



RÉPUBLIQUE ALGÉRIENNE DÉMOCRATIQUE ET POPULAIRE  
MINISTÈRE DE L'ENSEIGNEMENT SUPÉRIEUR ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE  
UNIVERSITÉ LARBI TEBESSI – TEBESSA  
FACULTÉ DES SCIENCES ET DE LA TECHNOLOGIE  
DÉPARTEMENT DE GÉNIE DES MINES



# MÉMOIRE DE FIN D'ÉTUDES

En vue de l'obtention d'un diplôme de Master

Option : Electromécanique minière

## Thème

**Simulation et Tests Expérimentaux en Temps Réel de  
la Technique MLI pour Commander un Onduleur de  
Tension Alimentant un Moteur à Induction**

Par :

**BERRAH Ramdane et BLAL Abdelhamid**

Devant le jury composé de :

		<b>Grade</b>	<b>Établissement</b>
<b>Président</b>	RECHECH Abdelkrim	<b>MAA</b>	Université Larbi Tébessi –Tébessa
<b>Encadreur</b>	ZAAMOUCHE Fares	<b>MAA</b>	Université Larbi Tébessi –Tébessa
<b>Examineur</b>	FARES Noureddine	<b>MAB</b>	Université Larbi Tébessi –Tébessa

**Promotion 2016/2017**

شكراً لله على ما هدانا لهذا

## Remerciement

*Avant tout nous remercions **DIEU** qui nous a donné la patience de terminer ce travail.*

*Nous tiendrons à remercier grandement les êtres les plus chères au monde : nos mères et pères qui ne cessent de nous prodiguer des conseils pour nous incruster l'idée : que les études sont les seules clés de réussite dans la vie.*

*Nous tenons grand merci à **ZAAMOUCHE FARES** ce pour les efforts faisaiet durant l'année universitaire, et pour leurs conseils précieux.*

*Nous tenons à remercier les membres de jury :*

RECHECH Abdelkrim

FARES Noureddine

*Nous remercions tous les enseignants de département de Génie Minier et spécialement les enseignants de l'**ELECTROMECHANIQUE**.*

*Enfin nous tenons à remercier tous ceux ou celles qui ont eu l'honneur, de près ou de loin, à nous aider à présenter ce travail.*

*Ramdane et Abdelhamid*

## RESUME

L'utilisation des convertisseurs statiques dans l'industrie est devenue un champ extrêmement vaste, car les équipements industriels utilisent de plus en plus d'entraînement à vitesse variable. Les onduleurs de tension sont largement utilisés pour la commande des moteurs asynchrones.

L'inconvénient majeur de l'onduleur est l'obtention d'une tension non sinusoïdale à sa sortie, ce qui provoque une dégradation du régime de fonctionnement de certaines charges surtout les machines électriques.

Dans le cadre de la recherche des méthodes d'amélioration de ces machines, plusieurs travaux ont été réalisés sur deux axes. Le premier est l'utilisation des topologies multiniveaux de l'onduleur, alors que le second porte sur l'ouverture et la fermeture des semi-conducteur formant l'onduleur (modulation de largeur d'impulsion).

Donc le système étudié dans notre travail, se compose d'un onduleur triphasé à deux niveaux de tension commandé par MLI, pour obtenir un courant à faible taux de distorsion d'harmoniques à la sortie de l'onduleur avec une grande stabilité du moteur.

## الملخص

أصبح استخدام المحولات الثابتة في قطاع الصناعة ذو انتشار واسع للغاية بسبب استخدام المعدات الصناعية بالإضافة إلى محرك متغير السرعة، وتستخدم محولات الجهد على نطاق واسع للسيطرة على المحركات غير المتزامنة.

العيب الرئيسي للعاكس هو الحصول على توتر كهربائي غير جيبي في المخرج، مما يؤدي إلى تدهور سرعة التشغيل من بعض الأحمال الكهربية بشكل خاص.

في سياق البحث عن هذه الأساليب لتحسين الآلات، أجريت العديد من الدراسات على محورين. الأول هو استخدام طوبولوجيا متعددة المستويات من العاكس، في حين أن المحور الثاني يعتمد على فتح وغلق أشباه الموصلات التي تشكل العاكس (التغيير في عرض النبضة).

وبالتالي فإن النظام الذي تطرقنا له في عملنا، يتكون من عاكس ثلاثي الطور ذو مستويين متحكم بها باستراتيجية التغيير في عرض النبضة.

## SOMMAIRE

Liste des figures.....	I
Liste des tableaux.....	II
Notations et symboles.....	III
Introduction générale .....	1

### CHAPITRE I : Modélisation de la machine asynchrone triphasée

INTRODUCTION.....	3
I.1.LA MACHINE ASYNCHRONE MAS.....	3
I.1.1 Définition : .....	3
I.1.2 Constitution de la machine asynchrone : .....	3
I.1.2.1 Le stator : .....	3
I.1.2.2 Le rotor : .....	3
I.1.3 Principe de fonctionnement : .....	4
I.2 MODELISATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE TRIPHASEE.....	5
I.2.1 Hypothèses simplificatrices : .....	5
I.2.2 Modèle électrique : .....	5
I.2.3 Modèle dynamique : .....	5
I.2.4 Mise en équations : .....	6
I.2.5 Equation de tension : .....	6
I.2.6 Equation magnétique : .....	7
I.3.APPLICATION DE LA TRANSFORMATION DE PARK A LA MACHINE.....	8
ASYNCHRONE TRIPHASEE .....	8
I.4.MODELE DE LA MAS DANS LE REFERENTIEL LIE AU STATOR ( $\alpha$ , $\beta$ ).....	10
I.4.1 Equations électriques : .....	10
I.4.2 Equations magnétiques : .....	10
I.5.1 Simulation du modèle de la machine asynchrone .....	11
I.5.2 Interprétation .....	12
Conclusion.....	13

### CHAPITRE II : L'onduleur triphasé et son fonctionnement

INTRODUCTION.....	14
II.1.LES SEMI-CONDUCTEUR DE PUISSANCE.....	14
II.1.1 LA DIODE .....	15
II.1.1.1 Définition .....	15
II.1.1.2 Caractéristique.....	15

<b>II.1.2 THYRISTOR et GTO .....</b>	<b>15</b>
<b>II.1.2.1 Définition .....</b>	<b>15</b>
<b>II.1.2.2 Caractéristique.....</b>	<b>16</b>
<b>II.1.3. LE TRANSISTOR.....</b>	<b>17</b>
<b>II.1.3.1 Définition .....</b>	<b>17</b>
<b>II.1.3.2 Caractéristique de transistor.....</b>	<b>17</b>
<b>II.1.3.2.1 Le transistor BJT .....</b>	<b>17</b>
<b>II.1.3.2.2 Le transistor MOSFET .....</b>	<b>18</b>
<b>II.1.3.2.3 Le transistor bipolaire à grille isolée (IGBT) .....</b>	<b>19</b>
<b>II.2 L'ASSOCIATION CONVERTISSEUR MACHINE.....</b>	<b>20</b>
<b>II.2.1 LE REDRESSEUR A DIODE TRIPHASE .....</b>	<b>20</b>
<b>II.2.2 L'ONDULEUR .....</b>	<b>21</b>
<b>II.2.2.1 Définition .....</b>	<b>21</b>
<b>II.2.2.2 Types d'onduleurs.....</b>	<b>22</b>
<b>II.2.2.2.1 L'Onduleur autonome .....</b>	<b>22</b>
<b>II.2.2.2.2 L'Onduleur non autonome.....</b>	<b>22</b>
<b>II.2.2.2.3 Les Onduleurs hybrides.....</b>	<b>22</b>
<b>II.2.2.3 L'Onduleur monophasé .....</b>	<b>23</b>
<b>II.2.2.4 L'onduleur triphasé.....</b>	<b>23</b>
<b>II.2.2.5 Fonctionnement de l'onduleur triphasé.....</b>	<b>23</b>
<b>Conclusion.....</b>	<b>26</b>

### CHAPITRE III : Les Différents Stratégies de Modulation

<b>INTRODUCTION.....</b>	<b>27</b>
<b>III.1. LA COMMANDE EN PLEINE ONDE.....</b>	<b>27</b>
<b>III.1. a) Commande en pleine onde (180°) .....</b>	<b>28</b>
<b>III.1. b) Commande en ondes décalées (120°) .....</b>	<b>29</b>
<b>III.2. LA COMMANDE A MODULATION DE LARGEUR D'IMPULSIONS .....</b>	<b>31</b>
<b>III.2.1. MLI sinusoidale (intersective) .....</b>	<b>31</b>
<b>III.2. 2 MLI Hystérésis .....</b>	<b>32</b>
<b>III.2. 3 MLI Vectorielle .....</b>	<b>33</b>
<b>III.2.4 La stratégie MLI sinusoidale d'un onduleur alimentant un moteur à cage .....</b>	<b>34</b>
<b>III.2.5 Caractéristique de la modulation .....</b>	<b>35</b>
<b>conclusion .....</b>	<b>37</b>

## CHAPITRE IV : Simulation et Tests Expérimentaux en Temps Réel de la Technique

### MLI

<b>IV.1. PARTIE SIMULATION</b> .....	<b>38</b>
<b>IV.1.1. 1<sup>ère</sup> partie de simulation</b> .....	<b>39</b>
<b>A-1) <math>r = 0.8</math> et <math>m = 15</math></b> .....	<b>39</b>
<b>A-2) Interprétation des résultats</b> .....	<b>40</b>
<b>B-1) <math>r = 0.8</math> et <math>m = 21</math></b> .....	<b>40</b>
<b>B- 2) Interprétation des résultats</b> .....	<b>41</b>
<b>C-1) <math>r = 0.8</math> et <math>m = 36</math></b> .....	<b>42</b>
<b>C- 2) Interprétation des résultats</b> .....	<b>43</b>
<b>D-1) <math>r = 0.8</math> et <math>m = 50</math></b> .....	<b>44</b>
<b>D- 3) Interprétation des résultats</b> .....	<b>45</b>
<b>E-1) <math>r = 0.8</math> et <math>m = 99</math></b> .....	<b>45</b>
<b>E-2) Interprétation des résultats</b> .....	<b>46</b>
<b>IV.1.2. 2<sup>ème</sup> partie de simulation</b> .....	<b>47</b>
<b>A-1) <math>m = 99</math> et <math>r = 0.5</math></b> .....	<b>47</b>
<b>A-2) Interprétation des résultats</b> .....	<b>49</b>
<b>B-1) <math>m = 99</math> et <math>r = 1</math></b> .....	<b>50</b>
<b>B- 2) Interprétation des résultats</b> .....	<b>51</b>
<b>IV.2. PARTIR EXPERIMENTAUX</b> .....	<b>52</b>
<b>IV.2.1. Matériels utilisés</b> .....	<b>52</b>
<b>a) Panneaux de puissance</b> .....	<b>52</b>
<b>a).1. Définition</b> .....	<b>52</b>
<b>a).2.Caractéristiques électriques</b> .....	<b>52</b>
<b>b) Oscilloscope de marque Tektronix</b> .....	<b>53</b>
<b>c) carte de mesure pour DSAPCE</b> .....	<b>53</b>
<b>d) Un multimètre de marque "cttauvin ARNOUX" de type F09</b> .....	<b>54</b>
<b>e) (02) sondes de mesure :</b> .....	<b>54</b>
<b>f) Quelque file de connexion</b> .....	<b>54</b>
<b>IV.2 Redresseur triphasé non commandé</b> .....	<b>54</b>
<b>IV.3 Redresseur triphasé commandé</b> .....	<b>55</b>
<b>IV.4 Onduleur monophasé en pont (dit biphasé)</b> .....	<b>56</b>
<b>Conclusion</b> .....	<b>62</b>

Conclusion générale

Les références bibliographiques

Annexe

## Listes des figures

Figure (I.1) : Représentation électrique de la machine asynchrone.

Figure (I.2) : Principe de fonctionnement de la machine asynchrone.

Figure (I.3) : Schéma équivalent de la machine asynchrone ramenée au primaire.

Figure (I.4) : Représentation schématique d'une machine asynchrone triphasée.

Figure (I.5) : Représentation de la MAS triphasée et biphasée équivalente.

Figure (I.6) : block de simulation d'un MAS.

Figure (I.7) : Résultats de la simulation du processus de Fonctionnement à vide et en charge.

Figure (II.1) : la diode.

Figure (II.2) : Caractéristique réelle d'une diode.

Figure (II.3) : Limites d'opération des thyristors et des GTO.

Figure (II.4) : Le transistor BJT.

Figure (II.5) : Caractéristique de transistor bipolaire (BJT).

Figure (II.6) : Le transistor MOSFET.

Figure (II.7) : Caractéristique Le transistor MOSFET.

Figure (II.8) : Symbole usuel de l'IGBT.

Figure (II.9) : Caractéristique statique pour un transistor IGBT.

Figure (II.10) : convertisseur à onde de tension.

Figure (II.11) : Montage du redresseur à diodes triphasé.

Figure (II.12) : Tension redressée d'un redresseur triphasé.

Figure (II.13) : L'Onduleur monophasé.

Figure (II.14) : Montage pratique d'un onduleur triphasé.

Fig. (II.15) : Interrupteur bidirectionnel équivalent de la paire Transistor – diode.

Figure (II.16) : L'échelle des semi-conducteurs (interrupteurs).

Figure (III.1) : Les différentes stratégies de commandes.

Figure (III.2) : Schéma de principe de l'onduleur triphasé de tension.

Figure (III.3) : Signaux des interrupteurs (Q1...Q6).

Figure (III.4) : Tensions simples à la sortie de l'onduleur.

Figure (III.5) : Tensions composées à la sortie de l'onduleur.

Figure (III.6) : Signaux des l'interrupteurs (Q1...Q6).

Figure (III.7) : Tensions simples à la sortie de l'onduleur.

Figure (III.8) : Tensions composées à la sortie de l'onduleur.

Figure (III.9) : Schéma de principe du contrôle par hystérésis d'un bras de l'onduleur.

Figure (III.10) : Commande par Hystérésis.

Figure (III.11) : Les états de l'onduleur et les vecteurs des tensions correspondants.

Figure (III.12) : Principe du vecteur spatial pour une MLI triphasée.

Figure (III.13) : MAS alimentée par un onduleur de tension triphasé.

Figure (III.14) : Principe de l'MLI Sinus-Triangle.

Figure (III.15) : Représentation de la porteuse et la modulante.

Figure (III.16) : Représentation de la tension à la sortie de l'onduleur.

Figure (IV.1) : Schéma de bloc de simulation d'un moteur asynchrone à cage alimenté par Un onduleur commandé par MLI Sinus-Triangle.

Figure (IV.2) : Schéma bloc de la stratégie MLI Sinus-Triangle.

Figure (IV.3) : Schéma bloc pour le calcul de la tension simple  $V_{an}$ .

Figure (IV.4) : la tension simple  $V_{an}$  (V) et son spectre d'harmonique.

Figure (IV.5) : Réponse du courant statorique  $I_{abc}$  (A).

Figure (IV.6) : Réponse du courant statorique Zoom sur  $I_{abc}$  (A) et son spectre d'harmonique.

Figure (IV.7) : Réponses du couple (N.m) et la vitesse (rad/s) de la MAS alimentée en tension avec de la charge.

Figure (IV.8) : la tension simple  $V_{an}$  (V) et son spectre d'harmonique.

Figure (IV.9) : Réponse du courant statorique  $I_{abc}$  (A).

Figure (IV.10) : Réponse du courant statorique Zoom sur  $I_{abc}$  (A) et son spectre d'harmonique.

Figure (IV.11) : Réponses du couple (N.m) et la vitesse (rad/s) de la MAS alimentée en tension avec de la charge.

Figure (IV.12) : la tension simple  $V_{an}$  (V) et son spectre d'harmonique.

Figure (IV.13) : Réponse du courant statorique  $I_{abc}$  (A).

Figure (IV.14) : Réponse du courant statorique Zoom sur  $I_{abc}$  (A) et son spectre d'harmonique.

Figure (IV.16) : la tension simple  $V_{an}$  (V) et son spectre d'harmonique.

Figure (IV.17) : Réponse du courant statorique  $I_{abc}$  (A).

Figure (IV.18) : Réponse du courant statorique Zoom sur  $I_{abc}$  (A) et son spectre d'harmonique.

Figure (IV.19) : Réponses du couple (N.m) et la vitesse (rad/s) de la MAS alimentée en tension avec de la charge.

Figure (IV.20) : la tension simple  $V_{an}$  (V) et son spectre d'harmonique.

Figure (IV.21) : Réponse du courant statorique  $I_{abc}$  (A).

Figure (IV.22) : Réponse du courant statorique Zoom sur  $I_{abc}$  (A) et son spectre d'harmonique.

Figure (IV.23) : Réponses du couple (N.m) et la vitesse (rad/s) de la MAS alimentée en tension avec de la charge.

Figure (IV.24) : la tension simple  $V_{an}$  (V) et son spectre d'harmonique.

Figure (IV.25) : Réponse du courant statorique  $I_{abc}$  (A).

Figure (IV.26) : Réponse du courant statorique Zoom sur  $I_{abc}$  (A) et son spectre d'harmonique.

Figure (IV.27) : Réponses du couple (N.m) et la vitesse (rad/s) de la MAS alimentée en tension avec de la charge.

Figure (IV.28) : la tension simple  $V_{an}$  (V) et son spectre d'harmonique.

Figure (IV.29) : Réponse du courant statorique  $I_{abc}$  (A).

Figure (IV.30) : Réponse du courant statorique Zoom sur  $I_{abc}$  (A) et son spectre d'harmonique.

Figure (IV.31) : Réponses du couple (N.m) et la vitesse (rad/s) de la MAS alimentée en tension avec de la charge.

Figure (IV.32) : Panneaux de puissance.

Figure (IV.33) : représente caractéristiques électriques panneaux de puissance.

Figure (IV.34) : Oscilloscope.

Figure (IV.35) : DSPACE.

Figure (IV.36) : Un multimètre.

Figure (IV.37) : schéma expérimental le montage Redresseur non commandé.

Figure (IV.38) : la Tension et le Courant de sortie DC (le courant au-dessous de la tension).

Figure (IV.39) : schéma expérimental du montage de Redresseur triphasé commandé.

Figure (IV.40) : la Tension et le Courant de sortie DC (le courant au-dessous de la tension).

Figure (IV.41) : schéma expérimental du montage de l'onduleur monophasé commandé par MLI sinusoïdale.

Figure (IV.42) : le signal de la porteuse pour  $f_p=400\text{Hz}$  et le Signal de commande généré (visualiser pendant le demi de la période).

Figure (IV.43) : la Tension  $U_{AB}$  et le Courant  $I_{\text{phase}}$  pour la charge R (le courant au-dessous de la tension).

Figure (IV.44) : la Tension  $U_{AB}$  et le Courant  $I_{\text{phase}}$  pour une charge RL (le courant au-dessous de la tension).

Figure (IV.45) : le signal de la porteuse pour  $f_p=800\text{Hz}$  et le Signal de commande généré (visualiser pendant le demi de la période).

Figure (IV.46) : la Tension  $U_{AB}$  et le Courant  $I_{\text{phase}}$  pour une charge R (le courant au-dessous de la tension).

Figure (IV.47) : la Tension  $U_{AB}$  et le Courant  $I_{\text{phase}}$  pour une charge RL (le courant au-dessous de la tension).

Figure (IV.48) : le signal de la porteuse pour  $f_p=1000\text{Hz}$  et le Signal de commande généré (visualiser pendant le demi de la période).

Figure (IV.49) : la Tension  $U_{AB}$  et le Courant  $I_{\text{phase}}$  pour une charge R (le courant au-dessous de la tension).

Figure (IV.50) : la Tension  $U_{AB}$  et le Courant  $I_{\text{phase}}$  pour la charge RL (la courant au-dessous de la tension).



## Listes des Tableaux

Tableau (III.1) : commande à  $180^\circ$ .

Tableau (III.2) : commande à  $120^\circ$ .

Tableau (IV.1) : résultats de 1<sup>ère</sup> partie de simulation.

Tableau (IV.2) : résultats de 2<sup>ème</sup> partie de simulation.

Tableau (IV.3) : des données utilisées en l'essai pour Redresseur triphasé non commandé.

Tableau (IV.4) : des données utilisées en l'essai pour Redresseur triphasé commandé.

Tableau (IV.6) : des données utilisées en l'essai pour Onduleur monophasé.

Tableau (IV.7) : des données utilisées en l'essai pour Onduleur monophasé.

Tableau (IV.8) : des données utilisées en l'essai pour Onduleur monophasé.

Tableau (IV.9) : des données utilisées en l'essai pour Onduleur monophasé.

Tableau (IV.10) : des données utilisées en l'essai pour Onduleur monophasé.

## Listes des Tableaux

Tableau (III.1) : commande à 180°.

Tableau (III.2) : commande à 120°.

Tableau (IV.1) : résultats de 1<sup>ère</sup> partie de simulation.

Tableau (IV.2) : résultats de 2<sup>ème</sup> partie de simulation.

Tableau (IV.3) : des données utilisées en l'essai pour Redresseur triphasé non commandé.

Tableau (IV.4) : des données utilisées en l'essai pour Redresseur triphasé commandé.

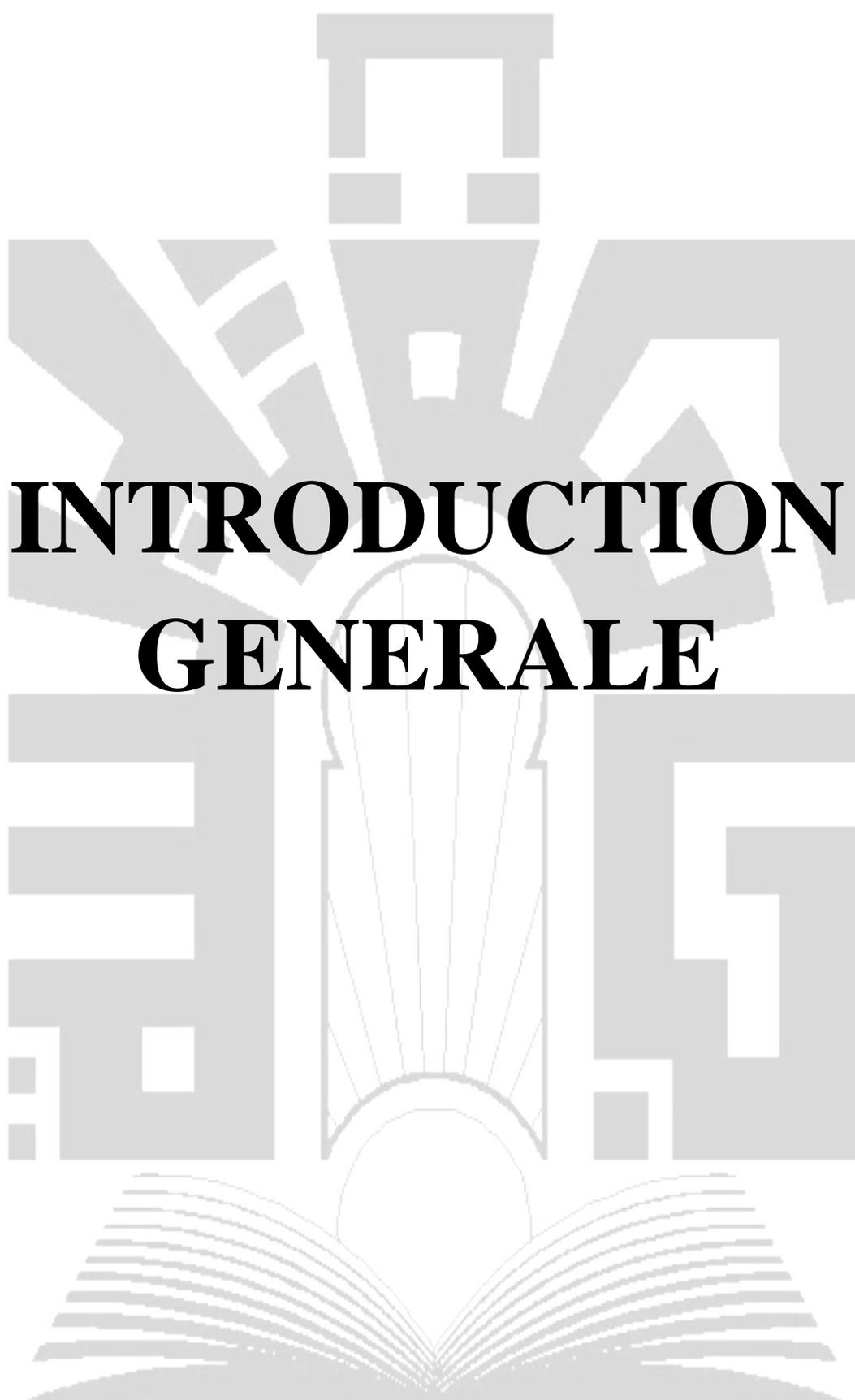
Tableau (IV.6) : des données utilisées en l'essai pour Onduleur monophasé.

Tableau (IV.7) : des données utilisées en l'essai pour Onduleur monophasé.

Tableau (IV.8) : des données utilisées en l'essai pour Onduleur monophasé.

Tableau (IV.9) : des données utilisées en l'essai pour Onduleur monophasé.

Tableau (IV.10) : des données utilisées en l'essai pour Onduleur monophasé.



# **INTRODUCTION GENERALE**

UNIVERSITE DE TEBESSA

## INTRODUCTION GENERALE

Depuis plusieurs années, l'étude des performances des moteurs asynchrones alimentés par des onduleurs fait l'objet d'innombrables publications scientifiques. Les possibilités de la variation de vitesse par machine à courant alternatif intéressent tous les domaines industriels et techniques ; le moteur asynchrone attire particulièrement l'attention à cause de sa robustesse et son faible coût de fabrication.

L'avènement de l'électronique de puissance à semi-conducteurs et le grand nombre de convertisseurs développés récemment permettent le choix d'une association optimale d'un moteur à courant alternatif et d'un onduleur de tension ou de courant à deux niveaux ou multiniveaux. Parmi les moteurs à courant alternatif, la machine asynchrone présente une grande dynamique de réglage et autorise des vitesses élevées. Le moteur à cage offre en plus une grande puissance massique et constitue une machine fiable grâce à l'absence du collecteur.

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 les plus connus jusqu'ici sont les onduleurs à deux niveaux. Toutefois, certaines applications comme la traction électrique exigent des variateurs asynchrones triphasés fonctionnant à des puissances et ou vitesses élevées.

Pour remédier ces inconvénients, la solution naturelle consiste à réaliser une mise en série des éléments conducteurs de manière à réduire la tension à commuter en des valeurs plus petites et directement commutables par les semi-conducteurs actuels. Les onduleurs multiniveaux permettent d'augmenter la tension de sortie des convertisseurs statiques au-delà des limites des semi-conducteurs.

L'objectif principal de ce travail, est d'évaluer les performances de l'utilisation de la Technique MLI, pour Commander un Onduleur deux niveaux de Tension Alimentant un Moteur à Induction.

Ce mémoire comporte quatre chapitres :

Dans le premier chapitre, nous avons présenté la modélisation de la machine asynchrone commandée en tension, ainsi que le principe de la transformation de Park. L'application de cette transformation à la machine asynchrone, permettra d'avoir un modèle à deux axes représentant ainsi l'image du modèle triphasée.

Dans le deuxième chapitre, nous avons présenté une étude des semi-conducteurs et l'onduleur triphasé et son fonctionnement.

Dans le troisième chapitre, nous avons présenté une étude détaillée sur les différentes stratégies de commande de l'onduleur et expliqué la théorie de la Modulation de Largeur d'Impulsion sinus-triangulaire.

Dans le quatrième chapitre, concerne la Simulation et Tests Expérimentaux en Temps Réel de la Technique MLI et l'interprétation et discussion des résultats.

La conclusion générale et les perspectives en plus de la bibliographie ont été présentées à la fin de ce mémoire.



**CHAPITRE I :**

***MODÉLISATION DE LA  
MACHINE ASYNCHRONE  
TRIPHASÉE***

UNIVERSITE DE TEBESSA

## INTRODUCTION

Le moteur asynchrone triphasé ou (Moteur à Induction) est le plus utilisé pour effectuer la commande de la vitesse variable ou le positionnement et ceci pour plusieurs raisons:

- C'est le moteur le plus robuste et le moins cher sur le marché.
  - Le développement des semi- conducteurs commandés à l'ouverture et autant qu'à la fermeture (selon le niveau de tension) permet l'utilisation de ce moteur dans une large gamme de vitesse et de puissance et en particulier au-delà des limites imposées, autrefois, par la commutation forcée.
- [1]

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

### I.1.LA MACHINE ASYNCHRONE MAS

#### I.1.1. Définition :

Une machine asynchrone est une machine à courant alternatif dont la vitesse du rotor et la vitesse du champ magnétique tournant ne sont pas égales. Le rotor est toujours en retard par rapport à la vitesse du champ statorique. La machine asynchrone est dite machine à induction car l'énergie transférée du stator au rotor ou inversement se fait par induction électromagnétique. [4]



#### I.1.2. Constitution de la machine asynchrone :

La MAS représentée ci-dessous (voir la Figure (I.1)) est constituée par :

##### I.1.2.1. Le stator :

Le stator d'un moteur asynchrone est identique à celle d'un moteur synchrone (MS), 3 enroulements couplés en étoile ou en triangle et décalés entre eux de  $2\pi/3$  qui sont alimentés par un système de tensions équilibrées.

### I.1.2.2. Le rotor :

Le rotor du moteur supporte un bobinage semblable à celle du stator du MS, bobinage triphasé décalés de  $2\pi/3$  à même nombre de pôles que celle du stator du MS. Ces 3 bobinages sont couplés en étoile et court-circuités sur eux-mêmes. Ce type de rotor est dit bobiné mais on peut envisager un rotor plus sommaire constitué de barres conductrices court-circuitées par un anneau conducteur à chaque extrémité. [3]

Le rotor bobiné est constitué par des enroulements insérés à l'intérieur d'un circuit magnétique constitué de disques en tôles empilés sur l'arbre de la machine. En ce qui concerne les rotors à cage d'écureuil, les enroulements sont constitués de barres de cuivre pour les gros moteurs ou d'aluminium pour les petits. Ces barres sont courtes circuitées à chaque extrémité par deux anneaux dits "de court-circuit"

Le rotor à cage (d'écureuil) : l'ensemble à l'aspect d'une cage cylindrique dont à chaque bout une couronne métallique est raccordée dans laquelle se trouve un empilement de tôles dont l'axe du moteur passe au centre. [8]

Il existe deux types de rotors : le rotor à cage d'écureuil et le rotor bobiné

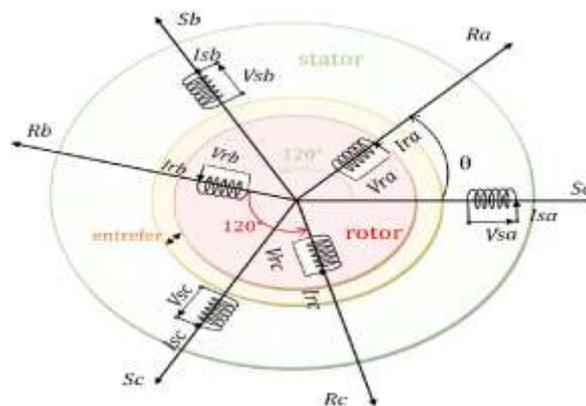


Figure (I.1) : Représentation électrique de la machine asynchrone

### I.1.3. Principe de fonctionnement :

Le principe des moteurs à courants alternatifs réside dans l'utilisation d'un champ magnétique tournant produit par des tensions alternatives. La circulation d'un courant dans une bobine crée un champ magnétique  $B$ . Ce champ est dans l'axe de la bobine, sa direction et son intensité sont fonction du courant  $I$ . C'est une grandeur vectorielle

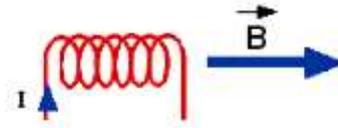


Figure (I.2) : Principe de fonctionnement de la machine asynchrone.

La fréquence de rotation du rotor  $f$  est inférieure à la fréquence de synchronisme  $f_s$ :

$$f < f_s \quad (\text{I.1})$$

Le glissement : On définit le glissement par l'expression :

$$g = \frac{\Omega_s - \Omega}{\Omega_s} \quad (\text{I.2})$$

## I.2. MODELISATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE TRIPHASEE

### I.2.1. Hypothèses simplificatrices :

Les hypothèses couramment posées sont:

- Pas de saturation du circuit magnétique
- L'hystérésis et les courants de Foucault sont négligeables
- Pas de phénomène d'effet de peau
- L'entrefer est d'épaisseur uniforme.

De plus, on considérera que la force magnétomotrice, créée par les enroulements statoriques et rotoriques, est à répartition sinusoïdale le long de l'entrefer. [3]

### I.2.2. Modèle électrique :

Le fonctionnement physique du moteur à induction permet de développer un circuit équivalent par phase. Ce circuit est donné par la figure (1.1) et permet d'extraire les différents paramètres physiques du moteur. [2]

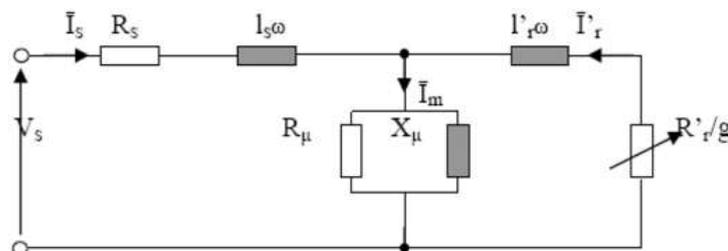


Figure (I.3) : Schéma équivalent de la machine asynchrone ramenée au primaire.

### I.2.3. Modèle dynamique :

Dans un système où le moteur constitue un élément dans une chaîne d'entraînement, son comportement dynamique doit être pris en considération. L'effet de couplage entre phase du stator et du rotor rend complexe l'étude du comportement dynamique d'une machine à courant alternatif, surtout à cause de la variation des coefficients de couplage avec la position du rotor. [2]

### I.2.4. Mise en équations :

Soit une machine asynchrone triphasée au stator et au rotor représentée schématiquement par la figure (1.4), et dont les phases repérées respectivement R, S, T et r, s, t l'angle électrique  $\theta_r$  étant variable en fonction du temps, qui définit la position relative instantanée entre les axes magnétiques des phases R et r, qui sont choisis comme axes de références. [2]

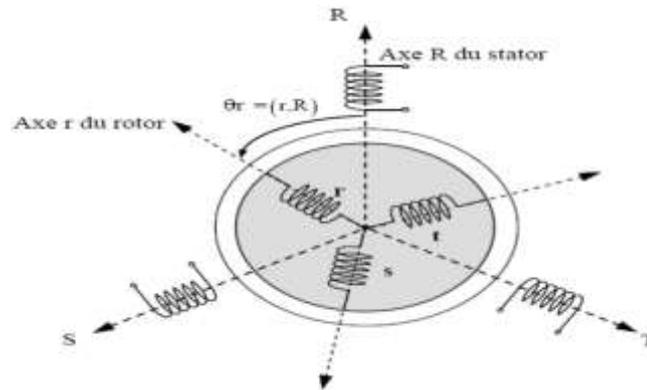


Figure (I.4) : Représentation schématique d'une machine asynchrone triphasée

### I.2.5. Equation de tension :

Les six enroulements (r, s, t et R, S, T) représentés par la figure (I.3), obéissent aux équations matricielles suivantes : [2]

$$[V_s] = R_s [i_s] + \frac{d}{dt} [\Phi_s] \quad (I.3)$$

$$[V_r] = R_r [i_r] + \frac{d}{dt} [\Phi_r] \quad (I.4)$$

$V_s$  : Les tensions appliquées aux trois phases statoriques.

$V_r$  : Les tensions appliquées aux trois phases rotoriques.

$i_s$  : Les courants qui traversent les trois phases statoriques.

$i_r$  : Les courants qui traversent les trois phases rotoriques.

$\Phi_s$ : Les flux totaux à travers ces enroulements statoriques.

$\Phi_r$ : Les flux totaux à travers ces enroulements rotoriques.

$R_s$ : Résistance d'une phase statorique.

$R_r$  : Résistance d'une phase rotoriques.

### I.2.6. Equation magnétique :

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

Pour le stator :

$$[\Phi_s] = [L_s][i_s] + [M_{sr}][i_r] \quad (I.5)$$

Pour le rotor :

$$[\Phi_r] = [L_r][i_r] + [M_{rs}][i_s] \quad (I.6)$$

On désigne par :

$[L_{ss}]$  : Matrice des inductances statoriques.

$[L_{rr}]$  : Matrice des inductances rotoriques.

Avec

$$[L_{ss}] = \begin{bmatrix} l_s & M_s & M_s \\ M_s & l_s & M_s \\ M_s & M_s & l_s \end{bmatrix} \quad (I.7)$$

$$[L_{rr}] = \begin{bmatrix} l_r & M_r & M_r \\ M_r & l_r & M_r \\ M_r & M_r & l_r \end{bmatrix} \quad (I.8)$$

Avec:

$L_s$  : Inductance propre d'une phase statorique.

$L_r$  : Inductance propre d'une phase rotorique.

$M_s$  : Inductance mutuelle entre deux phases statoriques.

$M_r$  : Inductance mutuelle entre deux phases rotoriques.

$$[M_{sr}] = [M_{rs}]^T = M_{sr} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos \theta & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos \theta \end{bmatrix} \quad (I.9)$$

On obtient finalement les équations de tensions :

Pour le stator:

$$[V_s \text{ RST}] = [R_s] [i_s \text{ RST}] + \frac{d}{dt} \{ [L_s] [i_s \text{ RST}] + [M_{sr}] [i_{rrst}] \} \quad (I.10)$$

Pour le rotor:

$$[V_{rrst}] = [R_r] [i_r \text{ rst}] + \frac{d}{dt} \{ [L_s] [i_{rrst}] + [M_{rs}] [i_{SRST}] \} \quad (I.11)$$

$\theta$  : Angle qui définit la position relative instantanée entre les axes magnétiques des phases statoriques et rotoriques.

$M_{sr}$  : Valeur maximale de l'inductance mutuelle entre une phase statorique et une phase rotorique lorsque les axes des deux phases se coïncident.

Les équations précédentes font apparaître des difficultés pour la résolution analytique du fait que les termes trigonométriques de la matrice des inductances varient en fonction de la position.

Cela conduit à l'usage de la transformation de Park, qui permettra de rendre ces termes

Indépendants de la position. [4]

### **I.3. APPLICATION DE LA TRANSFORMATION DE PARK A LA MACHINE ASYNCHRONE TRIPHASEE**

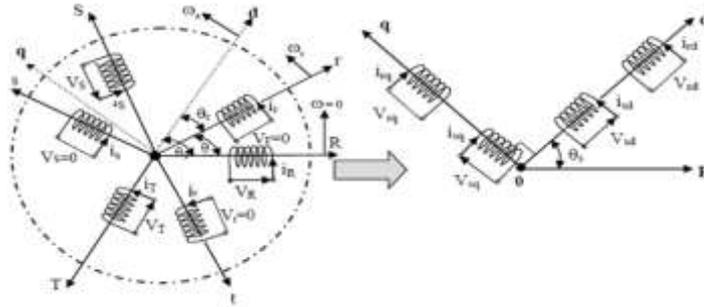
La transformation de la machine triphasée en une machine biphasée consiste à remplacer tout enroulement triphasé (R, S, T) par deux enroulements l'un sur l'axe direct (d) et l'autre sur l'axe en quadrature (q). La transformation qui traduit ce passage de système triphasé au système biphasé (d, q) est dite de Park, donnée par. [4]

$$\begin{aligned} [V_{dq0}] &= [A] [V_{RS}] \\ [i_{dq0}] &= [A] [i_{RST}] \\ [\Phi_{dq0}] &= [A] [\Phi_{RST}] \end{aligned} \quad (I.12)$$

Où : [A] est la matrice de Park, définie par :

$$[A]=\begin{bmatrix} \cos\theta & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin\theta & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \sqrt{\frac{1}{2}} & \sqrt{\frac{1}{2}} & \sqrt{\frac{1}{2}} \end{bmatrix} \quad (I.13)$$

La figure (I.5) illustre la schématisation d'une machine asynchrone triphasée et sa machine biphasée équivalente issue de la transformation de Park.



a) Modèle triphasé réel.

b) Modèle biphasé équivalent.

Figure (I.5) : Représentation de la MAS triphasée et biphasée équivalente.

A partir de la définition d'angle de la figure (I.5), on peut appliquer la transformation de Park comme suit :

$$[H_{sdq0}] = [A_s][V_{sRST}] \quad (I.14)$$

Où  $H_s$  est une grandeur statorique (tension, courant ou flux) pour :  $[A_s] = [A(\theta=\theta_s)]$

Et  $H_r$  est une grandeur rotorique (tension, courant ou flux) pour :  $[A_r] = [A(\theta=\theta_r)]$ .

Les équations des tensions statoriques et rotoriques s'écrivent dans le repère de Park sous forme suivante :

$$\begin{aligned} V_{sd} &= R_s i_{sd} + \frac{d}{dt} \Phi_{sd} - \omega_a \Phi_{sq} \\ V_{sq} &= R_s i_{sq} + \frac{d}{dt} \Phi_{sq} + \omega_a \Phi_{sd} \\ V_{rd} &= 0 = R_r i_{rd} + \frac{d}{dt} \Phi_{rd} - (\omega_a - \omega_r) \Phi_{rq} \\ V_{rq} &= 0 = R_r i_{rq} + \frac{d}{dt} \Phi_{rq} + (\omega_a - \omega_r) \Phi_{rd} \end{aligned} \quad (I.15)$$

(d et q) Axes direct et en quadrature.

De plus les composantes des flux statoriques et rotoriques sont exprimées par:

$$\Phi_{sd} = L_s i_{sd} + M i_{rd} \quad (I.16)$$

$$\Phi_{sq} = L_s i_{sq} + M i_{rq}$$

$$\Phi_{rd} = L_s i_{rd} + M i_{sd} \quad (I.17)$$

$$\Phi_{rq} = L_r i_{rq} + M i_{sq}$$

Avec :

$$L_s = l_s - M_s$$

$$L_r = l_r - M \quad (I.18)$$

$$M = \frac{3}{2} \cdot M_{sr}$$

Par ailleurs, l'équation mécanique de la machine est donnée par :

$$C_e - C_r = J \cdot \frac{d\Omega_r}{dt} + f_r \Omega_r \quad (I.19)$$

$$C_e = \frac{3}{2} P \frac{M}{L_r} (\Phi_{rd} \cdot i_{sq} - \Phi_{rq} \cdot i_{sd}) \quad (I.20)$$

$C_e$  Couple électromagnétique [N.m].

$C_r$  Couple résistant [N.m].

D'après le système d'équation (I.13), on peut se placer dans différents référentiels correspondants à des axes fixes, liées au stator ( $\omega_a=0$ ) ou des axes liés au champ tournant ( $\omega_a = \omega_s$ ), ou à des axes liés au rotor ( $\omega_a = \omega_r$ ). [4]

## I.4. MODELE DE LA MAS DANS LE REFERENTIEL LIE AU STATOR ( $\alpha, \beta$ )

### I.4.1. Equations électriques :

Elles se résument aux expressions suivantes : [2]

$R_s$  Résistance d'une phase statoriques [ $\Omega$ ].

$R_r$  Résistance d'une phase rotoriques [ $\Omega$ ].

$$\begin{cases} V_{s\alpha} = R_s i_{s\alpha} + \frac{d}{dt} \Phi_{s\alpha} \\ V_{s\beta} = R_s i_{s\beta} + \frac{d}{dt} \Phi_{s\beta} \\ V_{r\alpha} = 0 = R_r i_{r\alpha} + \frac{d}{dt} \Phi_{r\alpha} + \omega_r \Phi_{r\beta} \\ V_{r\beta} = 0 = R_r i_{r\beta} + \frac{d}{dt} \Phi_{r\beta} - \omega_r \Phi_{r\alpha} \end{cases} \quad (I.21)$$

( $\alpha$  et  $\beta$ ) Axes alfa et beta.

$R_s$ : Résistance d'une phase statoriques [ $\Omega$ ].

$R_r$ : Résistance d'une phase rotoriques [ $\Omega$ ].

#### I.4.2. Equations magnétiques :

$$\begin{cases} \Phi_{s\alpha} = L_s i_{s\alpha} + M i_{r\alpha} \\ \Phi_{s\beta} = L_s i_{s\beta} + M i_{r\beta} \\ \Phi_{r\alpha} = L_r i_{r\alpha} + M i_{s\alpha} \\ \Phi_{r\beta} = L_r i_{r\beta} + M i_{s\beta} \end{cases} \quad (I.22)$$

Le couple électromagnétique est exprimé par :

$$C_e = \frac{3}{2} P M (i_{s\beta} i_{r\alpha} - i_{r\beta} i_{s\alpha}) \quad (I.23)$$

L'équation du mouvement est définie par :

$$C_e = f. \omega_r - C_r \frac{J}{P} \frac{d}{dt} \omega_r \quad (I.24)$$

#### I.5.1 Simulation du modèle de la machine asynchrone

La simulation a été effectuée sous l'environnement Matlab/Simulink.

Dans cette partie on présentera la simulation d'une machine asynchrone triphasée alimentée directement par un réseau standard, on alimente la machine par une source de tension sinusoïdale de valeur  $400/\sqrt{3}V$  et de fréquence 50Hz.

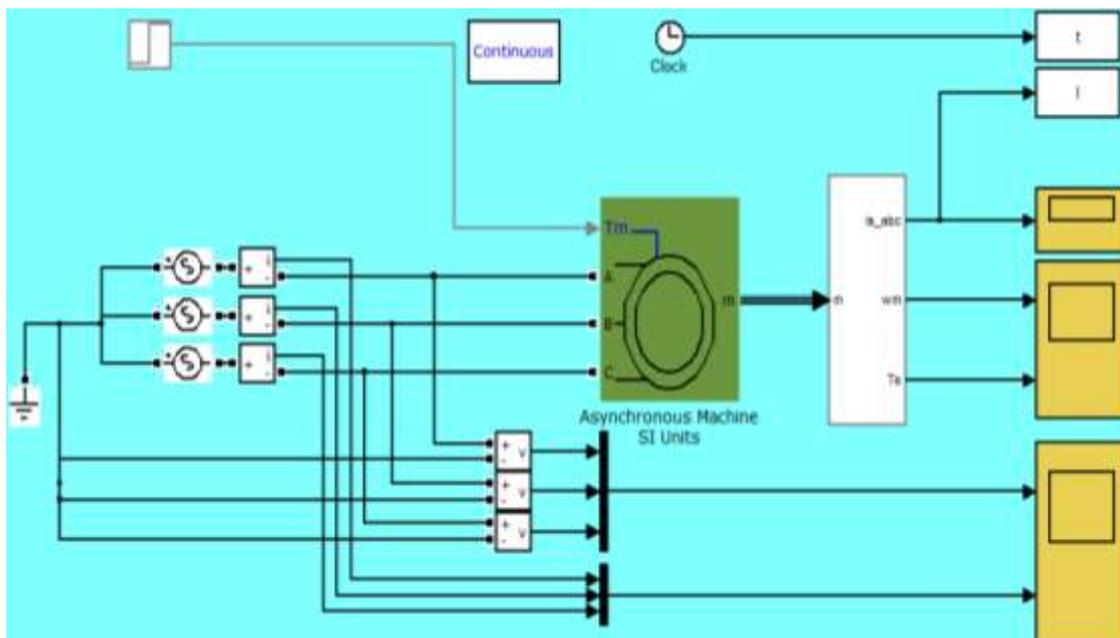


Figure (I.6) : block de simulation d'un MAS

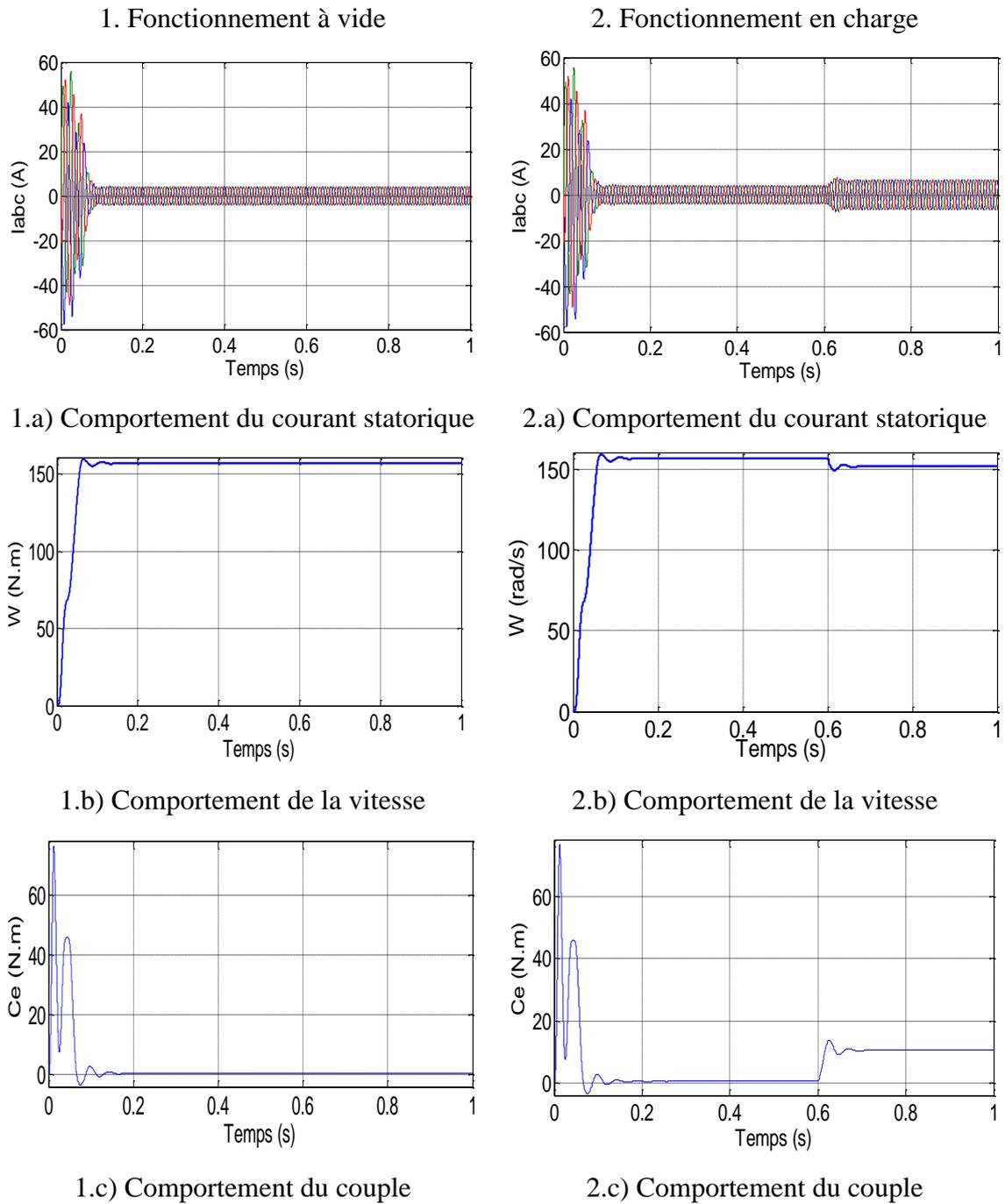


Figure (I.7): Résultats de la simulation du processus de Fonctionnement à vide et en charge

### I.5.2 Interprétation

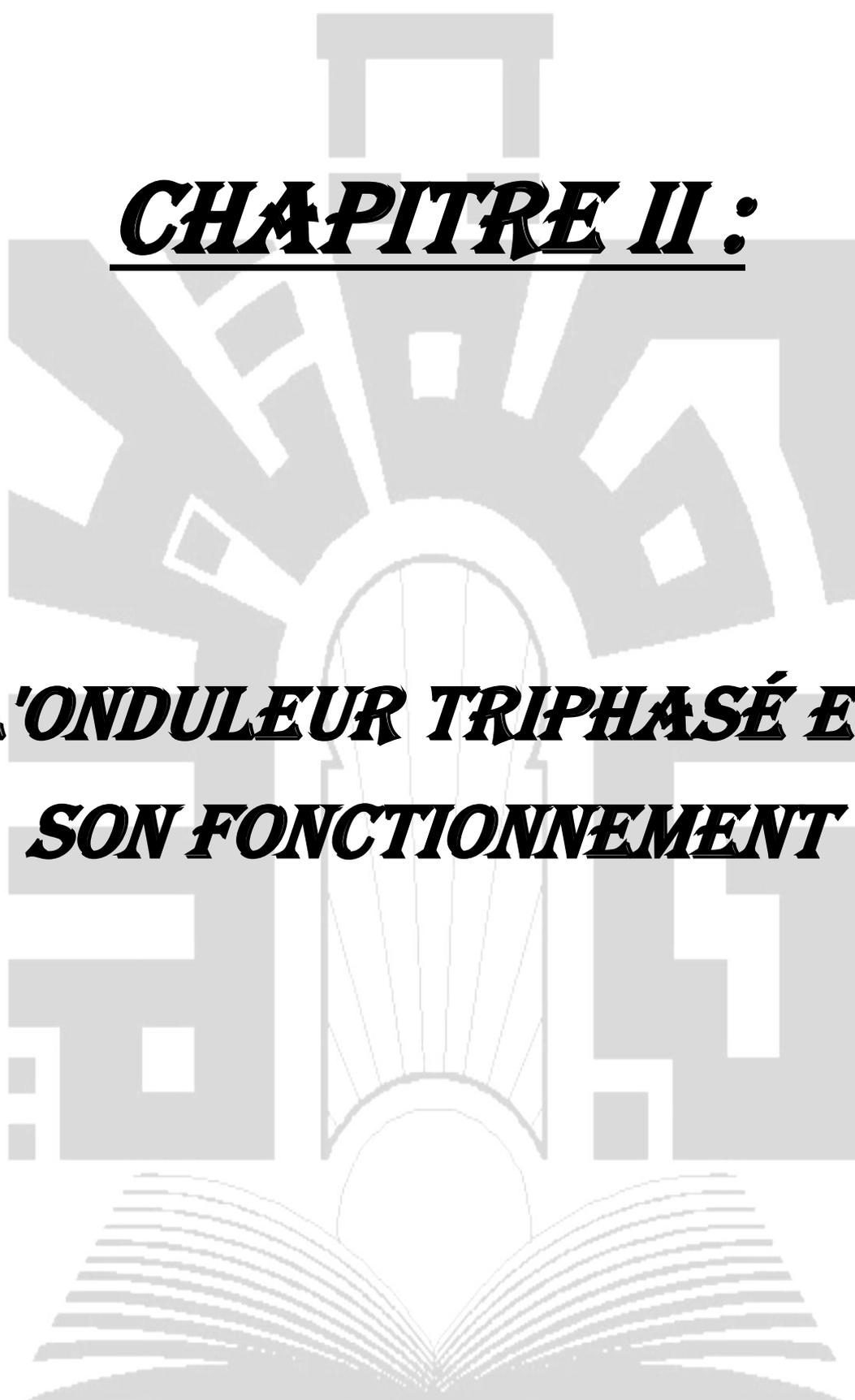
Lors du démarrage de la MAS à vide, étant alimentée par un réseau standard, nous avons appliqué une charge sur l'arbre du moteur est égale à 10 N.m à l'instant  $t = 0.6$  s, étant constaté des pics de courant importants qui s'atténuent avec l'évolution du régime transitoire.

Au régime transitoire, le couple oscille et atteint des valeurs très importantes, mais il se stabilise à la valeur du couple de charge après la disparition de ce régime.

Pendant le fonctionnement à vide, la vitesse du moteur augmente de zéro jusqu'à sa valeur nominale, mais avec le fonctionnement en charge on a une diminution légère de cette valeur.

## **Conclusion**

Dans ce premier chapitre, on a présenté la modélisation et la simulation de la machine asynchrone alimentée directe avec une source purement sinusoïdale. Son modèle est non linéaire et lorsqu'on utilise cette machine pour les entraînements à vitesse variable, elle nécessite d'autres techniques et types d'alimentations.



**CHAPITRE II :**

***L'ONDULEUR TRIPHASÉ ET  
SON FONCTIONNEMENT***

UNIVERSITE DE TEBESSA

## INTRODUCTION

La technologie de conversion de l'énergie continu-alternatif, en utilisant les convertisseurs statiques tel que les onduleurs de tension constituent une fonction incontournable de l'électronique de puissance en pleine croissance. Ils sont présents dans des domaines d'application les plus variés, dont le plus connu est sans doute celui de la variation de vitesse des machines à courants alternatif, utilité d'interconnexion, alimentation de sécurité ...etc. [6]

Un onduleur est un dispositif d'électronique de puissance permettant de générer des tensions et des courants alternatifs à partir d'une source d'énergie électrique de tension ou de fréquence différente. C'est la fonction inverse d'un redresseur .

Les onduleurs sont basés sur une structure en pont en H, constituée le plus souvent d'interrupteurs électroniques tels que les IGBT, transistors de puissance Par un jeu de commutations commandées de manière appropriée (généralement une modulation de largeur d'impulsion), on module la source afin d'obtenir un signal alternatif de fréquence désirée.

Il existe deux types d'onduleurs : les onduleurs de tension et les onduleurs de courant. On distingue aussi les onduleurs autonomes et les onduleurs non autonomes.

L'onduleur autonome : Un onduleur autonome délivre une tension avec une fréquence soit fixe. Il n'a pas toujours besoin de réseau électrique pour fonctionner ; par exemple un convertisseur de voyage que l'on branche sur la prise allume-cigare d'une voiture utilise le 12 V continu du véhicule pour générer du 120 ou 230 V, alternatif en 50 ou 60 Hz.

L'onduleur non autonome : est un montage redresseur tout thyristors (pont de Graetz) qui, en commutation naturelle assistée par le réseau. À la base du développement des entraînements statiques à vitesse variable pour moteurs à courant continu et alternatif. [9]

### II.1.LES SEMI-CONDUCTEUR DE PUISSANCE

Les semi-conducteurs sont des matériaux solides utilisés pour la fabrication des composants électroniques. Le matériau semi-conducteur le plus utilisé est le silicium (Si). Autres matériaux semi-conducteurs : germanium (Ge), arséniure de gallium (AsGa), phosphore d'indium (InP)...

Ils sont caractérisés par leur résistivité qui peut varier de  $10^{-4} \Omega.m$  à  $10^2 \Omega.m$  en fonction de la température ( $\rho$  diminue lorsque T augmente): ils se situent donc entre les conducteurs et les isolants. [6]

## II.1.1 LA DIODE

### II.1.1.1 Définition

La diode est une valve électronique possédant deux bornes appelées anode (A) et cathode (K) (Figure (2.1)). Bien que la diode ne possède aucune partie mobile, elle agit effectivement comme un interrupteur automatique ultra-rapide dont les contacts s'ouvrent et se ferment. [9]

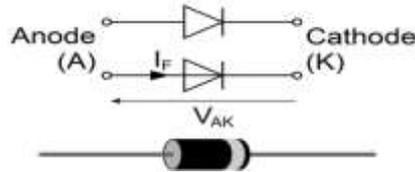


Figure (II.1) la diode

### II.1.1.2 Caractéristique

La diode est un dipôle à semi-conducteur (jonction P-N), qui possède deux régimes de fonctionnement : bloqué et passant.

Ces régimes de fonctionnement ne sont pas contrôlables directement, mais dépendent de la tension  $V_{AK}$  aux bornes de la diode et de l'intensité du courant  $I_D$  (courant direct, peut aussi s'écrire  $I_F$  avec F pour Forward) la traversant.

La diode bloquée : état de la diode quand  $V_{AK} < V_{seuil}$ , ce qui empêche le passage du courant dans la diode ;  $I_D = 0$ .

La diode passante : état de la diode quand  $V_{AK} \geq V_{seuil}$ , ce qui entraîne  $I_D \neq 0$  [14]

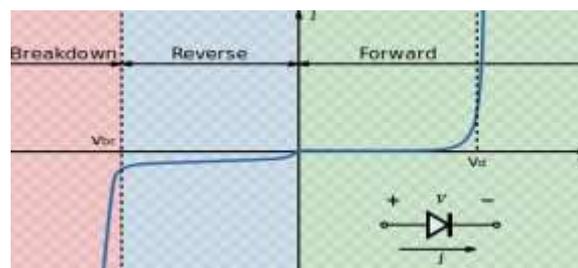


Figure (II.2) Caractéristique réelle d'une diode

## II.1.2 THYRISTOR et GTO

### II.1.2.1 Définition

- *Le thyristor* : est Le mot a été formé à partir de thyatron (triode à gaz qui jouait autrefois un rôle analogue) et de transistor. C'est un redresseur commandé au silicium comme l'indique son appellation anglo-saxonne SCR (Silicon controlled rectifier). [7]

- **GTO** : Thyristor (Gate-Turn-Off Thyristor) ou blocable est un interrupteur électronique unidirectionnel à fermeture et ouverture commandées. Il est aussi appelé G.C.O. (Gate-Cut-Off) ou G.C.S. (Gate-Controlled-Switch). Ce composant est surtout destiné à travailler avec des sources de tensions continues, comme, par exemple, dans les onduleurs en pont.

### II.1.2.2 Caractéristique

Les caractéristiques du thyristor conventionnel à l'état passant et à l'état bloqué sont illustrées à la Figure (II.3). Ainsi, à l'état bloqué, lorsque le courant d'anode  $I_{AK}$  est nul, le thyristor peut supporter des tensions  $E_{AK}$  positives et négatives, jusqu'aux limites indiquées par les bandes hachurées ( $\pm 4$  kV). Durant l'état passant, lorsque le courant  $I_{AK}$  circule, la figure montre que la tension  $E_{AK}$  est d'environ 2 V. La limite supérieure du courant anodique (3 kA) est aussi indiquée par une bande hachurée. Ces limites très approximatives indiquent les valeurs maximales de tension et de courant que les thyristors peuvent supporter. Toutefois, la plupart des thyristors sont conçus pour fonctionner à des tensions et courants bien inférieurs aux limites indiquées.

**Blocage Le GTO** : il présente la possibilité supplémentaire d'être blocable par application d'une tension Gâchette Cathode négative, générant un courant négatif de gâchette élevé (typiquement un tiers du courant d'anode devant être annulé). La tension directe à l'état passant aux bornes d'un GTO.

**Polarisation inverse** En inverse, le GTO. est équivalent à une résistance incapable de bloquer une tension et ne permettant pas un courant significatif. Si nécessaire, pour assurer une tenue en tension inverse il faut ajouter une diode en série avec le GTO. [17]

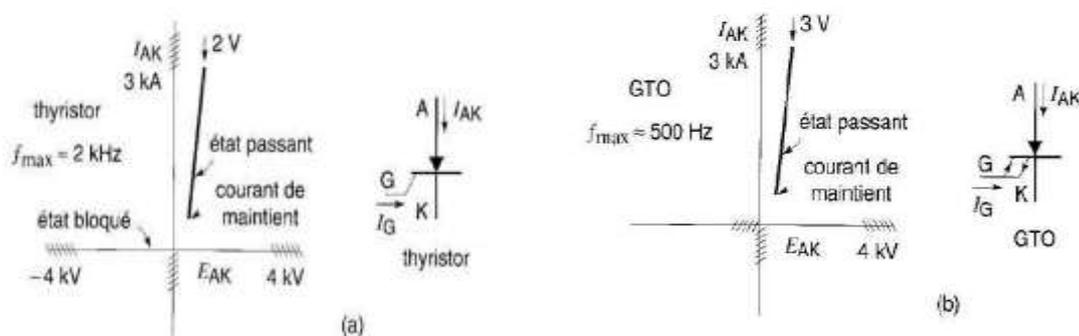


Figure (II.3). Limites d'opération des thyristors et des GTO.

## II.1.3. LE TRANSISTOR

### II.1.3.1 Définition

Le transistor est un composant électronique qui est utilisé comme interrupteur dans les circuits logiques, comme amplificateur de signal, pour stabiliser une tension, moduler un signal ainsi que pour de nombreuses autres applications.

Un transistor est un dispositif semi-conducteur à trois électrodes actives, qui permet de contrôler un courant (ou une tension) sur une des électrodes de sorties (le collecteur pour le transistor bipolaire et le drain sur un transistor à effet de champ) grâce à une électrode d'entrée (la base sur un transistor bipolaire et la grille pour un transistor à effet de champ). [28]

### II.1.3.2 Caractéristique Le transistor

#### II.1.3.2.1 Le transistor BJT



Figure (II.4):Le transistor BJT

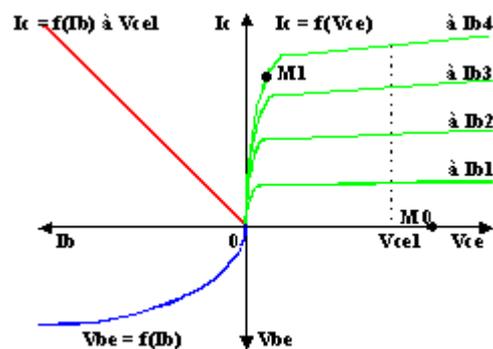


Figure (II.5) : Caractéristique Le transistor bipolaire (BJT)

La fonction  $I_c = f(V_{ce})$  est maîtrisée par la valeur du courant de base. Celle-ci comporte essentiellement deux domaines ; la partie où  $I_c$  est peu variable pour une valeur de  $I_b$  c'est le régime linéaire, la partie coudée où la transistor est en régime saturé.

La fonction  $V_{be} = f(I_b)$  est celle d'une jonction PN entre la base et l'émetteur.

La fonction  $I_c = f(I_b)$  caractérise " l'effet transistor " en régime linéaire. C'est une droite de pente  $b$  (ordre de grandeur de  $b \gg 100$ )

En régime linéaire  $I_c \gg \beta \cdot I_b$  et en régime saturé  $I_c < \beta \cdot I_b$

En régime saturé  $V_{ce} < 1 \text{ Volt}$

Au point M0 le transistor est bloqué. Entre son collecteur et son émetteur le transistor est équivalent à un interrupteur ouvert.

Au point M1 le transistor est saturé. Entre son collecteur et son émetteur le transistor est équivalent à un interrupteur fermé.

Par la variation spontanée du courant  $I_b$  de 0 à  $I_{b4}$  ou inversement on peut passer de M0 à M1 ou inversement. Dans ce type de fonctionnement tout ou rien on dit que le transistor fonctionne en commutation.

En faisant varier  $I_b$  tout en conservant le transistor en régime linéaire on peut utiliser le transistor en amplificateur de courant. [28]

### II.1.3.2.2 Le transistor MOSFET



Figure (II.6) : Le transistor MOSFET

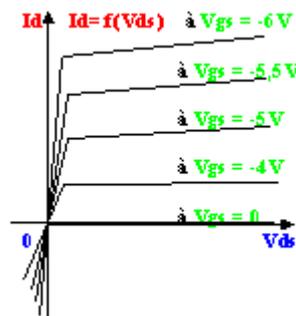


Figure (II.7) : Caractéristique Le transistor MOSFET

Quand le transistor travaille en régime linéaire,  $I_d$  est fixé par  $V_{gs}$  et  $V_{ds}$  a peu d'effet. Le composant peut donc trouver des applications en amplification. Comme le transistor bipolaire le FET a besoin d'une polarisation car il est unidirectionnel.

Le domaine où  $V_{ds} < 1 \text{ volt}$ , autour de  $V_{ds} = 0$  s'appelle la zone ohmique. La résistance  $r_{ds}$  entre drain et source est alors fonction de  $V_{gs}$ . Cette propriété permet de régler la valeur d'une résistance par une commande électronique.

L'impédance entre grille et drain est très grande ( $10^{10} \Omega$ )

Le transistor peut opérer en commutation rapide.

Le transistor à canal P se commande avec  $V_{gs} > 0$ .  $I_d$  et  $V_{ds}$  sont négatifs. [28]

### II.1.3.2.3 Le transistor bipolaire à grille isolée (IGBT)

L'IGBT est un transistor hybride, regroupant un transistor à effet de champ du type MOSFET en entrée et un transistor bipolaire en sortie. Il est ainsi commandé par la tension de grille (entre grille et émetteur) qui lui est appliquée, mais ses caractéristiques de conduction (entre collecteur et émetteur) sont celles d'un bipolaire. Le schéma équivalent du transistor IGBT ci-contre montre un troisième transistor, qui représente en fait une propriété parasite responsable de la technique.

Cette structure lui donne le faible coût énergétique de commande d'un MOSFET, avec les pertes de conduction plus faibles (à surface de puce donnée) d'un bipolaire. De plus, les IGBT peuvent gérer une tension bien plus élevée que celle gérée par les MOSFET. [28]

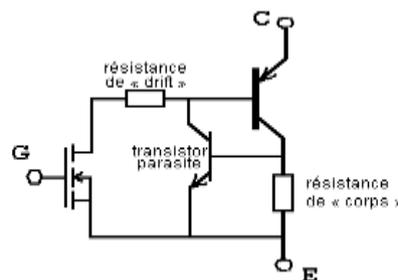


Figure (II.8): Symbole usuel de l'IGBT

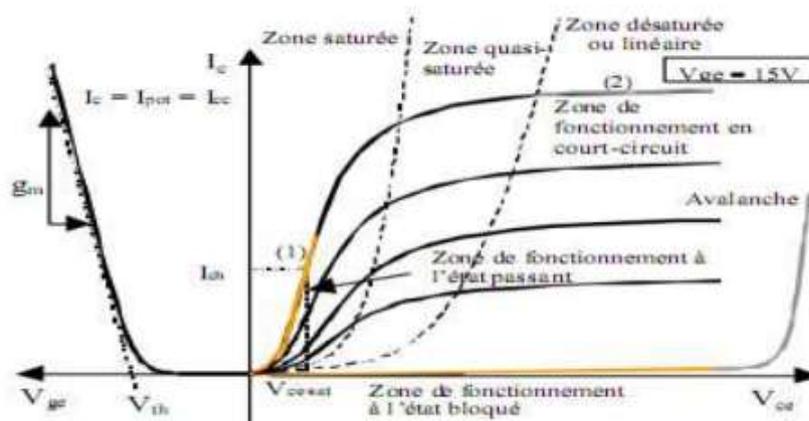


Figure (II.9): Caractéristique statique pour un transistor IGBT

L'IGBT est bloqué lorsque la tension de grille  $V_{ge}$  est inférieure à la tension de seuil  $V_{th}$ . Le composant supporte donc toute la tension d'alimentation. Il devient lorsque la tension de grille

est supérieure à la tension de seuil. Le courant, qu'est imposé par la charge, transite alors le transistor. [12]

## II.2 L'ASSOCIATION CONVERTISSEUR MACHINE

On a inventé en électrotechnique des « machines » utilisant les propriétés du magnétisme, et plus particulièrement du ferromagnétisme, pour réaliser les diverses conversions possibles des formes d'énergie électriques. [13]

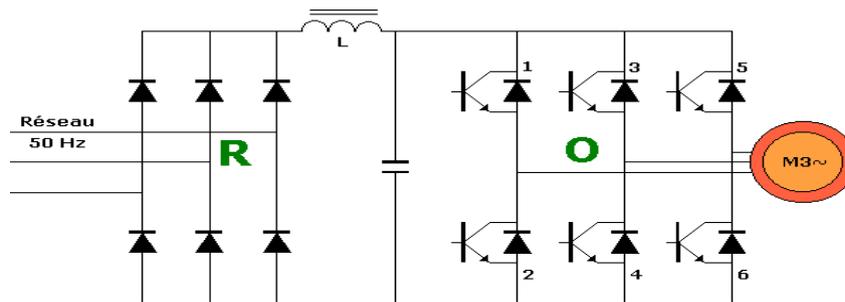


Figure (II.10): convertisseur à onde de tension

### II.2.1 LE REDRESSEUR A DIODE TRIPHASE

Le redresseur réalise une conversion souvent réversible alternatif-continu

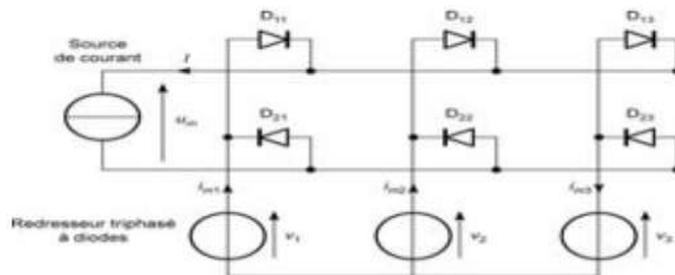


Figure (II.11) : Montage du redresseur à diodes triphasé.

On se limite ici au cas le plus fréquent en électronique de puissance : le montage à diodes, présenté à la figure (II.11)

Les tensions  $V_1(t)$ ,  $V_2(t)$ ,  $V_3(t)$  sont imposées telles que :

$$\begin{aligned}
 V_1 &= V\sqrt{2}\sin(\omega t) \text{ avec } \omega = 2\pi f \\
 V_2 &= V\sqrt{2}\sin(\omega t - 2\pi/3) \\
 V_3 &= V\sqrt{2}\sin\left(\omega t - \frac{4\pi}{3}\right)
 \end{aligned}
 \tag{II.1}$$

Les fonctions de connexions des interrupteurs  $f_{ij}$  que sont les diodes sont celles de l'onduleur triphasé de courant en commande simple pour le cas particulier où  $\omega t_0 = \phi = 0$ .

On a alors les fonctions suivantes (on pose  $\theta = \omega t$ ) : [13]

- $f_{11} = 1$  pour  $\theta \in [\pi/6; 5\pi/6]$  modulo  $2\pi$  et égal à « 0 » sinon;
- $f_{12} = 1$  pour  $\theta \in [5\pi/6; 3\pi/2]$  modulo  $2\pi$  et égal à « 0 » sinon;
- $f_{13} = 1$  pour  $\theta \in [3\pi/2; 13\pi/6]$  modulo  $2\pi$  et égal à « 0 » sinon;
- $f_{23} = 1$  pour  $\theta \in [-\pi/6; \pi/2]$  modulo  $2\pi$  et égal à « 0 » sinon;
- $f_{22} = 1$  pour  $\theta \in [\pi/2; 7\pi/6]$  modulo  $2\pi$  et égal à « 0 » sinon;
- $f_{21} = 1$  pour  $\theta \in [7\pi/6; 11\pi/6]$  modulo  $2\pi$  et égal à « 0 » sinon.

Il est possible d'écrire:

$$U_m(t) = V\sqrt{6}|\cos(\omega t)| \quad (\text{II.2})$$

pour  $\theta = \omega t \in [-\pi/6; +\pi/6]$  avec une période de  $\pi/3$

$V$  = valeur efficace de la tension alternative ;

$\langle U_m \rangle = U$  valeur moyenne de  $U_m(t)$  ;

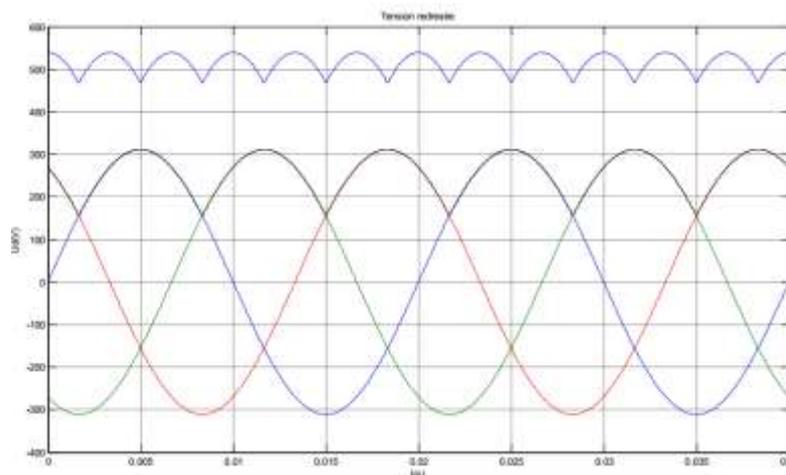


Figure (II.12) : Tension redressée d'un redresseur triphasé

## II.2.2 L'ONDULEUR

### II.2.2.1 Définition

Un onduleur est un convertisseur statique qui assure la conversion continu-alternatif. En fait, cette conversion d'énergie est satisfaite au moyen d'un dispositif de commande (semi-

conducteurs). Il permet d'obtenir aux bornes du récepteur une tension alternative réglable en fréquence et en valeur efficace, en utilisant ainsi une séquence adéquate de commande. [19]

### **II.2.2.2 Types d'onduleurs**

#### **II.2.2.2.1 L'Onduleur autonome**

Un onduleur est dit autonome s'il utilise l'énergie d'un circuit auxiliaire propre à lui pour la commutation des thyristors ou l'autre semi-conducteurs dans ce cas nous commandons la fréquence la forme d'onde de la tension de sortie. On distingue deux types d'onduleurs autonomes : [19]

- Les onduleurs de courant : la source d'entrée est une source de courant, la source de sortie est une source de tension.
- Les onduleurs de tension : la source d'entrée est une source de tension, la source de sortie est une source de courant. [18]

#### **II.2.2.2.2 L'Onduleur non autonome**

C'est le nom donné au montage redresseur tous les thyristors (pont de Graëtz) qui, en commutation naturelle assistée par le réseau auquel il est raccordé, permet un fonctionnement en onduleur (par exemple par récupération de l'énergie lors des périodes de freinage dans les entraînements à moteurs électriques). À la base du développement des entraînements statiques à vitesse variable pour moteurs à courant continu et alternatif, cyclo convertisseurs, onduleurs de courant pour machines synchrones et asynchrones, jusqu'à des puissances de plusieurs MW, ce type de montage est progressivement supplanté, au profit de convertisseurs à IGBT ou GTO. [19]

#### **II.2.2.2.3 Les Onduleurs hybrides**

Les onduleurs hybrides ou intelligents sont une nouvelle génération dédiée aux applications d'énergie renouvelable pour l'autoconsommation et en particulier pour les panneaux solaires photovoltaïques (onduleur solaire). L'énergie des panneaux solaires photovoltaïques est active seulement pendant la journée et essentiellement lorsque le Soleil est au zénith : elle est donc fluctuante et non synchronisée avec la consommation des habitations. De ce fait, il est nécessaire de:

- Stocker l'excédent de production avant utilisation,
- En France métropolitaine vendre l'intégralité de sa production à EDF à un tarif préférentiel, ce qui évite les contraintes du stockage de l'excédent de production. [9]

### II.2.2.3 L'Onduleur monophasé

Un onduleur monophasé de tension en pont Figure (II.12) nécessite des interrupteurs électroniques bidirectionnels (diode en antiparallèle sur interrupteur unidirectionnel) car le courant  $i_s$  est décalé par rapport à la tension  $u_s$ . On utilise le symbole d'un interrupteur unidirectionnel en courant commandable à l'ouverture et à la fermeture.

En considérant les développements en série de Fourier de la tension  $u_s$  et du courant  $i_s$ , on s'aperçoit que les fondamentaux contribuent essentiellement au transfert de la puissance active, tandis que les harmoniques de rang  $> 2$  contribuent surtout au transfert de la puissance réactive. Afin d'améliorer le rendement, on cherche à diminuer l'influence des harmoniques de rang  $> 2$ . Cette diminution s'obtient en améliorant la commande de l'onduleur, ce qui permet de contrôler la forme de la tension  $u_s$ , et en lissant par une inductance le courant  $i_s$ . [17]

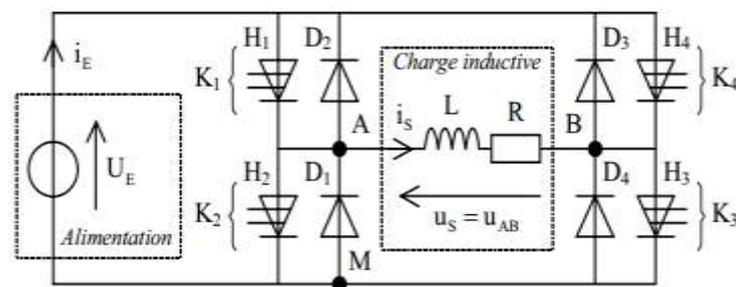


Figure (II.13) : L'Onduleur monophasé

### II.2.2.4. L'onduleur triphasé

L'onduleur triphasé en pont est constitué de trois cellules de commutation. Trois des six interrupteurs  $S_i$  sont simultanément conducteurs, les trois autres sont bloqués. Deux interrupteurs d'une même verticale sont commandés en complémentarité pour ne pas court-circuiter la source de tension, ce qui va donner des tensions simples triphasées qui sont obtenues de façon composée sur les trois bornes de sortie. [1]

### II.2.2.5. Fonctionnement de l'onduleur triphasé

L'onduleur triphasé en pont est constitué d'une source de tension continue et de six interrupteurs monté en pont. La tension continue est généralement obtenue par un redresseur triphasé à diodes suivi d'un filtre.

Celui-ci est très utilisé en MLI pour l'alimentation des récepteurs triphasés équilibrés à tension et fréquence variables. Il peut être considéré comme étant super position de trois onduleurs demi-point monophasé (figure (II.9)).

Chacune des trois tensions de sortie est formé d'une onde bistable prenant les valeurs  $-U$  et  $+U$  mais décalées  $\frac{2\pi}{3}$  de l'une par rapport à l'autre.

De plus si le récepteur est couplé en étoile sans neutre ou en triangle, les harmoniques multiples de trois éliminées. Ainsi, le système triphasé obtenu à la sortie de l'onduleur est un système équilibré en tension ne contenant que les harmoniques impairs différents de trois. Pour obtenir une tension alternative à partir une tension contenue, il faut découper la tension d'entrée et l'appliquer une fois dans un sens, l'autre fois dans l'autre à la charge.

L'onduleur de tension alimenté par une source de tension parfait impose à sa sortie, grâce au jeu d'ouverture des interrupteurs, une tension alternative formée d'une succession de créneaux rectangulaires à deux niveaux, la période de fonctionnement est fixée par la commande des interrupteurs.

L'architecture de ce convertisseur se compose de plusieurs bras, connectés chacun à une phase du réseau et comportant deux interrupteurs de puissance, Figure (2.9). [22]

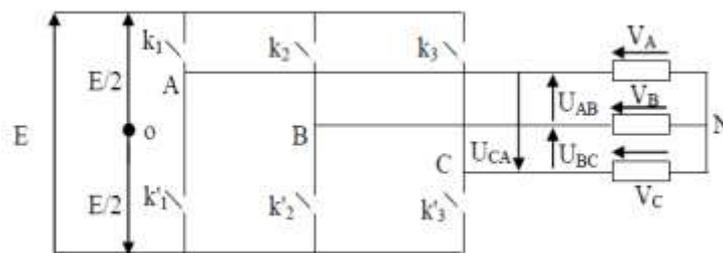


Figure (II.14) : Montage pratique d'un onduleur triphasé

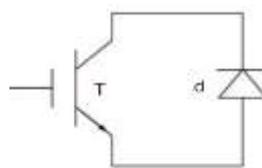


Fig. (II.15): Interrupteur bidirectionnel équivalent de la paire Transistor – diode

Les composants de puissance (interrupteurs) sont déterminés en fonction des niveaux de la puissance et la fréquence de commutation. En règle générale, plus les composants sont rapides (fréquence de commutation élevée), plus la puissance commutée est faible et inversement. Il est pratiquement vrai que les:

Transistors MOSFET (transistor à effet champ), ces composants sont très rapides mais de puissance relativement faible.

Transistors bipolaires, moins rapides que les MOSFET mais plus puissants (quelque KHz à une dizaine de KW).

Transistor IGBT, sont des composants de gamme standard (jusqu'à 20 KHz à des dizaines de KW).

Les thyristors GTO, commutent très lentement les grandes puissances.

Les thyristors, sont commandables à l'ouverture mais la fermeture dépend du circuit extérieur.

La puissance [KW] comme étant la fonction de puissance [KHz] peut être schématisée comme suit :

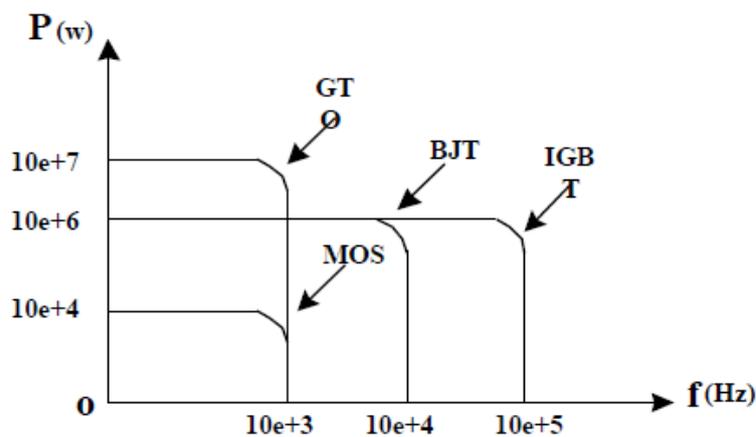


Figure (II.16) : L'échelle des semi-conducteurs (interrupteurs).

Les équations de tension simples appliquées aux trois phases statoriques sont :

$$\begin{cases} V_{AN} = V_{AO} + V_{ON} \\ V_{BN} = V_{BO} + V_{ON} \\ V_{CN} = V_{CO} + V_{ON} \end{cases} \quad (\text{II.3})$$

Par addition on a:

$$V_{AN} + V_{BN} + V_{CN} = V_{AO} + V_{BO} + V_{CO} + 3V_{ON} \quad (\text{II.4})$$

Sachant que le système des tensions triphasées statoriques est symétrique, donc :

$$V_{AO} + V_{BO} + V_{CO} + 3V_{ON} = 0 \quad (\text{II.5})$$

D'où :

$$V_{ON} = \frac{1}{3}(V_{AO} + V_{BO} + V_{CO}) \quad (\text{II.6})$$

On remplace les trois équations de tensions dans cette dernière, on aura le système suivant :

$$\begin{cases} V_{AN} = \frac{2}{3}V_{AO} - \frac{1}{3}V_{BO} - \frac{1}{3}V_{CO} \\ V_{BN} = -\frac{1}{3}V_{AO} + \frac{2}{3}V_{BO} - \frac{1}{3}V_{CO} \\ V_{CN} = -\frac{1}{3}V_{AO} - \frac{1}{3}V_{BO} + \frac{2}{3}V_{CO} \end{cases} \quad (\text{II.7})$$

On peut écrire le système ci-dessus sous la forme matricielle suivante :

$$\begin{bmatrix} V_{AN} \\ V_{BN} \\ V_{CN} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{AO} \\ V_{BO} \\ V_{CO} \end{bmatrix} \quad (\text{II.8})$$

Avec :

$$\begin{cases} V_{AN} = ES_1 \\ V_{BN} = ES_2 \\ V_{CN} = ES_3 \end{cases} \quad (\text{II.9})$$

Tel que :

$$\begin{cases} S_1 = 1 & \text{si } K_1 \text{ fermé si non } S_1 = 0 \\ S_2 = 1 & \text{si } K_2 \text{ fermé si non } S_2 = 0 \\ S_3 = 1 & \text{si } K_3 \text{ fermé si non } S_3 = 0 \end{cases} \quad (\text{II.10})$$

Finalement, on aura le système suivant :

$$\begin{bmatrix} V_{AN} \\ V_{BN} \\ V_{CN} \end{bmatrix} = \frac{E}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_1 \\ S_2 \\ S_3 \end{bmatrix} \quad (\text{II.11})$$

## Conclusion

Dans ce chapitre nous avons présenté la théorie sur le redresseur et onduleur, sa constitution physique élémentaire, pour commander la machine asynchrone à vitesse variable, c'est à dire à une fréquence indépendante de la fréquence du réseau alimentant la machine (onduleur autonome), Son fonctionnement.

# **CHAPITRE III :**

## ***LES DIFFÉRENTS STRATÉGIES DE MODULATION***

UNIVERSITE DE TEBESSA

## INTRODUCTION

Les onduleurs de tension peuvent être pilotés suivants plusieurs stratégies. A faible fréquence, ils sont pilotés en pleine onde, le signal de commande sera à la fréquence de la tension désirée à la sortie, et la source continu doit être réglable. A fréquence élevée, ils sont pilotés en modulation de largeur d'impulsion. Cette dernière stratégie permet de régler à la fois l'amplitude et la fréquence en gardent la source continu constante.

De produire de tension de sortie proche de la sinusoïde, différentes stratégies de commande ont été proposées par des différents auteurs pour l'onduleur de tension. Les différentes stratégies représentées ci-dessous (voir la Figure (3.1)). [2]

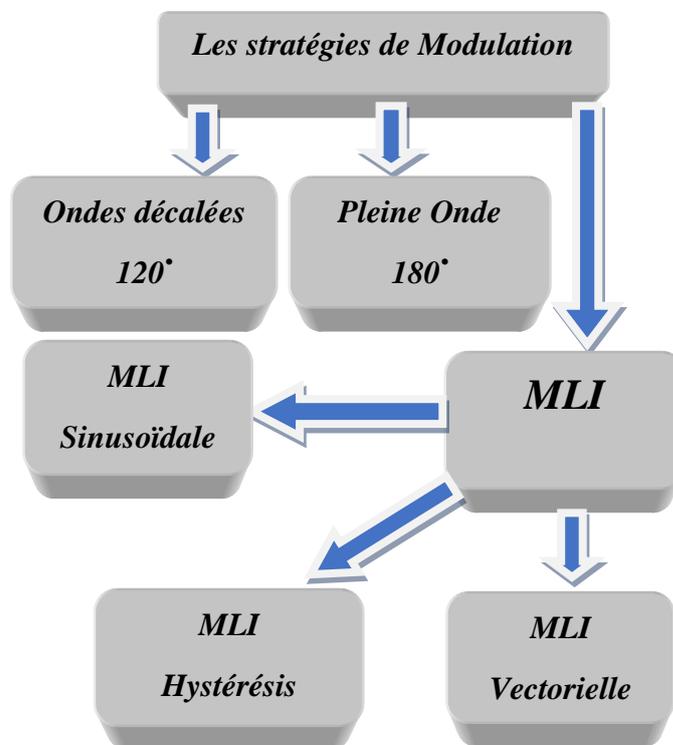


Figure (III.1) Les différentes stratégies de commandes

### III.1. LA COMMANDE EN PLEINE ONDE

C'est la stratégie de commande la plus simple à mettre en œuvre. Par contre la tension de sortie est très riche en harmoniques de rang faible et donc de fréquence basse. Le filtrage est difficile dans ce mode de commande, les interrupteurs travaillent à la fréquence des grandeurs électriques de sortie. [23]

Deux types de signaux de commande peuvent être appliqué aux transistors 180° (pleine onde) et 120° (onde de calée).

**III.1. a) Commande en plaine onde (180°)**

On résume le fonctionnement de l'onduleur dans le tableau suivant :

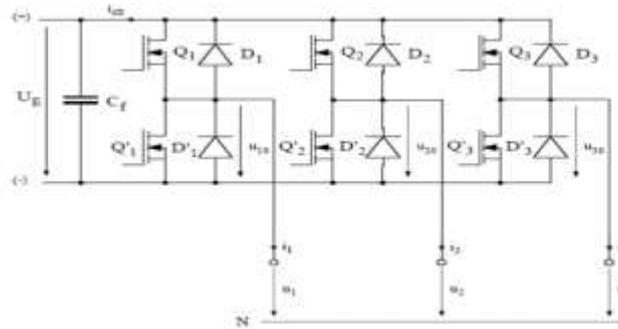


Figure (III.2) : Schéma de principe de l'onduleur triphasé de tension

$\omega t$	$0 \div \frac{\pi}{3}$	$\frac{\pi}{3} \div \frac{2\pi}{3}$	$\frac{2\pi}{3} \div \pi$	$\pi \div \frac{4\pi}{3}$	$\frac{4\pi}{3} \div \frac{5\pi}{3}$	$\frac{5\pi}{3} \div 2\pi$
Eléments conduits	1 - 5 - 6	1 - 2 - 6	1 - 2 - 3	2 - 3 - 4	3 - 4 - 5	4 - 5 - 6
$U_{an}$	$U_E/3$	$2U_E/3$	$U_E/3$	$-U_E/3$	$-2U_E/3$	$-U_E/3$
$U_{bn}$	$-2U_E/3$	$-U_E/3$	$U_E/3$	$2U_E/3$	$U_E/3$	$-U_E/3$
$U_{cn}$	$U_E/3$	$-U_E/3$	$-2U_E/3$	$-U_E/3$	$U_E/3$	$2U_E/3$
$U_{ab}$	$U_E$	$U_E$	0	$-U_E$	$-U_E$	0
$U_{bc}$	$U_E$	0	$-U_E$	$-U_E$	0	$U_E$
$U_{ca}$	0	$-U_E$	$-U_E$	0	$U_E$	$U_E$

Tableau (III.1) : commande à 180°

On peut présenter les valeurs du tableau (III.1) sur le graphe suivant :

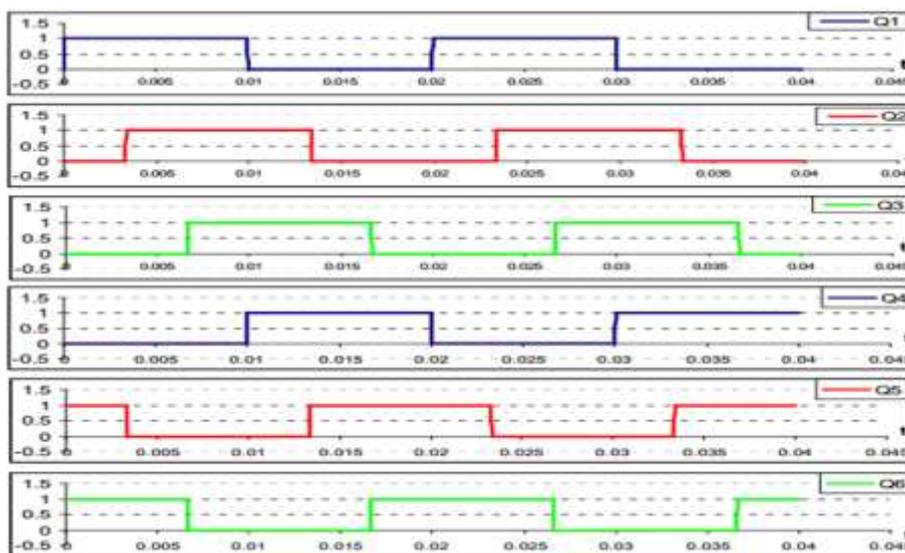


Figure (III.3) : Signaux des interrupteurs (Q1...Q6)

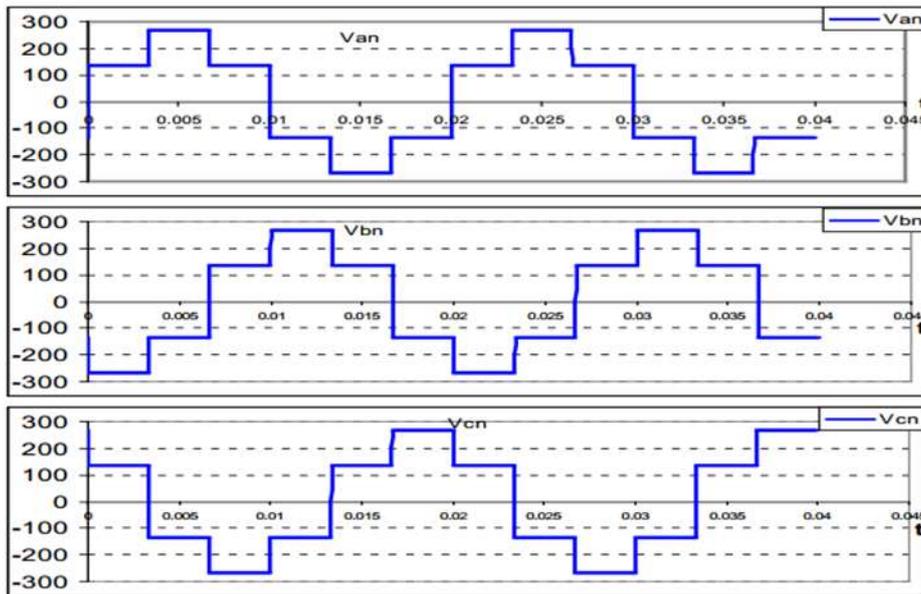


Figure (III.4) : Tensions simples à la sortie de l'onduleur

La tension efficace de charge est déterminée selon les expressions suivantes :

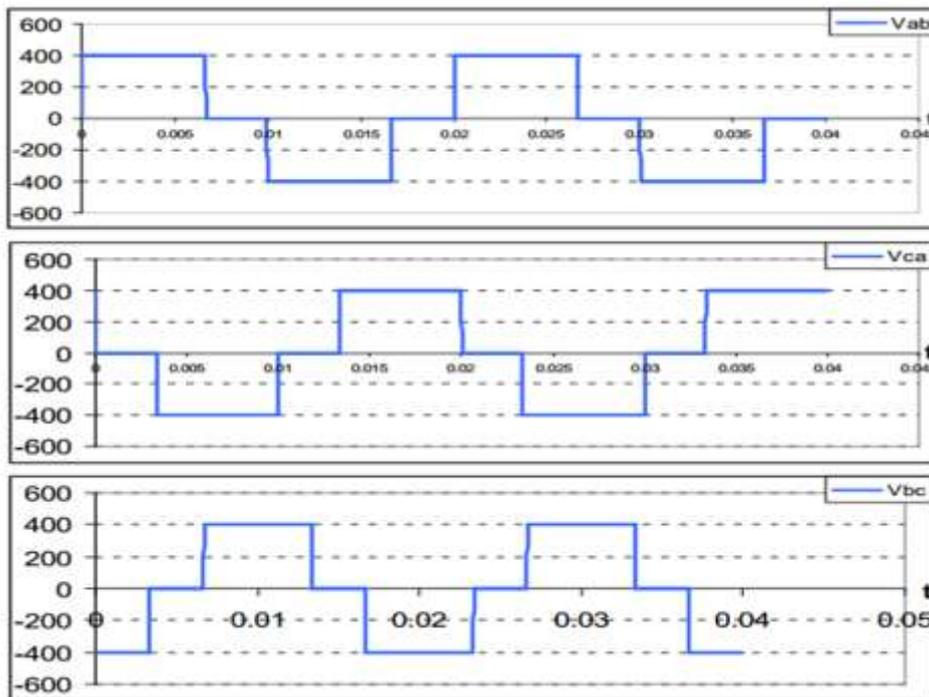


Figure (III.5) : Tensions composées à la sortie de l'onduleur

### III.1. b) Commande en ondes décalées (120°)

Le transistor conduit pendant 120°, donc il est moins utilisé par rapport au cas précédent (°180) dans les conditions de charge. On résume le fonctionnement de l'onduleur dans le tableau suivant :

$\omega t$	$0 \div \frac{\pi}{3}$	$\frac{\pi}{3} \div \frac{2\pi}{3}$	$\frac{2\pi}{3} \div \pi$	$\pi \div \frac{4\pi}{3}$	$\frac{4\pi}{3} \div \frac{5\pi}{3}$	$\frac{5\pi}{3} \div 2\pi$
Eléments conduits	1 – 6	1 – 2	2 – 3	3 – 4	4 – 5	5 – 6
$U_{an}$	$U_E/2$	$U_E/2$	0	$-U_E/2$	$-U_E/2$	0
$U_{bn}$	$-U_E/2$	0	$U_E/2$	$U_E/2$	0	$-U_E/2$
$U_{cn}$	0	$-U_E/2$	$-U_E/2$	0	$U_E/2$	$U_E/2$
$U_{ab}$	$U_E$	$U_E/2$	$-U_E/2$	$-U_E$	$-U_E/2$	$U_E/2$
$U_{bc}$	$-U_E/2$	$U_E/2$	$U_E$	$U_E/2$	$-U_E/2$	$U_E$
$U_{ca}$	$-U_E/2$	$U_E$	$-U_E/2$	$U_E/2$	$U_E$	$-U_E/2$

Tableau (III.2) : commande à 120°

On peut présenter les valeurs du tableau (III.2) sur le graphe suivant :

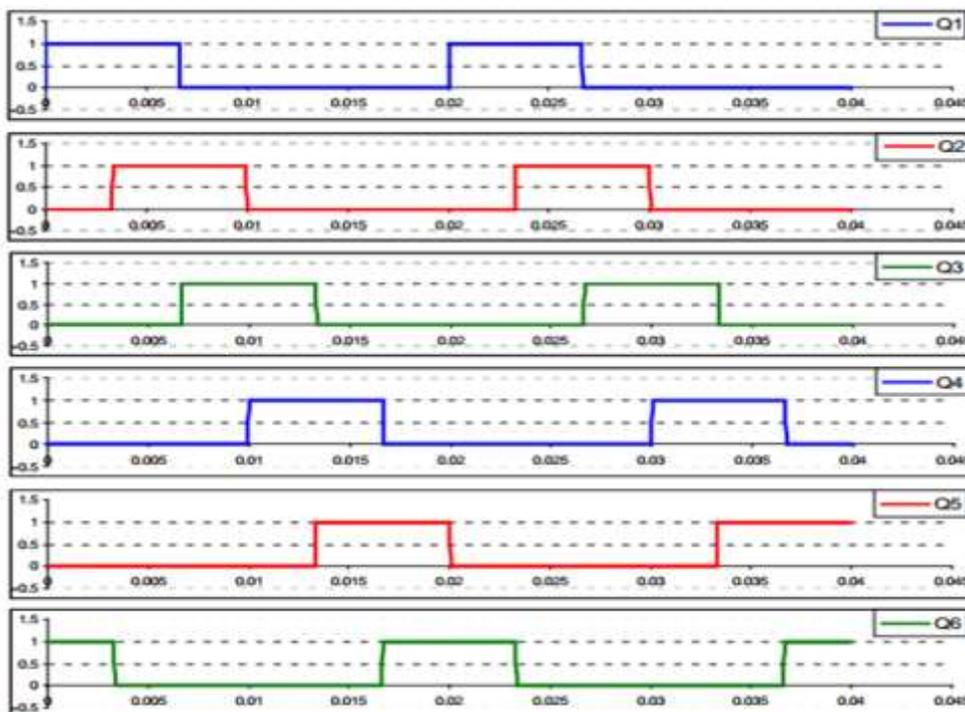


Figure (III.6): Signaux des l'interrupteurs (Q1...Q6)

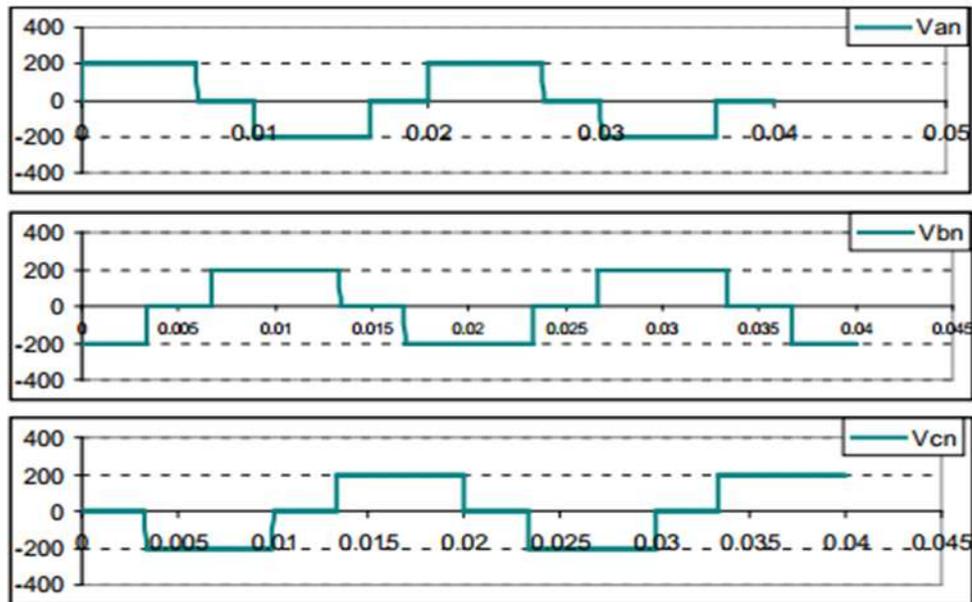


Figure (III.7) : Tensions simples à la sortie de l'onduleur

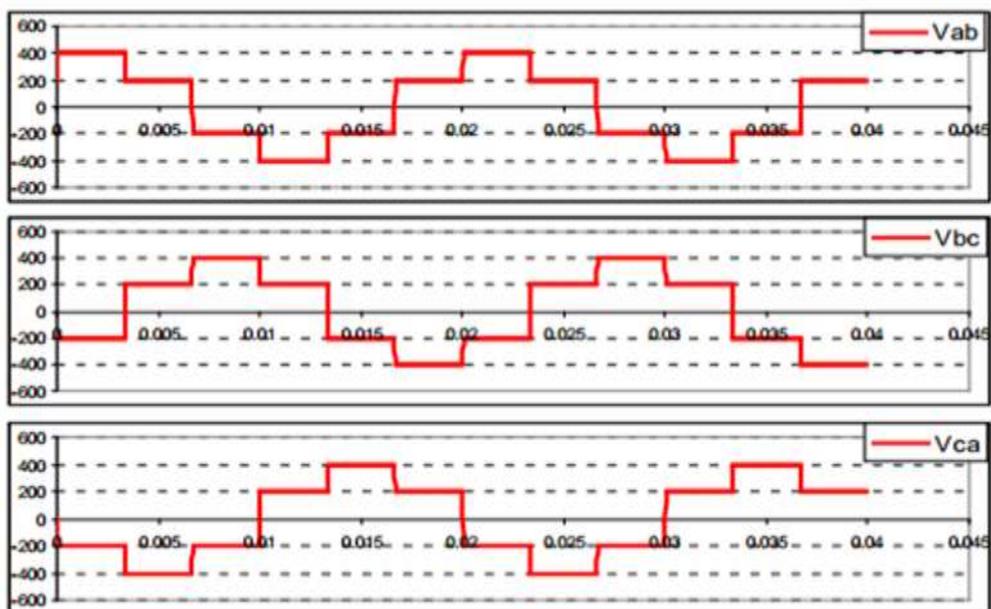


Figure (III.8) : Tensions composées à la sortie de l'onduleur

## III.2. LA COMMANDE A MODULATION DE LARGEUR D'IMPULSIONS

La modulation de largeur d'impulsions (MLI) consiste à générer par alternance de la tension alternative, une tension composée de plusieurs créneaux de largeur variable.

### III.2.1. MLI sinusoïdale (intersective)

C'est la plus classique. Elle consiste à comparer la modulante (le signal à synthétiser) à une porteuse généralement triangulaire. Le signal de sortie vaut 1 si

la modulante est plus grande que la porteuse, 0 sinon ; le signal de sortie change donc d'état à chaque intersection de la modulante et de la porteuse.

Cette méthode se prête bien à une réalisation analogique : il suffit d'un générateur triangle et d'un comparateur. Il existe de nombreux circuits intégrés dédiés. [9]

### III.2. 2.MLI Hystérésis

La commande par hystérésis, appelée aussi commande en tout ou rien, est une commande non linéaire qui utilise l'erreur existante entre le courant de référence et le courant produit par l'onduleur, cette erreur est comparée à un gabarit appelé bande d'hystérésis.

L'approche la plus simple utilisée pour cette fin, est la stratégie de contrôle qui réalise la comparaison entre le courant de phase mesuré et le courant de référence, à l'aide d'un comparateur à hystérésis. Celui-ci, produit des impulsions d'amorçage et de blocage des interrupteurs de l'onduleur, de façon à limiter le courant de phase dans une bande d'hystérésis autour du courant de référence. [24]

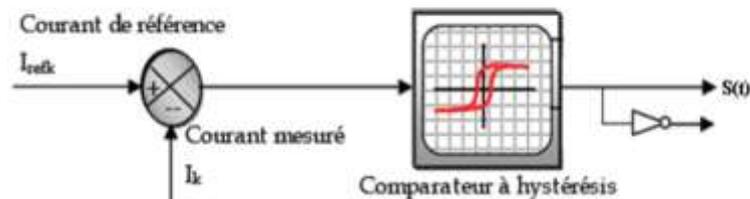


Figure (III.9): Schéma de principe du contrôle par hystérésis d'un bras de l'onduleur

De ce fait, les conditions de commutation des trois Interrupteurs statiques  $K_i$  ( $i=a, b,c$ ) de l'onduleur sont définies en terme des états logiques correspondants à la façon suivante:

$$K_i = +1 \text{ si } I^*i - I_i > \Delta i.$$

$$K_i = 0 \text{ si } I^*i - I_i < \Delta i.$$

$$K_i = - K_{i-1} \text{ si } I^*i = I_i.$$

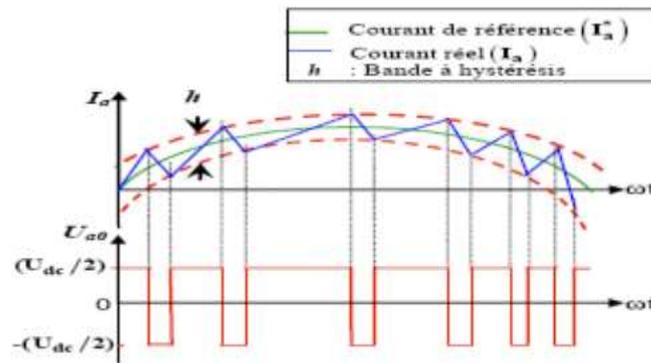


Figure (III.10): Commande par Hystérésis

Tels que :  $i_i$  ( $i = a, b, c$ ) sont les courants des phases statoriques ( $I_a, I_b, I_c$ )

$I^*i$  ( $i = a, b, c$ ) sont les courants de références issus des circuits de commande des trois bras.

$h$  : est la bande d'hystérésis, elle est choisie de façon à ne pas dépasser la fréquence de commutation admissible des semi-conducteurs contrôlés et à minimiser suffisamment les harmoniques de courant.

### III.2. 3.MLI Vectorielle

La modulation vectorielle est une modulation en temps réel. Elle utilise le fait qu'un vecteur peut présenter les trois tensions d'un système triphasé de somme nulle. [1]

Elle est basée sur la représentation spatiale du vecteur de tension dans le repère fixe  $\alpha\beta$ . Les huit états de commutation (Figure (3.11)) peuvent s'exprimer dans le plan  $\alpha\beta$ , par huit vecteurs de tension ( $\vec{V}_0, \vec{V}_1, \vec{V}_2, \vec{V}_3, \vec{V}_4, \vec{V}_5, \vec{V}_6, \vec{V}_7$ ) parmi eux deux sont nuls  $\vec{V}_0$

Et  $\vec{V}_7$  qui correspondent respectivement à S(000) et S(111), les autres sont appelés états actifs. [15]

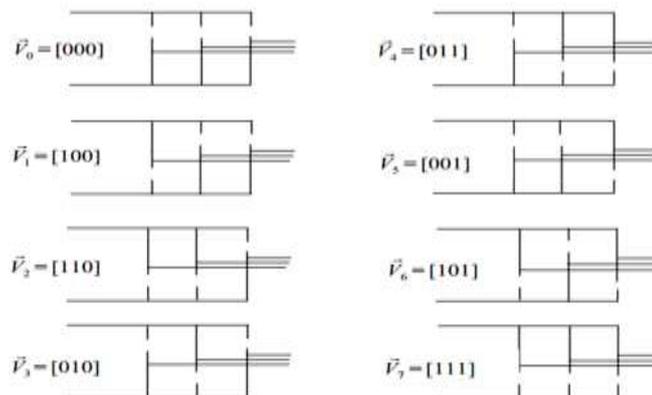


Figure (III.11): Les états de l'onduleur et les vecteurs des tensions correspondants

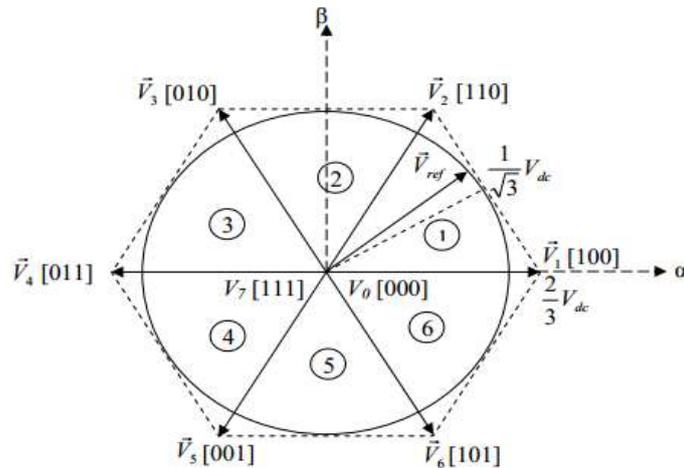


Figure (III.12) : Principe du vecteur spatial pour une MLI triphasée

### III.2.4. La stratégie MLI sinusoïdale d'un onduleur alimentant un moteur à cage

Le principe de cette technique consiste à comparer un signal triangulaire d'amplitude fixe et de fréquence nettement supérieure appelée porteuse, au trois signaux sinusoïdaux d'amplitude variable et de fréquence  $f$  appelée référence.

L'intersection de ces deux signaux donne les instants de commutation des interrupteurs. [6]

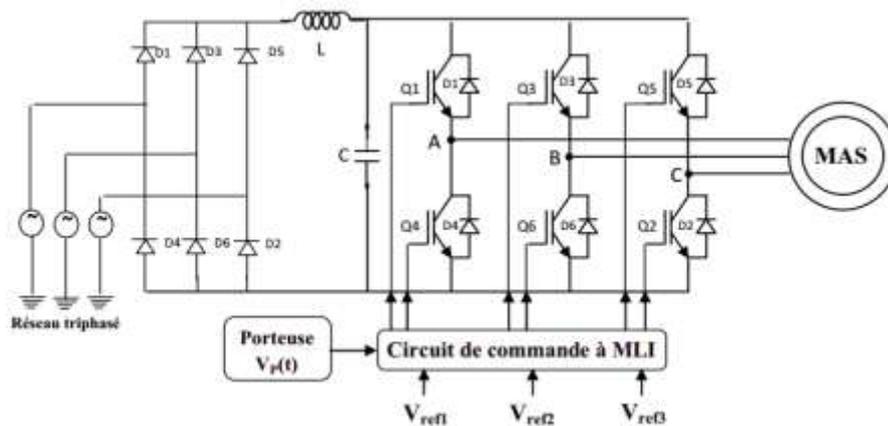


Figure (III.13): MAS alimentée par un onduleur de tension triphasé

Elle consiste à convertir une modulante (tension de référence au niveau commande), généralement sinusoïdale, en une tension sous forme de créneaux successifs, générée à la sortie de l'onduleur (niveau puissance). Au niveau électronique, son principe repose sur la comparaison de la modulante avec la porteuse (tension à haute fréquence de commutation). La valeur du rapport de fréquences entre la porteuse triangulaire (ou en dent de scie) et la modulante procède d'un compromis entre une bonne neutralisation des harmoniques et un bon rendement de l'onduleur. [2]

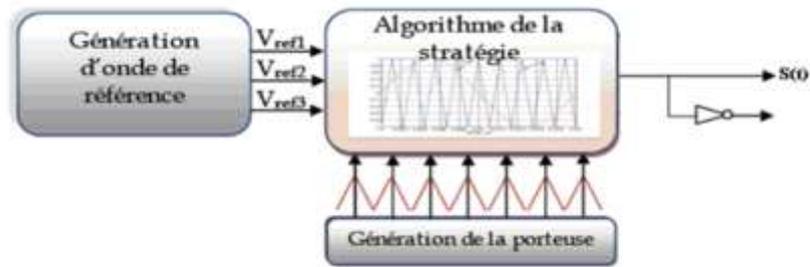


Figure (III.14): Principe de l’MLI Sinus-Triangle

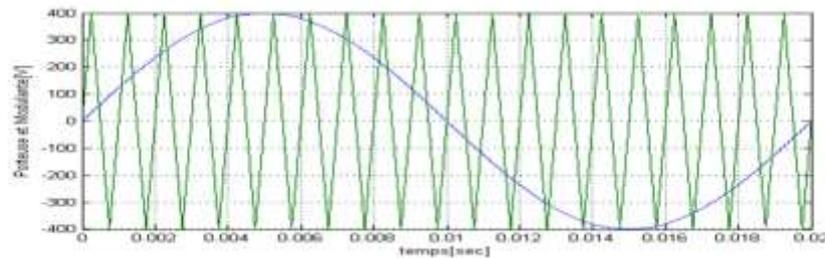


Figure (III.15) : Représentation de la porteuse et la modulante

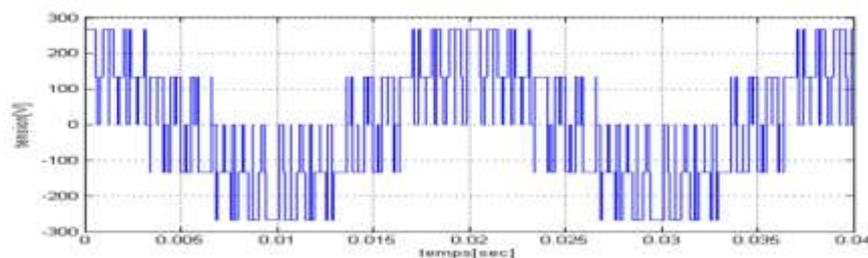


Figure (III.16) : Représentation de la tension à la sortie de l’onduleur

La figure (III.15) représente l’intersection entre la référence et la porteuse dont la fréquence, tandis que la figure (III.16) symbolise la tension d’une phase à la sortie de l’onduleur.

### III.2.5. Caractéristique de la modulation

Parmi les techniques des commandes à MLI les plus utilisées, on trouve la technique Sinus-Triangle. Elle est obtenue par la comparaison entre deux signaux, un signal de porteuse  $V_p$  et les signaux de références  $V_{ref}$ .

Définissant la fonction logique  $S_j$ . Ces fonctions logiques associées au signal de commande sont définies par :

$$S_j = \begin{cases} 1 & \text{si } V_{ref} \geq V_p \\ 0 & \text{si } V_{ref} < V_p \end{cases} \quad (III.1)$$

La porteuse est définie par la formule suivante avec n : entier naturel.

$$V_p = \begin{cases} \frac{4t}{T_p} - (4n + 1) & \text{si } t \in \left[ nT_p, \left( n + \frac{1}{2} \right) \cdot T_p \right] \\ \frac{-4t}{T_p} + (4n + 3) & \text{si } t \in \left[ \left( n + \frac{1}{2} \right) \cdot T_p, (n + 1) \cdot T_p \right] \end{cases} \quad (\text{III.2})$$

Les signaux de référence sont donnés par l'équation suivante :

$$V_{ref} = V\sqrt{2} \cdot \sin \left[ (2\pi f) \cdot t - 2 \cdot (j - 1) \cdot \frac{\pi}{3} \right] \quad \text{avec } j = 1, 2, 3 \quad (\text{III.3})$$

La valeur efficace V de la source de tension reste constante pour toute valeur

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

Indice de modulation: m égale au rapport de la fréquence  $f_p$  de la porteuse à la fréquence  $f_{ref}$  de la référence.

$$m = \frac{f_p}{f_{ref}} \quad (\text{III.4})$$

Taux de modulation ou coefficient de réglage de tension: r égal au rapport de l'amplitude de la tension de référence  $V_{ref}$  à celle de la porteuse  $V_p$ .

$$r = \frac{V_{ref}}{V_p} \quad (\text{III.5})$$

Dans la pratique, on s'arrange pour avoir un taux de modulation (r) inférieur à l'unité de façon à éviter la commutation qui peut entraîner des discontinuités de fonctionnement. Par contre l'indice de modulation (m) doit être très supérieur à l'unité afin de réduire les ondulations au niveau du couple engendrées par la commutation des interrupteurs.

La valeur maximale de la tension fondamentale (à la sortie de l'onduleur) vaut exactement : [16]

$$V_{max} = \frac{E}{2} \cdot r \quad (\text{III.6})$$

E : la tension continue à l'entrée de l'onduleur.

Le facteur d'évaluation des performances de la MLI, le facteur de distorsion totale des harmoniques de la tension de sortie THD, définit par le rapport de la somme quadratique des harmoniques de tension à la valeur de la somme quadratique du fondamental et des harmoniques de la tension. [6]

$$THD = \frac{(\sum_{i=2}^n V_i^2)^{\frac{1}{2}}}{(\sum_{i=2}^n V_i^2)^{\frac{1}{2}}} \quad (\text{III.7})$$

## **Conclusion**

Dans ce chapitre, nous avons examiné les différents types de commande de l'onduleur de tension, commande en plaine onde ( $180^\circ$ ) et la commande en ondes décalées ( $120^\circ$ ), nous avons ensuite examiné l'emploi des différentes techniques de la modulation de largeur d'impulsion : La modulation sinus-triangulaire, MLI sinusoïdale modifiée, Modulation par hystérésis (delta) pour commander un onduleur de tension afin de minimiser le taux des harmoniques.

Dans le chapitre suivant, on va développer la théorie de la MLI sinusoïdale d'un onduleur alimentant un moteur à cage.

# **CHAPITRE IV :**

## ***SIMULATION ET TESTS EXPÉRIMENTAUX EN TEMPS RÉEL DE LA TECHNIQUE MLI***

UNIVERSITE DE TEBESSA

### IV.1. PARTIE SIMULATION

A partir de l'étude théorique de la commande MLI Sinus-Triangle entamée dans le chapitre précédent. Nous sommes amenés à la simulation de cette technique pour voir la qualité du signal de sortie à l'onduleur, en utilisant comme source de tension continue  $E=400\text{ V}$ .

Une fois le moteur alimenté par l'onduleur on l'accroche une charge de  $10\text{ N.M}$  à l'instant  $t = 0.6$  secondes.

Réponses de l'association MAS-onduleur à MLI-ST

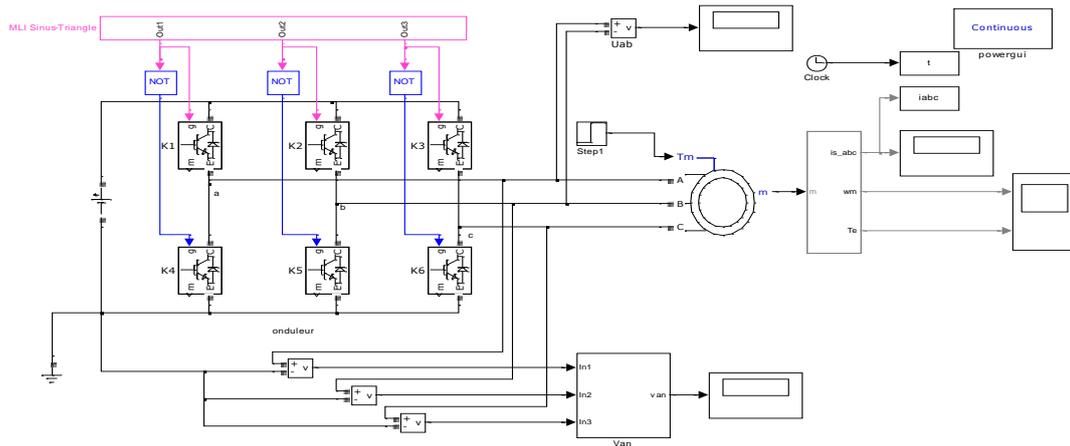


Figure (IV.1) : Schéma de bloc de simulation d'un moteur asynchrone à cage alimenté par Un onduleur commandé par MLI Sinus-Triangle

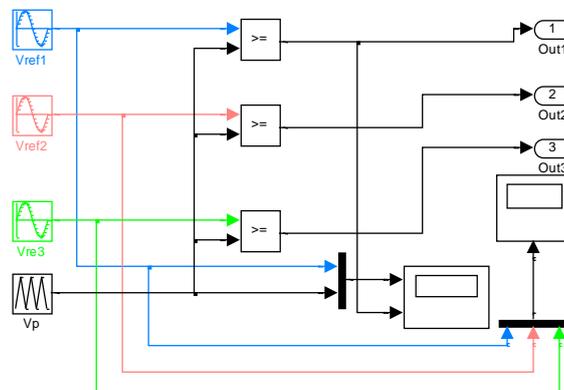


Figure (IV.2) : Schéma bloc de la stratégie MLI Sinus-Triangle

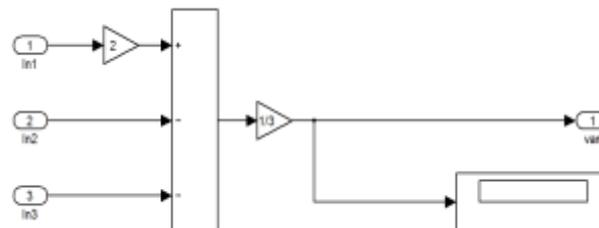


Figure (IV.3) : Schéma bloc pour le calcul de la tension simple Van

### IV.1.1. 1<sup>ERE</sup> PARTIE DE SIMULATION

On va fixer le coefficient de réglage à la valeur de  $r = 0.8$  et on va varier l'indice de modulation pour différents valeurs ( $m = 15, 21, 36, 50$  et  $99$ ).

Les résultats obtenus de l'association MAS/onduleur triphasé commandé par la MLI Sinus-Triangle pour :

#### A-1) $r = 0.8$ et $m = 15$

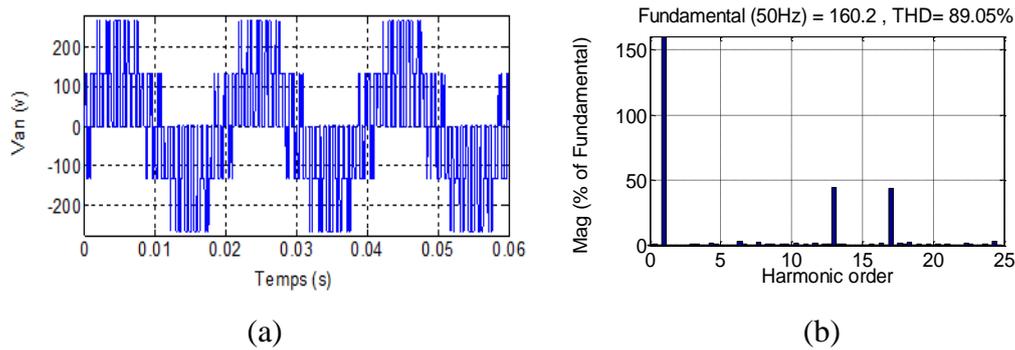


Figure (IV.4) : la tension simple  $V_{an}$  (V) et son spectre d'harmonique

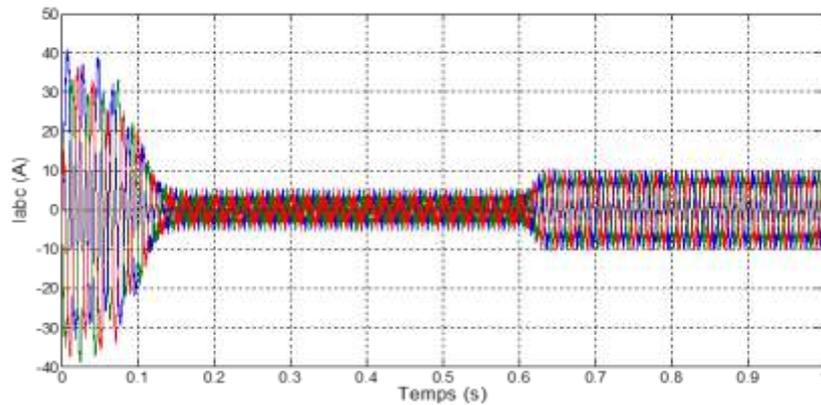


Figure (IV.5) : Réponse du courant statorique  $I_{abc}$  (A)

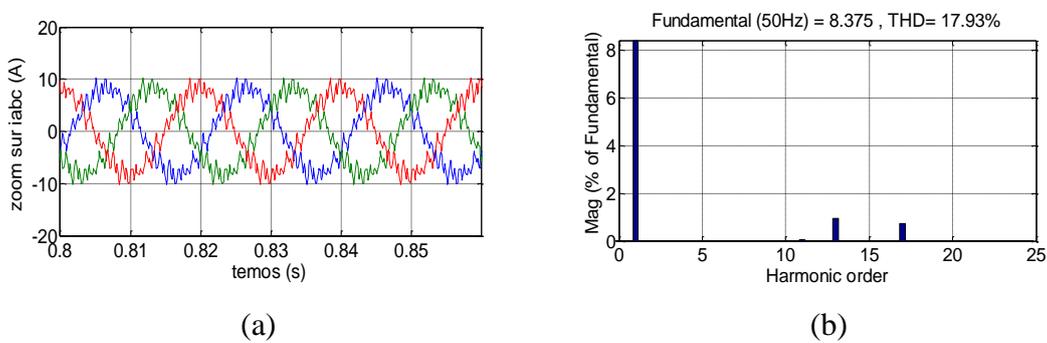


Figure (IV.6) : Réponse du courant statorique Zoom sur  $I_{abc}$  (A) et son spectre d'harmonique

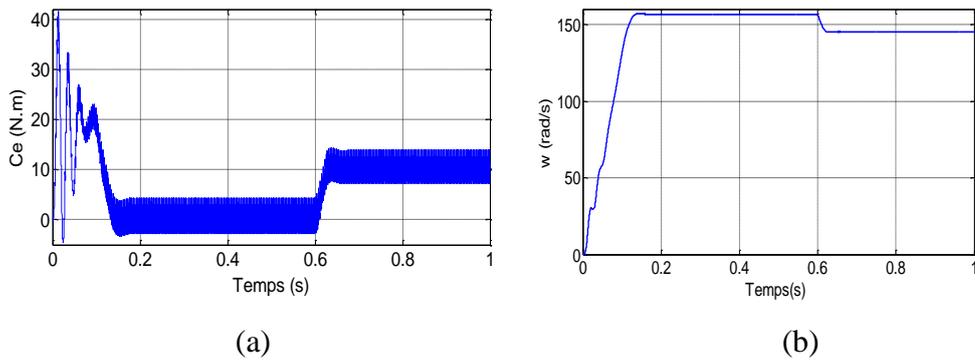


Figure (IV.7) : Réponses du couple (N.m) et la vitesse (rad/s) de la MAS alimentée en tension avec de la charge

### A-2) Interprétation des résultats

**Les courants statoriques :** En régime transitoire la valeur de courants statoriques est comprise entre  $[-40 \text{ à } 40]$  (A) (à cause de courant de démarrage) ; l'instant  $t = 0.14$  s présente la fin de régime transitoire et le début de régime permanent où la modulation des courants est comprise entre  $[-5 \text{ à } 5]$  (A). à l'instant  $t = 0.6$  (s) on charge le moteur avec un couple résistant de la valeur 10 N.m, ce qui fait accroître la valeur des courants statoriques en stabilisant sur les modulations  $[-10 \text{ à } 10]$  (A). Cette fois –ci la forme des ondes ne sont pas sinusoïdaux.

**THD du courant :** Selon le spectre d'harmonique, on obtient une valeur du taux de distorsion THD de courant est très élevé ( $\text{THD}_i = 17.93\%$ ) à cause de faible fréquence de commutation.

**Couple électromagnétique du moteur asynchrone :** présente des ondulations en régime transitoire pouvant aller jusqu'à 40 N.M à l'instant  $t = 0.2$  (s) le couple se stabilise sur une modulation de  $[-2 \text{ à } 4]$  N.M. Une fois on a branché la charge le couple s'accroît jusqu'à 10 N.M en modulant de  $[7 \text{ à } 15]$  N.M. Cette fois –ci on s'aperçoit que les modulations sont moins importantes.

### B-1) $r = 0.8$ et $m = 21$

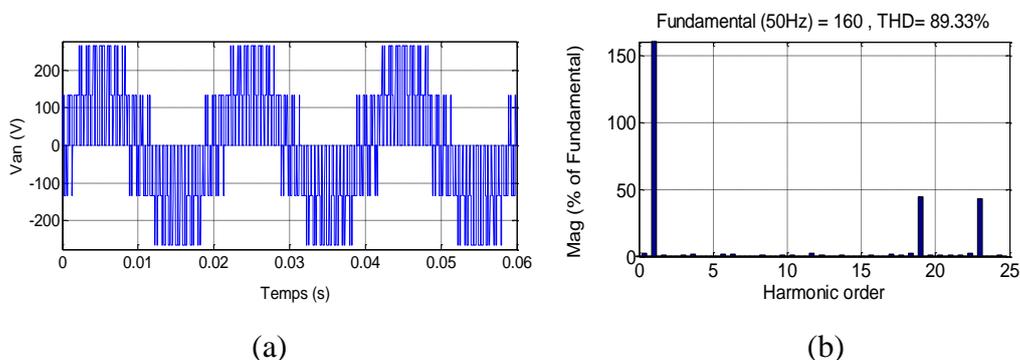


Figure (IV.8) : la tension simple  $V_{an}$  (V) et son spectre d'harmonique

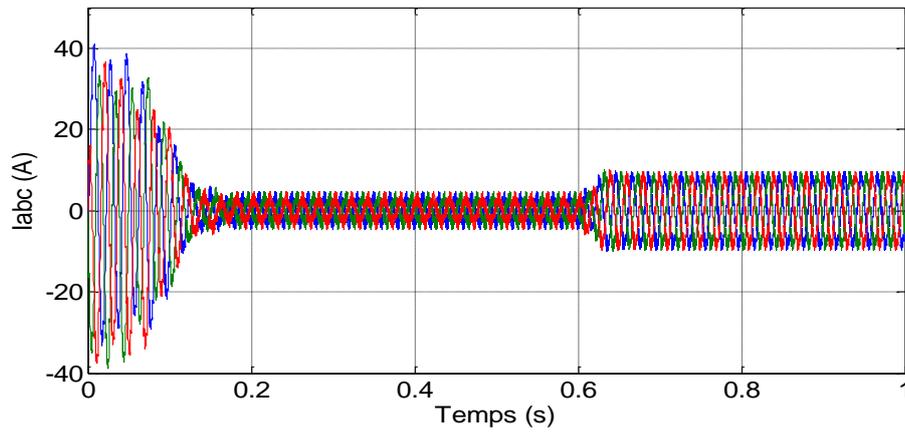
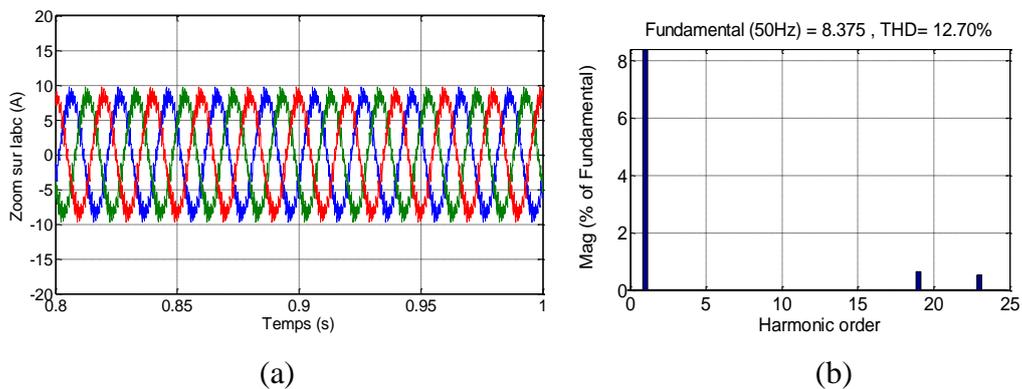
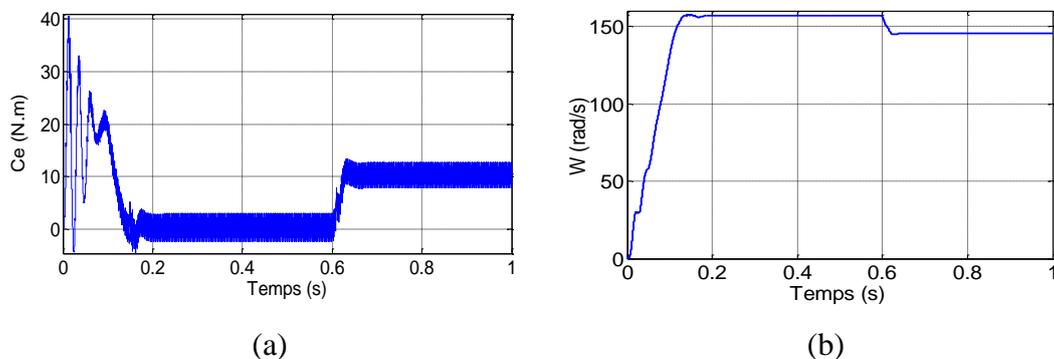
Figure (IV.9) : Réponse du courant statorique  $I_{abc}$  (A)Figure (IV.10): Réponse du courant statorique Zoom sur  $I_{abc}$  (A) et son spectre d'harmonique

Figure (IV.11): Réponses du couple (N.m) et la vitesse (rad/s) de la MAS alimentée en tension avec de la charge

## B- 2) Interprétation des résultats

**Les courants statoriques :** En régime transitoire la valeur de courants statoriques est comprise entre  $[-40 \text{ à } 40]$  (A) (à cause de courant de démarrage) ; l'instant  $t= 0.14$  s présente la fin de régime transitoire et le début de régime permanent où la modulation des courants est comprise entre  $[-5 \text{ à } 5]$  (A). à l'instant  $t= 0.6$  (s) on charge le moteur avec un couple résistant de la valeur 10 N.m, ce qui fait accroître la valeur des courants statoriques en stabilisant sur les modulations  $[-10$

10] (A). Cette fois –ci la forme des ondes n'est pas sinusoïdale, elle est très riche en harmoniques.

**THD du courant :** Le THD de courant est moins important qu'auparavant (12.70%) à cause de fréquence de commutation peu élevée.

**Couple électromagnétique du moteur asynchrone :** présente des ondulations en régime transitoire pouvant aller jusqu'à 40 N.M à l'instant  $t = 0.2$  (s) le couple se stabilise sur une modulation de [-2 3] N.M. Une fois on a branché la charge le couple s'accroît jusqu'à 10 N.M en modulant de [8 à 13] N.M. Cette fois –ci on s'aperçoit que les modulations sont moins importantes.

### C-1) $r = 0.8$ et $m = 36$

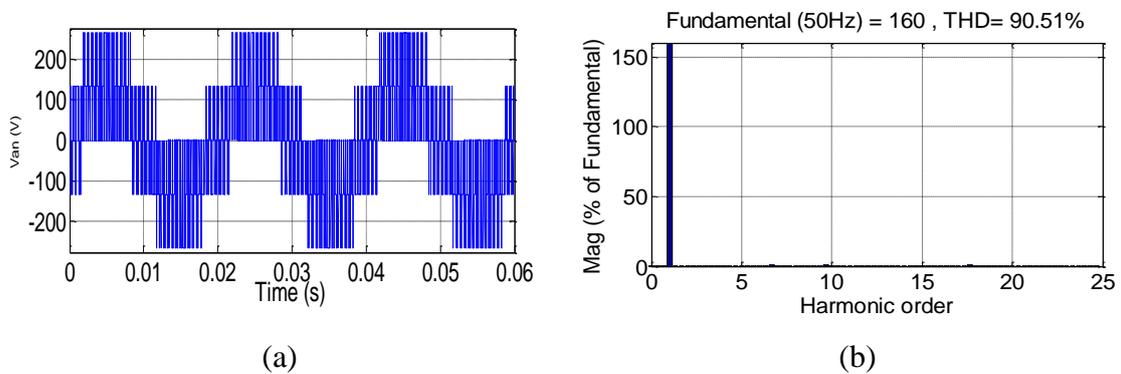


Figure (IV.12) : la tension simple  $V_{an}$  (V) et son spectre d'harmonique

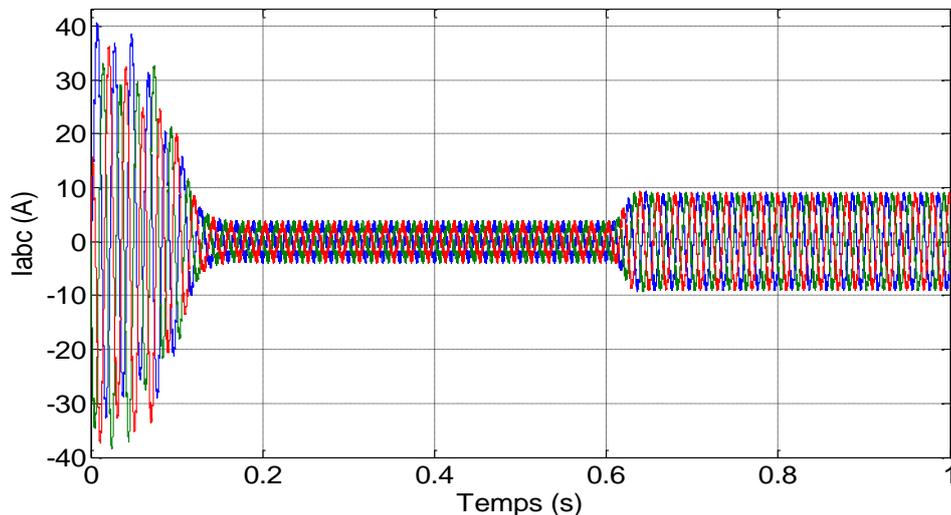


Figure (IV.13) : Réponse du courant statorique  $I_{abc}$  (A)

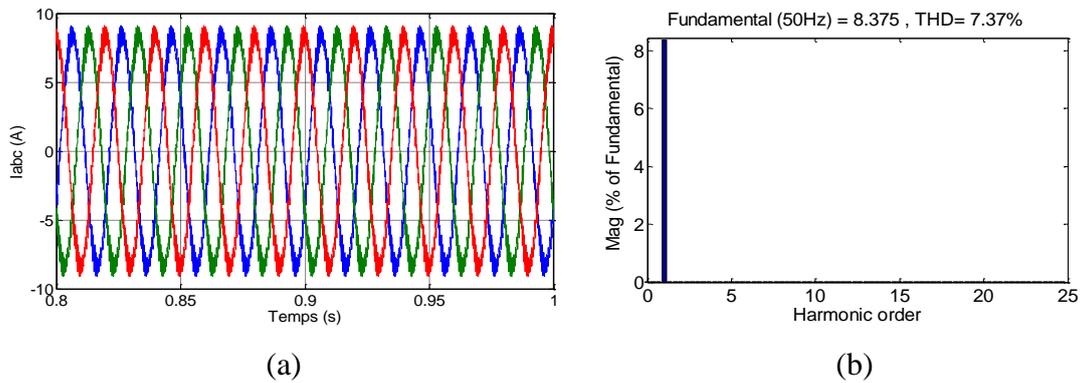


Figure (IV.14) : Réponse du courant statorique Zoom sur Iabc (A) et son spectre d'harmonique

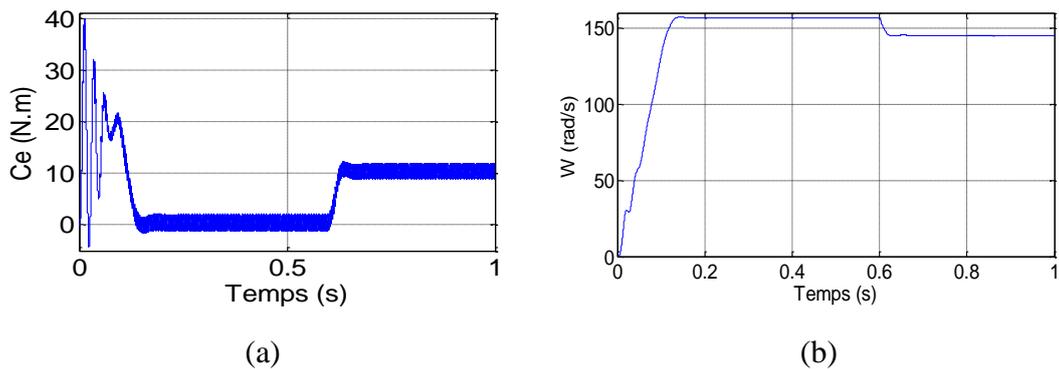


Figure (IV.15) : Réponses du couple (N.m) et la vitesse (rad/s) de la MAS alimentée en tension avec de la charge

### C- 2) Interprétation des résultats

**Les courants statoriques :** En régime transitoire la valeur de courants statoriques est comprise entre  $[-40 \text{ à } 40]$  (A) (à cause de courant de démarrage) ; l'instant  $t = 0.14$  s présente la fin de régime transitoire et le début de régime permanent où la modulation des courants est comprise entre  $[-4 \text{ à } 4]$  (A). à l'instant  $t = 0.6$  (s) on charge le moteur avec un couple résistant de la valeur 10 N.m, ce qui fait accroître la valeur des courants statoriques en stabilisant sur les modulations  $[-9.5 \text{ à } 9.5]$  (A). Cette fois –ci la forme des ondes n'est pas sinusoïdale, elle est riche en harmoniques.

**THD du courant :** Le THD de courant est moins important qu'auparavant (7.37%) à cause de fréquence de commutation peu élevée.

**Couple électromagnétique du moteur asynchrone :** présente des ondulations en régime transitoire pouvant aller jusqu'à 40 N.M à l'instant  $t = 0.2$  (s) le couple se stabilise sur une modulation de  $[-1 \text{ à } 2]$  N.M. Une fois on a branché la charge le couple s'accroît jusqu'à 10 N.M en modulant de  $[9 \text{ à } 12]$  N.M. Cette fois –ci on s'aperçoit que les modulations sont moins importantes.

**D-1)  $r = 0.8$  et  $m = 50$**

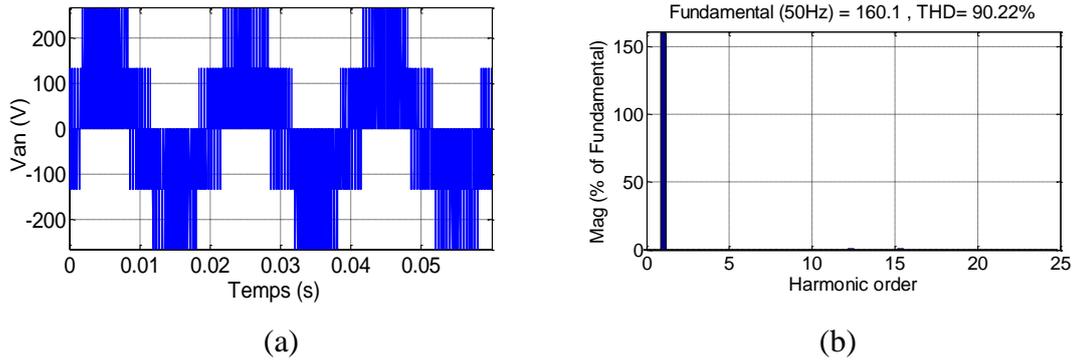


Figure (IV.16) : la tension simple Van (V) et son spectre d'harmonique

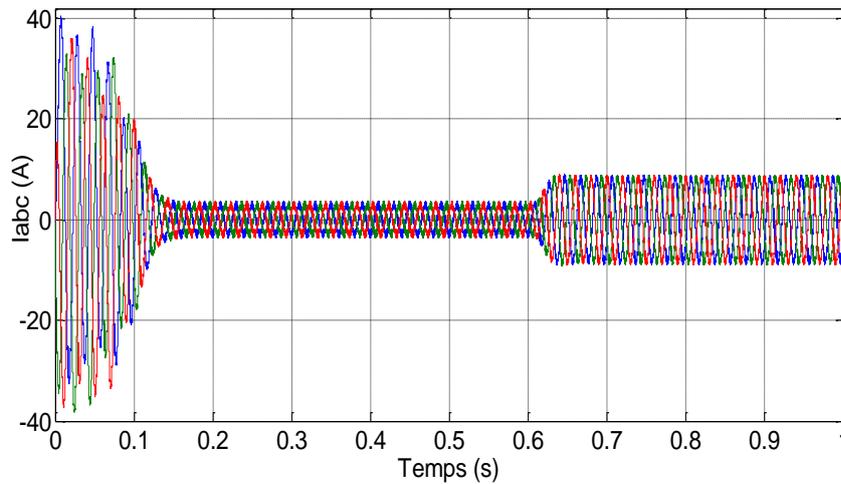


Figure (IV.17) : Réponse du courant statorique Iabc (A)

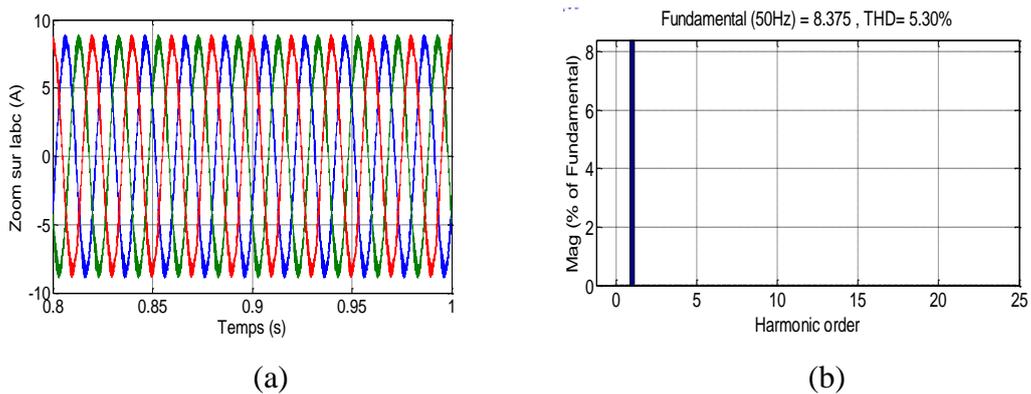


Figure (IV.18) : Réponse du courant statorique Zoom sur Iabc (A) et son spectre d'harmonique

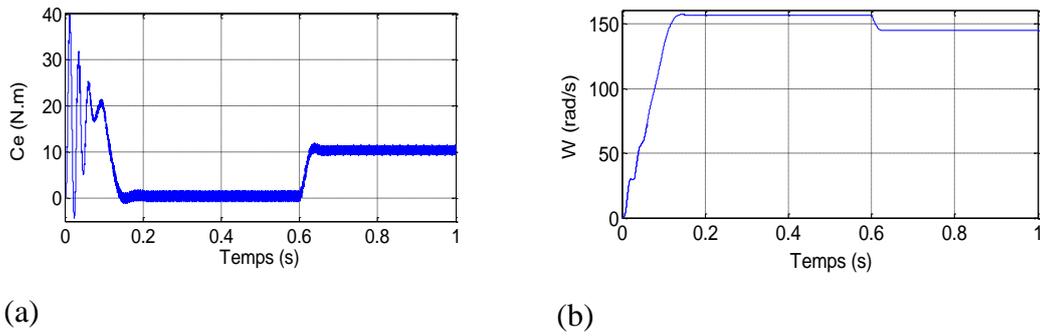


Figure (IV.19) : Réponses du couple (N.m) et la vitesse (rad/s) de la MAS alimentée en tension avec de la charge

### D- 3) Interprétation des résultats

**Les courants statoriques :** En régime transitoire la valeur de courants statoriques est comprise entre  $[-40 \text{ à } 40]$  (A) (à cause de courant de démarrage) ; l'instant  $t = 0.14$  s présente la fin de régime transitoire et le début de régime permanent où la modulation des courants est comprise entre  $[-4 \text{ à } 4]$  (A). à l'instant  $t = 0.6$  (s) on charge le moteur avec un couple résistant de la valeur 10 N.m, ce qui fait accroître la valeur des courants statoriques en stabilisant sur les modulations  $[-9 \text{ à } 9]$  (A). Cette fois –ci la forme des ondes s'approche du sinusoïdal.

**THD du courant :** Le THD de courant est moins important qu'auparavant (5.30%) à cause de fréquence de commutation peu élevée.

**Couple électromagnétique du moteur asynchrone :** présente des ondulations en régime transitoire pouvant aller jusqu'à 40 N.M à l'instant  $t = 0.2$  (s) le couple se stabilise sur une modulation de  $[0.5 \text{ à } 1.5]$  N.M. Une fois on a branché la charge le couple s'accroît jusqu'à 10 N.M en modulant de  $[9.5 \text{ à } 11.5]$  N.M. Cette fois –ci on s'aperçoit que les modulations sont moins importantes.

#### E-1) $r = 0.8$ et $m = 99$

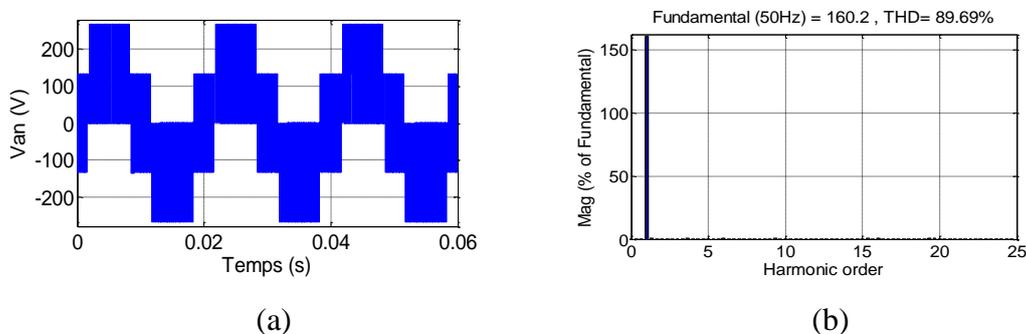


Figure (IV.20) : la tension simple  $V_{an}$  (V) et son spectre d'harmonique

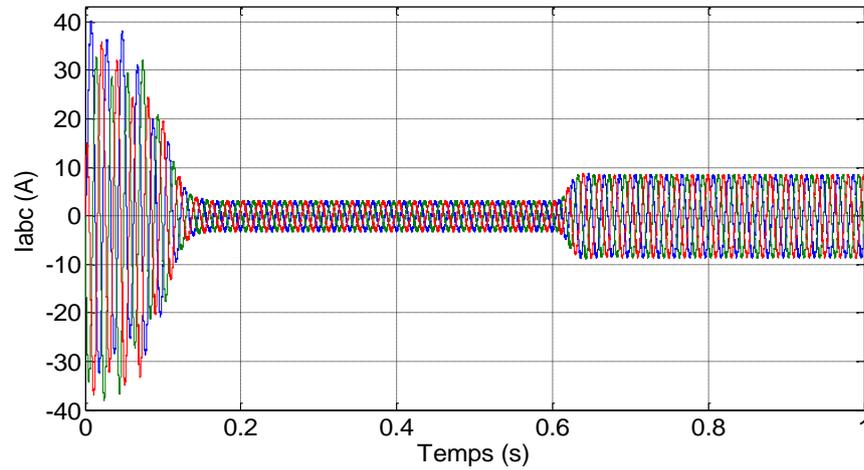


Figure (IV.21) : Réponse du courant statorique Iabc (A)

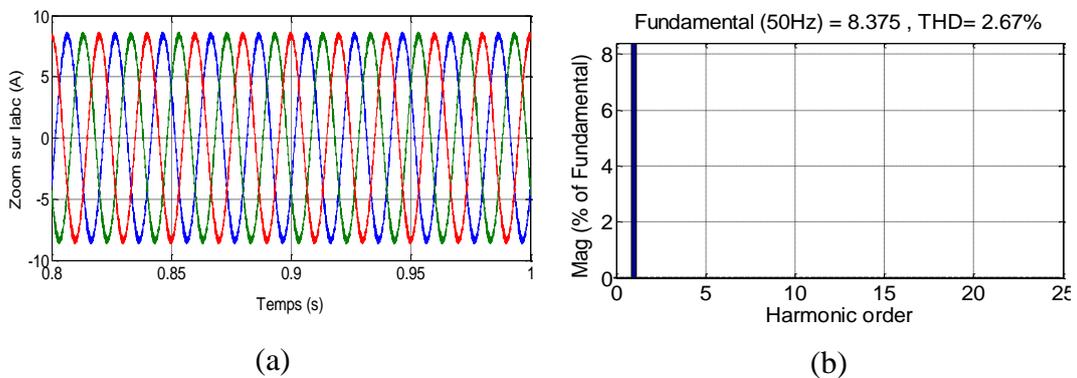


Figure (IV.22) : Réponse du courant statorique Zoom sur Iabc (A) et son spectre d'harmonique

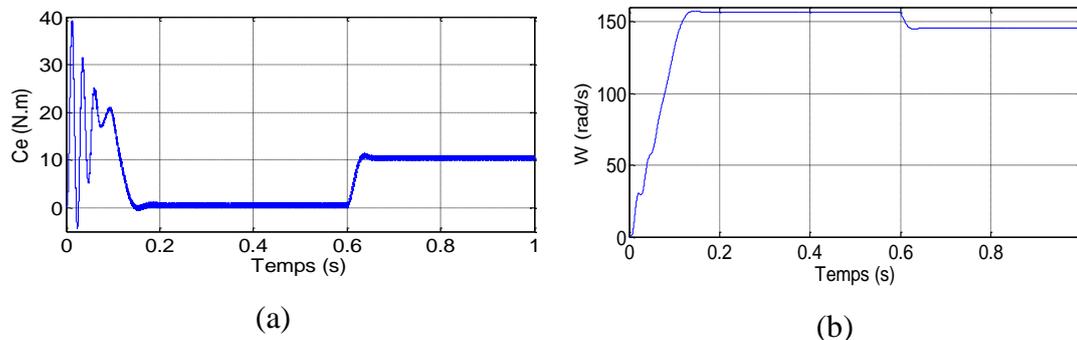


Figure (IV.23) : Réponses du couple (N.m) et la vitesse (rad/s) de la MAS alimentée en tension avec de la charge

## E-2) Interprétation des résultats

**Les courants statoriques :** En régime transitoire la valeur de courants statoriques est comprise entre  $[-40 \text{ à } 40]$  (A) (à cause de courant de démarrage) ; l'instant  $t= 0.14$  s présente la fin de régime transitoire et le début de régime permanent où la modulation des courants est comprise entre  $[-3.3 \text{ à } 3.3]$  (A), à l'instant  $t= 0.6$  (s) on charge le moteur avec un couple résistant de la valeur

10 N.m, ce qui fait accroître la valeur des courants statoriques en stabilisant sur les modulations [-9 9] (A). Cette fois –ci la forme des ondes s’approche du sinusoïdal.

**THD du courant :** Le THD de courant est moins important qu’auparavant (2.67%) à cause de fréquence de commutation peu élevée

**Tension simple à la sortie de l'onduleur :** la valeur de tension simple à la sortie de l'onduleur pour 1<sup>er</sup> partie de simulation est comprise entre [-266.66 266.66] (V).

**THD de Tension simple à la sortie de l'onduleur :** Le THD de Tension simple à la sortie de l'onduleur il y a variation très pu pour 1<sup>er</sup> partie de simulation est comprise entre [89.05 90.51] (%).

**Couple électromagnétique du moteur asynchrone :** présente des ondulations en régime transitoire pouvant aller jusqu’à 40 N.M à l’instant  $t = 0.2$  (s) le couple se stabilise sur une modulation de [0 1] N.M. Une fois on a branché la charge le couple s’accroît jusqu’à 10 N.M en modulant de [10 à 11.5] N.M. Cette fois –ci on s’aperçoit que les modulations sont moins importantes.

**Vitesse de rotation :** Au fur et à mesure que le temps coule, la vitesse s’accroît jusqu’à l’instant  $t = 0.2$  (s) où elle se stabilise sur la valeur 157 rad/s avec des petites modulations. Dès que on branche la charge la vitesse se diminue jusqu’à 145 rad/ s où elle se stabilise. Cette fois –ci on s’aperçoit que les modulations sont moins importantes.

<i>Coefficient de réglage <math>r = 0.8</math></i>					
<i>coefficient de modulation <math>m</math></i>	15	21	36	50	99
<i>THD (%)</i>	17.93	12.70	7.73	5.30	2.67

Tableau (IV.1) : résultats de 1<sup>ere</sup> partie de simulation

#### IV.1.2. 2<sup>ERE</sup> PARTIE DE SIMULATION

On va fixer l’indice de modulation à la valeur de  $m = 99$  et on va varier le coefficient de réglage pour différents valeurs ( $r = 0.5$  et 1).

Les résultats obtenus de l’association MAS/onduleur triphasé commandé par la MLI Sinus-Triangle pour :

**A-1)  $m = 99$  et  $r = 0.5$**

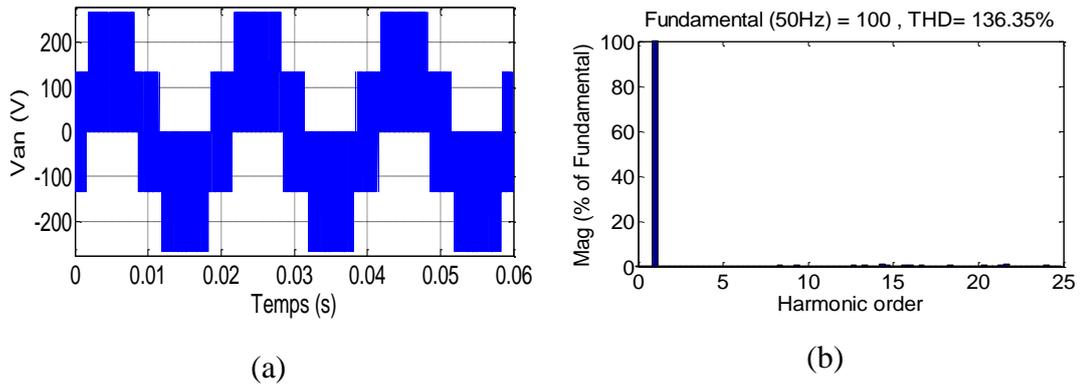


Figure (IV.24) : la tension simple  $V_{an}$  (V) et son spectre d'harmonique

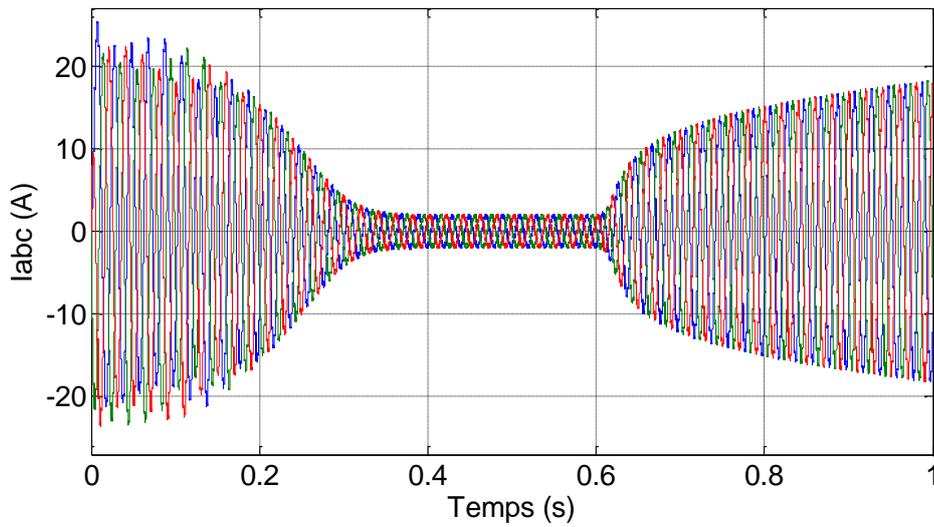


Figure (IV.25) : Réponse du courant statorique  $I_{abc}$  (A)

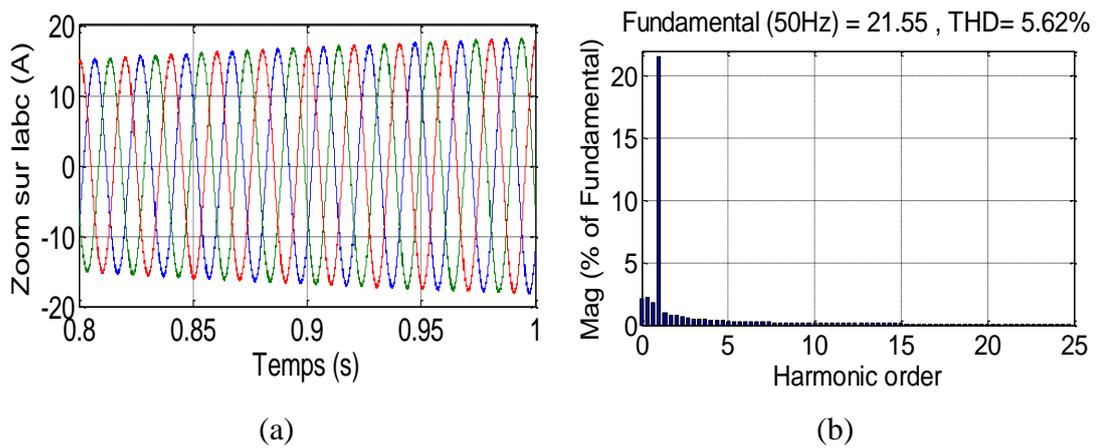


Figure (IV.26) : Réponse du courant statorique Zoom sur  $I_{abc}$  (A) et son spectre d'harmonique

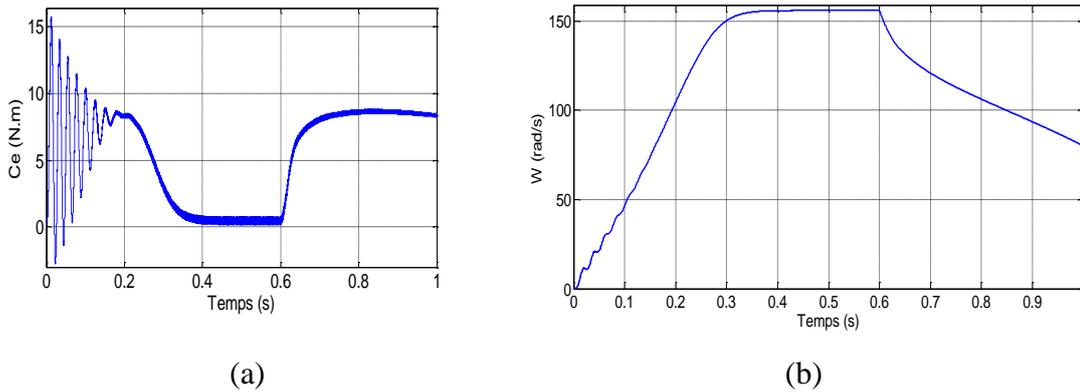


Figure (IV.27) : Réponses du couple (N.m) et la vitesse (rad/s) de la MAS alimentée en tension avec de la charge

### A-2) Interprétation des résultats

**Les courants statoriques :** En régime transitoire la valeur de courants statoriques est comprise entre  $[-25 \text{ à } 25]$  (A) (à cause de courant de démarrage) ; l'instant  $t = 0.14$  s présente la fin de régime transitoire et le début de régime permanent où la modulation des courants est comprise entre  $[-2 \text{ à } 2]$  (A). à l'instant  $t = 0.6$  (s) on charge le moteur avec un couple résistant de la valeur 10 N.m, ce qui fait accroître la valeur des courants statoriques avec des oscillations très importantes de la valeur 7 jusqu'à 18 (A).

**THD du courant :** Le THD de courant est moins important qu'auparavant (5.62%) à cause de fréquence de commutation peu élevée.

**Tension simple à la sortie de l'onduleur :** la diminution de  $r$  conduit à la diminution de la composante fondamentale de la tension simple à la sortie de l'onduleur 100V et l'augmentation des THD jusqu'à 136.35%.

**Couple électromagnétique du moteur asynchrone :** présente des ondulations en régime transitoire pouvant aller jusqu'à 16 N.M à l'instant  $t = 0.2$  (s) le couple se stabilise sur une modulation de  $[0.2 \text{ à } 0.8]$  N.M. Une fois on a branché la charge le couple s'accroît jusqu'à 10 N.M en modulant en augmente de  $[10 \text{ à } 11.5]$  jusqu'à  $[8.5 \text{ à } 8.7]$  N.M. Cette fois –ci on s'aperçoit que les modulations sont moins importantes.

**Vitesse de rotation :** Au fur et à mesure que le temps coule, la vitesse s'accroît jusqu'à l'instant  $t = 0.2$  (s) où elle se stabilise sur la valeur 157 rad/s avec des petites modulations. Dès que on branche la charge la vitesse se diminue jusqu'à 150 rad/s où elle se stabilise. Cette fois –ci on s'aperçoit que les modulations sont moins importantes.

**B-1) m = 99 et r = 1**

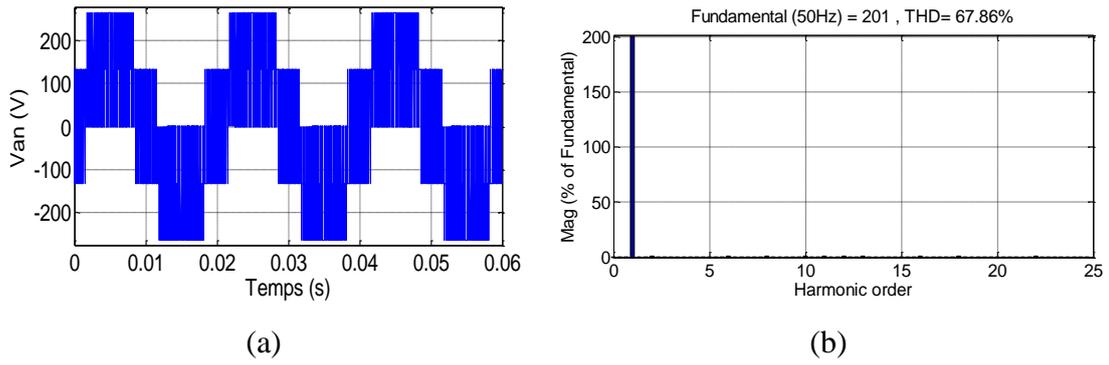


Figure (IV.28): la tension simple  $V_{an}$  (V) et son spectre d'harmonique

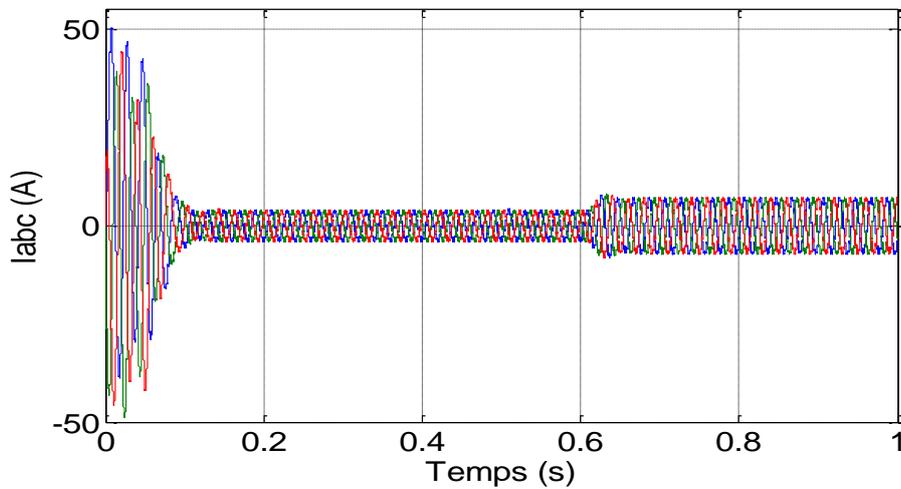


Figure (IV.29) : Réponse du courant statorique  $I_{abc}$  (A)

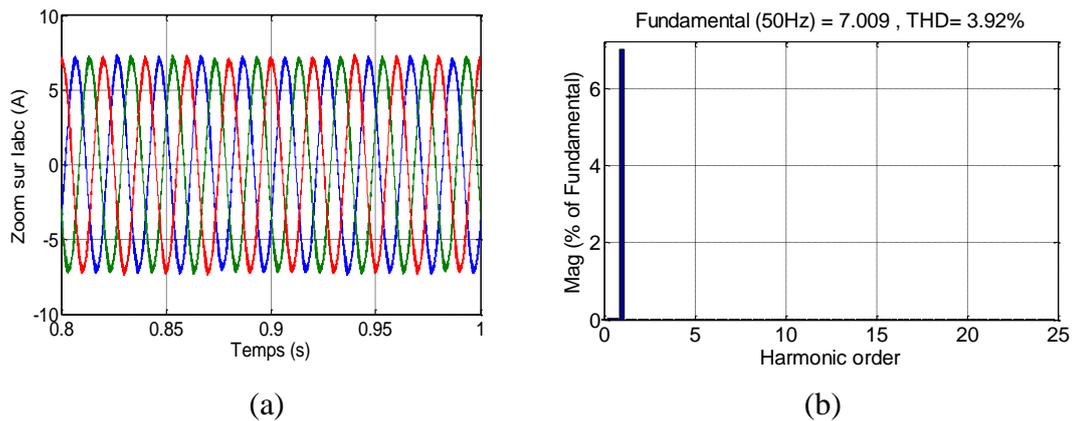


Figure (IV.30) : Réponse du courant statorique Zoom sur  $I_{abc}$  (A) et son spectre d'harmonique

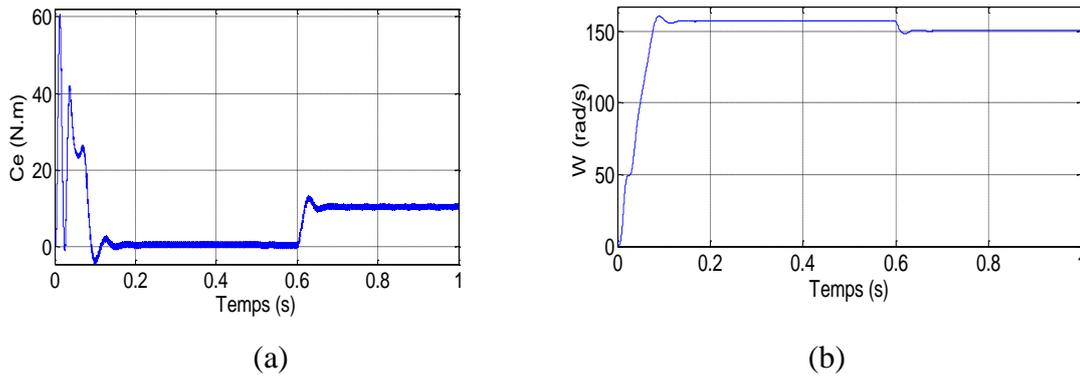


Figure (IV.31) : Réponses du couple (N.m) et la vitesse (rad/s) de la MAS alimentée en tension avec de la charge

## B- 2) Interprétation des résultats

**Les courants statoriques :** En régime transitoire la valeur de courants statoriques est comprise entre  $[-50 \text{ à } 50]$  (A) (à cause de courant de démarrage) ; l'instant  $t = 0.14$  s présente la fin de régime transitoire et le début de régime permanent où la modulation des courants est comprise entre  $[-4 \text{ à } 4]$  (A), à l'instant  $t = 0.6$  (s) on charge le moteur avec un couple résistant de la valeur 10 N.m, ce qui fait accroître la valeur des courants statoriques en stabilisant sur les modulations  $[-7.5 \text{ à } 7.5]$  (A). Cette fois –ci la forme des ondes s'approche du sinusoïdal.

**THD du courant :** Le THD de courant est moins important qu'auparavant (3.92%) à cause de fréquence de commutation peu élevée.

**Tension simple à la sortie de l'onduleur :** L'augmentation de  $r$  conduit à l'augmentation de la composante fondamentale de la tension simple à la sortie de l'onduleur 201V et la diminution des THD 67.06%.

**Couple électromagnétique du moteur asynchrone :** présente des ondulations en régime transitoire pouvant aller jusqu'à 60 N.M à l'instant  $t = 0.2$  (s) le couple se stabilise sur une modulation de  $[0 \text{ à } 1]$  N.M. Une fois on a branché la charge le couple s'accroît jusqu'à 10 N.M en modulant de  $[10 \text{ à } 11]$  N.M. Cette fois –ci on s'aperçoit que les modulations sont moins importantes.

**Vitesse de rotation :** Au fur et à mesure que le temps coule, la vitesse s'accroît jusqu'à l'instant  $t = 0.2$  (s) où elle se stabilise sur la valeur 156 rad/s avec des petites modulations. Dès que on branche la charge la vitesse se diminue jusqu'à 150 rad/s où elle se stabilise. Cette fois –ci on s'aperçoit que les modulations sont moins importantes.

<i>coefficient de modulation <math>m = 99</math></i>			
<i>Coefficient de réglage <math>r</math></i>	0.5	0.8	1
<i>THD (%)</i>	5.62	2.67	3.92

Tableau (IV.2) : résultats de 2<sup>ème</sup> partie de simulation

## IV.2. PARTIR EXPERIMENTAUX

Cette partie a été consacré pour des essais expérimentaux pour confirmer les résultats de simulation à la sortie du redresseur et un onduleur seulement.

Donc on peut dire que cette partie c'est une simulation en temps réel, les différents tests expérimentaux sont réalisés au niveau de notre **LABORATOIRE ELECTROMECHANIQUE département des MINES - Université Tébessa**.

Avec l'absence de quelques matériels pour faire le schéma de l'association convertisseur-machine, on va limiter nôtres travaux sur les convertisseurs Redresseur/onduleur.

### IV.2.1. Matériels utilisés

#### a). Panneaux de puissance

##### a).1. Définition

Panneaux de puissance (5125 Power Board) : destine pour l'exécution des différentes topologies des convertisseurs statiques talques les redresseurs les machines, st les onduleurs, mais à fiable puissance. [25]

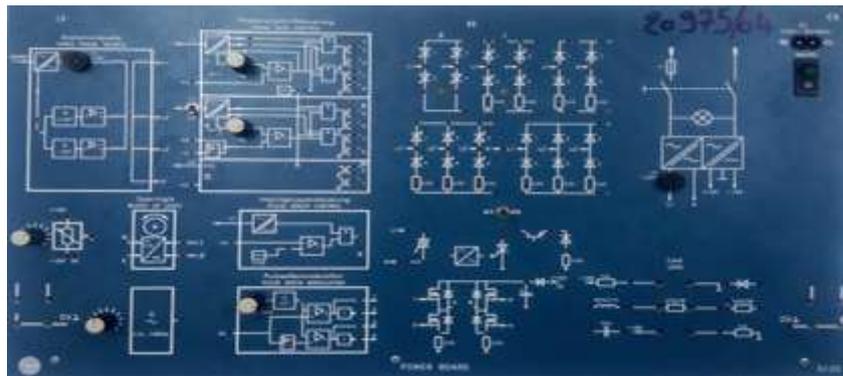


Figure (IV.32) : Panneaux de puissance

##### a).2. Caractéristiques électriques

Le schéma ci-contre montre la séparation entre les trios alimentation.

Ainsi les mesures peuvent être faite à l'aide d'un oscilloscope standard sans avoir besoin d'un transformateur de séparation.

Les phases L2 et L3 de la source triphasée de basse tension est connectée à l'aide cavalier à fiche dans partie de l'alimentation incorporée des panneaux de puissance.

Les lignes triphasées de cette source sont indiquées par L1', L2', L3' et N' pour distinguer les lignes du réseau et par accentuer la séparation de ces lignes triphasées de base tension avec celles du réseau.

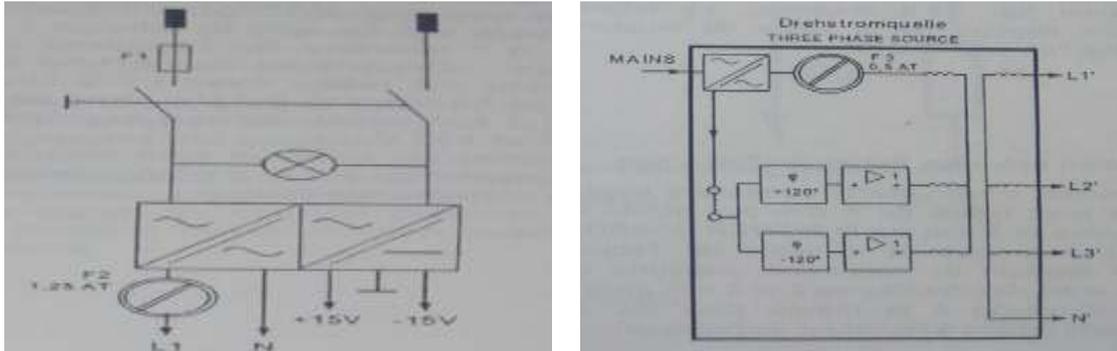


Figure (IV.33) : représente caractéristiques électriques panneaux de puissance

### b) Oscilloscope de marque Tektronix

Un Oscilloscope (De type TDS220 à deux voies et 100 MHz) utilise une architecture de traitement parallèle pour afficher, enregistrer et analyser en temps réel les 3 dimensions d'un signal : Amplitude, Temps, et Répartition de l'amplitude dans le temps.

L'affichage à dégradé d'intensité apporte des informations sur la fréquence d'apparition des amplitudes et largeurs du signal. Ceci aide à localiser et caractériser les anomalies (événements aléatoires, variations fines, etc....). [26]



Figure (IV.34) : Oscilloscope

### c) carte de mesure pour DSAPCE

Destinée pour mesure les tensions et les courants



Figure (IV.35) : DSPACE

#### d) Un multimètre de marque "cttauvin ARNOUX" de type F09

Un multimètre mesures de tension, courant, résistance, température, puissance, fréquence, et de la valeur efficace (TRMS) pour tout courant, sinusoïdal ou déformé

Ergonomie maximale et simplicité d'emploi, et Auto AC/DC, Auto-range, Hold, rétro-éclairage.

[27]



Figure (IV.36) : Un multimètre

#### e) (02) sondes de mesure :

La sonde réalise la liaison entre le circuit à analyser et l'oscilloscope.

Le choix d'une sonde est donc très important car cette liaison doit permettre au signal à mesurer d'être transmis à l'oscilloscope le plus fidèlement possible. [26]

#### f) Quelques file de connexion

### IV.2. Redresseur triphasé non commandé

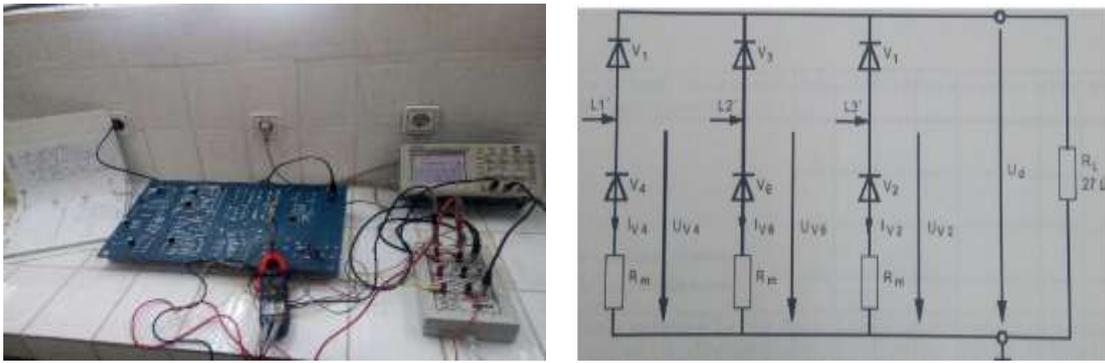


Figure (IV.37) : schéma expérimental le montage Redresseur non commandé

Tension simple d'entre AC (V)	La charge R (Ω)	Tension de sortie DC (V)	Courant de sortie DC (mA)
7.60	27.5	12	436

Tableau (IV.3) : des données utilisées en l’essai pour Redresseur triphasé non commandé.

Calcule le Courant de sortie  $I_{DC}$  du Redresseur triphasé non commande :

$$I_{DC} = \frac{12}{27.5} = 0.4363636 \text{ A}$$

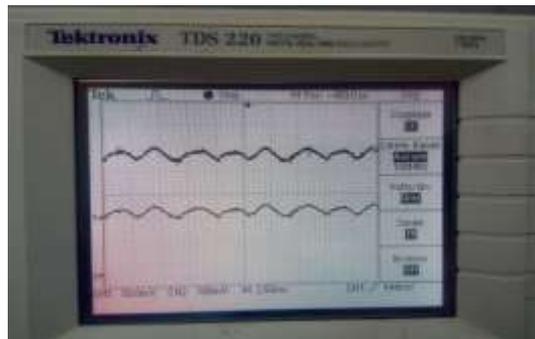


Figure (IV.38) : la Tension et le Courant de sortie DC

(le courant au-dessous de la tension)

### IV.3. Redresseur triphasé commandé

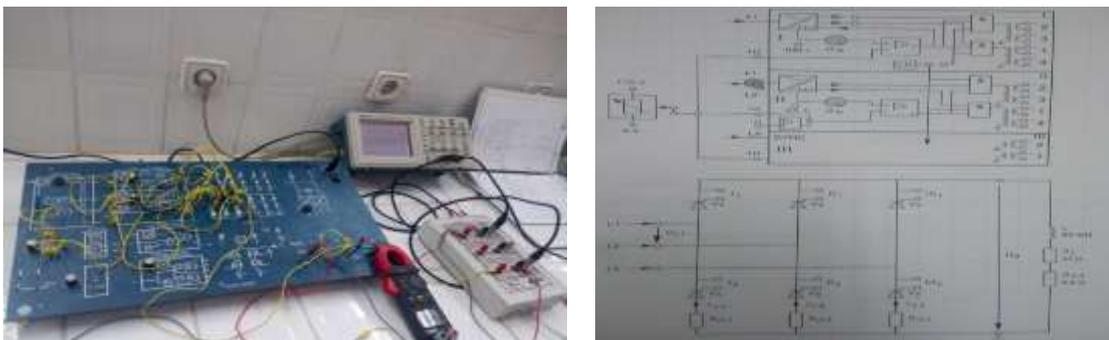


Figure (IV.39) : schéma expérimental du montage de Redresseur triphasé commandé

Tension simple d'entre AC (V)	La charge R (Ω)	Tension de sortie DC (V)	Courant de sortie DC (mA)
9.30	27.5	10.50	382

Tableau (IV.4) : des données utilisées en l'essai pour Redresseur triphasé commandé.

Calcule le Courant de sortie  $I_{DC}$  du Redresseur triphasé commandé :

$$I_{DC} = \frac{10.5}{27.5} = 0.3818181 \text{ A}$$

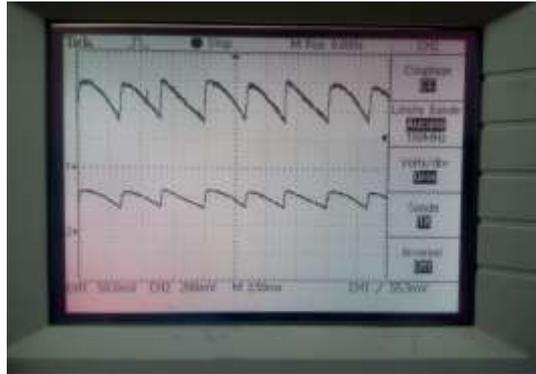


Figure (IV.40) : la Tension et le Courant de sortie DC

(le courant au-dessous de la tension)

#### IV.4. Onduleur monophasé en pont (dit biphasé)

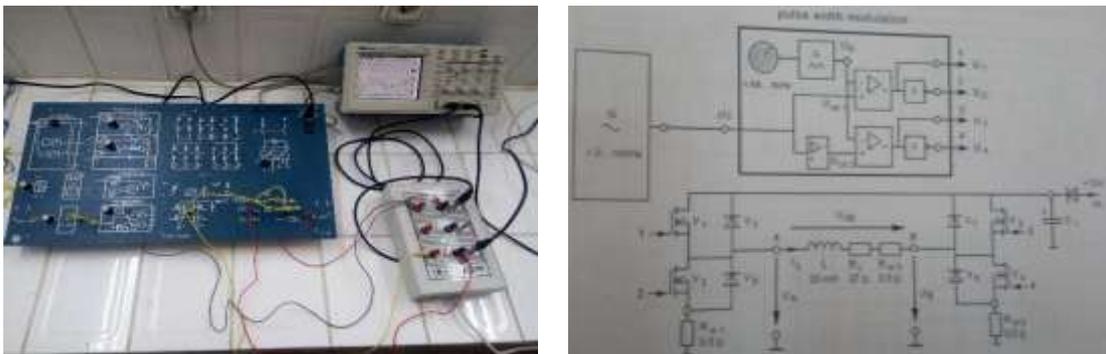


Figure (IV.41) : schéma expérimental du montage de l'onduleur monophasé

Commandé par MLI sinusoïdale

la fréquence de la porteuse  $f_p=400 \text{ Hz}$  et  $f_{ref}=50 \text{ Hz}$  donc l'indice de modulation  $m = \frac{f_p}{f_{ref}} = 8$

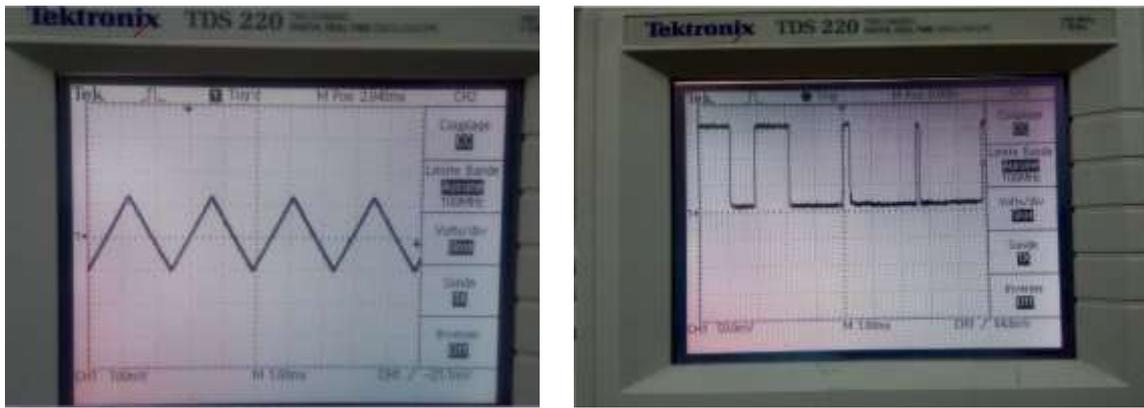


Figure (IV.42) : le signal de la porteuse pour  $f_p=400\text{Hz}$  et le Signal de commande généré (visualiser pendant le demi de la période)

**Pour une charge résistive  $Z=R$**

Tension d'entre DC (V)	La charge R ( $\Omega$ )	Tension de sortie AC $U_{AB}$ (V)	Courant de sortie AC $I_{\text{phase}}$ (mA)
12.30	27.5	9.20	335

Tableau (IV.5) : des données utilisées en l'essai pour Onduleur monophasé

Calcule le Courant de sortie  $I_{\text{phase}}$  de l'Onduleur monophasé :

$$I_{\text{phase}} = \frac{U_{AB}}{R} = \frac{9.20}{27.5} = 0.3345454 \text{ A}$$

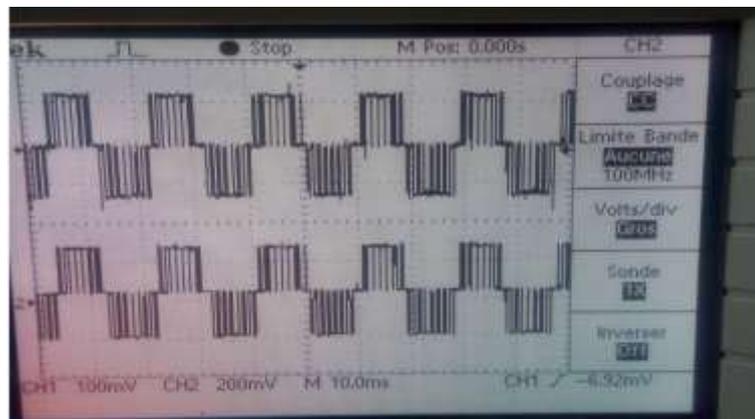


Figure (IV.43) : la Tension  $U_{AB}$  et la Courant  $I_{\text{phase}}$  pour la charge R (La courant au-dessous de la tension)

**Pour une charge résistive inductive (RL)**

On a  $Z=R+jwL$  avec  $w=2\pi f$  ,  $f = f_{ref}$

Tension d'entre DC (V)	La charge RL (Ω)	Tension de sortie AC U <sub>AB</sub> (V)	Courant de sortie AC I <sub>phase</sub> (mA)
12.30	28.21	9.64	342

Tableau (IV.6) : des données utilisées en l'essai pour Onduleur monophasé

Calcul de l'impédance :

$$Z_{RL} = \sqrt{R^2 + (2\pi 50L)^2} \quad \text{et} \quad L = 20 \text{ mH}$$

$$Z_{RL} = \sqrt{27.5^2 + (2\pi 50 \times 0.02)^2} = 28.20865 \Omega$$

Calcul le Courant de sortie I<sub>phase</sub> de l'Onduleur monophasé :

$$I_{\text{phase}} = \frac{9.64}{28.21} = 0.3417227 \text{ A}$$

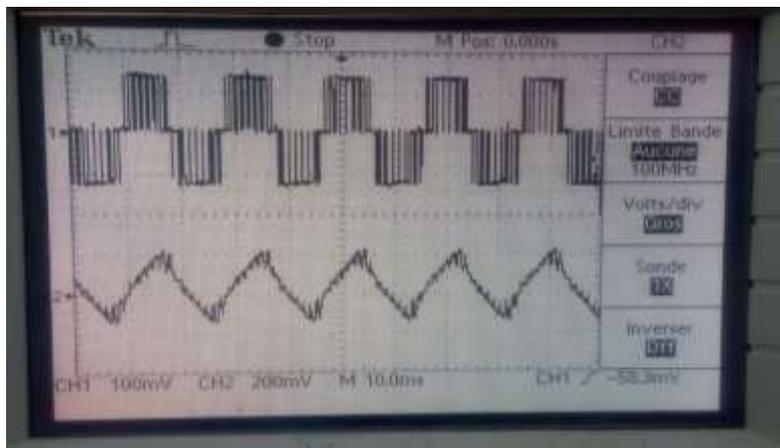


Figure (IV.44) : la Tension U<sub>AB</sub> et la Courant I<sub>phase</sub> pour une charge RL  
(le courant au-dessous de la tension)

b) la fréquence de la porteuse f<sub>p</sub>=800 Hz et l'indice de modulation m= $\frac{800}{50}$ =16

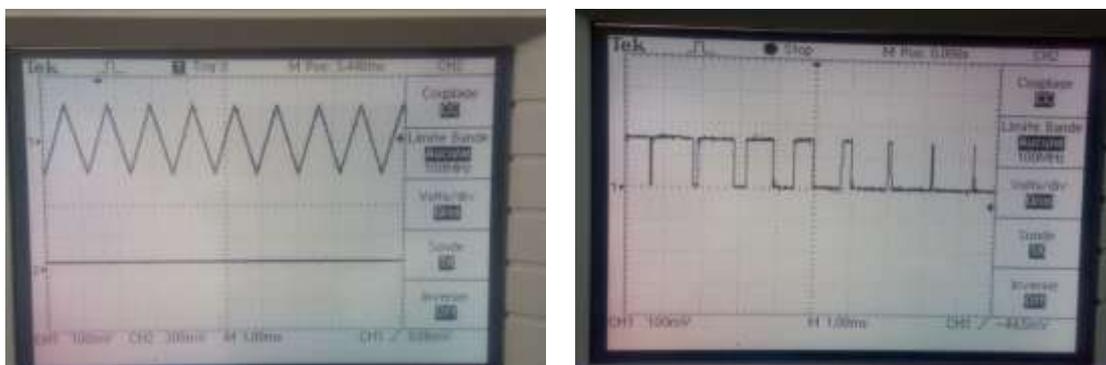


Figure (IV.45) : le signal de la porteuse pour f<sub>p</sub>=800Hz et le Signal de commande généré  
(visualiser pendant le demi de la période)

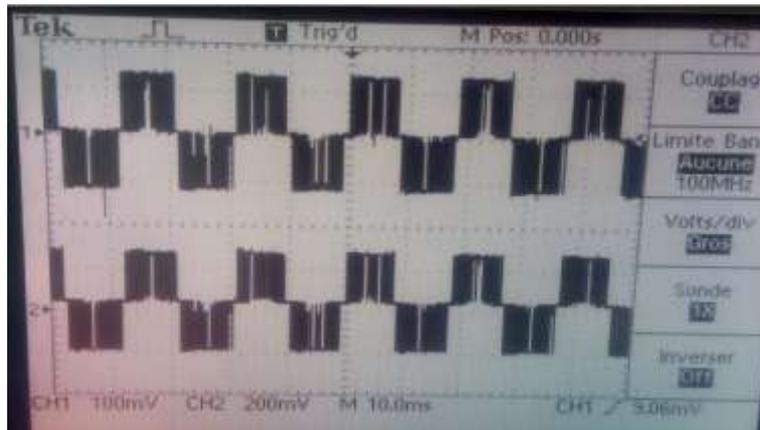
**Pour une charge résistive Z=R**

Tension d'entre DC (V)	La charge R ( $\Omega$ )	Tension de sortie AC $U_{AB}$ (V)	Courant de sortie AC $I_{\text{phase}}$ (mA)
12.30	27.5	9.40	342

Tableau (IV.7) : des données utilisées en l'essai pour Onduleur monophasé

Calcul le Courant de sortie  $I_{\text{phase}}$  de l'Onduleur monophasé :

$$I_{\text{phase}} = \frac{U_{AB}}{R} = \frac{9.40}{27.5} = 0.34181818 \text{ A}$$

Figure (IV.46) : la Tension  $U_{AB}$  et la Courant  $I_{\text{phase}}$  pour une charge R

(le courant au-dessous de la tension)

**Pour une charge résistive inductive**

$$Z = R + j\omega L$$

Tension d'entre DC (V)	La charge RL ( $\Omega$ )	Tension de sortie AC $U_{AB}$ (V)	Courant de sortie AC $I_{\text{phase}}$ (mA)
12.30	28.21	9.84	359

Tableau (IV.8) : des données utilisées en l'essai pour Onduleur monophasé

Calcule le Courant de sortie  $I_{\text{phase}}$  de l'Onduleur monophasé :

$$I_{\text{phase}} = \frac{9.84}{28.21} = 0.3488124 \text{ A}$$

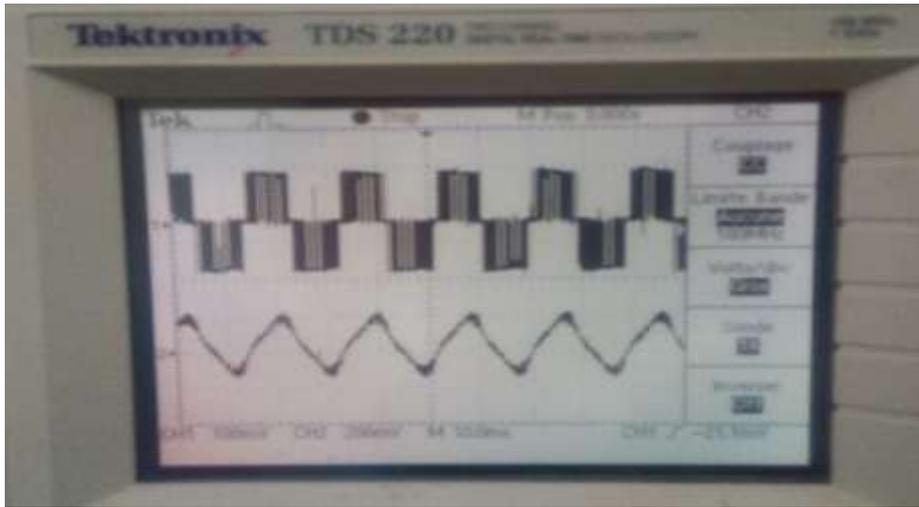


Figure (IV.47) : la Tension  $U_{AB}$  et la Courant  $I_{phase}$  pour une charge RL  
(le courant au-dessous de la tension)

c) la fréquence de la porteuse  $f_p=1000$  Hz et l'indice de modulation  $m=\frac{1000}{50}=20$

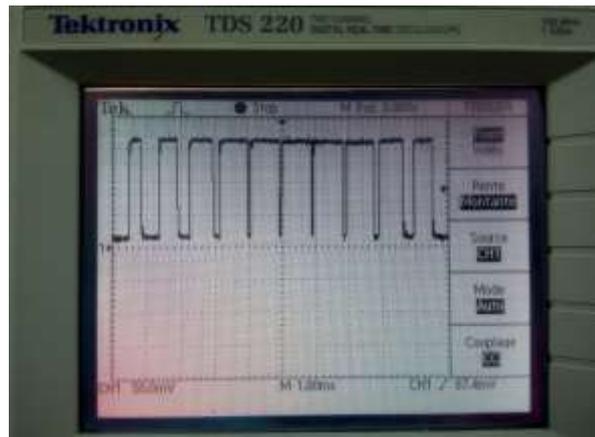
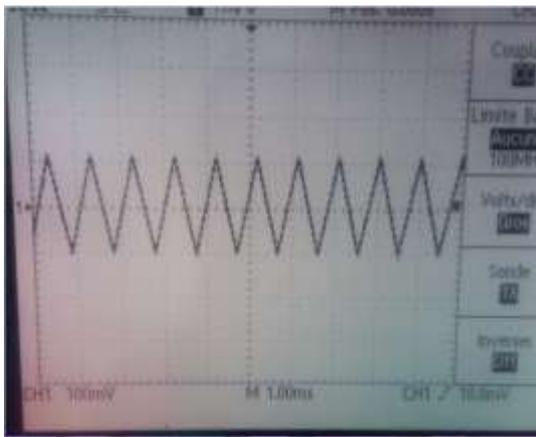


Figure (IV.48) : le signal de la porteuse pour  $f_p=1000$ Hz et le Signal de commande généré  
(visualiser pendant le demi de la période)

**Pour une charge résistive**

$Z=R$

Tension d'entre DC (V)	La charge R ( $\Omega$ )	Tension de sortie AC $U_{AB}$ (V)	Courant de sortie AC $I_{phase}$ (mA)
12.30	27.5	9.30	338

Tableau (IV.9) : des données utilisées en l'essai pour Onduleur monophasé

Calcul le Courant de sortie  $I_{phase}$  de l'Onduleur monophasé :

$$I_{phase} = \frac{9.30}{27.5} = 0.3381818 \text{ A}$$

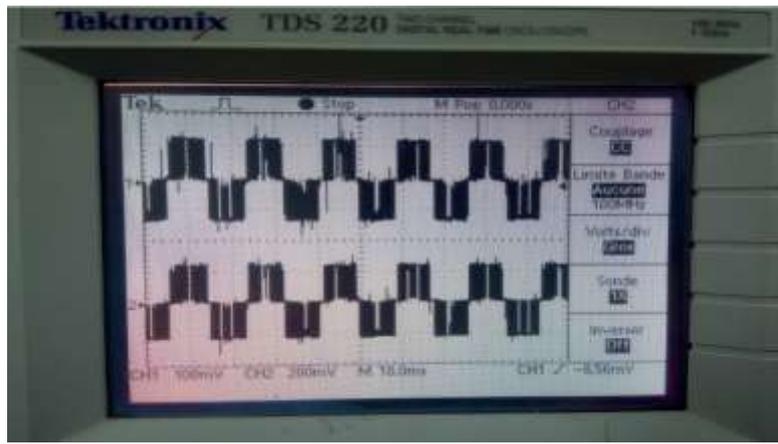


Figure (IV.49) : la Tension  $U_{AB}$  et la Courant  $I_{phase}$  pour une charge R  
(le courant au-dessous de la tension)

**Pour une charge résistive inductive**

$$Z=R+jLW$$

Tension d'entre DC (V)	La charge RL ( $\Omega$ )	Tension de sortie AC $U_{AB}$ (V)	Courant de sortie AC $I_{phase}$ (mA)
12.30	28.21	9.70	345

Tableau (IV.10) : des données utilisées en l'essai pour Onduleur monophasé

Calcul le Courant de sortie  $I_{phase}$  de l'Onduleur monophasé :

$$I_{phase} = \frac{9.70}{28.21} = 0.3438496 \text{ A}$$

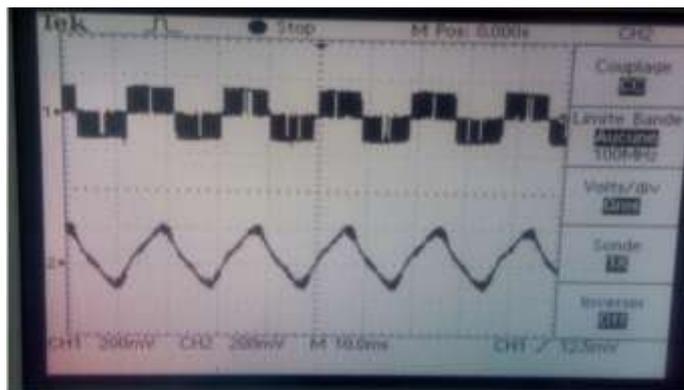
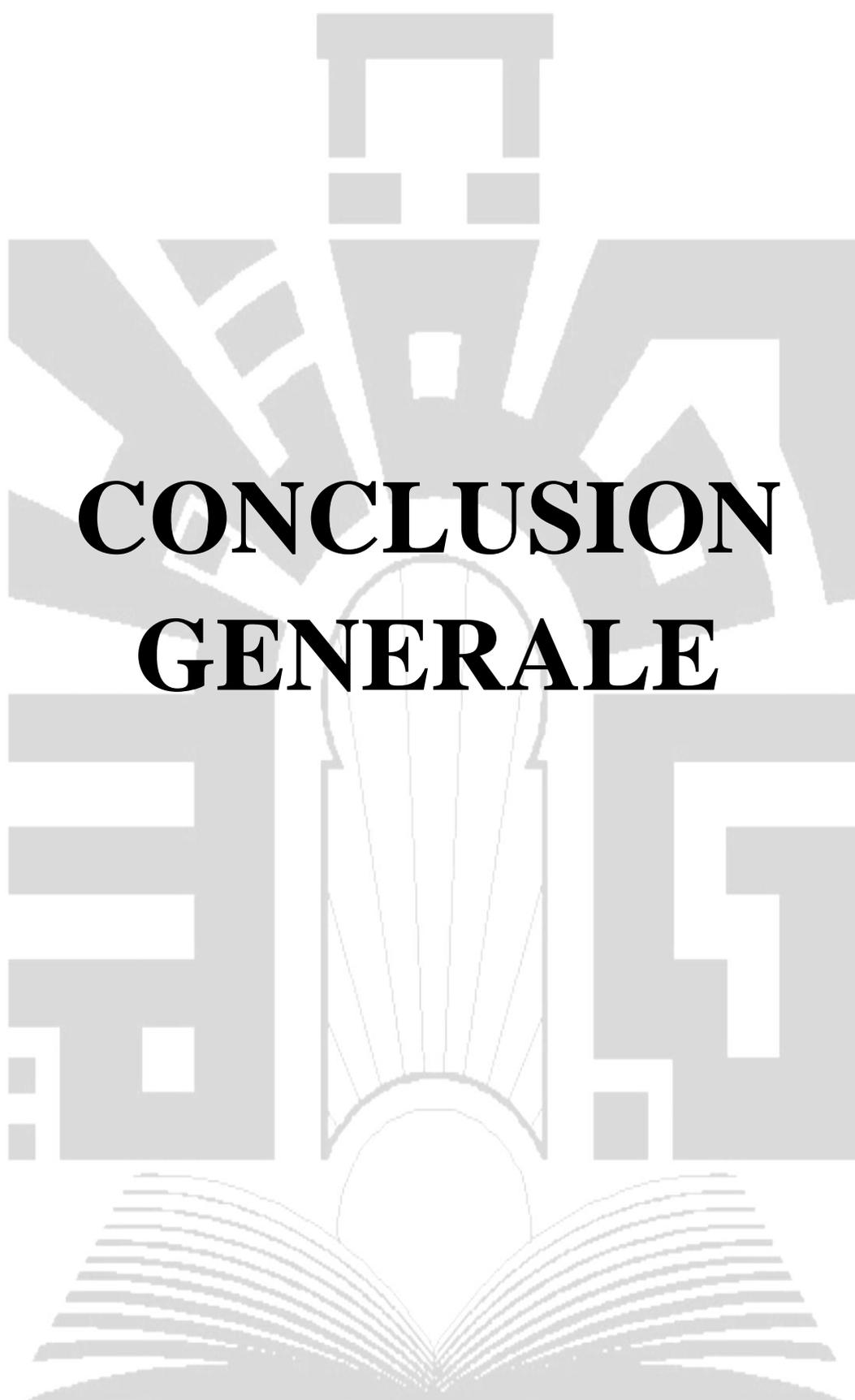


Figure (IV.50) : la Tension  $U_{AB}$  et la Courant  $I_{phase}$  pour la charge RL  
(La courant au-dessous de la tension)

## **Conclusion**

A partir des résultats de la simulation obtenue, que la technique de modulation MLI sinus-triangle, comme stratégie de commande des onduleurs, adapte bien les entraînements des machines asynchrone. Lorsque on augmente la fréquence de modulation, on obtient des courants à faible taux de distorsion d'harmoniques à la sortie de l'onduleur avec une grande stabilité du moteur.

Et à partir des résultats expérimentaux, on va confirmer que l'onduleur synthétise la tension de sortie en plusieurs créneaux.



# **CONCLUSION GENERALE**

UNIVERSITE DE TEBESSA

## ***CONCLUSION GENERALE***

Les convertisseurs statiques est un système permettant d'adapter la source d'énergie électrique à un récepteur donné en la convertissant, les systèmes de conversion deviennent de plus en plus élaborés et ne nécessitent plus de machines tournantes.

Le travail présenté dans ce mémoire, expose la synthèse technique de commande a modulation de largeur d'impulsions sinusoïdale pour commander un onduleur de tension alimentant d'une machine asynchrone à cage. Ils ont concerné à la fois les interrupteurs semi-conducteurs utilisés, la topologie, les méthodes utilisées en contrôle- commande et en simulation.

Les variateurs de vitesse de la machine asynchrone peuvent être soit basse tension, soit moyenne tension. Certains fonctionnent en onduleurs.

Les résultats de simulation obtenus montrent que, cette technique de commande permet de synthétiser une onde en sortie d'onduleur sous la forme d'une sinusoïde, avec un faible taux de distorsion harmonique (THD=2. %) et une régulation appréciable du terme fondamental à la valeur de consigne, ainsi qu'une grande stabilité dynamique du moteur.

L'expérimentation a été effectuée pour un point de fonctionnement à 50 Hz de la référence et pour différentes fréquences de modulation (400, 800 et 1000 Hz) sur une charge résistive inductive, on va confirmer que l'onduleur synthétise la tension de sortie en plusieurs créneaux.

## Les références bibliographiques

- [1] **BENDEMMAGH Walid.** 30/10/ 2013\ MEMOIRE Présenté Pour l'obtention du Diplôme de MAGISTER EN ELECTROTECHNIQUE\UNIVERSITE DE SETIF 1.
- [2] **ZOUGGAR EL WALID.** 2007/2008\MEMOIRE Présenté en vue de l'obtention du diplôme de MAGISTER\ BADJI MOKHTAR- ANNABA.
- [3] **CHEKIMA Djamel.** 23-24 Juin 2014\ Mémoire de Fin d'Etudes En vue de l'obtention du diplôme de MASTER ACADEMIQUE\ Université d'EL-Oued.
- [4] **AOUFI Ahmed.** 27/10/2011\ Mémoire présenté en vue de l'obtention Du diplôme de Magister en Electrotechnique\ Université Mohamed Khider – Biskra.
- [5] **ÉLECTROTECHNIQUE .**Théodore WILDI .Gilbert SYBILLE.4<sup>e</sup>édition de Boeck.
- [6] **BEN ZEMAMOUCHE HOURIA.** Année 2010\Mémoire présenté en vue de l'obtention du diplôme DE MAGISTER\ BADJI MOKHTAR- ANNABA.
- [7] Aide-mémoire 3<sup>e</sup> édition de **Connaître les composants électroniques**  
[www.dunod.com](http://www.dunod.com)
- [8] **BOUBACAR HOUSSEINI.** DÉCEMBRE 2010\ MÉMOIRE PRÉSENTÉ À L'UNIVERSITÉ DU QUÉBEC À TROIS-RIVIÈRES.
- [9] [fr.wikipedia.org/wiki/Onduleur](http://fr.wikipedia.org/wiki/Onduleur)
- [10] **Hadj Dida Abdelkader.** THESE EN VUE DE L'OBTENTION DU DIPLOME DE MAGISTER\ Université Mohamed Boudiaf –ORAN
- [11] **DIAF YOUSOUF BEN ANTER DJAMAL.** Année universitaire 2011/2012\ PROJET DE FIN D'ETUDES En vue d'obtention du Diplôme de Master en Génie électrique Université Kasdi Merbah–Ouargla.
- [12] **LOUNAS Fatma.** MEMOIRE de MAGISTER EN ELECTROTECHNIQUE\ UNIVERSITE MOULOU D MAMERI TIZI-OUZOU.
- [13] **Michel Pinard.** CONVERTISSEURS ET ÉLECTRONIQUE DE PUISSANCE  
Commande • Description • Mise en œuvre\ [www.dunod.com](http://www.dunod.com).
- [14] <https://fr.wikipedia.org/wiki/Diode>.
- [15] **REZGUI SALAH EDDINE.** Année 2009\ MÉMOIRE Pour l'obtention du Diplôme de MAGISTER EN ELECTROTECHNIQUE\ Université Mentouri de Constantine.
- [16] TP N°04 Modélisation de la MAS alimentée par un onduleur triphasé à deux Niveaux de tension commandé par la technique MLI sinus-triangle\ Université Djillali Liabès – Sidi Bel-Abbès\ 2014/2015.
- [17] **SCIENCES SUP.** Guy Chateigner, Michel Boës, Daniel Bouix, Jacques Vaillant, Daniel Verkindère \ MANUEL DE GÉNIE ÉLECTRIQUE  
[www.dunod.com](http://www.dunod.com).

[18] [http://michel.lebeau.pagesperso-orange.fr/html/Cours/COURS1\\_Onduleurs/COURS1\\_Onduleur\\_cours.htm](http://michel.lebeau.pagesperso-orange.fr/html/Cours/COURS1_Onduleurs/COURS1_Onduleur_cours.htm)

[19] **BOUKAROURA Abdelkader.** 02/ 12 / 2009\ MEMOIRE Présenté pour l'obtention du Diplôme de MAGISTER EN ELECTROTECHNIQUE\ UNIVERSITE FERHAT ABBAS DE SETIF.

[20] [http://mach.elec.free.fr/divers/poly\\_diodes.pdf](http://mach.elec.free.fr/divers/poly_diodes.pdf)

[21] <http://users.polytech.unice.fr/~pmasson/Enseignement/Diodes%20Cours%20-%20Impression%20-%20%20MASSON.pdf>

[22] <https://ar.scribd.com/doc/117692869/Chpitre-II-onduleur-triphase>

[23] <https://ar.scribd.com>

[24] [http://elearning.univ-eloued.dz/courses/EPA01/document/Cours\\_Master2\\_ChapitreI.pdf?cidReq=EPA01](http://elearning.univ-eloued.dz/courses/EPA01/document/Cours_Master2_ChapitreI.pdf?cidReq=EPA01)

[25] Manuel "Introduction à l'électricité de puissance " 3<sup>er</sup> édition, hps SystemTechnik.

[26] Livre Blanc de l'oscilloscope numérique\ Edition Avril 2014 par Testoon\  
[www.testoon.com](http://www.testoon.com).

[27] Pince-wattmetrique-CHAUVIN-ARNOUX-F09 \Toute l'efficacité de la mesure en main\  
[www.chauvin-arnoux.com](http://www.chauvin-arnoux.com)

[28] <http://www.sitelec.org/cours/bonnet/transistorbipolaire.htm>

[29] [https://fr.wikipedia.org/wiki/Modulation\\_de\\_largeur](https://fr.wikipedia.org/wiki/Modulation_de_largeur)

## ANNEXE

### Paramètres de la MAS :

Paramètres de la machine asynchrone utilisée pour la simulation :

Paramètres	symbole	unité	valeur
La puissance	P	KW	4
La tension	U	V	400
La fréquence	f	Hz	50
La vitesse de rotation	N	tr/min	1430
Nombre de paires de pôles	p		2
La résistance statorique	$R_s$	$\Omega$	1.405
La résistance rotorique	$R_r$	$\Omega$	1.395
L'inductance statorique	$L_s$	H	0.005839
L'inductance rotorique	$L_r$	H	0.005839
L'inductance mutuelle	$L_m$	H	0.1722
Le moment d'inertie	J	$\text{Kg.m}^2$	0.0131
Le coefficient de frottement	$f_r$	$\text{N.m/ard/s}$	0.002985