

République Algérienne Démocratique et Populaire

**Ministère de l'Enseignement Supérieure et de la
Recherche Scientifique**



Université Echahid Hamma Lakhdar d'El-Oued



FACULTE DES SCIENCES ET TECHNOLOGIE

Mémoire de fin d'étude

Présenté pour l'obtention du diplôme de

LICENCE ACADEMIQUE

Domaine: Sciences et Technologies

Filière: Génie mécanique

Spécialité: Electromécanique Industrielle

Thème

**Minimisation des Harmoniques d'une Machine
Asynchrone Alimentée par un onduleur de tension**

Devant le jury composé de :Présenté par :

GUERFI YUCEF Président
CHERIF HAKIMA Examineur
GUERFI YUCEF Encadreur

- BAKKOCHE ALA Eddi
- HAMIED Taha Dhia El hak
- KEALA Hocine

2014-2015

DEDICACE

A nos parents,

A nos familles,

A nos amis,

REMERCIEMENTS

Tout d'abord, nous remercions ALLAH, notre créateur de nous avoir donné les forces pour accomplir ce travail.

Nous adressons le grand remerciement à notre encadreur qui a proposé le thème de ce mémoire, aussi pour ses conseils et ses orientations.

Administration du Département de Nous avons également l'honneur de remercier Mécanique d'avoir facilité le processus de sélection du mémoire et de l'encadreur, ainsi que de l'organisation et la bonne coordination.

Un grand merci est adressé aux examinateurs d'avoir accepté la lecture et l'évaluation de notre mémoire.

Finalement, nous remercions tous ceux qui ont participé à réaliser ce mémoire.

INTRODUCTION

GENERALE.....	1
---------------	---

Chapitre I : Modélisation de la machine asynchrone

I.1. INTRODUCTION.....	3
I.2. PRÉSENTATION DE LA MACHINE.....	3
I.2.1. CONSTRUCTION.....	3
I.2.2. PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT.....	3
I.2.3. AVANTAGES ET INCONVENIENTS.....	4
I.3. MODÈLE TRANSITOIRE DE LA MACHINE ASYNCHRONE.....	4
I.3.1. HYPOTHESES SIMPLIFICATRICES.....	4
I.3.2. MISE EN EQUATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE.....	5
I.3.2.1. Equation électrique.....	5
I.3.2.2. Equation magnétique.....	5
I.3.2.3. Equation mécanique.....	6
I.4. APPLICATION DE LA TRANSFORMATION DE PARK A LA MACHINE TRIPHASÉE.....	7
I.4.1. PRINCIPE DE LA TRANSFORMATION DE PARK.....	7
I.4.2. EQUATIONS ELECTRIQUES D'UN ENROULEMENT TRIPHASE DANS LES AXES (D,Q).....	8
I.4.3. EQUATIONS MAGNETIQUES D'UN ENROULEMENT TRIPHASE DANS LES AXES (D,Q).....	8
I.4.4. EQUATION DES TENTIONS.....	9
I.5. CHOIX DU RÉFÉRENTIEL.....	9
I.5.1. REFERENTIEL IMMOBILE PAR RAPPORT AU STATOR.....	9
I.5.2. REFERENTIEL IMMOBILE PAR RAPPORT AU ROTOR.....	9
I.5.3. REFERENTIEL IMMOBILE PAR RAPPORT AU CHAMP TOURNANT.....	10
I.6. EXPRSSION DU COUPLE ÉLECTROMAGNÉTIQUE.....	10
I.7. MODÉLISATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE PAR LA REPRÉSENTATION D'ÉTAT.....	10
I.7.1. LE SYSTEME D'EQUATION D'ETAT.....	11
I.7.2. MODELE D'ETAT DE LA MACHINE ASYNCHRONE ALIMENTEE EN TENSION.....	11
I.7.3. FORME D'ETAT DU MODELE DE LA MACHINE ASYNCHRONE DANS LE REPERE (D, Q) LIE AU CHAMP TOURNANT.....	12
I.8. CONCLUSION.....	12

Chapitre II : Généralité et fonctionnement de l'onduleur triphasé

II-1- INTRODUCTION.....	14
II-2-CLASSE DE L'ONDULEUR.....	14
II-2-1- ONDULEUR NON AUTONOME.....	14
II-2-2- ONDULEUR AUTONOME.....	14

a- onduleur autonome de tension.....	14
b- onduleur autonome de courant.....	14
c- onduleur autonome à résonances.....	15
II-3- TYPES D'ONDULEUR.....	15
II-4- LES UTILISATIONS DE L'ONDULEUR DE TENSION.....	16
II-5- PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT.....	17
II-5-1- Les relations générales des tensions	17
II-5-2- Les relations générales des courants	18
II-6- LES AVANTAGES ET LES INCONVENIENTS DE L'ONDULEUR DE TENSION.....	20

Chapitre III : Commande de l'onduleur de tension

III-1- INTRODUCTION.....	22
III-2- COMMANDE EN PLEINE ONDE.....	22
III-2-1- Principe de la commande.....	22
III-2-2- Tension de sortie.....	22
a- Forme d'onde.....	22
b- Le fondamental de la tension et leur harmoniques.....	24
III-2-3- Les commutations dans les interrupteurs.....	24
III-3- ONDULEUR DE TENSION TRIPHASE A MLI	26
III-3-1- Principe de fonctionnement.....	26
III-3-2- Modulation sinusoïdal.....	26
III-3-2-1- Principe de fonctionnement.....	26
III-3-2-2- Tension de sortie.....	28
a- Forme d'ondes.....	28
b- Fondamentale.....	29
c- Harmonique.....	29

Chapitre IV : Modélisation de l'onduleur de tension

IV-1- INTRODUCTION.....	34
--------------------------------	-----------

IV-2- REPRESENTATION DE LA STRUCTURE DE L'ONDULEUR DE TENSION..34

IV-3- MODELISATION DE L'ONDULEUR DE TENSION.....35

Chapitre V : Simulation et interprétation des résultats

V- 1-Outils de simulation MATLAB/SIMULINK38

V-2-Schéma bloc global39

V-3- Résultat de la simulation40

Conclusion générale.....52

Index des figures

Figure	Titre	Page
Figures I.1	Photo D'une Machine Asynchrone	05
Figures I.2	Représentation Schématique D'une Machine Asynchrone Triphasée	04
Figures I.3	Representation des enroulements fictifs d'axes d-q	07
Figures II.1	Les onduleurs monophasés avec Transformateur de sortie a point milieu	15
Figures II.2	Les onduleurs monophasés avec diviseur capacitif	15
Figures II.3	Les onduleurs monophasés en pont	15
Figures II.4	Onduleur de tension triphasé	16
Figures III.1	fermeture des interrupteurs	23
Figures III.2	/	27
Figures III.3	/	28
Figures IV.1	Circuit de fonctionnement de l onduleur triphasé	35
Figures V.1	librairie simulink	39

Indices :

r : grandeur rotor ou de repère rotor (R).

s : grandeur stator ou de repère stator (S).

(α, β) : axes du repère stator.

(d, q) : axes du repère tournant.

θ : angle électrique.

V_{ds} : tension statorique instantanée dans l'axe (d).

V_{qs} : tension statorique instantanée dans l'axe (q).

φ : c'est le flux.

i_{ds} : courant statorique instantanée dans l'axe (d).

i_{qs} : courant statorique instantanée dans l'axe (q).

ω_s : pulsation statorique.

ω_r : pulsation rotorique.

Principaux paramètres de l'onduleur :

U : tension continue à l'entrée de l'onduleur.

i : courant continue à l'entrée de l'onduleur.

V'_A, V'_B, V'_C : les tensions simples à la sortie de l'onduleur.

i'_A, i'_B, i'_C : les courants à la sortie de l'onduleur.

K_1, K'_1 : sont deux interrupteurs d'un demi-pont de l'onduleur.

f : fréquence de la référence.

f' fréquence de la porteuse.

m : l'indice de modulation.

r : coefficient de réglage en tension.

τ_{vr} : c'est le taux d'harmonique.

F_i : fonction logique.

Principaux paramètres du moteur asynchrone :

R_s : résistance statorique.

R_r : résistance rotorique.

l_s : inductance propre d'une phase statorique.

l_r : inductance propre d'une phase rotorique.

L_s : inductance cyclique du stator.

L_r : inductance cyclique du rotor.

m_s : est l'inductance mutuelle entre deux phases statoriques.

m_r : est l'inductance mutuelle entre deux phases rotoriques.

m_{sr} : est le maximum de l'inductance mutuelle entre une phase statorique et une phase rotorique.

M : inductance cyclique mutuelle stator-rotor.

$[M_{sr}]$: Matrice des inductances mutuelles du couplage stator-rotor.

p : nombre de paires de pôles.

j : moment d'inertie.

g : glissement.

Ω : vitesse de rotation mécanique.

C_e : couple électromagnétique.

C_r : couple résistant.

INTRODUCTION GENERALE

INTRODUCTION GENERALE :

Entre l'électrotechnique et l'électronique s'est développée une nouvelle technique, l'électronique de puissance. La mise au point de semi-conducteurs, diodes, thyristors et transistors au silicium, permettant le contrôle de courants importants a donné un essor considérable à cette nouvelle technique, appelée aussi électronique des courants forts.

En électronique des courants forts, la notion principale dans toute transformation devient celle de rendement. Il faut alors travailler en commutation ; le composant de base est le semi-conducteur de puissance fonctionnant en interrupteur.

Parmi toutes les applications possibles de fonctions de base de l'électronique de puissance, la variation de la vitesse du moteur électrique est souvent la plus importante application dans l'industrie, car les équipements industriels utilisent de plus en plus d'entraînement à vitesse variable, surtout par l'onduleur de tension pour les moteurs asynchrones.

La technique utilisée pour la commande de l'onduleur est la modulation de largeur d'impulsion « MLI », vu les avantages qu'elle peut apporter par rapport à la commande de pleine onde, du point de vue amélioration de la forme des tensions et courants, destinés à alimenter la machine asynchrone étudiée.

En effet, les résultats obtenus par la simulation confirment bien les avantages apportés par l'utilisation de cette technique en faisant varier l'indice de modulation « m ».

Vu que la majorité des machines de production sont équipées essentiellement de moteur asynchrone, on remarque que dans les derniers années un remplacement progressive des machines à courant continu par des machines à courant alternatif, surtout les moteurs asynchrones, ces derniers, de par simplicités de conception et d'entretien, a la faveur des industriels depuis son invention par **NIKOLA TESLA** à la fin du le dix-neuvième siècle, quand il découvrit les champs magnétiques tournants engendrés par un système de courants polyphasées.

Pour ne pas trop alourdir ce travail, nous nous limitons à la variation de vitesse du moteur asynchrone à cage alimenté par un onduleur de tension et l'élimination des

INTRODUCTION GENERALE

harmoniques existants, pour assurer une meilleur alimentation du moteur c'est-à-dire, ce travail constitue une approche dans l'étude et la simulation de la machine asynchrone alimentée par un onduleur de tension à MLI.

Objectif :

Dans ce contexte le but de ce mémoire est l'amélioration de l'alimentation électrique de la machine asynchrone par l'utilisation de l'onduleur MLI, pour avoir une bonne fonctionnement de notre machine.

Cette étude portera essentiellement sur la modélisation et la simulation assistée par MATLAB simulink.

Chapitre I :
Modélisation de la machine
asynchrone

I.1 Introduction :

Le Moteur Asynchrone ou Moteur à Induction (MI) est actuellement le moteur électrique dont l'usage est le plus répandu dans l'industrie. Son principal avantage réside dans l'absence de contacts électriques glissants, ce qui conduit à une structure simple et robuste facile à construire. Il permet aussi la réalisation d'entraînements à vitesse variable, et la place qu'il occupe dans ce domaine ne cesse de croître.

Dans les pays industrialisés, plus de 60% de l'énergie électrique consommée est transformée en énergie mécanique par des entraînements utilisant les moteurs électriques. Le modèle mathématique d'une Machine Asynchrone (MAS) nous facilite largement son étude et permet sa commande dans les différents régimes de fonctionnement transitoire ou permanent

I.2. PRÉSENTATION DE LA MACHINE:

I.2.1. Construction :

La machine à induction comprend un stator et un rotor constitués de tôles d'acier au silicium et comportant des encoches dans lesquelles on place les enroulements. Le stator est fixe; on y trouve les enroulements reliés à la source. Le rotor est monté sur un axe de rotation sur lequel sont placés les enroulements qui seront accessibles de l'extérieur,

I.2.2. Principe de fonctionnement :

Le fonctionnement d'une machine asynchrone est basé sur le principe de l'interaction électromagnétique du champ tournant créé par le courant triphasé fourni à l'enroulement stator que par le réseau, et des courants induits dans l'enroulement rotor que lorsque les conducteurs de ce dernier sont coupés par le champ tournant. De cette façon le fonctionnement d'une machine asynchrone est analogue à celui d'un transformateur : le stator étant comparable à l'enroulement primaire et le rotor à l'enroulement secondaire qui, dans le cas général, peut tourner à la vitesse de rotation donnée par le rapport suivant:

$$n_1 = \frac{f}{p} \quad (I - 1)$$

L'interaction électromagnétique des deux parties d'une machine asynchrone (sans collecteur) n'est possible que lorsque la vitesse du champ tournant (n_1) diffère de celle du rotor (n), c'est-à-dire, lorsque $n \neq n_1$, car dans le cas contraire, c'est-à-dire lorsque $n = n_1$, le champ serait immobile par rapport au rotor et aucun courant ne serait induit dans l'enroulement rotor que.

Le rapport :

$$g = \frac{n_1 - n}{n_1} \quad (I - 2)$$

Est appelé glissement d'une machine asynchrone

I.2.3. Avantages et inconvénients :

Les avantages du moteur asynchrone :

Comparé au moteur shunt, le moteur asynchrone a l'avantage d'être alimenté directement par le réseau triphasé. Son prix d'achat est moins élevé, il est beaucoup plus robuste car il ne nécessite pratiquement pas d'entretien.

Ses deux qualités fondamentales (prix et solidité) résultent du fait qu'il n'a pas de collecteur. En effet, le collecteur est un organe coûteux et fragile qui nécessite un entretien fréquent (changement des balais)

Les inconvénients du moteur asynchrone :

A l'exception du démarrage et de l'inversion du sens de marche que l'on peut résoudre de façon satisfaisante, le moteur asynchrone a des performances très médiocres par rapport à celles du moteur shunt. En effet jusqu'à ces dernières années, l'entraînement idéal était réalisé par le léonard formé un moteur shunt alimenté par un convertisseur de tension.



Figure (I-1): photo d'une machine asynchrone

I.3. MODÈLE TRANSITOIRE DE LA MACHINE ASYNCHRONE :

I.3.1. Hypothèses simplificatrices :

On suppose que la saturation du circuit magnétique n'est pas considérée, ni son hystérésis, ce qui entraîne un champ magnétique sinusoïdal. On suppose que la construction mécanique est parfaitement équilibrée, l'entrefer est lisse, et la dispersion du champ magnétique aux deux bouts de la machine est négligeable.

Au niveau de la méthode de modélisation mathématique, nous considérerons une machine à une paire de pôles, le passage plusieurs paires de pôles s'effectuant de manière simple en divisant alors les angles par ce nombre de paires de pôles, on parle alors d'angle électrique. Le stator sera composé de trois bobines identiques (A, B, C) régulièrement déphasées de $2\pi/3$ radians électriques, la phase A sera prise comme référence angulaire. Le rotor sera considéré comme équivalent à trois bobines identiques (a, b, c) court-circuitées sur elles-mêmes également régulièrement déphasées de $2\pi/3$ radians électriques.

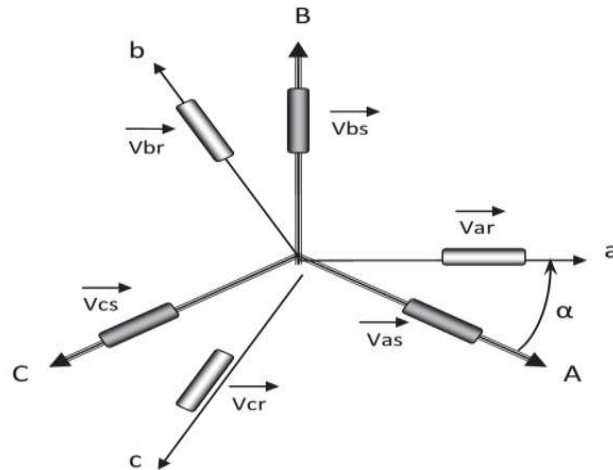


Figure (I-2): Représentation schématique d'une machine asynchrone triphasée

I.3.2. Mise en équation de la machine asynchrone :

Le comportement de la machine asynchrone est entièrement défini par trois types d'équations à savoir:

- Les équations électriques.
- Les équations magnétiques.
- Les équations mécaniques.

I.3.2.1. Equation électrique :

Nous pouvons à présent écrire le système matriciel électrique suivant dans le repère a, b, c :

$$\begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \\ V_{ra} \\ V_{rb} \\ V_{rc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_r & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \\ i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{sa} \\ \Phi_{sb} \\ \Phi_{sc} \\ \Phi_{ra} \\ \Phi_{rb} \\ \Phi_{rc} \end{bmatrix} \quad (I-3)$$

$$[V_{sabc}] = [R_s] \cdot [i_{sabc}] + (d/dt)[\Phi_{sabc}]$$

$$[V_{rabc}] = [R_r] \cdot [i_{rabc}] + (d/dt)[\Phi_{rabc}]$$

I.3.2.2. Equation magnétique :

Maintenant, nous devons exprimer les grandeurs magnétiques au stator et au rotor, toujours dans le repère a, b, c

$$\begin{bmatrix} \Phi_{sa} \\ \Phi_{sb} \\ \Phi_{sc} \\ \Phi_{ra} \\ \Phi_{rb} \\ \Phi_{rc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & M_s & M_s & M1 & M3 & M2 \\ M_s & L_s & M_s & M2 & M1 & M3 \\ M_s & M_s & L_s & M3 & M2 & M1 \\ M1 & M3 & M2 & L_r & M_r & M_r \\ M2 & M1 & M3 & M_r & L_r & M_r \\ M3 & M2 & M1 & M_r & M_r & L_r \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \\ i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix} \quad (I-4)$$

I.3.2.3. Equation mécanique

Pour étudier les phénomènes transitoires électromécaniques avec une vitesse rotorique variable (par exemple le démarrage, le freinage, la variation de la charge à l'arbre, etc...), il faut ajouter l'équation de mouvement au système d'équations différentielles

$$J \cdot \frac{d\Omega_r}{dt} = C_e - C_r - f \cdot \Omega_r \quad (I - 5)$$

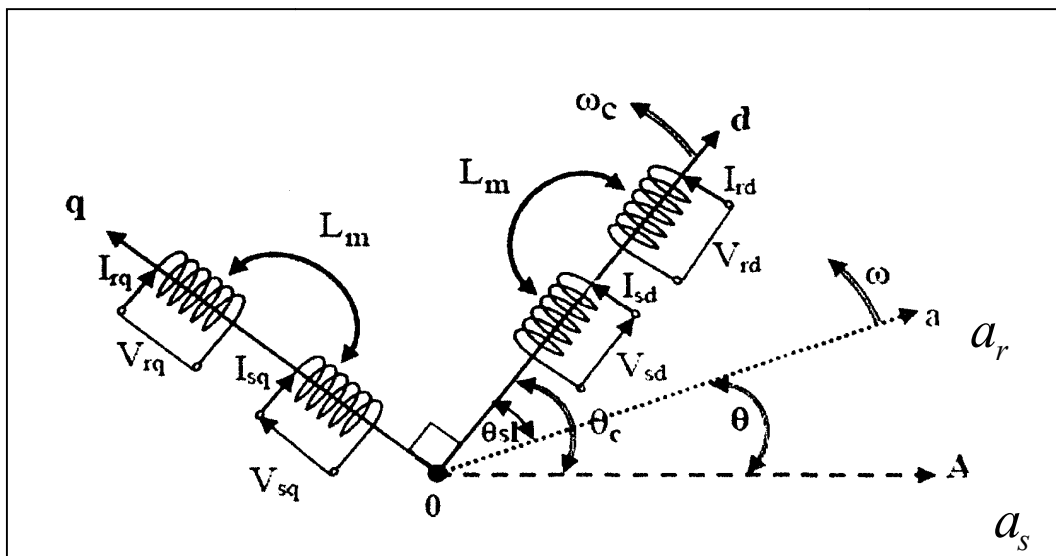
Notons que la vitesse électrique du rotor est donnée par l'expression suivante :

$$\omega_r = p \cdot \Omega_r \quad (I - 6)$$

I.4. APPLICATION DE LA TRANSFORMATION DE PARK A LA MACHINE TRIPHASÉE :

I.4.1. Principe de la transformation de Park:

La transformation de Park Consiste à appliquer aux courants, tensions et flux, un changement de variable faisant intervenir l'angle entre l'axe des enroulements et les axes d et q . Ceci peut être interprété comme la substitution, aux enroulements réel, d'enroulement fictifs d_s, q_s, d_r, q_r dont les axes magnétiques sont liés aux axes d, q conformément à La figure (I-3):



La figure (I-3) Représentation des enroulements fictifs d'axes d-q

Ce passage est rendu possible pour la transformation des grandeurs physiques par la matrice de Park:

$$\begin{bmatrix} V_d \\ V_q \\ V_o \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} \quad (I-7)$$

Soit

$$[V_{dqo}] = [P][V_{abc}] ; \text{ de même } [I_{dqo}] = [P][I_{abc}] ; [\varphi_{dqo}] = [P][\varphi_{abc}].$$

De même, pour la transformée inverse:

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) & 1/\sqrt{2} \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & 1/\sqrt{2} \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_d \\ V_q \\ V_o \end{bmatrix} \quad (I-8)$$

$$\text{Soit } [V_{abc}] = [P]^{-1} [V_{dqo}].$$

La composante homopolaire (o) dans un système équilibré est nulle.

L'angle θ qui sert à la transformation de Park est a priori quelconque. Il dépend du choix du référentiel.

I.4.2. Equations électriques d'un enroulement triphasé dans les axes (d,q) :

En appliquant la transformation du Park au système d'équations (I-3), (I-4), le nouveau système d'équations devient:

$$\begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{sd} \\ I_{sq} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{sd} \\ \varphi_{sq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega_c \\ \omega_c & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \varphi_{sd} \\ \varphi_{sq} \end{bmatrix}. \quad (I-9)$$

$$\begin{bmatrix} V_{rd} \\ V_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{rd} \\ I_{rq} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{rd} \\ \varphi_{rq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega_{sl} \\ \omega_{sl} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \varphi_{rd} \\ \varphi_{rq} \end{bmatrix} \quad (I-10)$$

I.4.3. Equations magnétiques d'un enroulement triphasé dans les axes (d,q):

On utilise encore la transformation de Park dans la relation (I-7), nous obtenons:

$$\begin{bmatrix} \varphi_{sd} \\ \varphi_{rd} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [L_s] & [L_m] \\ [L_m] & [L_r] \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} I_{sd} \\ I_{rd} \end{bmatrix} \quad (\text{I-11})$$

$$\begin{bmatrix} \varphi_{sq} \\ \varphi_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [L_s] & [L_m] \\ [L_m] & [L_r] \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} I_{sq} \\ I_{rq} \end{bmatrix} \quad (\text{I-12})$$

I.4.4. Equation des tentions:

Nous devenons remplacer les flux par leurs expressions en fonction des courants; en utilisant (I-11) et (I-12), le modèle de la machine asynchrone triphasée dans le repère d'axe (d, q) sera donné sous forme matricielle.

$$\begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \\ V_{rd} \\ V_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + L_s \left(\frac{d}{dt} \right) & -L_s \omega_c & L_m \left(\frac{d}{dt} \right) & -L_m \omega_c \\ L_s \omega_c & R_s + L_s \left(\frac{d}{dt} \right) & L_m \omega_c & L_m \left(\frac{d}{dt} \right) \\ L_m \left(\frac{d}{dt} \right) & -L_m \omega_c & R_r + L_r \left(\frac{d}{dt} \right) & -L_r \omega_{sl} \\ L_m \omega_{sl} & L_m \left(\frac{d}{dt} \right) & L_r \omega_{sl} & R_r + L_r \left(\frac{d}{dt} \right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{sd} \\ I_{sq} \\ I_{rd} \\ I_{rq} \end{bmatrix} \quad (\text{I-13})$$

I.5. CHOIX DU RÉFÉRENTIEL :

L'étude analytique d'une machine asynchrone à l'aide de la transformation de Park nécessite l'utilisation d'un référentiel qui permet de réduire le nombre de grandeurs qu'on a besoin de connaître pour pouvoir simuler le fonctionnement de la machine. Il existe trois choix important; on peut fixer le repère d, q au stator, au rotor ou au champ tournant

I.5.1. Référentiel immobile par rapport au stator

Ce référentiel est souvent nécessaire lors des études des variations importantes de la vitesse de rotation. Dans ces conditions nous avons:

$$\frac{d\theta_c}{dt} = 0 \quad \text{et} \quad \frac{d\theta_{sl}}{dt} = -\omega$$

Les grandeurs dans ce référentiel sont sinusoïdales, de la pulsation égale à la pulsation statorique. Donc les problèmes de détermination de l'angle de la transformation de Park ne se posent plus, et par conséquent, la transformation triphasée – diphasée est linéaire.

I.5.2. Référentiel immobile par rapport au rotor :

Dans ce repère $\theta_p = \theta$ donc : $\frac{d}{dt} \theta_r = 0, \frac{d}{dt} \theta_s = \omega$

I.5.3. Référentiel immobile par rapport au champ tournant :

Dans ce cas la vitesse ω_{pest} la vitesse du champ tournant (vitesse du synchronisme ω_s), les équations relatives au modèle de la machine asynchrone dans ce repère sont données par :

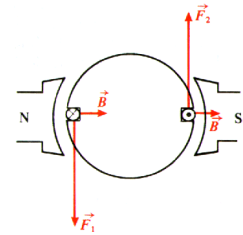
$$\begin{cases} V_{ds} = R_s \cdot I_{ds} + \frac{d}{dt} \phi_{ds} - \omega_s \cdot \phi_{qs} \\ V_{qs} = R_s \cdot I_{qs} + \frac{d}{dt} \phi_{qs} - \omega_s \cdot \phi_{ds} \\ 0 = R_r \cdot I_{dr} + \frac{d}{dt} \phi_{dr} - (\omega_s - \omega) \cdot \phi_{qr} \\ 0 = R_r \cdot I_{qr} + \frac{d}{dt} \phi_{qr} - (\omega_s - \omega) \cdot \phi_{dr} \end{cases} \quad (I - 14)$$

Avec:

$$\begin{cases} \phi_{ds} = L_s \cdot I_{ds} + M \cdot I_{dr} \\ \phi_{qs} = L_s \cdot I_{qs} + M \cdot I_{qr} \\ \phi_{dr} = L_s \cdot I_{ds} + M \cdot I_{dr} \\ \phi_{qr} = L_s \cdot I_{qs} + M \cdot I_{qr} \\ \phi_{dm} = M \cdot (I_{ds} + I_{dr}) \\ \phi_{qm} = M \cdot (I_{qs} + I_{qr}) \end{cases} \quad (I - 15)$$

I.6. EXPRESSION DU COUPLE ELECTROMAGNETIQUE :

Exemple pour une spire : les deux brins d'une spire placées dans le champ magnétique \vec{B} , subissent des forces de Laplace \vec{F}_1 et \vec{F}_2 formant un couple de force ($\vec{F}_1 = -\vec{F}_2 = I \cdot \vec{l} \wedge \vec{B}$).



Pour une spire :

$$\Gamma = 2 r F = 2 r l B I = S B I = \Phi I$$

couple électromagnétique:

$$C_{em} = \frac{p}{L_m} (\phi_{dr} \cdot I_{qr} - \phi_{qs} \cdot I_{dr})$$

Après avoir étudié la modélisation de la machine asynchrone à cage qui est une partie très importante dans notre travail, il est nécessaire d'aborder le côté topologie est fonctionnement des onduleurs. Ces onduleurs deviennent une partie intégrante des installations électromécaniques qui sont généralement constituées d'une source d'énergie, onduleur, moteur et une charge entraînant un mécanisme.

I.7. MODÉLISATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE PAR LA REPRÉSENTATION D'ÉTAT :

La représentation d'état est un outil utile à la description des systèmes, à leur analyse, et à la synthèse de lois de commande sophistiquées. C'est une vision élargie de la théorie des

systèmes reposant sur le concept d'énergie. En fait, à partir d'un instant donné, les systèmes dépendent non seulement des entrées extérieures mais également de sont état énergétique à cet instant

I.7.1. Le système d'équation d'état :

Les grandeurs, fonction du temps, représentant les états énergétiques du système sont les composantes du vecteur d'état X . Les équations qui régissent le système sont:

$$\begin{cases} [X]^* = [A].[X] + [B].[U] \\ [Y] = [C].[X] + [D].[U] \end{cases} \quad (I-16)$$

Avec:

$[X]$: vecteur d'état.

$[U]$: vecteur des entrées.

$[Y]$: vecteur des sorties.

$[A]$: matrice d'évolution.

$[B]$: matrice d'application de la commande.

$[C]$: matrice d'observation.

$[D]$: matrice de transmission directe.

Ce formalise est beaucoup utilisé dans le domaine de l'automatique

I.7.2. Modèle d'état de la machine asynchrone alimentée en tension :

Nous supposons que la machine est alimentée en tension sinusoïdal, les équations différentielles (I-10), (I-9) et les relations (I-11), (I-12) décrivent d'une manière générale le fonctionnement de la machine et permettent de concevoir une représentation d'état alors le modèle de la machine est décrit par l'équation d'état suivante:

$$\begin{cases} \frac{dI_{sd}}{dt} = -\left\langle \frac{1}{T_s \sigma} + \frac{(1-\sigma)}{T_r \sigma} \right\rangle I_{sd} + \omega_c I_{sq} + \frac{1}{T_r L_m} \frac{(1-\sigma)}{\sigma} \varphi_{rd} + \frac{1}{L_m} \frac{(1-\sigma)}{\sigma} \omega \varphi_{rq} + \frac{1}{\sigma L_s} V_{sd} \\ \frac{dI_{sq}}{dt} = -\omega_c I_{sd} - \left\langle \frac{1}{T_s \sigma} + \frac{(1-\sigma)}{T_s \sigma} \right\rangle I_{sq} - \frac{1}{L_m} \frac{(1-\sigma)}{\sigma} \omega \varphi_{rd} + \frac{1}{T_r L_m} \frac{(1-\sigma)}{\sigma} \varphi_{rq} + \frac{1}{\sigma L_s} V_{sq} \\ \frac{d\varphi_{rd}}{dt} = \frac{L_m}{T_r} I_{sd} - \frac{1}{T_r} \varphi_{rd} + \omega_{sl} \varphi_{rq} \\ \frac{d\varphi_{rq}}{dt} = \frac{L_m}{T_r} I_{sq} - \omega_{sl} \varphi_{rd} - \frac{1}{T_r} \varphi_{rq} \end{cases} \quad (I-17)$$

Avec:

$$T_r = \frac{L_r}{R_r} ; T_s = \frac{L_s}{R_s} ; \sigma = 1 - \frac{L_m}{L_s L_r}.$$

I.7.3. Forme d'état du modèle de la machine asynchrone dans le repère (d, q) lié au champ tournant :

La représentation d'état de la machine asynchrone dans le repère (d, q) lié au champ tournant peut se mettre sous la forme condensée:

$$[X]^* = [A].[X] + [B].[U]$$

$$[A] = \begin{bmatrix} -\left(\frac{1}{T_s} + \frac{(1-\sigma)}{T_r \sigma}\right) & \omega_c & \frac{1}{T_r L_m} \frac{(1-\sigma)}{\sigma} & \frac{1}{L_m} \frac{(1-\sigma)}{\sigma} \omega \\ -\omega_c & -\left(\frac{1}{T_s \sigma} + \frac{(1-\sigma)}{T_r \sigma}\right) & -\frac{1}{L_m} \frac{(1-\sigma)}{\sigma} & \frac{1}{T_r L_m} \frac{(1-\sigma)}{\sigma} \\ \frac{L_m}{T_r} & 0 & -\frac{1}{T_r} & \omega_{sl} \\ 0 & \frac{L_m}{T_r} & -\omega_{sl} & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix} \quad (I-18)$$

$$[B] = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad [X] = \begin{bmatrix} I_{sd} \\ I_{sq} \\ \varphi_{rd} \\ \varphi_{rq} \end{bmatrix}, \quad [U] = \begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \end{bmatrix}$$

Conclusion :

La modélisation de la machine asynchrone sous forme de représentation d'état fait apparaître les variables d'état nécessaires aux objectifs de commande ou d'observation. Cependant, pour une simulation correcte, il serait essentiel de prendre en considération les équations de l'onduleur, qui est un système à commutation, et de les faire intervenir dans la mise au point du modèle de la machine. L'onduleur de tension à *MLI* est le plus utilisé pour la commande du moteur asynchrone, pour sa réponse rapide et ses performances élevées. Cependant la *MLI* génère des harmoniques qui créent des oscillations de couple dans les machines tournantes comme elle **introduit des non-linéarités qui peuvent déstabiliser le système.**

Chapitre II :
Généralité et fonctionnement
de l'onduleur triphasé

Chapitre II : Généralité et fonctionnement de l'onduleur triphasé

II-1- INTRODUCTION :

Dans le monde industriel, les entraînements électriques exigent de plus en plus des vitesses, à cet effet, le progrès de l'électronique de puissance a permis de développer plusieurs moyens qui assurent des entraînements alternatifs à vitesse variable. Parmi ces moyens, citons les onduleurs autonomes commandés en modulations de largeurs d'impulsion (MLI)

II-2-CLASSE DE L'ONDULEUR :

Un onduleur 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. Une première classification peut être faite en distinguant : onduleurs non autonome et onduleur autonome. Entre ces deux types d'onduleurs, il existe un type intermédiaire d'onduleur appelé onduleur à commutation par la charge « ou encore onduleur à résonance »

II-2-1- onduleur non autonome:

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

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 tensions.

- Les onduleurs de courant

a- onduleur autonome 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 branchée entre les bornes de sortie.

b- onduleur autonome de courant :

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 les variations de la tension « u » à ses bornes

Chapitre II : Généralité et fonctionnement de l'onduleur triphasé

c- onduleur autonome à résonances :

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

II-3- TYPES D'ONDULEUR :

o 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 côté de la sortie alternative, soit du côté de l'entrée continue, cela correspond à : - l'onduleur monophasé avec transformateur de sortie à point milieu appelé onduleur pushpull (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 de sortie, il faut quatre interrupteurs c'est : l'onduleur monophasé en pont (figure II.3).

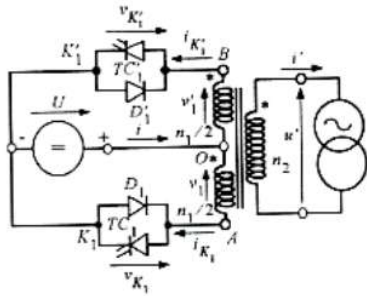


figure II.1 Onduleur monophasé avec Transformateur de sortie à point milieu

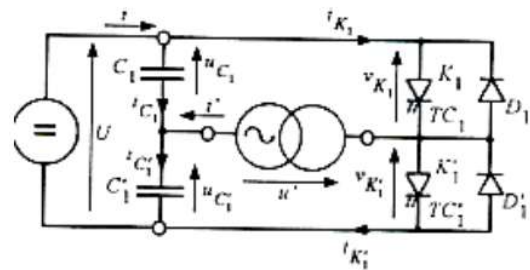


figure II.2 Onduleur monophasé avec diviseur capacitif

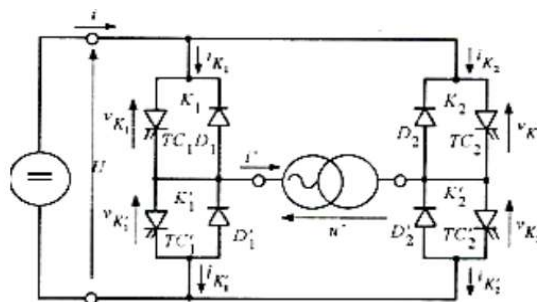


Figure II.3 Onduleur monophasé en pont

o 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). Chaque demi pont comprend un thyristor (ou un transistor) et une diode .la source de tension continue est obtenue à partir d'un pont redresseur. Pour assurer la continuité des courants de sortie alternatif i_a , i_b , i_c , les interrupteurs K_1 , K'_1 et K_2 , K'_2 , K_3 et K'_3 doivent être complémentaires deux à deux [5] On définit $K_i = (T_i, D_i)$.

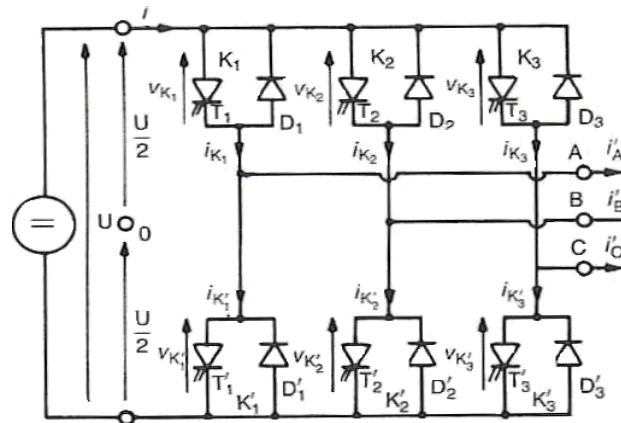


figure II.4 Onduleur de tension triphasé

o Les onduleurs multi niveaux :

Les onduleurs multi niveaux permettent d'augmenter la tension de sortie des convertisseurs statiques au-delà des limites des semi-conducteurs. Pour les réaliser on doit disposer de plusieurs sources de tension continue (obtenue par exemple à partir d'un diviseur capacitif) [5], on peut faire apparaître autant de cellules de commutation élémentaires et les associer en les 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'impulsions (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. Les signaux rectangulaires présentés par la figure (II.5) sont riches en harmoniques, ces dernières provoquent des couples pulsatoires dans les machines asynchrone et un échauffement supplémentaire. La technique de la modulation de largeur d'impulsion est la plus appropriée à la commande des moteurs asynchrone. Car l'atténuation des harmoniques avec cette technique est remarquable

II-4- LES UTILISATIONS DE L'ONDULEUR DE TENSION :

On utilise l'alimentation du moteur asynchrone par onduleur de tension dans le cas de petites machines ayant une fréquence nominale élevée, surtout si l'onduleur est alimenté par une batterie d'accumulateurs, car alors la réversibilité en courant ne pose aucun problème.

On l'utilise dans le cas des machines de moyenne et forte puissance quand l'onduleur est alimenté par un réseau de tension continue. C'est généralement le cas des réseaux urbains de traction, où l'essentiel de la récupération s'effectue entre engins alimentés par la même sous-station.

Dans le cas des machines de moyenne et forte puissance alimentées par un redresseur, on utilise l'onduleur de tension quand la fréquence des commutations doit être élevée, lorsqu'il s'agit de machines à grande vitesse par exemple.

Chapitre II : Généralité et fonctionnement de l'onduleur triphasé

Lorsque la puissance du moteur est importante vis-à-vis de la puissance de court-circuit de réseau, on alimente le plus souvent l'onduleur par un redresseur à MLI. C'est aussi la solution fréquemment adoptée en grande traction.

II-5- PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT:

La représentation schématique de l'onduleur est fournie par la figure (II.4). Pour assurer la continuité des courants de sortie alternatif i_a , i_b et i_c , les interrupteurs K_1 et K'_1 , K_2 et K'_2 , K_3 et K'_3 doivent être complémentaires deux à deux, et pour que les tensions de sortie V_a , V_b et V_c soient identiques à un tiers de la période T de leur fondamental près, il faut commander chaque demi-pont avec un retard de $T/3$ sur le précédent. En commande pleine onde on ferme donc :

- K_1 pour $\omega t = 0$ K'_1 pour $\omega t = \pi$
- K_2 pour $\omega t = 2\pi/3$ K'_2 pour $\omega t = \pi + 2\pi/3$
- K_3 pour $\omega t = 4\pi/3$ K'_3 pour $\omega t = \pi + 4\pi/3$

La présence du neutre relié à la source est indispensable si le récepteur est déséquilibré et tout particulièrement s'il comporte des charges monophasées montées entre phase et neutre. Si le récepteur triphasé est équilibré (moteur triphasé par exemple) on peut supprimer la liaison entre le point neutre « N » et le point milieu « 0 » de la source. Donc supprimer celui-ci, on obtient alors l'onduleur triphasé proprement dit

II-5-1- Les relations générales des tensions :

Quels que soient les courants, les interrupteurs fermés imposent les tensions entre les bornes de sortie A, B, C et le point milieu O (fictif) de la source de tension continue.

$V_A - V_o$ égale $+U/2$ quand K_1 est fermé, $-U/2$ quand il est ouvert donc K_1 fermé ;

$V_B - V_o = +U/2$ (K_2 fermé) ou $-U/2$ (K_2 ouvert) ;

$V_C - V_o = +U/2$ (K_3 fermé) ou $-U/2$ (K_3 ouvert).

Les interrupteurs imposent donc aussi les tensions composées aux bornes des phases réceptrices.

$V_A - V_B = (V_A - V_o) - (V_B - V_o) = U$ quand K_1 est fermé, K_2 ouvert,

= 0 quand K_1 et K_2 sont fermés,

= $-U$ quand K_1 est ouvert, K_2 fermé,

= 0 quand K_1 et K_2 sont ouverts,

Chapitre II : Généralité et fonctionnement de l'onduleur triphasé

Et de même pour $\dot{V}_B - \dot{V}_C$, égal à $(V_B - V_O) - (V_C - V_O)$ et pour $\dot{V}_C - \dot{V}_A$ égal à $(V_C - V_O) - (V_A - V_O)$.

On peut passer des tensions composées aux tensions simples \dot{V}_A , \dot{V}_B , \dot{V}_C aux bornes des phases réceptrices, si le récepteur est équilibré et à point neutre isolé, quels que soient les courants.

Les tensions composées équilibrées ou non sont décomposables en série de Fourier. Les trois termes de même fréquence de ces trois tensions sont décomposables en un système équilibré direct, un système équilibré inverse et un système homopolaire.

Les deux premiers systèmes donnent les composantes directe et inverse des tensions simples, composantes qui font circuler des courants, direct et inverse dans les phases du récepteur.

Il ne peut y avoir de composante homopolaire puisque, le neutre n'étant pas relié, la somme des courants est nulle. Quelle que soit l'impédance du récepteur pour les courants de la fréquence considérée, la tension homopolaire est nulle, c'est-à-dire que la somme des tensions simples est nulle pour la fréquence considérée.

Il en est de même pour les tensions simples de toutes les fréquences, donc pour leur somme. Le fait que la somme des courants i'_A, i'_B, i'_C soit nulle et que le récepteur soit équilibré entraîne $\dot{V}_A + \dot{V}_B + \dot{V}_C = 0$,

D'où l'expression de \dot{V}_A , \dot{V}_B , \dot{V}_C en fonction de $\dot{V}_A - \dot{V}_B$, $\dot{V}_B - \dot{V}_C$,

$\dot{V}_C - \dot{V}_A$ et de $(V_A - V_O)$, $(V_B - V_O)$, $(V_C - V_O)$.

$$\left. \begin{aligned} \dot{V}_A &= \frac{1}{3}[(V'_A - V'_B) - (V'_C - V'_A)] = \frac{2}{3}(V_A - V_O) - \frac{1}{3}(V_B - V_O) - \frac{1}{3}(V_C - V_O) \\ \dot{V}_B &= \frac{1}{3}[(V'_A - V'_B) - (V'_C - V'_A)] = -\frac{1}{3}(V_A - V_O) + \frac{2}{3}(V_B - V_O) - \frac{1}{3}(V_C - V_O) \\ \dot{V}_C &= \frac{1}{3}[(V'_A - V'_B) - (V'_C - V'_A)] = -\frac{1}{3}(V_A - V_O) - \frac{1}{3}(V_B - V_O) + \frac{2}{3}(V_C - V_O) \end{aligned} \right\} \quad (\text{II. 1})$$

II-5-2- Les relations générales des courants :

Des courants i'_A, i'_B, i'_C côté alternatif, on passe au courant i côté continu par

$$i = i_{K1} + i_{K2} + i_{K3}$$

Chapitre II : Généralité et fonctionnement de l'onduleur triphasé

Avec $i_{K1} = i'_A$ quand K_1 conduit,

$i_{K2} = i'_B$ quand K_2 conduit,

$i_{K3} = i'_C$ quand K_3 conduit.

Résumé :

Le **tableau (II-1)** donne, pour les huit configurations que peut donner au montage l'état fermé (F) ou ouvert (O) des interrupteurs K_1 , K_2 , K_3 , les expressions

- des tensions de sortie V'_A, V'_B, V'_C en fonction de la tension d'entrée U
- du courant d'entrée en fonction des courants de sortie i'_A, i'_B, i'_C .

K_1	K_2	K_3	$V_A - V_O$	$V_B - V_O$	$V_C - V_O$	V'_A	V'_B	V'_C	i_{K1}	i_{K2}	i_{K3}	i
F	F	F	$U/2$	$U/2$	$U/2$	0	0	0	i'_A	i'_B	i'_C	0
F	O	F	$U/2$	$-U/2$	$U/2$	$U/3$	$-2U/3$	$U/3$	i'_A	0	i'_C	$-i'_B$
F	F	O	$U/2$	$U/2$	$-U/2$	$U/3$	$U/3$	$-2U/3$	i'_A	i'_B	0	$-i'_C$
F	O	O	$U/2$	$-U/2$	$-U/2$	$2U/3$	$-U/3$	$-U/3$	i'_A	0	0	i'_A
O	F	F	$-U/2$	$U/2$	$U/2$	$-2U/3$	$U/3$	$U/3$	0	i'_B	i'_C	$-i'_A$
O	O	F	$-U/2$	$-U/2$	$U/2$	$-U/3$	$-U/3$	$2U/3$	0	0	i'_C	i'_C
O	F	O	$-U/2$	$U/2$	$-U/2$	$-U/3$	$2U/3$	$-U/3$	0	i'_B	0	i'_B
O	O	O	$-U/2$	$-U/2$	$-U/2$	0	0	0	0	0	0	0

Tableau (II-1)

Chapitre II : Généralité et fonctionnement de l'onduleur triphasé

II-6- LES AVANTAGES ET LES INCONVENIENTS DE L'ONDULEUR DE TENSION :

Pour alimenter un moteur triphasé, l'onduleur de tension est d'ordinaire un pont à six interrupteurs. Il est précédé d'un filtre qui corrige l'imperfection de la source qui l'alimente et qui réduit l'ondulation du courant pris à cette source.

L'inductance du moteur est donc son comportement en récepteur de courant ne pose pas de problème, au contraire, puisqu'un onduleur de tension est destiné à alimenter un récepteur de courant.

Si on utilise des semi-conducteurs rapides, on peut fonctionner à une fréquence de commutation élevée.

L'onduleur de tension est réversible, c'est-à-dire permet le freinage par récupération du moteur. Mais cela suppose la réversibilité en courant de la source qui l'alimente. Or, un redresseur est réversible en tension et non en courant. La réversibilité amène à compliquer l'alimentation de l'onduleur dans les équipements alimentés par le réseau industriel.

L'inconvénient majeur de l'onduleur est l'obtention de la tension non sinusoïdale à sa sortie, cela provoque un échauffement excessif aux niveaux des enroulements des moteurs. Ces tensions de sortie sont très riches en harmoniques, donc il est nécessaire de les réduire, cela est l'un des objectifs de notre travail.

Chapitre III :
Commande de l'onduleur
de tension

Chapitre III : Commande de l'onduleur de tension

III-1- INTRODUCTION :

L'onduleur alimentant un moteur doit délivrer des tensions et des courants de fréquence variable. Afin de faire varier la vitesse de la machine. La fréquence maximale du fondamental de ces tensions et courants est le plus souvent du même ordre de grandeur que la fréquence du réseau industriel.

On peut ne faire effectuer aux semi-conducteurs qu'un cycle de fermeture-ouverture par période des grandeurs de sortie : on dit alors que l'onduleur fonctionne à un créneau par alternance ou en pleine onde.

Mais on utilise de plus en plus la possibilité des semi-conducteurs de travailler à fréquence plus élevée pour les faire fonctionner plusieurs fois par période. On forme chaque alternance des tensions ou des courants de sortie de plusieurs créneaux de largeurs convenables : on a alors des onduleurs à Modulation de largeur d'Impulsions (M.L.I.).

III-2- COMMANDE EN PLEINE ONDE :

III-2-1- Principe de la commande :

Lors du fonctionnement en pleine onde, on ferme chaque interrupteur pendant la moitié de la période T des tensions alternatives de sortie.

Pour que ces tensions forment un système triphasé équilibré, on décale les commandes des phases successives d'un tiers de période ou, à l'échelle de la pulsation ω des fondamentaux de ces tensions, de $\frac{2\pi}{3}$.

On ferme donc :

$$\begin{array}{ll} K_1 \text{ pour } 0 < \omega t < \pi, & \dot{K}_1 \text{ pour } \pi < \omega t < 2\pi \\ K_2 \text{ pour } 2\pi/3 < \omega t < 2\pi/3 + \pi, & \dot{K}_2 \text{ pour } 2\pi/3 + \pi < \omega t < 2\pi + 2\pi/3 \\ K_3 \text{ pour } 4\pi/3 < \omega t < 4\pi/3 + \pi, & \dot{K}_3 \text{ pour } 4\pi/3 + \pi < \omega t < 2\pi + 4\pi/3. \end{array}$$

III-2-2- Tension de sortie :

a- Forme d'onde :

En haut de la figure (III-1), on a tracé, à partir des intervalles de fermeture des interrupteurs, les formes d'ondes des tensions $V_A - V_O$ et \dot{V}_A .

$V_A - V_O$ égale $+U/2$ pour $0 < \omega t < \pi$

Chapitre III : Commande de l'onduleur de tension

$-U/2$ pour $\pi < \omega t < 2\pi$.

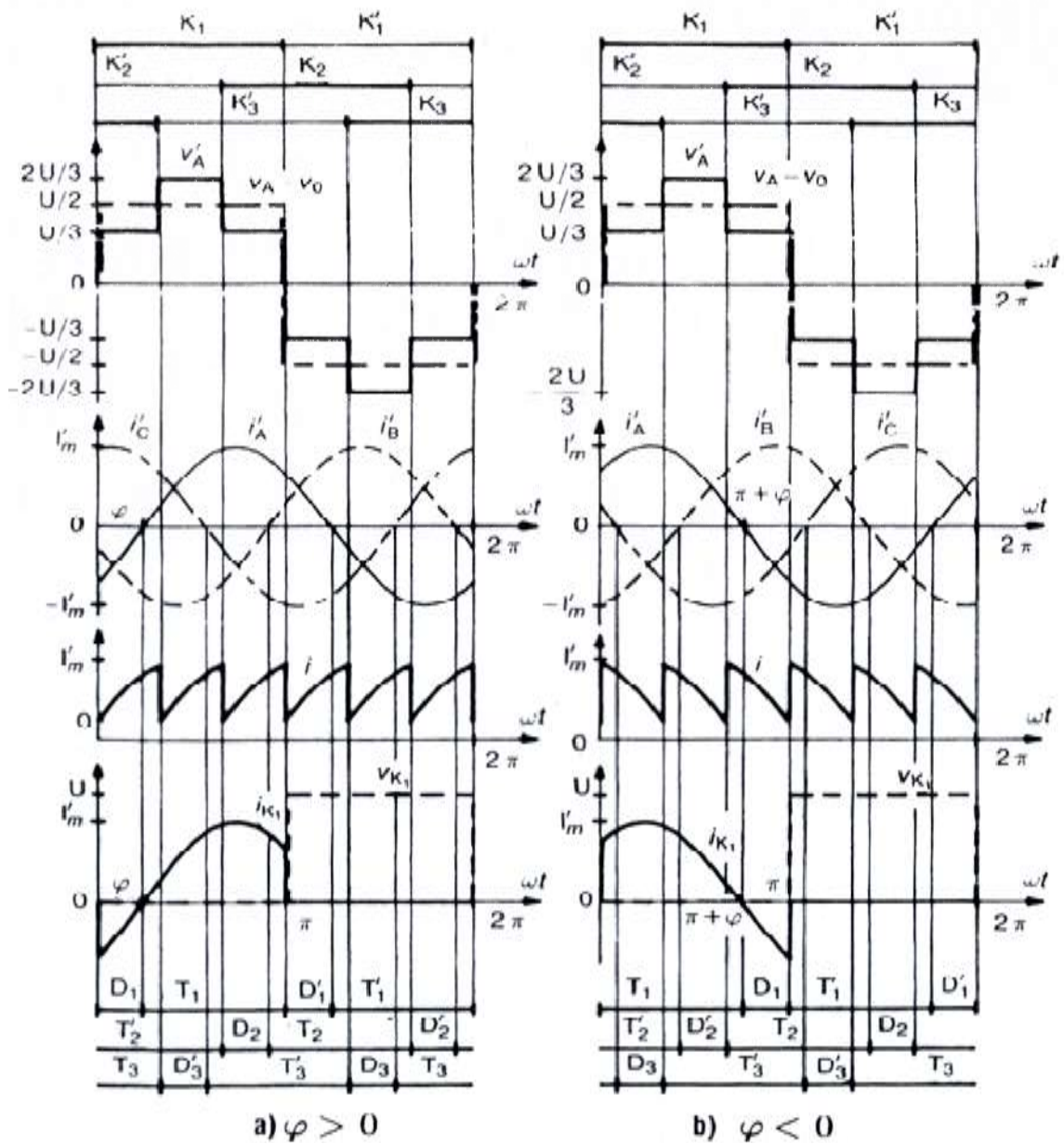
$V_B - V_O$ et $V_C - V_O$ sont identiques à $V_A - V_O$ à $2\pi/3$ et $4\pi/3$ près.

V'_A égale $U/3$ pour $0 < \omega t < \pi/3$, $2U/3$ pour $\pi/3 < \omega t < 2\pi/3$,

$U/3$ pour $2\pi/3 < \omega t < \pi$, $-U/3$ pour $\pi < \omega t < 4\pi/3$,

$-2U/3$ pour $4\pi/3 < \omega t < 5\pi/3$, $-U/3$ pour $5\pi/3 < \omega t < 2\pi$.

Les tensions V'_B et V'_C sont identiques à V'_A à $2\pi/3$ et $4\pi/3$ près.



Figure(III-1)

Chapitre III : Commande de l'onduleur de tension

b- Le fondamental de la tension et leur harmoniques :

Les tensions de sortie V'_A, V'_B, V'_C ont pour valeurs efficaces

$$V' = \frac{\sqrt{2}}{3} U \quad (\text{III-1})$$

La valeur efficace de leur fondamental est

$$V'_1 = \frac{\sqrt{2}}{\pi} U \quad (\text{III-2})$$

Leur développement en série de Fourier contient tous les harmoniques de rang impair sauf ceux de rang 3 ou multiple de 3. La valeur efficace V'_n des harmoniques de rang n existants est :

$$V'_n = \frac{1}{n} V'_1 \quad (\text{III-3})$$

Les tensions $V_A - V_O, V_B - V_O, V_C - V_O$ entre les bornes de sortie et le point milieu de la tension d'entrée ont pour valeur efficace $U/2$ soit $1.06 V'$. La valeur efficace de leur fondamental est égale à V'_1 .

Elles contiennent tous les harmoniques impairs, y compris ceux de rang 3 et multiples

de 3. La valeur relative de ces harmoniques est encore donnée par (III-3). On

voit la supériorité que présente l'onduleur triphasé par rapport à un onduleur monophasé ; il supprime les harmoniques formant les systèmes homopolaires.

III-2-3- Les commutations dans les interrupteurs:

Au bas de la **figure (III-1)**, on a tracé les formes d'ondes du courant i_{K_1} dans l'interrupteur K_1 et de la tension V_{K_1} à ses bornes.

$$i_{K_1} = i'_A \text{ quand } K_1 \text{ conduit, alors } V_{K_1} = 0$$

$$i_{K_1} = 0 \text{ quand } K_1 \text{ conduit, alors } V_{K_1} = U .$$

Les formes d'ondes des courants dans K_3, K_2, K_1, K_3, K_2 et des tensions à leurs bornes sont identiques à ceux de K_1 , à $\pi/3, 2\pi/3, \pi, 4\pi/3$ et $5\pi/3$ près.

Chapitre III : Commande de l'onduleur de tension

Des courants dans les interrupteurs, on passe aux intervalles de conduction de chaque semi-conducteur indiqués tout en bas de la **figure (III-1)**. Pour le premier interrupteur, par exemple,

T_1 conduit quand i_{K1} est positif,

D_1 conduit quand i_{K1} est négatif.

- À cause de la nature alternative des courants de sortie, le courant dans chaque interrupteur passe spontanément par zéro au cours de l'alternance où il est fermé. Il en résulte une commutation douce, à tension et courant nuls, entre les deux semi-conducteurs montés en parallèle inverse. Pour la phase A, par exemple i'_A est ainsi transféré de D_1 à T_1 , puis de \acute{D}_1 à \acute{T}_1 si φ est positif, de T_1 à D_1 puis de \acute{T}_1 à \acute{D}_1 si φ est négatif.

- Chaque semi-conducteur commandé n'a à commander qu'un type de commutation.

- Si φ est positif, T_1 n'a qu'à assurer une ouverture commandée, sa fermeture étant spontanée ; il fonctionne en thyristor dual, et de même pour $\acute{T}_1, T_2, \acute{T}_2, T_3, \acute{T}_3$.
- Si φ est négatif, chacun des six semi conducteurs commandés, n'a qu'à assurer une fermeture commandée, son ouverture étant spontanée ; il fonctionne en thyristor.

Cette possibilité de n'avoir qu'un type de commutation commandée dans les onduleurs de tension commandés en pleine onde s'ils débitent toujours sur le même type de récepteur, inductif ou capacitif, est utilisée dans les onduleurs à résonance. Elle disparaît lorsqu'on travaille en modulation de Largeur d'Impulsions.

Toutes les commutations commandées sont du type semi-conducteur commandé-diode ou diode-semi-conducteur commandé :

$T_1 \longrightarrow \acute{D}_1$ et $\acute{T}_1 \longrightarrow D_1$ ou $\acute{D}_1 \longrightarrow T_1$ et $D_1 \longrightarrow \acute{T}_1$ pour le premier demi -pont.

On peut donc laisser un petit intervalle entre les commandes de fermeture des deux interrupteurs complémentaires mis en série sous la tension U.

III-3- ONDULEUR DE TENSION TRIPHASE A MLI :

Chapitre III : Commande de l'onduleur de tension

III-3-1- Principe de fonctionnement :

On regroupant trois demi -ponts monophasés, on obtient l'onduleur triphasé à six interrupteurs de la **figure (II-1)**. Cet onduleur fonctionnant en MLI est très utilisé pour alimenter à tension et fréquence variables des récepteurs triphasés équilibrés.

Donc dans un onduleur à MLI au lieu de former chaque alternance d'une tension de sortie avec seul créneau rectangulaire, on la forme de plusieurs créneaux de largeur convenables. Le schéma de l'onduleur reste le même, c'est la commande des interrupteurs qui est modifiée.

La multiplication du nombre d'impulsion formants chacune des alternances d'une tension de sortie présente deux avantages :

- Elle repousse vers les fréquences plus élevées les harmoniques de la tension de la sortie, ce qui facilite le filtrage.
- Elle permet de faire varier la valeur du fondamental de la tension de sortie

III-3-2- Modulation sinusoïdal :

III-3-2-1- Principe de fonctionnement :

Considérons un demi- pont monophasé (**Figure III-2-a**) formé de deux interrupteurs K_1 et \bar{K}_1 complémentaires et délivrant une tension $V_A - V_O$ égale à $+U/2$ ou à $-U/2$.

En MLI, on détermine les instants de fermeture de K_1 et \bar{K}_1 par les Intersections :

- D'une onde de référence $(V_A - V_O)_w$ représentant la tension désirée de fréquence f ;
- avec une onde de modulation (ou porteuse) M , de fréquence f' nettement supérieure à f , de forme triangulaire et d'amplitude égale à $U/2$ (**Figure III-2-b**).

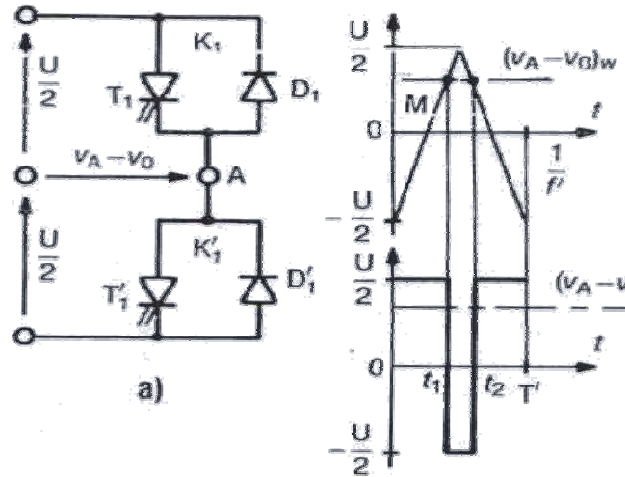


Figure (III-2-b)

Les intersections de $(V_A - V_O)_w$ avec M croissant déterminent les instants de fermeture de K_1 et donc le début des intervalles à $V_A - V_O$ égale à $-U/2$.

Les intersections de $(V_A - V_O)_w$ avec M décroissant déterminent les instants de fermeture de K_1 et donc le début des intervalles à $V_A - V_O$ égale à $+U/2$.

D'après la **figure (III-2-b)**, on peut montrer facilement la valeur moyenne de

$V_A - V_O$:

$$(V_A - V_O)_{\text{moy}} = \frac{1}{T'} \frac{U}{2} [T' - (t_2 - t_1)] = (V_A - V_O)_w \quad (\text{III-4})$$

Avec : T' : période de l'onde de modulation.

Dans la technique de la MLI sinusoïdal, deux paramètres caractérisent la commande des interrupteurs : m et r .

m : c'est l'indice de modulation, il est égale à le rapport de la fréquence de la porteuse sur la fréquence du la référence,

$$m = f'/f \quad (\text{III-5})$$

r : c'est le coefficient de réglage en tension, il est égale à le rapport de l'amplitude de la référence à la valeur max, $(U/2)$ de l'onde de porteuse, qui est elle même égale à l'amplitude de créneau de la tension de sortie.

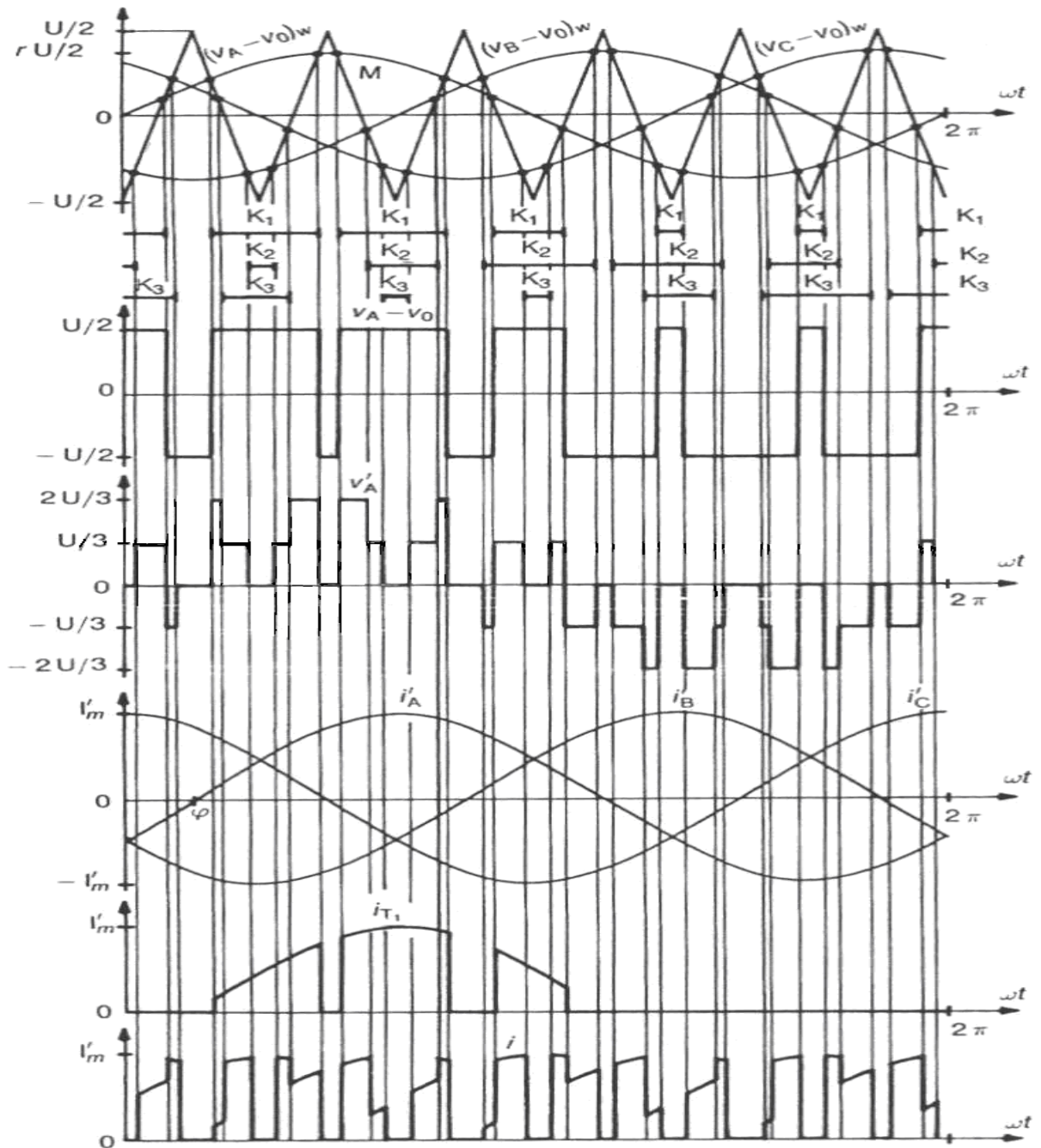
Chapitre III : Commande de l'onduleur de tension

✓ On dit que la modulation est synchrone si f est un multiple entier de f , sinon la modulation est asynchrone.

III-3-2-2- Tension de sortie:

a- Forme d'ondes

En modulation synchrone, on adopte une valeur de l'indice de modulation multiple de trois pour que les trois tensions $V_A - V_O$, $V_B - V_O$, $V_C - V_O$ soient identiques à un tiers de leur période près ; cette identité se retrouve alors avec les tensions \dot{V}_{BA} , \dot{V}_{CB} , \dot{V}_{AC} ou avec les tensions \dot{V}_A , \dot{V}_B , \dot{V}_C .



b- Figure (III-3)

Chapitre III : Commande de l'onduleur de tension

Les intervalles de fermeture des interrupteurs K_1, K_2, K_3 et $\dot{K}_1, \dot{K}_2, \dot{K}_3$ sont complémentaires.

c- Fondamentale:

Le fondamental des tensions V'_A, V'_B, V'_C est le même que celui des tensions $(V_A - V_O), (V_B - V_O), (V_C - V_O)$.

Dès que n est suffisant (égal ou supérieur à 6) ce fondamental est pratiquement égal à la tension de référence et a donc pour valeur efficace.

$$V'_1 = \frac{1}{\sqrt{2}} r \frac{U}{2} \quad (\text{III-6})$$

r = la référence m = porteuse

À tension U d'entrée donnée, la MLI permet de faire varier la valeur des tensions de sortie, c'est-à-dire, quand r va de zéro à 1, V'_1 va de 0 à $\frac{U}{2\sqrt{2}}$.

La valeur maximale du fondamental est inférieure à sa valeur, $\frac{\sqrt{2}U}{\pi}$ obtenue avec la commande en pleine onde. On dit qu'il y a un "déchet de tension". Celui-ci :

$$\frac{\sqrt{2}U}{\pi} - \frac{1}{2\sqrt{2}}U \quad (\text{III-7})$$

Représente 21.5% de $\frac{\sqrt{2}U}{\pi}$.

d- Harmonique:

En MLI synchrone, le spectre de $(V_A - V_O)$ varie avec le coefficient de réglage en tension r et l'indice de modulation n .

Si r est nul, $(V_A - V_O)$ est formé de signaux rectangulaires jointifs de fréquence mf , son développement en série comprend les termes de rang $n, 3n, 5n, \dots$

Quand r croît, le fondamental augmente, les harmoniques de rang $n, 3n, 5n, \dots$ diminuent mais il en apparaît d'autres. Ceux-ci peuvent se diviser en « familles ».

- la première famille est centrée sur la fréquence $n f$ et comprend les harmoniques de rang $(n, n \pm 2 \text{ et } n \pm 4, \dots)$.

Chapitre III : Commande de l'onduleur de tension

- la seconde famille est centrée sur la fréquence $2nf$ et comprend les harmoniques de rang $(2n\pm 1, 2n\pm 3, \dots)$.

- la troisième est centrée sur $3mf$ et comporte les harmoniques de rang $(3n, 3n\pm 2, \text{ et } 3n\pm 4, \dots)$.

Si m est grand, les termes des premières familles tout au moins n'interfèrent pas, d'autre part les harmoniques de la même paire ont la même valeur.

On utilise le développement en série de Fourier pour obtenir la forme mathématique des harmoniques dans les tensions de sortie.

La forme générale de la série de Fourier de la tension de sortie instantané est :

$$V'_A = \frac{a_0}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} a_n \cos(n\omega t) + b_n \sin(n\omega t) \quad (\text{III-8})$$

$$\diamond a_0 = \frac{1}{T} \int_0^T f(t) d\omega t = 0 \quad (\text{III-9})$$

$$\diamond a_n = \frac{1}{T} \int_0^T f(t) \cos(n\omega t) d\omega t \quad (\text{III-10})$$

En peut intégrer dans la moitié de la période et multiple par 2 ; où multiple par 4 et on intègre dans un quart de la période.

$$\text{Donc : } a_n = \frac{1 \times 4}{T} \int_0^{\frac{T}{4}} f(t) \cos(n\omega t) d\omega t$$

$$a_n = \frac{4}{T} \left[\int_{\theta_1}^{\theta_2} \frac{U}{3} \cos(n\omega t) d\omega t + \int_{\theta_3}^{\theta_4} \frac{2U}{3} \cos(n\omega t) d\omega t + \int_{\theta_4}^{\theta_5} \frac{U}{3} \cos(n\omega t) d\omega t + \int_{\theta_6}^{\theta_7} \frac{U}{3} \cos(n\omega t) d\omega t + \int_{\theta_7}^{\theta_8} \frac{2U}{3} \cos(n\omega t) d\omega t + \dots \right]$$

Et :

$$\diamond b_n = \frac{1}{T} \int_0^T f(t) \sin(n\omega t) d\omega t \quad (\text{III-11})$$

$$b_n = \frac{1 \times 4}{T} \int_0^{\frac{T}{4}} f(t) \sin(n\omega t) d\omega t$$

$$b_n = \frac{4}{T} \left[\int_{\theta_1}^{\theta_2} \frac{U}{3} \sin(n\omega t) d\omega t + \int_{\theta_3}^{\theta_4} \frac{2U}{3} \sin(n\omega t) d\omega t + \dots \right]$$

Chapitre III : Commande de l'onduleur de tension

$$\left. + \int_{\theta_7}^{\theta_8} \frac{2U}{3} \sin(n\omega t) d\omega t + \dots \right]$$

Pour déterminer les instants $\theta_1, \theta_2, \theta_3, \dots$, on a les formes générales qui dépendent de l'indice de modulation m .

- Si m est pair :

$$\theta_{\frac{n}{2}+1} - \frac{\pi}{2} = \frac{\pi}{2} - \theta_{\frac{n}{2}}, \theta_{\frac{n}{2}+2} - \frac{\pi}{2} = \frac{\pi}{2} - \theta_{\frac{n}{2}-1} \dots$$

(III-12)

$$\theta_{\frac{3n}{2}+1} - \frac{3\pi}{2} = \frac{3\pi}{2} - \theta_{\frac{3n}{2}}, \theta_{\frac{3n}{2}+2} - \frac{3\pi}{2} = \frac{3\pi}{2} - \theta_{\frac{3n}{2}-1} \dots$$

- Si m est impaire :

$$\frac{\pi}{2} - \theta_{\frac{n-1}{2}} = \theta_{\frac{n+1}{2}} - \frac{\pi}{2} = \frac{3\pi}{2} - \theta_{\frac{3n-1}{2}} = \theta_{\frac{3n+1}{2}} - \frac{3\pi}{2} ;$$

(III-13)

$$\frac{\pi}{2} - \theta_{\frac{n-3}{2}} = \theta_{\frac{n+3}{2}} - \frac{\pi}{2} = \frac{3\pi}{2} - \theta_{\frac{3n-1}{2}} = \theta_{\frac{3n+3}{2}} - \frac{3\pi}{2} \dots$$

En fin, on obtient la forme générale de la tension de sortie développée par la série

de Fourier :

$$V'_A = V'_1 \sqrt{2} \sin(\omega t) + V'_{n\pm 2} \sqrt{2} [\sin(n-2)\omega t + \sin(n+2)\omega t] + V'_{2n\pm 1} \sqrt{2} [-\sin(2n-1)\omega t + \sin(2n+1)\omega t] \quad (III-14)$$

Les tensions V'_B et V'_C sont identiques à V'_A à $\frac{2\pi}{3}$ et $\frac{4\pi}{3}$ près

$$V'_B = V'_1 \sqrt{2} \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) + V'_{m\pm 2} \sqrt{2} \left[\sin(n-2)\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) + \sin(n+2)\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \right] + V'_{2m\pm 1} \sqrt{2} \left[-\sin(2n-1)\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) + \sin(2n+1)\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \right] \quad (III-15)$$

Chapitre III : Commande de l'onduleur de tension

Et :

$$V'_C = V'_1 \sqrt{2} \sin\left(\omega t - \frac{4\pi}{3}\right) + V'_{m\pm 2} \sqrt{2} \left[\sin(n-2)\left(\omega t - \frac{4\pi}{3}\right) + \sin(n+2)\left(\omega t - \frac{4\pi}{3}\right) \right] + V'_{2n\pm 1} \sqrt{2} \left[\sin(2n-1)\left(\omega t - \frac{4\pi}{3}\right) + \sin(2n+1)\left(\omega t - \frac{4\pi}{3}\right) \right] \quad (\text{III-16})$$

Donc le passage des tensions $(V_A - V_O)$, $(V_B - V_O)$, $(V_C - V_O)$ aux tensions V'_A, V'_B, V'_C entraîne la

suppression des harmoniques formant des systèmes homopolaires, c'est-à-dire ceux de rang 3 et multiple de 3 car le principal harmonique, celui de rang m , est supprimé.

Disparaissent également alors les harmoniques de rang $(2m-3)$ et $(2m+3)$ de la seconde famille.

Donc les principaux harmoniques restants sont ceux de rang $(m-2)$ et $(m+2)$, $(2m-1)$ et $(2m+1)$.

➤ Si r est faible, la MLI ne réduit pas le taux d'harmonique, la somme quadratique de ces harmoniques est plus forte que lors de la commande en pleine onde.

$$\tau_{V'} = \frac{1}{V'_1} \left(\sum_{n=2}^{\infty} V'^2_n \right)^{\frac{1}{2}} \quad (\text{III-17})$$

$\tau_{V'}$: C'est le taux d'harmonique.

Donc pour faciliter le filtrage des courants de sortie, en décalant les harmoniques vers les fréquences plus élevées.

D'où l'intérêt de la notion de taux d'harmonique τ'_V ; on donne à chaque harmonique un point inversement proportionnel à son rang :

$$\tau'_V = \frac{1}{V'_1} \left(\sum_{n=2}^{\infty} \left(\frac{V'_n}{n} \right)^2 \right)^{\frac{1}{2}} \quad (\text{III-18})$$

Ce taux diminue, à r donné, au fur et à mesure que m croit. Si m est suffisant (supérieur ou égal à 15 par exemple), que m soit pair ou impair, les courants de sortie i'_A, i'_B, i'_C sont pratiquement sinusoïdaux.

Chapitre IV :
Modélisation de l'onduleur
de tension

IV-1- INTRODUCTION:

Grâce aux progrès technologiques réalisés ces dernières années dans le domaine de l'électronique de puissance, les convertisseurs statiques voient progressivement leur champ d'applications s'élargir. Certaines de ces nouvelles applications, telles que le filtrage actif et la dépollution de réseaux électriques, ou l'alimentation de machines à courant alternatif pour des applications particulières, sont très exigeantes en termes de performances dynamiques.

Les applications de l'électronique furent pendant longtemps limitées à la technique des hautes fréquences. Les possibilités d'application étaient limitées par le manque de fiabilité des éléments électroniques alors disponibles. Cette fiabilité était insuffisante pour répondre aux hautes exigences requises par les nouvelles applications dans le domaine industriel. Ce ne fut qu'à la suite du développement des composants électroniques spéciaux de fiabilité plus élevée et de tolérance plus restreintes, que les nouvelles techniques peuvent être envisagées, ainsi naît une nouvelle branche de l'électronique appelée l'électronique de puissance.

A la base de l'électronique de puissance se trouvent les éléments de puissance, qui peuvent être subdivisés en éléments redresseurs non contrôlables (diodes) et éléments redresseurs contrôlables (thyristors, triacs, transistors ...).

Les éléments de puissance, associés à des dispositifs auxiliaires appropriés (commande de gâchettes, radiateurs de dissipation, circuit RC de protection), composent des modules standard permettant la conversion de puissance, tel que les redresseurs, les onduleurs, les cycle convertisseur ... etc.

IV-2- REPRESENTATION DE LA STRUCTURE DE L'ONDULEUR DE TENSION:

La technique de modulation de largeur d'impulsion (MLI) permet de commander la tension de sortie de l'onduleur en amplitude et en fréquence à partir des signaux de commandes des interrupteurs de l'onduleur tout en limitant l'effet des harmoniques. Il existe différentes structures de Modulation de Largeur d'Impulsion permettant de gérer les trois courants d'alimentation de la machine asynchrone à partir des courants de référence calculés au niveau de la commande. Trois types de MLI sont généralement utilisés [15]:

- **La MLI précalculée** : consiste à calculer les instants de commutation des interrupteurs de puissance de manière à éliminer certaines harmoniques non désirables. Ces séquences sont alors enregistrées dans une mémoire et restituées cycliquement pour assurer la commande des interrupteurs. L'implantation de cette technique de MLI sur circuit intégré spécifique est alors envisageable. Plusieurs travaux d'intégration ont d'ailleurs été réalisés pour ce type de structure.
- **La MLI dent scie** : est basée sur la comparaison entre une onde modulante, de forme sinusoïdale à faible fréquence, et une autre onde porteuse de forme dent scie à fréquence plus élevée. Les points d'intersection entre la porteuse et

Chapitre IV : Modélisation de l'onduleur de tension

la modulante déterminent les instants de commutation. Ce genre de MLI est surtout bien adapté à l'électronique analogique mais est difficilement utilisable en numérique. En effet, il est, par exemple, difficile de reproduire une tension de référence sinusoïdale parfaite à partir d'informations numériques.

- **La MLI vectorielle** : utilisée dans les commandes modernes des machines asynchrones pour obtenir des formes d'ondes arbitraires non nécessairement sinusoïdales. Le principe de la MLI vectorielle consiste à reconstruire le vecteur tension statorique V_s à partir de huit vecteur tension. Chacun de ces vecteurs correspond à une combinaison des états des interrupteurs d'un onduleur de tension triphasé, Cette méthode de MLI peut désormais être implantée dans des circuits intégrés numériques. Elle nécessite toute fois des calculs numériques rapides et précis. De ce fait, la fonction MLI est séparée des fonctions de "commande algorithmique" et implantée dans un circuit intégré spécifique

IV-3- MODELISATION DE L'ONDULEUR DE TENSION:

L'onduleur de tension est un convertisseur statique qui permet de fournir une tension alternative d'amplitude et de fréquence réglables à partir d'une source de tension continue. L'onduleur de tension est constitué de cellule de commutation généralement à transistor ou thyristor pour les grandes puissances.

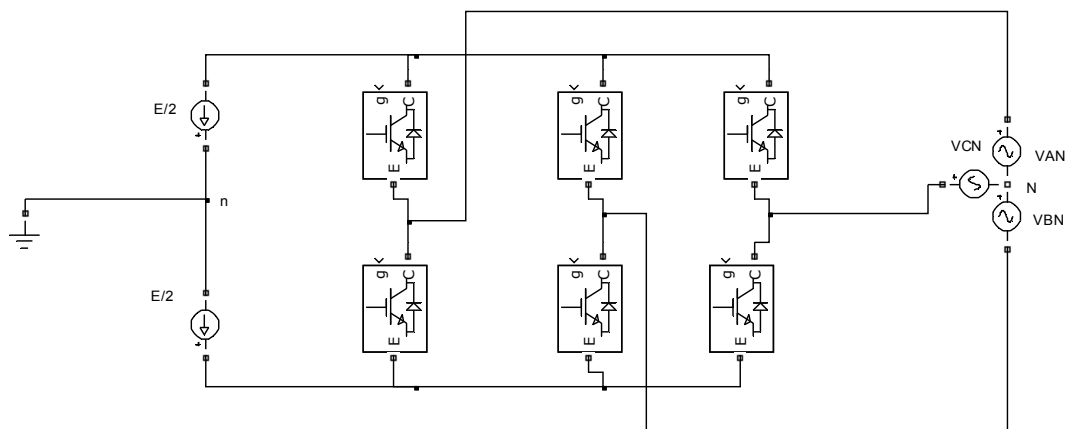


figure (V-1) :Circuit de fonctionnement de l'onduleur triphasé

Dans le circuit de puissance de l'onduleur de la figure (III-12),il est a noter que les états des interrupteurs d'un même bras sont complémentaires .

En utilisant ces états des interrupteurs , nous pouvons obtenir les tensions de sortie de l'onduleur mesurées par rapport a la borne négatives de la tension du cote continu comme suit :

Chapitre IV : Modélisation de l'onduleur de tension

$$V_{An} = S_1 \cdot V_{pv}$$

$$V_{Bn} = S_2 \cdot V_{pv}$$

$$V_{Cn} = S_3 \cdot V_{pv}$$

Ou S_1 , S_2 et S_3 désignent les états des interrupteurs des phases A,B et C respectivement.

Les tensions composées sont

$$V_{AB} = V_{AN} + V_{NB} = V_{AN} + V_{BN} = (S_1 - S_2)V_{PV}$$

$$V_{BC} = V_{BN} + V_{NC} = V_{BN} + V_{CN} = (S_2 - S_3)V_{PV}$$

$$V_{CA} = V_{CN} + V_{NB} = V_{CN} + V_{AN} = (S_3 - S_1)V_{PV}$$

On peut l'équation sous la forme matricielle :

$$\begin{pmatrix} V_{ab} \\ V_{bc} \\ V_{ca} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ 1 & 0 & -1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} S_1 \\ S_2 \\ S_3 \end{pmatrix} \quad (\text{IV-1})$$

Les tensions simples sont :

$$V_{AN} = \frac{2}{3}V_{AN} - \frac{1}{3}(V_{BN} + V_{CN})$$

$$V_{BN} = \frac{2}{3}V_{BN} - \frac{1}{3}(V_{AN} + V_{CN})$$

$$V_{CN} = \frac{2}{3}V_{CN} - \frac{1}{3}(V_{AN} + V_{BN})$$

$$\begin{pmatrix} V_{AN} \\ V_{BN} \\ V_{CN} \end{pmatrix} = \frac{V_{PV}}{3} \begin{pmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} S_1 \\ S_2 \\ S_3 \end{pmatrix} \quad (\text{IV} - 2)$$

Chapitre V :
Simulation et interprétation des
résultats

V. 1)-outils de simulation MATLAB/SIMULINK :

1)-Matlab:

Un système interactif et convivial de calcul numérique et de visualisation graphique, destiné aux ingénieurs et scientifiques. Il possède un langage de programmation à la fois puissant et simple d'utilisation. Il permet d'exprimer les problèmes et solutions d'une façon aisée, contrairement à d'autres langages de programmation. Il intègre des fonctions d'analyse numérique, de calcul matriciel, de traitement de signal, de visualisation graphique 2D et 3D, etc. il peut être utilisé de façon interactive ou en mode programmation. En mode interactif,

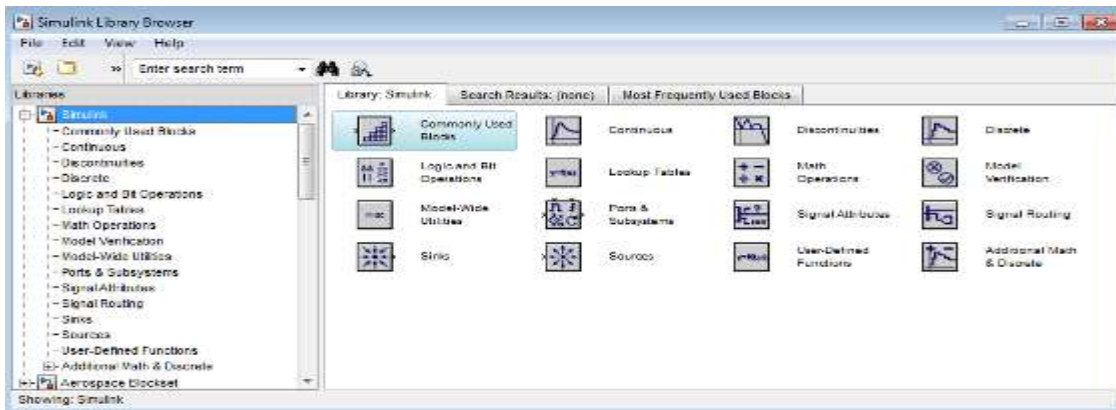
L'utilisateur a la possibilité de réaliser rapidement des calculs sophistiqués et d'en présenter les résultats sous forme numérique ou graphique. En mode programmation, il est possible d'écrire des scripts (programmes) comme avec d'autres langages l'utilisateur peut aussi créer ses propres fonctions pouvant être appelées de façon interactive ou par des scripts. Ces fournissent à MATLAB un atout inégalable : son extensibilité. Ainsi, l'environnement MATLAB peut facilement être étendu. Dans MATLAB, l'élément de base est la matrice. L'utilisateur ne s'occupe pas des allocations de mémoire ou de redimensionnement comme dans les langages classiques. Les problèmes numériques peuvent être résolus en un temps record, qui ne représente qu'une infime partie du temps à passer avec d'autres langages comme le Basic, C, C++ ou le fortran. MATLAB s'est imposé dans les milieux universitaire et industriel comme un outil puissant de modélisation, de simulation et de visualisation de problèmes numériques. Dans le monde universitaire MATLAB est utilisé pour l'enseignement de l'algèbre linéaire, traitement du signal, l'automatique, etc., ainsi que dans la recherche scientifique. Dans le domaine industriel, il est utilisé pour la résolution et la simulation de problèmes d'ingénierie et de prototypage. MATLAB est une abréviation de MATrix LABoratoire. écrit à l'origine, en Fortran, par Cleve Moler, MATLAB était destiné à faciliter l'accès au logiciel matriciel développé dans les projets LINPACK et EISPACK

2)- simulink :

(SIMULINK) est un programme pour la simulation des systèmes dynamiques linéaires et non linéaires ; une (MATLAB), dans laquelle la définition des modèles se fait par schémas blocs (diagramme structurel). Le diagramme structurel permet la représentation graphique d'un système d'équations linéaires et non linéaires. Il met en évidence la structure du système et permet de visualiser les interactions entre les différentes grandeurs internes et externes. On distingue alors particulièrement bien les contre-réactions, les couplages réciproques, les non-linéarités, etc. les éléments qui composent le diagramme structurel représentent des opérations mathématiques, à savoir addition, soustraction, multiplication avec un coefficient, intégration et différentiation, ainsi que la multiplication et la division de deux variables et la fonction non linéaire d'une variable. SIMULINK possède une interface graphique pour visualiser les résultats sous forme de graphiques ou de valeurs numériques en cours de simulation. Les paramètres régissant le fonctionnement des systèmes peuvent être modifiés en ligne, c'est-à-dire en cours de simulation, et l'on peut observer leur effet immédiatement. SIMULINK est bâti autour d'une bibliothèque de blocs (bibliothèques) classés par catégories. Les principales bibliothèques sont montrées dans le tableau

Librairie	Contenu
Sources	Différents types de signaux d entrée
Sinks	Appareils virtuels de visualisation
Continuos	Systèmes et operateurs continus
Discrète	Bloc représentant les systèmes discrète
Math	Operateurs mathématiques
Fonctions&Tables	Fonctions et tables de valeurs
Nonlinear	Systèmes et operateurs non linéaires
Signal& Systems	Blocs de connexion et sous - systèmes

Tableau1



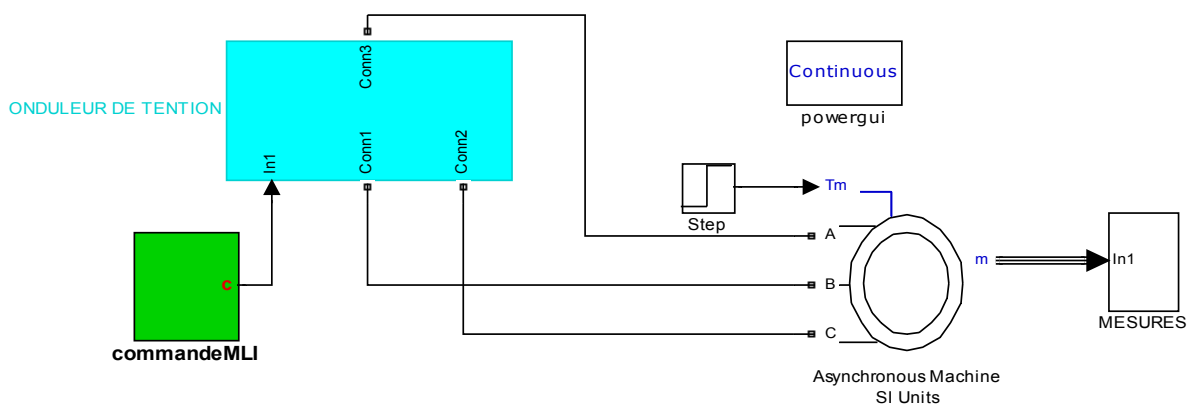
Figure(V.1) : librairie simulink

V-1)-Développement du modèle SIMULINK du moteur asynchrone

La figure 2 représente le modèle SIMULINK du moteur asynchrone décrit par les équations (2)a(7).

Chaque bloc de la figure est issu d'une équation . ainsi ,le bloc (Transformation abc-->dq) est réalise a partir de l'équation (6).le contenu du bloc est represente a la figure3

V-2)-schéma bloc global :



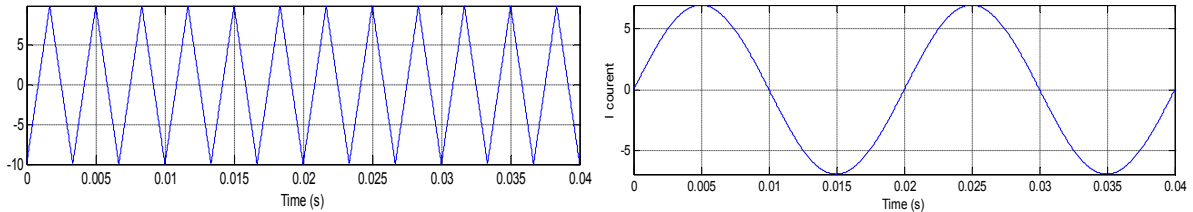
Figure(V.1) :_schéma bloc

V.3)- Résultat de la simulation :

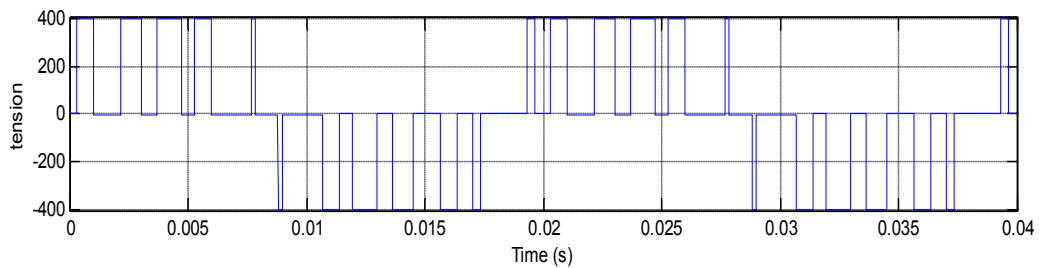
○ **Simulation de la commande MLI :**

a)- $M=cte =6R=0.7, R=0.8, R=0.9 :$

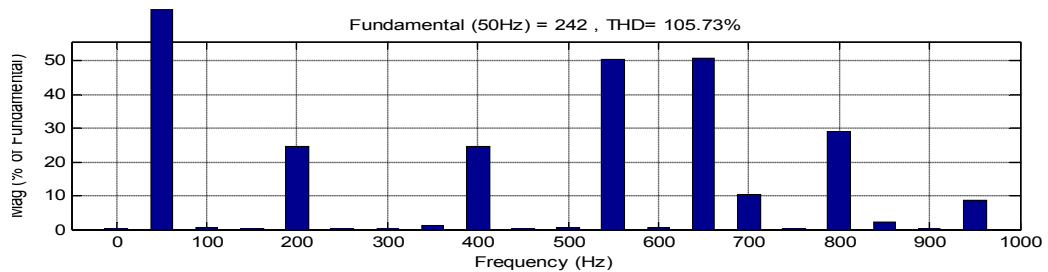
1)-pour $m=6, r=0.7$ et $Cr=1 \cdot N.m :$



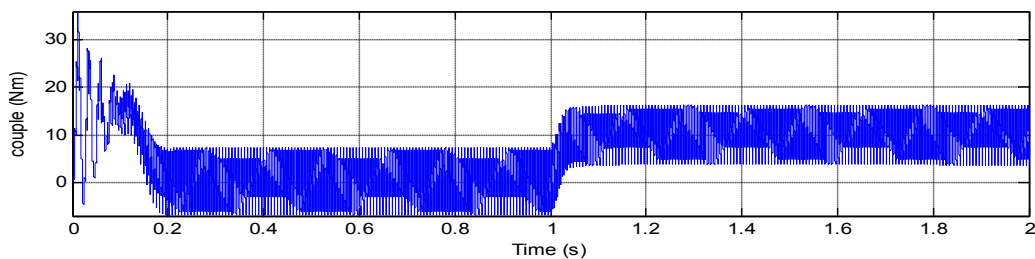
Figure(V.2) : La commande sinus-triangle



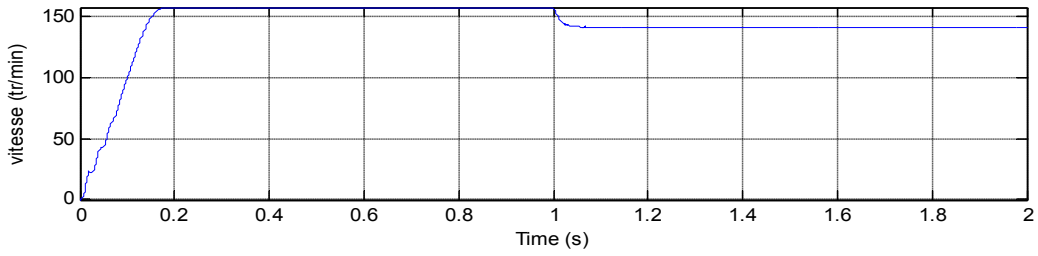
Figure(V.3) : Tension composée



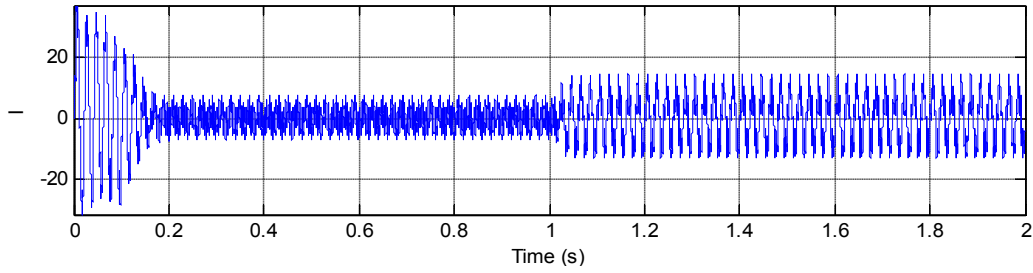
Figure(V.4) : Le spectre d'harmonique de la tension



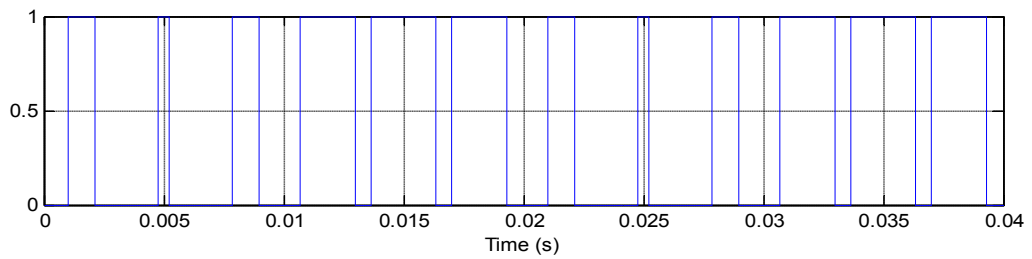
Figure(V.5) : Le couple électromagnétique



Figure(N.6) : La vitesse

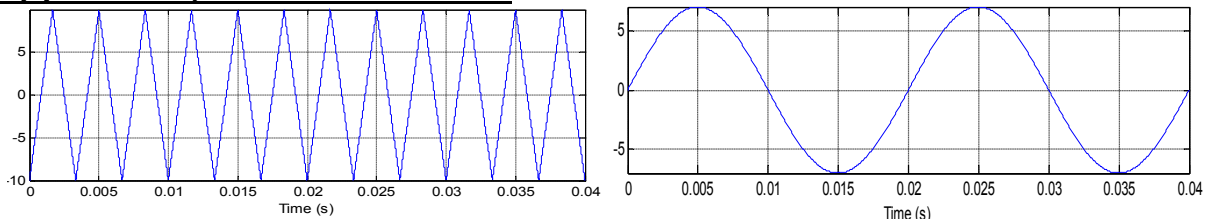


Figure(N.7) : Les courants

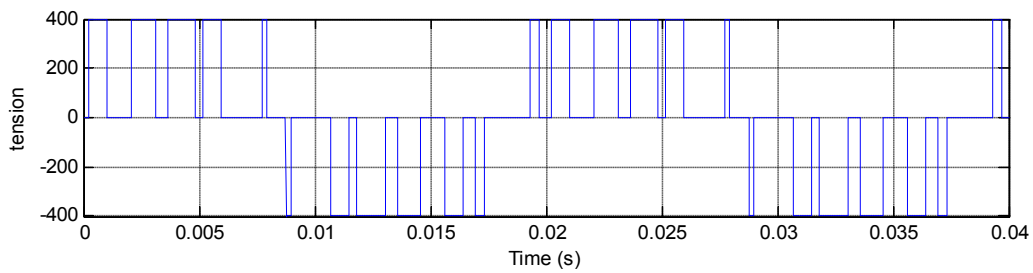


Figure(N.8) : Les intervalles de conduction des interrupteurs

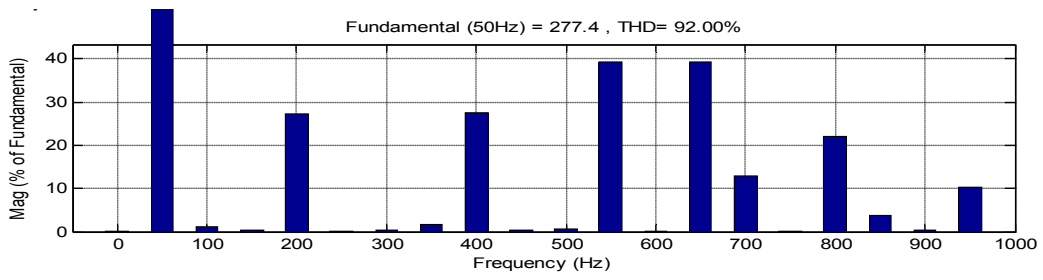
2)-pour $m=6$, $r=0.8$ et $Cr=10N.m$:



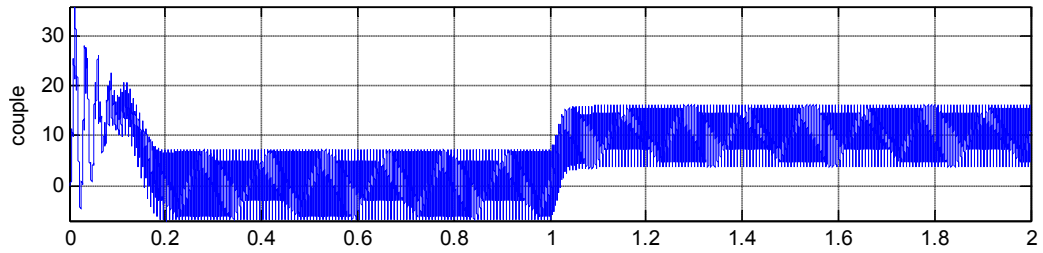
Figure(N.9) :La commande sinus-triangle



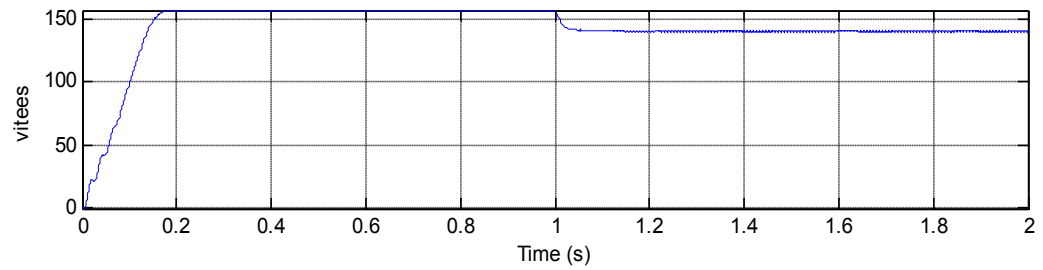
Figure(N.10) : Tension composée



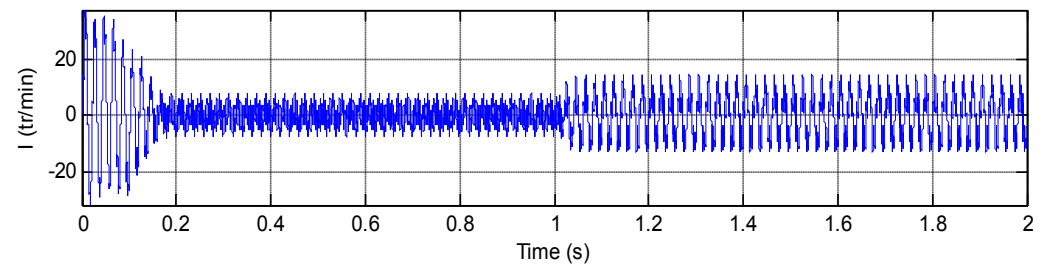
Figure(V.11) : Le spectre d'harmonique de la tension



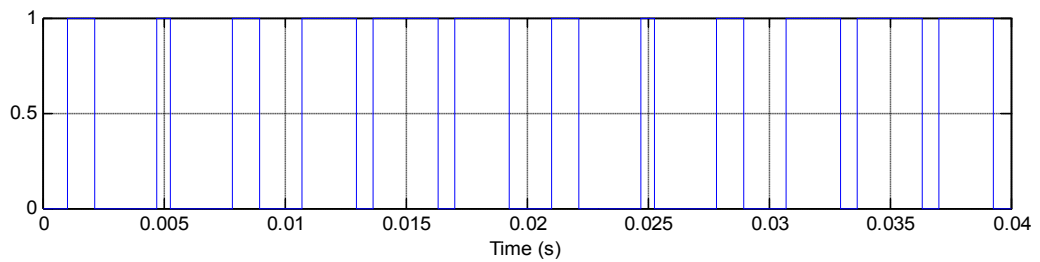
Figure(V.12) : Le couple électromagnétique



Figure(V.13) : La vitesse

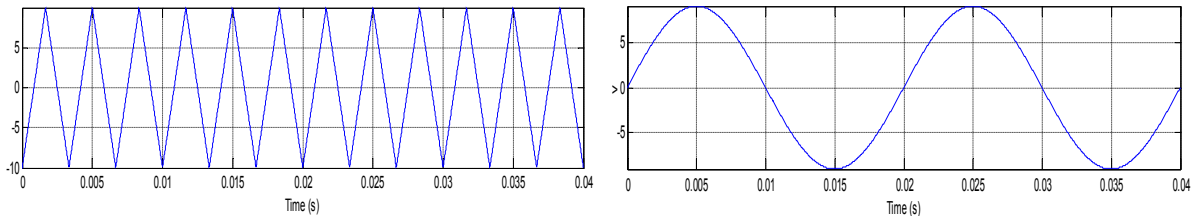


Figure(V.14) : Les courants

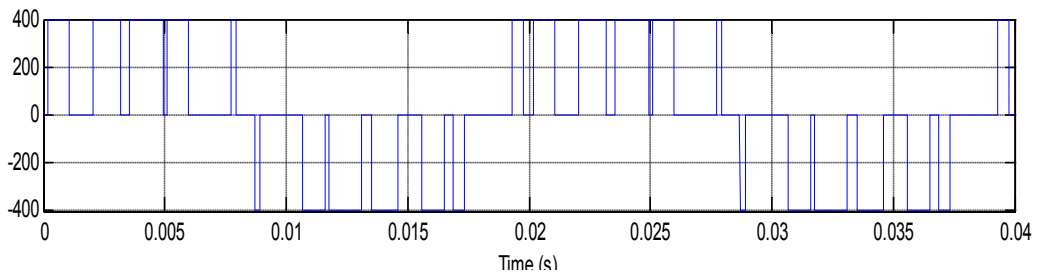


Figure(V.15) : Les intervalles de conduction des interrupteurs

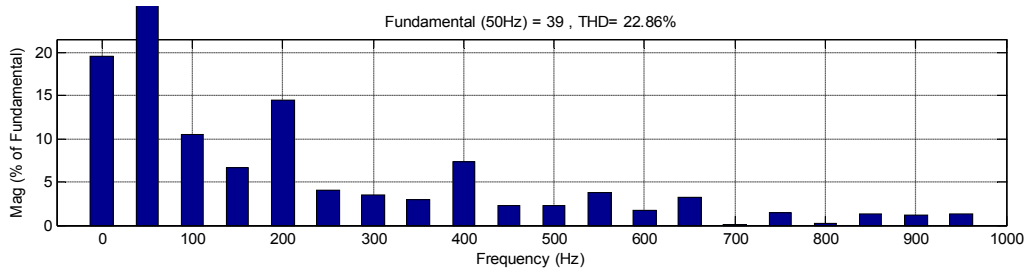
3) -pour $m=6$, $r=0.9$ et $Cr=10N.m$:



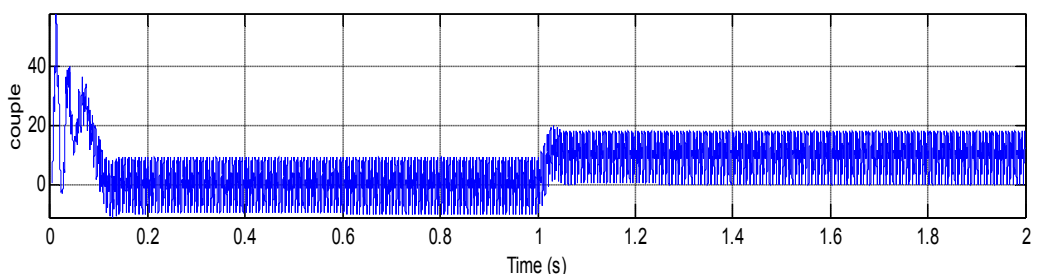
Figure(V.16) : La commande sinus-triangle



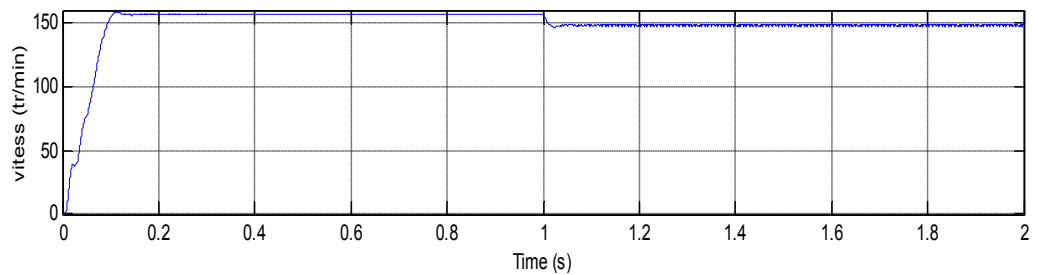
Figure(V.17) : Tension composée



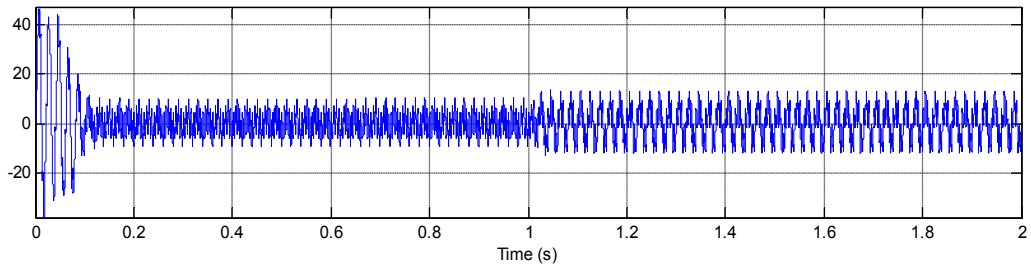
Figure(V.18) : Le spectre d'harmonique de la tension



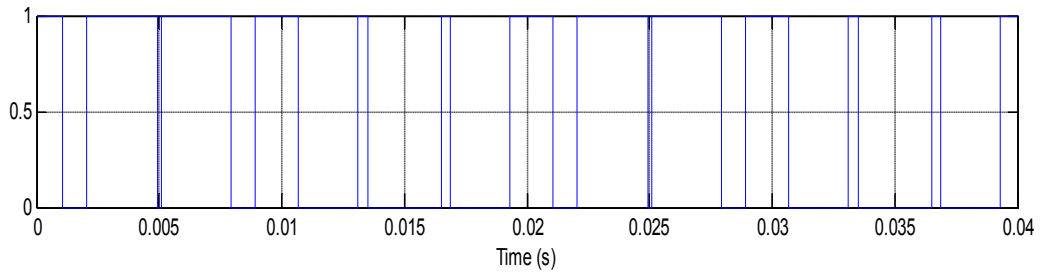
Figure(V.19) : Le couple électromagnétique



Figure(V.20) : La vitesse



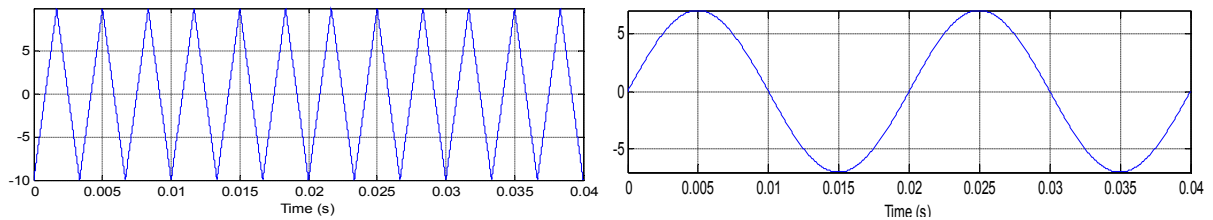
Figure(V.21) : Les courants



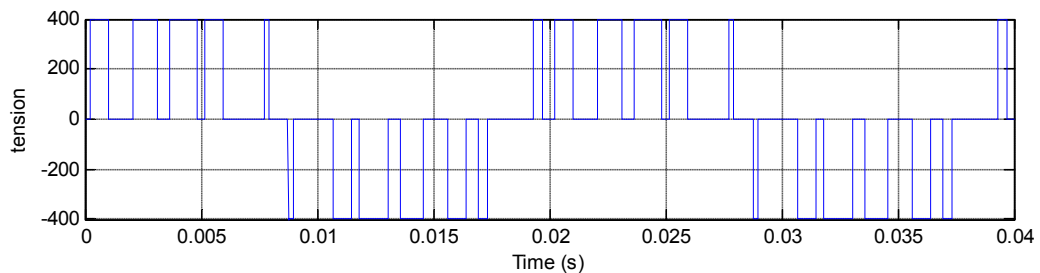
Figure(V.22) : Les intervalles de conduction des interrupteurs

b)-R=cte =0.8 M=6, M=19, M=49 :

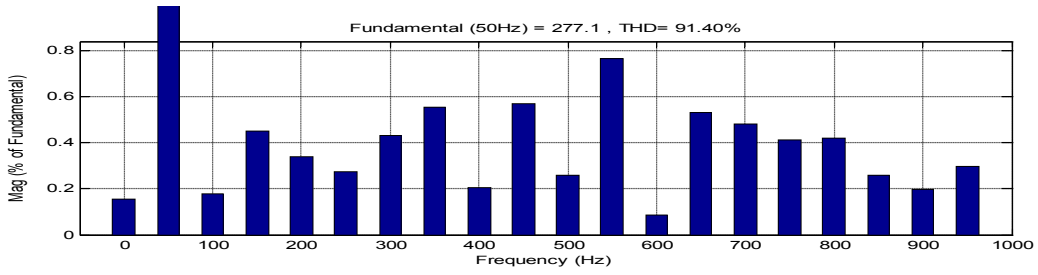
1)-pour m=6, r=0.8 et Cr=10N.m :



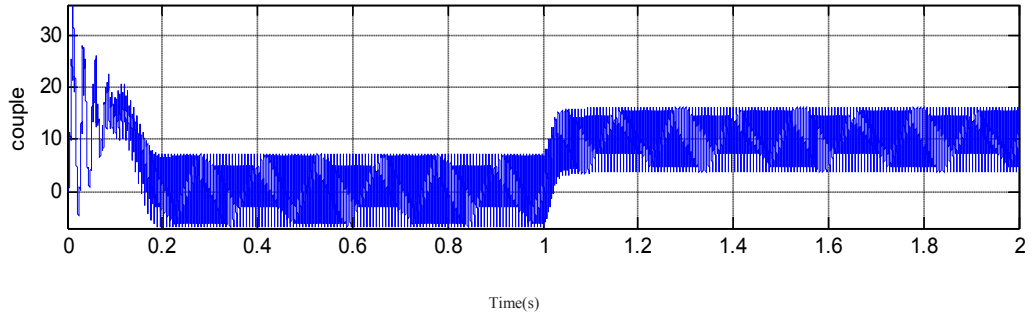
Figure(V.23) :La commande sinus-triangle



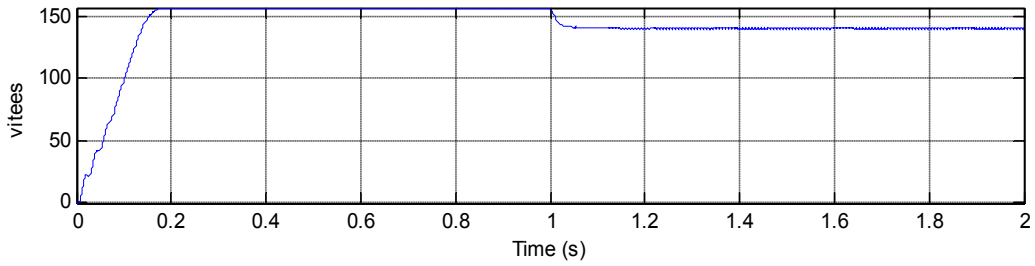
Figure(V.24) : Tension composée



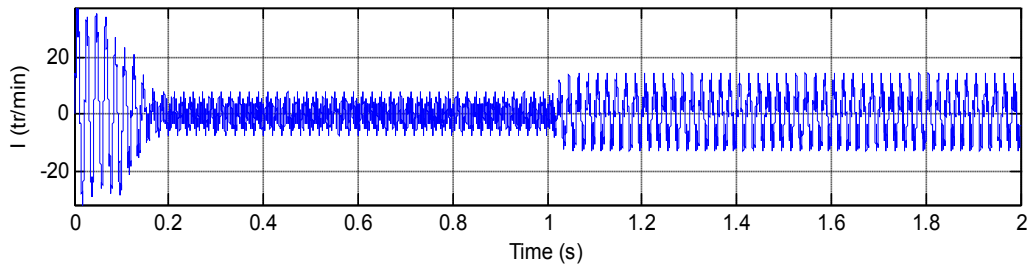
Figure(II.25) :Le spectre d'harmonique de la tension



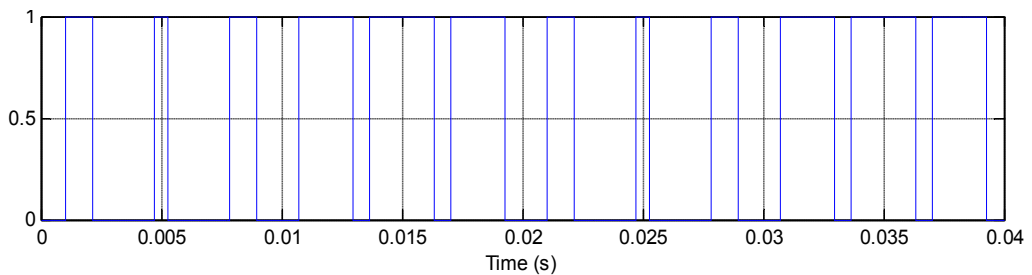
Figure(II.26) : Le couple électromagnétique



Figure(V.13.27) : La vitesse

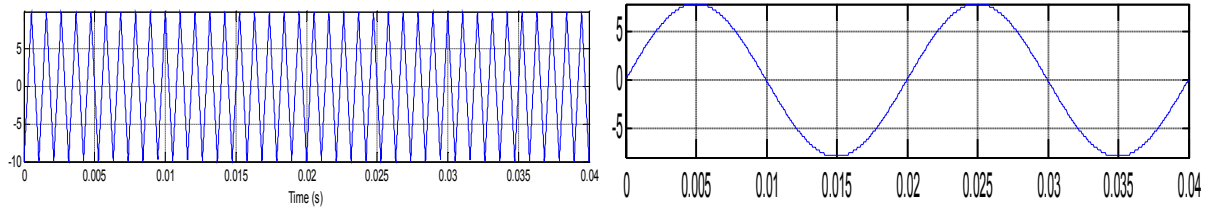


Figure(V.28) : Les courants

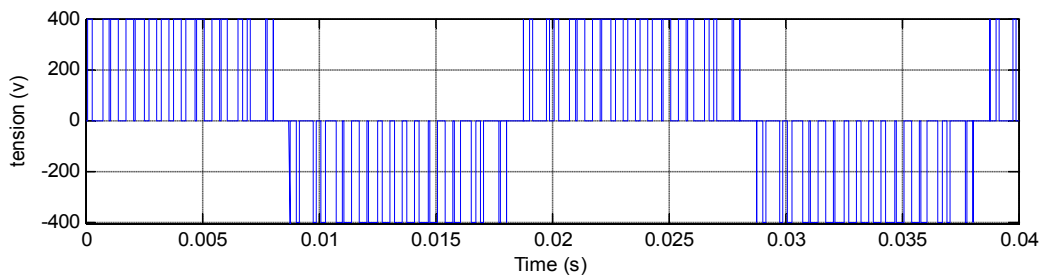


Figure(V.29) : Les intervalles de conduction des interrupteurs

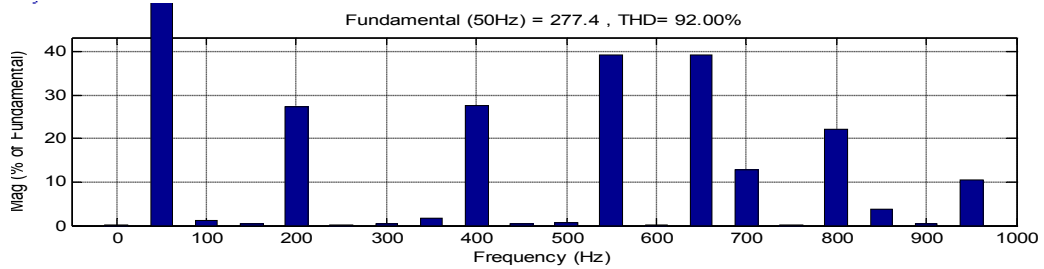
2)-pour $m=19$, $r=0.8$ et $Cr=10N.m$:



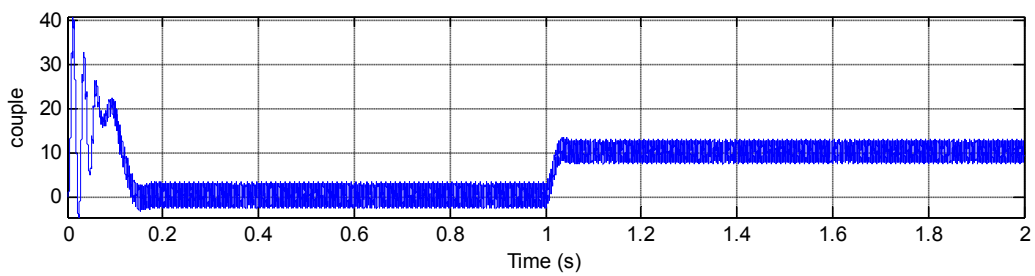
Figure(V.29) : La commande sinus-triangle



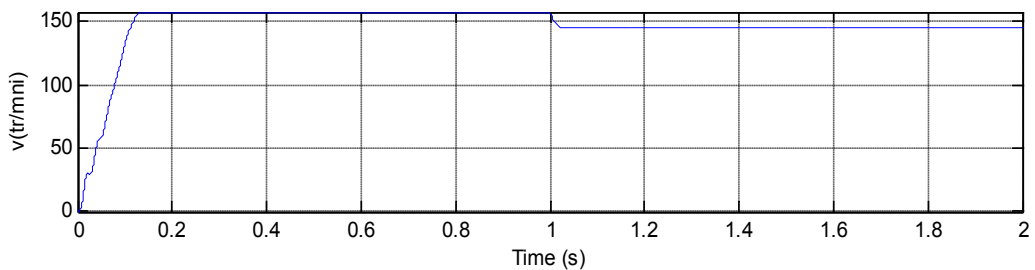
Figure(V.30) : Tension composée



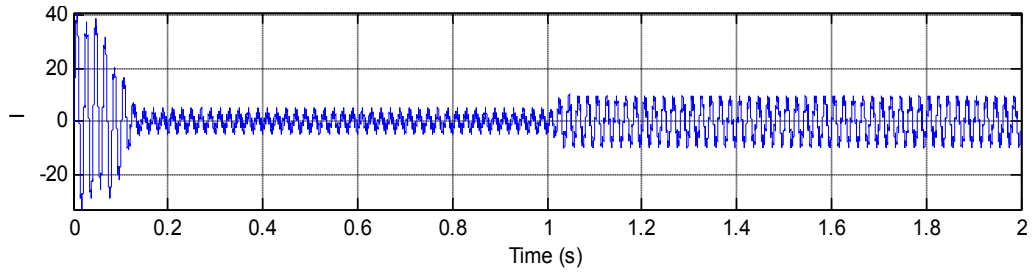
Figure(V.31) : Le spectre d'harmonique de la tension



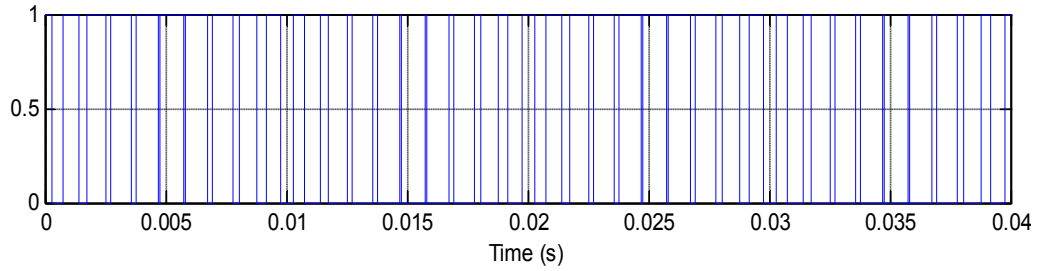
Figure(V.32) : Le couple électromagnétique



Figure(V.33) : La vitesse

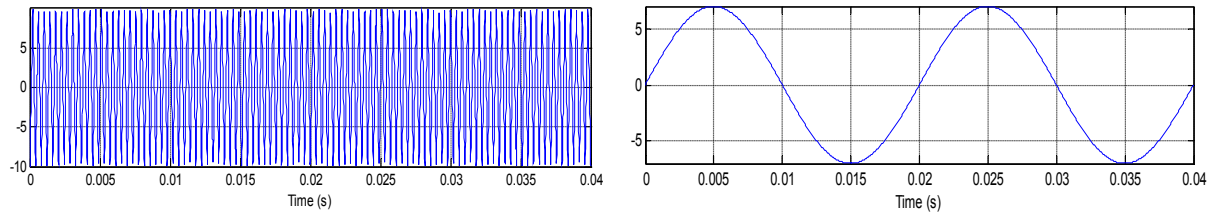


Figure(V.34) : Les courants

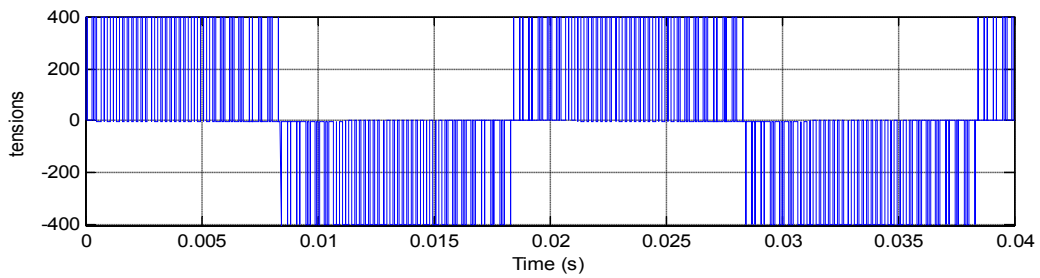


Figure(V.35) : Les intervalles de conduction des interrupteurs

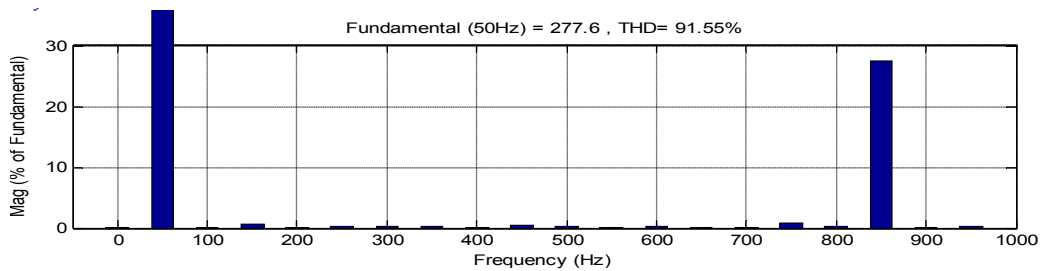
3)-pour $m=49$, $r=0.8$ et $C_r=10N.m$:



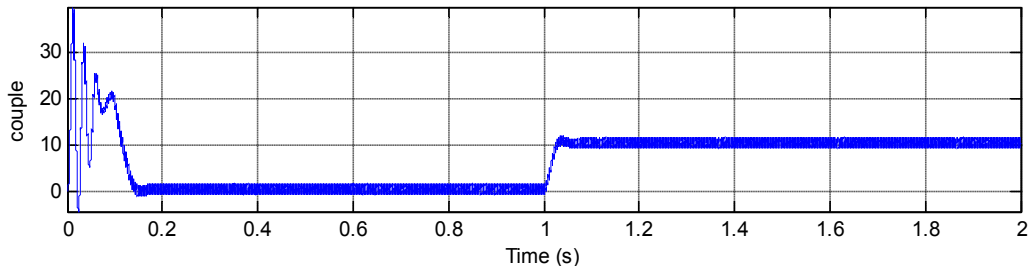
Figure(V.37) : La commande sinus-triangle



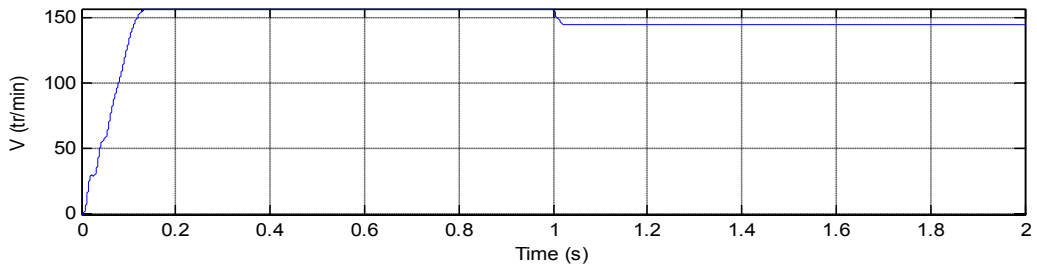
Figure(V.38) : Tension composée



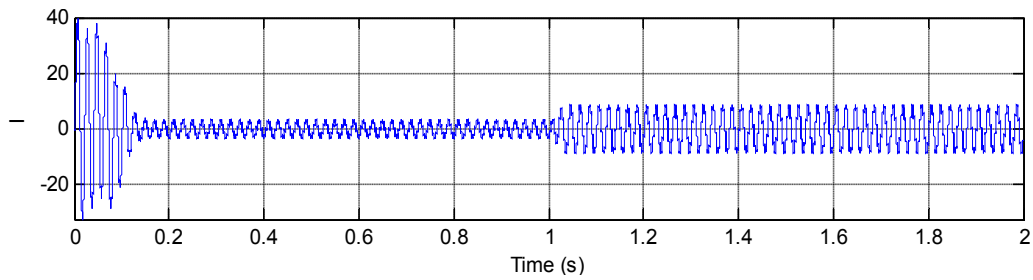
Figure(V.39) :Le spectre d'harmonique de la tension



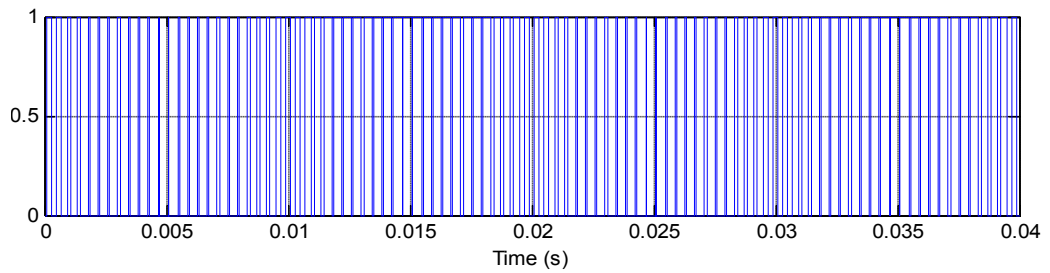
Figure(V.40) : Le couple électromagnétique



Figure(V.41) : La vitesse



Figure(V.42) : Les courants



Figure(V.43) : Les intervalles de conduction des interrupteur

V-3- Interprétation des résultats de la simulation :

- Le constat simulé est le bloc MLI et l'association onduleur de tension à MLI-moteur asynchrone à cage d'écureuil, que nous avons traité théoriquement.
- L'MLI est entièrement construit avec des blocs standards simulés, et la même chose pour l'association.
- Les grandeurs simulées par le bloc MLI sont :

Chapitre V : Simulation et interprétation des résultats

- la commande MLI sinus-triangle (la porteuse et la référence).
- Les grandeurs simulées par le bloc standard de l'association (convertisseur-machine) sont :
 - la tension composée à la sortie de l'onduleur.
 - les courants statoriques.
 - le spectre d'harmonique (FFT) de la tension.
 - le couple électromagnétique du moteur.
 - la vitesse de rotation.

Donc on va partager notre interprétation des résultats de simulation à deux parties :

- a- pour le bloc MLI.
- b- pour le bloc standard de l'association (convertisseur-machine).

a- Pour le bloc MLI :

Dans cette partie nous avons (fixé "m" et varie "r") et vis versa c'est-à-dire (fixé "r" et varie "m").

Les valeurs numériques de m et r dans les deux états sont :

- $r=0.8$, et $m=6, 9, 15, 39$
- $m=33$, et $r=0.7, 0.8, 0.9$

On remarque que les intervalles de conduction des interrupteurs suivent les points d'intersection entre la référence et la porteuse d'une manière très exacte.

b- Pour le bloc de l'association onduleur-moteur :

Ce qui nous intéresse dans cette partie c'est :

- 1- Les harmoniques de tension et de courant pour chaque valeur de m et r.
- 2- Les grandeurs du moteur (couple, vitesse, courant statorique et rotorique, tension simple et composée).
- 3- La relation entre la vitesse de rotation du moteur et la fréquence de la référence " f^m ".

1- Les harmoniques de tension et de courant :

Pour les harmoniques de tension on remarque que :

- Quand $m=6$ on a les harmoniques de rang (2, 4, 8, 9, 10, 11, 13) sont les harmoniques ayant amplitudes les plus importantes et les autres ont des amplitudes faibles.
- Quand $m=9$ on a les harmoniques de rang (3, 5, 7, 11, 13, 15, 17, 19).

Chapitre V : Simulation et interprétation des résultats

- Quand $m=15$ on a les harmoniques de rang (3, 7, 9, 11, 13, 17, 19).
- Quand $m=39$ on a les harmoniques de rang (5, 7, 11, 13, 15, 17), mais à une amplitude faible par rapport à celui de $m=15$.

D'après ces résultats on peut dire que :

- Les harmoniques de tension se regroupent en trois familles :
 - 1- Les harmoniques de rang $(m-2)$, $(m+2)$, $(m-4)$, $(m+4)$, $(m-6)$, $(m+6)$.
 - 2- Les harmoniques de rang $(2m-1)$, $(2m+1)$, $(2m-3)$, $(2m+3)$, ...
 - 3- Les harmoniques de rang $(3m)$, $(3m-2)$, $(3m+2)$, $(3m-4)$, $(3m+4)$, ...
- Le bon choix de l'indice de modulation permet d'éliminer les harmoniques de rang pair.
- L'augmentation de l'indice de modulation permet de diminuer l'amplitude des harmoniques c'est-à-dire ces harmoniques sont minimisés quand l'indice de modulation est élevé.
- L'amplitude du fondamental diminue d'une valeur très faible à cause des déchets de tension provoqués par l'MLI et la commutation des interrupteurs.

Pour les harmoniques de courants on peut dire qu'ils sont faibles si m est élevé.

Le coefficient de réglage r permet de régler linéairement l'amplitude du fondamental de courant et de tension.

2- Les grandeurs du moteur :

Le couple : Cette caractéristique illustre le fort couple électromagnétique aux premiers instants de démarrage par exemple jusqu'à 0.75s pour $m=39$ et $r=0.8$, et après il se stabilise à la valeur nominale du couple ($C_e=11.87N.m$).

La vitesse : On constate qu'au démarrage, il y a un accroissement presque linéaire de l'allure de la vitesse, celle-ci tend vers un régime établi.

Le courant : On remarque que le courant statorique ou rotorique est plus en plus sinusoïdal surtout pour les indices de modulations élevées (comme nous avons dit pour les harmoniques).

Ce qui facilite leur filtrage par l'inductance de la machine.

VI-7- Conclusion:

Ce chapitre permet essentiellement de retrouver les résultats désirés tel que l'élimination des harmoniques de l'alimentation du moteur asynchrone.

C'est-à-dire vérifier que les simulations effectuées par le logiciel MATLAB sont valables.

Chapitre V : Simulation et interprétation des résultats

Donc d'après les analyses des résultats de simulation de MLI on constate quand on a atteint les objectifs fixés.

Conclusion générale

Conclusion générale :

L'électronique de puissance est la branche de la physique appliquée qui traite des modifications de présentation de l'énergie électrique à l'aide des semi-conducteurs fonctionnant en commutation. Cette modification est pour réaliser des commandes de plus en plus sophistiquées.

Donc le but de notre étude c'est d'assurer une meilleure alimentation à la machine asynchrone, de point de vue commande et aussi qualité de signal d'alimentation, par ce qu'il est souvent primordial pour les entreprises industriels d'avoir un signal électrique plus riche d'harmonique, pour satisfaire cette exigence, un traitement de signal au niveau de récepteur est souvent nécessaire.

Donc notre projet de diplôme concerne en premier lieu la modélisation de la machine asynchrone, qui permet de donner un modèle mathématique de la machine.

Ce modèle permet de guider les développements observer expérimentalement.

La deuxième partie est consacrée à la généralité de l'onduleur et son fonctionnement.

En troisième lieu on a les différentes lois de commande de l'onduleur tel que la commande en pleine onde, la commande MLI sinusoïdal et vectoriel, à la fin de cette partie nous avons fait une comparaison entre les deux commandes à MLI.

Le quatrième chapitre consiste la modélisation de l'onduleur de tension.

Le cinquième chapitre est réservé à l'association convertisseur-machine.

Dans le dernier nous avons simulé le bloc MLI et l'association convertisseur- machine, et dans chaque opération nous avons interprété les résultats obtenus.

On remarque que la technique de MLI sinusoïdal repousse les harmoniques vers des fréquences les plus élevées.

Références

- [1] J. Châtelain ,’’Machines électriques. Volume X du traite d’ électrique , d’électronique et d’électrotechnique ‘’, Presse polytechnique romande , Ed Georgi 1983 , (réédite par Dunod ,1993).
- [2] Jean – pierre Caron ,’’ modélisation et commande de la machine asynchrone’’ ,vol.7, TECHNIP , coll. « Méthodes et pratiques»,1995.
- [3] Mikhaïl Kostenko et Ludvika Petrovski ,’’Machines électriques’’, Tomes I et II Editions de Moscou (Mir),1969,(réédite en 1979).
- [4] M. Poloujadoff ,’’ conversions électromécanique’’ , Dunod ,Paris, 1969.
- [5]**M.Pinard**, " Commande électronique des moteurs électriques " *Edition Dunod*, Paris 2004
- [6] **P. S. Bastiani**, " Stratégies de commande minimisant les pertes d'un ensemble *convertisseur - machine alternative : Application à la traction électrique* ", *Thèse de Doctorat se l'Institut National des Sciences Appliquées de Lyon*, France, Février 2001.
- [7]**L.Bagli**, " Contribution à la commande de la machine asynchrone, utilisation de la logique floue, des réseaux de neurones et des algorithmes génétiques ", *Thèse de Doctorat, Université Nancy-I, Janvier 1999*
- [8] **O. Fadli**, " Modélisation et Commande Non Linéaire de l'Association: Machine synchrone a Aimants Permanents – Onduleur de Tension à Trois Niveaux " , *Thèse de Magister, Université de Batna*, 2006