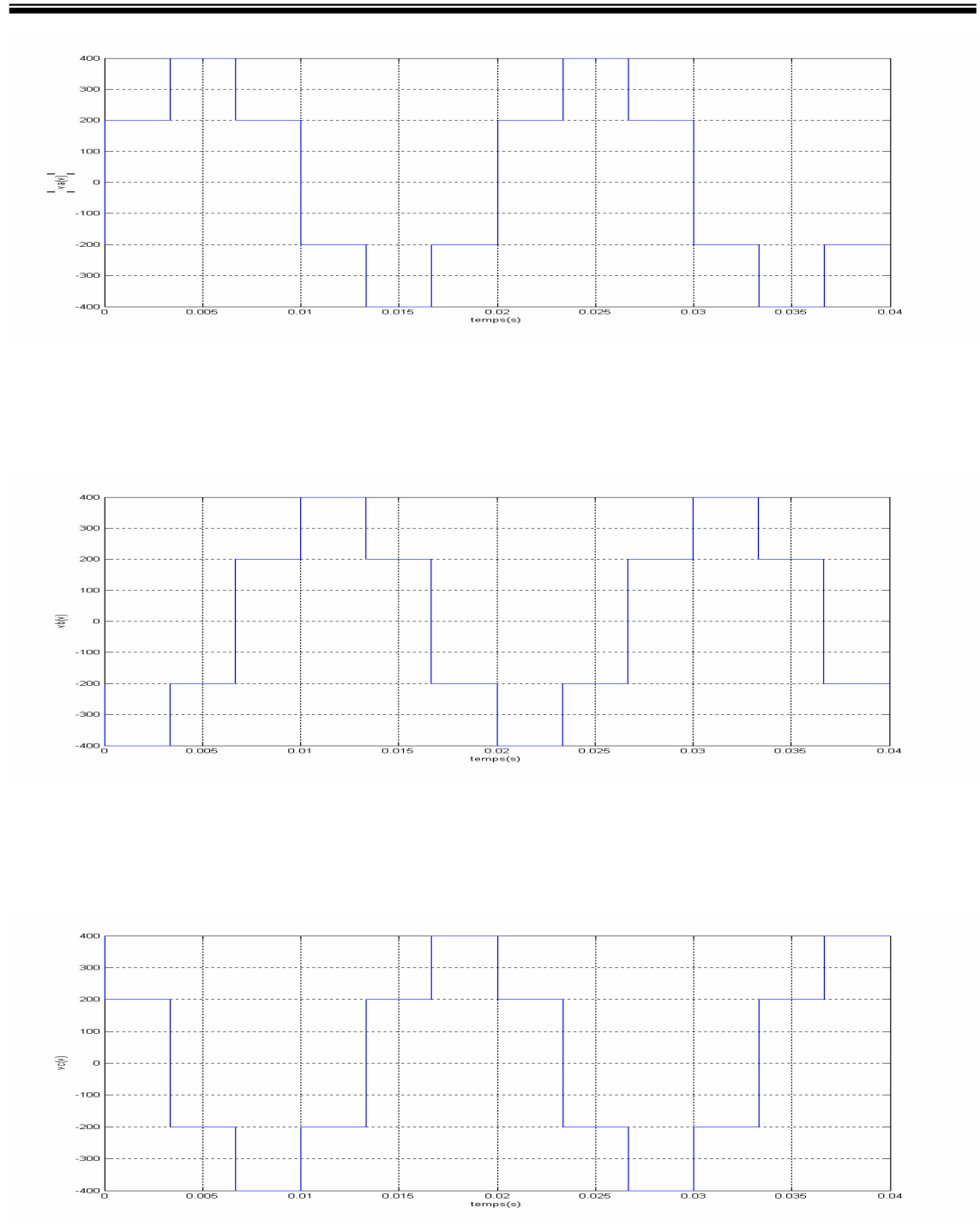


Figure (IV.2.a) Les tentions simples

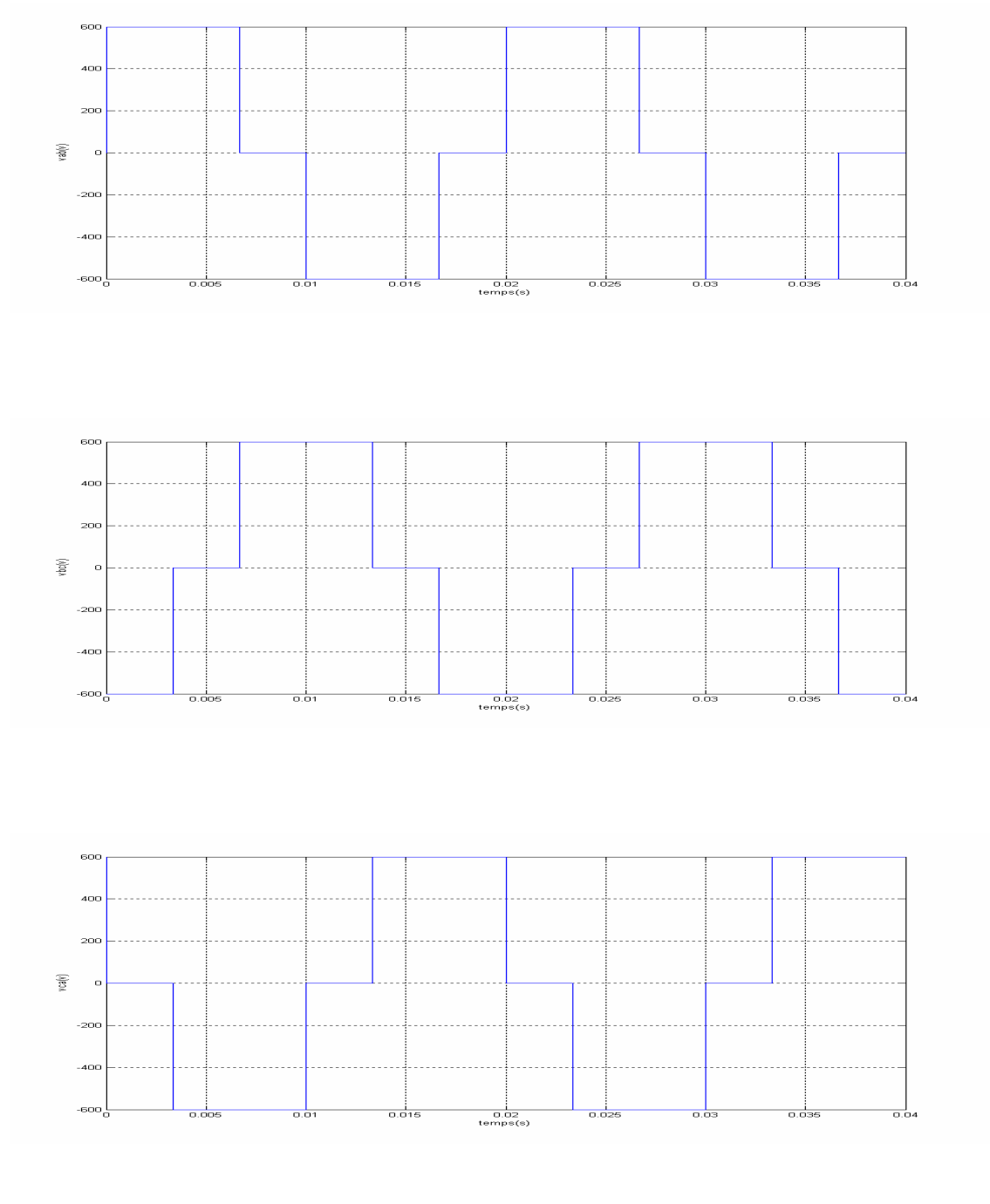


Figure (IV.2.b) Les tentions composées

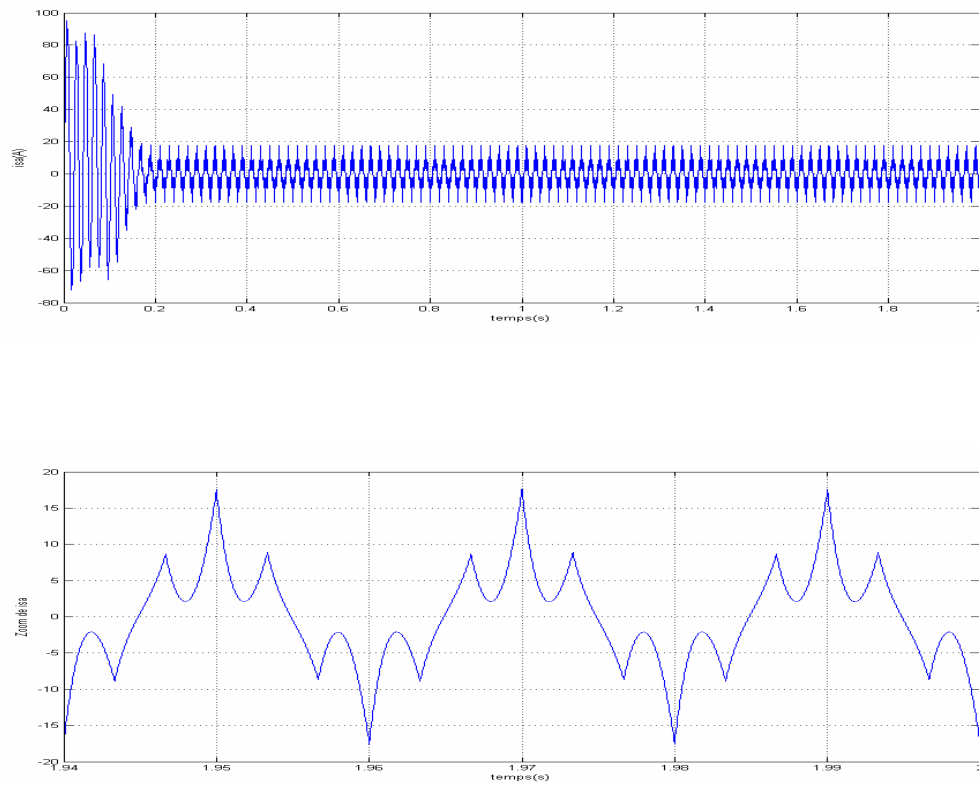


Figure (IV.3) Le courant de phase i_{sa} à vide

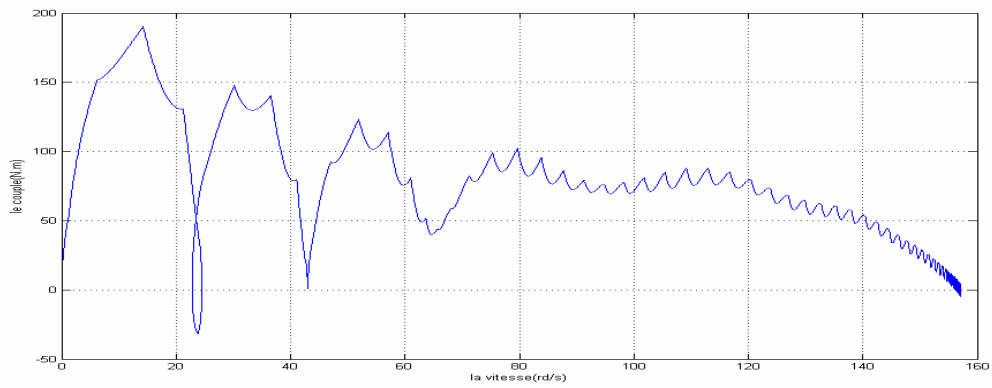
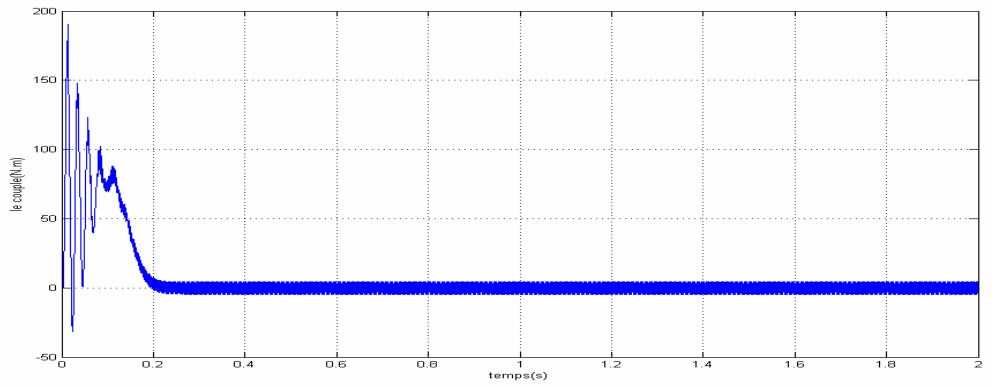
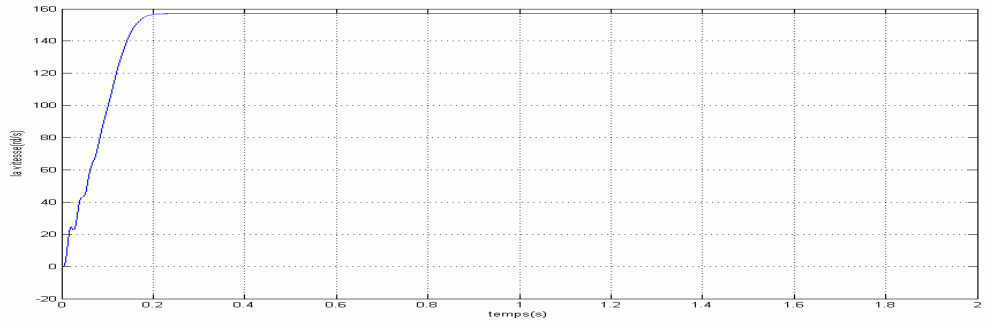


Figure (IV.4) Les courbes de la machine asynchrone à vide

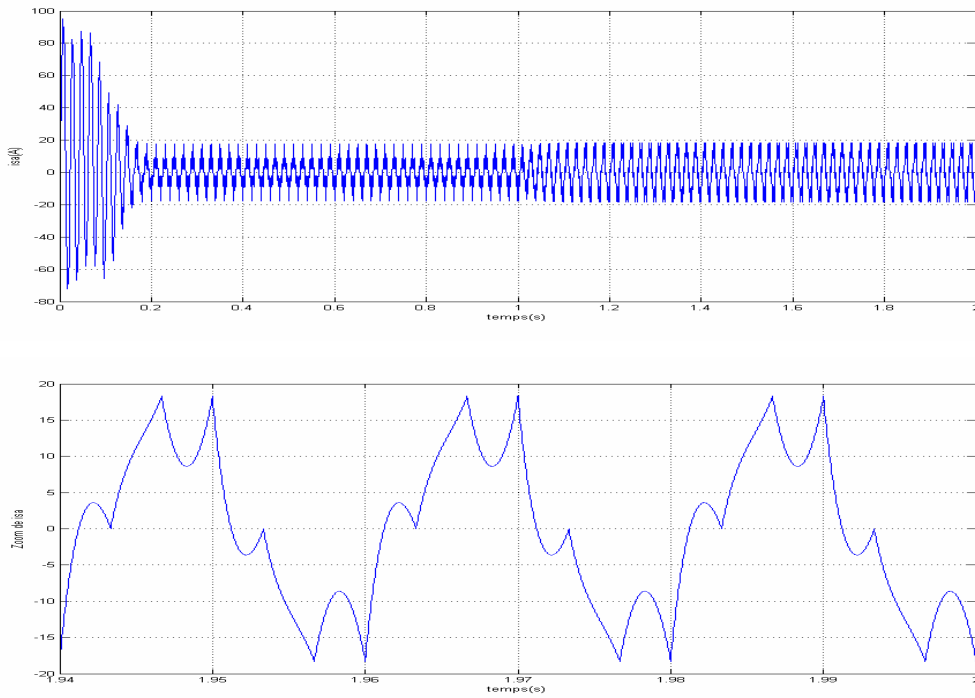


Figure (IV.5) Le courant de phase i_{sa} en charge

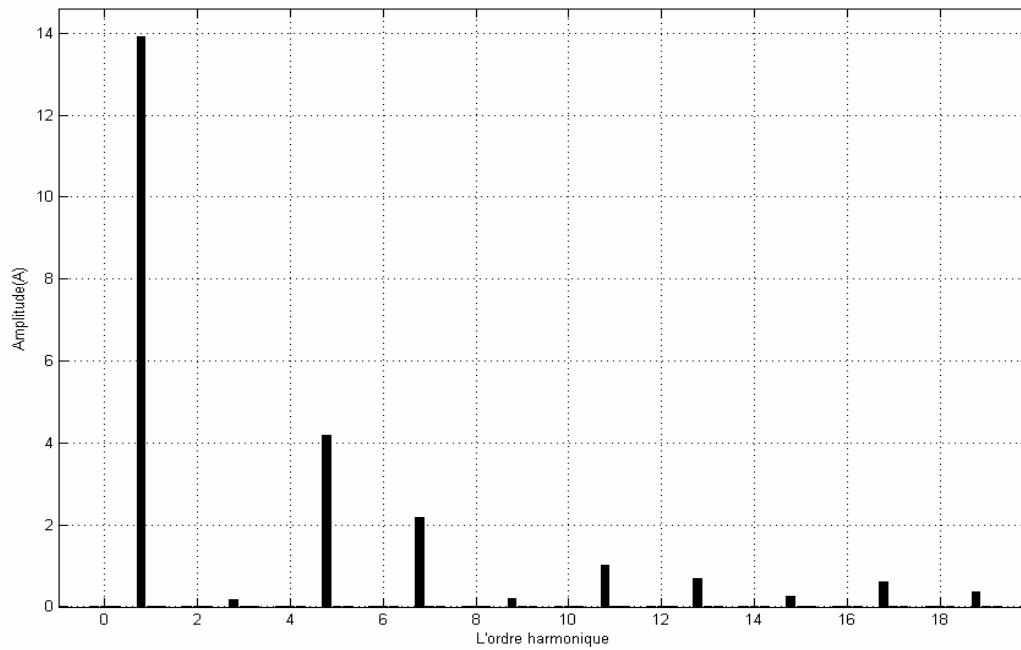


Figure (IV.6) Analyse spectrale du courant i_{sa}

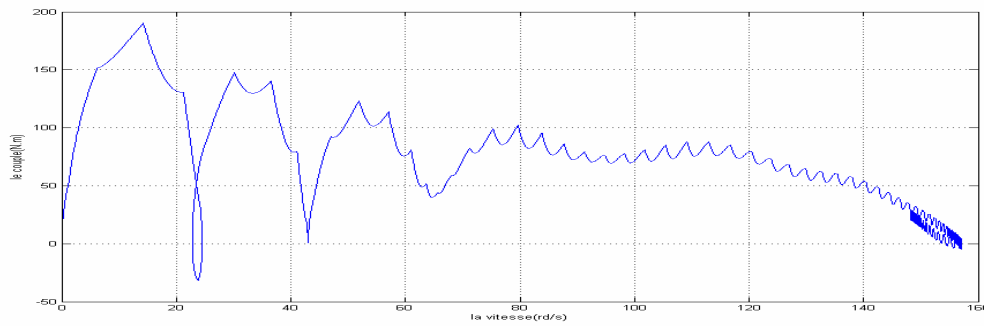
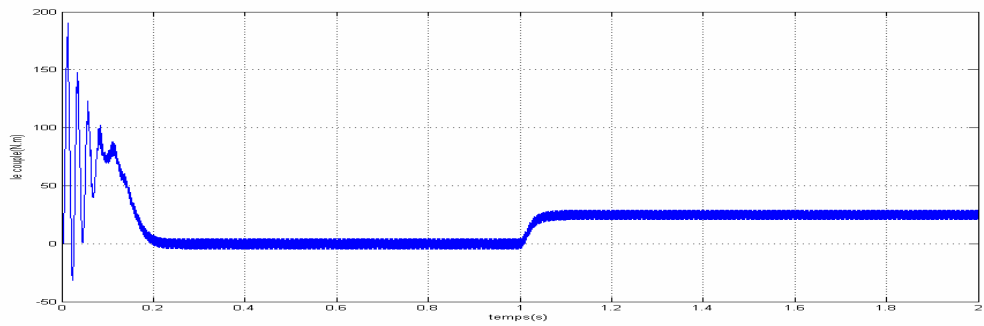
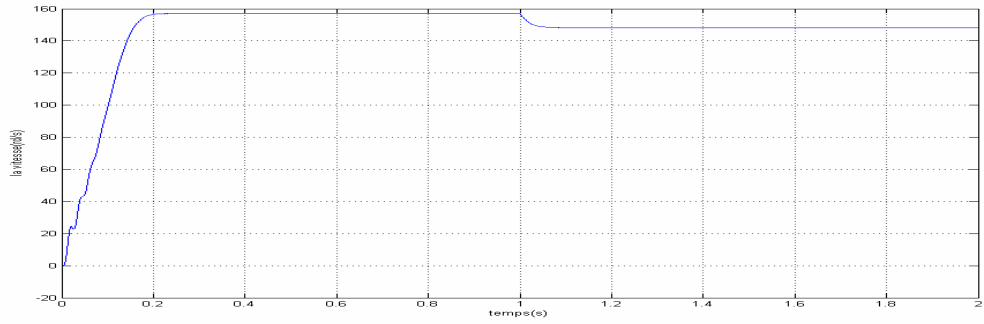


Figure (IV.7) Les courbes de la machine asynchrone en charge

IV.3. SIMULATION DE L'ASSOCIATION ONDULEUR –MACHINE COMMANDE PAR MLI TRIANGLO-SINUSOÏDALE

Les instants de fermeture et l'ouverture des interrupteurs sont déterminés par l'intersection de l'onde de référence avec la porteuse .la simulation est faite pour trois cas :

- 1) $m = 15, r = 0,8$
- 2) $m = 30, r = 0,8$
- 3) $m = 60, r = 0,8$

Les résultats de simulation sont représentés par les figures (IV.8) ,(IV.9) ,(IV.10) ,(IV.11),(IV.12)(IV.13),(IV.14),(IV.15),(IV.16),(IV.17),(IV.18),(IV.19),(IV.20),(IV.21),(IV.22) , (IV.23) , (IV.24) ,(IV.25) et qui expriment les tensions de références de commande des interrupteurs ,les tensions simples,les tensions composées, le courant de i_{sa} en charge , analyse spectrale du courant i_{sa} ,les courbes de la machine asynchrone en charge .

D'après les résultats de simulation, on remarque que l'augmentation de l'indice de modulation (m) a réduit les oscillations du couple et l'allure du courant de phase statorique simulé à la forme sinusoïdale comme montre les valeurs des THD :

THD =16,05 % pour $m = 15$ et $r = 0,8$

THD =7,91 % pour $m = 30$ et $r = 0,8$

THD =3,94 % pour $m = 60$ et $r = 0,8$

L'examen des courbes de la machine asynchrone permet d'avoir des temps d'établissement (0,3 s) de toutes les grandeurs.

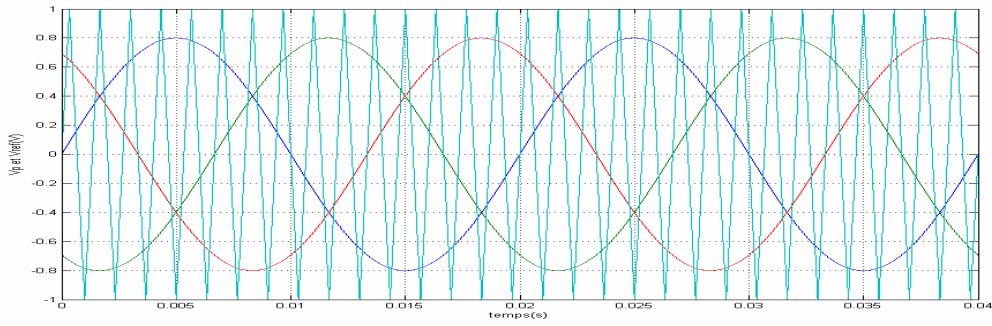


Figure (IV.8) Les tensions de référence est la porteuse triangulaire pour $m=15$ et $r=0.8$

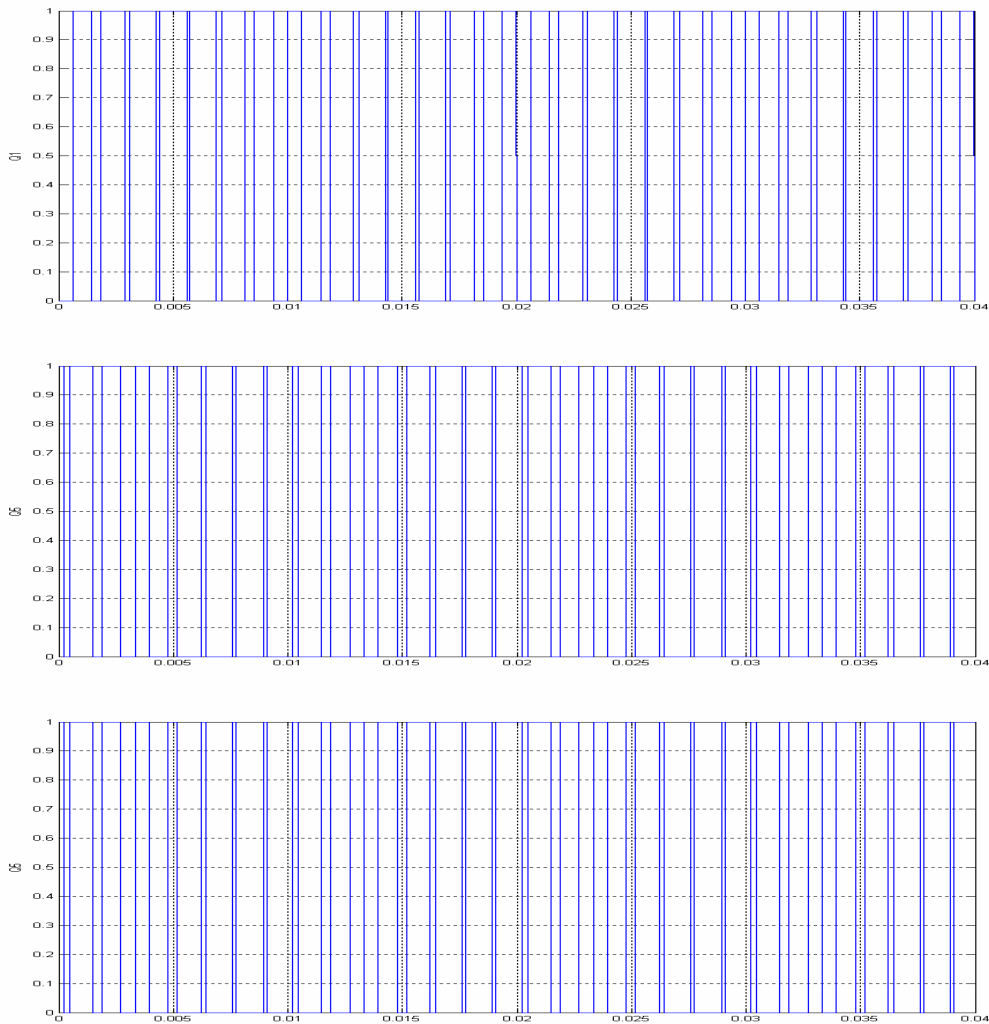


Figure (IV.9) Séquence de commande des interrupteurs (commande MLI sinusoïdal triangulaire $m = 15$ et $r = 0,8$)

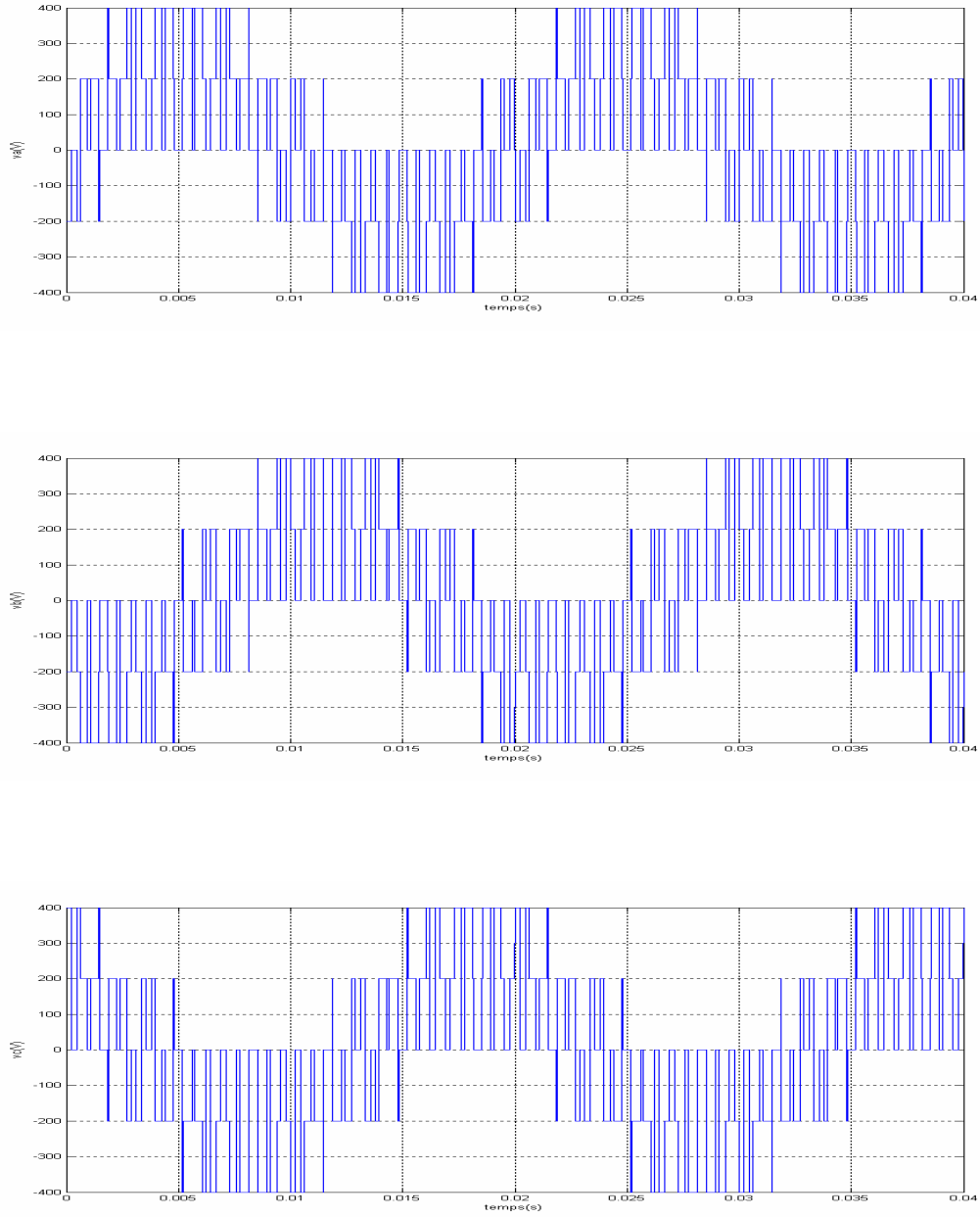


Figure (IV.10.a) Les tentions simples pour $m=15$ et $r=0.8$

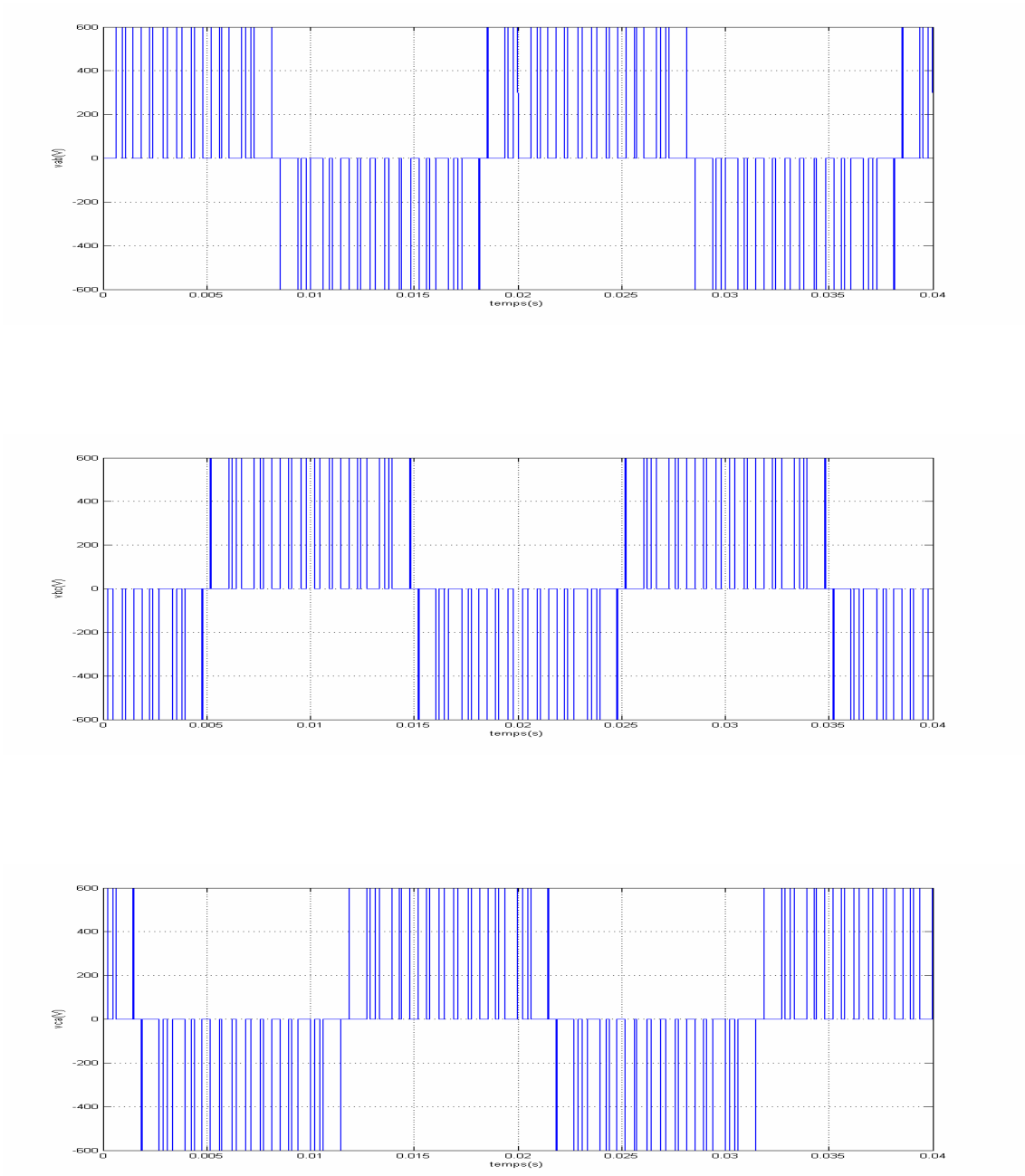


Figure (IV.10.b) Les tensions composées pour $m=15$ et $r=0.8$

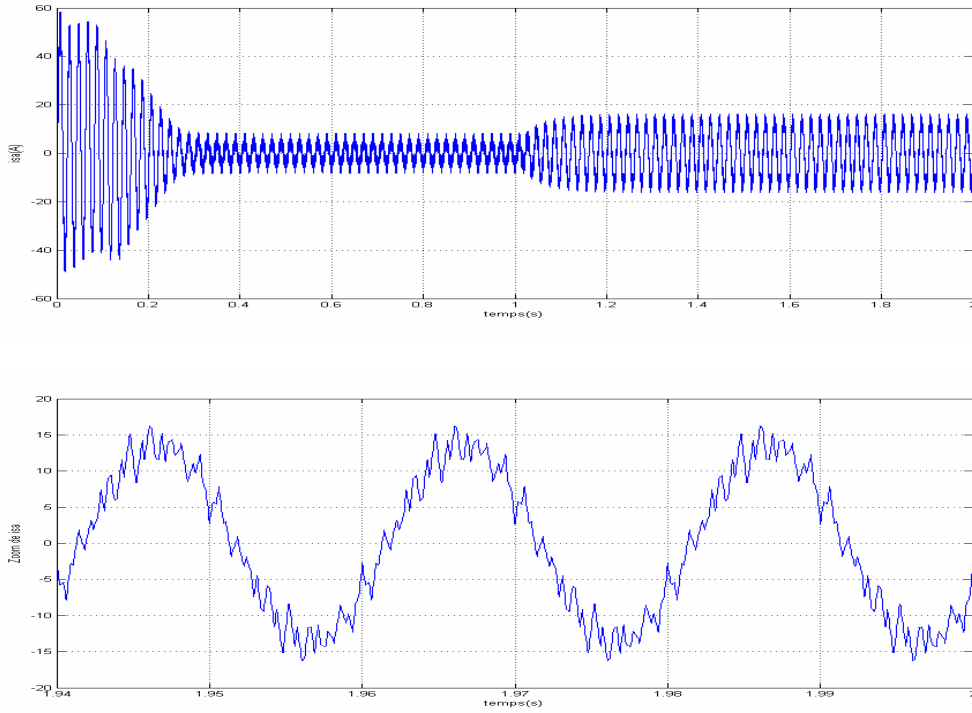


Figure (IV.11) Le courant de phase i_{sa} en charge pour $m=15$ et $r=0.8$

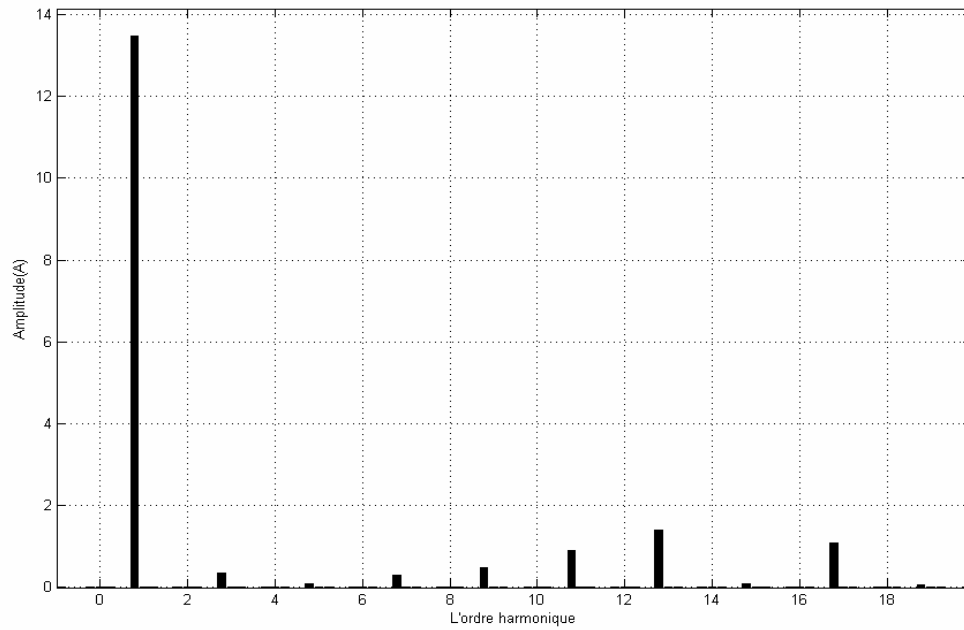


Figure (IV.12) Analyse spectrale du courant i_{sa} pour $m=15$ et $r=0,8$

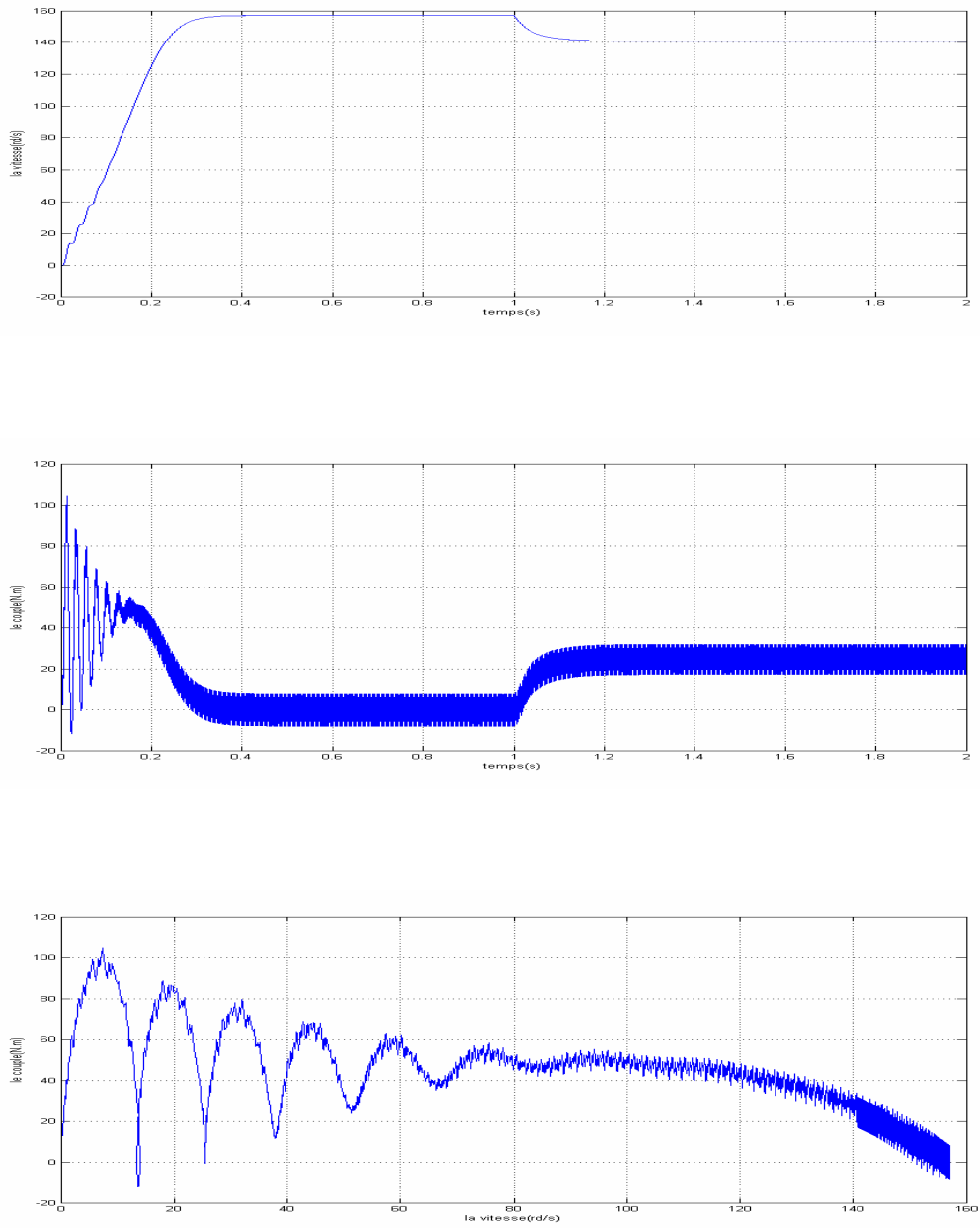


Figure (IV.13) Les courbes de la machine asynchrone en à vide pour $m=15$ et $r= 0,8$

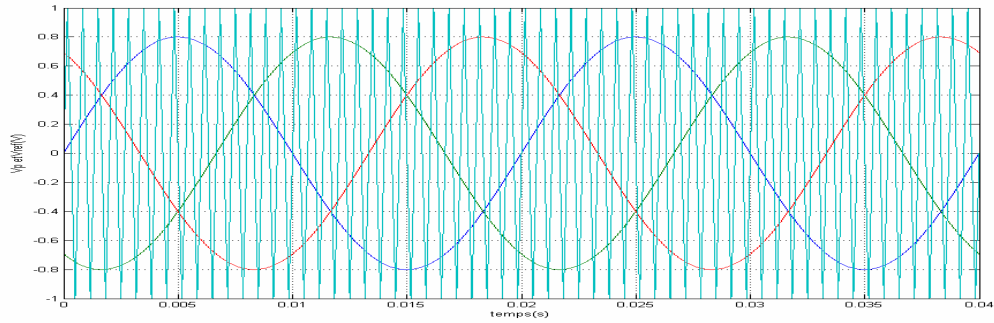


Figure (IV.14) Les tensions de références et la porteuse triangulaire pour $m=30$ et $r=0,8$

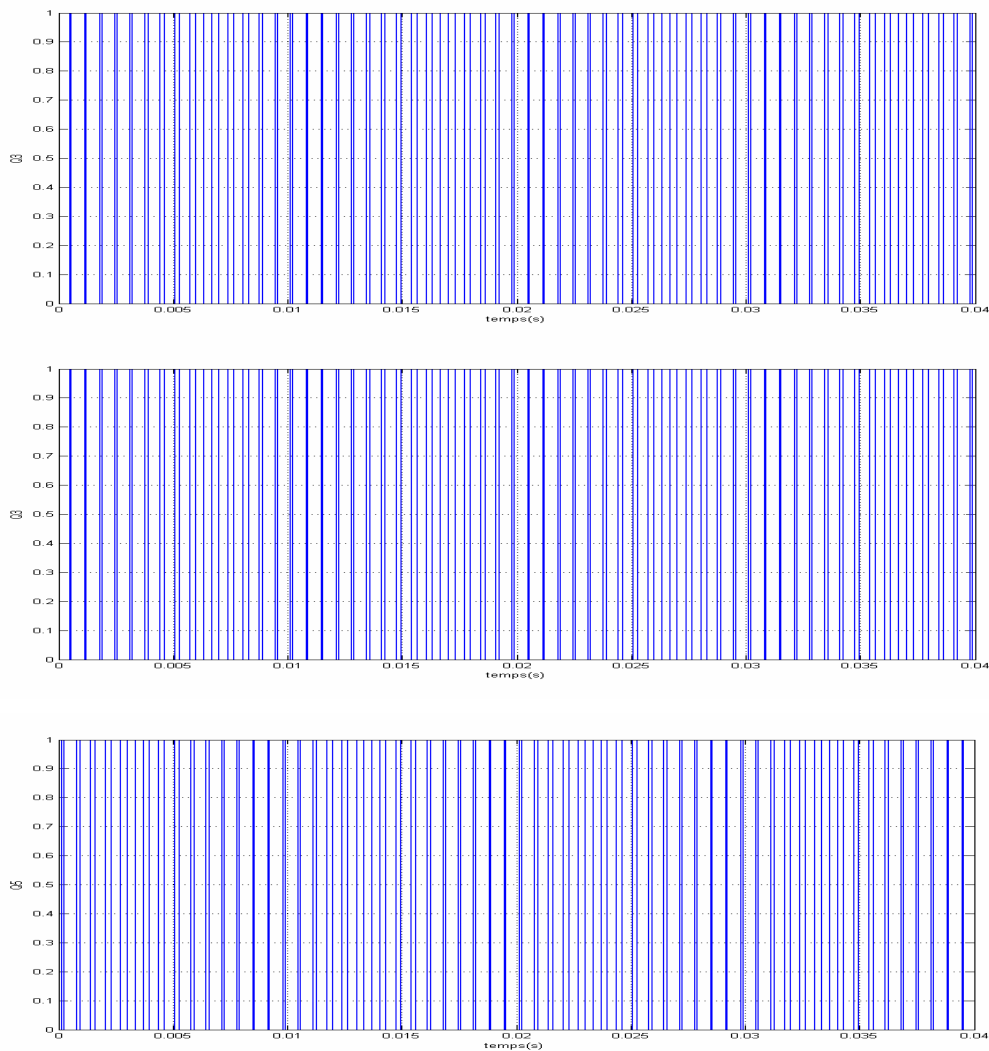


Figure (IV.15) Séquence de commande des interrupteurs (commande MLI sinusoidal triangulaire $m =30$ et $r =0,8$)

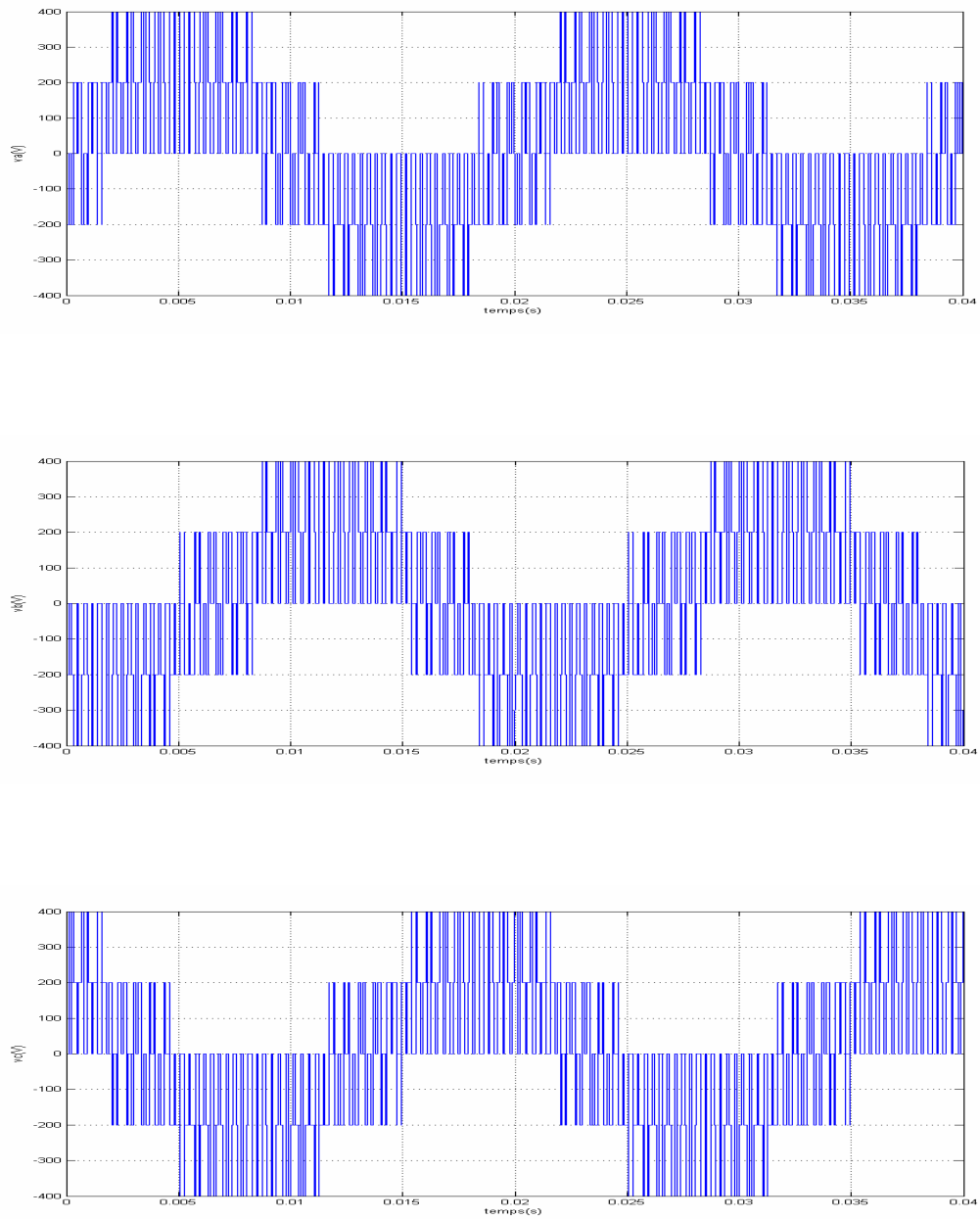


Figure (IV.16.a) Les tensions simples pour $m=30$ et $r=0,8$

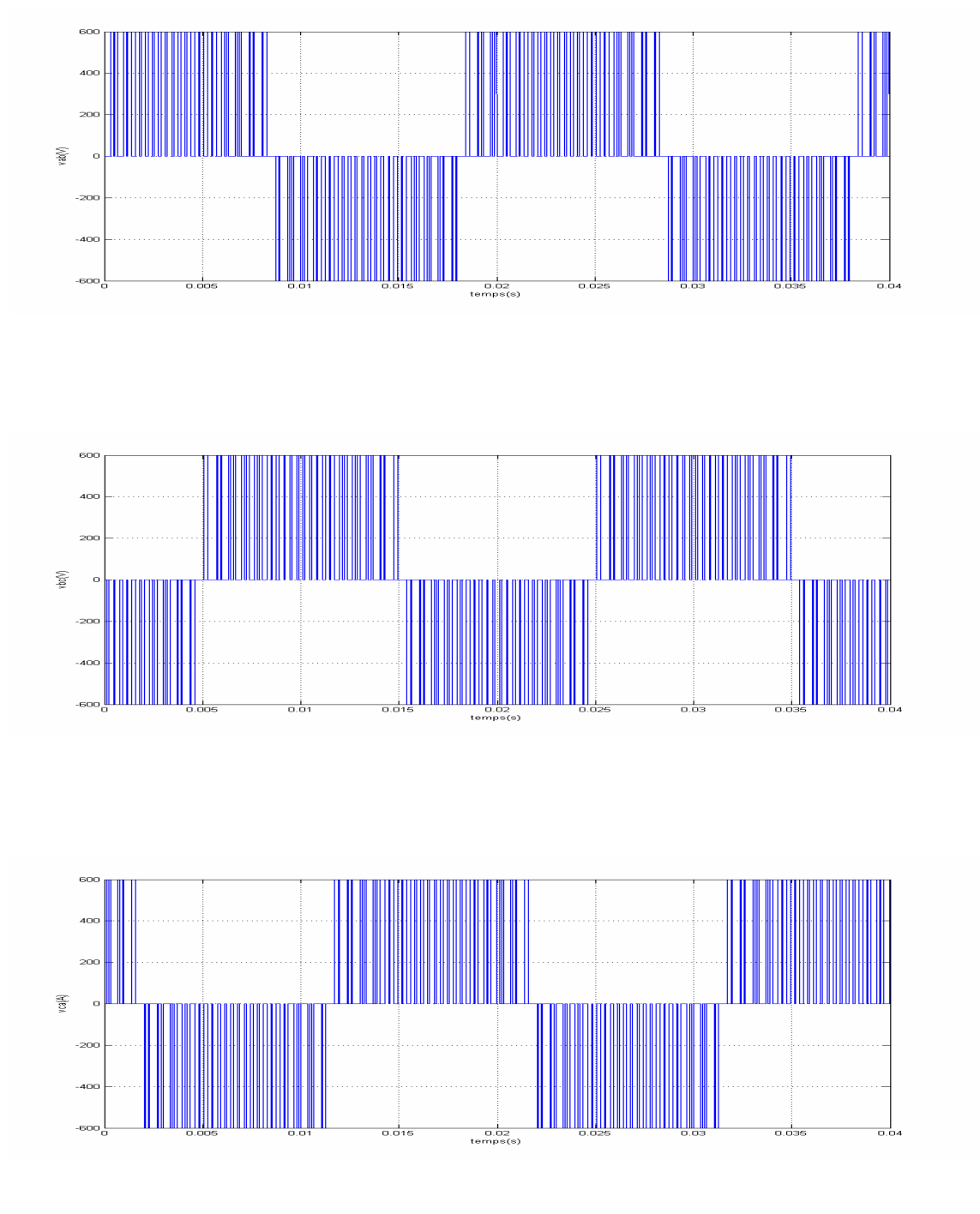


Figure (IV.16.b) Les tensions composées pour $m=30$ et $r=0,8$

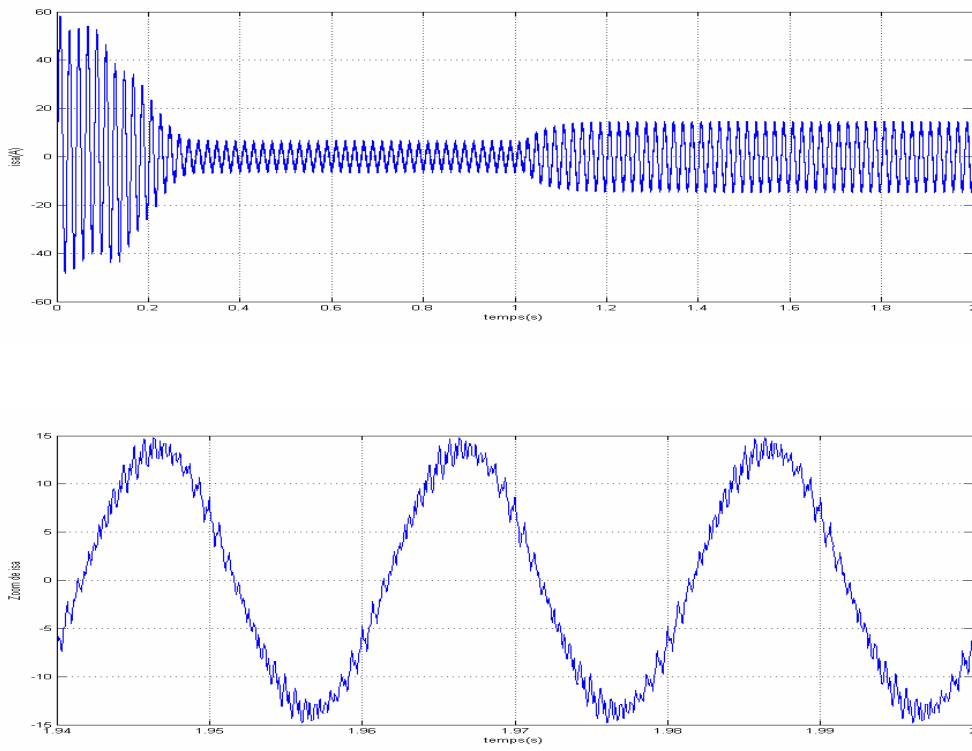


Figure (IV.17) La tension de phase i_{sa} en charge pour $m=30$ et $r=0,8$

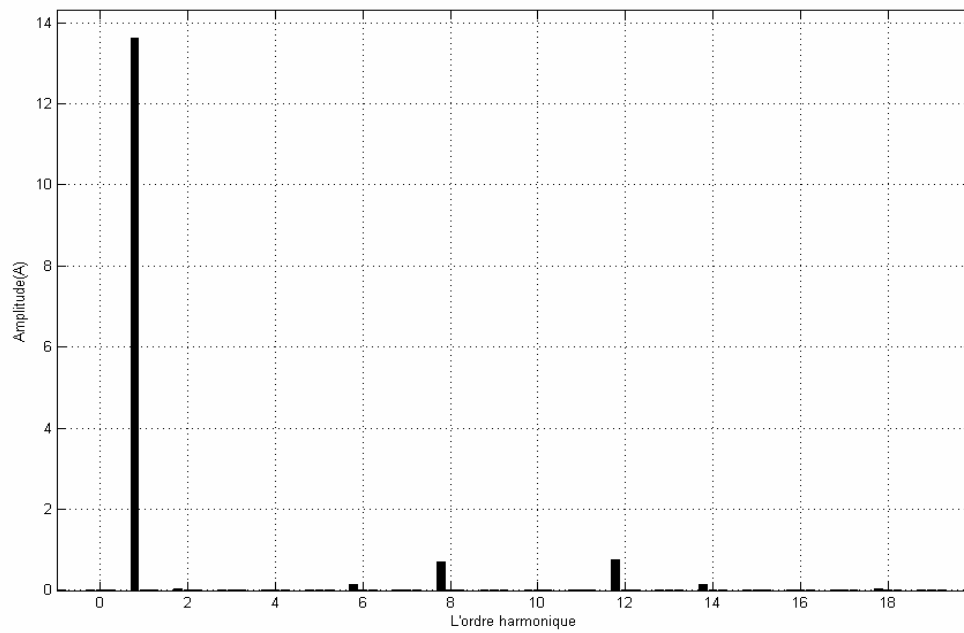


Figure (IV.18) Analyse spectrale du courant i_{sa} pour $m = 30$ et $r = 0,8$

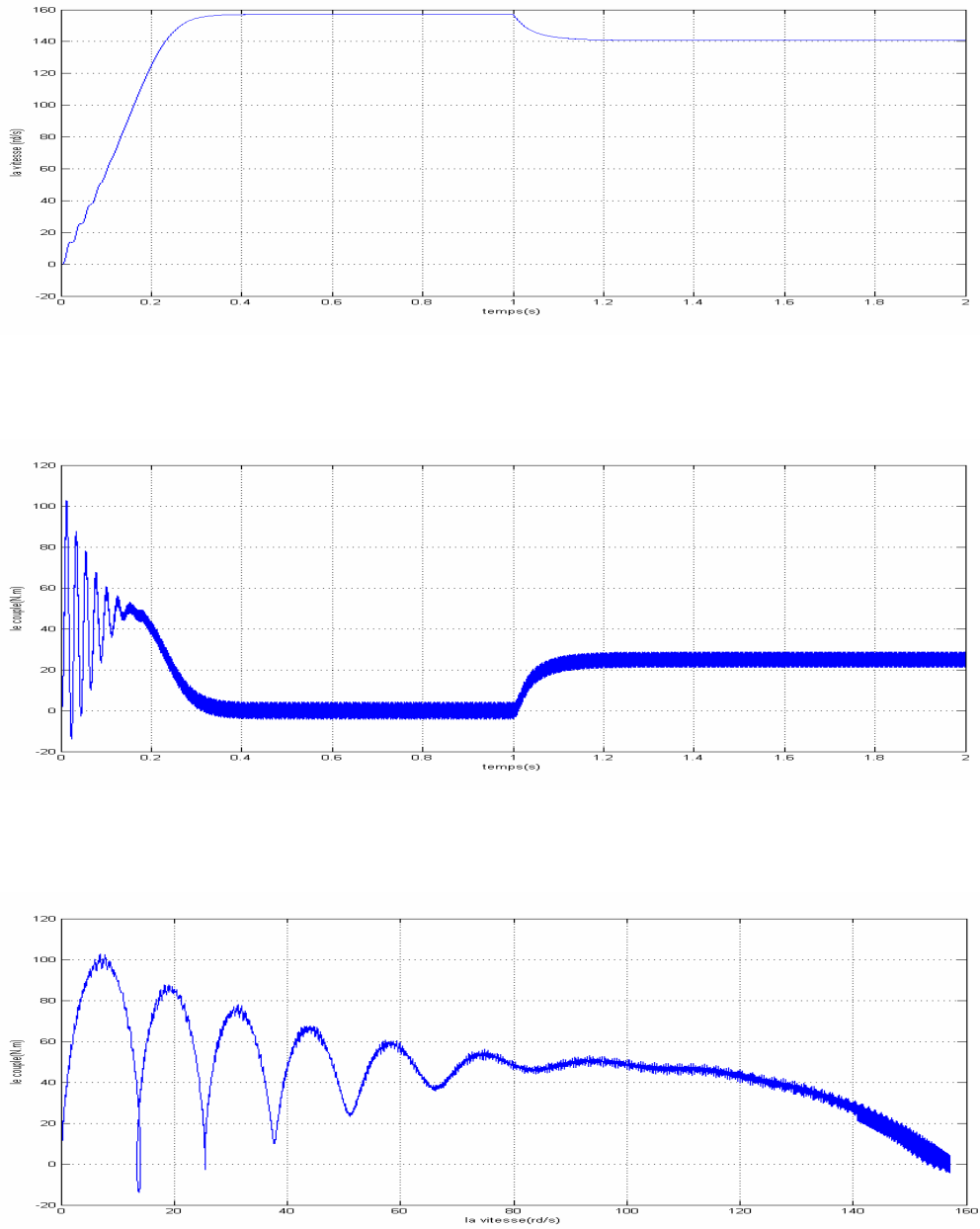


Figure (IV.19) Les courbes de la machine asynchrone en charge pour $m = 30$ et $r = 0,8$

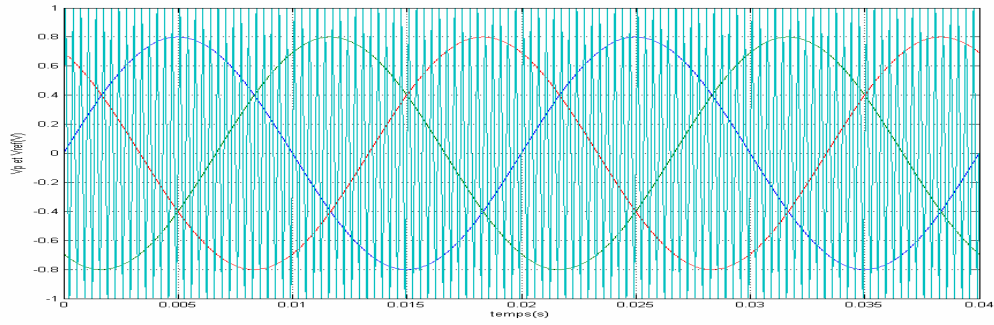


Figure (IV.20) Les tensions de références et la porteuse triangulaire pour $m = 60$ et $r = 0,8$

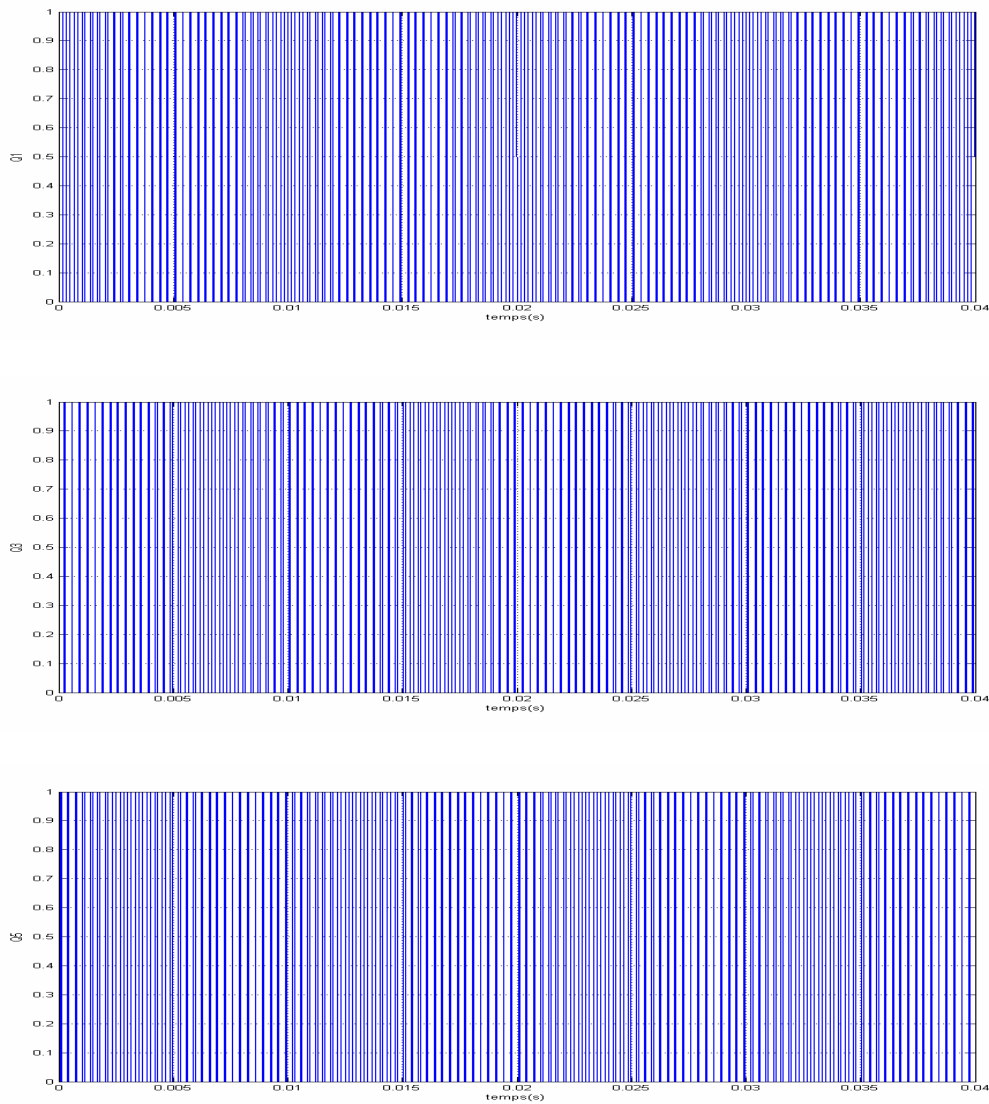


Figure (IV.21) Séquence de commande des interrupteurs (commande MLI sinusoidale-triangulaire $m = 60$ et $r = 0,8$)

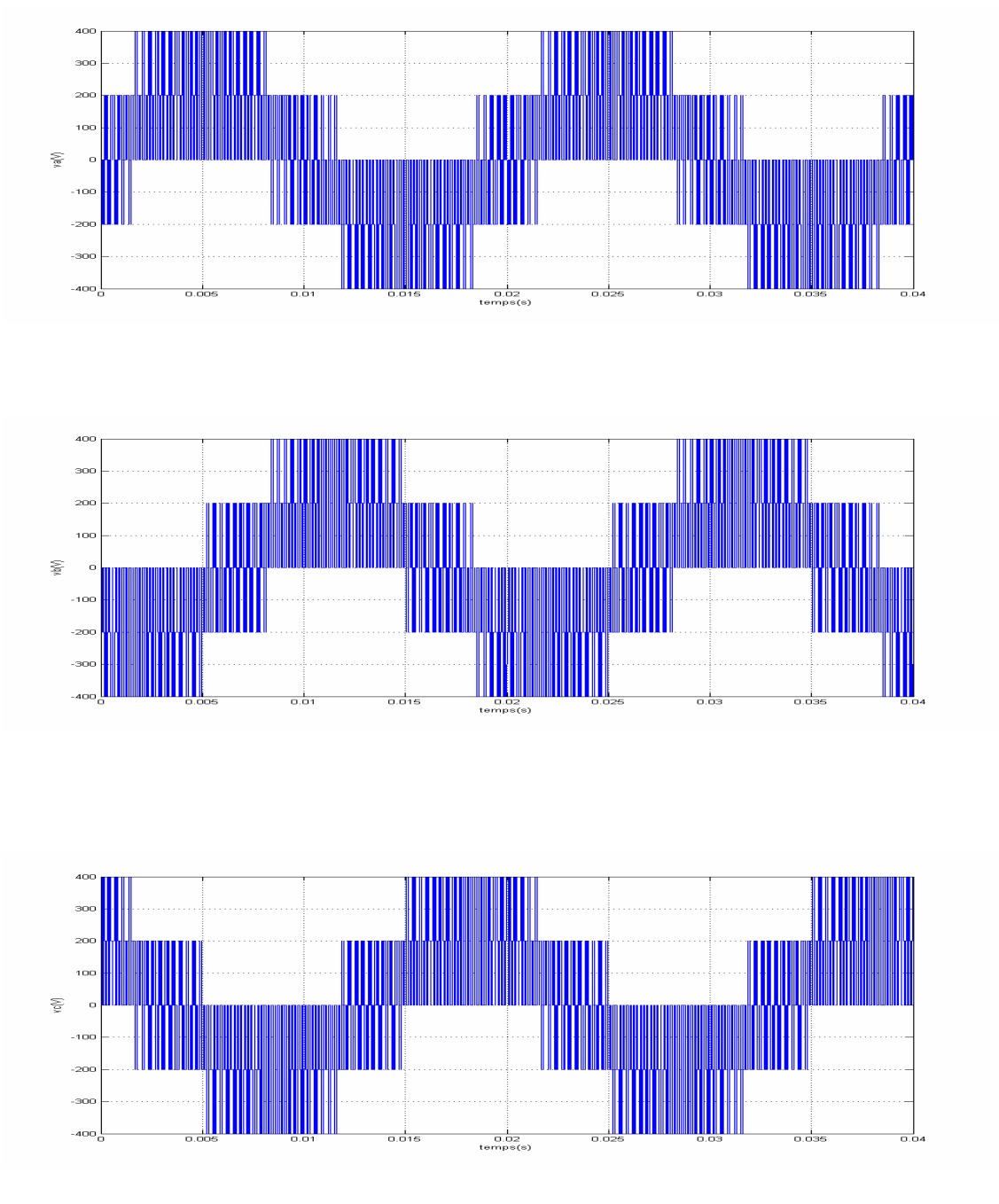


Figure (IV.22.a) Les tensions simples pour $m = 60$ et $r = 0,8$

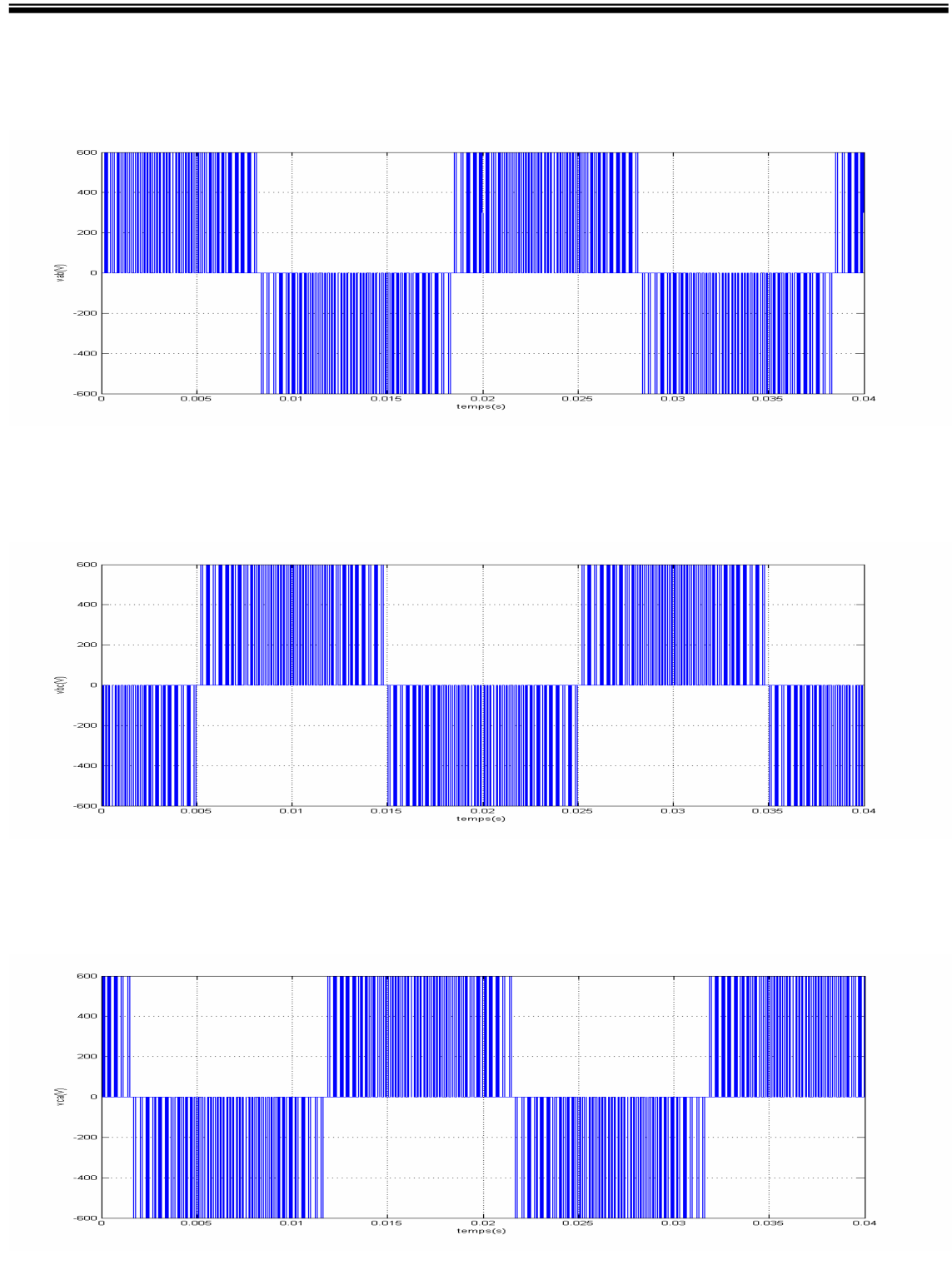


Figure (IV.22.b) Les tensions composées pour $m = 60$ et $r = 0,8$

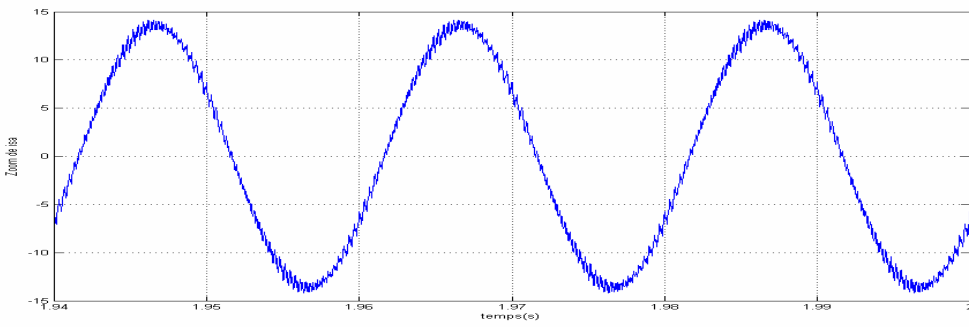
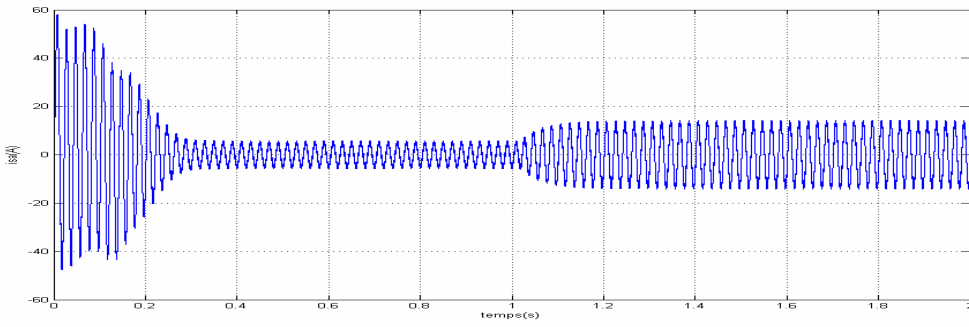


Figure (IV.23) Le courant de phase i_{sa} en charge pour $m = 60$ et $r = 0,8$

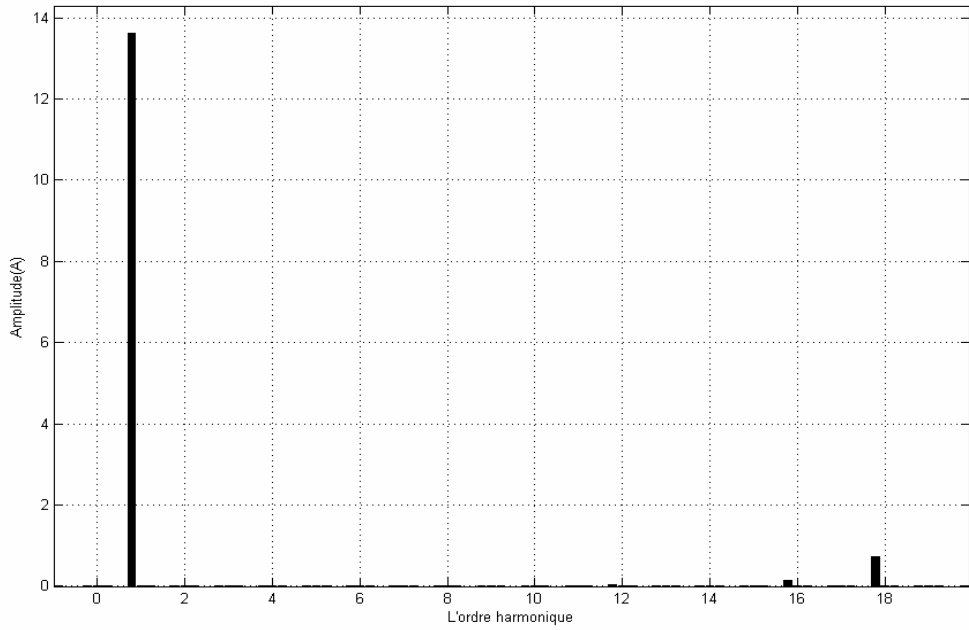


Figure (IV.24) Analyse spectrale du courant i_{sa} pour $m = 60$ et $r = 0,8$

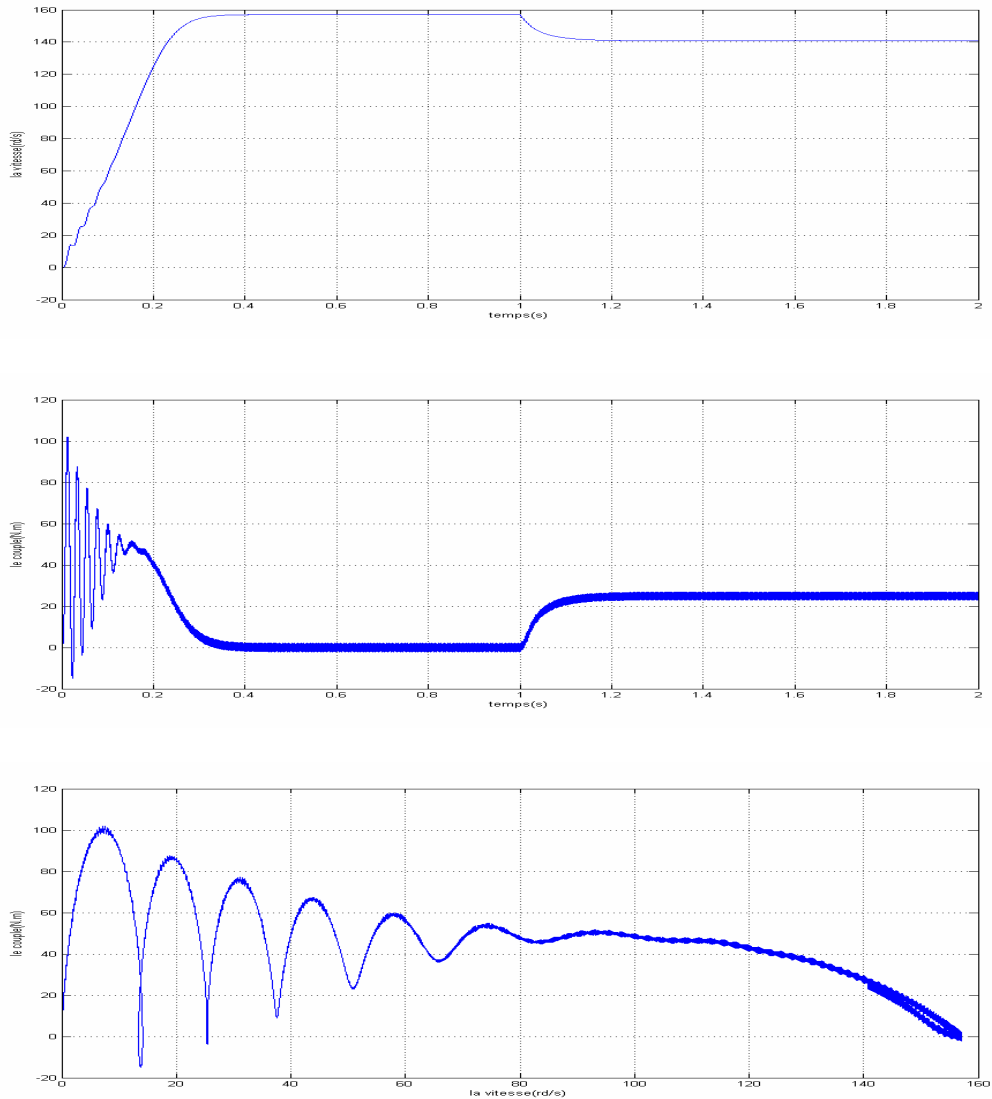


Figure (IV.25) Les courbes de la machine asynchrone en charge pour $m = 60$ et $r = 0,8$

IV.4. SIMULATION DE L'ASSOCIATION ONDULEUR-MACHINE COMMANDEE PAR HYSTERESIS

L'observation de la figure (IV.30) montre que le courant dans la machine suit le courant de référence sinusoïdal généré par la commande. Ce courant présente des ondulations d'amplitude plus ou moins importante pour $\Delta i = 1A$, ceci est conforté par le spectre harmonique de la figure (IV-29), avec un THD de 15,79 %.

On constate d'après les courbes de la figure (IV.31) que la vitesse s'établit lentement au bout d'un temps de 1,3 s.

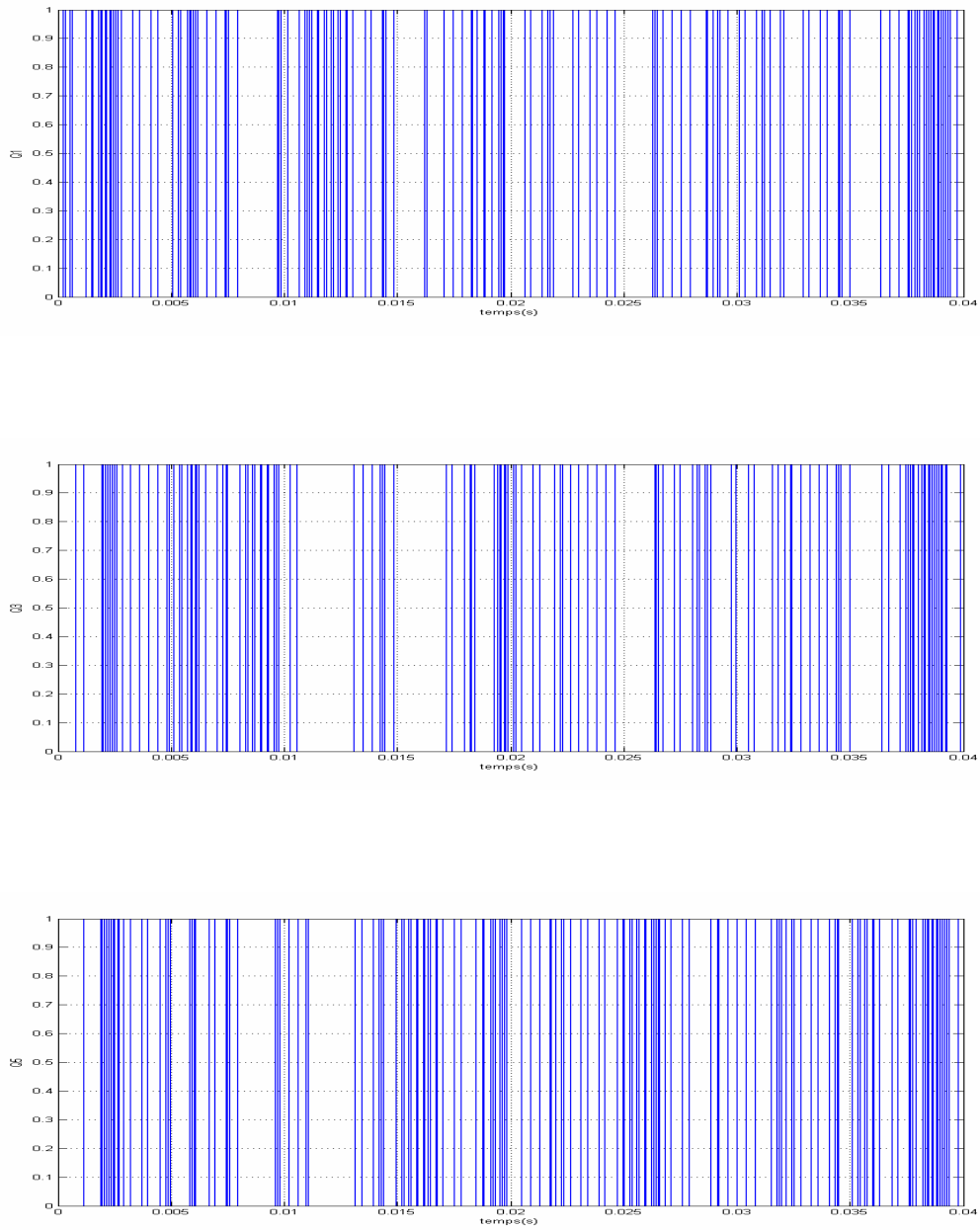


Figure (IV.26) Séquence de commande des interrupteurs (commande hystérésis)

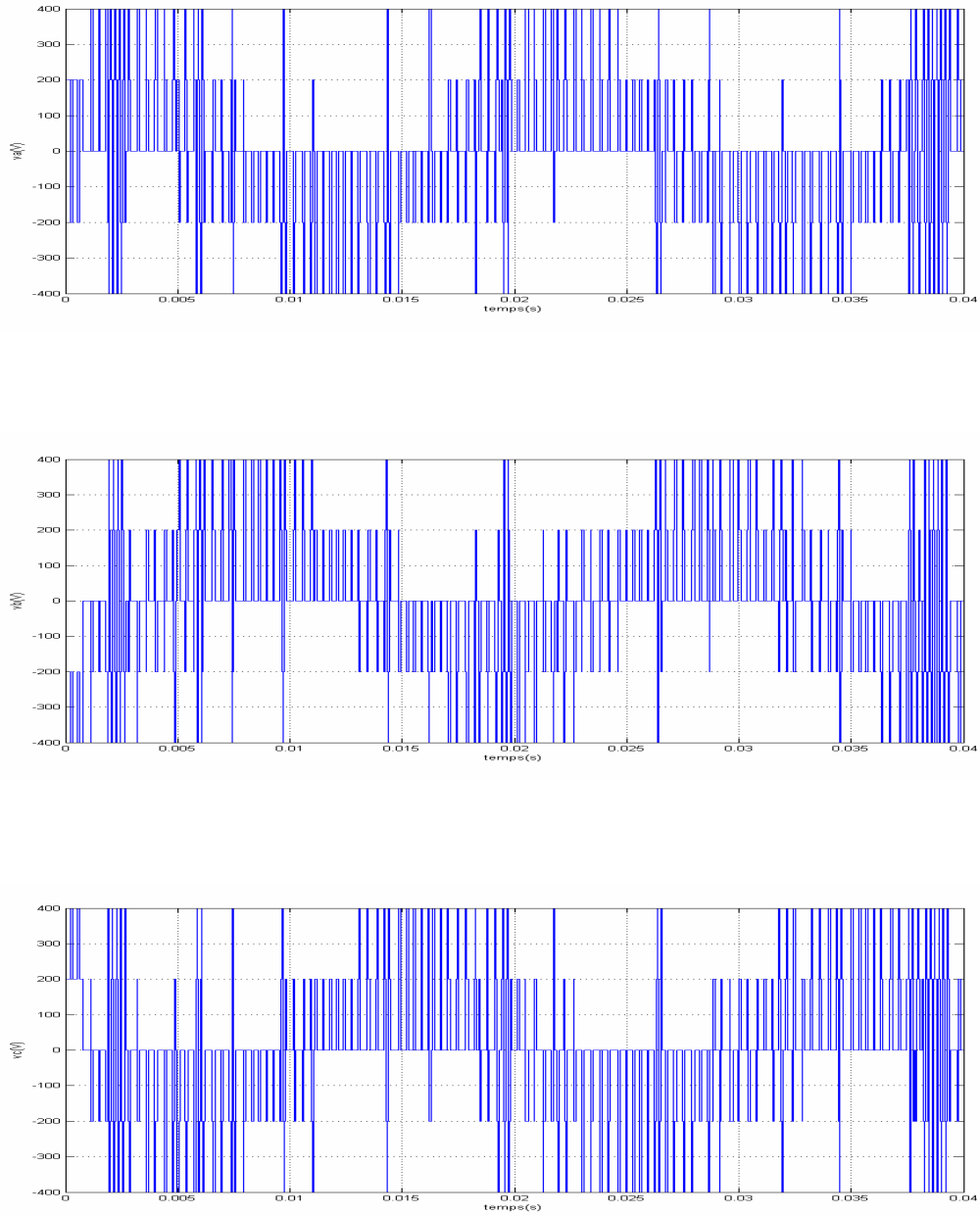


Figure (IV.27.a) Les tensions simples

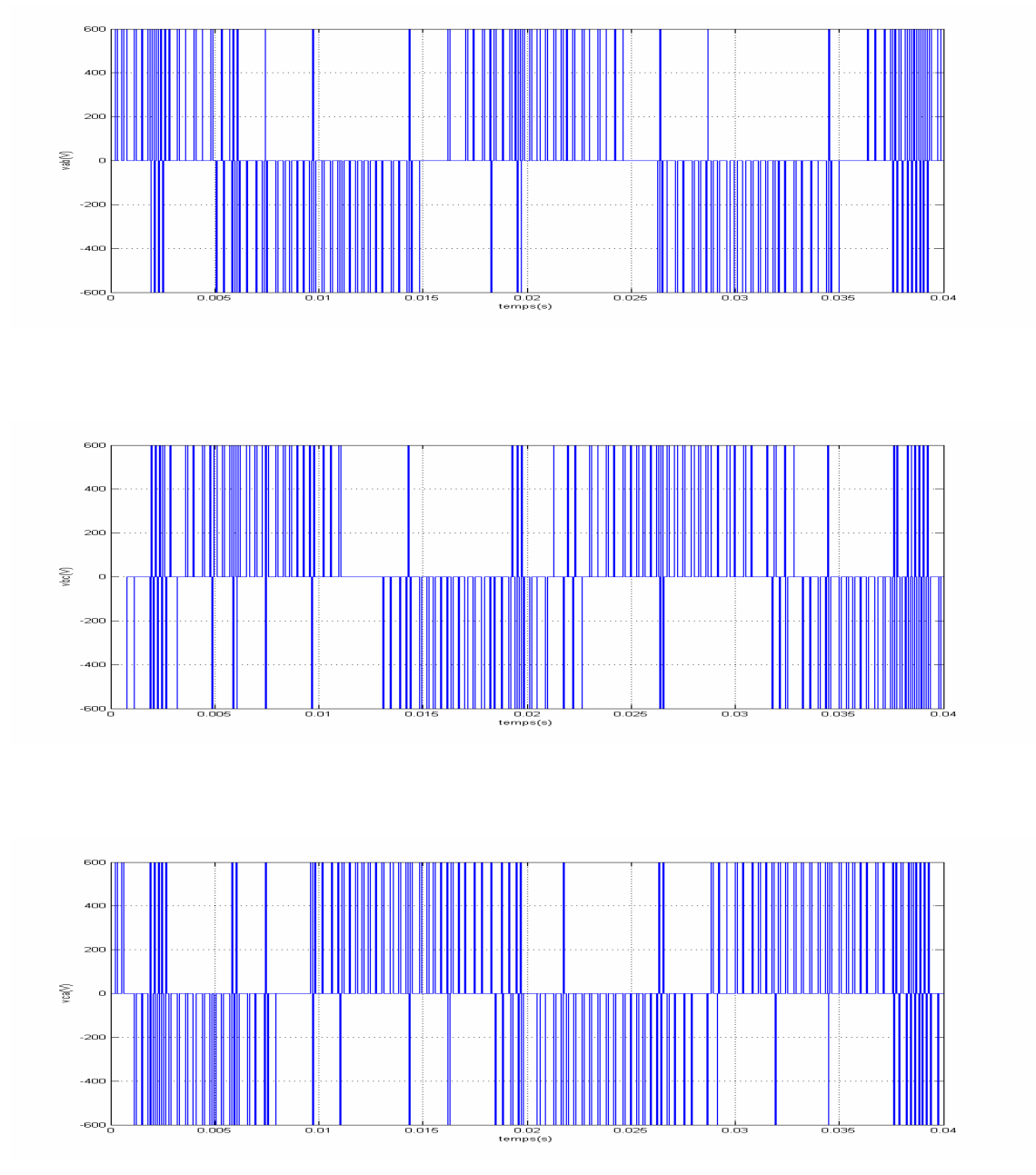


Figure (IV.27.b) Les tensions composées

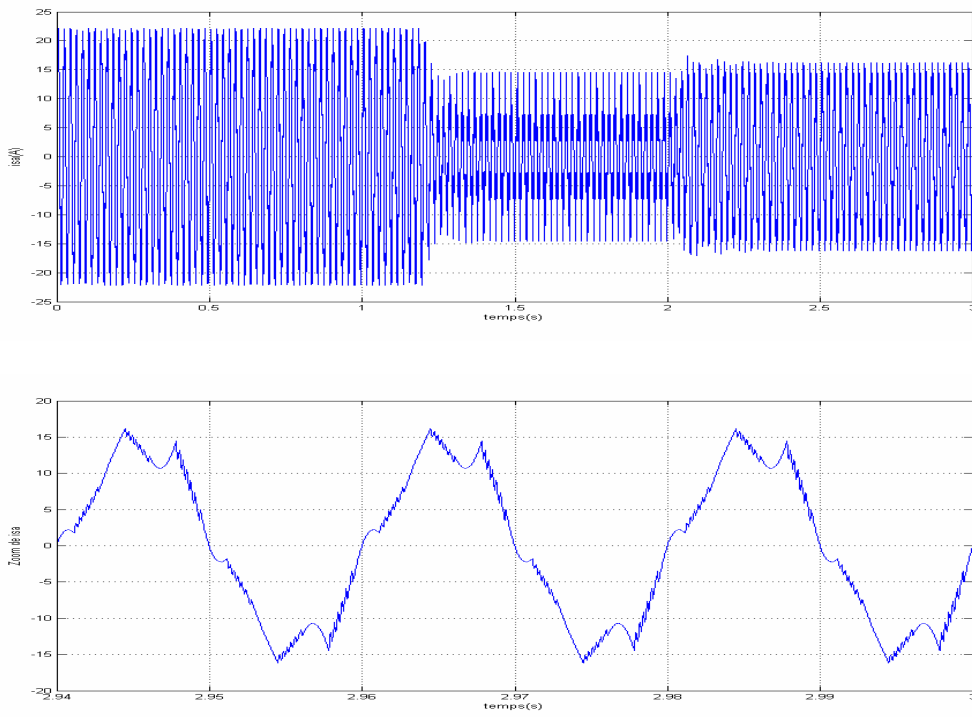


Figure (IV.28) Le courant de phase i_{sa} en charge

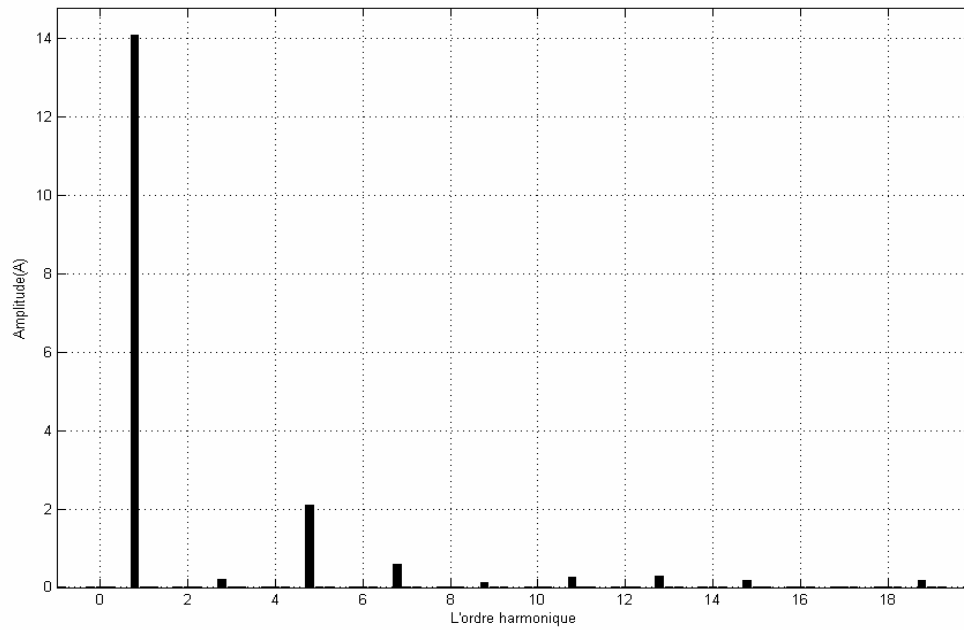


Figure (IV.29) Analyse spectrale du courant i_{sa}

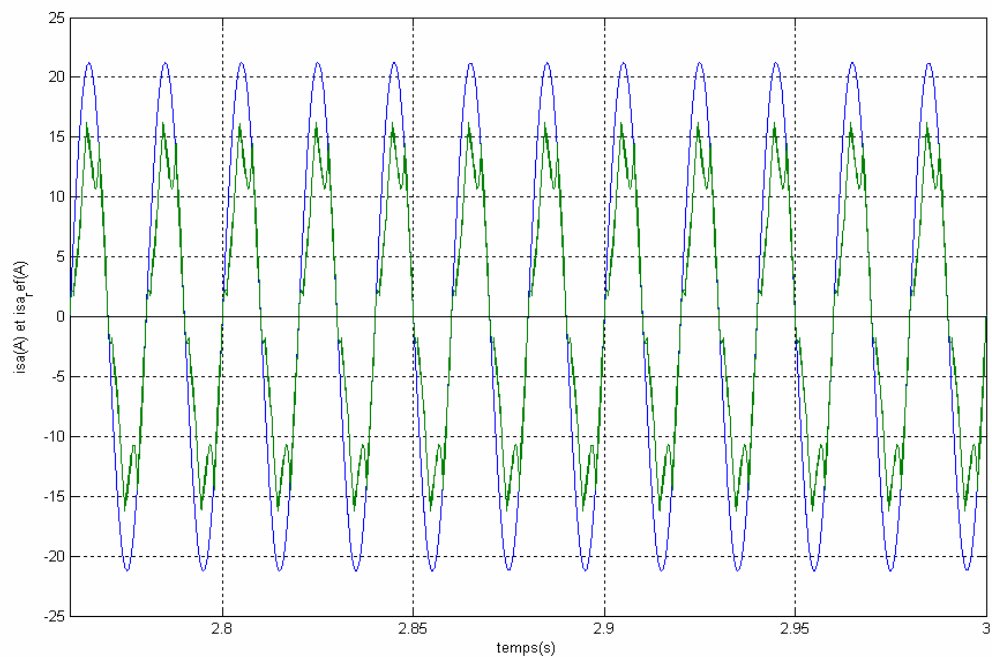


Figure (IV.30) Courants de référence et réel i_{sa}

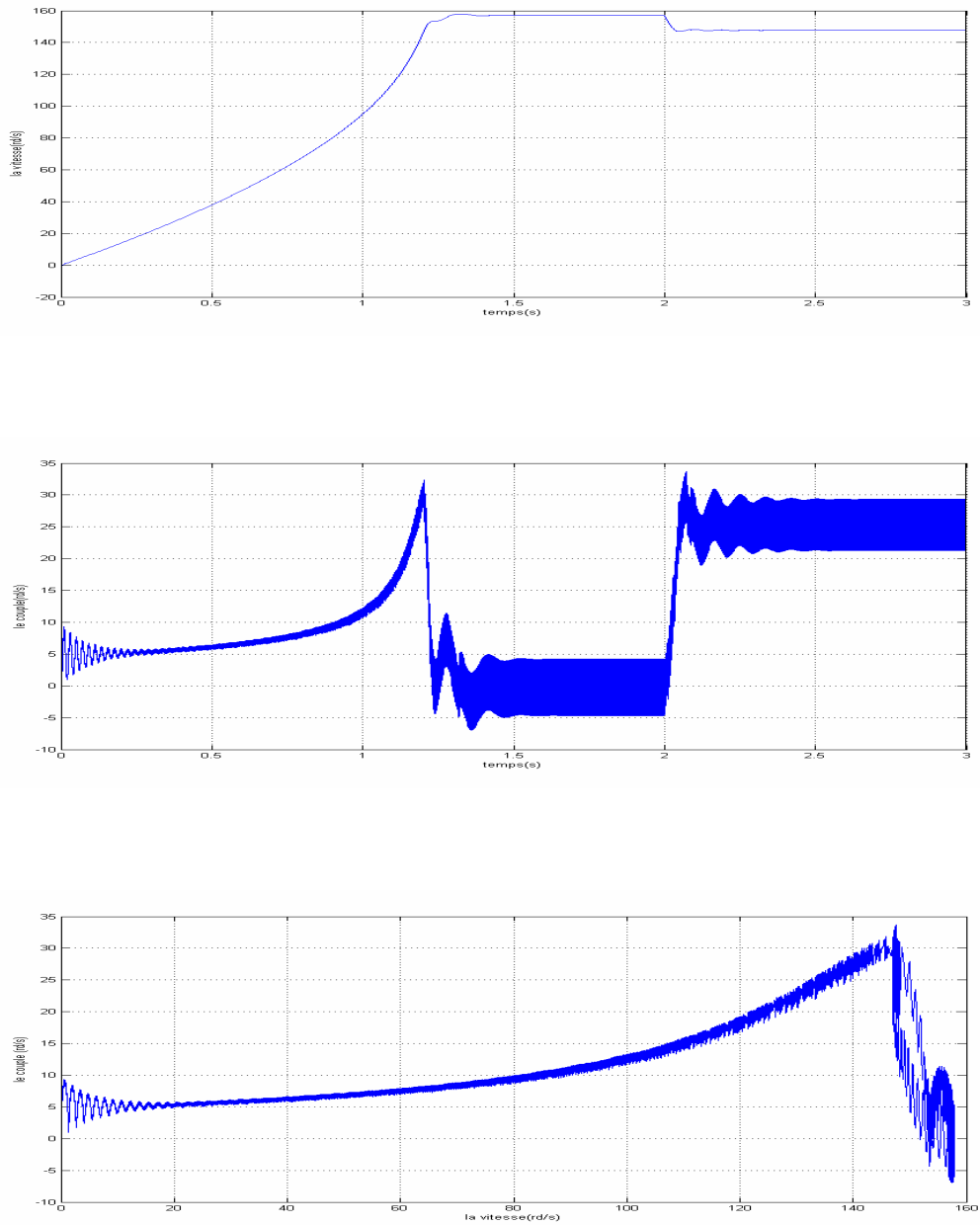


Figure (IV.31) Les courbes de la machine asynchrone en charge

CONCLUSION GENERALE

Le travail présenté dans ce mémoire a mis en œuvre une étude comparative des différentes techniques de commande de l'onduleur de tension alimentant une machine asynchrone.

Avant d'aborder cette étude, nous avons commencé par présenter le modèle de la machine et son alimentation. La modélisation de la machine asynchrone est basée sur la transformation de Park, ce qui permet de simplifier les équations de la machine électrique, les résultats obtenus montre bien la validité du modèle de Park pour la détermination des différentes caractéristiques de la machine. Puis, on a abordé la modélisation du convertisseur de fréquence (onduleur de tension). Le principe de fonctionnement et de commande de l'onduleur de tension triphasé a été présenté en donnant les principes des techniques de commande les plus utilisées.

La forme d'onde du courant statorique en technique de pleine onde est riche par les harmoniques impaires (THD=34,01%). Pour la commande à hystérésis, le courant contient moins d'harmonique (THD=15,79%).

En c'est concerne la MLI triangulo-sinusoïdale, on constate une onde de courant statorique est plus proche d'une forme sinusoïdale (THD=3,94% pour $m=60$ et $r=0,8$). Nous remarquons aussi que l'augmentation de l'indice de modulation (m) a réduit les oscillations du couple, et cela est tout a fait naturel car les harmoniques sont repoussés vers les fréquences élevées ,ce qui se manifeste par la réduction des couples harmoniques.

Après une étude comparative de ces trois techniques du point de vue de leur contenance en harmonique et taux de distorsion il s'avère que la MLI triangulo-sinusoïdale est des performances meilleures par rapport aux autres techniques étudiées.

ANNEXE

PARAMETRES DE LA MACHINE ASYNCHRONE

1. Caractéristiques principales de la machine

- Puissance nominale 4 KW
- Couple de charge nominale 25 Nm
- Courant nominal 15 A
- Tension nominale 220/380 V
- Fréquence statorique nominale 50 Hz
- Vitesse nominale de rotation du rotor 1440 tr/mn
- Nombre de paires de pôles 2

2. Paramètres électriques

- Résistance d'une phase du stator $R_s=1.2 \Omega$
- Résistance d'une phase du rotor $R_r=1.8 \Omega$
- Inductance propre d'une phase statorique $L_s=0.1554 \text{ H}$
- Inductance propre d'une phase rotorique $L_r=0.1568 \text{ H}$
- Inductance mutuelle $L_m=0.1500 \text{ H}$

3. Paramètres mécaniques

- Moment d'inertie des masses tournantes $J=0.07 \text{ Kg}\cdot\text{m}^2$
- Coefficient de frottement $f=0.0001 \text{ Nm/rad/sec}$

BIBLIOGRAPHIE

- [1] **L.Baghi,**
« Modélisation et commande de la machine asynchrone », *Cours de commande IUFM de Lorraine UHP*, 2003/2004.
- [2] **J.Gognat,**
« Modélisation et simulation d'une commande vectorielle sous le logiciel MATLAB », *Rapport de stage, Université d'Aix-Marseille*, Juin 1999.
- [3] **J.Chatelain,**
« Machines électriques 1 », *Presse Polytechniques Romandes*, 1983.
- [4] **R.Abdessamed, M.Kadjoudj,**
« Modélisation des machines électriques », *Presse de l'Université de Batna*, 1997.
- [5] **S.Chaouch,**
« Commande vectorielle robuste d'une machine à induction sans capteur de vitesse »
Thèse de doctorat, Université Batna, Décembre 2005.
- [6] **K.Kouzi,**
« Commande vectorielle d'un moteur à induction sans capteur vitesse par un réglage PI-Flou à gains-Flous adaptés associé à un observateur d'état par modes de glissement », *Thèse de magister, Université Batna*, Septembre 2002.
- [7] **C.Canudas de Wit,**
« Modélisation contrôle vectoriel et DTC, commande des moteurs asynchrones 1 », *Hermis Science publications*, Paris, 2000.
- [8] **D.Hadiouche,**
« Contribution à l'étude de la machine asynchrone double étoile : modélisation, alimentation et structure », *Thèse de doctorat, Université Nancy-I*, Décembre 2001.
- [9] **M.Bouharkat,**
« Etude de l'évolution des courants rotoriques d'une machine asynchrone à cage en régime dynamique » *Thèse de doctorat, Université Batna*, Février 2006.
- [10] **M.Pinard,**
« Commande électronique des moteurs électriques » *Edition Dunod*, Paris, 2004.

[11] **M.H. Rashid,**

« Power electronics handbook», *Academic Press*, USA 2001.

[12] **M.Lavabre,**

« Électronique de puissance, conversion de l'énergie, cours et exercices résolus»,
Editions Casteilla, Paris,1998.

[13] **F.Labrique, G.Seguiet, R.Bausiere,**

« Les convertisseurs de l'électronique de puissance, la conversion continu - alternatif »,
Technique et Documentation -Lavoisier ,1995.

[14] **G.Seguiet,**

« Électronique de puissance les fonctions de base et leurs principales applications »,
Edition Dunod, Paris,1999.

[15] **EM.Berkouk,**

« Contribution à la conduite des machines asynchrones monophasée et triphasée
alimentées par des convertisseurs directs et indirects ,application aux gradateurs
directs et indirects,application aux onduleurs multiniveaux » , *Thèse de doctorat*,
CNAM ,1995.

[16] **H.Buhler,**

« Réglage de systèmes d'électronique de puissance », *Presses polytechniques et
universitaires Romandes,Lausanne*,1997.

[17] **H.Tamrabet,**

« Robustesse d'un contrôle vectoriel de structure minimale d'une machine
asynchrone »,*Mémoire de magister, Université Batna* , Mai 2006.