الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية

MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR
ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE

UNIVERSITE DR.YAHIA FARES DE MEDEA

FACULTE DES SCIENCES ET DE LA TECHNOLOGIE

**Département du Génie Électrique
et de l'Informatique**



Mémoire de Fin d'Études

**Présenté pour l'obtention du Diplôme
de Master en Génie Électrique**

Option: Commande et électronique industrielle

THEME

Etude et implémentation des stratégies de commande MLI : Application à un onduleur à deux niveaux

Proposé et dirigé par :

Dr. BOUCHHIDA Ouahid

Dr. MOUALDIA Abed alhafid

Préparé et présenté par :

Mr. BOUDJEMA Noureddine

Mr. HAMRARAS Mohamed

Remerciements

Notre remerciements vont tout premièrement, à Dieu le tout puissant de

Nous ‘avoir

Donné courage et patience durant toutes ces années d’études

Nous remercions sincèrement nos encadreurs : **Mr : A MOUALDIA** et

Mr : W BOUCHEHIDA pour leurs aides, leurs encouragements et leurs

Patience ainsi pour leurs conseils précieux pendant la période

De ce modeste travail.

Nous remercions également **Mr : D BOUDANA** pour leur aide,

Nous remercions tous mous enseignants, du primaire ou niveau supérieure.

Et enfin nous tenons vivement à remercier tous nos amis.

Dédicaces

Je dédie ce modeste travail :

A mes très chers parents et ma grande famille.

A mes très chers frères et mes sœurs.

A tous mes amis.

A tous ceux qui m'aiment et que j'aime.

A tous mes collègues de la promotion 2015.

MOHAMED

DIDICACE

J'ai le grand plaisir de dédier ce modeste travail :

A ma très chère mère, qui me donne toujours l'espoir de vivre et qui n'a jamais cessé de prier pour moi.

A tous mes frères abd Al Azzize, Mohamed, Saïd, et ma sœurs,

A ma grande famille.

A tous mes amis qui étaient avec moi dés le début de mon parcoure

A Tous ceux que j'aime et je respecte.

Noureddine

RESUME

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 statique qui représente le variable cœur de tout système électrique. L'association des convertisseurs statiques aux machines asynchrone permet de réaliser des ensembles électromécaniques à vitesse variable tout en conservant les avantages bien connus de ce type de moteur, à savoir le faible coût, robustesse et entretient réduit. Ces variateurs de vitesse doivent être dotés de commande sophistiquée pour atteindre des performances comparable à ceux utilisant des machines à courant continu.

Les onduleurs triphasés sont les plus utilisés dans les industries à cause de leurs faible prix, très approuvés du coté de la réalisation et facile du coté de la commande électrique.

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

Dans Le premier chapitre nous présentons les différentes techniques de commande des onduleurs à MLI, avec bien sur une étude bien détaillée des techniques les plus utilisées actuellement à savoir la modulation sinusoïdale triangulaire, la modulation par régulateurs à hystérésis, ainsi que la modulation vectorielle. Cette étude est consacrée à la conception d'une stratégie de commande qui permet de donner une meilleure forme de la tension de sortie, donc une meilleure qualité spectrale.

Le deuxième chapitre est consacré à la modélisation de la machine asynchrone alimentée depuis le réseau, ainsi que la simulation et l'interprétation de l'association moteur asynchrone onduleur.

Le troisième chapitre est réservé à une étude détaillée sur les déférentes stratégies des commandes expérimentales. Nous intéressons aux influences des techniques étudies sur les performances de la machine asynchrone.

A la fin de ce travail nous donnons une conclusion générale qui résume tout les résultats de

Simulation.

SOMMAIRE

Remerciements.....i

Dédicace.....ii

Résumé..... iv

Sommaire.....v

Notations et symboles.....vii

Introduction Générale.....1

CHAPITRE I: les stratégies de commande de l'onduleur triphasé à deux niveaux

I.1 Introduction.....3

I.2 Modélisation de l'onduleur à deux niveaux 3

I.2.1 Expression des tensions de sortie.....3

I.2.2 Structure de l'onduleur de tension à deux niveaux 3

I.2.3 Fonctionnement et séquences de l'onduleur deux niveaux 6

I.3 Principe des stratégies de commande.....8

I.3.1 Stratégie de Triangulo-Sinusoïdale.....8

I.3.1.1 Commande triangulo-sinusoïdale à une seule porteuse bipolaire: 9

I.3.1.1.1 Algorithme de la stratégie 10

I.3.1.1.2 Résultat de simulation.....10

I.3.1.2 Commande triangulo-sinusoïdale à une seule porteuse en dent de scie bipolaire.....15

I.3.1.2.1 L'algorithme de la commande 15

I.3.1.2.2 Résultat de simulation.....15

I.3.2 Commande des onduleurs par régulateurs à hystérésis.....19
I.3.2.1 Résultat de simulation 20
I.3.2.2 Distorsion totale de l'harmonique de tension (THD) 23
I.3.3 MLI vectorielle.....23
I.3.3.1 Vecteurs d'espace d'un onduleur de tension.....23
1.3.3.2 Principe de la modulation vectorielle 25
I.3.3.3 Résultat de simulation.....34
I.4 Conclusion.....36

CHAPITRE II : La modélisation de la machine asynchrone

II.1 Introduction.....37
II.2 Modélisation de la machine asynchrone.....38
II.2.1 Mis en équations de la machine asynchrone.....39
II.3 Application de la transformation de Park.....41
II.3.1 Equations électriques 42
II.4 Relations entre flux et courant.....44
II.5 Equations dans différents référentiels.....48
II.6 Transformation de Clarke 49
II.7 Transformation de concordai.....51
II.8 Expressions du couple électromagnétique.....52
II.9 Représentation d'état du modèle de la machine.....53
II.9.1 Modélisation de la machine alimentée en tension 53
II.10 Modélisation de l'association moteur asynchrone onduleur.....54

II.10.1 Modélisation de l'onduleur de tension.....55

II.10.2 Simulation et interpritation 57

II.11 Résultat de simulation.....58

II.12 Iterprétation des résultats.....68

II.13 Conclusion.....69

CHAPITRE III : Implémentation des stratégies

III.1 INTRODUCTION.....70

III.2 Description de l'onduleur triphasé à IGBT.....70

III.2.1 BLOC DE COMMANDE.....70

III.2.1.1 Partie d'alimentation.....70

III.2.1.2 Partie d'adaptation des signaux.....71

III.2.1.3 Partie d'isolation et d'amplification des signaux.....72

III.2.2 BLOC DE PUISSANCE.....72

III.3 DESCRIPTION DU BANC D'ESSAI.....73

III.3.1 CARTE DSPACE.....74

III.3.2 CONTROL DESK.....74

III.3.3 Commande du convertisseur statique par MLI/SVM.....75

III.4 RESULTATS EXPERIMENTAUX.....75

III.5 INTERPRETATION DES RESULTATS.....85

III.6 Conclusion.....86

CONCLUSION GENERALE

ANNEXE 1

BIBLIOGRAPHIE

Liste des figures

CHAPITRE I

Figure (I.1): Onduleur Triphasé à Deux Niveaux. 4

Figure(I.2): Représentation de l'onduleur avec des interrupteurs.....5

Figure(I.3): Les formes d'ondes de la technique MLI sinusoïdale triangulaire à une seule porteuse bipolaire.....12

Figure (I.4): Les formes d'ondes de la technique MLI sinusoïdale triangulaire à une seule porteuse bipolaire.....14

Figure(I.5): Les formes d'ondes de la technique MLI sinusoïdale triangulaire à une seule porteuse en dent de scie bipolaire.....17

Figure (I.6): Les formes d'ondes de la technique MLI sinusoïdale triangulaire à une seule porteuse en dent de scie bipolaire.....19

Figure (I.7): Illustration de la bande de courant à hystérésis.....20

Figure (I.8) : Les formes d'ondes de la technique MLI d'hystérésis.....22

Figure (I.9): Onduleur de tension avec ses grandeurs de commande.....24

Figure (I.10): Tensions générées dans le plan (V α, V β) et définition des secteurs.....26

Figure (I.11): Principe de construction du vecteur tension de référence.....29

Figure (I.12): Valeur maximale de la tension fournie.....31

Figure (I.13): Les formes d'ondes de la technique MLI vectorielle.....35

CHAPITRE II

Figure (II.1): Enroulements de la machine asynchrone.....38

Figure(II.2): Référentiel tournant d'axes (d– q) 41

Figure (II.3): Schéma de l'onduleur triphasé à deux niveaux.....55

Figure(II.4): Association onduleur de tension MLI sinusoïdale –triangulaire a une seule peurteus bepolair avec la machine asynchrone Avec : m=12,r=0.8 et Cr=0(N.m) 58

Figure(II.5): Association onduleur de tension à MLI sinusoïdale –triangulaire a une seule peurteus bepolair avec la machine asynchrone Avec : m=35,r=0.8etCr=5(N.m).....59

Figure (II.6): Association onduleur de tension à MLI sinusoïdale –triangulaire a une seule peurteus bepolair avec la machine asynchrone Avec : m=35,r=0.8 et Cr=0(N.m) 60

Figure(II.7): Association onduleur de tension à MLI sinusoïdale –triangulaire a une seule peurteus bepolair avec la machine asynchrone Avec : m=35,r=0.8 et Cr=5(N.m).....61

Figure(II.8): Association onduleur de tension à MLI sinusoïdale –triangulaire a une seule peurteus dent de scie bepolair avec la machine asynchrone Avec : m=12,r=0.8 et Cr=0(N.m) 62

Figure (II.9): Association onduleur de tension à MLI sinusoïdale –triangulaire a une seule peurteus dent de scie bepolair avec la machine asynchrone Avec : m=12,r=0.8 et Cr=5(N.m) a partir de t=1(s) 63

Figure (II.10): Association onduleur de tension à MLI sinusoïdale –triangulaire a une seule peurteus dent de scie bepolair avec la machine asynchrone Avec : m=35,r=0.8 et Cr=0(N.m) 64

Figure (II.11): Association onduleur de tension à MLI sinusoïdale –triangulaire a une seule peurteus dent de scie bepolair avec la machine asynchrone Avec : m=35,r=0.8 et Cr=5(N.m) 65

Figure (II.12): Association onduleur de tension à MLI vectorielle a machine asynchrone Avec: Cr=0(N.m partir de t=1(s) 66

Figure (II.13) : Association onduleur de tension à MLI vectorielle a machine asynchrone Avec : Cr=5(N.m).....67

CHAPITRE III

Figure (III.1) : Schéma du buffer.....71

Figure (III.2) : banc d'essai.....73

Figure (III.3) : la carte dSPACE 1103.....74

Figure (III.4) : Les formes d'ondes de la MLI triangulo-sinusoïdale a une seule porteuse bipolaire.....78

Figure (III.5) : Les formes d'ondes de la MLI triangulo-sinusoïdale a une seule porteuse en dent de scie bipolaire.....81

Figure (III.6) : Les formes d'ondes de la MLI vectorielle. 84

Liste des tableaux

CHAPITRE I

Tableau (I.1): Tension en fonction des états des interrupteurs. 5

Tableau (I.2): Table de vérité pour un onduleur.....7

Tableau (I.3): Tensions simples triphasées et diphasées.....25

Tableau (I.4): Elaboration des séquences de commande.....33

CHAPITRE III

Tableau (III.1): Table de vérité du buffer.....72

NOTATIONS ET SYMBOLES

ias, ibs, ics :	Courant simple dans une phase a la sortie de l'onduleur.
Vdc:	Tension continue
Te:	Période d'échantillonnage
A, B, C :	Les axes des trois phases statoriques
d, q :	Indices correspondants au l'axe direct et quadratique
[Vs]:	Vecteur tension statorique
[Is] :	Vecteur courant statorique
[Ir] :	Vecteur courant rotorique
[Φs] :	Vecteur flux statorique
[Φr] :	Vecteur flux rotorique
[Rs] :	Matrice résistance statorique
[Rr] :	Matrice résistance rotorique
[Lss] :	Matrice inductance statorique
[Lrr] :	Matrice inductance rotorique
[Msr] :	Matrice inductance mutuelle stator-rotor
[P(θ)] :	Matrice de Park
P :	Nombre de paires de pôles
θs:	L'angle électrique entre l'axe as et l'axe d
θr:	L'angle électrique entre l'axe ar et l'axe d
θ:	La position angulaire du rotor par rapport au stator
ωs:	Pulsation électrique statorique

ωr:	Pulsation de glissement (ωs- ω)
ω :	Vitesse angulaire de rotation
Ω:	Vitesse de rotation mécanique
Ce:	Couple électromagnétique
Cr :	Couple résistant
Rs :	Résistance statorique
Rr :	Résistance rotorique
ls :	Inductance propre d'une phase statorique
lr :	Inductance propre d'une phase rotorique
Ms:	Inductance mutuelle entre deux phase statorique
Mr :	Inductance mutuelle entre deux phase rotorique
Msr :	Inductance mutuelle maximale lorsque l'axe ascoïncide avec l'axe ar
Ls :	Inductance cyclique statorique
Lr :	Inductance cyclique rotorique
Lm :	Inductance cyclique mutuelle entre le stator et le rotor
J :	Moment d'inertie des masses tournantes
f :	Coefficient de frottement visqueux
Ts, Tr:	Constantes de temps statorique et rotorique
σ:	Coefficient de dispersion

INTRODUCTION GENERALE

L'électronique de puissance est l'ensemble des disciplines qui permettent d'adapter une source d'énergie électrique à une charge pour laquelle elle n'est pas adaptée et dans la plupart des cas, de réguler le débit énergétique de façon simple pour l'adapter à un besoin particulier. Les onduleurs de tension constituent une fonction incontournable de l'électronique de puissance. Ils sont présents dans des domaines d'application des plus variés. Dont le plus connu est sans doute celui de la variation de vitesse des machines à courant alternatif. La forte évolution de cette fonction s'est appuyée, d'une part sur le développement de composant à semi-conducteurs entièrement commandables, puissants, robustes et rapides, d'autre part, sur l'utilisation quasi-généralisée des techniques dites de « modulation de largeurs d'impulsions ». Cependant, cette technique est imparfaite. Le contenu harmonique généré par une onde MLI. Entraine des pertes dans le réseau (pertes fer dans le transformateur, pertes joule dans la ligne et le convertisseur), dans la charge (pertes joule, pertes fer et par courants de Foucault). Elle génère dans les machines tournantes des oscillations de couple, des bruits acoustiques et des résonances électromécaniques. Il faut donc minimiser ces harmoniques.

La machine asynchrone fait l'objet de nombreuses études depuis longtemps, elle est caractérisée par la robustesse, la simplicité de construction et de faible coût. Mais, son utilisation dans les processus industriels était limitée dans les applications qui ne demandent pas de hautes performances dynamiques. La variation de la vitesse rotorique se fait soit par la variation de la fréquence ou de la tension d'alimentation, soit en intervenant sur les caractéristiques du rotor. Et puisque la machine est non linéaire et fortement couplé, donc, elle est difficile à commander. Les onduleurs qui alimentent des machines asynchrones de petite puissance peuvent être alimentés par des batteries, mais pour les cas de moyenne et grande puissance il faut utiliser des convertisseurs alternatifs – continus. Ces convertisseurs sont les redresseurs.

Dans Le premier chapitre est consacré à étudier les différentes stratégies MLI de commande de l'onduleur à deux niveaux. Puis on va situer les point de différence entre ceux stratégies.

Le deuxième chapitre, il est donné le modèle de la machine asynchrone dans un repère

de Park, en vue d'une modélisation de la machine asynchrone triphasée comme une machine biphasée équivalente ; et après un choix convenable du référentiel, on déduit le modèle de la machine asynchrone alimentée en tension, ainsi. Nous étudions l'association de l'onduleur avec la machine asynchrone.

Le dernier chapitre est réservé à une étude détaillée sur les déférentes stratégies des commandes expérimentales. Nous intéressons aux influences des techniques étudies sur les performances de la machine asynchrone en utilisant la carte dSPACE1103.On aura présenté une analyse détaillée sur les causes et les conséquences des pulsations du courant. Finalement une conclusion générale.

I.1. INTRODUCTION

Les onduleurs de tension constituent une fonction incontournable de l'électronique de puissance, présente dans les domaines d'application les plus varies, dont le plus connu est sans doute celui de variation de vitesses des machines à courants alternatifs. La forte évolution de cette fonction s'est appuyée sur le développement de composant à semi -conducteurs entièrement commandables , puissant, robustes et rapide. Et l'apparition des onduleurs multiniveaux en particulierceux à structure NPC permet d'augmenter la tension délivrée à la charge grâce à leur topologie. Ainsi, ils permettent de générer une tension plus proche de la sinusoïde et de diminuer le taux d'harmonique grâce au nombre élevé de niveaux de tension. Ce chapitre est consacré à l'étude de la structure et la modélisation de l'onduleur à deux niveaux . et nous nous sommes intéressés à l'analyse et les stratégies de commande de cette dernière.

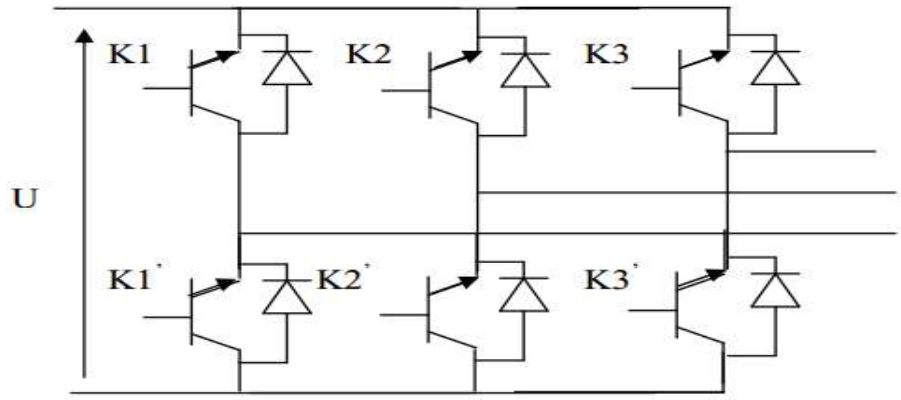
I. 2. MODELISATION DE L'ONDULEUR A DEUX NIVEAUX

L'onduleur de tension à deux niveaux, est constitué de trois bras indépendants, comprenant chacun deux interrupteurs. Chaque interrupteur comprend un transistor IGBT et d'une diode montée en antiparallèle. La tension fournie par un convertisseur DC-AC, varie instantanément de zéro à la valeur de la tension du bus continu et vice-versa, ce qui rend le convertisseur statique non linéaire du point de vue instantané. Pour la définition de lois de commande linéaires des systèmes alimentés par ces convertisseurs statiques, un bloc de commandes MLI est généralement utilisé. Il génère les signaux de commande des semi-conducteurs de puissance afin de produire une tension de sortie dont la valeur moyenne sur une période d'échantillonnage, est proportionnelle au rapport cyclique.[1]

I.2.1 STRUCTURE DE L'ONDULEUR DE TENSION A DEUX NIVEAUX

L'onduleur de tension à deux niveaux est constitué de trois bras, de deux interrupteurs pour chacun. Chaque interrupteur est monté en parallèle inverse avec une diode de

récupération. Pour assurer la continuité des courants alternatifs et éviter le court-circuit de la source, les interrupteurs K1 et K1', K2 et K2', K3 et k3' doivent être contrôlés de manière complémentaire .**Figure (I.1)**



Figure(I.1): Onduleur Triphasé à Deux Niveaux.

Pour simplifier l'étude et la complexité de la structure de l'onduleur multi niveaux, on supposera que :

•La commutation des interrupteurs est instantanée;

•La chute de tension aux bornes des interrupteurs est négligeable;

•La charge triphasée, est équilibrée, couplée en étoile avec un neutre isolé.

Les diodes D=1,2, ... 6, sont des diodes de protection des transistors assurant la roue libre ou

la récupération. D'ou on présente chaque paire transitore-diode par un seul interrupteur bidirectionnel,

on aura une structure générale simple de l'onduleur, présentée par **le Figure (I.2)**.

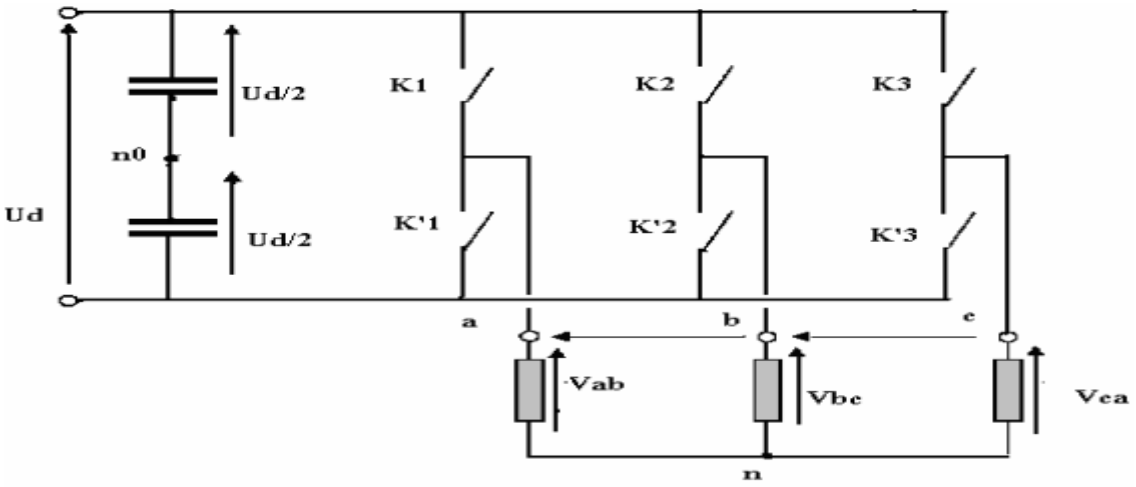


Figure (I.2): représentation de l'onduleur avec des interrupteurs

L'état des interrupteurs de l'onduleur est représenté, théoriquement, par 3 grandeurs Booléennes de commande Si (i=1, 2, 3), où Si est l'état de l'interrupteur K, supposé parfait, tel que pour le i éme bras de l'onduleur (i=1, 2,3):

•Si=1 si l'interrupteur en haut est fermé et l'interrupteur en bas est ouvert.

•Si=0 si l'interrupteur en haut est ouvert et l'interrupteur en bas est fermé. [2]

I.2.2 EXPRESSION DES TENSIONS DE SORTIE

L'onduleur de tension deux niveaux délivre, en sortie, deux niveaux de tensions $-\frac{V_{dc}}{2}$ et $+\frac{V_{dc}}{2}$, en fonction des états des interrupteurs comme expliqué dans le **Tableau (I. 1)**

C_i	S_i	S'_i	V_i
-1	0	1	$-\frac{V_{dc}}{2}$
1	1	0	$+\frac{V_{dc}}{2}$

Tableau (I. 1) : Tension en fonction des états des interrupteurs.

Avec: i, indicateur de phase tel que i = a, b, c, Ci est la variable d'état de l'interrupteur prenant comme valeurs -1 ou 1, V_{io} est la tension prise entre phase et point milieu o.

Cette fonction est liée à chaque interrupteur, et décrit son état ouvert ou fermé. Cette fonction vaut 1 si l'interrupteur est fermé, et 0 dans le cas contraire. Chaque interrupteurs TD_{KS} (k {1, 2,3}, s ≥ {0,1}) supposé idéalisé introduit une fonction de connexion F_{KS} , le courant i_{KS} qui le traverse et la tension V_{KS} à ses bornes ont respectivement pour expression.

$$i_{KS} = F_{KS}\, i_c \quad \text{et} \quad V_{KS} = (1 - F_{KS})V_s \qquad \text{(I.1)}$$

Avec :

$F_{KS} = 0$: Interrupteur ouvert ;

$F_{KS} = 1$: Interrupteur fermé ;

i_c : Courant commuté ;

V_c =: Tension commutée.

Chaque cellule (bras) est formée de deux interrupteurs ; comme la conduction est considérés toujours continue, à un instant donné un seul de ces deux interrupteurs est fermé de sorte qu' 'il on résulte une liaison rigide entre leurs fonctions de connexion soit [1] :

$$F_{K1} + F_{K0} = 1 \qquad \text{(I.2)}$$

I.2.3 FONCTIONNEMENT ET SEQUENCES DE L'ONDULEUR DEUX NIVEAUX

En profitant des degrés de liberté offerts par la structure de l'onduleur de tension triphasé à deux niveaux, on élabore les table de vérité définissant les états des interrupteurs de l'onduleur, en utilisant la forme vectorielle des vecteurs tensions à la sortie de l'onduleur, on peut écrire :

$$V_s = V_\alpha + jV_\beta = K_T(V_{an} + a\, V_{bn} + a^2\, V_{cn} \qquad \text{(I.3)}$$

Avec :

$$a = e^{j2\pi/3}$$

$K_T = \sqrt{\frac{2}{3}}$: Coefficient pour assurer une transformation qui conserve la puissance.

On aura donc le vecteur tension Vs en fonction des séquences Si et la source continue

$$V_s = \sqrt{\frac{2}{3}}\, U_d (S_1 + a\, S_2 + a^2\, S_3) \qquad \text{(I.4)}$$

$$V_s = \begin{cases} \sqrt{\frac{2}{3}}\, U_d e^{j\frac{(K-1)\pi}{3}} & \text{pour } K = 1, \dots, 6 \\ 0 & \text{pour } K = 0.7 \end{cases} \qquad \text{(I.5)}$$

Les relations précédentes montrent qu'il existe huit combinaisons (2^3) possibles pour commander les interrupteurs de l'onduleur dont six sont des séquences actives alimentant la machine. Celles-ci définissent six vecteurs de tension à la sortie de l'onduleur:

V_i (i= 1,2..,6). Les deux séquences restantes sont des séquences de roue libre et définissent deux vecteurs de tensions nulsV_0 etV_7 [2].

La table de vérité peut être résumée dans la table suivante :

vecteur	S_1	S_2	S_3	V_a	V_b	V_c
V_0	0	0	0	0	0	0
V_1	1	0	0	2Ud/3	-Ud/3	-Ud/3
V_2	1	1	0	Ud/3	Ud/3	-2Ud/3
V_3	0	1	0	-Ud/3	2Ud/3	-Ud/3
V_4	0	1	1	-2Ud/3	Ud/3	Ud/3
V_5	0	0	1	-Ud/3	-Ud/3	2Ud/3
V_6	1	0	1	Ud/3	2Ud/3	Ud/3
V_7	1	1	1	0	0	0

Table (I.2) : Table de vérité pour un onduleur.

I.3 PRINCIPE DES STRATEGIES DE COMMANDE

Le principe de stratégie de command de l'onduleur et basé sur le réglage des durées d'ouverture et de fermeture des interrupteurs .si les commande sont des tensions, l'onduleur est commandé par la technique de commande MLI (triangulo-sinusoïdale) que permet de définir les instants de commande des interrupteurs. Si n'est pas le cas, les commandes sont les courants, on utilise un comparateur à hystérésis

Dans ce chapitre nous traiterons la commande MLI avec des stratégies différentes. Ces différentes stratégies traitées sont les suivantes:

-la commande triangulo-sinusoïdale avec une seule porteuse.

-la commande triangulo-sinusoïdale avec une seule porteuse en dents de scie.

-la stratégie de commande à hystérésis

-la stratégie MLI vectorielle.

I.3.1 STRATEGIE DE TRIANGULO-SINUSOÏDALE

Cette technique consiste à générer les trois tensions de sortie par comparaison des tensions de référence, correspondantes aux tensions de sortie de fréquence F, à un signal triangulaire (appelé porteuse) de fréquence F_p élevée par rapport à F pour considérer l'onduleur sans retard. Les instants de fermeture et de blocage des interrupteurs coïncident avec les instants d'intersection des deux signaux. La fréquence de commutation est fixée par la porteuse.

A savoir que deux paramètres caractérisent cette technique :

-L'indice de modulation m: $m = \frac{F_p}{F}$

-Le taux de modulation r : $r = \frac{V_m}{U_{pm}}$

Où :

V_m est l'amplitude de la tension de référence.

U_{pm} est l'amplitude de la porteuse.

I.3.1.1 Commande triangulo-sinusoïdale à une seule porteuse bipolaire

La méthode de contrôle des courants par modulation de largeurs d'impulsion (MLI) à partir d'une source de tension continue constante consiste à imposer aux bornes de la machine des créneaux de tension de manière que le fondamental de la tension soit le plus proche de la tension de référence sinusoïdale. Les instants des impulsions de commande des interrupteurs sont déterminés par l'intersection du signal de la tension de référence appelée (modulante) avec un signal triangulaire de haute fréquence appelé (porteuse).

Dans le cas de la MLI triphasé, le principe de modulation est le suivant:

- La porteuse est commune pour les trois phases.

- La modulatrice est propre à chaque phase.

Dans le cas d'une référence sinusoïdale, deux paramètres caractérisent la modulation :

- Indice de modulation m : égal au rapport de la fréquence F_P de la porteuse à la fréquence f de la référence.

$$m = \frac{F_P}{F}.$$

- Taux de modulation, ou coefficient de réglage de la tension r : égal au rapport de l'amplitude de la référence V_n à deux fois la valeur crête U_{pm} de la porteuse.

$$r = \frac{V_m}{2U_{pn}}$$

La modulation est synchrone quand m est entier, et asynchrone dans le cas contraire.

Les tensions de référence de l'onduleur triphasé qui permettent d'obtenir un système de tension triphasé équilibré direct ou inverse, ainsi que la porteuse triangulaire sont données par les équations suivant[3] :

$$\begin{cases} V_{ref1} = V_m \sin(wt) \\ V_{ref2} = V_m \sin(wt - \frac{2\pi}{3}) \\ V_{ref3} = V_m \sin(wt - \frac{4\pi}{3}) \end{cases} \quad (I.6)$$

-Equation de la porteuse :

$$U_{p1}(t) = \begin{cases} 2U_{pm} \frac{t}{T_p} \\ 2U_{pm}(t - \frac{t}{T_p}) \end{cases} \quad \text{Avec} \quad 0 \leq t \leq T_P \quad (I.7)$$

I.3.1.1.1 Algorithme de la stratégie

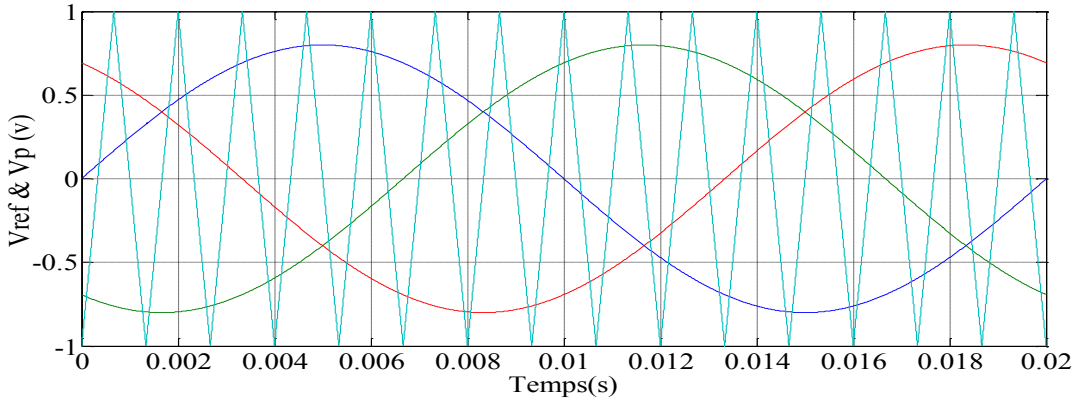
L'algorithme de la stratégie pour un bras k de cet onduleur est le suivant :

$$\begin{cases} V_{refK} \geq U_{p1} & \Rightarrow F_1 = 1 \\ V_{refK} < U_{p1} & \Rightarrow F_1 = 0 \end{cases} \quad (I.8)$$

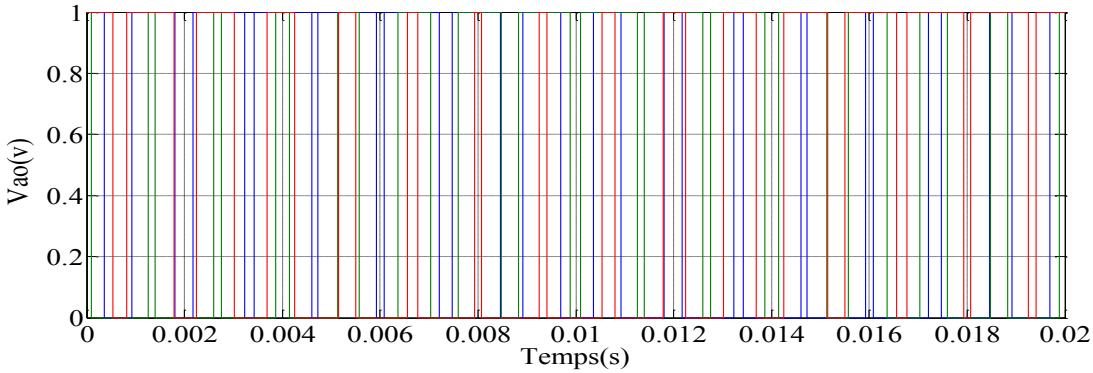
I.3.1.1.2 Résultat de simulation

Pour cette stratégie de commande, on visualise la tension de phase Va et son spectre d'harmonique, pour une fréquence F0= 50 Hz et un rapport d'amplitude r = 0.8, et cela pour deux valeur de m (m = 12 et m = 35). Les résultats de simulation sont représentés par la **(Figure I.3)**

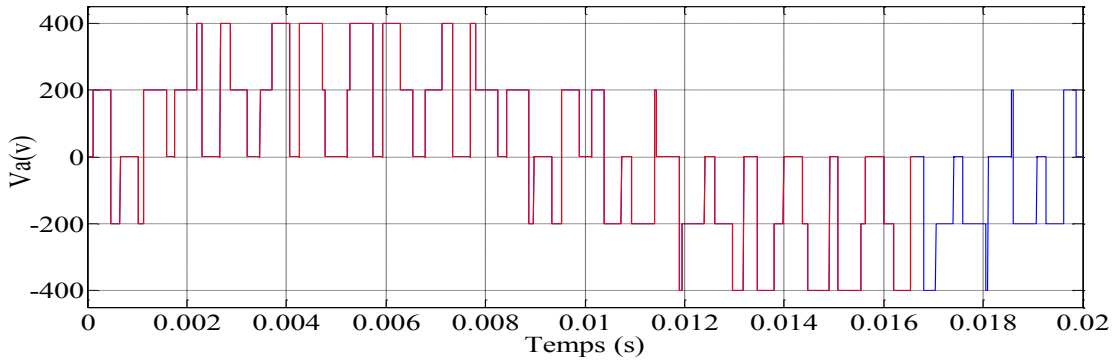
- **pour : m=12 et r= 0.8**



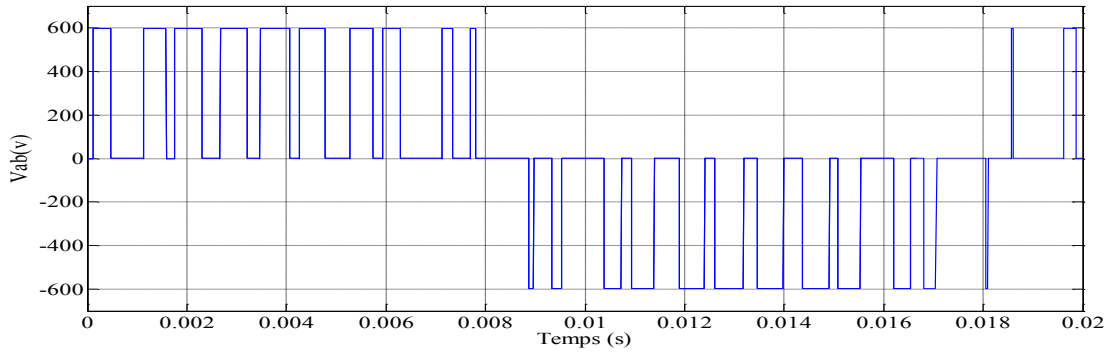
(a)



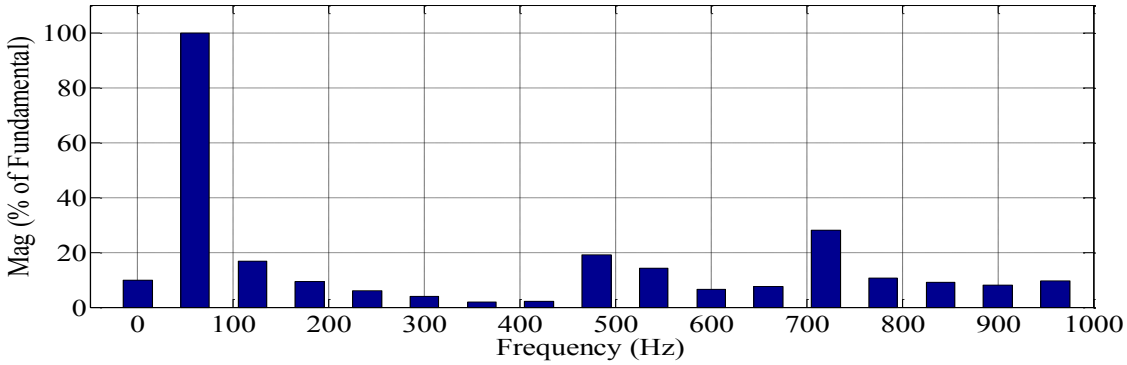
(b)



(c)



(d)



(e)

Figure (I.3): Les formes d'ondes de la technique MLI sinusoïdale triangulaire à une seule porteuse bipolaire

a) les tensions de références et la porteuse triangulaire

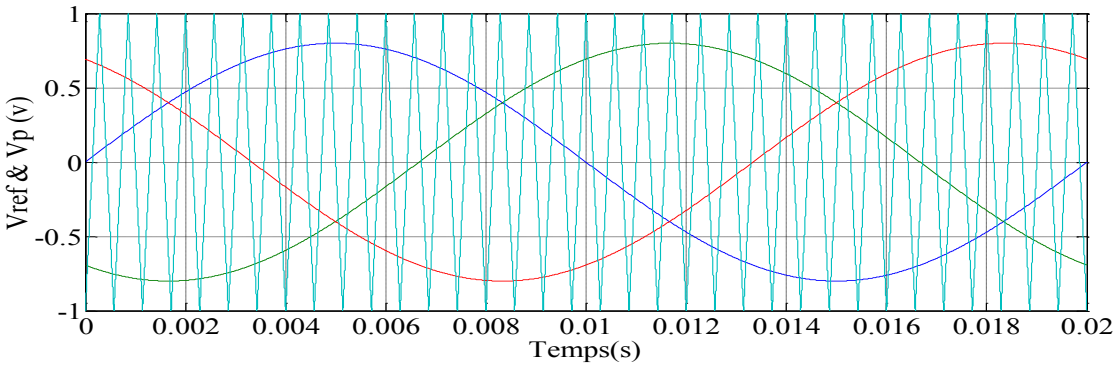
b) les tensions des nœuds

c)-la tension de phase.

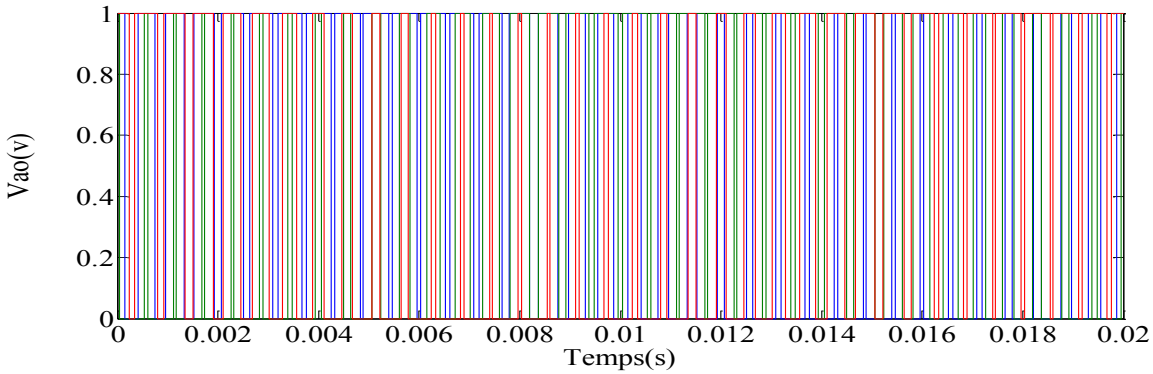
d)-la tension composée.

e)- Spectre d'harmonique de la tension de phase (Va)

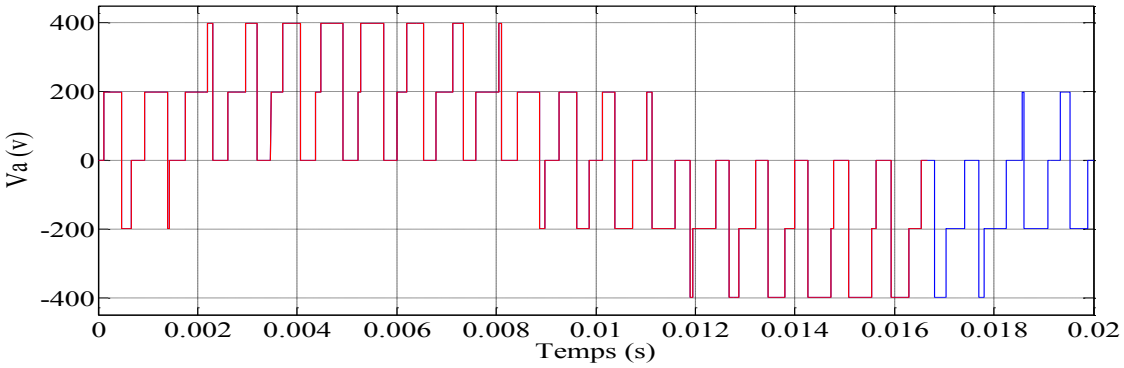
- **pour : m=35 et r= 0.8**



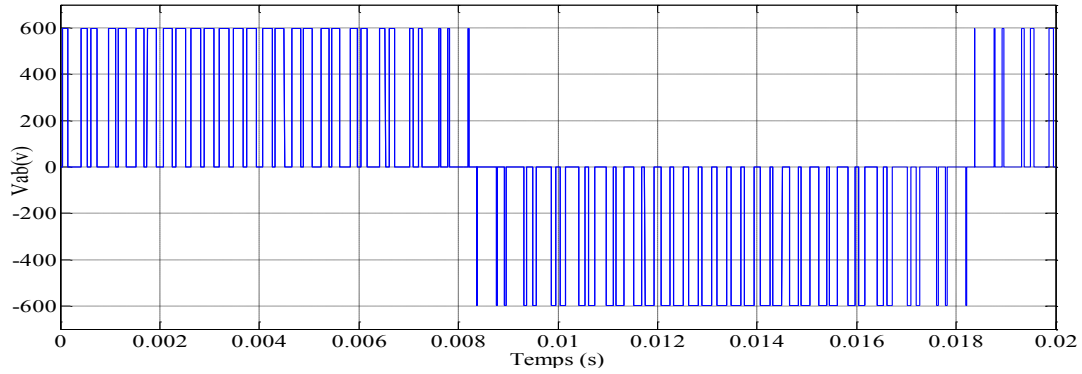
(a)



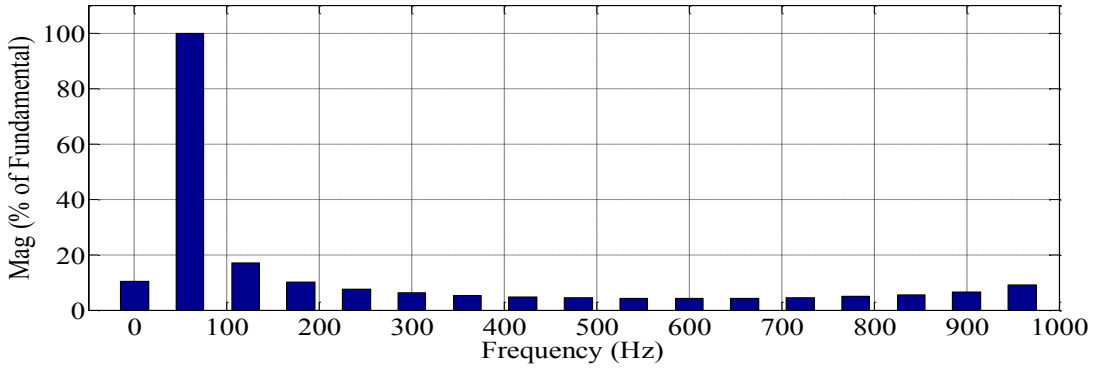
(b)



(c)



(b)



(c)

Figure (I.4) : Les formes d'ondes de la technique MLI sinusoïdale triangulaire à une seule porteuse bipolaire

a) les tensions de références et la porteuse triangulaire

b) les tensions des nœuds

c)-la tension de phase.

d)-la tension composée.

e)- Spectre d'harmonique de la tension de phase (Va)

I.3.1.2 Commande triangulo-sinusoïdale à une seule porteuse en dent de scie bipolaire

Comme pour la commande triangulo-sinusoïdale à une seule porteuse, cette stratégie est caractérisée par l'indice de modulation m, et le taux de modulation r. [3]

-Equation de la porteuse :

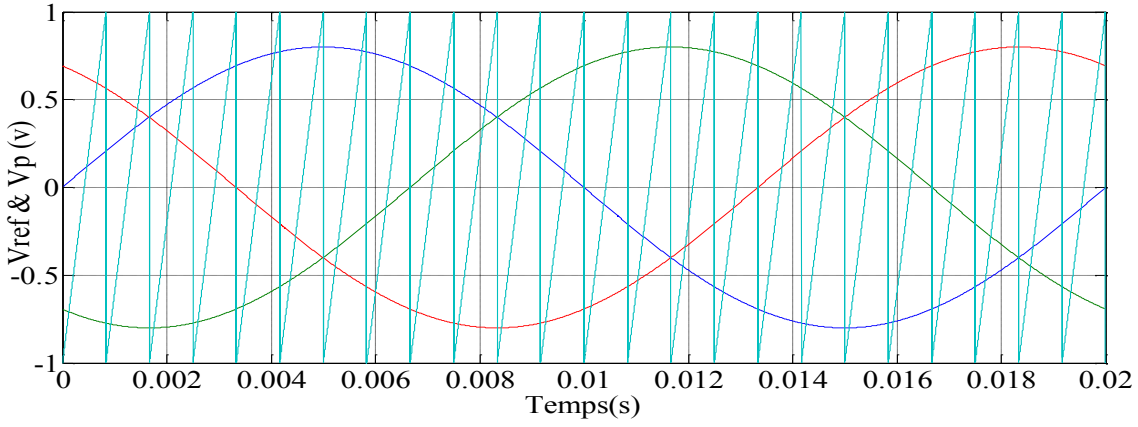
$$U_{p1}(t) = U_{pm}\left(\frac{2t}{T_p} - 1\right) \qquad \text{Avec } 0 \leq t \leq T_p$$

I.3.1.2.1 L'algorithme de la commande

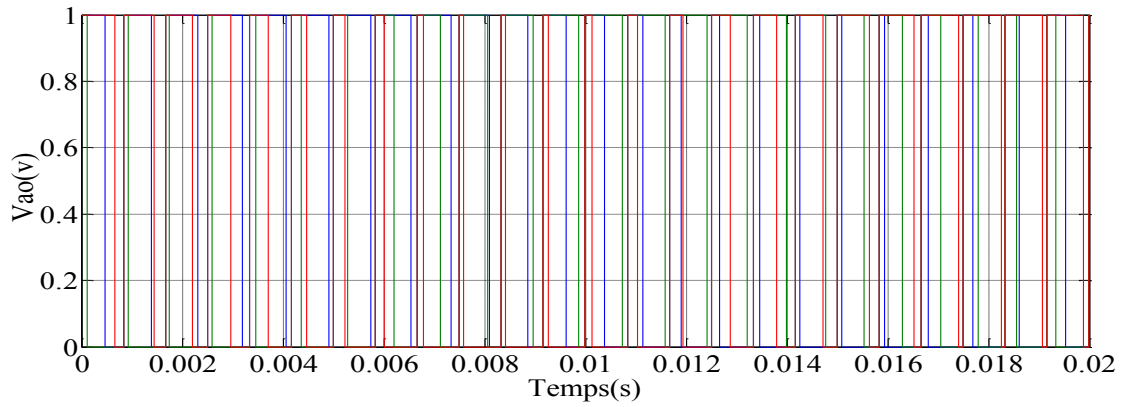
$$\begin{cases} (V_{refK} \geq U_{p1}) \Rightarrow V_{K1} = 1 \\ (V_{refK} < U_{p1}) \Rightarrow V_{K1} = 0 \end{cases} \qquad \text{(I.9)}$$

I.3.1.2.2 Résultat de simulation

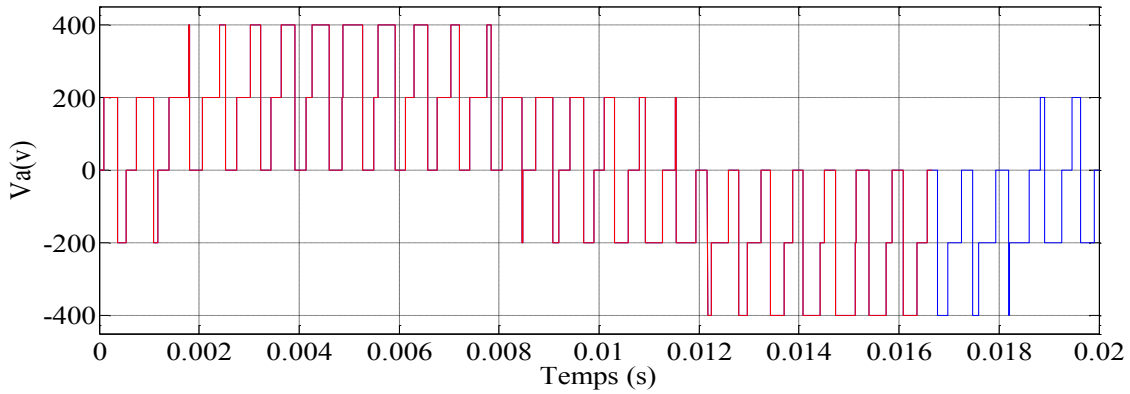
- **pour : m=12 et r= 0.8 :**



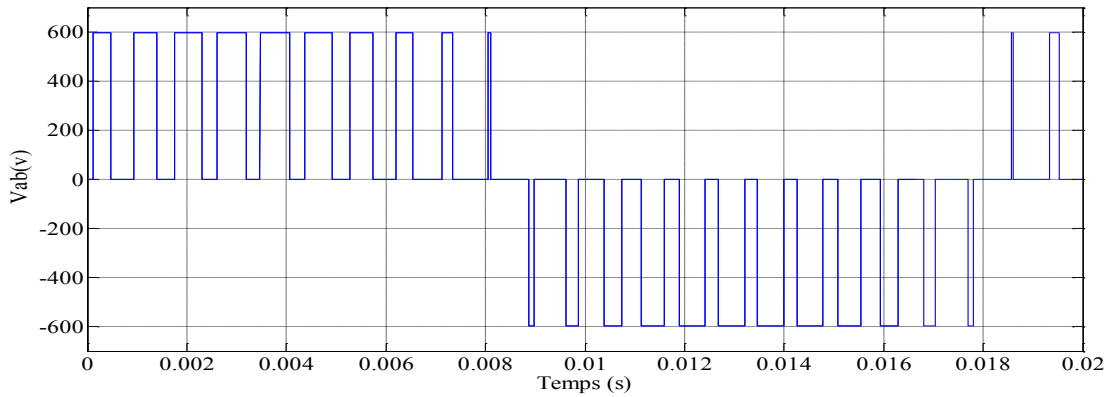
(a)



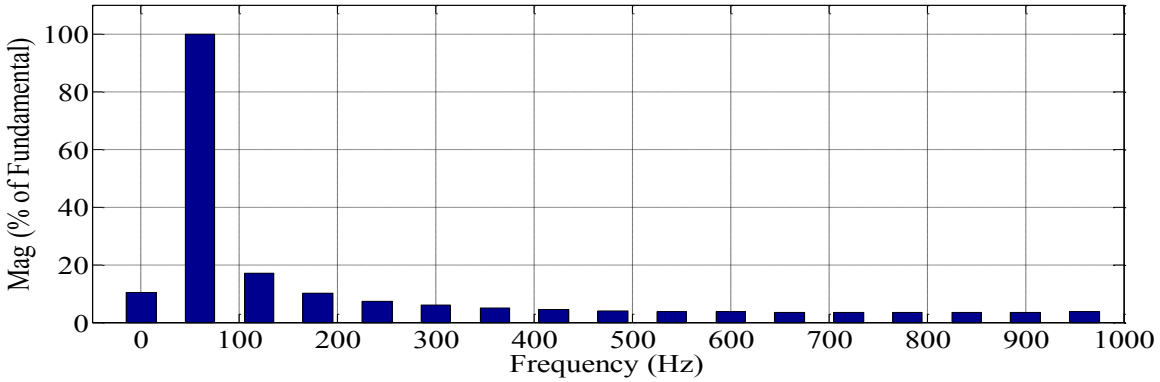
(b)



(c)



(d)



(e)

Figure (I.5) : Les formes d'ondes de la technique MLI sinusoïdale triangulaire à une seule porteuse en dent de scie bipolaire

a) les tensions de références et la porteuse triangulaire

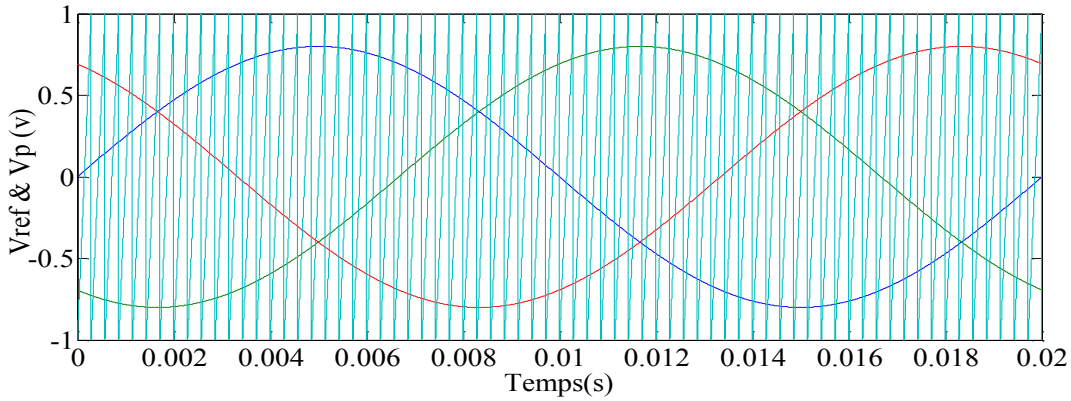
b) les tensions des nœuds

c)-la tension de phase.

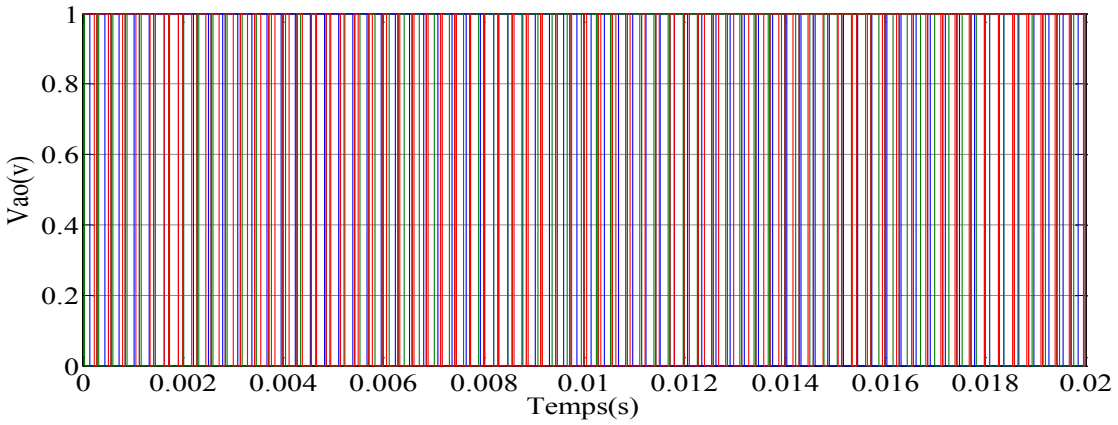
d)-la tension composée.

e)- Spectre d'harmonique de la tension de phase (Va)

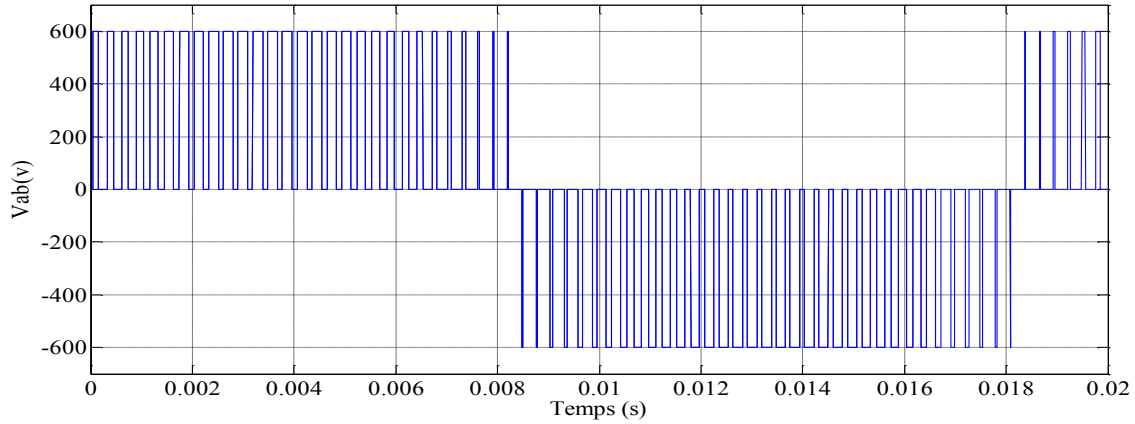
- **Pour : m=35 et r= 0.8 :**



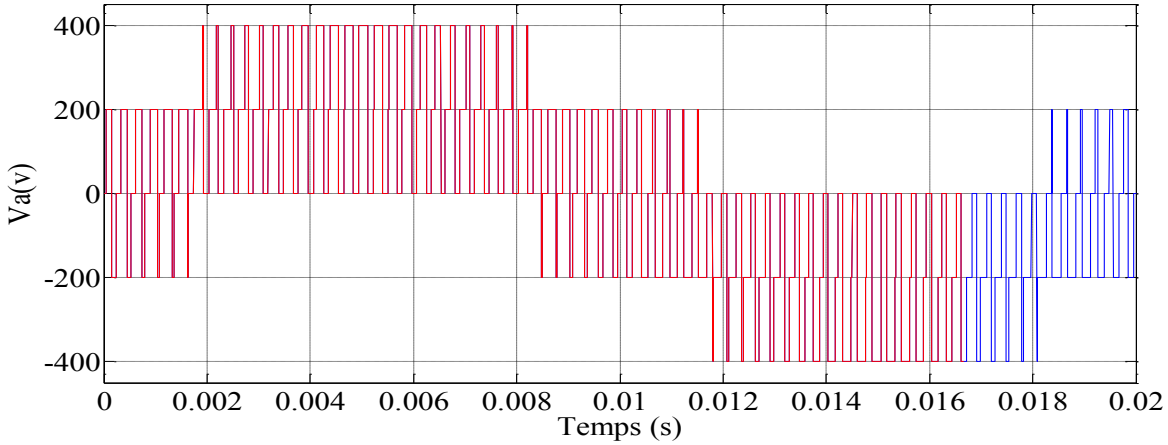
(a)



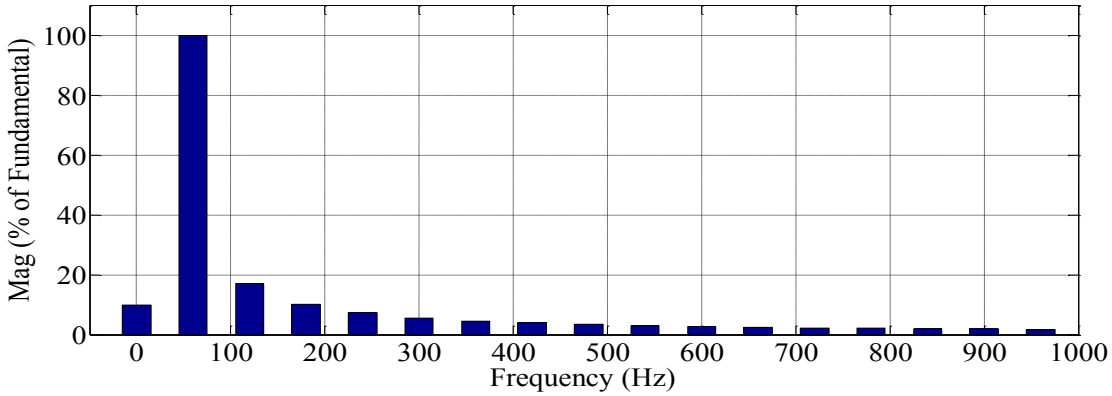
(b)



(c)



(d)



(e)

Figure (I.6): Les formes d'ondes de la technique MLI sinusoïdale triangulaire à une seule porteuse en dent de scie bipolaire

a) les tensions de références et la porteuse triangulaire

b) les tensions des nœuds

c)-la tension de phase.

d)-la tension composée.

e)- Spectre d'harmonique de la tension de phase (Va)

I.3.2 Commande des onduleurs par régulateurs à hystérésis

Pour chaque bras de l'onduleur, les interrupteurs T_i et T_i' (i = 1, 2, 3) sont reliés, l'un à la sortie d'un comparateur à hystérésis, l'autre à cette même sortie via un inverseur.

Où, le changement de signe de la différence entre le courant de référence et le courant mesuré n'entraîne pas instantanément le basculement du comparateur à cause de l'effet de l'hystérésis, c'est-à-dire que le courant mesuré évolue en augmentant jusqu' ce que Δ_i soit égal à h (h est la largeur de la bande d'hystérésis). Le comparateur bascule ou l'autre interrupteur rentre en conduction à son tour tant que Δ_i < h Le contrôle des courants par régulateurs à hystérésis force le courant de phase à suivre le courant de référence.

L'imposition des courants sinusoïdaux à la machine garantit un couple électromagnétique non fluctuant. L'approche la plus simple qui réalise la comparaison entre le courant de phase mesurée et le courant de référence est illustrée par la **Figure (I.7).** Les conditions de commutation des trois commutateurs statiques S_i (i=1, 2,3) de l'onduleur sont définies en terme des états logiques Si correspondant de la façon suivante : [4]

$S_i = -1$ Si $i_i \geq i_{ref} + \Delta_i$

$S_i = 1$ Si $i_i \leq i_{ref} - \Delta_i$

$S_i = s_{i-1}$ Si $i_i = i_{ref}$

i_i (i=1, 2,3) : représentent les courants des phases statoriques (i_a , i_b , i_c).

i_{ref} (i=1, 2,3) : représentent les courants de référence des trois bras de l'onduleur.

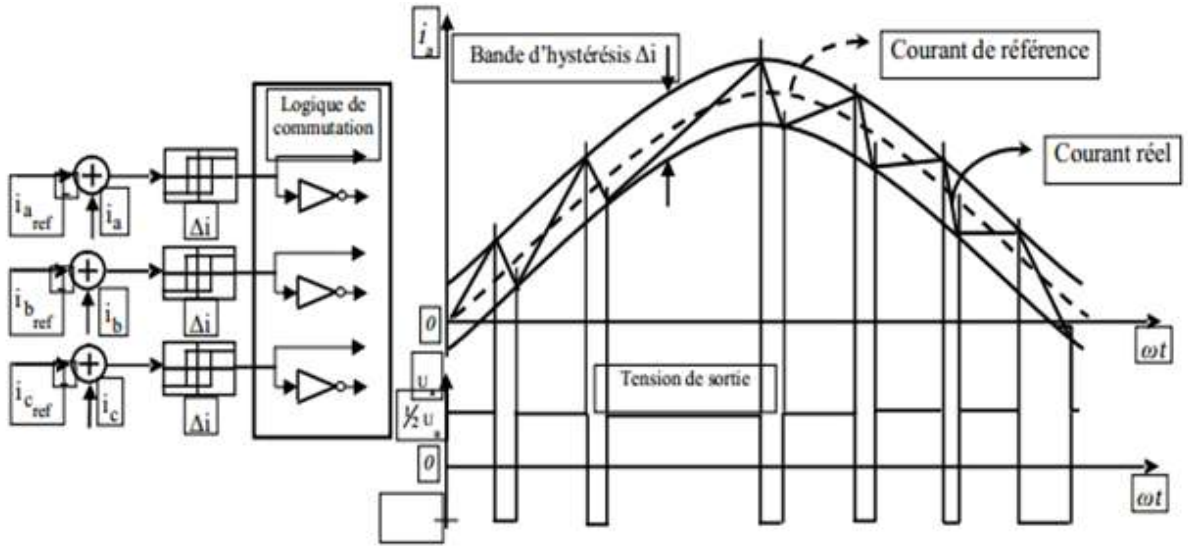
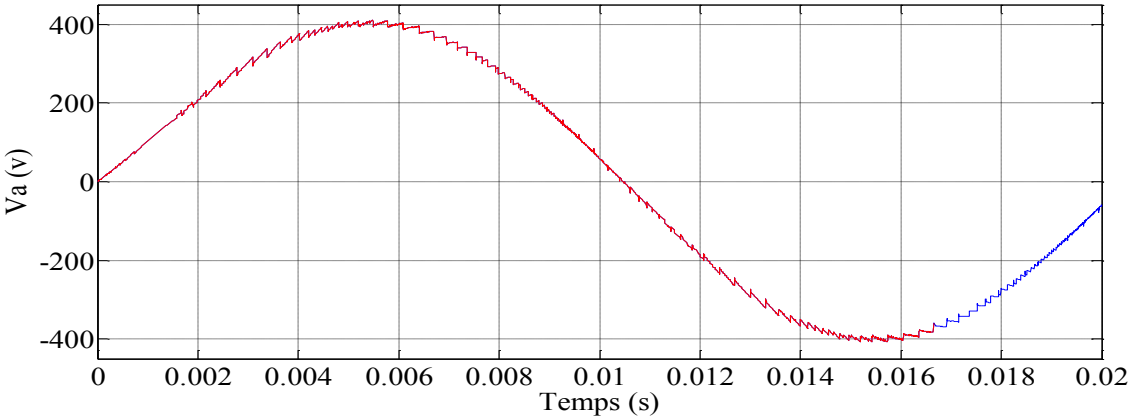


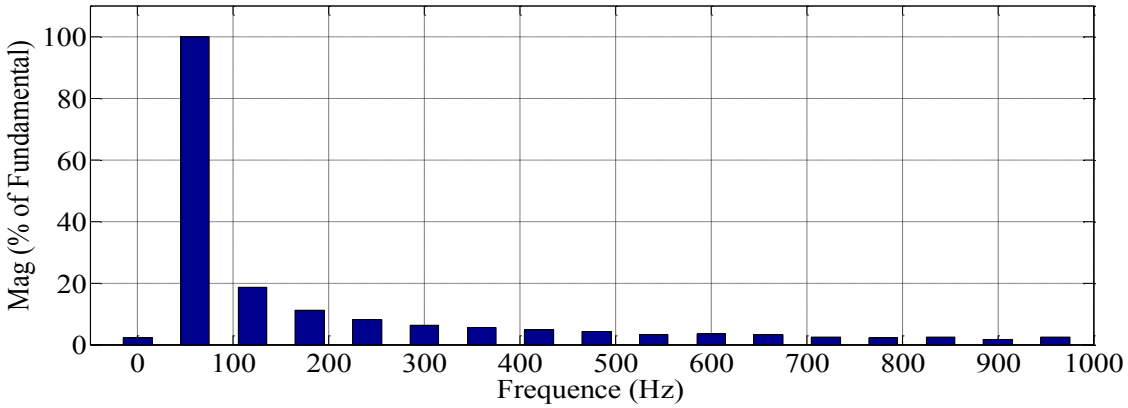
Figure (I.7) : illustration de la bande de courant à hystérésis

I.3.2.1 Résultat de simulation

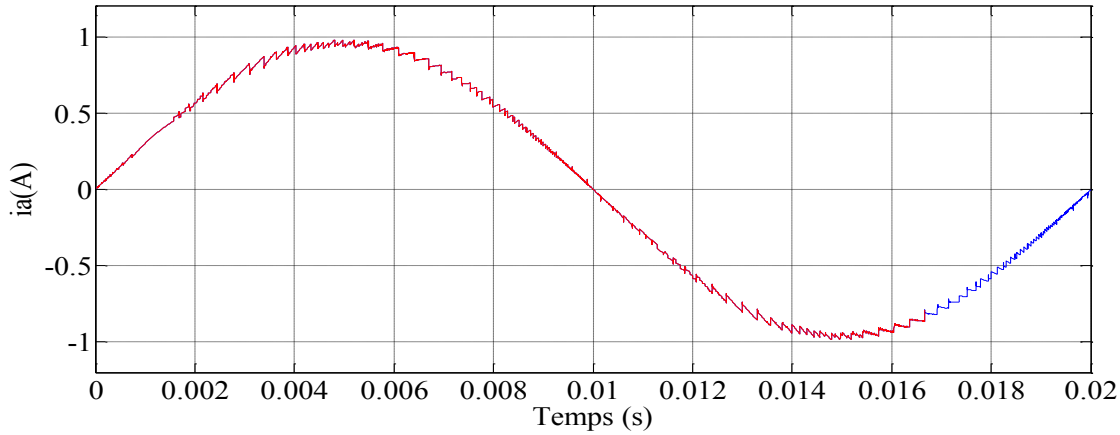
Pour cette stratégie de commande, on visualise .la tension de phase (Va) et le courant (ia) et son spectre d'harmonique. Ensuite, ainsi la tension composé et pour une fréquence f = 50 Hz Les résultats de simulation sont représentés par le **(Figure I.8).**


Va (v)
Temps (s)
400
200
0
-200
-400
0
0.002
0.004
0.006
0.008
0.01
0.012
0.014
0.016
0.018
0.02

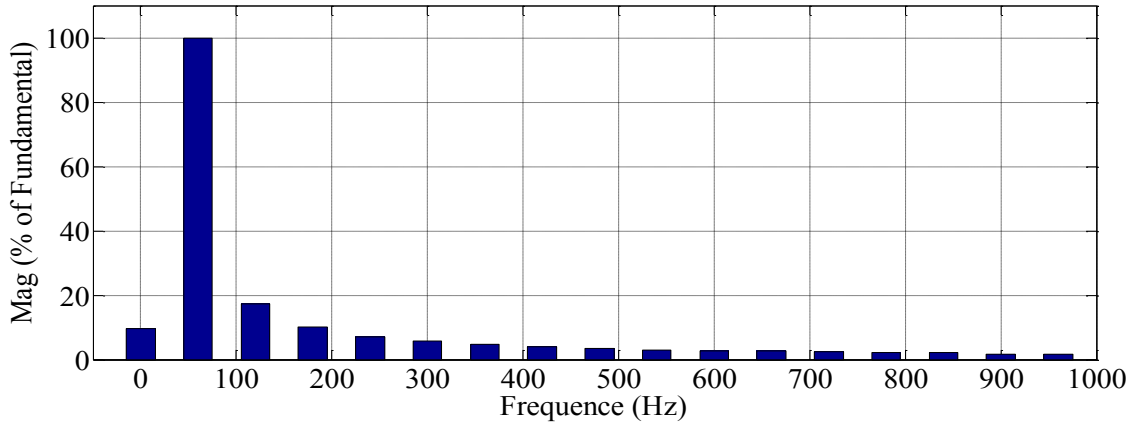
(a)


Mag (% of Fundamental)
Frequence (Hz)
100
80
60
40
20
0
0
100
200
300
400
500
600
700
800
900
1000

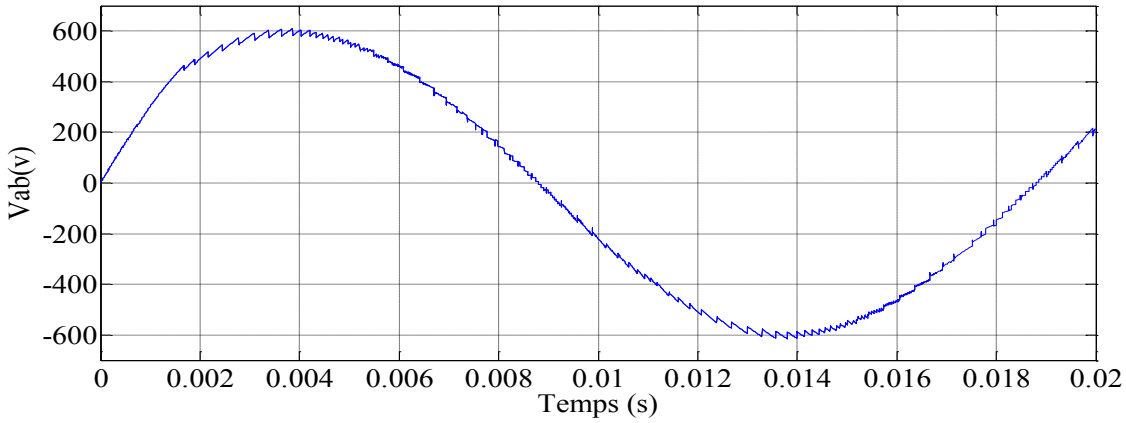
(b)


ia(A)
Temps (s)
1
0.5
0
-0.5
-1
0
0.002
0.004
0.006
0.008
0.01
0.012
0.014
0.016
0.018
0.02

(c)



(d)



(e)

Figure (I.8) : Les formes d'ondes de la technique MLI d'hystérésis

a)- la tension de phase.

b)- Spectre d'harmonique de la tension de phase (Va)

c)- le courant de phase.

d)- Spectre d'harmonique de la tension de phase (Va)

e)- la tension composée.

I.3.2.2 Distorsion totale de l'harmonique de tension (THD)

Un facteur important d'évaluation des performances de la MLI est le facteur de distorsion totale des harmoniques de la tension de sortie(THD), défini par le rapport de la somme quadratique des harmoniques de tension à la valeur du fondamental de tension. [3]

$$THD = \frac{1}{v_1}\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} {v_n}^2}\ \%$$

I.3.3 MLI VECTORIELLE

La technique de modulation vectorielle est une variante de la commande par modulation de largeur d'impulsion qui se base sur la représentation vectorielle des tensions triphasées dans un plan diphasé. Elle est devenue très populaire au cours de ces dernières années, en particulier pour les applications d'entraînement d'une machine asynchrone.

Avant d'étudier le principe de cette technique, nous présenterons d'abord la notion de vecteurs d'espace d'un onduleur de tension :

I.3.3.1 Vecteurs d'espace d'un onduleur de tension

Nous s'appuyons sur le schéma de la **Figure (I.9)** ,Pour simplifier l'étude, nous supposons que[5] :

- La source d'entrée est parfaitement continue.
- La commutation des interrupteurs est instantanée.
- La chute de tension aux bornes des interrupteurs est négligeable.

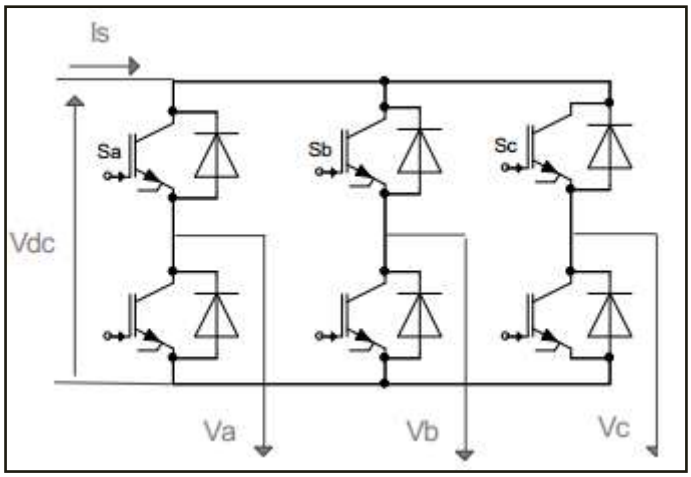


Figure (I.9) : Onduleur de tension avec ses grandeurs de commande

Les états des interrupteurs, supposés parfaits, est représentés en théorie par trois grandeurs booléennes de commande S_K(K= a, b, c) telles que :

$S_K = 1$: interrupteur en haut est fermé et par conséquent celui en bas est ouvert.

$S_K = 0$: interrupteur en haut est ouvert et par conséquent celui en bas est fermé.

La relation entre le vecteur $[S_a\ S_b\ S_c]^t$ et le vecteur des tensions de ligne $[U_{ab}\ U_{bc}U_{ca}]^t$ est donnée par :

$$\begin{bmatrix} U_{ab} \\ U_{bc} \\ U_{ca} \end{bmatrix} = V_{dc} \cdot \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \qquad \text{(I.10)}$$

Le vecteur des tensions de phase sera donc donné par :

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \cdot V_{dc} \cdot \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \qquad \text{(I.11)}$$

Par principe, cet onduleur a un fonctionnement discret. Il ne peut prendre que $2^3 = 8$ états. (Combinaison des trois grandeurs (S_a, S_b et S_c).

On utilise la transformation de Concordia pour transformer le vecteur de tensions triphasée $[V_a \quad V_b \quad V_c]^t$ à un vecteur de tensions diphasées $[V_\alpha \quad V_\beta]^t$.

La matrice de Concordia est donnée par :

$$C_{abc-\alpha\beta} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} 1 & \frac{-1}{2} & \frac{-1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{-\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \qquad \text{(I.12)}$$

Cette matrice est normée, elle permet la conservation de puissance. Cependant, les amplitudes des tensions et des courants, dans le système (α, β), sont multipliées par un coefficient $\sqrt{\frac{2}{3}}$; donc, pour les déterminer dans le système réel, à partir du système (α, β), nous devons les diviser par ce coefficient. A l'aide des expressions (I.11), (I.12) on peut dresser le tableau suivant :

Vecteurs d'espace	Etats des grandeurs booléennes de commande			Tensions simples triphasées			Tensions Diphasées	
$(V)_i$	$(S)_a$	$(S)_b$	$(S)_c$	$(V)_a$	$(V)_b$	$(V)_c$	$(V)_\alpha$	$(V)_\beta$
$(V)_0$	0	0	0	0	0	0	0	0
$(V)_1$	1	0	0	$\frac{2}{3}V_{dc}$	$-\frac{1}{3}V_{dc}$	$-\frac{1}{3}V_{dc}$	$\sqrt{\frac{2}{3}}.V_{dc}$	0
$(V)_2$	1	1	0	$\frac{1}{3}V_{dc}$	$\frac{1}{3}V_{dc}$	$-\frac{2}{3}V_{dc}$	$\frac{1}{\sqrt{6}}V_{dc}$	$\frac{1}{\sqrt{2}}V_{dc}$
$(V)_3$	0	1	0	$-\frac{1}{3}V_{dc}$	$\frac{2}{3}V_{dc}$	$-\frac{1}{3}V_{dc}$	$-\frac{1}{\sqrt{6}}V_{dc}$	$\frac{1}{\sqrt{2}}V_{dc}$
$(V)_4$	0	1	1	$-\frac{2}{3}V_{dc}$	$\frac{1}{3}V_{dc}$	$\frac{1}{3}V_{dc}$	$-\sqrt{\frac{2}{3}}.V_{dc}$	0
$(V)_5$	0	0	1	$-\frac{1}{3}V_{dc}$	$-\frac{1}{3}V_{dc}$	$\frac{2}{3}V_{dc}$	$-\frac{1}{\sqrt{6}}V_{dc}$	$-\frac{1}{\sqrt{2}}V_{dc}$
$(V)_6$	1	0	1	$\frac{1}{3}V_{dc}$	$-\frac{2}{3}V_{dc}$	$\frac{1}{3}V_{dc}$	$\frac{1}{\sqrt{6}}V_{dc}$	$-\frac{1}{\sqrt{2}}V_{dc}$
$(V)_7$	1	1	1	0	0	0	0	0

Tableau (I. 3) : Tensions simples triphasées et diphasées

En représentant les tensions simples diphasées dans le plan (α, β) de Concordia, on obtient le schéma ci-dessous :

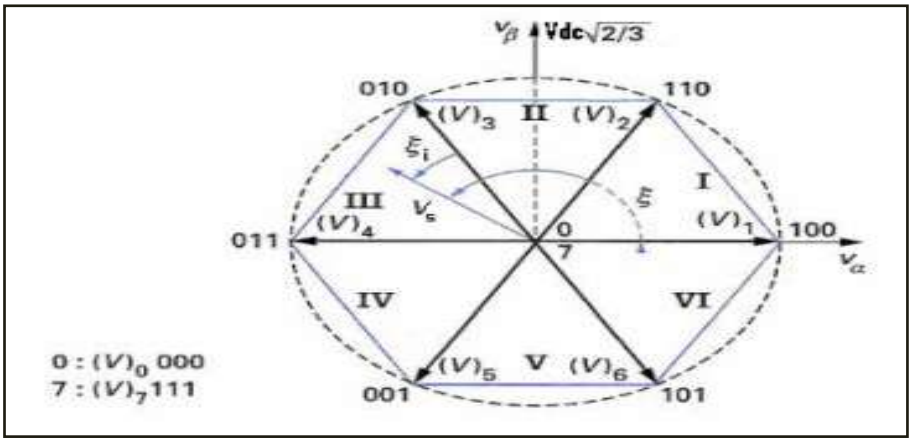


Figure (I.10): Tensions générées dans le plan (V α, V β) et définition des secteurs

A un instant donné, l'onduleur peut générer seulement huit tensions$(V)_i$, (i=0,1,…,7) dans le plan de la transformée de Concordia (α, β), dont deux sont nulles $(V)_0$ et $(V)_7$ et six ont le module $V_{dc}\sqrt{\frac{2}{3}}$ et la direction $\frac{\pi}{3}(i-1)$.

Ces vecteurs sont appelés vecteurs d'espace et sont donnés par la relation suivante :

$$(V)_i = V_{dc}\sqrt{\frac{2}{3}}\begin{bmatrix} cos\frac{\pi}{3}(i-1) \\ sin\frac{\pi}{3}(i-1) \end{bmatrix},\ i = 1,\dots,6 \qquad \text{(I.13)}$$

Deux vecteurs d'espace successifs $(V)_i$ et $(V)_{i+1}$ définissent le secteur i.

1.3.3.2 Principe de la modulation vectorielle

L'onduleur ne peut fournir de façon exacte et instantanée que des tensions de type $(V)_i$.

On ne peut réaliser une tension quelconque souhaitée qu'en valeur moyenne sur une période d'échantillonnage. T_e

Cette technique consiste à reconstituer un vecteur de référence V_s pendant une période d'échantillonnage T_e par les vecteurs tension adjacents $(V)_i, (V)_{i+1}, (V)_0$ et $(V)_7$

$(i = 1, \dots, 6)$ Correspondants aux huit états possibles de l'onduleur.

Le fonctionnement de la MLI vectorielle se résume par une séquence de traitement

- ✓ Acquisition d'une consigne V_s pour la période d'échantillonnage courante
- ✓ Détermination du secteur i contenant le vecteur V_s .
- ✓ Décomposition du vecteur V_s suivant les deux vecteurs $(V)_i$ et $(V)_{i+1}$
- ✓ Délimitant le secteur Elaboration des séquences de commande des interrupteurs de l'onduleur.

-Acquisition de la consigne

pour avoir le vecteur tension de référence $V_s = \begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix}$, soit nous appliquons la transformation de Concordia à la tension de sortie triphasée souhaitée, ou bien si nous utilisons une commande vectorielle pour commander la MAS, nous ferons alors une rotation inverse aux tensions V_d et V_q issues de la commande vectorielle pour avoir les tensions V_α et V_β exploitées par la MLI vectorielle

Notons qu'un système de tensions triphasées équilibrées est représenté dans le plan (α, β)par un vecteur tournant autour de l'origine avec une fréquence égale à celle des trois tensions triphasées.

-Détermination du secteur

Il est intéressant d'écrire la tension V_s que l'on veut réaliser sous forme polaire, elle est de module V et d'angle polaire ζ **Figure (I.10)**,

$$V_s = \begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} = V \begin{bmatrix} cos\,\xi \\ sin\,\xi \end{bmatrix} \qquad \text{(I.14)}$$

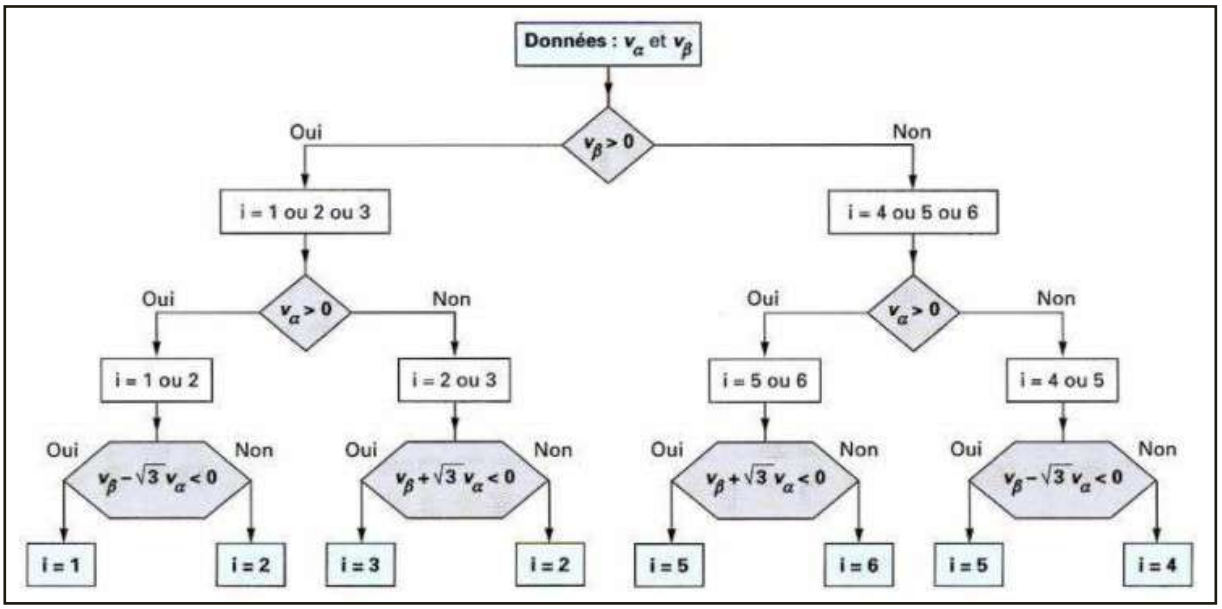
On repère à quel secteur (1 à 6) appartient le vecteur V_s , c'est-à-dire que nous devons déterminer l'entier i appartenant à l'intervalle [1 ,6] et l'angle ξ_i **Figure (I.10)**, appartenant à $\left[0\,,\,\frac{\pi}{3}\right]$ tel que

$$\xi = \frac{\pi}{3}(i-1) + \xi_i$$

Cela nous donne :

$$V_s = \begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} = V \begin{bmatrix} cos\left(\frac{\pi}{3}(i-1) + \xi_i\right) \\ sin\left(\frac{\pi}{3}(i-1) + \xi_i\right) \end{bmatrix} \qquad \text{(I.15)}$$

L'algorithme pour déterminer i est décrit ci-dessous :



-Décomposition du vecteur tension de référence V_s

Puisque l'on obtient V_s qu'en valeur moyenne, on doit appliquer des valeurs réalisables $(V)_i$

pendant des durées adéquates sur l'intervalle d'échantillonnage T_e.

Afin de minimiser les ondulations V_s de tension, et par voie de conséquence les harmoniques, on admet qu'il faut réaliser avec les deux tensions les plus proches.

On pose donc **Figure (I.11)** :

$$\frac{1}{T_e}\int_{nT_e}^{(n+1)T_e} V_s = \frac{1}{T_e}(T_i.(V_i) + T_{i+1}.(V)_{i+1}), (n = 1,2,\dots) \quad \text{(I.16)}$$

$T_i \; et \; T_{i+1}$ sont les durées pendant lesquelles on applique les tensions $(V)_i \; et \; (V)_{i+1}$

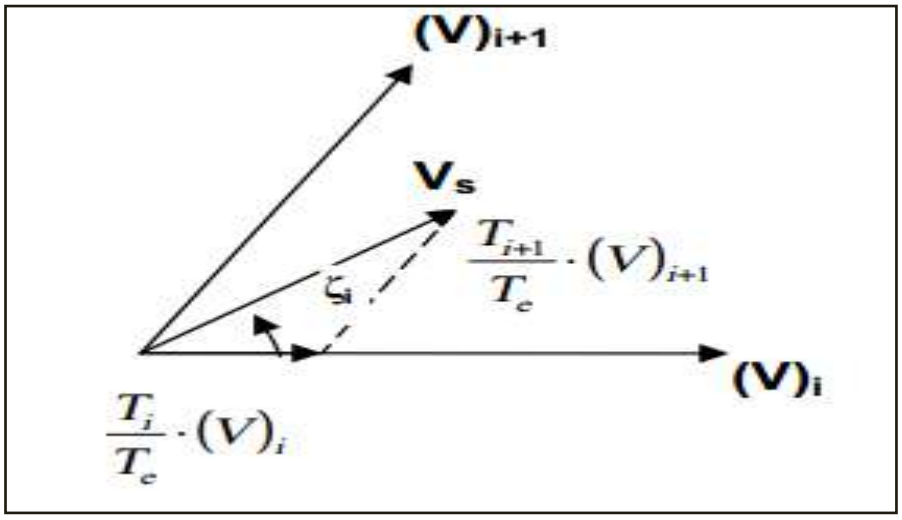


Figure (I.11) : Principe de construction du vecteur tension de référence

Supposons que la période d'échantillonnage T_e est petite et le changement de V_s est relativement lent.

On aura donc :

$$\int_{nT_e}^{(n+1)T_e} V_s = T_e.V_s = T_i.(V_i) + T_{i+1}.(V)_{i+1} \quad \text{(I.17)}$$

Avec

$$T_i + T_{i+1} \leq T_e$$

Puisque la somme de $T_i \; et \; T_{i+1}$ est inférieur ou égale à T_e , l'onduleur doit avoir un état 0 $((V)_0 \; ou \; (V)_7)$, inséré pour compléter la période.

En pratique, on choisit souvent des durées égales pour l'application des vecteurs nuls :

$$T_0 = T_7 = \frac{T - T_i - T_{i+1}}{2} \quad \text{(I.18)}$$

Donc on aura :

$$V_s = \left[T_i\,(V_i) + T_{i+1}.(V_{i+1}) + \frac{T_0}{2} V_0 + \frac{T_0}{2} V_7 \right] \quad \text{(I.19)}$$

Une fois la décomposition de Vs suivant les deux vecteurs adjacents $(V)_i \; et \; (V)_{i+1}$

Est faite, il nous reste uniquement la détermination des durées $T_i \; et \; T_{i+1}$

A partir des expressions(I.13), (I.15), et (I.18), on peut écrire l'égalité suivante :

$$V \begin{bmatrix} cos\left(\frac{\pi}{3}\,(i-1) + \xi_i\right) \\ sin\left(\frac{\pi}{3}\,(i-1) + \xi_i\right) \end{bmatrix} = \frac{1}{T_e} \left| T_i . \sqrt{\frac{2}{3}} . V_{dc} \begin{bmatrix} cos\left(\frac{\pi}{3}\,(i-1)\right) \\ sin\left(\frac{\pi}{3}\,(i-1)\right) \end{bmatrix} + T_{i+1} \sqrt{\frac{2}{3}} . V_{dc} \begin{bmatrix} cos\frac{\pi}{3} i \\ sin\frac{\pi}{3} i \end{bmatrix} \right| \quad \text{(I.20)}$$

La solution de cette équation matricielle est :

$$\begin{cases} T_i = \left[\sqrt{2} . \frac{V}{V_{dc}} sin.\left(\frac{\pi}{3} - \xi_i\right)\right] . T_e \\ T_{i+1} = \left[\sqrt{2} . \frac{V}{V_{dc}} . sin(\xi_i)\right] . T_e \end{cases} \quad \text{(I.21)}$$

Comme la durée T_0 est positive ou nulle, la zone accessible dans le plan (V_α, V_β) est le polygone indiqué sur la **Figure (I.10)**, et si l'on sort du polygone, la somme des modules $T_i . |V_i| + T_{i+1} . |V_{i+1}|$ est supérieure au rayon du cercle, donc $T_i + T_{i+1} > T_c$ et cette commande est irréalisable Une conséquence importante de cette dernière remarque est la valeur maximale que peut fournir l'onduleur. En effet, d'après la **Figure (I.12)**, la valeur maximale fournie par l'onduleur, écrite dans le système réel, est donnée par :

$$V_{max} = \frac{2}{3} V_{dc} . cos(30) = \frac{1}{\sqrt{3}} . V_{dc} \quad \text{(I.22)}$$

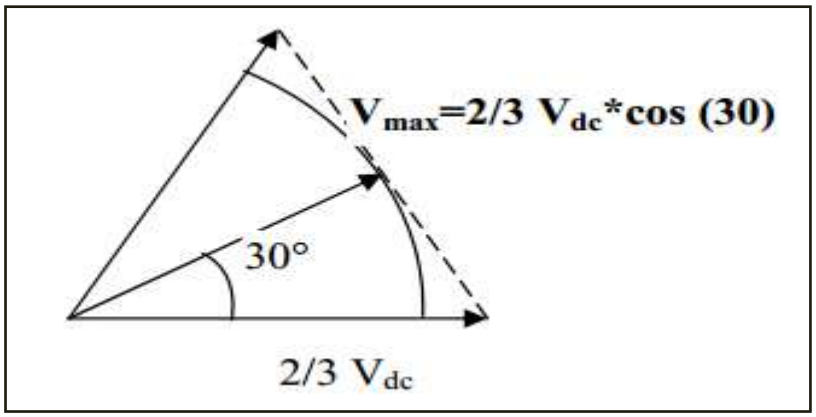


Figure (I.12) : Valeur maximale de la tension fournie

Notons qu'il est plus pratique de travailler avec des durées relatives (Per Unit) que de travailler avec des durées en secondes. On définit alors les durées relatives τ_i , τ_{i+1}

$(i = 1 \text{ à } 6)$ et τ_0 Telles que :

$$\begin{cases} \tau_i + \frac{T_i}{T_c} \\ \tau_{i+1} + \frac{T_{i+1}}{T_c} \\ \tau_0 + \frac{T_0}{T_c} \end{cases} \quad \text{(I.23)}$$

Cette dernière expression nous donne :

$$\begin{cases} \tau_i = \sqrt{2}.\frac{V}{V_{dc}} sin.\left(\frac{\pi}{3} - \xi_i\right) \\ \tau_{i+1} = \sqrt{2}.\frac{V}{V_{dc}} sin.(\xi_i) \\ \tau_0 = 1 - \tau_i - \tau_{i+1} \end{cases} \quad \text{(I.24)}$$

L'expression (I.24) n'est pas pratique car elle est fonction ξ_i, et nous voulons avoir τ_i , τ_{i+1}

en fonction de V_α et V_β

En tenant compte des deus expressions précédents, on aura l'expression donnant τ_i , τ_{i+1} en fonction de V_α et V_β

$$\begin{cases} \tau_i = \frac{\sqrt{2}}{V_{dc}}\left[sin\left(\frac{\pi}{3}\, i\right) V_\alpha - cos\left(\frac{\pi}{3}\, i\right) V_\beta\right] \\ \tau_{i+1} = \frac{\sqrt{2}}{V_{dc}}\left[-sin\left(\frac{\pi}{3}\,(i-1)\right) V_\alpha + sin\left(\frac{\pi}{3}\,(i-1)\right) V_\beta\right] \end{cases} \quad \text{(I.25)}$$

- Elaboration des séquences de commande des interrupteurs

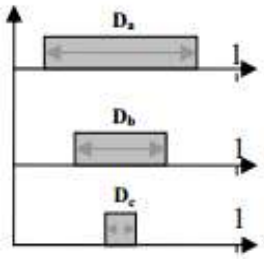
Les durées relatives d'application des vecteurs $(V)_i$ ne sont pas directement exploitables pour piloter l'onduleur, il est plus pratique de considérer les durées relatives $D_a,\ D_b\ et\ D_c$

(Rapports cycliques) pendant lesquelles les grandeurs booléennes de commande $S_a,\ S_b\ et\ S_a$

Sont égales à 1 sur une période d'échantillonnage.

$D_a,\ D_b\ et\ D_c$ Sont fonctions de $\tau_i\ , \tau_{i+1}$ et τ_0 et ont des expressions différentes suivant le secteur où on est. Comme le nombre de secteurs est limité (6), on peut déterminer

$D_a,\ D_b\ et\ D_c$ Pour tous les secteurs. Un tableau récapitulatif, donnant $D_a,\ D_b\ et\ D_c$ ainsi que les séquences de commande correspondantes [6], est présenté ci-dessous **tableau(I.4).**

Secteur (i)	**Durées relatives $\tau_i, \tau_{i+1} et\ \tau_0$**	**Rapports cycliques $\tau_i, \tau_{i+1} et\ \tau_0$**	**Séquences de commande (modulation symétrique)**
1	$\tau_1 = \frac{1}{V_{dc}}\left(\sqrt{\frac{2}{4}} V_\alpha - \frac{1}{\sqrt{2}} V_\beta\right)$ $\tau_2 = \frac{1}{V_{dc}}\left(\sqrt{2}\, V_\beta\right)$ $\tau_0 = 1 - \tau_1 - \tau_2$	$D_a = \tau_1 + \tau_2 + \frac{\tau_0}{2}$ $D_b = \tau_1 + \frac{\tau_0}{2}$ $D_c = \frac{\tau_0}{2}$	

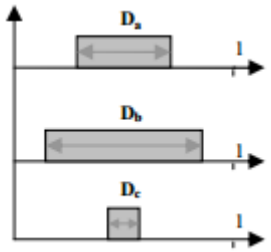
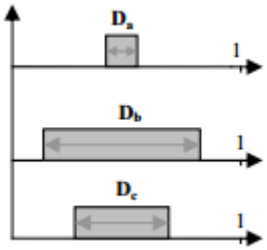
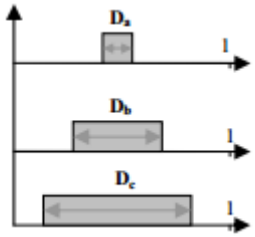
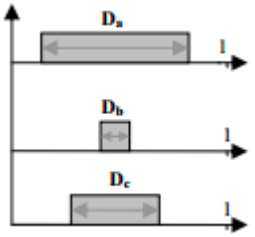
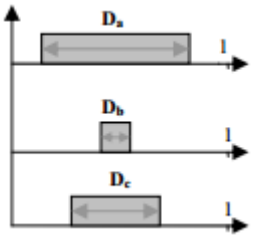
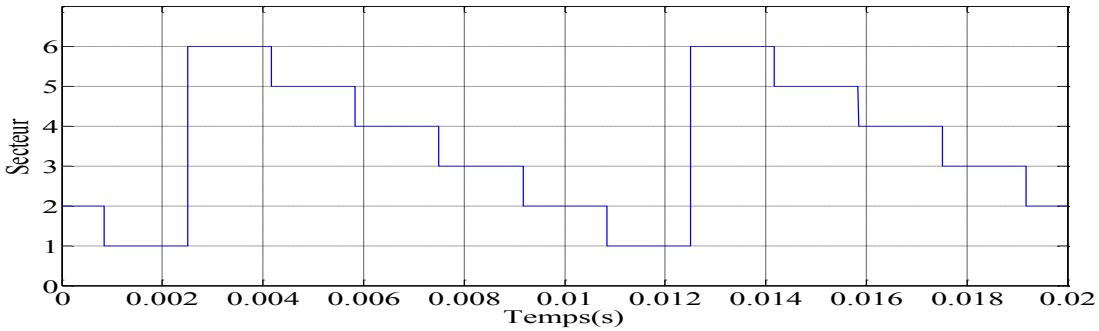
2	$\tau_2 = \frac{1}{V_{dc}}\left(\sqrt{\frac{2}{4}}V_\alpha - \frac{1}{\sqrt{2}}V_\beta\right)$ $\tau_3 = \frac{1}{V_{dc}}\left(-\sqrt{\frac{2}{4}}V_\alpha - \frac{1}{\sqrt{2}}V_\beta\right)$ $\tau_0 = 1 - \tau_2 - \tau_3$	$D_a = \tau_2 + \frac{\tau_0}{2}$ $D_b = \tau_2 + \tau_3 + \frac{\tau_0}{2}$ $D_c = \frac{\tau_0}{2}$	
3	$\tau_3 = \frac{1}{V_{dc}}(\sqrt{2}\,V_\beta)$ $\tau_4 = \frac{1}{V_{dc}}\left(-\sqrt{\frac{2}{4}}V_\alpha - \frac{1}{\sqrt{2}}V_\beta\right)$ $\tau_0 = 1 - \tau_3 - \tau_4$	$D_a = \frac{\tau_0}{2}$ $D_b = \tau_3 + \tau_4 + \frac{\tau_0}{2}$ $D_c = \tau_4 + \frac{\tau_0}{2}$	
4	$\tau_4 = \frac{1}{V_{dc}}\left(-\sqrt{\frac{2}{4}}V_\alpha + \frac{1}{\sqrt{2}}V_\beta\right)$ $\tau_5 = \frac{1}{V_{dc}}(\sqrt{2}\,V_\beta)$ $\tau_0 = 1 - \tau_1 - \tau_2$	$D_a = \frac{\tau_0}{2}$ $D_b = \tau_4 + \frac{\tau_0}{2}$ $D_b = \tau_4 + \tau_5 + \frac{\tau_0}{2}$	
5	$\tau_5 = \frac{1}{V_{dc}}\left(-\sqrt{\frac{2}{4}}V_\alpha - \frac{1}{\sqrt{2}}V_\beta\right)$ $\tau_6 = \frac{1}{V_{dc}}\left(\sqrt{\frac{2}{4}}V_\alpha - \frac{1}{\sqrt{2}}V_\beta\right)$ $\tau_0 = 1 - \tau_5 - \tau_6$	$D_a = \tau_6 + \frac{\tau_0}{2}$ $D_b = \frac{\tau_0}{2}$ $D_c = \tau_5 + \tau_6 + \frac{\tau_0}{2}$	
6	$\tau_6 = \frac{1}{V_{dc}}(\sqrt{2}\,V_\beta)$ $\tau_4 = \frac{1}{V_{dc}}\left(\sqrt{\frac{2}{4}}V_\alpha + \frac{1}{\sqrt{2}}V_\beta\right)$ $\tau_0 = 1 - \tau_6 - \tau_1$	$D_a = \tau_6 + \tau_1 + \frac{\tau_0}{2}$ $D_b = \frac{\tau_0}{2}$ $D_c = \tau_6 + \frac{\tau_0}{2}$	

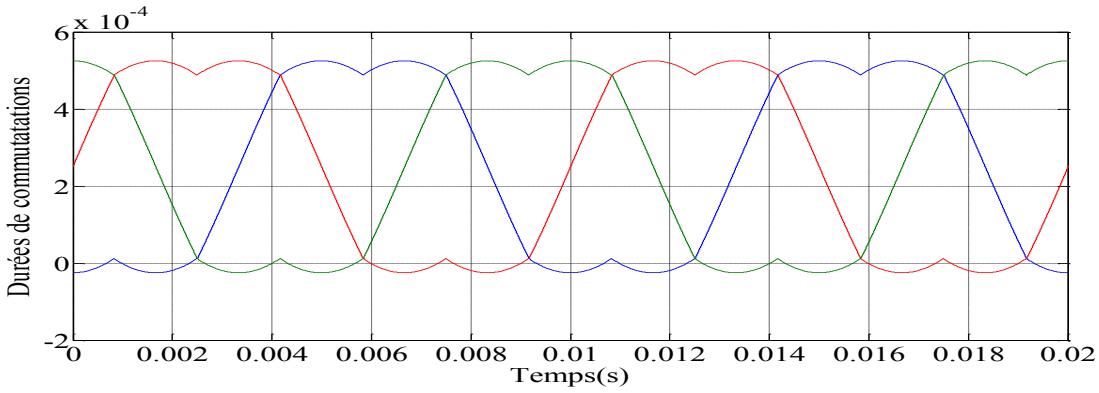
Tableau (I. 4) : Elaboration des séquences de commande

I.3.3.3 Résultat de simulation

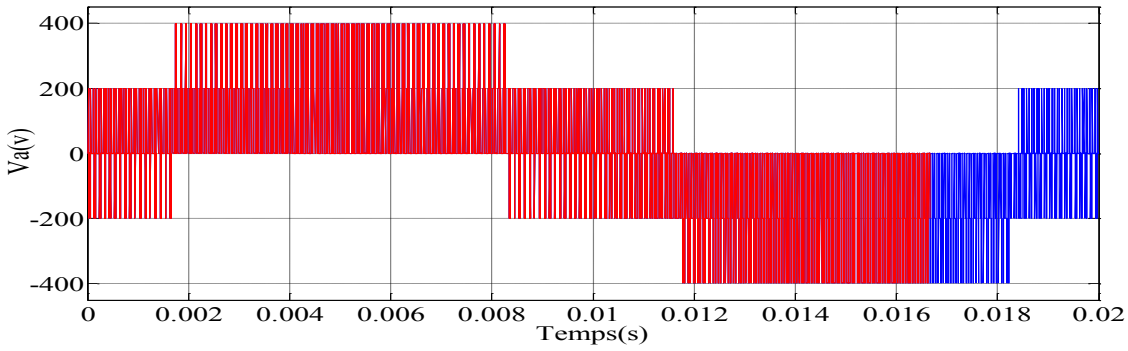
Pour cette stratégie de commande, on visualise d'abord la détection des secteurs et l'évolution des rapports cycliques. Ensuite, on visualise la tension de phase Va et son spectre d'harmoniques, ainsi la tension composé et pour une fréquence f = 50 Hz Les résultats de simulation sont représentés par le **(Figure I.13).**



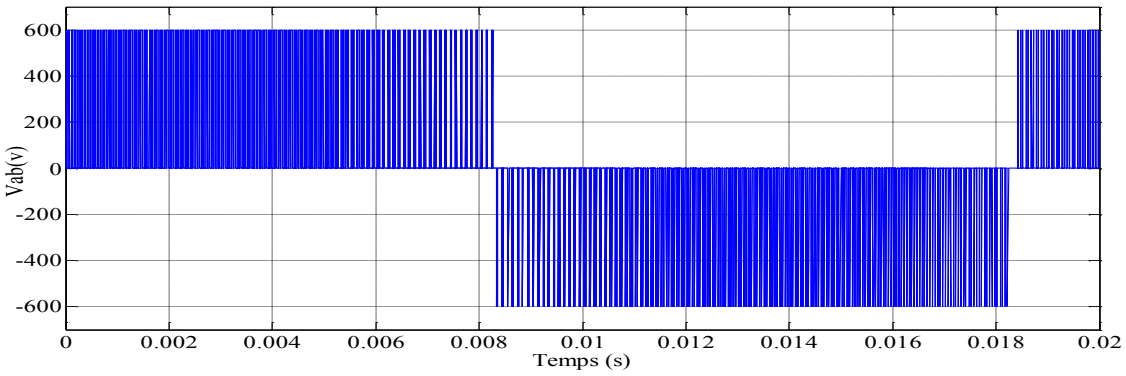
(a)



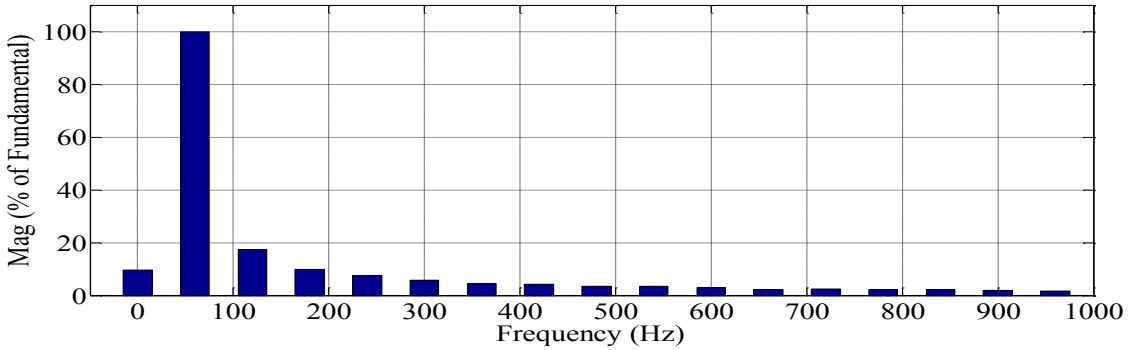
(b)



(c)



(d)



(e)

Figure (I.13) : Les formes d'ondes de la technique MLI vectorielle

a)-Détections des secteurs

b)- Evolution des rapports cycliques

c)-la tension de phase.

d)-la tension composée.

e)- Spectre d'harmonique de la tension de phase (Va)

I.4 CONCLUSION

Dans ce chapitre on a étudie les différents stratégies de commande MLI pour l'onduleur triphasé à deux niveaux. La plus simple des stratégies de MLI pour le commande des onduleurs c'est la stratégie triangulo-sinusoïdale. Nous avons vu les command avec une seule porteuse bipolaire, avec une seule porteuse dent de scie bipolaire, ensuite nous avons appliqué la modulation par régulateurs à hystérésis, En ce qui concerne la modulation d'hystérésis, elle est efficace que les outres stratégies, de plus elle peut être asservie en boucle fermée, mais il fout faire une commande optimale pour des valeurs faible de fourchette (Δi) et ces tentions de sorties sont asynchrones et non périodique. Puis nous avons vu la modalisation vectorielle, toutes ces commandes peuvent être appliquées en boucle ouverte.

II.1 INTRODUCTION

Du fait de son faible coût et de sa robustesse, la machine asynchrone à cage offre d'indéniables avantages, en particulier dans le domaine de la traction et de la commande. Cependant, même si les stratégies de contrôle qui lui sont associées, et qui permettent son fonctionnement à vitesse variable, sont de plus en plus performantes en profitant de l'avancée considérable de l'électronique de puissance, celles-ci sont classiquement élaborées à partir d'un modèle électrique très simplifié connu sous le nom de « modèle de Park ». Cette modélisation à paramètres fixes à l'avantage simple, ce qui permet son utilisation en temps réel.

Les différentes méthodes de modélisation exigent en particulier des informations électriques et mécaniques précises pour connaître le comportement réel de la machine en régime dynamique, cependant, une caractéristique du moteur asynchrone à cage est de ne fournir aucun renseignement direct sur les courants développés au rotor. Plus que tout autre moteur, il nécessite donc l'élaboration d'estimateurs qui rendent compte de l'état magnétique et électrique du rotor, de cela il nous paraît important de se poser la question de la représentation du modèle de la machine asynchrone.

La représentation mathématique des machines électriques facilite la synthèse des algorithmes de commande de plus en plus performants.

Dans notre travail, nous avons prés comme point de départ un rappel simple sur la construction de la machine, ainsi du modèle mathématique de la machine asynchrone généralisée, suivi de la simplification des équations par la transformation de PARK, en vue d'une modélisation de la machine asynchrone triphasée en machine biphasée équivalente. Après un choix convenable du référentiel, on déduit le modèle d'état de la machine asynchrone.

II.2 MODELISATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE

La machine asynchrone comporte deux armatures, le stator portant un enroulement triphasé, et le rotor qui peut être bobiné ou à cage d'écureuil.

La structure principale de la machine asynchrone est composée de six enroulements, portés sur leurs axes, les axes statorique sont décalés entre eux d'un angle ($\frac{2\pi}{3}$), ainsi les axes rotorique.

Les flux sont contés positifs selon le sens des axes des enroulements de la machine asynchrone, dont nous allons étudier la mise en équation correspond à la structure de principe, présentée par la figure ci- dessous[7].

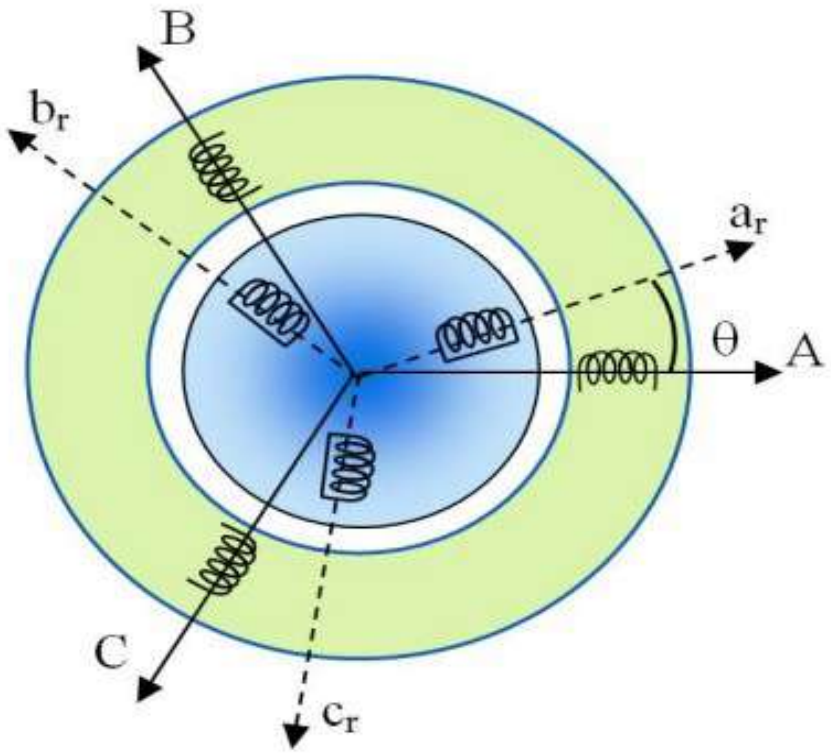


Figure (II.1) : Enroulements de la machine asynchrone.

II.2.1 MIS EN EQUATIONS DE LA MACHINE ASYNCHRONE

Afin de bien mener la modélisation de la machine, il faut adopter les hypothèses simplificatrices suivantes:

- entrefer constant, qui permet d'exprimer les inductances propres comme constante et les inductances mutuelles entre leurs axes magnétiques.
- les résistances des enroulements ne varient pas avec la température.
- distribution spatiale sinusoïdale des forces magnétomotrices d'entrefer ;
- le circuit magnétique de la machine n'est pas saturé ce qui permet d'exprimer les flux comme fonctions linéaires des courants.
- la densité de courant dans la section des conducteurs élémentaires est uniforme, l'influence de l'effet de peau, et de l'échauffement sur les caractéristiques n'est pas prise en compte.

Parmi les conséquences importantes des hypothèses on peut citer :

- l'additivité des flux.
- la constante des inductances propres.
- une variation sinusoïdale des inductances mutuelles entre les enroulements statorique et rotorique en fonction de l'angle électrique de leurs axes magnétiques.

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

- les équations électriques.
- les équations magnétiques.
- les équations mécaniques.

Dans le cadre des hypothèses présidentes et pour une machine équilibrée et couplée en étoile, les équations de la machine s'écrivent sous la forme matricielle suivante [7] :

a) Équations électriques

$$\begin{cases} [V_{ABC}] = [R_s][i_{ABC}] + \frac{d}{dt}[\emptyset_{ABC}] & \text{au stator} \\ [0] = [R_r][i_{abc}] + \frac{d}{dt}[\emptyset_{abc}] & \text{au rotor} \end{cases} \quad \text{(II.1)}$$

b) Équations magnétiques

Les équations magnétiques qui établissent la relation entre les flux et les courants statorique et rotoriques s'écrivent comme suite :

$$\begin{cases} [\emptyset_{ABC}] = [L_s][i_{ABC}] + \frac{d}{dt}[\emptyset_{ABC}] \\ [\emptyset_{abc}] = [M_{rs}][i_{abc}] + \frac{d}{dt}[\emptyset_{abc}] \end{cases} \quad \text{(II.2)}$$

Où :

$$[L_s] = \begin{bmatrix} L_s & M_s & M_s \\ M_s & L_s & M_s \\ M_s & M_s & L_s \end{bmatrix} \quad \text{et} \quad [L_r] = \begin{bmatrix} L_r & M_r & M_r \\ M_r & L_r & M_r \\ M_r & M_r & L_r \end{bmatrix}$$

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

Avec:

$$[M_{sr}] = [M_{rs}]^T \qquad \theta = (A_S \hat{} a_r)$$

Sous une forme développée, les expressions deviennent :

$$\begin{cases} [V_{ABC}] = [R_s][i_{ABC}] + [Ls]\frac{d}{dt}[i_{ABC}] + \frac{d}{dt}([M_{sr}][i_{abc}]) \\ [0] = [R_r][i_{abc}] + [Lr]\frac{d}{dt}[i_{abc}] + \frac{d}{dt}([M_{rs}][i_{ABC}]) \end{cases} \quad \text{(II.3)}$$

c) Equation mécanique

$$J.\frac{d\Omega}{dt} = C_e - C_r - F\Omega \qquad (II.4)$$

L'expression du couple électromagnétique est donnée par

$$C_e = P[i_{ABC}]^T[M_{sr}][i_{abc}] \qquad (II.5)$$

Nous aboutissons ainsi à un système d'équations différentielles et une expression du couple dont certains coefficients font intervenir des fonctions sinusoïdales dues au mouvement de rotation du rotor, d'où, la complexité de la résolution analytique . Afin de surmonter cette difficulté, nous adoptons la transformation triphasée – biphasée dite de Park.

II.3 APPLICATION DE LA TRANSFORMATION DE PARK

La transformation de Park permet de transformation les enroulements triphasés statoriques et rotorique diphasés tournants solidaires d'un même repère d_q . Les angles de rotation utilisés dans la transformation de Park sont $\emptyset_s$ pour le stator et V_s pour le rotor **figure(II.1).** Ces deux angles sont liés à l'angles électrique définissant la position du rotor par [8] : V_s- V_r=θ_e

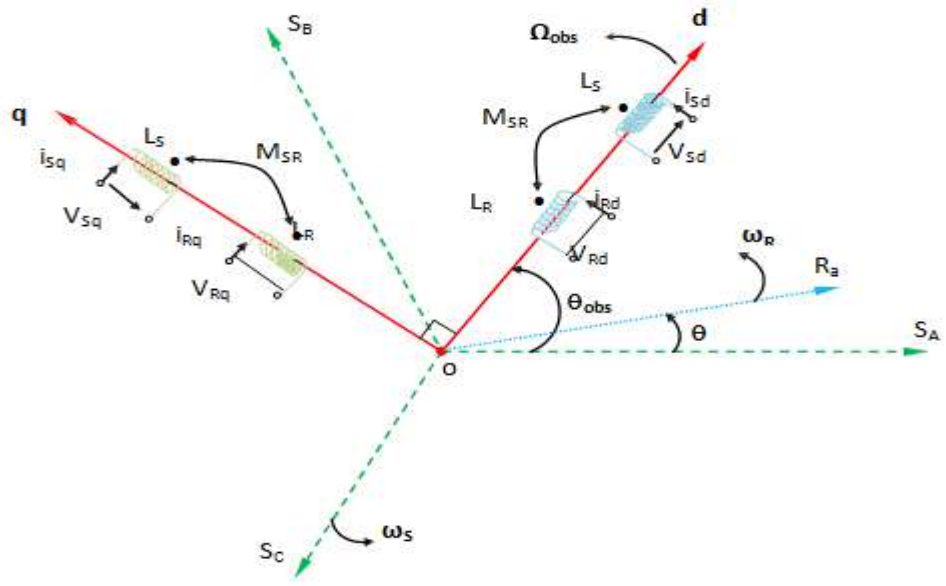


Figure (II.2) : Référentiel tournant d'axes (d– q)

II.3.1 EQUATIONS ELECTRIQUES

Exprimons les matrices tri colonnes des grandeurs triphasée V_s pour les tentions, I_s pour les courants et $\emptyset_s$ pour les flux totaux en fonction des matrices colonnes des composantes de Park (V_{sP}) pour les tensions, I_{sp} pour les courants et $\emptyset_{sp}$ pour les flux totaux [8] :

$$V_s = P_s^{-1} V_{sP} \quad \text{(II.6)}$$

$$I_s = P_s^{-1} I_{sP} \quad \text{(II.7)}$$

$$\emptyset_s = P_s^{-1} \emptyset_s \quad \text{(II.8)}$$

Remplaçons ces grandeurs dans l'équation des tensions :

$$P_s^{-1} V_{sP} = R_s P_s^{-1} I_{sP} \frac{d(P_s^{-1} \emptyset_{sP})}{dt} \quad \text{(II.9)}$$

Utilisons la formule de la dérivée d'un produit :

$$P_s^{-1} V_{sP} = R_s P_s^{-1} I_{sP} + P_s^{-1} \frac{d\emptyset_{sP}}{dt} + \frac{dP_s^{-1}}{dt} \emptyset_{sP} \quad \text{(II.10)}$$

Multiplions à gauche par la matrice de Park :

$$V_{sP} = R_s I_{sP} + \frac{d\emptyset_{sP}}{dt} + P_s \frac{dP_s^{-1}}{dt} \emptyset_{sP} \quad \text{(II.11)}$$

Pour simplifier le dernier terme, écrivons la matrice de la transformation inverse de Park :

$$P_s^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \csc V_s & -\sin V_s & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \csc\left(V_s - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(V_s - \frac{2\pi}{3}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \csc\left(V_s + \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(V_s - \frac{2\pi}{3}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad \text{(II.12)}$$

Dérivons- la par rapport au temps :

$$\frac{dP_s^{-1}}{dt} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} -\sin V_s & -\csc V_s & 0 \\ -\sin\left(V_s - \frac{2\pi}{3}\right) & -\csc\left(V_s - \frac{2\pi}{3}\right) & 0 \\ -\sin\left(V_s + \frac{2\pi}{3}\right) & -\csc\left(V_s + \frac{2\pi}{3}\right) & 0 \end{bmatrix} \quad \text{(II.13)}$$

Effectuons le produit matriciel :

$$P_s \frac{dP_s^{-1}}{dt} = \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \frac{dV_s}{dt} \qquad (II.14)$$

Nous pouvons en déduite les relations entre les composantes de Park :

$$\begin{cases} v_{sd} = R_s i_{sd} + \frac{dV_{sd}}{dt} - V_{sq} \frac{dV_s}{dt} \\ V_{sq} = R_s i_{sq} + \frac{dV_{sq}}{dt} - V_{sd} \frac{dV_s}{dt} \\ V_{s\delta} = R_s i_{s\delta} + \frac{dV_{s\delta}}{dt} \end{cases} \qquad (II.15)$$

Introduisions la vitesse angulaire électrique du repère d q, définie par :

$$w_a = \frac{dV_s}{dt} \qquad (II.16)$$

$$V_{sd} = R_s i_{sd} + \frac{dV_{sd}}{dt} - V_{sq} w_a$$

$$V_{sq} = R_s i_{sq} + \frac{dV_{sq}}{dt} + V_{sd} w_a$$

La même démarche appliquée au rotor conduit à :

$$\begin{cases} R_r i_{rd} + \frac{dV_{rd}}{dt} - V_{rq} \frac{dV_r}{dt} = 0 \\ R_r i_{rq} + \frac{dV_{rq}}{dt} + V_{rd} \frac{dV_r}{dt} = 0 \\ R_r i_{r\delta} + \frac{dV_{r\delta}}{dt} = 0 \end{cases} \qquad (II.17)$$

Tenons compte de la relation entre les angles :

$$V_s - V_r = \theta_e \qquad (II.18)$$

En la dérivant, nous obtenons :

$$\frac{dV_s}{dt} - \frac{dV_r}{dt} = \frac{d\theta_e}{dt} \qquad (II.19)$$

Introduisons alors la vitesse angulaire électrique ω_a du repère dq et la vitesse angulaire électrique ω_e du rotor :

$$\frac{dV_r}{dt} = w_a - w_e \qquad \text{(II.20)}$$

Les expressions des tensions deviennent ainsi :

$$0 = R_r i_{rd} + \frac{dV_{rd}}{dt} + V_{rq}(w_a - w_e) \qquad \text{(II.21)}$$

$$0 = R_r i_{rq} + \frac{V}{dt} + V_{rd}(w_a - w_e) \qquad \text{(II.22)}$$

II.4 RELATIONS ENTRE FLUX ET COURANT

Partons de la relation :

$$V_s = L_s I_s + M_{sr} I_r \qquad \text{(II.23)}$$

Multiplions à gauche par la matrice de Park relative au stator pour obtenir la matrice colonne des composantes de Park des flux totaux :

$$V_{sP} = P_s V_s = P_s L_s I_s + P_s M_{sr} I_r \qquad \text{(II.24)}$$

Pour calculer le premier terme de la somme du second membre, décomposons la matrice des inductances statoriques de la façon suivante :

$$L_s = \begin{bmatrix} L_a - M_{ab} & 0 & 0 \\ 0 & L_a - M_{ab} & 0 \\ 0 & 0 & L_a - M_{ab} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} M_{ab} & M_{ab} & M_{ab} \\ M_{ab} & M_{ab} & M_{ab} \\ M_{ab} & M_{ab} & M_{ab} \end{bmatrix} \qquad \text{(II.25)}$$

Soit :

$$L_S = (L_a - M_{ab}) \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} + M_{ab} \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \qquad \text{(II.26)}$$

Effectuons d'abord le produit à droite la matrice colonne des courants :

$$L_s i_s = (L_a - M_{ab}) \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + M_{ab} \begin{bmatrix} i_a & i_b & i_c \\ i_a & i_b & i_c \\ i_b & i_b & i_c \end{bmatrix} \qquad \text{(II.27)}$$

Effectuons ensuite produit à gauche par la matrice de Park, en introduisant la composante homopolaire $i_{s\delta}=\frac{1}{\sqrt{3}}(i_a + i_b + i_b)$ du courant statoriques :

$$P_s L_s I_s = (L_a - M_{ab})P_s I_s + \sqrt{3}M_{ab}\, i_{a\delta} P_s \begin{bmatrix}1\\1\\1\end{bmatrix} \qquad \text{(II.28)}$$

Nous voyons apparaître la matrice colonne des composantes de Park des courant statoriques :

$$P_s I_s = I_{sP} \qquad \text{(II.29)}$$

Par ailleurs, effectuons le produit matriciel :

$$P_s \begin{bmatrix}1\\1\\1\end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \csc V_s & \csc\left(V_s - \frac{2\pi}{3}\right) & \csc\left(V_s + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin V_s & -\sin\left(V_s - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(V_s - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix}1\\1\\1\end{bmatrix} = \begin{bmatrix}0\\0\\\sqrt{3}\end{bmatrix} \text{(II.39)}$$

Nous arrivons à :

$$P_s L_s I_s = \begin{bmatrix}(L_a - M_{ab})i_{sd}\\(L_a - M_{ab})i_{sq}\\(L_a - 2M_{ab})i_{s\delta}\end{bmatrix} \qquad \text{(II.30)}$$

Considérons maintenant le second terme de la somme .la matrice des inductances mutuelles entre stator et rotor est :

$$M_{sr} = M_{sr} \begin{bmatrix} \cos\theta_e & \cos\left(\theta_e + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_e - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta_e - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\theta_e & \cos\left(\theta_e + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta_e + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_e - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\theta_e \end{bmatrix} \qquad \text{(II.31)}$$

Effectuons pour commencer le produit de la matrice de Park par la matrice des inductances mutuelles entre stator et rotor :

$$P_s M_{sr} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos V_e & \cos\left(\theta_e - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_e - \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin V_s & -\sin\left(\theta_e - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_e + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad \text{(II.32)}$$

$$M_{sr} \begin{bmatrix} \cos\theta_e & \cos\left(\theta_e + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_e - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta_e - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\theta_e & \cos\left(\theta_e + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta_e + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_e - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\theta_e \end{bmatrix}$$

Pour le calcul des coefficients de cette matrice, transformons-les produits de trigonométriques en somme par les formules :

$$\sin a \cos b = \frac{1}{2}\cos a \cos b = \frac{1}{2}[\cos(a+b) + \cos(a-b)][\sin(a+b) + \sin(a-b)] \quad \text{(II.33)}$$

Tenons compte du fait que la somme de trois fonctions sinusoïdales régulièrement déphasées de $\frac{2\pi}{3}$ est nulle :

$$\cos x \cos\left(x - \frac{2\pi}{3}\right) + \cos\left(x + \frac{2\pi}{3}\right) = 0 \quad \text{(II.33)}$$

Enfin, simplifions le résultat en utilisant la relation entre angles :

$$\theta_e = v_s - v_r \quad \text{(II.35)}$$

Nous obtenons ainsi :

$$P_s M_{sr} = M_{sr} \begin{bmatrix} \cos v_r & \cos\left(v_r - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(v_r - \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin v_r & -\sin\left(v_r - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(v_r + \frac{2\pi}{3}\right) \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad \text{(II.36)}$$

Il reste à effectuer le produit à droite avec la matrice colonne des courants du rotor.

Cela fait apparaître les composantes directe et en quadrature de ces courants :

$$P_s M_{sr} I_r = \frac{3}{2} M_{sr} \begin{bmatrix} i_{rd} \\ i_{rq} \\ 0 \end{bmatrix} \quad \text{(II.37)}$$

En définitive, la relation entre les composantes de Park des flux et des courants s'écrit :

$$\begin{bmatrix} \emptyset_{sd} \\ \emptyset_{sq} \\ \emptyset_{s\delta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} (l_a - M_{ab}) i_{sd} \\ (l_a - M_{ab}) i_{sd} \\ (l_a - 2M_{ab}) i_{sd} \end{bmatrix} + \frac{3}{2} M_{sr} \begin{bmatrix} i_{rd} \\ i_{rq} \\ i_{r\delta} \end{bmatrix} \quad \text{(II.38)}$$

Posons :

$$L_s = L_a - M_{ab} \quad \text{(II.39)}$$

$$L_{sb} = L_a + 2M_{ab} \quad \text{(II.40)}$$

$$M = \frac{3}{2} M_{sr} \quad \text{(II.41)}$$

L_s Est l'inductance cyclique du stator, L_{sb} son inductance homopolaire et M est l'inductance mutuelle cyclique entre stator et rotor.

Les expressions des compressions des Park des flux totaux du stator sont :

$$\emptyset_{sd} = L_s i_{sd} + M i_{rd} \quad \text{(II.42)}$$

$$\emptyset_{sq} = L_s i_{sq} + M i_{rq} \quad \text{(II.43)}$$

$$\emptyset_{s\delta} = L_{s\delta} i_{s\delta} \quad \text{(II.44)}$$

Nous obtenons de la même façon des relations analogues pour les composantes de Park des flux totaux du rotor :

$$\begin{cases} \emptyset_{rd} = L_r i_{rd} + M i_{sd} \\ \emptyset_{rq} = L_r i_{rq} + M i_{sq} \\ \emptyset_{r\delta} = L_{r\delta} i_{r\delta} \end{cases} \quad \text{(II.45)}$$

En posant :

$$L_r = L_A - M_{AB} \quad \text{(II.46)}$$

$$L_{r\delta} = L_A + 2M_{AB} \quad \text{(II.47)}$$

L_s Est l'inductance cyclique du rotor et $L_{r\delta}$son inductance homopolaire.

II.5 EQUATIONS DANS DIFFERENTS REFERENTIELS

a) Référentiel lié au stator

Dans un référentiel lié au stator, la vitesse ω_a est nul, ce qui conduit à : [8]

$$\begin{cases} u_{sd} = R_s i_{sd} + \frac{d\emptyset_{sd}}{dt} \\ u_{sq} = R_s i_{sq} + \frac{d\emptyset_{sq}}{dt} \end{cases} \quad \text{(II.48)}$$

$$\begin{cases} 0 = R_r i_{rd} + \frac{d\emptyset_{sd}}{dt} + \emptyset_{rq} w_e \\ 0 = R_r i_{rq} + \frac{d\emptyset_{rq}}{dt} - \emptyset_{rd} w_e \end{cases} \quad \text{(II.49)}$$

b) Référentiel lié au rotor

Dans un référentiel lié au rotor, la vitesse ω_a est égale à la vitesse électrique ω_e du rotor, ce qui donne :

$$\begin{cases} u_{sd} = R_s i_{sd} + \frac{d\emptyset_{sd}}{dt} + \emptyset_{sq} w_e \\ u_{sq} = R_s i_{rq} + \frac{d\emptyset_{sq}}{dt} + \emptyset_{sd} w_e \end{cases} \quad \text{(II.50)}$$

$$\begin{cases} 0 = R_r i_{rd} + \frac{d\emptyset_{rd}}{dt} \\ 0 = R_r i_{rq} + \frac{d\emptyset_{rq}}{dt} \end{cases} \quad \text{(II.51)}$$

c) Référentiel lié au champ tournant

Dans un référentiel lié au champ tournant, la vitesse ω_a est égale à la pulsation statoriques ω_s et la différence $\omega_a - \omega_e$ est égale à gw_s, ce qui conduit :

$$\begin{cases} u_{sd} = R_s i_{sd} + \frac{d\emptyset_{sd}}{dt} - \emptyset_{sq} w_s \\ u_{sq} = R_s i_{sq} + \frac{d\emptyset_{sq}}{dt} + \emptyset_{sd} w_s \end{cases} \quad \text{(II.52)}$$

$$\begin{cases} 0 = R_r i_{rd} + \frac{d\emptyset_{rd}}{dt} - \emptyset_{rq} g w_s \\ 0 = R_r i_{rq} + \frac{d\emptyset_{rq}}{dt} + \emptyset_{rd} g w_s \end{cases} \quad \text{(II.53)}$$

II.6 TRANSFORMATION DE CLARKE

Edith Clarke a proposé la première transformation permettant le passage du triphasé au déphasé .Elle porte aujourd'hui son nom.

Pour la transformation de Clarke, le choix de la constante $\frac{A}{A'}$

Est tel qu'en régime sinusoïdal permanent équilibré, l'amplitude des composantes i_α et i_β soit la même que celle des grandeurs initiales,i_a, i_b et i_c , on écrit donc :

$$\begin{cases} i_{a=I_M} \cos \omega t \\ i_b = \cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ i_c = i_M \cos\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) \end{cases} \quad \text{(II.54)}$$

$$\begin{cases} i_\alpha = I_M \cos \omega t \\ i_\beta = I_M \cos\left(\omega t - \frac{\pi}{2}\right) \end{cases} \quad \text{(II.55)}$$

En remplace dans les relations du paragraphe précédent, on obtient la condition :

$$\frac{A}{A'} = \frac{2}{3}$$

Pour le coefficient K, on choisit la valeur $\frac{1}{3}$ pour avoir la même expression que pour la composante homopolaire dans la méthode des composantes symétriques de Fortescue (avec la différance qu'il s'agie ici de valeurs instantanées pour des signaux en régime sinusoïdal permanent).Compte tenu de ces choix les relations deviennent :

$$i_\alpha = \frac{2}{3}\left(i_a - \frac{1}{2}i_b - \frac{1}{2}i_c\right) \quad \text{(II.56)}$$

$$i_\beta = \frac{2}{3}\left(\frac{\sqrt{3}}{2}i_b - \frac{\sqrt{3}}{2}i_c\right) \quad \text{(II.57)}$$

$$i_b = \frac{1}{3}(i_a + i_b + i_c) \quad \text{(II.58)}$$

La transformation de Clarke généralisé ces expressions A un système triphasé x_a , x_b , x_c de trois grandeurs (qui peuvent être des courants, des tensions, des flux totalisés) elle associe trio composantes x_α, x_β , x_γ définies sous forme matricielle par

$$\begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \\ x_\gamma \end{bmatrix} = \frac{2}{3}\begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix}\begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \quad \text{(II.59)}$$

Soit, sous forme abrégée :

$$X_C = C_0 X \quad \text{(II.60)}$$

En posant :

$$X_C = \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \\ x_\gamma \end{bmatrix} \quad \text{(II.61)}$$

$$X = \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \quad \text{(II.62)}$$

$$C_0 = \frac{2}{3}\begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad \text{(II.63)}$$

$$C_0^{-1} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 1 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & 1 \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & 1 \end{bmatrix} \quad \text{(II.64)}$$

La transformation de Clarke a un inconvénient: elle n'assure pas l'invariance de la puissance instantanée.[8]

II.7 TRANSFORMATION DE CONCORDIA

Dans ses études sur la machine synchrone, Charles Concordia a développé une autre transformation. Elle porte aujourd'hui son nom.

Pour assurer l'invariance de la puissance instantanée il faut que la matrice C de la transformation soit orthogonale, c'est–à-dire que son inverse C^{-1} soit égale à sa transposée C^t

En effet, la puissance électrique instantanée, exprimée avec les composantes transformées.

Est alors :

$$P_e = V_C I_C = (CV)(CI) \quad \text{(II.65)}$$

$$P_E = VC^{-1}CI = VI \quad \text{(II.66)}$$

Il s'agit bien de la puissance instantanée exprimée avec les grandeurs d'origine .Ce résultat peut être obtenu en modifiant les coefficients par rapport à la transformation d'origine [6] :

$$C = \frac{1}{\sqrt{3}}\begin{bmatrix} \sqrt{2} & \frac{1}{\sqrt{2}} & -\frac{1}{\sqrt{2}} \\ 0 & \sqrt{\frac{3}{2}} & -\sqrt{\frac{3}{2}} \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \quad \text{(II.67)}$$

$$C^{-1} = \begin{bmatrix} \sqrt{2} & 0 & 1 \\ -\frac{1}{\sqrt{2}} & \sqrt{\frac{3}{2}} & 1 \\ -\frac{1}{\sqrt{2}} & -\sqrt{\frac{3}{2}} & 1 \end{bmatrix} \quad \text{(II.68)}$$

II.8 EXPRESSIONS DU COUPLE ELECTROMAGNETIQUE

La détermination du couple instantané dans une machine peut être effectuée de deux manières:

- Par un bilan de puissance instantanée.
- Par la méthode dite "des travaux virtuels.

Nous allons utiliser la première méthode. La puissance électrique instantanée fournie aux enroulements statoriques et rotoriques en fonction des grandeurs d'axes d, q est donnée par l'expression suivante :

$$P_e = V_{ds}.I_{ds} + V_{qs}.I_{qs} + V_{dr}.I_{dr} + V_{qr}.I_{qr} \quad \text{(II.69)}$$

En développant cette dernière expression, nous trouvons que la puissance instantanée se décompose en trois termes : puissance dissipée en pertes Joule, puissance représentant les échanges d'énergie électromagnétique avec la source, et puissance mécanique :

$$P_e = P_J + P_{em} + P_{mec} \quad \text{(II.70)}$$

Ou

$$P_J = R_s.\left(I_{ds}^{\ 2} + I_{qs}^{\ 2}\right) + R_r.\left(I_{dr}^{\ 2+}I_{qr}^{\ 2}\right) \quad \text{(II.71)}$$

$$P_{em} = I_{ds}.\frac{d\emptyset_{ds}}{dt} + I_{qs}.\frac{d\emptyset_{qs}}{dt} + I_{dr}.\frac{d\emptyset_{dr}}{dt} + I_{qr}.\frac{d\emptyset_{qr}}{dt} \quad \text{(II.72)}$$

$$P_{mec} = \omega(I_{dr}.\emptyset_{qr} - I_{qr}.\emptyset_{dr}) \quad \text{(II.73)}$$

Or la puissance mécanique est reliée au couple électromagnétique par l'expression suivante :

$$c_e = \frac{P_{mec}}{\Omega} = P.\frac{P_{mec}}{\omega} \quad \text{(II.74)}$$

En tenant compte des expressions (II.59), (II.67) et (II.68)**,** nous pouvons avoir plusieurs expressions scalaires du couple électromagnétique toutes égales :

$$\begin{cases} C_e = P.(\emptyset_{qr}.I_{dr} - \emptyset_{dr}.I_{qr}) \\ C_e = P.(\emptyset_{ds}.I_{qs} - \emptyset_{qs}.I_{ds}) \\ C_e = P.L_m.(I_{dr}.I_{qs} - I_{ds}.I_{qr}) \\ C_e = P.\frac{L_m}{L_r}(\emptyset_{dr}.I_{qs} - \emptyset_{qr}.I_{ds}) \end{cases} \quad \text{(II.75)}$$

II.9 REPRESENTATION D'ETAT DU MODELE DE LA MACHINE

La représentation d'état de la machine asynchrone dépend du repère choisi et du choix des variables d'état pour les équations électriques. Nous écrivons les équations dans le repère (d ,q) car c'est la solution la plus générale et la plus simple. Le choix des variables d'état dépend des objectifs soit pour la commande soit pour l'observation.

II.9.1 MODELISATION DE LA MACHINE ALIMENTEE EN TENSION

Le concept de la commande idéalisée d'une machine asynchrone a pour but d'établir les performances que l'on peut espérer d'un actionneur réel, le modèle de la machine asynchrone alimentée en tension doit donc traduire ces performances.

Plusieurs façons sont possibles pour le choix du vecteur d'état. Cela dépendra de l'objectif tracé. Dans notre travail nous avons choisi le référentiel immobile par rapport au stator.

Les tensions ($U_{S\alpha}$ et $U_{S\beta}$) sont considérées comme variables de commande, Considérons les courants statorique ($i_{S\alpha}$, $i_{S\beta}$) et les flux rotoriques ($\emptyset_{r\alpha}$, $\emptyset_{r\beta}$) , et la vitesse mécanique comme variables d'état.

Le modèle mathématique de la machine s'écrit sous la forme d'une équation d'état non linéaire comme suit :

$$\begin{cases} \dot{X} = A.X + B.U \\ Y = C.X \end{cases} \qquad \text{(II.76)}$$

Avec :

$X = [i_{s\alpha} i_{\beta s} \emptyset_{r\alpha} \emptyset_{r\beta}]^T$: Le vecteur d'état.

$U = [V_{s\alpha}\ V_{s\beta}]^T$: Vecteur de commande.

$Y = [i_{s\alpha} i_{\beta s}]^T$: Vecteur de mesure.

En utilisant les relations de système d'équations(II.77), (II.78) :

$$\begin{cases} u_{sd} = R_s i_{sd} + \frac{d\emptyset_{sd}}{dt} \\ u_{sq} = R_s i_{sq} + \frac{d\emptyset_{sq}}{dt} \end{cases} \quad (II.77)$$

$$\begin{cases} 0 = R_r i_{rd} + \frac{d\emptyset_{sd}}{dt} + \emptyset_{rq} w_e \\ 0 = R_r i_{rq} + \frac{d\emptyset_{rq}}{dt} - \emptyset_{rd} w_e \end{cases} \quad (II.78)$$

Après arrangement le système prend la forme suivante :

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_{s\alpha} \\ \dot{i}_{s\beta} \\ \dot{\emptyset}_{r\alpha} \\ \dot{\emptyset}_{r\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\left(\frac{1}{\sigma T_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_r}\right) & 0 & \frac{1-\sigma}{\sigma T_r L_m} & \frac{1-\sigma}{\sigma L_m}\omega \\ 0 & -\left(\frac{1}{\sigma T_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_r}\right) & -\frac{1-\sigma}{\sigma L_m}\omega & \frac{1-\sigma}{\sigma T_r L_m} \\ \frac{L_m}{T_r} & 0 & -\frac{1}{T_r} & -\omega_r \\ 0 & \frac{L_m}{T_r} & \omega_r & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \\ \emptyset_{r\alpha} \\ \emptyset_{r\beta} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \end{bmatrix}$$

Les matrices B, C sont :

$$B = \begin{bmatrix} \frac{1}{\delta L_r} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\delta L_r} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad ; \quad C = \begin{bmatrix} 1\,0\,0\,0 \\ 0\,1\,0\,0 \end{bmatrix}$$

L'expression du couple pour une machine à p paires de pôles est donnée par :

$$C_e = P\frac{L_m}{L_r}(\emptyset_{r\alpha} i_{S\beta} - \emptyset_{r\beta} i_{S\alpha}) \quad (II.79)$$

II.10 MODELISATION DE L'ASSOCIATION MOTEUR ASYNCHRONE ONDULEUR

Dans cette partie on présente l'étude de la modélisation de l'ensemble convertisseur machine, où la machine asynchrone est associée à une onduleur à deux niveaux.

II.10.1 MODELISATION DE L'ONDULEUR DE TENSION

L'onduleur de tension est un convertisseur statique constitué de cellules de commutation Généralement à transistor ou à thyristor GTO pour les grandes puissances. Le principe de fonctionnement s'exprime par le séquencement imposé aux interrupteurs statique qui réalisent la modulation de largeur des impulsions des tensions appliquées aux enroulements statoriques de la machine.

Les trois cellules de commutation formant un onduleur triphasé sont bidirectionnelles en courant. Dans l'hypothèse de la conduction continue, on montre que chaque groupe transistor diode, assemblés en parallèle, forme un interrupteur (demi-bras) commandé à l'ouverture et à la fermeture chaque demi-bras possède son complémentaire. Pour modéliser l'onduleur de tension, voir **figure(II.6),** on considère son alimentation comme une source parfaite, supposée être constituée de deux générateurs de f.é.m égale à $\frac{U_0}{2}$connectés entre eux par un point noté n_0.

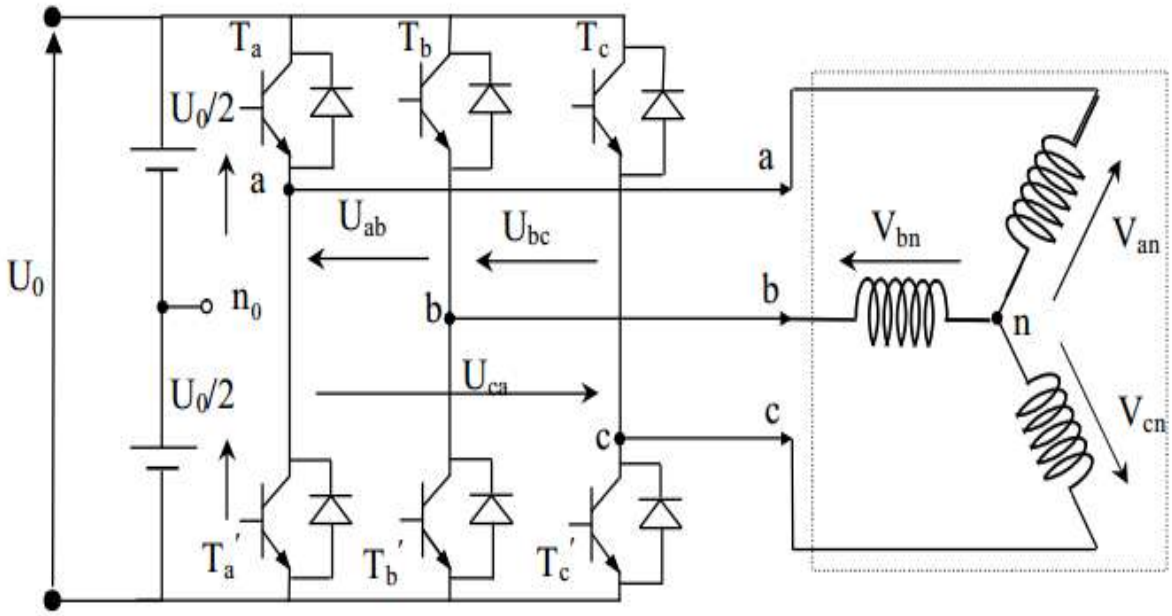


Figure II.3 : Schéma de l'onduleur triphasé à deux niveaux.

La machine a été modélisée à partir des tensions simples que nous notons V_{an} ; V_{bn} et V_{cn}

L'onduleur est commandé à partir des grandeurs logiques S_i .On appelle T_i et T_i' les transistors (supposés être des interrupteurs idéaux), on a :

- Si $S_i = 1$ alors T_i est passant etT_i'est ouvert
- Si $S_i = 0$ alors T_i est ouvert et T_i' est passant

Les tensions composées sont obtenues à partir des sorties de l'onduleur :

$$\begin{cases} U_{ab} = V_{an\,0} - V_{bn\,0} \\ U_{bc} = V_{bn\,0} - V_{cn\,0} \\ U_{ca} = V_{cn\,0} - V_{an\,0} \end{cases} \quad \text{(II. 80)}$$

Les tensions simples des phases de la charge issues des tensions composées ont une somme nulle,donc :

$$\begin{cases} U_{an} = \left(\frac{1}{3}\right)[U_{ab} - U_{ca}] \\ U_{bn} = \left(\frac{1}{3}\right)[U_{bc} - U_{ab}] \\ U_{cn} = \left(\frac{1}{3}\right)[U_{ca} - U_{bc}] \end{cases} \quad \text{(II. 81)}$$

Elles peuvent s'écrire à partir des tensions de sorties de l'onduleur en introduisant la tension du neutre de la charge par rapport au point de référence n_0.

$$\begin{cases} V_{an} + V_{nn\,0} = V_{an\,0} \\ V_{bn} + V_{nn\,0} = V_{bn\,0} \\ V_{cn} + V_{nn\,0} = V_{cn\,0} \end{cases} \quad \text{(II. 82)}$$

Donc, on peut déduire que :

$$V_{nn\,0} = \frac{1}{3}[V_{an\,0} + V_{bn\,0} + V_{cn\,0}] \quad \text{(II. 83)}$$

L'état des interrupteurs supposés parfaits $\leftrightarrow$ si(i=a,b,c) on a :

$$V_{ino} = S_i U_i - \frac{U_0}{2} \quad \text{(II. 84)}$$

On a donc :

$$\begin{cases} V_{an\,0} = (S_a - 0.5)U_0 \\ V_{bn\,0} = (S_b - 0.5)U_0 \\ V_{cn\,0} = (S_c - 0.5)U_0 \end{cases} \quad \text{(II. 85)}$$

En remplaçant, on obtient :

$$\begin{cases} V_{an} = +\frac{2}{3}V_{an\,0} - \frac{1}{3}V_{bn\,0} + \frac{1}{3}V_{cn\,0} \\ V_{bn} = -\frac{1}{3}V_{an\,0} + \frac{2}{3}V_{bn\,0} - \frac{1}{3}V_{cn\,0} \\ V_{cn} = -\frac{1}{3}V_{an\,0} - \frac{1}{3}V_{bn\,0} + \frac{2}{3}V_{cn\,0} \end{cases} \quad \text{(II. 86)}$$

En remplaçant, on obtient :

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \frac{1}{3}U_0 \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad \text{(II. 87)}$$

Il suffit d'appliquer la transformation de Concordia pour passer d'un système triphasé au système biphasé.[4]

II.10.2 SIMULATION ET INTERPRITATION

Dans cette section nous présentons maintenant les résultats de simulation de l'association onduleur machine en utilisant deux techniques de commande à savoir la MLI sinusoïdale triangulaire, et la MLI vectorielle. Pour une fréquence de 50HZ, et pour les deux cas :

-A vide

- **En charge,** pour un Cr=5N.m appliqué à l'instant t= 1sec.

II.11 RESULTAT DE SIMULATION

-Avide :

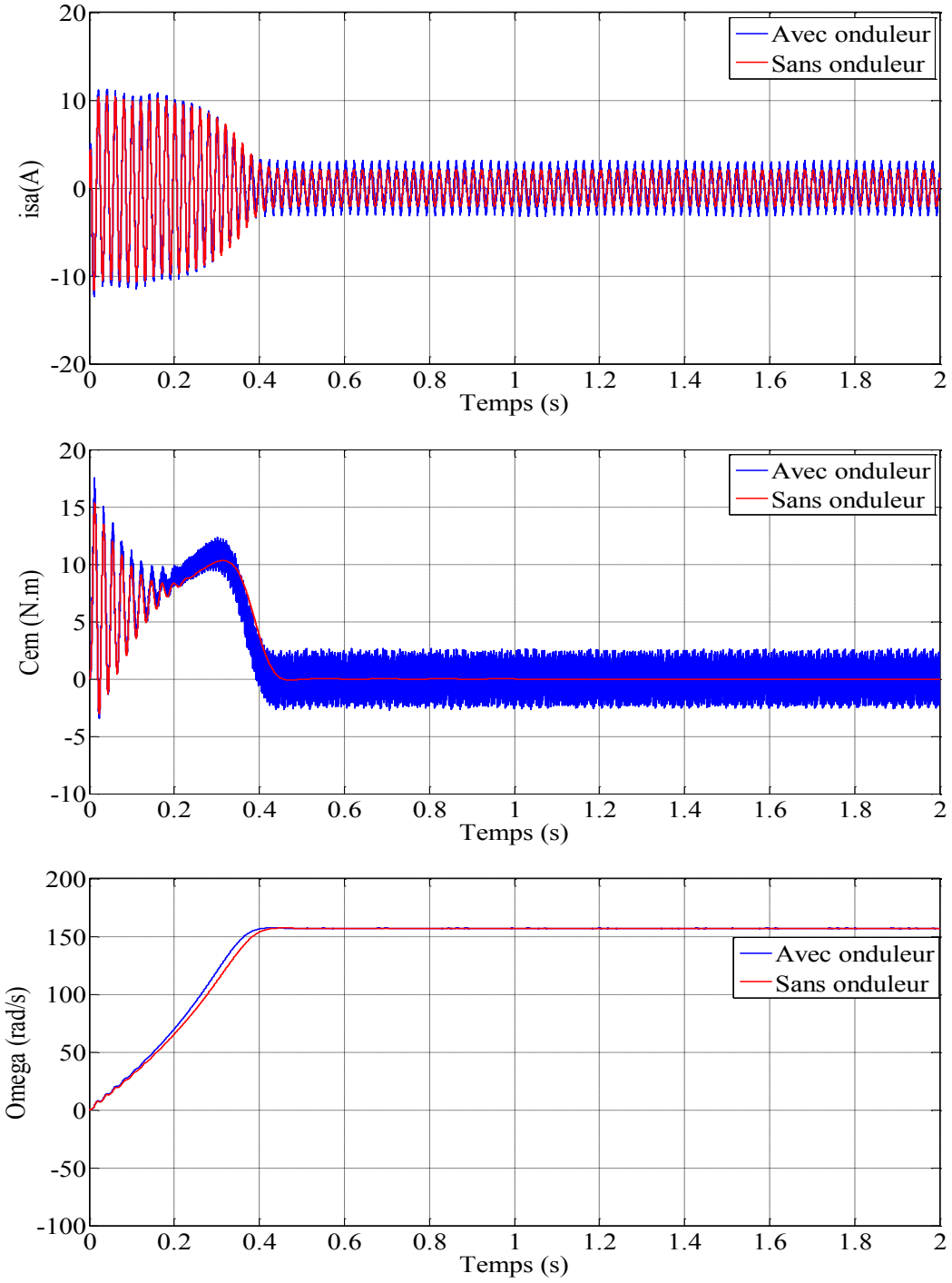


Figure (II.4) : Association onduleur de tension MLI sinusoïdale –triangulaire a une seule peurteus bepolair avec la machine asynchrone Avec : m=12,r=0.8 et Cr=0(N.m) .

-En charge :

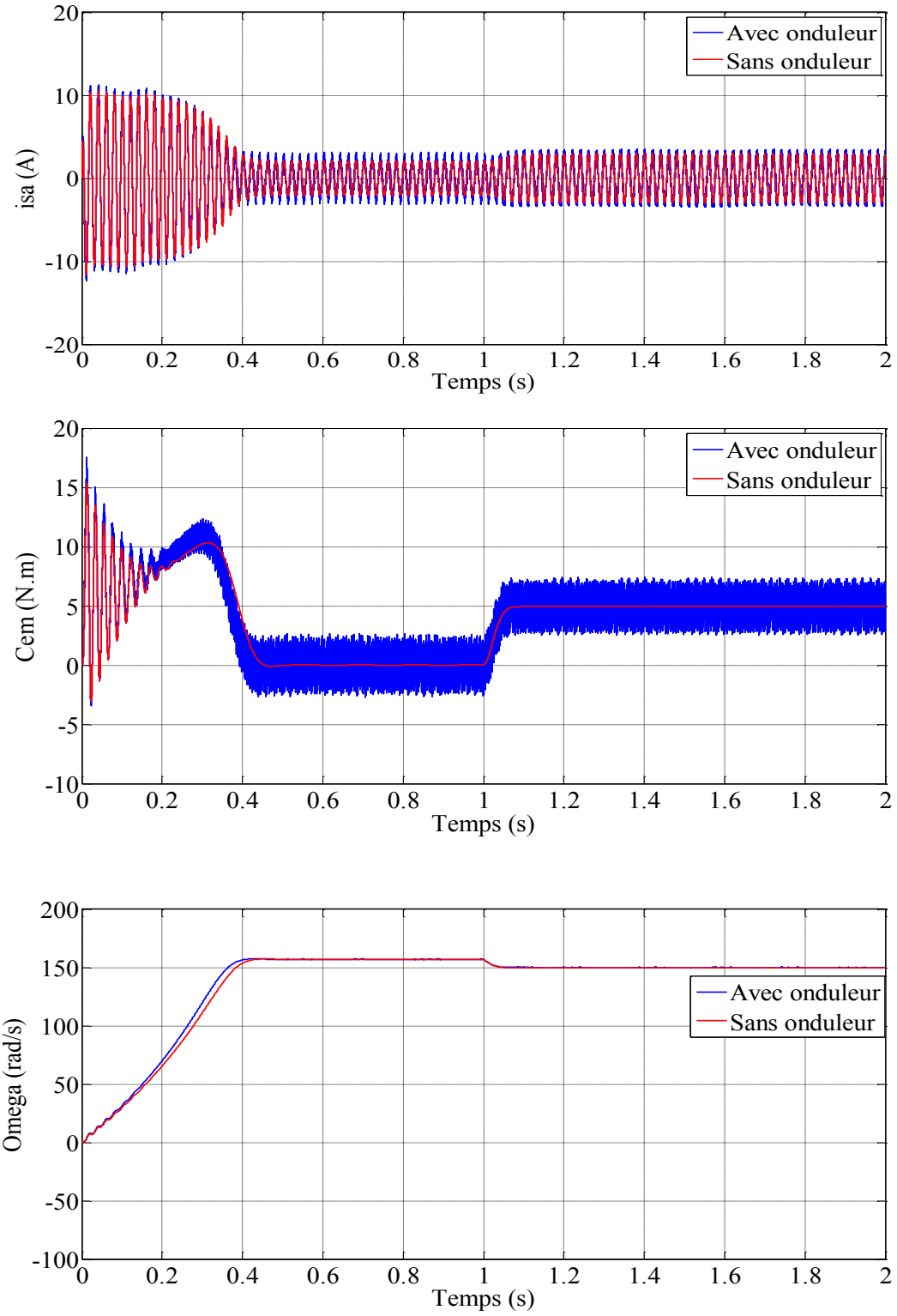


Figure (II .5) : Association onduleur de tension à MLI sinusoïdale –triangulaire a une seule peurteus bepolair avec la machine asynchrone Avec : m=35,r=0.8 et Cr=5(N.m)

-A vide :

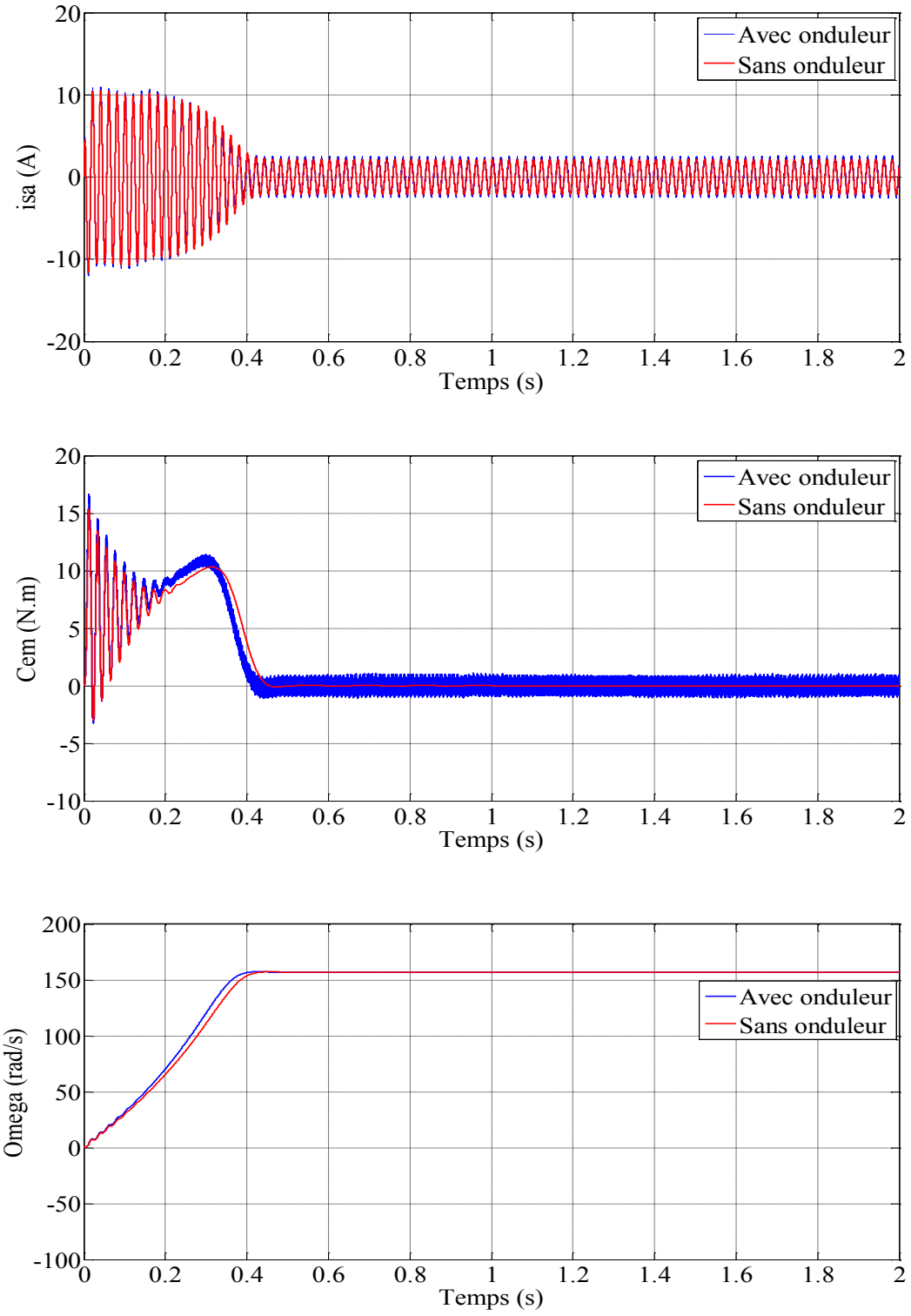


Figure (II.6) : Association onduleur de tension à MLI sinusoïdale –triangulaire a une seule peurteus bepolair avec la machine asynchrone Avec : m=35,r=0.8 et Cr=0(N.m)

-En charge :

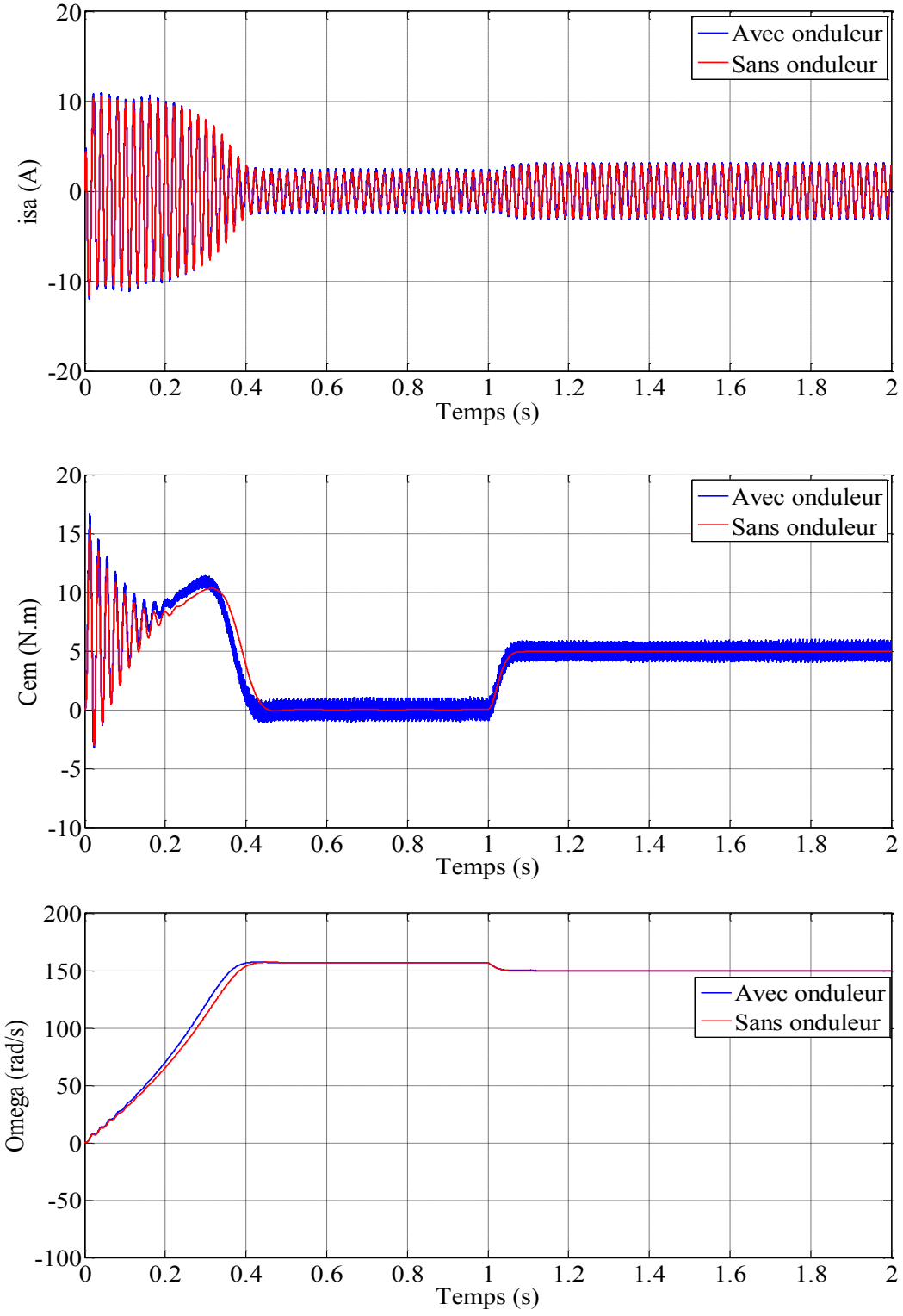


Figure (II.7) : Association onduleur de tension à MLI sinusoïdale –triangulaire a une seule peurteus bepolair avec la machine asynchrone Avec : m=35,r=0.8 et Cr=5(N.m)

-A vide :

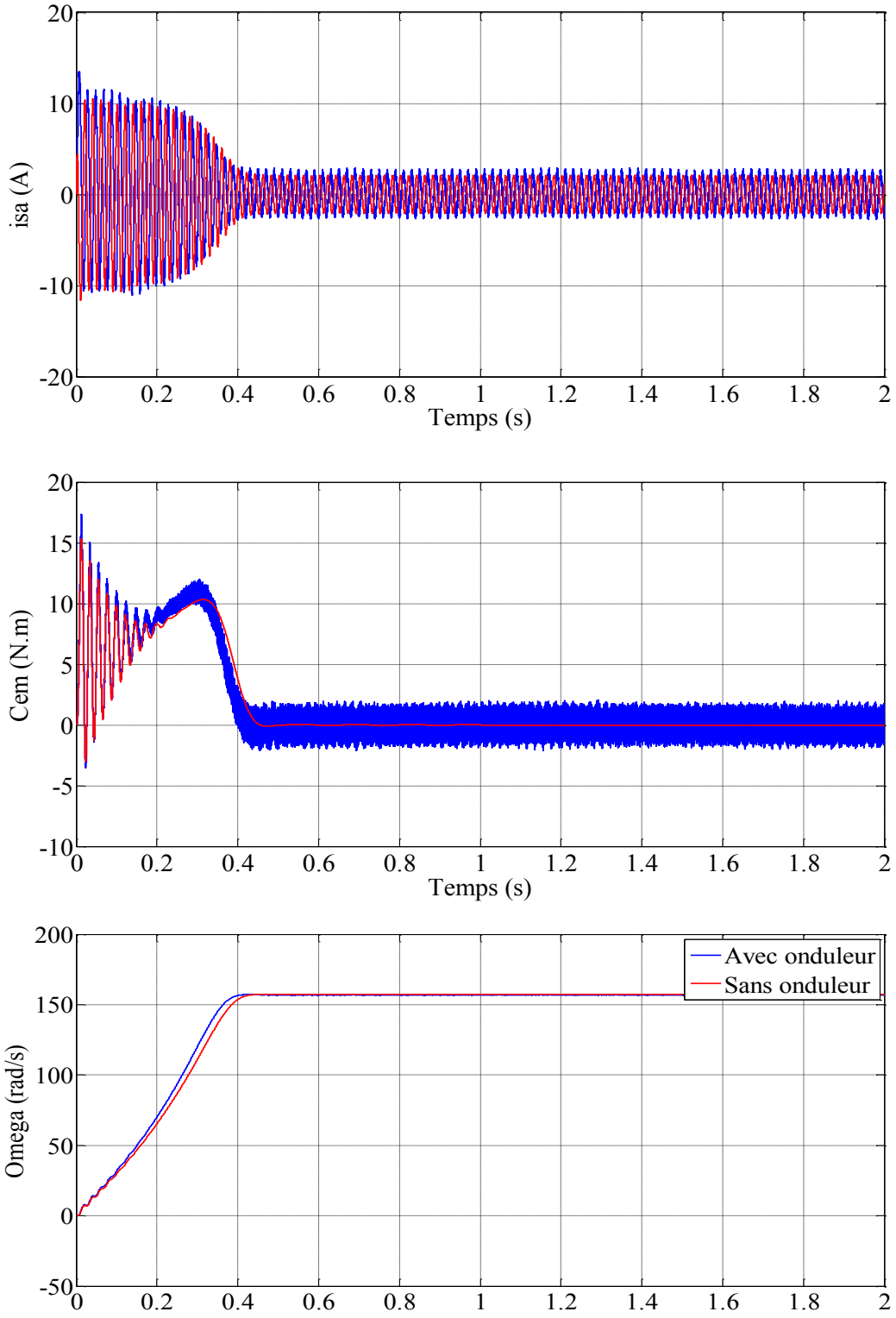


Figure (II.8) : Association onduleur de tension à MLI sinusoïdale –triangulaire a une seule peurteus dent de scie bepolair avec la machine asynchrone Avec : m=12,r=0.8 et Cr=0(N.m) .

-En charge :

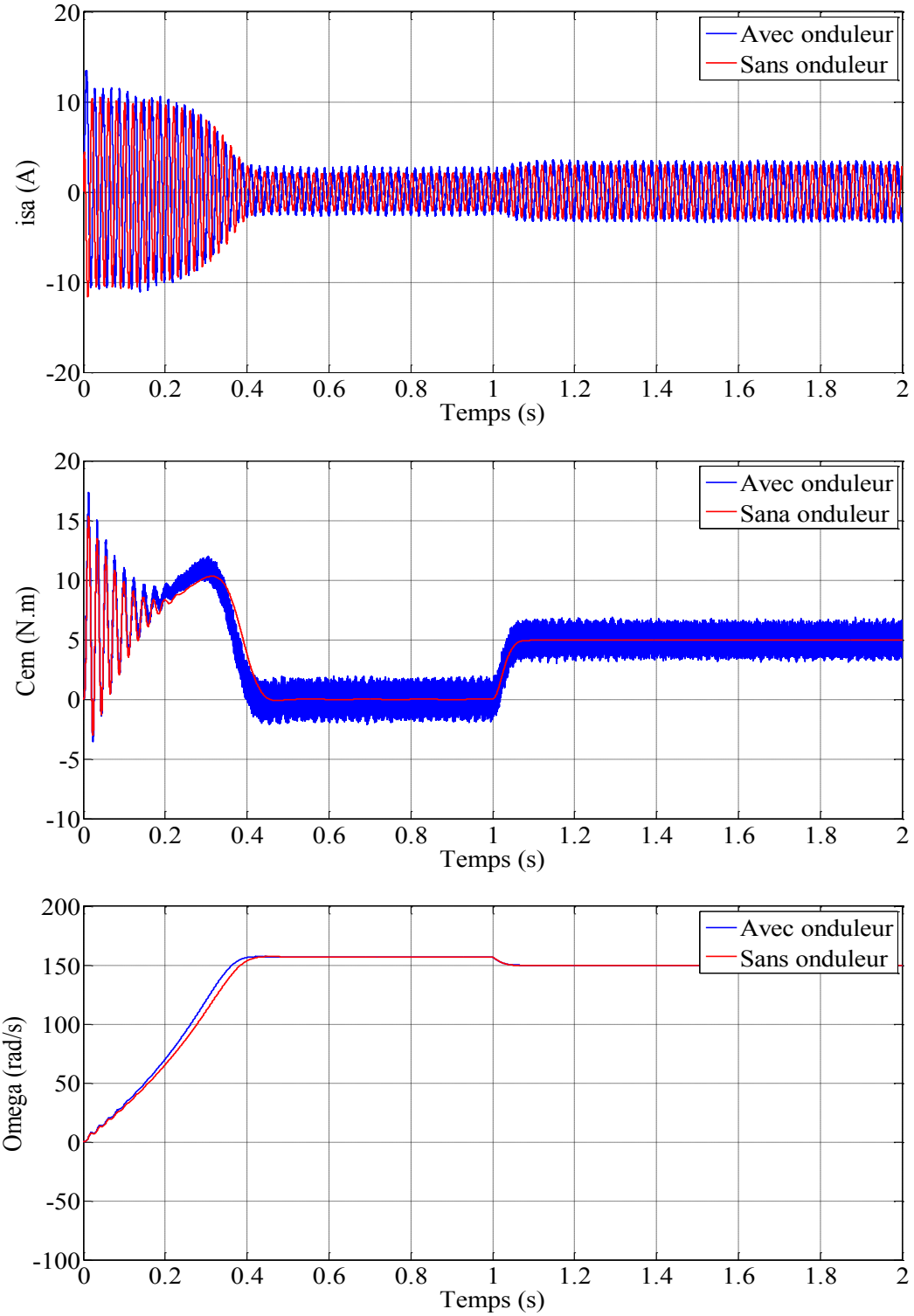


Figure (II.9): Association onduleur de tension à MLI sinusoïdale –triangulaire a une seule peurteus dent de scie bepolair avec la machine asynchrone Avec : m=12,r=0.8 et Cr=5(N.m) a partir de t=1(s)

-A vide :

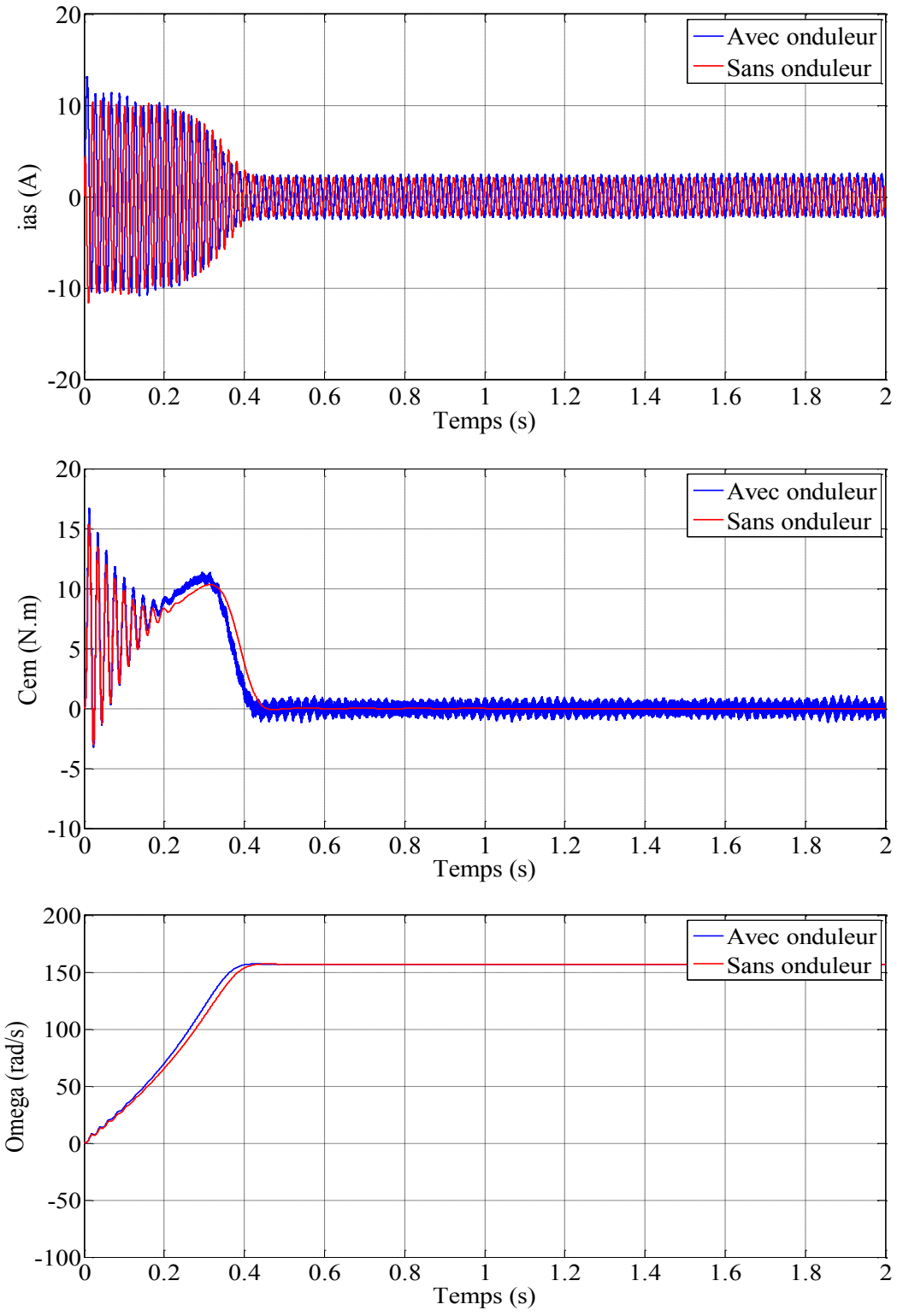


Figure (II.10): Association onduleur de tension à MLI sinusoïdale –triangulaire a une seule peurteus dent de scie bepolair avec la machine asynchrone Avec : m=35,r=0.8 et Cr=0(N.m) .

-En charge :

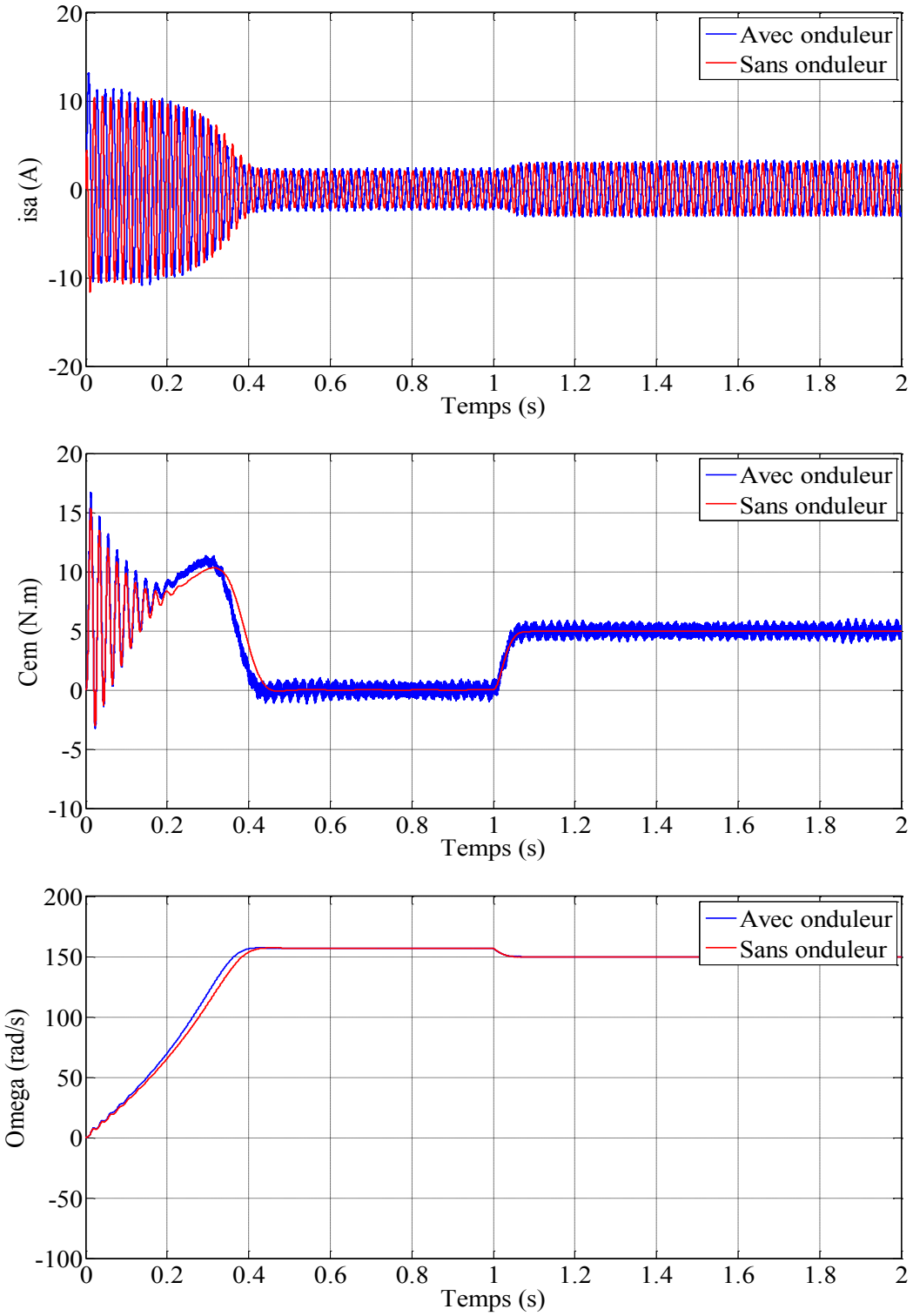


Figure (II.11): Association onduleur de tension à MLI sinusoïdale –triangulaire a une seule peurteus dent de scie bepolair avec la machine asynchrone Avec : m=35,r=0.8 et Cr=5(N.m) a partir de t=1(s).

-A vide :

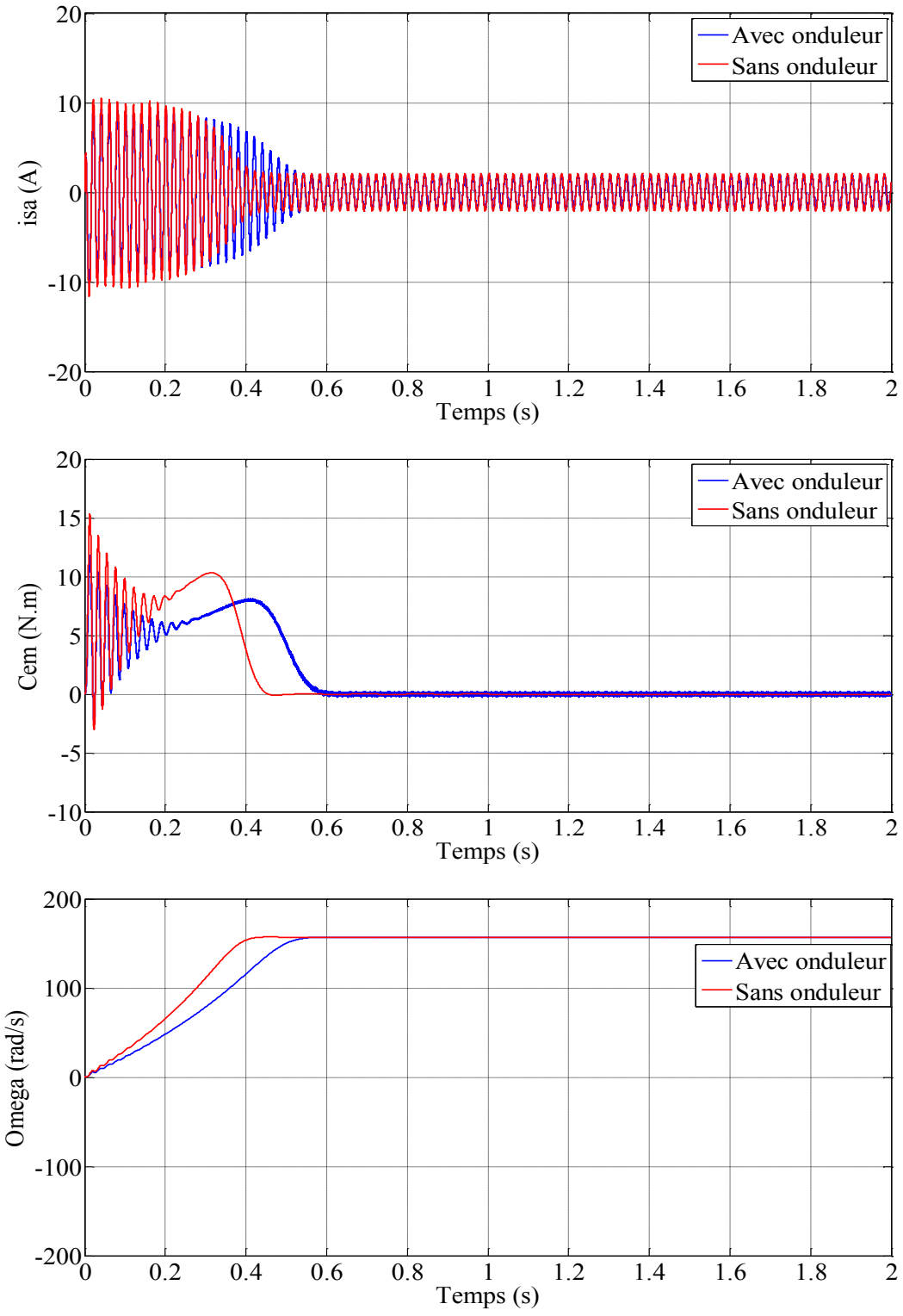


Figure (II.12): Association onduleur de tension à MLI vectorielle a machine asynchrone

Avec : Cr=0(N.m

-En charge :

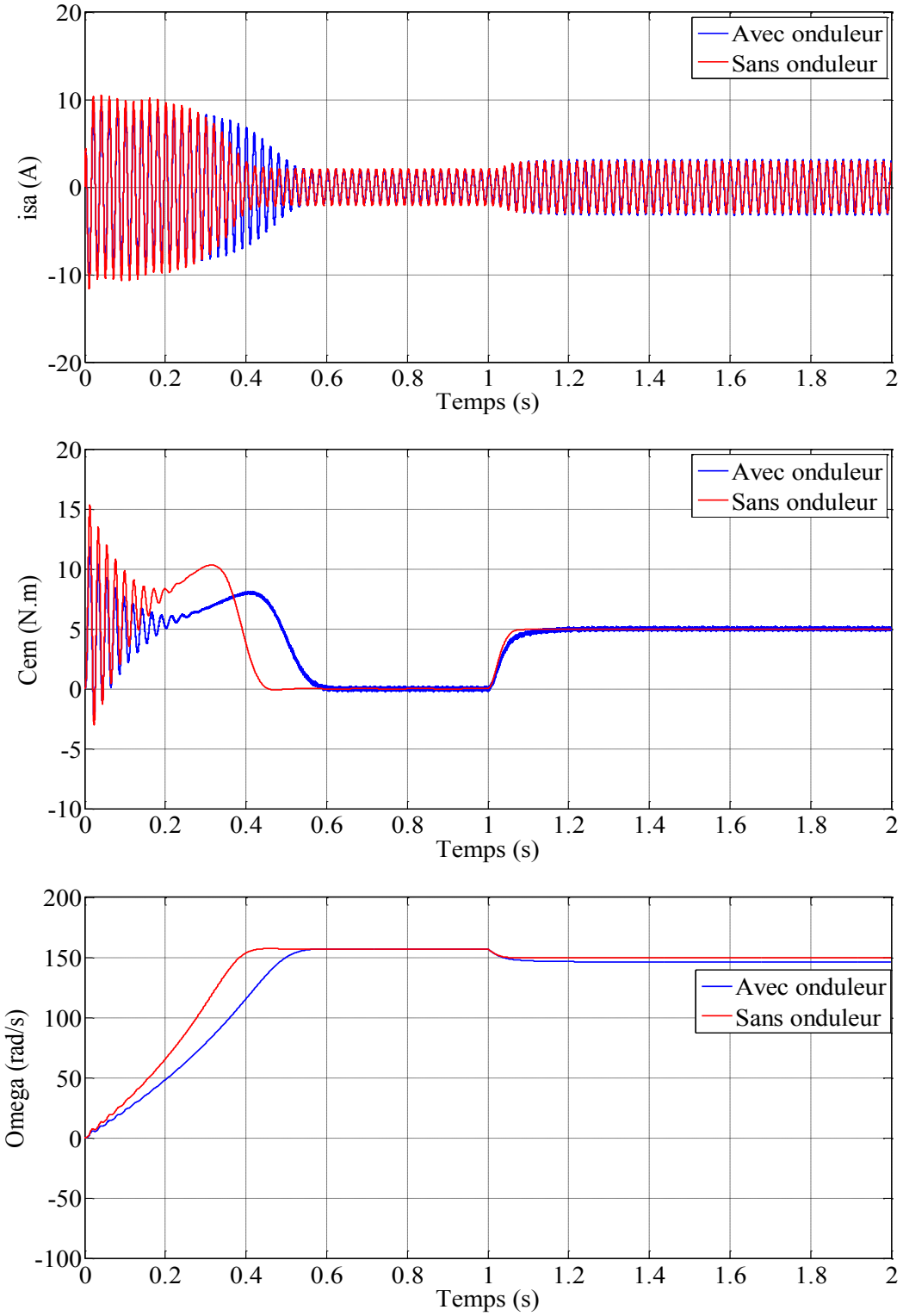


Figure (II.13): Association onduleur de tension à MLI vectorielle a machine asynchrone

Avec : Cr=5(N.m)

II.12 INTERPRETATION DES RESULTATS

1)- L'analyse des courbes de simulation avec MLI Sinusoïdale triangulaire **figure (II.7)** montre que le temps de démarrage est un peu réduit par rapport au démarrage direct, en revanche on remarque que les oscillations du couple instantané , n'ont pas disparus, bien au contraire, le signal du couple est parasité surtout du régime permanent (à vide et en charge) . Ceci est dû au découpage MLI de la tension fournie par l'onduleur.
2)- 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.

3) La vitesse en régime permanent se stabilise à une valeur proche de la vitesse du synchronisme, exactement comme dans le cas de la MAS alimentée directement par le réseau triphasé seulement que la réponse est plus lente **Figure(II.12).**

4)En régime transitoire, le couple est pulsatoire avec une valeur maximale de l'ordre de 16 N.m, soit un peu plus grande que le couple nominale, et est ondulé autour du zéro en régime permanent, contrairement au cas de la MAS seule où le couple maximale atteint la valeur de 11 N.m et nous n'avons pas d'ondulation en régime permanent **Figure (II.13).**

5)La forme du courant statorique est presque la même que celle dans le cas de la MAS seule sauf qu'ici les valeurs maximales ont diminué.

II.13 CONCLUSION

Dans le premiéaire parti de ce chapitre nous avons traité la complexité du modèle de la machine asynchrone qui a été réduit grâce aux hypothèses simplificatrices et la transformation de Park en une machine biphasée équivalente.

Dans la deusiéme parti , la modélisation et la simulation de la MAS alimentée par le réseau et à travers un onduleur MLI à deux niveau, ont permis de déterminer et d'analyser les différentes caractéristiques du couple,et la vitesse.

L'alimentation par un convertisseur statique engendre l'existence d'harmoniques dans l'onde de courant. Ainsi le couple électromagnétique est plus amorti lors du régime transitoire, mais

présente des ondulations. Cependant Ces dernières ne gênent pas le fonctionnement de la machine, puisqu'elle est destinée à travailler à haute fréquence.

III.1 INTRODUCTON

Le présent chapitre sera consacré à voir l'impacte de la modulation de largeur d'impulsion sur la performance de la machine asynchrone (courant, couple, tension) à travers une étude théorique par simulation et validation expérimentale par l'utilisation du dspace 1103. Une présentation des résultats obtenus par simulation et lors de la mise en œuvre pratique de la commande donnée suivi de leurs interprétations.

III.2 DESCRIPTION DE L'ONDULEUR TRIPHASE A IGBT

On distingue deux blocs principaux :

- **Bloc de commande :**

On peut décomposer ce bloc en trois parties essentielles :

- partie alimentation.

- partie adaptation des signaux.

- partie isolation et amplification.

- **Bloc de puissance (Circuit d'aide à commutation).**

III.2.1- BLOC DE COMMANDE

III.2.1.1. Partie d'alimentation

a- Transformateur

Dans le but d'avoir une alimentation continue (+5 V) et 4 alimentations (+15 V), nous avons opté pour des transformateurs qui possède deux secondaires identiques de 220V/17V efficaces chacun et un transformateur 220V/6V dont la puissance est moyenne, ceci explique la faible puissance des différents composants qui constituent notre circuit de commande.

b- Redressement

Le redressement bi alternance est obtenu à partir de la tension alternative 6V et 15V aux bornes du secondaire des transformateurs, une tension unidirectionnelle. Pour ce faite on a choisi un pont redresseur de moyenne puissance. On obtient à la sortie du pont le signal V(t). Pendant l'alternance positive les diodes D1 et D3 conduisent, D2 et D4 sont bloquées

c- Filtrage

Le but du filtrage est de donner une tension sensiblement continue, le redressement permis de convertir une tension alternative sinusoïdal en une tension redressée. Cette tension comprend une composante alternative a laquelle est superposée une composante alternative, pour obtenir une tension continue de valeur efficace sensiblement constante il faut bloquer la composante alternative ou au moins la réduire, c'est le rôle du filtre capacitif qu'on à utilisé.

III.2.1.2 Partie d'adaptation des signaux

Cette partie est appelée Buffer à pour but d'assuré la mise en forme des signaux de commande générer (six signaux) qui servent à commander les interrupteurs électroniques (IGBT BUP 304) utilisés dans le circuit de puissance (CALC), les signaux est généré à partir de dSPACE 1103 par le bloc Slave à travers le DP9 liée au circuit de commande ces signaux doit être traité a fin d'évité l'état logique (00), pour les interrupteurs du même bras, à l'entrée des optocoupleurs.

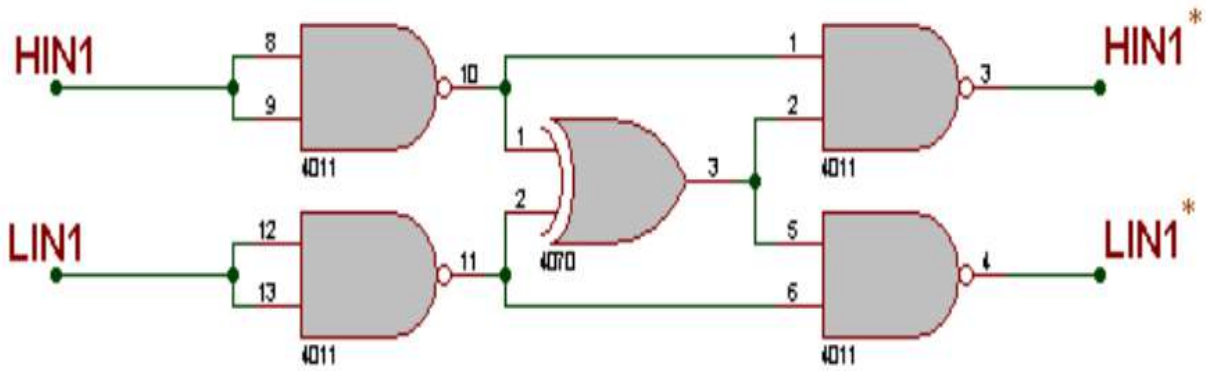


Figure (III.1) : Schéma du buffer

Le fonctionnement du circuit, pour un bras de l'onduleur, baffer peut-être expliqué par la table de vérité suivant [9] :

HIN	LIN	HIN*	LIN*
0	0	1	1
0	1	0	1
1	1	1	1
1	0	1	0

Table (III.1): Table de vérité du buffer

III.2.1.3 Partie d'isolation et d'amplification des signaux

L'isolation galvanique peut être obtenue par un intermédiaire optique : un optocoupleur et/ou une fibre optique par exemple. Le transistor de sortie du composant est saturé lorsque la diode émissive envoie une énergie lumineuse suffisante. Il est bloqué sinon.

Ce montage assure l'isolation électrique de l'ensemble commande-puissance. Ce montage permet aussi l'amplification de tension permettant le blocage et l'amorçage des IGBT de puissance dans des bonnes conditions (de 5V vers 15V)

III.2.2 BLOC DE PUISSANCE

Pour commuter à des fréquences élevées, il est nécessaire de diminuer les pertes en commutation des composants. On sépare les phases d'enclenchement et de déclenchement qui utilisent des circuits différents, bien que le principe de fonctionnement soit le même. De tels circuits sont appelés circuits d'aide à la commutation (CALC) ou snubbers. On notera que le CALC ne diminue pas les pertes globales du système (MAS-Convertisseur) mais seulement celles de l'élément de commutation [9].

III.3 DESCRIPTION DU BANC D'ESSAI

Le banc d'essai expérimental sur lequel ont été testés le systèmes de commande

Proposés dans le chapitre II se compose des éléments suivants **Figure (III.2)** :

- Une carte dSPACE 1103.
- Un ordinateur équipé de Matlab/Simulinket Control Desk.
- Structure auxiliaire du système :

-La carte d'interfaçage et protections-

- La carte driver

- La carte de mesures

- Les convertisseurs (Redresseur+bloc de filtrage et l'onduleur) triphasé.
- Une source de tension alternative triphasée en vue d'alimenter le redresseur associe à l'onduleur triphasé.
- La machine asynchrone.

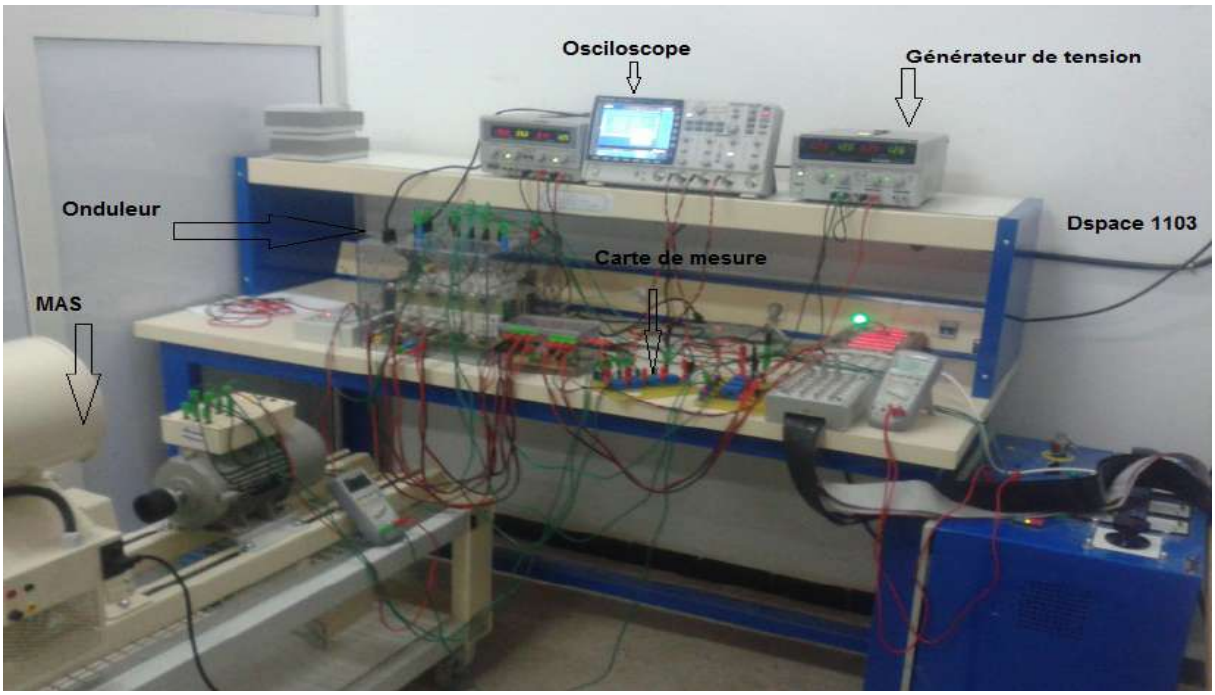


Figure (III.2) : banc d'essai

III.3.1 CARTE DSPACE

Le système de contrôle utilise la mono carte dSPACE 1103 **Figure (III-3),** Cette carte comporte un DSP pour la commande par MLI où bien SVM, des convertisseurs analogique – numérique 12et 16bits ainsi que des convertisseurs numérique – analogique, une interface du codeur incrémental, des entrées / sorties logiques et un DSP à virgule flottante qui exécute le programme de commande. Elle possède son propre processeur : le Motorola PowerPC 604e (processeur particulièrement puissant et parfaitement adapté à ce type d'expérimentation temps réel). Le programme doit faire l'acquisition des courants, des tensions.



Figure (III.3) : la carte dSPACE 1103

III.3.2 CONTROL DESK

C'est une interface graphique permettant une interactivité simple avec la structure de commande. Il permet la visualisation le stockage et le traitement en temps réal des grandeurs physiques mesurées (opérations mathématiques entre signaux, extraction d'harmoniques, calcul de la valeur efficace etc.). Il permet aussi le démarrage, l'arrêt d'un programme ou le changement des paramètres de la commande (consignes, paramètres de contrôle etc.). [9]

III.3.3 COMMANDE DU CONVERTISSEUR STATIQUE PAR MLI / SVM

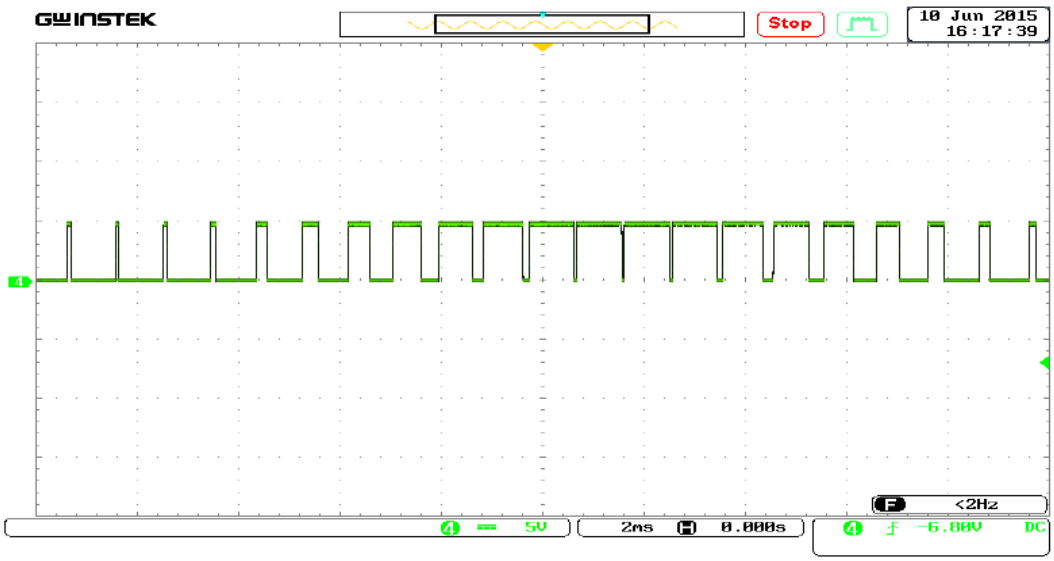
Le convertisseur statique est composé d'un redresseur triphasé qui permet d'avoir une tension continu filtré par un bloc de filtrage à fin d'alimenté l'onduleur de tension à base des IGBT. La carte DS 1103 fournit directement les signaux MLI centrés pour obtenir les signaux des commandes. La carte d'interface permet d'attaquer les IGBT avec des niveaux de tensions similaires. Il existe plusieurs types de convertisseur de fréquence. Celui retenu est un convertisseur à commande numérique ce qui nous offre la possibilité d'utilisé n'importe qu'elle type de modulation de Largeur d'Impulsion (MLI_ST, SVM, et MLI hystérésis……).

III.4 RESULTATS EXPERIMENTAUX

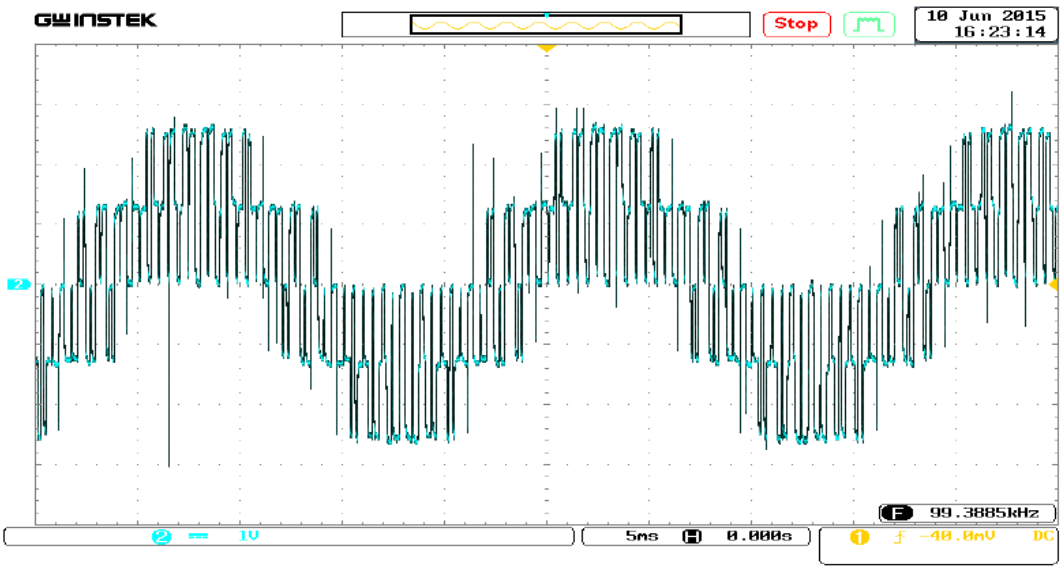
Dans cette expérimental, nous allons visualiser les différentes formes d'ondes du système électrique (onduleur-MAS) pour les différents stratégies de commande de l'onduleur a deux niveau, à savoir la MLI triangulo-sinusoïdale et la MLI vectorielle.

La lecteur des amplitudes des tensions et de courant de le oscilloscope se fait à partir de la multiplication dans un gain de 4.4 pour le courant et 40 pour la tension, c'est les deux gain des cartes des mesures de courant et tension successivement.

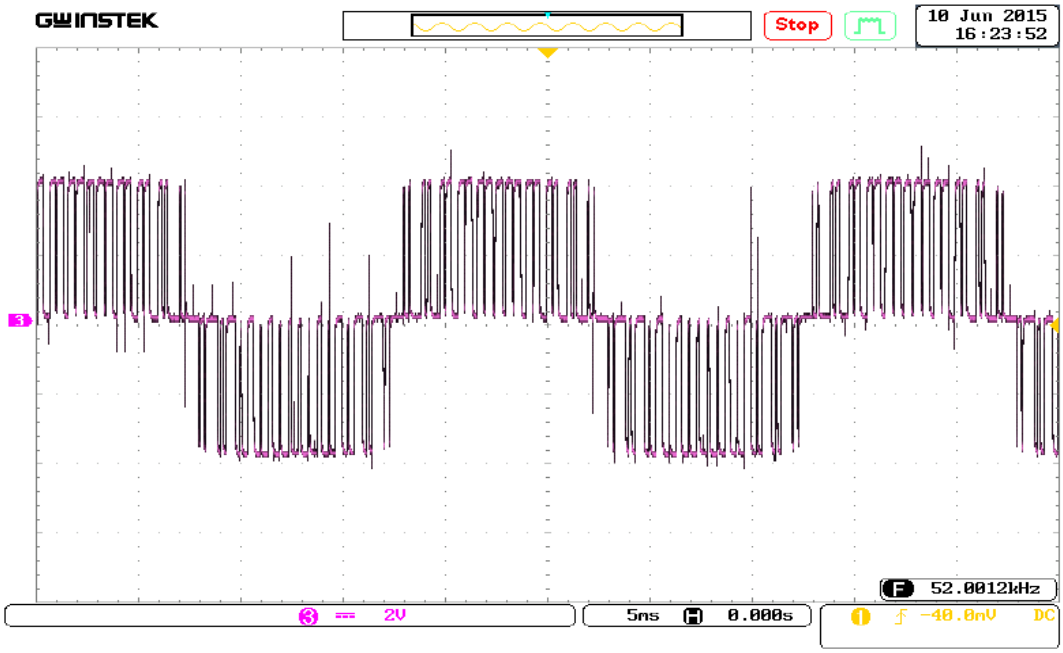
- **Pour la MLI triangulo-sinusoïdale a une seule porteuse bipolaire**



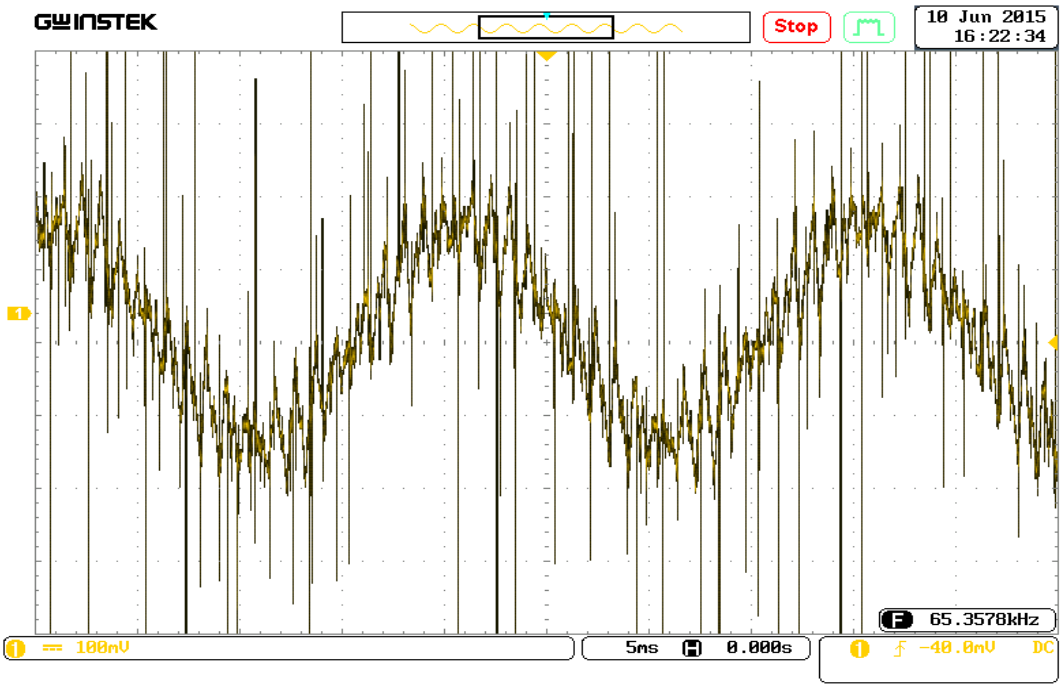
(a)



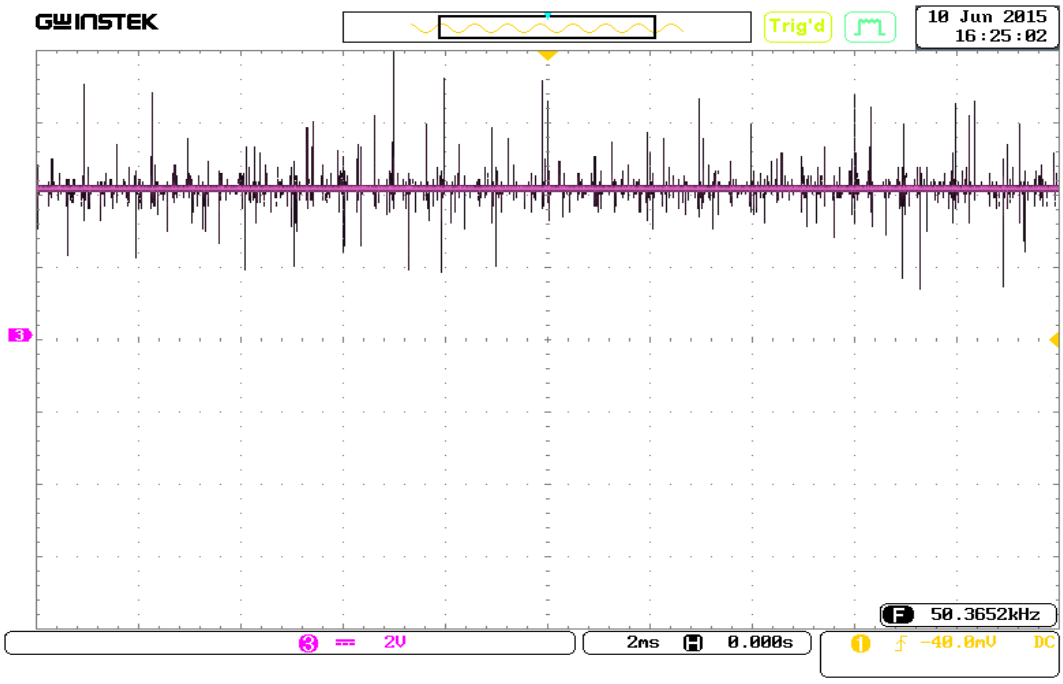
(b)


GW INSTEK
Stop
10 Jun 2015
16:23:52
52.0012kHz
2V
5ms
0.000s
-40.0mV
DC

(c)


GW INSTEK
Stop
10 Jun 2015
16:22:34
65.3578kHz
100mV
5ms
0.000s
-40.0mV
DC

(d)



(e)

Figure (III-4) : Les formes d'ondes de la MLI triangulo-sinusoïdale a une seule porteuse bipolaire

a)-les séquences de commande

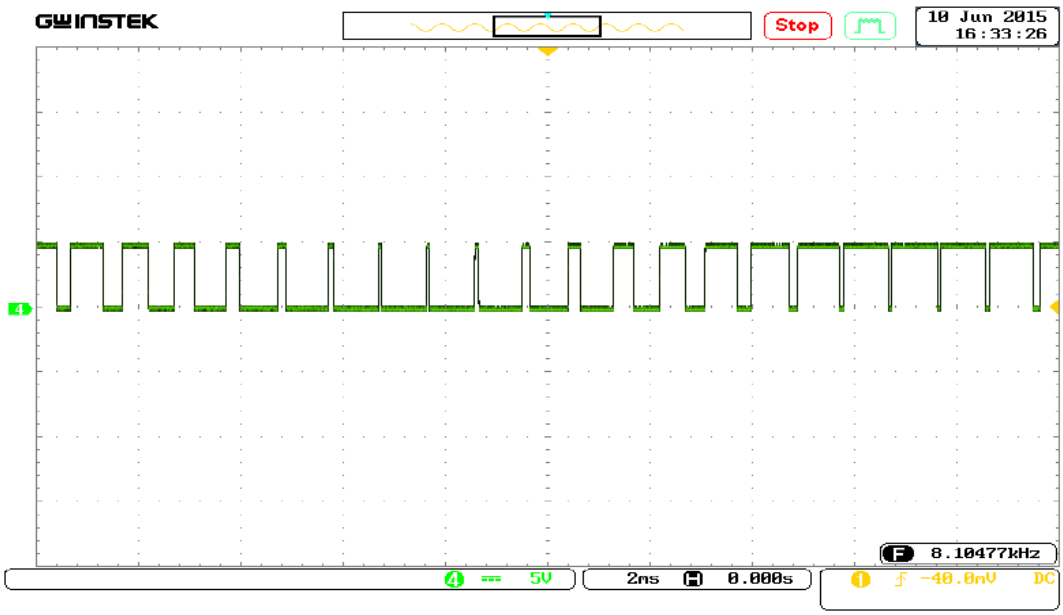
b)- la tension de phase.

c)- la tension composée.

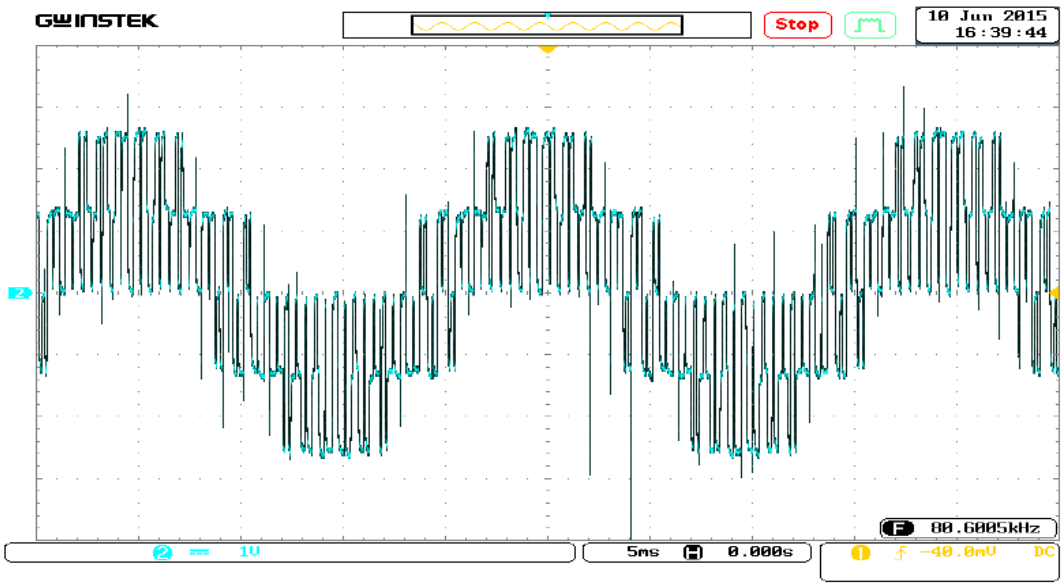
d)-le courant de ligne.

e)- la tension redressée.

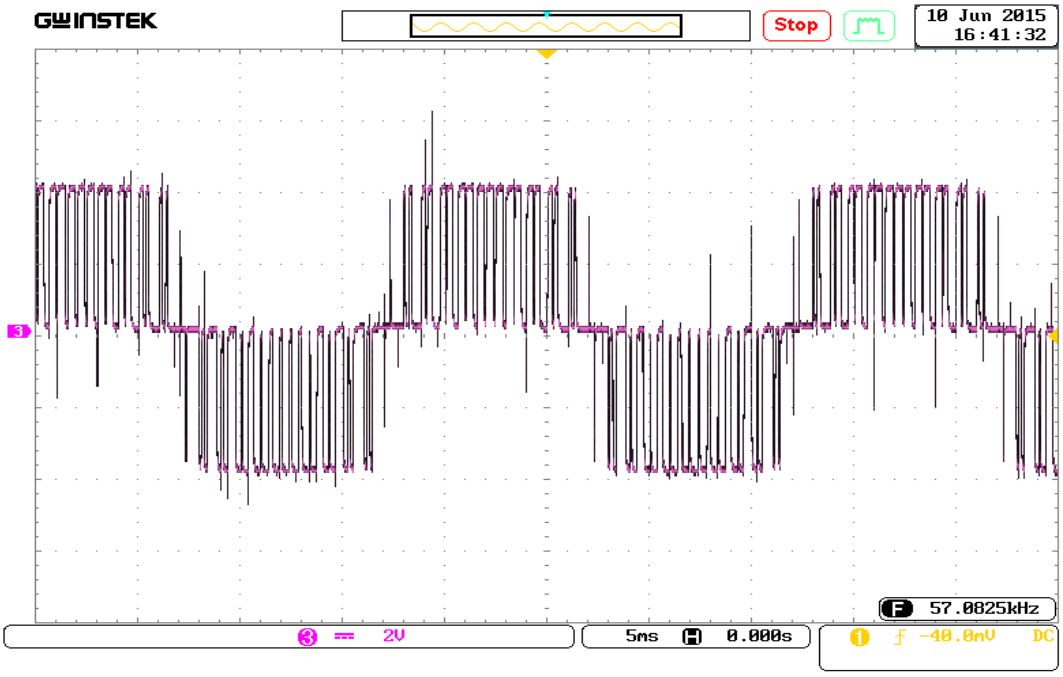
- **Pour la MLI triangulo-sinusoïdale a une seule porteuse en dent de scie bipolaire**



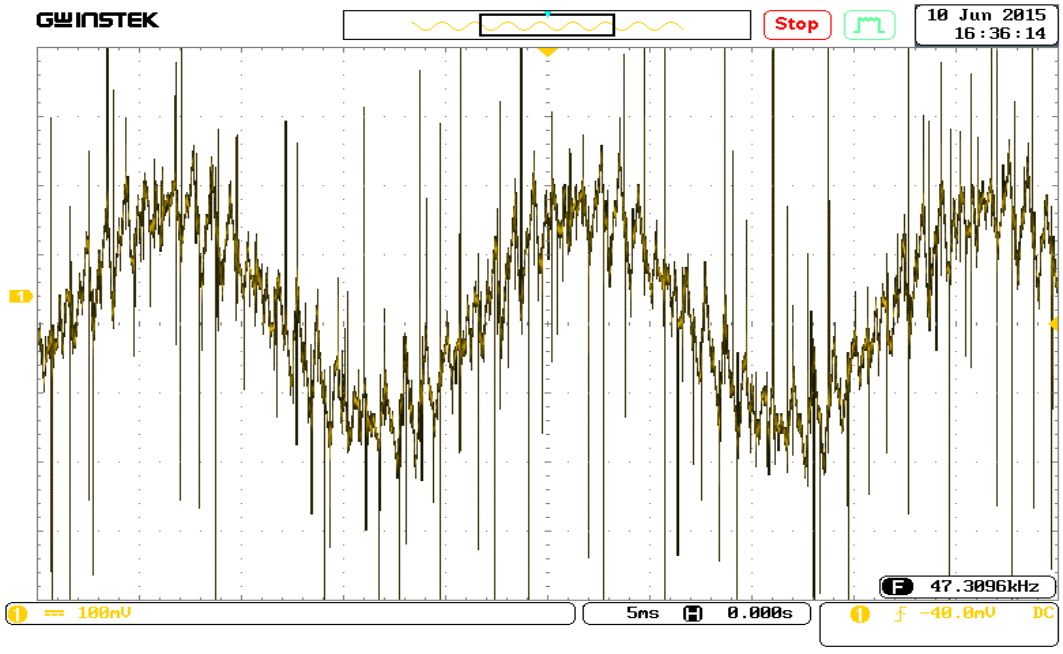
(a)



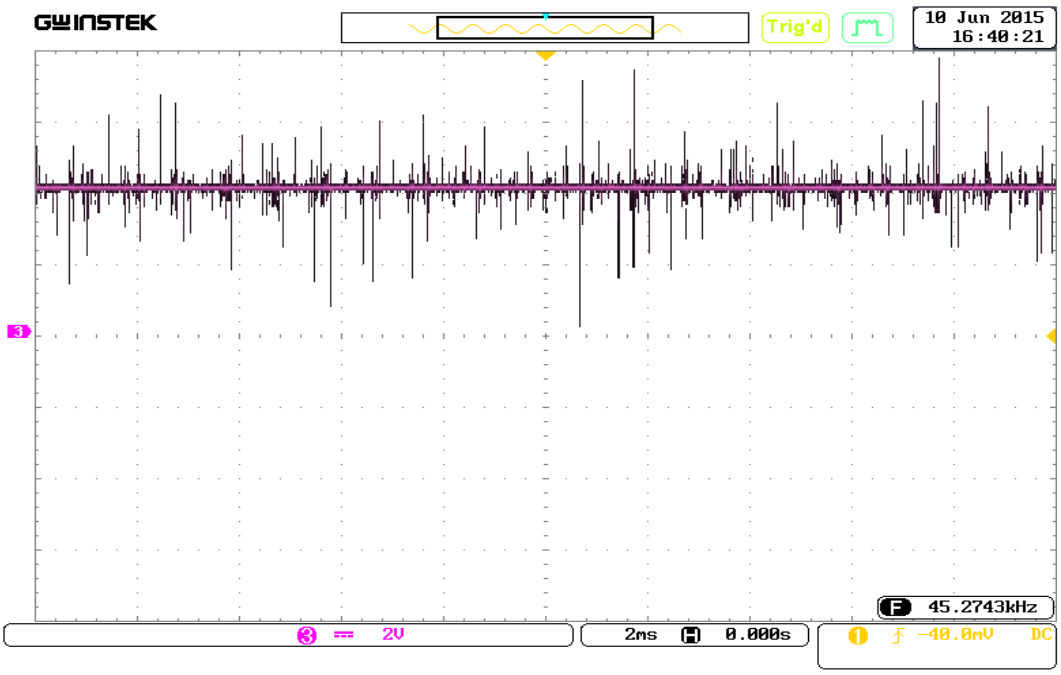
(b)


GW INSTEK
Stop
10 Jun 2015
16:41:32
57.0825kHz
2V
5ms
0.000s
-40.0mV
DC

(c)


GW INSTEK
Stop
10 Jun 2015
16:36:14
47.3096kHz
100mV
5ms
0.000s
-40.0mV
DC

(d)



(e)

Figure (III-5) : Les formes d'ondes de la MLI triangulo-sinusoïdale a une seule porteuse en dent de scie bipolaire

a)-les séquences de commande

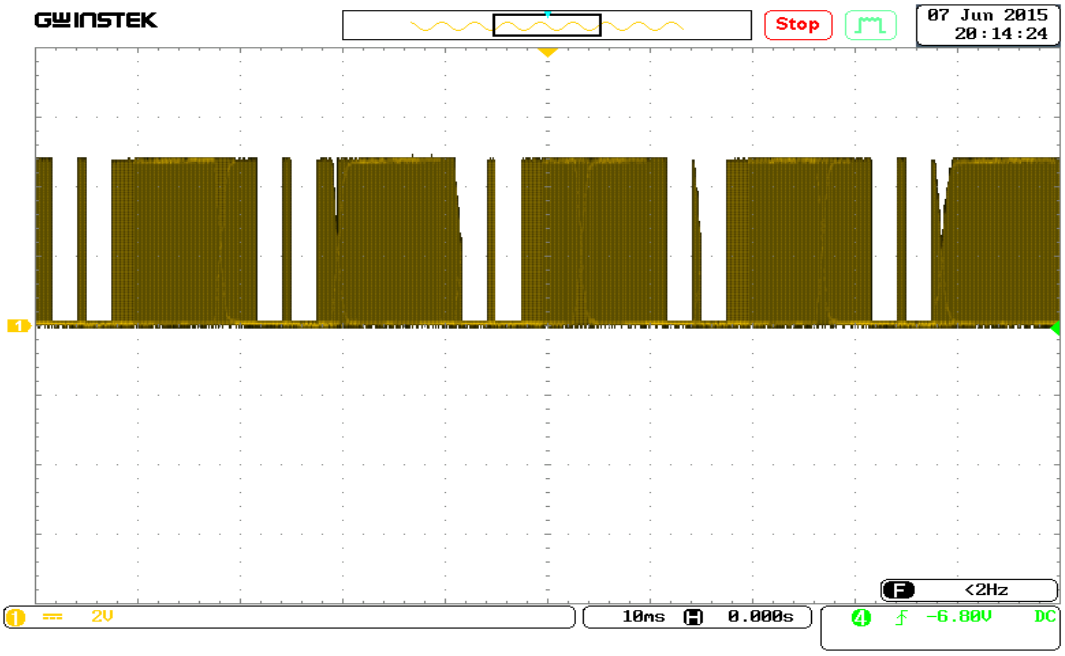
b)- la tension de phase.

c)- la tension composée.

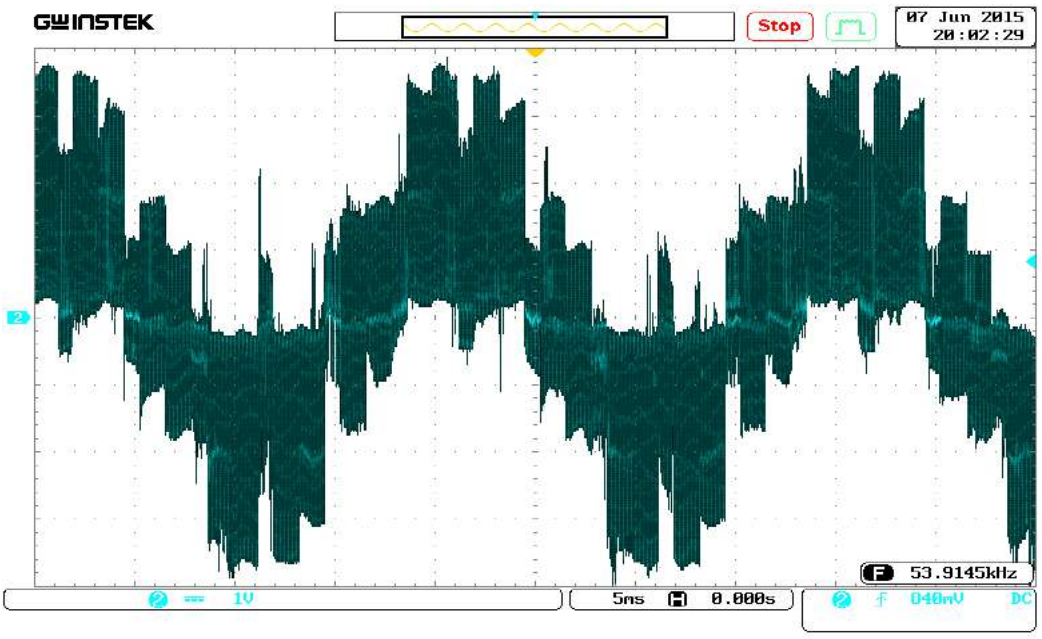
d)-le courant de ligne.

e)- la tension redressée.

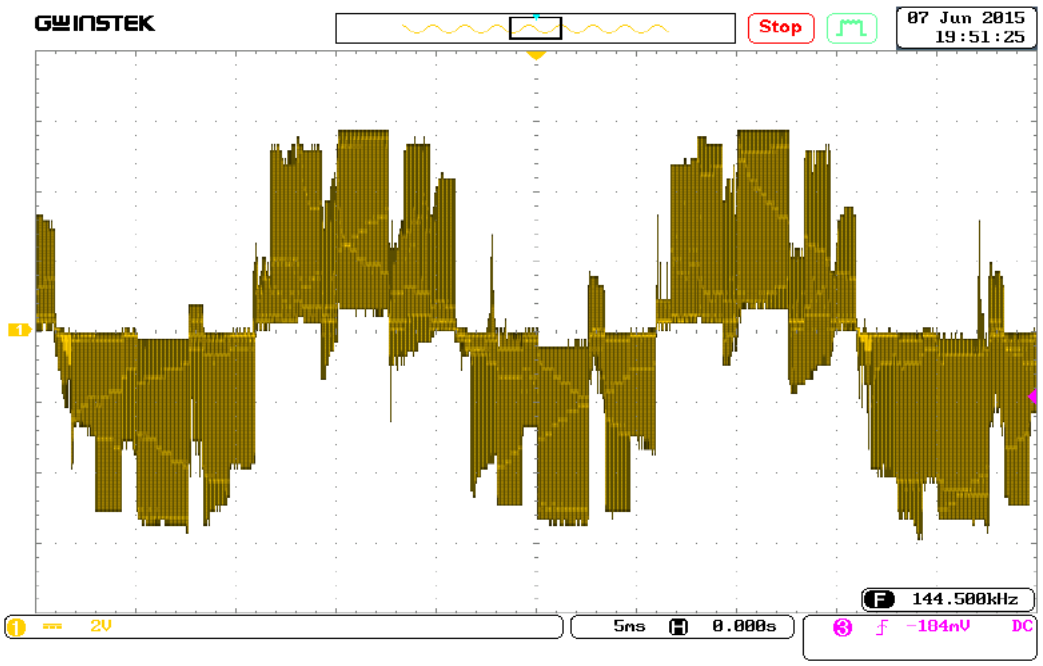
- **Pour la MLI vectorielle**



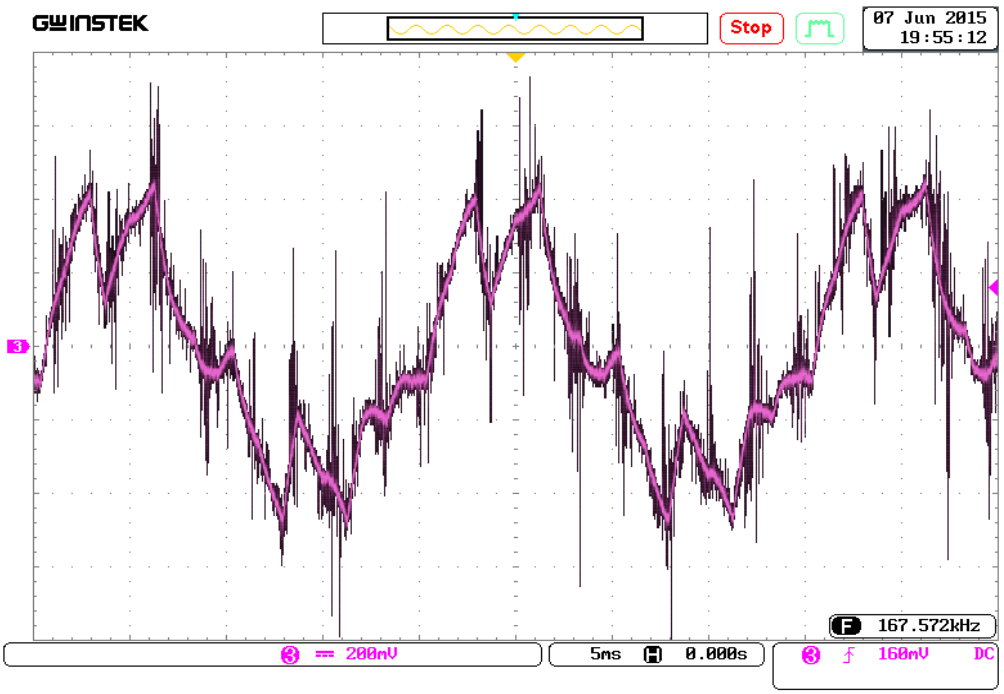
(a)



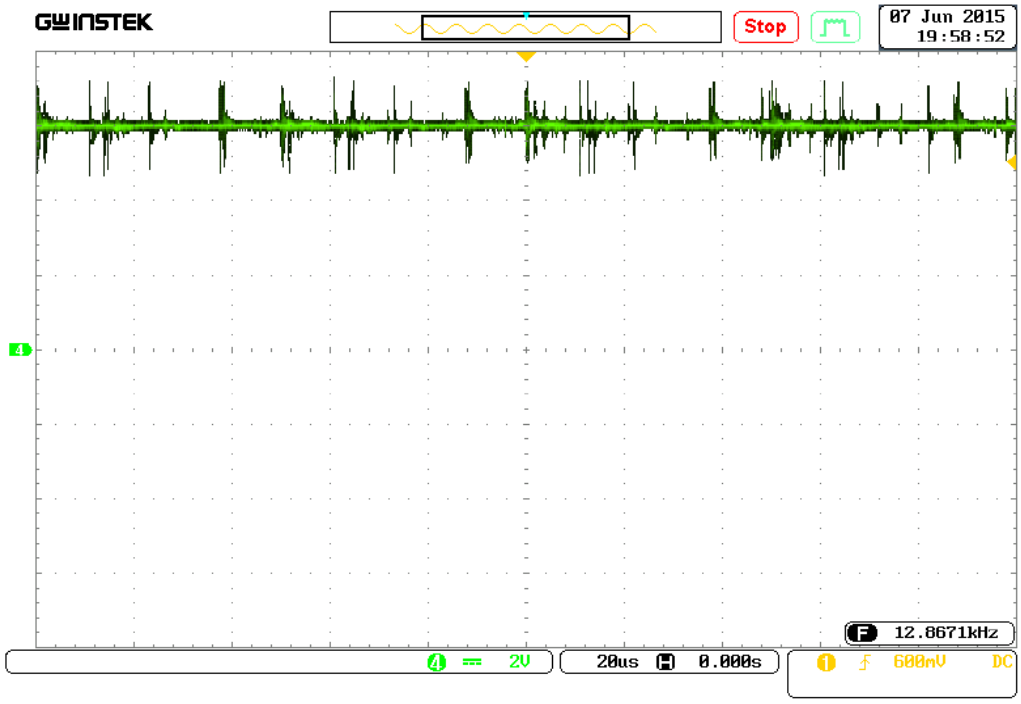
(b)


GW INSTEK
Stop
07 Jun 2015
19:51:25
144.500kHz
2V
5ns
0.000s
-104mV
DC

(c)


GW INSTEK
Stop
07 Jun 2015
19:55:12
167.572kHz
200mV
5ns
0.000s
160mV
DC

(d)



(e)

Figure (III-6) : Les formes d'ondes de la MLI vectorielle.

a)-les séquences de commande

b)- la tension de phase.

c)- la tension composée.

d)-le courant de ligne.

e)- la tension redressée.

III.5 INTERPRETATION DES RESULTATS

Après la réalisation des deux commandes sous l'environnement matlab/simuunk et l'implantation des ces dernière sur un dSPACE 1103. On faire une comparaison à partir des résultantes de simulation et les résultats expérimentaux.

- nous voyons que les séquences de commande sont complémentaires pour les deux IGBTs d'un même bras de l'onduleur, ayant le même forme que les

Séquences obtenues par MLI vectorielle

-La tension de ligne et le courant de ligne ont des formes semblables à celles obtenues par simulation.

-la valeur maximale de la tension composé qui nous avons recevez a partir de la machine ayant la même valeur de la tension redressée à le entré de l'onduleur.

-la tension redressée est bien filtrée et continu.

-la MLI vectorielle minimisée les harmonique de tension est augmenter le rendement de l'onduleur par apport la MLI triangulo-sinusoïdaux.

III.6 CONCLUSION

Dans ce chapitre, nous avons utilisé un banc d'essai expérimental, pour vérifier la validité et la justesse du modèle développé par simulation avec MATLABE.

Nous avons décris brièvement le banc d'essai en donnant les principales caractéristiques de

Chaque composant du banc d'essai.

Les résultats qu'avons obtenus, montrent la correspondance et la semblance entre le modèle

Réel et celui obtenu par simulation.

CONCLUSION GENERALE

Dans le cadre de notre travail, nous avons modélisé l'onduleur à deux niveaux. En suite nous avons étudié les différences entre les stratégies de commande de. Les résultats obtenus ont montré que la stratégie MLI est la plus intéressante pour la commande de l'onduleur de tension à deux niveaux. Les harmoniques de tension de sortie de l'onduleur sont presque nuls. Puis on modélisé la machine asynchrone triphasée alimentée depuis le réseau, ensuite avec l'association à l'onduleur pour faire alimenter la machine asynchrone. Les onduleurs de tension sont très utilisés dans l'industrie et touchent des domaines d'application les plus variés, dont le plus connu est sans doute, celui de la variation de vitesse des machines à courant alternatif.

Et à la fin de notre travail on fait une implémentation des stratégies de commande qui nous avons étudiées ou première chapitre a la machine asynchrone.

Comme perspectives, nous pouvons proposer la continuité des études suivantes :

• Recherche d'autres stratégies de commande qui permettent d'avoir une tension à la sortie la plus sinusoïdale possible.

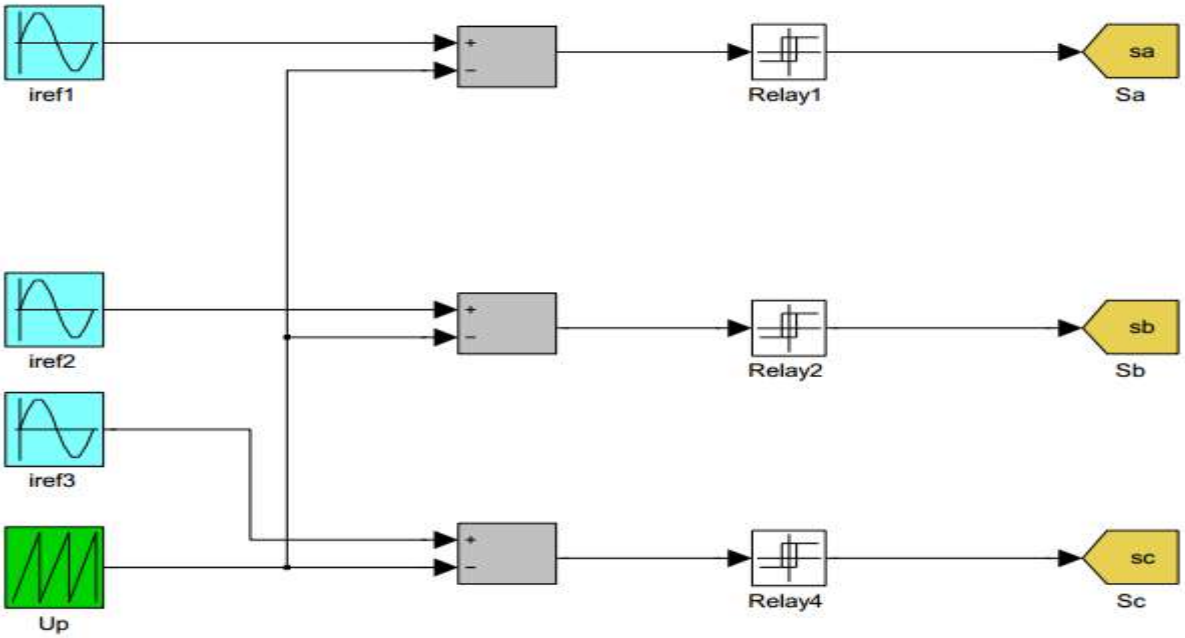
• Etude des performances de la conduite d'autres machines alternatives alimentées par ce onduleur.

ANNEXE I

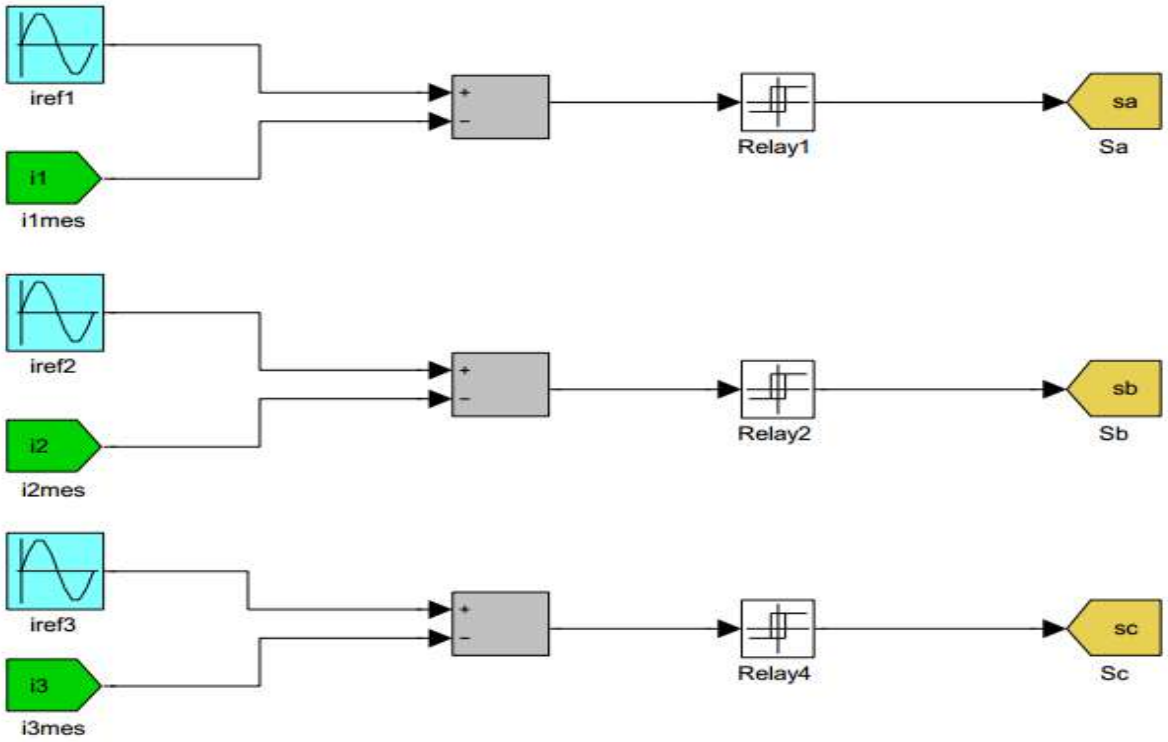
Les paramètres de la machine asynchrone

paramètres	signification
P =1.5MW	Puissance nominale consommé
Ω =1500 tr/min	Vitesse nominal
p=2	Paire de poles
V=690v/50HZ	Tension d'alimentation-fréquence
Rs=0.455 Ω	Resistance statorique
Rr=0.19 Ω	Resistance rotorique
Ls=0.07H	Inductance statorique
Lr=0.0213H	Inductance rotorique
M=0.034H	Inductance Mutuell
J=0.22kg.m^2	Inertie du rotor
Kf=0.002N.m/rad	Coefficient de frottement

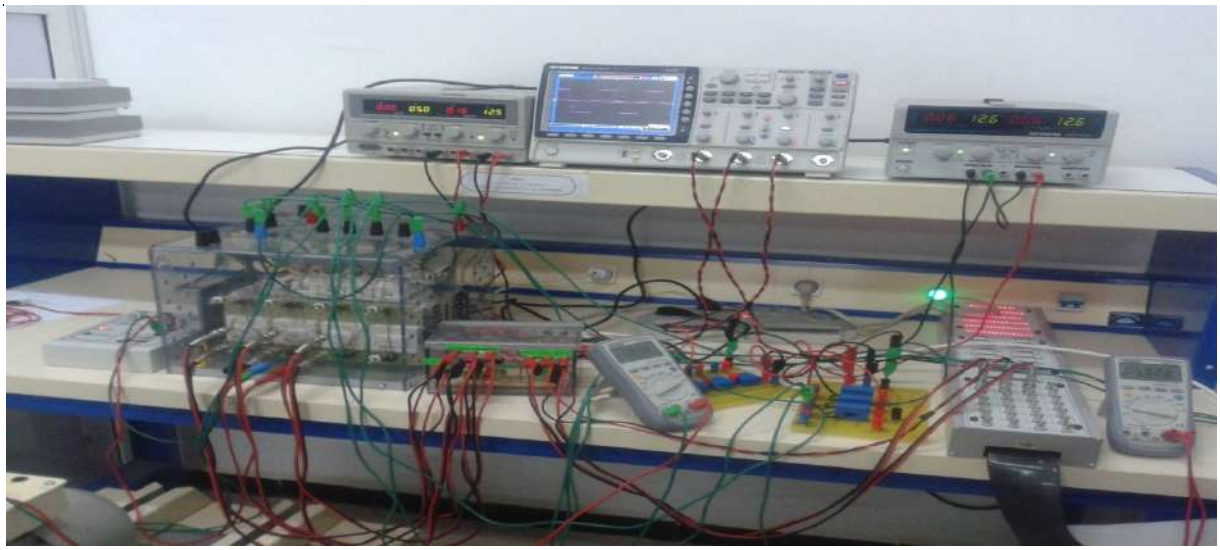
❖ **Principe de la stratégie triangulo-sinusoïdal a une seule porteuse en dent de scie**

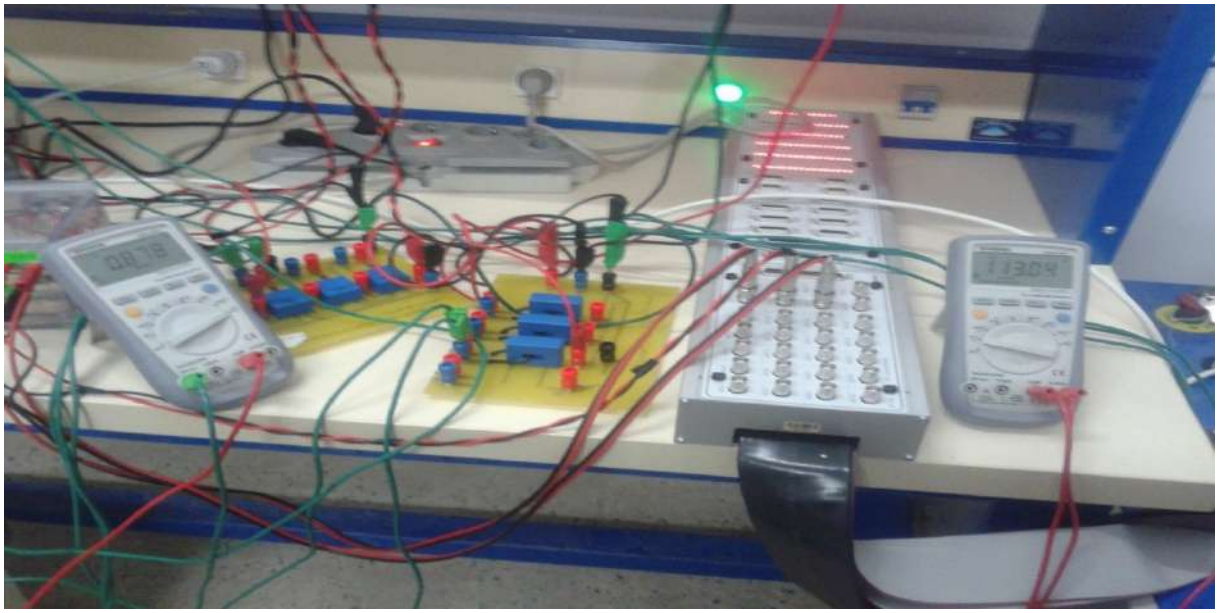


❖ **Principe de la stratégie d'hystérésis**



Photos sur la bonc de banc d’essai







BIBLIOGRAPHIE

[1] : **BOULALLA ALI ZOUHIR ; MEZIANI RAFIQ ;** « étude comparative entre la méthode p-q et le régulateur flou pour la commande d'un filtre actif parallèle à cinq niveaux», projet de fin d'études master génie électrique, Université Dr YAHIA FARES ; MEDEA, 2012

[2] : **YOUSFI MASSINISSA ; BOUHENAF ZIDANE ;** «Commande directe du couple de la machine synchrone double étoile alimentée par deux types d'onduleurs» ; Projet de fin d'études Electrotechnique ; Ecole Nationale Polytechnique, juin 2007

[3] : **BOUTALEB YOUCEF** « Etude des stratégies de commande du convertisseur à MLI», Master en Génie électrique ; Université YAHIA FARES -MEDEA ,2012

[4] : **CHIKHI ABDESSELEM ;** « Commande Directe du Couple du Moteur Asynchrone-Apport de la Logique Floue» ; Magister en Electrotechnique ; Université de Batna, 2008

[5] : **M.KHALFALLAH, A.EL AFIA, A.SAAD, et J.GHOUILI** ; « Etude comparative des performances de la modulation sinusoïdale régulière et la modulation vectorielle d'un onduleur à MLI,IEEE Transaction», Mai 2005.

[6] : **ACHOURI RADOUANE ; HIDOUCHE MOHAMED** ; «Commande Vectorielle de la Machine Asynchrone - Simulation sur le logiciel SIMPLORER- Validation expérimentale sur banc d'essai», E.N.P- 10, Avenue HASSEN BADI, 16200 El Harrach, Alger

[7] : **AGGAB ZOUBIR;** «Commande non linéaire sans capteur d'une machine a inductance basée sur le réseau neuronal artificiel» ; Magister En Electrotechnique, Université de Batna, le 24/05/2012

[8] : **PIERRE MAYE**, Moteurs électriques industriels, série EEA, technique et ingénierie, Août 2005

[9] : **DJALAL ABDESSEMED,** «Etude expérimentale de l'influence des stratégies MLI sur la commande de la machine à induction », magistère en électrotechnique ; Université de Batna, soutenu le 02/07/2009