

N° Ordre...../FHC/UMBB/2016

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE  
MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE  
**UNIVERSITE M'HAMED BOUGARA-BOUMERDES**



**Faculté des Hydrocarbures et de la Chimie**

**Mémoire de Fin d'Etudes**  
**En vue de l'obtention du diplôme :**

**MASTER**

Présenté par

MATALLAH Tarek Chaouki

BERRAK Nesma

Filière : Hydrocarbure

Option : Génie Electrique : Electricité industrielle

**Thème**

*Etude d'un variateur de vitesse pour moteur asynchrone :  
Application du variateur de l'empileuse de la briqueterie (SPRK)*

**Devant le jury:**

HAMADACHE Mohamed	MCB	UMBB	président
KHELIFI Fateh	MAA	UMBB	examinateur
NADJI Bouchra	PROF	UMBB	encadreur

Année Universitaire : 2015/2016

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE  
MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE  
UNIVERSITE M'HAMED BOUGARA-BOUMERDES



**Faculté des Hydrocarbures et de la Chimie**  
Département : Automatisation des procédés et Electrification  
Filière: Hydrocarbure  
Option : Génie Electricité : Electricité Industrielle

**Mémoire de Fin d'Etudes**  
**En vue de l'obtention du diplôme :**

**MASTER**

***Thème***

*Etude d'un variateur de vitesse pour moteur asynchrone :  
Application du variateur de l'empileuse de la briqueterie (SPRK)*

**Présenté par :**  
MATALLAH Tarek Chaouki  
BERRAK Nesma

**Avis favorable de l'encadreur :**  
Nom Prénom signature  
Pr NADJI Bouchra

**Avis favorable du Président du jury**  
Nom Prénom Signature

**Cachet et signature**

# Remerciements

*Nous remercions d'abord ALLAH le tout puissant de nous avoir donné la force, la patience et la volonté pour achever ce travail.*

*Nos sincères remerciements à notre promotrice Pr NADJI de nous avoir guidé et encouragé durant ce travail.*

*Nous exprimons aussi notre vive reconnaissance au personnel de la SPRK, Nous pensons particulièrement à Messieurs NEDJMAOUI MUSTAPHA et REZIGA AËK, pour leurs aides, leurs disponibilités et leurs orientations tout au long de notre stage.*

*Nous remercions les membres de jury d'examen pour l'honneur qu'ils nous font en participant au jugement de ce travail.*

*Nous tenons à remercier vivement toutes personnes qui nous ont aidé à élaborer et réaliser ce mémoire, ainsi à tous ceux qui nous aident de près ou de loin à accomplir ce travail.*

*Nous remercions aussi tous les enseignants du département automatisation et électrification des procédés industriels pour leurs aides et orientations durant notre formation.*

*Enfin nous tenons à exprimer notre reconnaissance à tous nos amis et collègues pour le soutien tout moral et matériel...*

# *Dédicaces*

*Je dédie ce modeste mémoire de master à:*

*A ma très chère mère et mon très cher père et mes grands-  
parents*

*A ceux qui m'ont toujours encouragé pour que j'y réussisse dans  
mes études*

*A ceux qui ont veillé pour mon bien être*

*A ceux que j'aime et je respecte infiniment*

*Le jour est venu pour leur dire Merci*

*Ma sœur*

*A mes neveux : Fouad, Kawther, Lina*

*Mon binôme: Nesma*

*A mes amis : Saïd, Islam, Saddam, Fethi, Walid, Adel*

*Mahrez, Billal et surtout Rayen*

*A tous mes proches de la famille Matallah, et plus*

*Particulièrement, mes oncles, mes tantes, mes cousins*

*Et à tous mes chers amis et mes collègues de l'Institut  
d'hydrocarbure et chimie*

*Et à tous ce qui m'ont enseigné au long de ma vie scolaire*

*Matallah Tarek*

# *Dédicaces*

*Je dédie ce modeste mémoire de master à:*

*A ma très chère mère et mon très cher père et mes grands-  
parents*

*A ceux qui m'ont toujours encouragé pour que j'y réussisse dans  
mes études*

*A ceux qui ont veillé pour mon bien être*

*A ceux que j'aime et je respecte infiniment*

*Le jour est venu pour leur dire Merci*

*Mes sœurs : Noura, Amina, Ftisam*

*A mes frères : Djamel, Mohamed, Achref et Ragab*

*A mes amis : Hadjer, Samira, Karima, Noura,*

*Ma chère copine Chattabe Asma*

*A tous mes proches de la famille Berrak, et plus*

*Particulièrement, mes oncles, ma tante, mes cousins*

*Et à tous mes chers amis et mes collègues de l'Institut  
d'hydrocarbure et chimie*

*Et à tous ce qui m'ont enseigné au long de ma vie scolaire*

*Berrak Nesma*

# Sommaire

<b>Introduction générale</b> .....	1
------------------------------------	---

## **Chapitre I : Présentation de l'entreprise SPRK et problématique**

I.1 Présentation de l'entreprise SPRK : .....	3
I.2 Structure de la société : .....	3
I.3 Caractéristiques du site : .....	3
I.4 Organigramme de la société des produits rouges KHEMIS : .....	5
I.5 Produits : .....	5
I.6 Procédure de fabrication : .....	5
I.7 La partie étudiée : .....	6
I.8 Problématique : .....	6

## **Chapitre II : Généralités sur les machines asynchrones**

II.1 Introduction.....	7
II.2 Définition.....	7
II.3 Organisation de la machine asynchrone .....	7
II.3.1 Le stator .....	8
II.3.2 Le rotor .....	9
II.3.2.1 Rotor à cage (rotor en court-circuit).....	9
II.3.2.2 Rotor à bague .....	10
II.3.3 Les organes mécaniques .....	10
II.3.4 L'entrefer .....	11
II.4 Principe de fonctionnement d'une machine asynchrone .....	11
II.4.1 Glissement d'une machine asynchrone.....	12
II.5 Caractéristique de fonctionnement .....	12
II.5.1 Fonctionnement à vide.....	12
II.5.2 Fonctionnement en charge.....	13
II.6 Bilan de puissance .....	13
II.6.1 Puissance absorbée PA .....	13
II.6.2 Les pertes par effet Joule PJS .....	13
II.6.3 Les pertes fer au stator <b>PFS</b> .....	13

II.6.4 Puissance transmise <b><i>PTR</i></b> .....	14
II.6.5 Pertes par effet Joule <b><i>PJR</i></b> et pertes fer <b><i>PFS</i></b> au rotor.....	14
II.6.6 Puissance disponible au rotor <b><i>PR</i></b> .....	14
II.6.7 Pertes mécaniques <b><i>PM</i></b> et puissance utile <b><i>Pu</i></b> .....	14
II.6.8 Rendement du moteur asynchrone.....	14
II.6.9 Les pertes collectives .....	14
II.7 Variation de vitesse de la machine asynchrone .....	15
II.7.1 Réglage par variation du nombre de paires de pôles .....	15
II.7.2 Réglage par variation de tension.....	15
II.7.3 Réglage par action sur le glissement.....	15
II.7.4 Réglage par variation de fréquence .....	16

### **Chapitre III : Etude, choix et dimensionnement du variateur de vitesse**

III.1 Introduction .....	17
III.2 Rappel sur les semi-conducteurs de puissance .....	17
III.2.1 La diode.....	18
III.2.2 Le thyristor .....	18
III.2.3 Le thyristor GTO (Gate Turn Off thyristor) .....	19
III.2.4 L'IGBT .....	19
III.3 Etude des montages redresseurs et onduleurs .....	20
III.3.1 Redresseur triphasé à diodes .....	20
III.3.1.1 Redresseur parallèle simple .....	20
III.3.1.2 Redresseur parallèle double .....	22
III.3.2 Redresseur triphasé à thyristors.....	23
III.3.2.1 Redresseur commandé parallèle simple.....	23
III.3.2.2 Redresseur commandé parallèle double .....	24
III.3.2.3 Marche en onduleur .....	24
III.4 Onduleurs de tension .....	25
III.4.1 Classe de l'ondeur .....	25
III.4.1.1 Onduleur non autonome.....	25
III.4.1.2 Onduleur autonome.....	25
III.4.2 Types d'ondeur.....	26
III.4.3 Les utilisations de l'ondeur de tension .....	26
III.4.4 Principe de fonctionnement .....	26

III.5 Choix du variateur de vitesse .....	27
III.5.1 Facteurs de choix.....	28
III.5.1.1 Facteurs techniques.....	28
III.5.1.2 Facteur économique.....	28
III.5.2 Les différents types des variateurs électroniques de vitesse pour moteur .....	28
III.5.3 Le variateur existant .....	31
III.5.4 Constitution du variateur proposé .....	31
III.5.5 Le choix proposé .....	31
III.6 Dimensionnement du variateur.....	32
III.6.1 Les paramètres du moteur étudié.....	32
III.6.2 Calcul des paramètres de l'onduleur de tension .....	33
III.6.2.1 Tension d'entrée .....	33
III.6.2.2 Courant d'entrée dans l'onduleur de tension .....	33
III.6.2.3 Courant dans les semi-conducteurs commandés.....	33
III.6.2.4 Courant dans les diodes .....	35
III.6.3 Calcul du montage redresseur .....	36
III.6.3.1 L'entrée.....	36
III.6.3.2 La Sortie .....	36
III.6.4 Calcul du filtre.....	37
III.6.4.1 Calcul de la capacité de filtrage.....	37
Conclusion.....	37

## **Chapitre IV : Simulation du variateur de vitesse**

IV.1 Introduction.....	38
IV.2 Fonctionnement interne du logiciel.....	38
IV.2.1 Principe général d'utilisation : .....	38
IV.3 Simulation du redresseur :.....	39
IV.4 Simulation du filtre : .....	39
IV.5 Simulation de l'onduleur.....	40
IV.5.1 Commande de l'onduleur de tension à MLI naturelle (sinus- triangle).....	40
IV.5.2 Objectif de la Technique MLI.....	40
IV.6 Modélisation de l'onduleur à cinq niveaux :.....	42
IV.6.1 structure de l'onduleur à cinq niveaux .....	42

IV.6.2 Modélisation du fonctionnement d'un bras d'onduleur .....	43
IV.6.2.1.Potentiel $V_K$ et tension aux bornes des interrupteurs.....	43
IV.6.3 Commande MLI à quatre porteuses : .....	46
IV.6.3.1 Principe de la technique de modulation :.....	46
IV.6.4 simulation de l'onduleur cinq niveaux .....	49
IV.6.4.1 schéma de simulation .....	49
IV.6.4.2 Résultat de simulation .....	50
IV.6.5 Interprétations des résultats.....	55
Conclusion.....	55

## **Chapitre V : Association moteur onduleur**

V.1 Introduction .....	56
V.2 Modélisation de la machine asynchrone.....	56
V.2.1 Hypothèses simplificatrices.....	56
V.2.2 Equations générales .....	57
V.2.2.1 Equations électriques .....	57
V.2.2.2 Équations magnétiques : .....	58
V.2.2.3 Équations mécaniques : .....	58
V.2.3 Modélisation dans le repère de Park.....	59
V.2.3.1 Équations électriques .....	60
V.2.3.2 Equations magnétiques .....	60
V.2.3.3 Équations mécaniques.....	60
V.2.4 Représentation d'état.....	60
V.3 Simulation de la machine asynchrone alimentée par réseaux .....	61
V.3.1 Simulation de la machine asynchrone à vide ( $C_r=0N.m$ ).....	61
V.3.1.1 Résultats de Simulation.....	62
V.3.2 Simulation de la machine asynchrone en charge ( $C_r=15N.m$ ) .....	63
V.3.2.1 Résultats de Simulation .....	64
V.3.3.Interprétation des résultats.....	65
V.4 Simulation de la machine asynchrone alimenté par onduleur cinq niveaux.....	65
V.4.1 schéma de simulation .....	65
V.4.2 Résultats de Simulation : .....	65
V.4.3 Interprétations des résultats : .....	74
Conclusion.....	75
<b>Conclusion générale.....</b>	<b>76</b>

## Liste des figures

<b>Figure I.1</b> Organigramme de la société des produits rouge .....	4
<b>Figure I.2</b> La gamme de produits.....	5
<b>Figure I.3</b> procédure de fabrication .....	5
<b>Figure I.4</b> Une empileuse automatique.....	6
<b>Figure II.1</b> Machine asynchrone.....	8
<b>Figure II.2</b> Stator d'une machine asynchrone.....	8
<b>Figure II.3</b> Différentes formes de barres .....	9
<b>Figure II.4</b> structure d'un rotor en cage d'écureuil.....	9
<b>Figure II.5</b> les organes de la machine asynchrones .....	10
<b>Figure II.6</b> Principe de fonctionnement d'un moteur asynchrone .....	11
<b>Figure II.7</b> Bilan de puissance d'un moteur asynchrone .....	13
<b>Figure III.1</b> Symboles des composants .....	18
<b>Figure III.2</b> Montage redresseur triphasé parallèle simple P3 .....	20
<b>Figure III.3</b> Tension redressé du montage P3 .....	21
<b>Figure III.4</b> Montage redresseur triphasé parallèle double PD3 .....	22
<b>Figure III.5</b> Tension redressée du montage PD3.....	23
<b>Figure III.6</b> Montage redresseur triphasé parallèle simple P3 à Thyristors .....	24
<b>Figure III.7</b> Montage redresseur triphasé parallèle double PD3 à Thyristors .....	24
<b>Figure III.8</b> Schéma principe de l'onduleur .....	27
<b>Figure III.9</b> Convertisseur indirect.....	29
<b>Figure IV.1</b> Schéma de redresseur sous PSIM .....	39
<b>Figure IV.2</b> la forme d'onde à la sortie de redresseur .....	39
<b>Figure IV.3</b> Schéma du filtre sous PSIM.....	39
<b>Figure IV.4</b> La tension à la sortie du filtre.....	40
<b>Figure IV.5</b> Schéma Principe de MLI.....	41
<b>Figure IV.6</b> Schéma du circuit d'un bras d'onduleur à cinq niveaux, à structure parallèle .....	42
<b>Figure IV.7</b> Circuit permettant la détermination du potentiel $V_A$ .....	43
<b>Figure IV.8</b> Schéma de principe de la MLI à quatre porteuses .....	48
<b>Figure IV.9</b> schéma de simulation de l'onduleur cinq niveaux .....	49
<b>Figure IV.10</b> signaux des porteuses et des références .....	50
<b>Figure IV.11</b> signaux de commande des interrupteurs (IGBT) .....	50
<b>Figure IV.12</b> la tension simple à la sortie de l'onduleur cinq niveaux à $F_p=300$ Hz .....	51
<b>Figure IV.13</b> spectre d'harmoniques de tension simple à $F_p=300$ Hz .....	51
<b>Figure IV.14</b> la tension composée à la sortie de l'onduleur cinq niveaux à $F_p=300$ Hz.....	51
<b>Figure IV.15</b> spectre d'harmoniques de tension composée à $F_p=300$ Hz .....	52
<b>Figure IV.16</b> La tension simple à la sortie de l'onduleur cinq niveaux à $F_p=750$ Hz.....	52

<b>Figure IV.17</b> spectre d'harmoniques de tension simple à $F_p=750$ Hz .....	52
<b>Figure IV.18</b> la tension composée à la sortie de l'onduleur cinq niveaux à $F_p=750$ Hz.....	53
<b>Figure IV.19</b> spectre d'harmoniques de tension composée à $F_p=750$ Hz .....	53
<b>Figure IV.20</b> La tension simple à la sortie de l'onduleur cinq niveaux à $F_p=1500$ Hz.....	53
<b>Figure IV.21</b> spectre d'harmoniques de tension simple à $F_p=1500$ Hz .....	54
<b>Figure IV.22</b> la tension composée à la sortie de l'onduleur cinq niveaux à $F_p=1500$ Hz.....	54
<b>Figure IV.23</b> spectre d'harmoniques de tension composée à $F_p=1500$ Hz .....	54
<b>Figure V.1</b> Représentation schématique d'une machine asynchrone triphasée.....	57
<b>Figure V.2</b> Représentation du passage d'un système triphasé à celui biphasé.....	59
<b>Figure V.3</b> Schéma de simulation de la machine asynchrone à vide ( $C_r=0$ N.m).....	61
<b>Figure V.4</b> Forme d'onde de courant de MAS à vide.....	62
<b>Figure V.5</b> courbe de la vitesse de rotation à vide .....	62
<b>Figure V.6</b> courbe du couple électromécanique à vide.....	62
<b>Figure V.7</b> Schéma de simulation de la machine asynchrone en charge ( $C_r=15$ N.m). .....	63
<b>Figure V.8</b> forme d'onde de courants de MAS en charge .....	63
<b>Figure V.9</b> courbe de la vitesse de rotation en charge .....	62
<b>Figure V.10</b> courbe du couple électromécanique en charge .....	64
<b>Figure V.11</b> schéma de simulation de MAS avec l'onduleur cinq niveaux.....	65
<b>Figure V.12</b> Evolution du courant statorique $i_a$ de la machine asynchrone .....	65
<b>Figure V.13</b> Evolution du spectre d'harmonique de courant $i_a$ de la machine .....	66
<b>Figure V.14</b> Evolution de la vitesse de rotation de la machine asynchrone. ....	66
<b>Figure V.15</b> Evolution du couple électromagnétique développé par la machine asynchrone .....	66
<b>Figure V.16</b> Evolution du courant statorique $i_a$ de la machine asynchrone. ....	67
<b>Figure V.17</b> Evolution du spectre d'harmonique de courant $i_a$ de la machine. ....	67
<b>Figure V.18</b> Evolution de la vitesse de rotation de la machine asynchrone.. ....	67
<b>Figure V.19</b> Evolution du couple électromagnétique développé par la machine asynchrone. ....	68
<b>Figure V.20</b> Evolution du courant statorique $i_a$ de la machine asynchrone. ....	68
<b>Figure V.21</b> Evolution du spectre d'harmonique de courant $i_a$ . ....	68
<b>Figure V.22</b> Evolution de la vitesse de rotation de la machine asynchrone.. ....	69
<b>Figure V.23</b> Evolution du couple électromagnétique développé par la machine asynchrone. ....	69
<b>Figure V.24</b> Evolution du courant statorique $i_a$ de la machine asynchrone. ....	70
<b>Figure V.25</b> Evolution du spectre d'harmonique de courant $i_a$ de la machine. ....	70
<b>Figure V.26</b> Evolution de la vitesse de rotation de la machine asynchrone. ....	70
<b>Figure V.27</b> Evolution du couple électromagnétique développé par la machine asynchrone. ....	71
<b>Figure V.28</b> Evolution du courant statorique $i_a$ de la machine asynchrone.. ....	71
<b>Figure V.29</b> Evolution du spectre d'harmonique de courant $i_a$ de la machine. ....	72

<b>Figure V.30</b> Evolution de la vitesse de rotation de la machine asynchrone. ....	72
<b>Figure V.31</b> Evolution du couple électromagnétique développé par la machine asynchrone. ....	72
<b>Figure V.32</b> Evolution du courant statorique $i_a$ de la machine asynchrone.. ....	73
<b>Figure V.33</b> Evolution du spectre d'harmonique de courant $i_a$ de la machine. ....	73
<b>Figure V.34</b> Evolution de la vitesse de rotation de la machine asynchrone. ....	73
<b>Figure V.35</b> Evolution du couple électromagnétique développé par la machine asynchrone. ....	74

## Listes des tableaux

<b>Tableau III.1</b> Caractéristiques principales des convertisseurs.....	30
<b>Tableau III.2</b> Caractéristique de l'ALTIVAR 61.....	32
<b>Tableau III.3</b> Caractéristique de l'IGBT choisie .....	34
<b>Tableau III.4</b> Caractéristique de la diode choisie.....	35
<b>Tableau III.5</b> Caractéristique de la diode choisie.....	36
<b>Tableau IV.1</b> Table d'excitation d'un bras d'onduleur à cinq niveaux à structure parallèle...45	

# Introduction générale

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

L'entraînement à vitesse variable des machines électriques était l'objectif de plusieurs études dans ces dernières années grâce à l'évolution technologique des convertisseurs statiques qui représentent le véritable cœur de tout système électrique.

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

La technique 'MLI' permet, en augmentant l'indice de modulation, de repousser les harmoniques vers des fréquences plus élevées. D'autre part, les résultats montrent que l'onduleur multi-niveaux est de loin plus performant que l'onduleur à deux niveaux. Ces convertisseurs sont dits multi-niveaux, car ils génèrent des tensions formées de plusieurs niveaux (généralement plus de deux). Les onduleurs à cinq niveaux sont très utilisés dans les applications de puissance de l'ordre de 10 kW du fait de leur capacité à générer une très bonne qualité des formes d'ondes, en réduisant la fréquence de commutation des interrupteurs, et leur niveau de tension lors du blocage des dispositifs de puissance.

Afin d'effectuer nos simulations, notre choix est porté sur le logiciel PSIM. Ce logiciel est tout à fait adaptable, simple, facile et contient des avantages favorables comparativement à d'autre langages. Ses avantages se résument dans le fait de pouvoir faire simuler des circuits simples et d'autre très complexes, chose qui n'est pas réalisable dans plusieurs autres langages qui doivent passer par l'intermédiaire des logiciels graphiques.

Notre travail consiste à résoudre le problème posé par l'entreprise et faire un dimensionnement à notre variateur pour faire une simulation qui illustre le comportement de l'association moteur asynchrone et variateur de vitesse, il est constituée de cinq chapitres :

Le premier sera consacré à la présentation de l'entreprise SPRK où nous avons fait notre stage pratique et l'identification de notre système étudié ainsi que notre problématique.

Le deuxième chapitre concerne l'étude théorique de la machine asynchrone.

Dans le troisième chapitre, nous présentons la structure des différentes parties du variateur de vitesse en proposant une solution à notre problématique suivie par un dimensionnement du variateur proposé.

Le quatrième chapitre présente la simulation avec PSIM des différentes parties du variateur de vitesse : redresseur, filtre, onduleur à cinq niveaux.

Dans le dernier chapitre, on présente les résultats de simulation de l'association entre l'onduleur et la machine asynchrone à vide et en charge.

# Chapitre I

## Présentation de l'entreprise SPRK et problématique

### I.1 Présentation de l'entreprise SPRK

La société des produits rouges Khemis est considérée comme une société très importante vue sa participation dans le développement de l'économie nationale avec une capacité de production de 100.000 tonnes annuels, devisée comme suit :

- briques : 70000 tonnes.
- tuiles : 30000 tonnes.

Elle est située à Khemis Miliana et occupe une superficie de 06 hectare, Le premier essai est commencée en 01/11/1976, tandis que la production réelle a été commencée le 01/01/1977, la carrière de cette société est située à 02 Km de l'usine coté ouest avec une surface de 08 hectare, et produise une matière première de bonne qualité et en deux types de qualité : grise et jaune.

### I.2 Structure de la société

Une surface total de 60000m<sup>2</sup>, il y'a 15.762m<sup>2</sup> couverte et divisée comme suite :

- service de production : 13.760m<sup>2</sup>.
- service administration : 408m<sup>2</sup>.
- service sociale : 794m<sup>2</sup>.
- service ateliers et magasin : 800m<sup>2</sup>.

### I.3 Caractéristiques du site

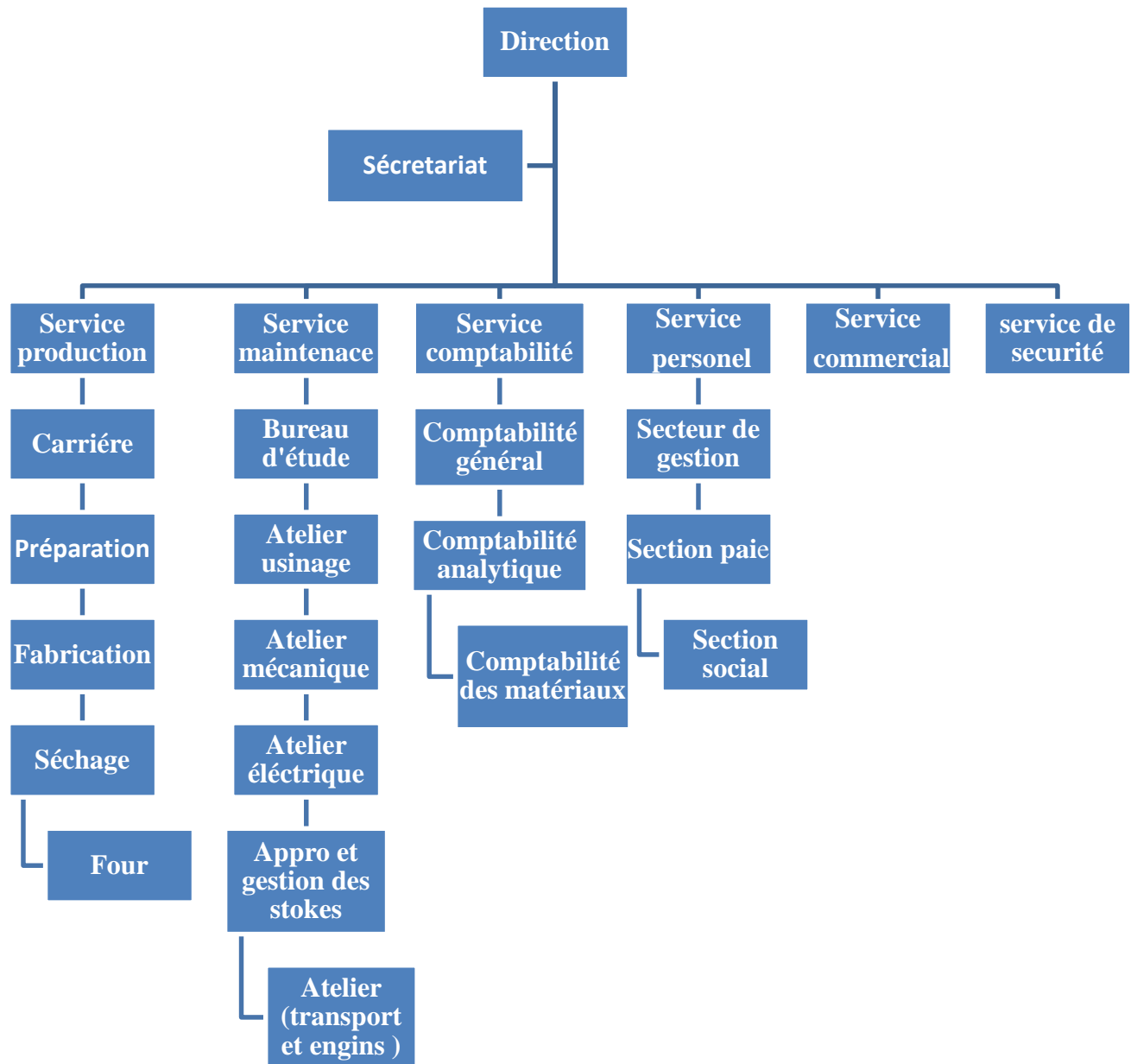
L'emplacement de l'usine est choisi pour les raisons suivantes :

- Proche de la carrière.
- La qualité supérieure de la matière première.

### Remarque

À partir du 2007 la briqueterie est devenue une société privée

### I.4 Organigramme de la société des produits rouges KHEMIS



**Figure I.1** Organigramme de la société des produits rouge.

## I.5 Produits

La gamme de produits mise à disposition de sa clientèle est la brique creuse 8 et 12 trous (figure I.2)



### Brique 8 Trous (B8)

- Largeur : 200mm
- Hauteur : 100mm
- Longueur : 300mm
- Poids: 4Kg

Nos briques sont de très bonne qualité, et conformes aux normes exigées en matière d'absorption d'eau, porosité, résistance et dimension.



### Brique 12 Trous (B12)

- Largeur : 200mm
- Hauteur : 150mm
- Longueur : 300mm
- Poids : 6.5Kg

Nos briques sont de très bonne qualité, et conformes aux normes exigées en matière d'absorption d'eau, porosité, résistance et dimension.

Figure I.2 La gamme de produits.

La brique est livrée par paquet de 255 pièces, compact et protégé par housse en plastique solide, ce qui assure une rapidité de chargement et une protection total lors du transport.

## I.6 Procédure de fabrication

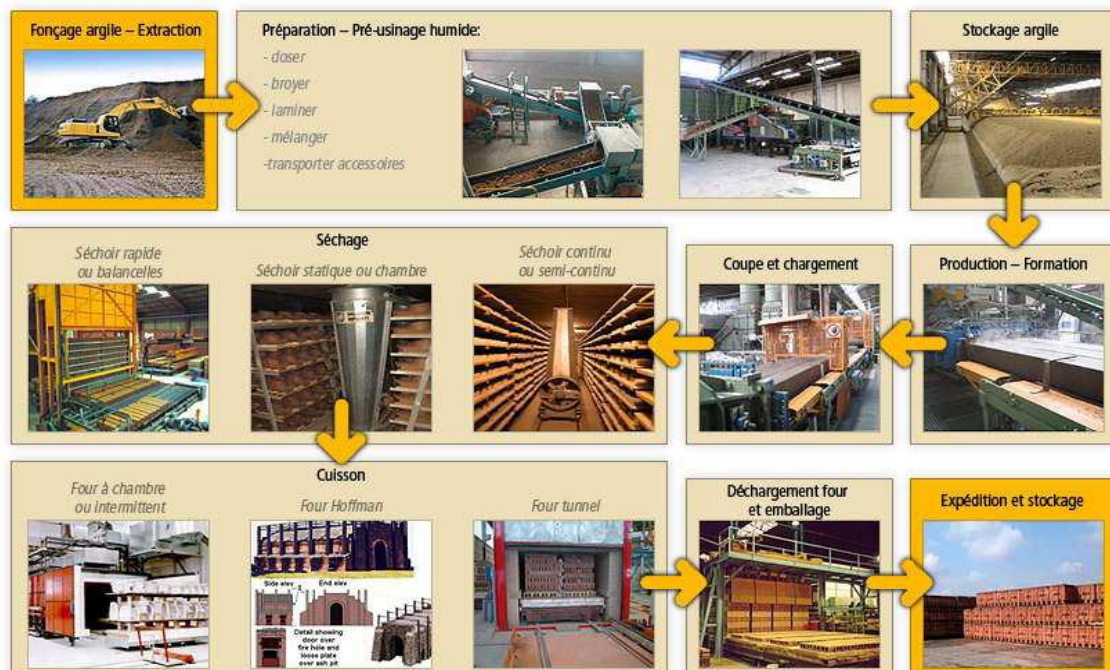


Figure I.3 procédure de fabrication

## I.7 La partie étudiée

L'empileuse automatique est responsable du levage et de la déposition des briques venant du séchoir vers le four en les mettant dans des chariots spécifiques, cette opération est très importante au cours de la production, car elle occupe un rôle intermédiaire, et chaque panne ou arrêt dans cette partie va provoquer automatiquement l'arrêt de la production.

L'empileuse est munie d'un moteur électrique asynchrone, qui fonctionne en service continu, le processus impose un fonctionnement en vitesse variable, pour cela un variateur de vitesse est utilisé (figure I.4).



**Figure I.4** Une empileuse automatique

## I.8 Problématique

Le variateur de vitesse utilisé dans l'empileuse a subi une panne, ce qui a influé sur le fonctionnement normal du moteur associé à ce variateur, et impose un arrêt immédiat de l'empileuse, cela a créé des pertes considérables du produit sec (briques) venant du séchoir, cette situation nous a poussé à faire une étude et un dimensionnement urgent pour régler le problème et rattraper les pertes.

La particularité de l'environnement de l'entreprise ; température élevée et présence de poussière, nécessite un dimensionnement spéciale qui n'a pas été tenu en compte lors de l'achat du variateur, ceci explique la surcharge du variateur qui cause le claquage des semi conducteurs. Pour éviter le changement assez fréquent du variateur de vitesse, on a procédé au choix et dimensionnement de ce dernier en tenant compte de l'environnement de l'entreprise.

# Chapitre II

## Généralités sur les machines asynchrones

### II.1 Introduction

Du fait de la simplicité de sa construction, sa robustesse, sa faible maintenance, la facilité de son alimentation, et surtout son faible prix d'achat, la machine asynchrone ou machine à induction couvre la plupart des applications domestiques (machine à laver, réfrigérateur, etc.), industrielles (machine d'entraînement, machinerie de transformation), dans les transports (traction ferroviaire, véhicule électrique) et dans les domaines spécialisés (auxiliaires dans les centrales électriques, machinerie en milieu explosif, etc.).

Par contre, la complexité de la mise en œuvre de sa commande a longtemps limité son développement sur le marché des variateurs. Les récents progrès de l'électronique de commande et de la micro électronique permettent aujourd'hui d'intégrer des commandes de plus en plus complexes [3].

Dans les pays industrialisés, plus de 80% de l'énergie électrique consommée est transformée en énergie mécanique.

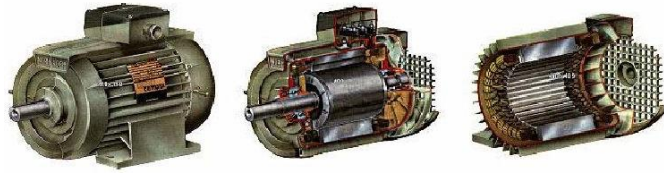
### II.2 Définition

Une machine asynchrone connue également sous le terme « anglo-saxon », 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.

Son invention est attribuée à Nikola Tesla en 1887. En 1889 Michail Ossipowitsch Doliwo-Dobrowolski (ou Michael von Dolivo-Dobrowolski), électricien allemand d'origine russe, invente le premier moteur asynchrone à courant triphasé à cage d'écureuil qui sera construit industriellement à partir de 1891[4].

### II.3 Organisation de la machine asynchrone

Les machines asynchrone sont des convertisseurs électromagnétiques tournant transformant l'énergie électrique en énergie mécanique (figure II.1).



**Figure II.1** Machine asynchrone

Les moteurs asynchrones sont pratiquement tous des moteurs triphasés. Ils sont basés sur l'entraînement d'une masse métallique par l'action d'un champ tournant.

L'organisation d'une machine asynchrone est constituée des principaux éléments suivants :

- Le stator (partie fixe) constitué des disques en tôle magnétique portant les enroulements chargés de magnétiser l'entrefer.
- Le rotor (partie tournante) constitué de disques en tôle magnétique empilés sur l'arbre de la machine portant un enroulement bobiné ou injecté.
- Les organes mécaniques permettant la rotation du rotor et le maintien des différents sous ensembles [5].

### II.3.1 Le stator

Appelé aussi inducteur ou primaire, Il est constitué d'un cylindre ferromagnétique entaillé d'encoches permettant d'y loger les bobinages. Ce cylindre est constitué d'un empilement de plaques de tôle afin de limiter les courants de Foucault. Ces tôles comportent un certain nombre d'encoches régulièrement réparties qui, par suite de l'empilage créent des rainures, ou sont logés des faisceaux du bobinage [2]. La figure (II.2) représente un stator comportant un bobinage triphasé, dont chaque phase ne comporte qu'une bobine occupant deux encoches diamétralement opposées, les trois phases sont identiques mais décalées entre elle de  $2\pi/3$ . Cet enroulement (bobines), est alimenté en triphasé par l'intermédiaire de la plaque à borne ce qui permet de l'alimenter en étoile ou en triangle, et possède p paires de pôles [6].



**Figure II.2** Stator d'une machine asynchrone

## II.3.2 Le rotor

Le rotor n'est lié électriquement à aucune source d'énergie. (ni continue, ni alternative) ce qui simplifie beaucoup sa construction, on distingue deux types de rotor.

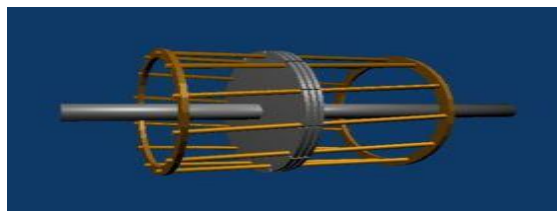
### II.3.2.1 Rotor à cage (rotor en court-circuit)

C'est le plus fréquent. Ce type de rotor a été inventé par Michail Ossipowitsch Doliwo - Dobrowolski au début des années 1890. Ces rotors sont constitués de tôles ferromagnétiques et de barres conductrices régulièrement réparties à la périphérie du rotor. Les barres sont reliées entre elles à travers deux anneaux de court-circuit (figure II.3). On peut rencontrer plusieurs formes de barres [4].



**Figure II.3** Différentes formes de barres

Les tôles ferromagnétiques servent à guider les lignes de champs tandis que les barres accueillent les courants induits. Ces rotors sont réalisés à partir d'un empilement de tôles découpées et isolées les unes des autres (feuilletage) dans lesquelles on injecte un matériau conducteur de manière à constituer les barres ainsi que les anneaux de court-circuit. Le matériau constituant les barres et les anneaux de court-circuit est généralement un alliage à base d'aluminium, mais on peut aussi rencontrer du cuivre ou du laiton (figure II.4) [4].



**Figure II.4** structure d'un rotor en cage d'écureuil

On distingue deux types de rotor à cage :

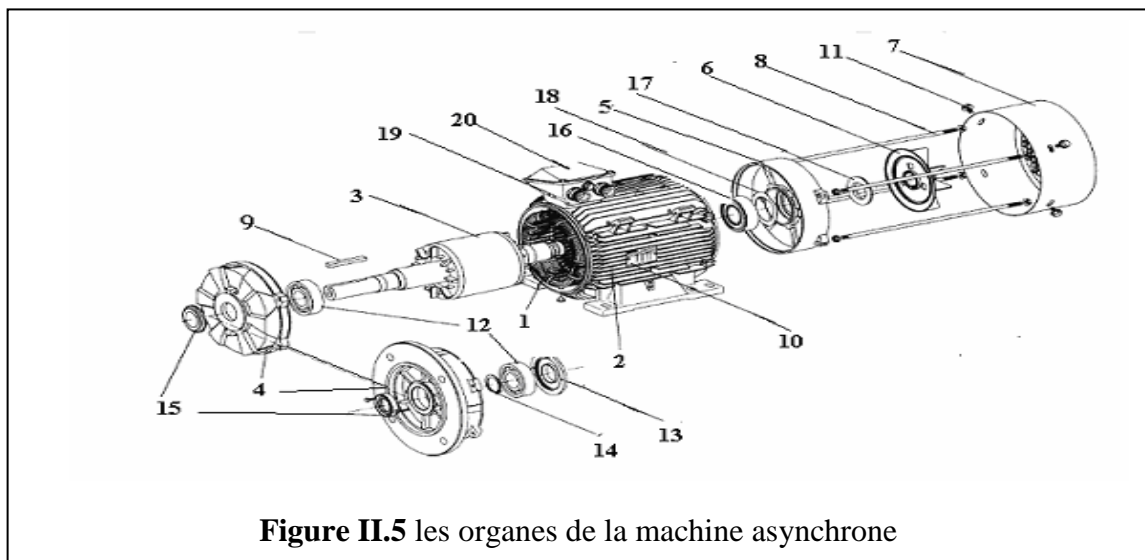
- Rotor à simple cage
- Rotor à double encoche ou à encoches profondes

### II.3.2.2 Rotor à bague

Le rotor d'une machine à bague est constitué de 3 bobines (on parle aussi de rotor bobiné). Chaque bobine est reliée à une bague. Les bagues permettent d'avoir une liaison électrique avec les bobines du rotor. Ce type de rotor a été conçu pour permettre la variation de résistance du rotor en insérant des résistances en séries avec les bobines afin de réaliser un démarrage rotorique. Ce dispositif a ensuite permis la variation de vitesse avec un rendement acceptable au moyen d'un procédé appelé cascade hyposynchrone. Donc ce type de moteur est utilisé essentiellement dans des applications où les démarrages sont difficiles ou bien nombreux. Le coût élevé de ce type de machines et l'apparition des variateurs de fréquence a rendu obsolètes ce type de machines [4].

### II.3.3 Les organes mécaniques

Le stator auto-porteur reçoit de chaque côté un flasque sur lequel le rotor sera positionné grâce à des roulements à billes ou à rouleaux suivant le type de charge (axiale ou radiale). Un ventilateur est placé en bout d'arbre sur le rotor pour le refroidissement de la machine. Il peut être remplacé par une ventilation forcée motorisée pour le refroidissement aux vitesses lentes [5].



**Figure II.5** les organes de la machine asynchrone

- |                                       |                                  |
|---------------------------------------|----------------------------------|
| 1: Stator bobiné                      | 11 : Vis de fixation du capot    |
| 2 : Carter                            | 12 : Roulement côté              |
| 3 : Rotor                             | 13 : Chapeau intérieur côté      |
| 4 : Flasque côté accouplement         | 14 : Circlips de côté            |
| 5 : Flasque arrière accouplement      | 15 : Joint côté accouplement     |
| 6 : Ventilateur                       | 16 : Roulement arrière           |
| 7 : Capot de ventilation accouplement | 17 : Joint arrière               |
| 8 : Tiges de montage                  | 18 : Rondelle de précharge       |
| 9 : Clavette                          | 19 : Corps de boîte à bornes     |
| 10 : Plaque signalétique accouplement | 20 : Couvercle de boîte à bornes |

### II.3.4 L'entrefer

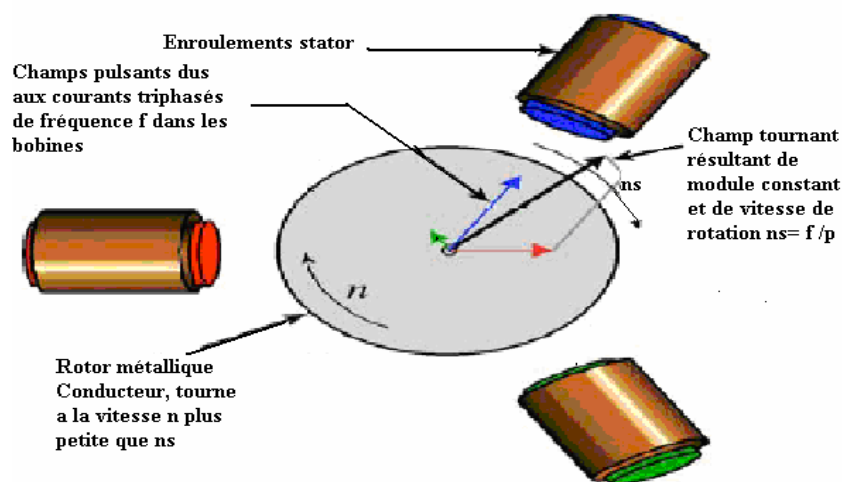
Pour des raisons mécaniques, on choisit l'entrefer aussi grand que possible. Un entrefer assez grand est également avantageux pour ce qui est des pertes supplémentaires dans le fer, produites par les pulsations du champ, et de la dispersion provoquée par les champs harmoniques supérieurs. En revanche, en égard au courant magnétisant (facteur de puissance) l'entrefer doit être maintenu aussi faible que possible [6].

## II.4 Principe de fonctionnement d'une machine asynchrone

Les courants statoriques créent un champ magnétique tournant dans le stator. La fréquence de rotation de ce champ est imposée par la fréquence des courants statoriques, c'est-à-dire que sa vitesse de rotation est proportionnelle à la fréquence de l'alimentation électrique. La vitesse de ce champ tournant est appelée vitesse de synchronisme.

L'enroulement du rotor est donc soumis à des variations de flux (du champ magnétique). Une force électromotrice induite apparaît qui crée des courants rotoriques. Ces courants sont responsables de l'apparition d'un couple qui tend à mettre le rotor en mouvement afin de s'opposer à la variation de flux : loi de Lenz. Le rotor se met donc à tourner pour tenter de suivre le champ statorique [4].

Sur les moteurs asynchrones triphasés, Le champ tournant est produit par trois bobinages fixes géométriquement décalés de  $120^\circ$ , et parcourus par des courants alternatifs présentant le même décalage électrique. Les trois champs alternatifs qu'ils produisent se composent pour former un champ tournant d'amplitude constante comme il est présenté dans la figure (II.6) [7].



**Figure II.6** Principe de fonctionnement d'un moteur asynchrone

La différence de vitesse entre le rotor et le champ statorique est appelée vitesse de glissement. Lorsqu'il est entraîné au-delà de la vitesse de synchronisme, la machine fonctionne en générateur alternatif. Mais son stator doit être forcément relié au réseau car lui seul peut créer le champ magnétique nécessaire pour faire apparaître les courants rotorique.

### II.4.1 Glissement d'une machine asynchrone

On désigne par  $n_s$  la vitesse de synchronisme, c'est-à-dire la fréquence de rotation du champ statorique dans la machine.

On désigne par  $n$  la vitesse de rotation de la machine.

La fréquence de synchronisme est toujours un sous multiple entier de la fréquence du secteur

- en 50 Hz c'est un sous multiple de 3000 tr/min soit : 3000 ; 1500 ; 1000 ; 750 ; etc.
- en 60 Hz c'est un sous multiple de 3600 tr/min, soit : 3600 ; 1800 ; 1200 ; 900 ; etc.

Soit  $p$  le nombre de paires de pôles de la machine et  $f$  la fréquence de l'alimentation. On a:

$$n_s = \frac{f}{p} \text{ en tr/s } \text{ ou } n_s = \frac{60f}{p} \text{ en tr/mn}$$

Le glissement correspond à la différence de vitesse entre le rotor et le champ statorique exprimée sous la forme d'un pourcentage de la vitesse de synchronisme.

$$n_s - n = g \cdot n_s \quad , \text{ soit } g = \frac{n_s - n}{n_s}$$

Le glissement est toujours faible, de l'ordre de quelques pour-cent : de 2 % pour les machines les plus grosses à 6 ou 7 % pour les petites machines triphasées, il peut atteindre 10 % pour les petites machines monophasées [4].

## II.5 Caractéristique de fonctionnement

### II.5.1 Fonctionnement à vide

À vide le moteur n'entraîne pas de charge, donc le glissement est nul est le moteur tourne à la vitesse de synchronisme [7].

$$\text{À vide } g = 0 \implies n_s = n_0$$

Le facteur de puissance à vide est très faible ( $< 0,2$ ) et le courant absorbé reste fort ( $P$  est petit et  $Q$  est grand). On parle alors de courant réactif ou magnétisant (il sert à créer le champ magnétique).

### II.5.2 Fonctionnement en charge

Le moteur fournit maintenant de la puissance active, le stator appelle un courant actif. Il faut bien savoir que le moteur asynchrone est capable de démarrer en charge [8].

## II.6 Bilan de puissance [9]

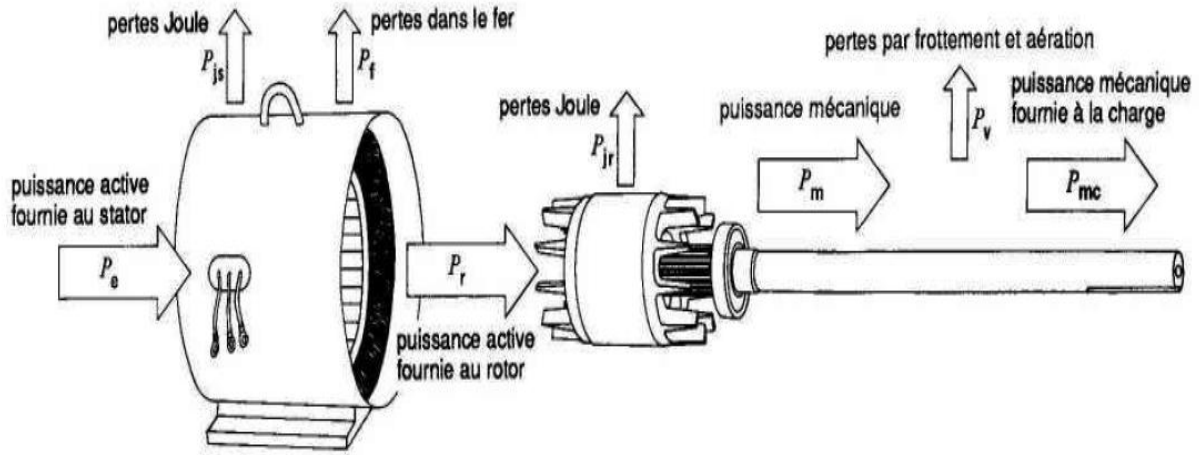


Figure II.8 Bilan de puissance d'un moteur asynchrone

### II.6.1 Puissance absorbée $P_A$

Le moteur reçoit la puissance électrique  $P_A = U \cdot I \cdot 3 \cdot \cos \varphi$  quelque-soit le couplage. Cette puissance est transmise au stator de la machine qui est le siège de deux types de pertes [10].

Les deux types de pertes au stator sont :

### II.6.2 Les pertes par effet Joule $P_{JS}$

Si on appelle  $r$  la résistance d'un enroulement et  $I$  l'intensité en ligne,

Si le moteur est couplé en étoile :  $P_{JS} = 3 \cdot r \cdot I^2$

Si le moteur est couplé en triangle :  $P_{JS} = 3 \cdot r \cdot I^2$

Si on appelle  $R$ , la résistance mesurée entre deux bornes du stator, quelque soit le couplage du stator, les pertes par effet Joules sont :  $P_{JS} = \frac{3}{2} \cdot R \cdot I^2$  [8].

### II.6.3 Les pertes fer au stator $P_{FS}$

Ces pertes ne dépendent que de la tension  $U$  et de la fréquence  $f$ , elles sont considérées comme constantes si le moteur est branché sur le réseau triphasé.

### II.6.4 Puissance transmise $P_{TR}$

La puissance transmise au rotor est :  $P_{TR} = P_A - P_{JS} - P_{FS}$

Cette puissance  $P_{TR}$  crée le couple électromagnétique :

$C_{EM} = \frac{P_{TR}}{\Omega_S}$  , avec  $P_{TR}$  en [W],  $\Omega_S$  en [rad/s], et  $C_{EM}$  en [N.m].

Cette puissance est transmise du stator au rotor. Le rotor est lui aussi soumis au couple CEM mais tourne à la vitesse  $\Omega$  [8].

### II.6.5 Pertes par effet Joule $P_{JR}$ et pertes fer $P_{FS}$ au rotor

Les pertes fer au rotor sont souvent négligeables :  $P_{FS} \approx 0$

On montre alors que les pertes par effet Joule au rotor sont :  $P_{FS} = g \cdot P_{TR}$  [10].

### II.6.6 Puissance disponible au rotor $P_R$

$$P_R = C_{EM} \cdot \Omega \quad \text{et} \quad C_{EM} = \frac{P_{TR}}{\Omega_S} \quad \text{d'où} \quad P_R = \frac{P_{TR} \cdot \Omega}{\Omega_S} \quad \text{soit} \quad P_R = (1 - g) \cdot P_{TR}$$

Le rotor étant constitué de conducteurs qui possèdent une résistance, ils sont le siège de pertes par effet Joule ainsi que de pertes magnétiques [8].

### II.6.7 Pertes mécaniques $P_M$ et puissance utile $P_u$

Le rotor est fixé à l'arbre du moteur par l'intermédiaire de roulements, il y a donc des pertes mécaniques  $P_u = P_R - P_M$

### II.6.8 Rendement du moteur asynchrone

Le rendement du moteur est donné par :  $\eta = \frac{P_u}{P_A}$

### II.6.9 Les pertes collectives

Ces pertes ne dépendent que de  $U$ ,  $f$  et  $n$ . Comme ces grandeurs sont généralement constantes, les pertes fer au stator et les pertes mécaniques le sont aussi.

$$P_C = P_{FS} + P_M$$

On définit le couple de perte:

$$C_P = \frac{P_C}{\Omega}$$

Le couple de perte est une grandeur constante quelle que soit la vitesse et la charge de la machine [8].

## II.7 Variation de vitesse de la machine asynchrone

L'expression générale de la vitesse de rotation du rotor du moteur asynchrone est donnée par la formule suivant :

$$\Omega = \Omega_s \cdot (1 - g) = \frac{\omega}{p} \cdot (1 - g) = \frac{2 \cdot \pi \cdot f}{p} \cdot (1 - g)$$

$g$  : glissement.

$P$  : nombre de paires de pôles.

$f$  : fréquence de la tension d'alimentation.

Pour faire varier de façon continue, on peut :

- ❖ soit faire varier le glissement ( $g$ ).
- ❖ soit faire le changement du nombre de paires de pôles ( $p$ ).
- ❖ soit faire varier la fréquence d'alimentation ( $f$ ) [4].

### II.7.1 Réglage par variation du nombre de paires de pôles

Ceci donnant une variation non continue (discontinu) de la vitesse ce mode n'est donc pas envisagé pour un réglage fin du point de fonctionnement désiré [11].

### II.7.2 Réglage par variation de tension

Le couple électromagnétique de la machine asynchrone est proportionnel au carré de la tension d'alimentation statorique. Il est donc possible d'envisager un ajustement de la vitesse au-dessous de la vitesse nominale en modifiant la tension d'alimentation statorique avec un gradateur triphasé. Cette solution est le plus souvent utilisée pour le démarrage de charges à caractéristique de couple quadratique  $C_r = k \cdot \Omega^2$  [11].

### II.7.3 Réglage par action sur le glissement

L'utilisation de résistances rotoriques permet un réglage de la vitesse au-dessous de la vitesse nominale mais avec un rendement déplorable. On essaiera donc de récupérer cette énergie transmise au rotor : c'est la cascade hyposynchrone réservée à la très forte puissance pour des machines à rotor bobiné [11].

### II.7.4 Réglage par variation de fréquence

La fréquence de rotation de la machine étant au glissement près proportionnel à la fréquence d'alimentation des enroulements statoriques, on essaiera de créer pour ces enroulements un réseau à fréquence variable ce sont les Onduleurs de tension. On peut aussi chercher à injecter

des courants dans les enroulements pour imposer le couple de la machine ce sont les Onduleurs de courant ou commutateurs de courant. On peut également convertir directement la fréquence du réseau industriel en une fréquence variable plus faible (de 0 à 1/3 de la fréquence réseau) à l'aide d'un cycloconvertisseur à commutation naturelle piloté lui aussi en fréquence en courant ou vectoriellement [11].

# Chapitre III

## Etude, choix et dimensionnement du variateur de vitesse

### III.1 Introduction

Les équipements industriels utilisent de plus en plus l'entraînement à vitesse variable. Ceci est dû, en partie, au souci de donner au dispositif entraîné la vitesse optimale pour chacune des différentes phases d'un processus. Mais c'est surtout dû aux progrès de l'automatisation qui nécessite le contrôle de la vitesse de chacun des moteurs qui agissent aux divers points d'un même ensemble.

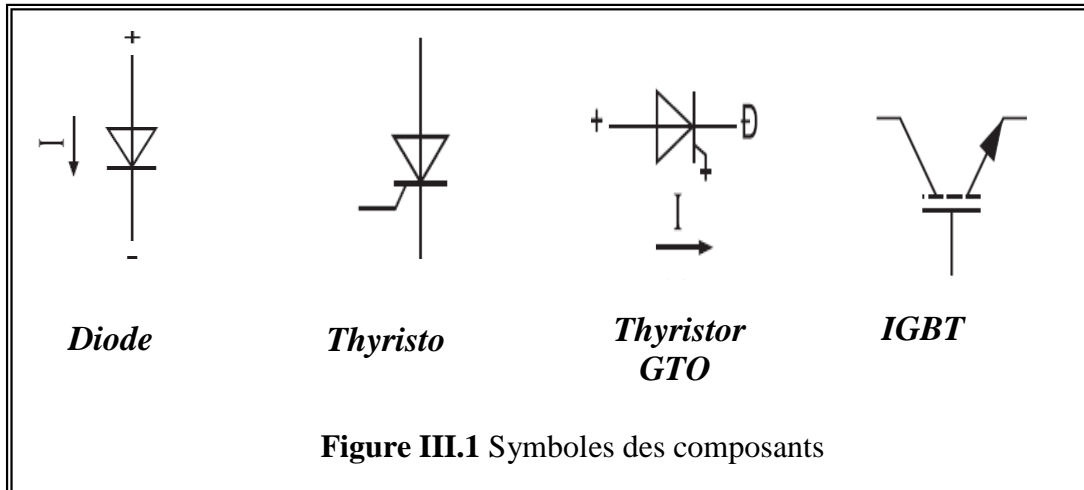
Les entraînements utilisant le moteur à courant continu ont été pendant longtemps les seuls capables d'offrir de bonnes performances dynamiques. Mais les progrès en matière des semi-conducteurs (thyristors, transistors...) ont rendu plus fréquente l'utilisation des entraînements à moteur asynchrone alimenté par des variateurs de vitesse.

Dans ce chapitre nous allons traiter des semi-conducteurs les plus répandus puis on va faire un rappel sur les deux parties essentielles du variateur de vitesse (le pont redresseur et l'onduleur de tension)

### II.2 Rappel sur les semi-conducteurs de puissance [12] [13]

Pour modifier, avec un bon rendement, la présentation de l'énergie électrique, les convertisseurs statiques utilisent des semi-conducteurs de puissance fonctionnant en commutation. Parmi les semi-conducteurs en commutation les plus répandus on trouve:

- un composant non **commandé** : la diode
- un composant **commandé seulement à la fermeture** : le thyristor
- des composants **commandés à la fermeture et à l'ouverture** :
  - Le thyristor à ouverture commandée (GTO).
  - Le transistor bipolaire à grille isolée (IGBT).



### III.2.1 La diode

La diode est un semi-conducteur non contrôlé comportant deux régions P (anode) et N (cathode) et qui ne laisse passer le courant que dans un seul sens, de l'anode vers la cathode.

Elle conduit quand l'anode est à une tension plus positive que celle de la cathode, elle se comporte alors comme un interrupteur fermé.

Elle bloque le courant et se comporte comme un interrupteur ouvert, si la tension d'anode devient moins positive que celle de la cathode.

### III.2.2 Le thyristor

C'est un semi-conducteur contrôlé constitué de quatre couches alternées : P-N-P-N. Il se comporte comme une diode par l'envoi d'une impulsion électrique sur une électrode de commande appelée gâchette ou « gate ». Cette fermeture n'est possible que si l'anode est à une tension plus positive que la cathode.

Le thyristor se bloque quand le courant qui le traverse s'annule. L'énergie d'allumage à fournir sur la gâchette n'est pas liée au courant à commuter, et il n'est pas nécessaire de maintenir un courant dans la gâchette pendant la conduction du thyristor.

Les principales caractéristiques pour la diode et le thyristor :

➤ **L'état passant :**

- une chute de tension composée d'une tension de seuil et d'une résistance interne,
- un courant maximum permanent admissible (ordre de grandeur, jusqu'à 5 000 A pour les composants les plus puissants).

➤ **L'état bloqué**

- une tension inverse et directe maximale admissible pouvant dépasser 5000V crête,

### **III.2.3 Le thyristor GTO (Gate Turn Off thyristor)**

C'est une variante du thyristor rapide qui présente la particularité de pouvoir être bloqué par sa gâchette. Un courant positif envoyé dans la gâchette entraîne la mise en conduction du semi-conducteur à condition que l'anode soit à une tension plus positive que la cathode.

Pour maintenir le GTO conducteur et limiter la chute de tension, le courant de gâchette doit être maintenu. Ce courant est en général très inférieur à celui nécessaire pour initialiser la mise en conduction.

Le blocage s'effectue en inversant la polarité du courant de gâchette.

Le GTO est utilisé sur les convertisseurs de très forte puissance, car il est capable de maîtriser les fortes tensions et intensités (jusqu'à 5 000 V et 5 000 A). Cependant, en raison des progrès des IGBT, leur part de marché tend à s'amenuiser.

Le thyristor GTO possède les caractéristiques principales suivantes :

• **L'état passant**

- une chute de tension composée d'une tension de seuil et d'une résistance interne,
- un courant de maintien de gâchette destiné à réduire la chute de tension directe,
- un courant maximum permanent admissible,
- un courant de blocage pour provoquer l'interruption du courant.

• **L'état bloqué**

- des tensions inverse et directe maximales admissibles, souvent dissymétriques, comme avec les thyristors rapides et pour les mêmes raisons,
- un temps de recouvrement qui est le temps minimal pendant lequel le courant d'extinction doit être maintenu sous peine de le voir se réamorcer spontanément,
- un courant de gâchette permettant l'allumage du composant.

Les GTO peuvent fonctionner à des fréquences de quelques kilohertz.

### **III.2.4 L'IGBT**

C'est un transistor de puissance commandé par une tension appliquée à une électrode appelée grille ou isolée du circuit de puissance, d'où son nom « Insulated Gate Bipolar Transistor ». Ce composant nécessite des énergies infimes pour faire circuler des courants importants.

C'est aujourd'hui le composant utilisé en interrupteur tout ou rien dans la majorité des convertisseurs de fréquence jusqu'à des puissances élevées (de l'ordre du MW).

Ses caractéristiques tension-courant sont similaires à celles des transistors bipolaires, mais ses performances en énergie de commande et fréquence de découpage sont très nettement supérieures à tous les autres semi-conducteurs.

Les caractéristiques des IGBT progressent très rapidement et des composants hautes tensions ( $> 3 \text{ KV}$ ) et forts courants (plusieurs centaines d'ampères) sont actuellement disponibles.

Le transistor IGBT possède les caractéristiques principales suivantes :

Une tension de commande :

Permettant la mise en conduction et le blocage du composant.

- **L'état passant**

- une chute de tension composée d'une tension de seuil et d'une résistance interne,
- un courant maximum permanent admissible.

- **L'état bloqué**

- une tension directe maximale admissible.

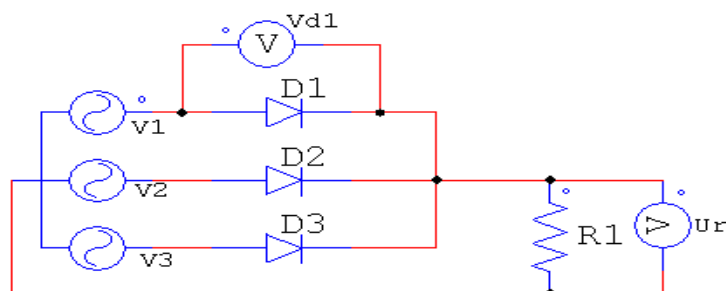
Les transistors IGBT utilisés en variation de vitesse peuvent fonctionner à des fréquences de quelques dizaines de kilohertz.,

### III.3 Etude des montages redresseurs et onduleurs [14]

#### III.3.1 Redresseur triphasé à diodes

##### III.3.1.1 Redresseur parallèle simple

Dans le cas général, les  $q$  phases, sièges des  $q$  tensions alternatives à redresser, sont couplées en étoile. Grâce à  $q$  diodes formant par exemple un commutateur "plus positif", à chaque instant, la borne M est reliée à la plus positive des bornes 1, 2, .....,  $q$ . La tension redressée  $u_d$  est recueillie entre M et le point neutre N. La figure (III.2) représente le montage P3, avec le commutateur à trois diodes.



**Figure III.2** Montage redresseur triphasé parallèle simple P3

Seule la diode dont l'anode est au plus haut potentiel peut conduire.

Supposons qu'à un instant donné,  $v_1$  est la tension la plus élevée. Si la diode  $D_2$  conduit ( $v_{d2}=0, u_d = v_2$ ),  $D_1$  se trouve sous la tension :  $v_{d1} = v_1 - u_d = v_1 - v_2 > 0$

et devient passante. On a alors :  $v_{d1} = 0$  et  $v_{d2} = v_2 - v_1 < 0$

Donc la diode  $D_2$  se bloque. On a donc :

$$u_d = v_1 \text{ quand } v_1 > v_2 \text{ et } v_3$$

$$u_d = v_2 \text{ quand } v_2 > v_1 \text{ et } v_3$$

$$u_d = v_3 \text{ quand } v_3 > v_1 \text{ et } v_2$$

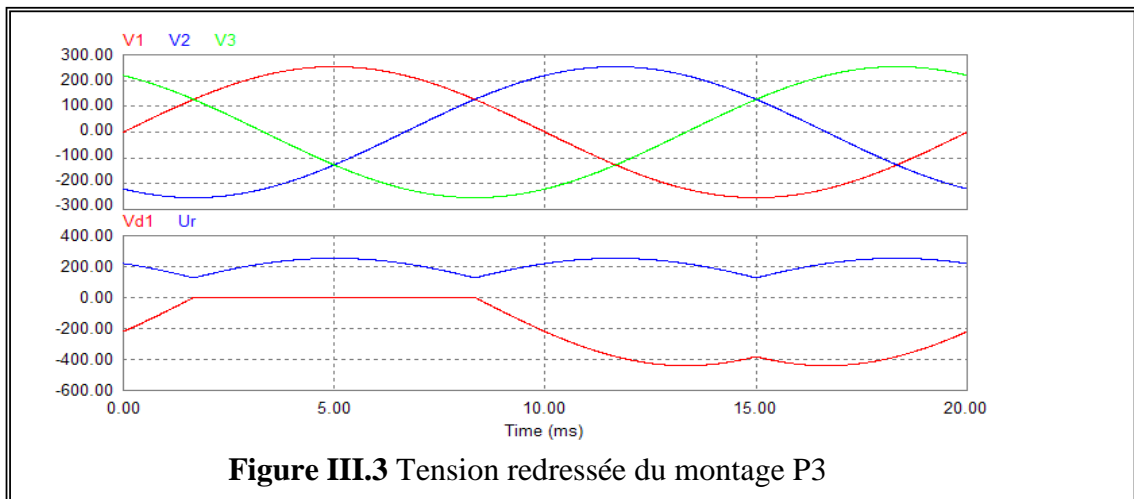
La diode  $D_i$  conduit lorsque la tension  $v_i$  est la plus grande. Ainsi chaque diode conduit pendant un tiers de la période.

$$v_{d1} = v_1 - u_d$$

Soit :  $v_{d1} = 0$  lorsque  $D_1$  conduit,

$$v_{d1} = v_1 - v_2 \text{ lorsque } D_2 \text{ conduit,}$$

$$v_{d1} = v_1 - v_3 \text{ lorsque } D_3 \text{ conduit.}$$



**Figure III.3** Tension redressée du montage P3

L'expression générale de la tension moyenne de sortie pour un système q phase [14]

$$\text{Tension de sortie : } U_{di0} = \frac{1}{T/q} \int_{-T/2q}^{+T/2q} u_d dt$$

$$\text{Pour } q=3 : U_{di0} = \frac{3}{T} \int_{-T/6}^{+T/6} u_d dt = V_m \frac{\sin(\pi/3)}{\pi/3} = 0,827.V_m$$

$$\text{Tension inverse maximale aux bornes d'une diode : } U_{iM} = 2.\cos\frac{\pi}{6}V_m = 1,73.V_m$$

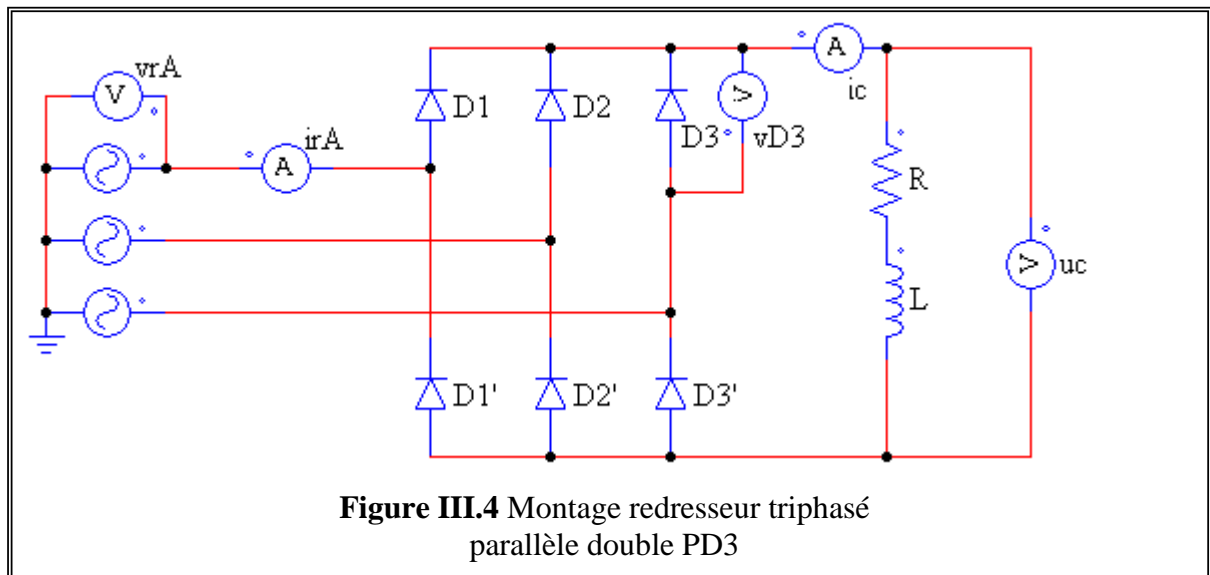
$$\text{Taux d'ondulation : } K = \frac{u_{d\max} - u_{d\min}}{2U_{di0}} = \frac{\pi}{6} \frac{1 - \cos(\pi/3)}{\sin(\pi/3)} = 0,3$$

### III.3.1.2 Redresseur parallèle double

Dans le cas général, les  $q$  enroulements, sièges des  $q$  tensions alternatives  $v_1, v_2, \dots, v_q$ , sont encore couplés en étoile, mais on utilise  $2q$  diodes.

Le premier groupe,  $D_1, D_2, \dots, D_q$ , forme un commutateur plus positif et réunit M à la plus positive des bornes  $1, 2, \dots, q$ . Le second groupe  $D'_1, D'_2, \dots, D'_q$  forme un commutateur plus négatif et relie N à la plus négative des bornes  $1, 2, \dots, q$ . Cet ensemble de  $2q$  diodes est couramment appelé pont de diodes.

La tension redressée  $u_d$ , recueillie entre M et N, est égale, à chaque instant, à la plus grande différence entre les tensions d'entrée. Le montage effectue donc un double choix.



Voici l'exemple de tracée de la tension de sortie pour un montage PD3 (Figure III.5)

- lorsque  $v_1 > v_3 > v_2$ ,  $D_1$  et  $D_2'$  conduisent :  $u_d = v_1 - v_2$  ;
- lorsque  $v_1 > v_2 > v_3$ ,  $D_1$  et  $D_3'$  conduisent :  $u_d = v_1 - v_3$  ;
- lorsque  $v_1 > v_2 > v_3$ ,  $D_2$  et  $D_3'$  conduisent :  $u_d = v_2 - v_3$  ;

L'expression générale de la tension moyenne de sortie pour un système q phase : [14].

$$\text{Tension moyenne de sortie : } U_{di0} = \frac{1}{T/2q} \int_{-T/4q}^{+T/4q} u_d dt$$

$$\text{Pour } q=3 : U_{di0} = \frac{6}{T} \int_{-T/12}^{+T/12} u_d dt = U_{dM} \frac{\sin(\pi/6)}{\pi/6} = 0,95.U_{dM}$$

$$\text{Tension inverse maximale aux bornes d'une diode : } U_{iIM} = 2 \cdot \cos \frac{\pi}{6} V_m = 1,73.V_m$$

$$\text{Taux d'ondulation : } K = \frac{u_{d\max} - u_{d\min}}{2U_{di0}} = \frac{\pi}{12} \frac{1 - \cos(\pi/6)}{\sin(\pi/6)} = 0,07$$

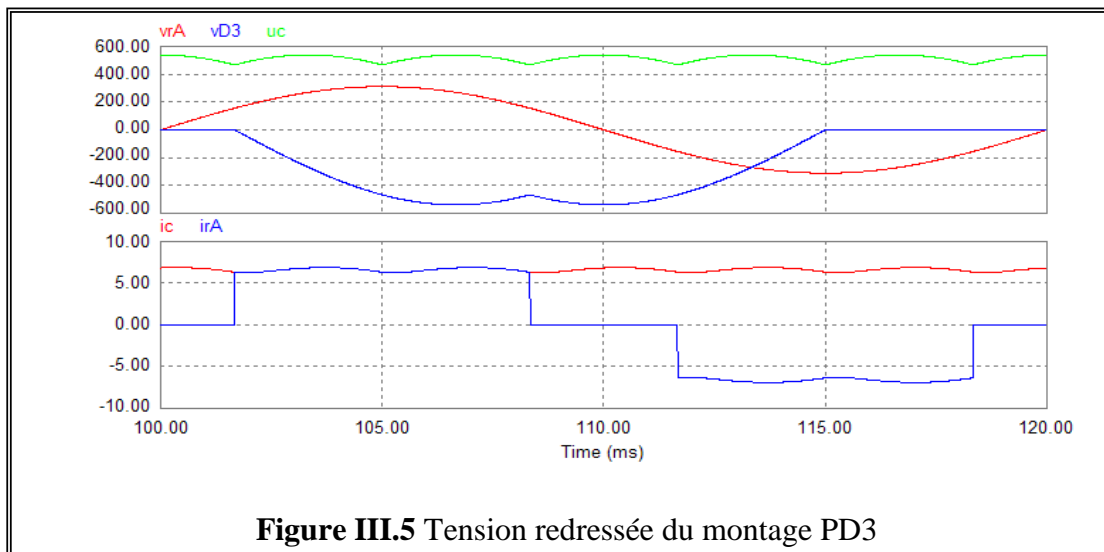


Figure III.5 Tension redressée du montage PD3

### III.3.2 Redresseur triphasé à thyristors

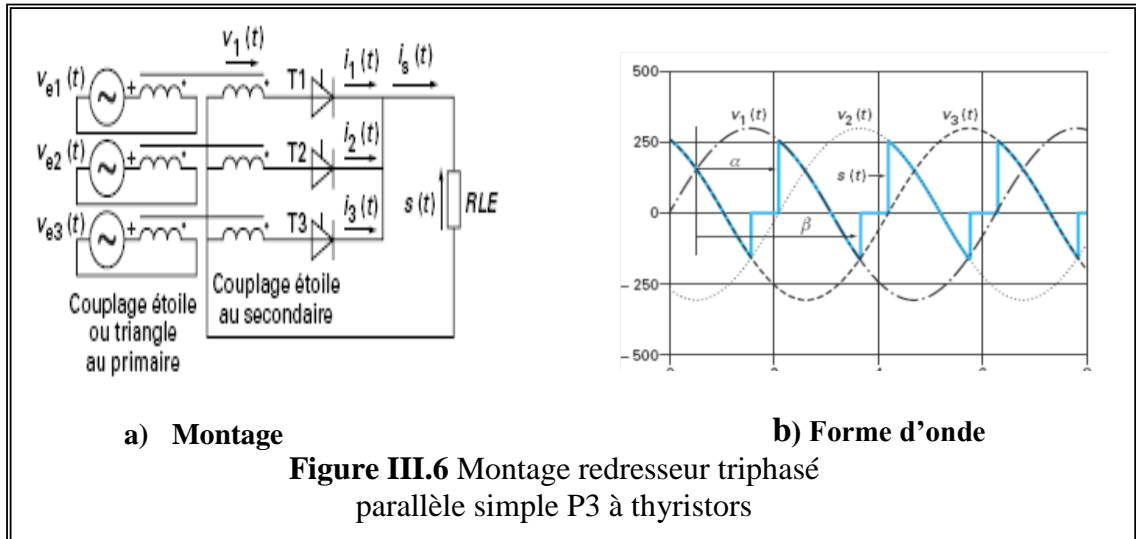
Les montages redresseurs à thyristors utilisent les mêmes schémas que les montages à diodes. En remplaçant les diodes par des thyristors, on peut retarder l'entrée en conduction des redresseurs ; on fonctionne en commutation retardée. On caractérise le retard par l'angle de retard à l'amorçage  $\psi$ .

#### III.3.2.1 Redresseur commandé parallèle simple

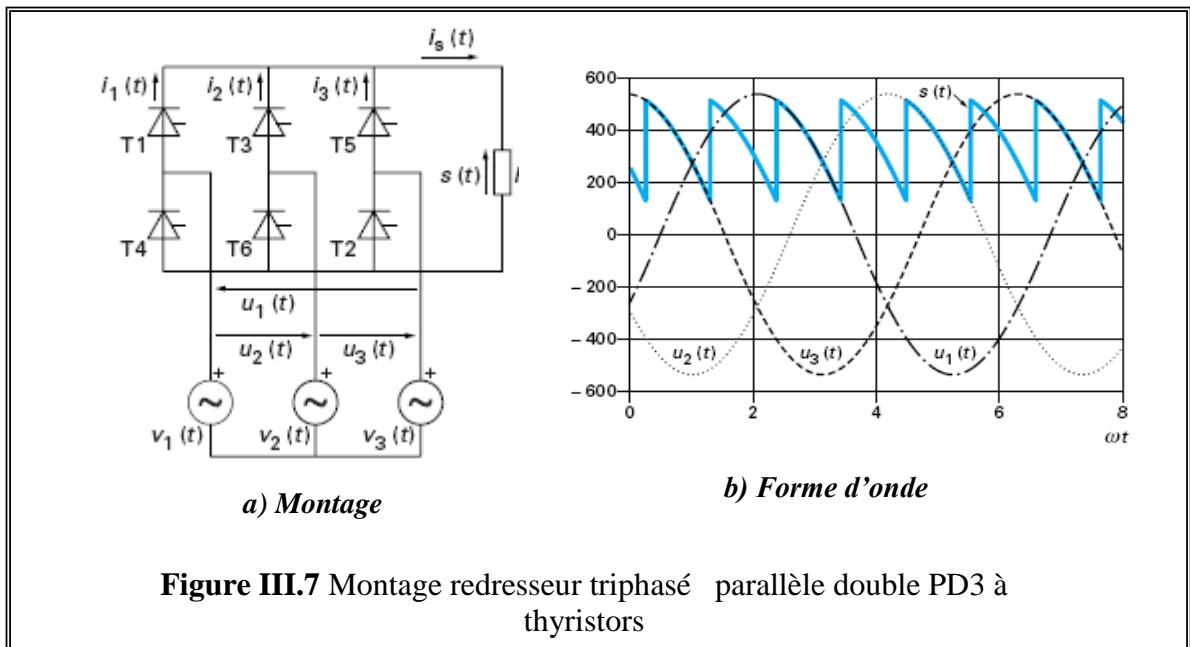
$$\text{Tension moyenne de sortie : } U_{di} = U_{di0} \cdot \cos \psi$$

Où  $U_{di0}$  : tension de sortie du montage à diodes.

$$\text{Tension max aux bornes des diodes : } U_{iIM} = 2V_m \cos(\pi/6) = 1,73 V_m$$



### III.3.2.2 Redresseur commandé parallèle double



Tension moyenne de sortie :  $U_{di} = U_{di0} \cdot \cos\psi$

### III.3.2.3 Marche en ondulateur

Le redresseur fonctionne en ondulateur non-autonome lorsque  $\psi > \pi/2$

( $U_{di} = U_{di0} \cdot \cos\psi < 0$ , l'énergie passe du continu vers l'alternatif).

### III.4 Onduleurs de tension

Un onduleur est un convertisseur statique assurant la conversion de l'énergie électrique de la forme continue à la forme alternative.

Comme un redresseur tout thyristor, un onduleur est réversible, il permet le transfert de puissance de l'alternative vers le continu, mais le sens normal du transfert est du continu vers l'alternatif comme c'est de l'alternatif vers le continu pour un redresseur.

La principale différence entre un vrai onduleur et un redresseur qui fonctionne en onduleur non autonome tient à son autonomie, la fréquence et la forme d'onde des grandeurs alternatives ne sont pas imposées par la source placée du côté alternatif.

C'est la tension ou le courant côté continu qui, à travers l'onduleur impose la forme d'onde de la tension ou du courant côté alternatif.

On distingue deux grands types d'onduleurs :

- Les onduleurs de tension, alimentés par une source de tension continue.
- Les onduleurs de courant, alimentés par une source de courant continu.

Dans les variateurs de vitesse, les onduleurs alimentent presque toujours des moteurs triphasés, synchrones ou asynchrones.

#### II.4.1 Classe de l'onduleur

On distingue deux classes d'onduleurs :

##### II.4.1.1 Onduleur non autonome

Un onduleur est dit non autonome si la forme d'onde et la fréquence sont imposées par le réseau.

##### II.4.1.2 Onduleur autonome

Un onduleur est dit autonome si le temps d'ouverture et de fermeture des interrupteurs entre l'entrée et la sortie ne dépend que de la commande des semi-conducteurs.

On distingue trois types d'onduleur autonome :

###### a) Onduleur autonome de tension

Est utilisé pour les moteurs à grande puissance ou la source de tension d'onduleur d'impédance interne négligeable pour que la tension « U » ne soit pas affectée par la variation du courant qui la traverse.

###### b) Onduleur autonome de courant

Est utilisé pour les moteurs à faible puissance où la source de l'entrée a une impédance assez grande pour que le courant ne puisse être affecté par la variation de la tension « U ».

### c) Onduleur autonome à résonances

C'est un onduleur alimentant un circuit résonant au voisinage immédiat de la fréquence de résonance.

## III.4.2 Types d'onduleur

On distingue les onduleurs suivants :

- a) Onduleur monophasé avec transformateur à point milieu.
- b) Onduleur monophasé avec diviseur capacitif à l'entrée.
- c) Onduleur monophasé en pont complet.
- d) Onduleur triphasé en pont.

## III.4.3 Les utilisations de l'onduleur de tension

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

On l'utilise dans le cas des machines de moyenne et forte puissance quand l'onduleur est alimenté par un réseau de tension continue.

C'est généralement le cas des réseaux urbains de traction, où l'essentiel de la récupération s'effectue entre engins alimentés par la même sous-station.

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

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

## III.4.4 Principe de fonctionnement

L'onduleur de tension triphasé est plus important et plus utilisé que le monophasé, son application principale consiste en alimentation de moteur asynchrone à fréquence variable, dans ce cas il faut que la tension alternative soit pratiquement proportionnelle à la fréquence.

La figure (III.8) donne le schéma de principe de l'onduleur de tension triphasé. Il est placé entre une source de tension continue supposée parfaite, donc de tension  $U$  constante, et

une source de courant alternatif triphasé supposée parfaite, donc de courants formant un système triphasé sinusoïdal équilibré.

L'onduleur triphasé est l'assemblage de trois demi ponts monophasés formes chacun de deux "interrupteurs" en série,  $K_1$  et  $K'_1$ ,  $K_2$  et  $K'_2$ ,  $K_3$  et  $K'_3$ .

Les interrupteurs d'un même demi-pont doivent être complémentaires pour que la source de tension  $U$  ne soit jamais en court-circuit, pour que les circuits des courants  $i'_A, i'_B, i'_C$  ne soient jamais ouverts.

Pour que les six interrupteurs puissent imposer les tensions de sortie, quels que soient les courants  $i'_A, i'_B, i'_C$ , il faut que ces interrupteurs soient bidirectionnels en courant.

Chacun d'eux est formé d'un semi-conducteur à ouverture et fermeture commandées et d'une diode montée en antiparallèle,  $T_1$  et  $D_1$ ,  $T'_1$  et  $D'_1$ ,  $T_2$  et  $D_2, \dots$

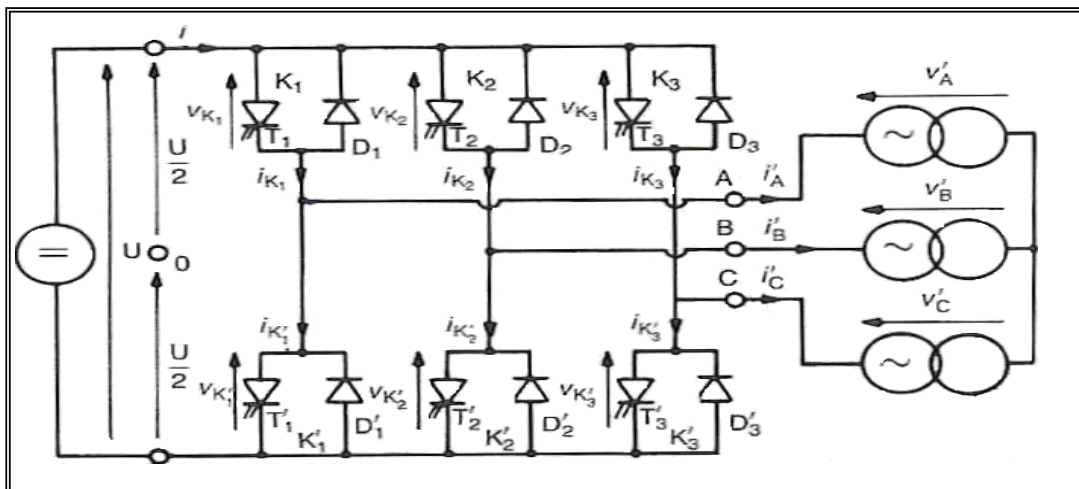


Figure III.8 Schéma principe de l'onduleur

### III.5 Choix du variateur de vitesse [15]

Les technologies d'entraînements à vitesse variable pour moteurs asynchrones sont nombreuses et viennent compléter les technologies disponibles pour les moteurs à courant continu et les moteurs synchrones.

Le choix de la technologie et de la structure du convertisseur dépend de nombreux facteurs liés à l'application visée.

### III.5.1 Facteurs de choix

#### III.5.1.1 Facteurs techniques

Parmi les principaux facteurs techniques de choix figurent :

- La puissance et la vitesse nominales.
- le régime d'utilisation (utilisation en régime permanent ou intermittent).
- la plage de variation de vitesse et le domaine de fonctionnement dans le plan puissance-vitesse (1 quadrant, 2 quadrants, 4quadrants).
- le type de la machine entraînée (inertie, allure du couple résistant en fonction de la vitesse).
- la précision de contrôle du couple et de la vitesse.
- la tension du réseau d'alimentation.
- les contraintes d'installation (encombrement, degré de protection, etc.).

#### III.5.1.2 Facteur économique

Enfin, un critère essentiel est bien sûr le coût total d'investissement de l'entraînement comprenant le coût du variateur, du moteur et de leur installation. Le coût d'exploitation de l'entraînement (maintenance, coût d'indisponibilité, pertes énergétiques) est un critère économique supplémentaire de choix.

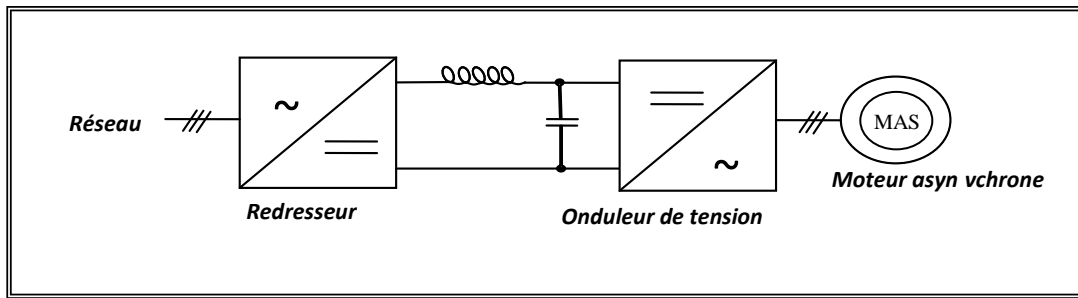
### III.5.2 Les différents types des variateurs électroniques de vitesse pour moteur

Les principaux types de convertisseurs employés pour les moteurs asynchrones sont des convertisseurs indirects de fréquence, c'est-à-dire qui utilisent un étage intermédiaire à fréquence nulle (tension ou courant continu) par l'association d'un convertisseur alternatif-continu (redresseur) et d'un convertisseur continu-alternatif (onduleur).

Plusieurs technologies de convertisseurs reposent sur ce principe, selon que l'étage à fréquence nulle est constitué d'une source de tension ou d'une source de courant et selon les formes d'ondes produites par l'onduleur.

Des convertisseurs directs de fréquence, dénommés cycloconvertisseurs, qui réalisent la conversion de la fréquence sans recourir à un étage intermédiaire à fréquence nulle, sont aussi utilisés pour des cas particuliers d'entraînements par moteurs asynchrones de forte puissance (quelques mégawatts).

Les convertisseurs indirects de fréquence sont aujourd'hui les plus utilisés, avec essentiellement le convertisseur M.L.I.



**Figure III.9** Convertisseur indirect

Le tableau (III.1) suivant présente les principales caractéristiques des technologies des entraînements à vitesse variable pour moteurs asynchrones :

Technologies d'entraînement	Convertisseur avec onduleur de tension à M.L.I	Convertisseur avec onduleur à pleine onde de tension	Convertisseur avec onduleur de tension M.L.I à 3 niveaux	Convertisseur avec Onduleur autonome de courant
Nature du moteur	Asynchrone à cage	Asynchrone à cage	Asynchrone à cage haute tension	Asynchrone à cage basse tension
Nature du convertisseur	Redresseur-onduleur de tension à commutation forcée et M.L.I	Redresseur-onduleur de tension à commutation forcée	Redresseur-onduleur de tension à 3 niveaux à commutation forcée et M.L.I	Redresseur-onduleur autonome de courant
Redresseur	Diodes	Thyristors	Diodes	Thyristors
Onduleur	G.T.O ou transistors et diodes	G.T.O	G.T.O et diodes	Thyristors et diodes
Gamme de puissance	De 1KW à 3MW	Jusqu'à 3MW	Jusqu'à 12 MW	0.1 à 3 MW
Gamme de tension du variateur et du moteur	380 à 660 V et jusqu'à 1500 V	380 à 660 V et jusqu'à 1500 V	3.3 à 6.6 KV	Inférieur à 1000 V
Gamme de vitesse nominale	Jusqu'à plusieurs milliers de tr/min (inf à 400 Hz)	Jusqu'à plusieurs milliers de tr/min (inf à 1000 Hz)	Jusqu'à 8000 tr/min (inf à 120 Hz)	inférieur à 6000 tr/min (inf à 100 Hz)
Plage de variation de vitesse	1 à 100 %	10 à 100 %	1 à 100 %	2 à 100 %
Domaine de fonctionnement	2 quadrants (4 quadrants en option)	2 quadrants 4 quadrants	2 quadrants (4 quadrants en option)	4 quadrants
Applications principales	Technologie de référence pour toutes applications industrielles de faible et moyenne puissance	Pompes, ventilateurs, compresseurs, extrudeuses, malaxieuses	Pompes, ventilateurs, compresseurs, extrudeuses, malaxieuses, laminoirs	Applications spécifiques (levage, manutention)
Observations	Contrôle vectoriel disponible pour pilotage précis du couple	Adapté à l'entraînement direct de machines à grande vitesse	Pour machine de forte puissance	Technologie de moins en moins utilisée

**Tableau III.1** Caractéristiques principales des convertisseurs

Pour notre processus, nous avons les caractéristiques suivantes :

- la puissance est de 22 KW (moyenne puissance) ;
- 2 quadrants de fonctionnement (I et III) ;
- réseau de 380V/50HZ ;
- un indice de protection important.

Une solution qui répond à ces caractéristiques est de choisir un variateur de vitesse de type convertisseur de fréquence avec onduleur de tension à (M.L.I.).

### **III.5.3 Le variateur existant**

Le variateur existant, utilisé avec le moteur qui entraîne l'empileuse, est un module de (Danfoss VLT 5001) de puissance 22kW et un indice de protection IP 20, il est acquis par l'entreprise en 2001, il a fonctionné correctement durant les 15 années d'utilisation, on estime que sa détérioration est dû aux conditions environnementales. Ce variateur est moins doté en protection par rapport aux variateurs les plus récents.

Il est évident de choisir un variateur, plus récent, de même puissance (22kW) et avec un degré de protection plus élevé.

### **III.5.4 Constitution du variateur proposé**

Le convertisseur comporte :

- un pont redresseur triphasé à diodes qui délivre une tension continue d'amplitude pratiquement constante.
- un étage de filtration comportant un condensateur de forte capacité.
- un pont onduleur alimenté par la tension continue et générant une onde de tension alternative à amplitude et fréquence variables par la technique de Modulation de Largeur d'Impulsions ou M.L.I.

### **III.5.5 Le choix proposé [11].**

Nous avons choisi précédemment d'utiliser un variateur composé d'un pont redresseur plus un onduleur de tension à modulation de largeur d'impulsions.

Le choix du variateur est fait, en fonction de:

- ❖ La tension réseau (380V/50Hz);
- ❖ La puissance utile (22 KW) du moteur;
- ❖ Des valeurs présélectionnées de la vitesse.
- ❖ Moins encombrement (50 kg).

❖ Indice de protection (IP 54).

ALTIVAR 61 et ALTIVAR 71 répondent bien aux exigences du processus. Comme il présente plus d'options et d'applications, ALTIVAR 71 est naturellement plus cher que le 61. Nous allons donc choisir un ATV61WD22N4C comme variateur associé au moteur asynchrone parce qu'il coûte moins chère et réponde aux exigences requises par le système.

Variateurs UL Type 12/IP 54 avec filtre CEM classe B intégré										
Moteur		Réseau				Altivar 61			Référence (3) (4)	Masse
Puissance indiquée sur plaque (1)		Courant de ligne (2)		Puissance lcc ligne apparente présumé maxi		Courant maximal permanent (1)		Courant transitoire maxi pendant 60 s		
kW	HP	380 V	480 V	380 V		380 V	460 V			kg
		A	A	kVA	kA	A	A			
Tension d'alimentation triphasée : 380...480 V 50/60 Hz										
0,75	1	1,8	1,5	1,2	5	2,3	2,1	2,5	ATV 61W075N4C	19,000
1,5	2	3,5	3	2,3	5	4,1	3,4	4,5	ATV 61WU15N4C	19,000
18,5	25	37,5	32,3	24,7	22	37	34	40,7	ATV 61WD18N4C	51,000
22	30	43,6	36,6	28,7	22	43,5	40	47,8	ATV 61WD22N4C	50,000
30	40	56,7	46,2	37,3	22	58,5	52	64,3	ATV 61WD30N4C	68,000
37	50	69,5	56,8	45,7	22	71,5	65	78,6	ATV 61WD37N4C	85,000
45	60	85,1	69,6	56	22	85	77	93,5	ATV 61WD45N4C	85,000
55	75	104,8	87	69	35	103	96	113,3	ATV 61WD55N4C	119,000
75	100	140,3	113,8	92,3	35	137	124	150,7	ATV 61WD75N4C	119,000
90	125	171,8	140,9	113	35	163	156	179,3	ATV 61WD90N4C	119,000

Tableau III.2 Caractéristique de l'ALTIVAR 61.

### III.6 Dimensionnement du variateur [14]

Pour pouvoir dimensionner les éléments constituant notre convertisseur de fréquence, il faut connaître pour chaque montage les paramètres de sortie ainsi que les paramètres d'entrée, pour calculer les courants qui traversent les composants et les tensions à leurs bornes qui permettent le choix des composants d'après les catalogues du constructeur.

#### III.6.1 Les paramètres du Moteur étudié

$U = 220/380 \text{ V}$ .

$P = 22 \text{ kW}$ .

$I_n = 43 \text{ A}$ .

$F = 50 \text{ Hz}$ .

$\text{Cos}\phi = 0.88$ .

### III.6.2 Calcul des paramètres de l'onduleur de tension

#### III.6.2.1 Tension d'entrée

Cette tension est obtenue à travers un coefficient de réglage en tension qui est égal au rapport de l'amplitude de l'onde de référence à la valeur de crête  $U_{c/2}$  de l'onde de modulation.

D'après : [SEGUIER].

La valeur efficace du fondamental de la tension à la sortie de l'onduleur est :

$$V' = \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot r \cdot \frac{U_c}{2} \Rightarrow \frac{U_c}{2} = \frac{\sqrt{2} \cdot V'}{r}$$

$$r = \frac{U_{ref}}{U_{c/2}} = \frac{U_{max}}{U_{c/2}} \Rightarrow U_{ref} = U_{max}$$

On prend  $r = 0.8$ , parce que c'est la valeur idéale.

$$\frac{U_c}{2} = \frac{220\sqrt{2}}{0.8} = 388.9 \text{ V} \quad \frac{U_c}{2} \approx 400 \text{ V}$$

Donc la tension d'entrée :

$$U = 400 \text{ V}$$

#### III.6.2.2 Courant d'entrée dans l'onduleur de tension

$$I_e = I_n \sqrt{2} \sin\left(\omega t + \frac{\pi}{3} - \varphi\right)$$

Pour la valeur moyenne :

$$I_{emoy} = \frac{3}{\pi} I_n \sqrt{2} \cos \varphi = \frac{3}{3.14} \times 43 \times \sqrt{2} \times 0.88 = 51.12 \text{ A} \quad I_{emoy} = 51.12 \text{ A}$$

Pour la valeur efficace :

$$I_{eff} = I_n \sqrt{2} \sqrt{\frac{1}{2} + \frac{3}{4} \times \frac{\sqrt{3}}{\pi} \cos 2\varphi}$$

$$I_{eff} = 43 \sqrt{2} \sqrt{\frac{1}{2} + \frac{3}{4} \times \frac{\sqrt{3}}{3.14} \cos 56.7} = 48.23 \text{ A} \quad I_{eff} = 48.23 \text{ A}$$

#### III.6.2.3 Courant dans les semi-conducteurs commandés

Pou une valeur efficace :

$$I_{eff} = I_n \sqrt{2} \sqrt{\frac{\pi - \varphi}{4\pi} + \frac{\sin 2\varphi}{8\pi}}$$

$I_n$  : Est le courant dans une phase du moteur en régime nominal

$\varphi$  : Est le déphasage entre le courant et la tension d'une phase dans le même régime nominal.

On a

$$\cos \varphi = 0.88 \Rightarrow \varphi = 28.35 = 0.49rd \Rightarrow \sin \varphi = 0.47$$

$$\text{D'où } I_{eff} = 43\sqrt{2} \sqrt{\frac{\pi - 0.49}{12.56} + \frac{0.83}{25.13}} = 30.05A \quad \mathbf{I_{eff} = 30.05 A}$$

Pour la valeur moyenne :

$$I_{MOY} = I_n \sqrt{2} \frac{1 + \cos \varphi}{2\pi} = 43\sqrt{2} \frac{1 + 0.88}{6.28} = 18.2A \quad \mathbf{I_{moy} = 18.20 A}$$

En utilisant les documents du constructeur [16], les caractéristiques du transistor IGBT choisi sont :

$$V_{CE_{max}} = 388.9V$$

$$I_C = 18.20A \quad \text{Avec un } T_{amb} = 25^\circ C$$

Numéro de Type	Valeurs maximales			Caractéristiques	Temps de commutation		
	$V_{CE}$ (V)	$I_C$ à $25^\circ C$ (A)	$I_{CM}$ (A)		$V_{CE}$ (on) (V)	td (on) ns	td (off) ns
<u>STGF10NB60SD</u>	600	20	80	3	400	400	150

**Tableau III.3** Caractéristique de l'IGBT choisie

$V_{CE}$  : tension entre le collecteur et l'émetteur

$I_C$  à  $25^\circ C$  : courant de collecteur à  $25^\circ C$

$I_{CM}$  : courant maximum du collecteur

$V_{CE}$  (on) : chute de tension à l'état passant

td (on) : retard à l'ouverture

td (off) : retard à la fermeture

tf (fall) : temps de descente

### III.6.2.4 Courant dans les diodes

Pour la valeur efficace : [SEGUIER].

$$I_{Deff} = I_n \sqrt{2} \sqrt{\frac{\varphi}{4\pi} - \frac{\sin \varphi}{8\pi}}$$

$$I_{Deff} = 43\sqrt{2} \sqrt{\frac{0.49}{12.56} - \frac{0.47}{25.13}} = 8.66A.$$

$$I_{Deff} = \mathbf{8.66 A}$$

Pour la valeur moyenne :

$$I_{Dmoy} = I_n \sqrt{2} \frac{1 - \cos \varphi}{2\pi}$$

$$I_{Dmoy} = 43\sqrt{2} \frac{1 - 0.88}{6.28} = 1.16A$$

$$I_{Dmoy} = \mathbf{1.16 A}$$

Pour l'onduleur on choisit aussi les diodes d'après le catalogue du constructeur [17]

Avec :

$$I_{Dmoy}=1.16 A. V_{RRM}= 388.9 V.$$

type	VRRM (V)	IF (A)	IFSM (A)	IR (mA)	VF (V)	Tj (°C)	BOITIER
1N5404SG	400	3	200	0.5	1.2	150	DO27A Plastique (VB197)

**Tableau III.4** Caractéristique de la diode choisie

Avec :

$V_{RRM}$  : tension inverse maximale.

$I_F$  : courant continu moyen direct.

$I_R$  : courant inverse à ( $T=25$  °C)

$V_F$  : chute de tension à l'état passant.

IFSM:courant direct de point de sur charge accidentelle

### III.6.3 Calcul du montage redresseur

On fait ce calcul pour pouvoir choisir les composants semi-conducteurs (les diodes).

Les paramètres du redresseur sont :

#### III.6.3.1 L'entrée

$$\bar{U} = \frac{3 \cdot U_{\max}}{\pi} = 388.9 = \frac{3 \cdot \sqrt{3} \cdot U_{a\lim}}{\pi}$$

$$\Rightarrow U_{\max} = \frac{388.9 \cdot \pi}{3 \cdot \sqrt{3}} = 235.V \quad U_{\text{eff}} = \frac{U_{\max}}{\sqrt{2}} = 166V \quad \mathbf{U_{\text{eff}} = 166 V}$$

Il faut mettre un transformateur abaisseur : 230/166 V

#### III.6.3.2 La Sortie

$$U_d = 388.9V, I_d = 51.12A$$

Nous avons un montage (PD3), chaque diode est traversée par un courant de valeur moyenne :

$$I_{\text{moy}} = \frac{I_e}{q} = \frac{51.12}{3} = 17.04A \quad \mathbf{I_{\text{moy}} = 17.04 A}$$

Chaque diode est soumise à une tension inverse de valeur maximale :

$$V_{i\max} = 2V_{\max} \cos \frac{\pi}{2q} = 2 \times 220\sqrt{2} \cos \frac{\pi}{6}$$

$$V_{i\max} = 538.88V \quad \mathbf{V_{i\max} = 538.88V}$$

On peut choisir 2 diodes en série dans les deux groupes (haut et bas) dans le redresseur d'après le catalogue [17] et la tension  $V_{\text{RRM}}$  sera:

$$I_{\text{Dmoy}} = 17.04 A$$

$$V_{\text{RRM}} = 269.44 V$$

Type	VRRM (V)	IF (A)	IFSM (A)	IR (mA)	VF (V)	Tj (°C)	BOITIER
<a href="#">1N1190</a>	600	110	700	5	1.5	150	DO 5 metal (CB34)

**Tableau III.5** Caractéristique de la diode choisie

### III.6.4 Calcul du filtre

#### III.6.4.1 Calcul de la capacité de filtrage

$$\text{On a } C \geq \frac{\pi}{2\omega} \times \left( \frac{I}{\Delta U_{MAX}} \right)$$

$$\Delta U/U = (0.05\%)$$

$$\text{Donc : } U_d = 388.9V, I_d = 51.12A$$

$$C \geq \frac{3,14}{2 \cdot 2\pi \cdot 50} \cdot \frac{51.12}{388.9 \times 0.05 / 100} = 1.31 F \qquad \qquad \qquad \mathbf{C = 1.31 F}$$

Avec :

I : valeur moyenne du courant d'entrée de l'onduleur.

$\Delta U_{max}$  : l'ondulation de la tension en %.

### Conclusion

Actuellement, les moteurs asynchrones sont souvent associés à un démarreur électronique ou à un variateur de vitesse assurant en plus de la variation de vitesse, la tâche du démarrage, freinage, variation de sens de rotation...etc.

Parmi les convertisseurs de fréquence utilisés pour la variation de la vitesse des moteurs asynchrones, nous avons choisi le montage redresseur-onduleur de tension à M.L.I, car c'est une technologie de référence pour toutes les applications industrielles de faible et moyenne puissance.

Dans notre cas, nous avons choisi le variateur de vitesse ATV61WD22N4C qui est adapté à notre système, avec une puissance de 22kW, un indice de protection important. Nous avons donc gardé la même puissance que l'ancien variateur.

Pour pouvoir dimensionner les éléments constituant notre variateur de vitesse, nous avons calculé les paramètres de sortie et d'entrée des trois parties qui constituent le convertisseur, ce qui a nous permet de choisir nos composants afin de les utiliser dans le prochain chapitre (simulation du variateur de vitesse).

# **Chapitre IV**

## **Simulation du variateur de vitesse**

### **IV.1 Introduction**

Il existe de nombreux logiciels de simulation en électronique : electronics workbench, pspice, simplorer etc... Tous ces logiciels ont leur domaine de prédilection, l'électronique petit signal, l'électronique numérique, l'électronique de puissance. PSIM est spécialisé dans l'électrotechnique et l'électronique de puissance. Ce logiciel est tout à fait adaptable, simple, facile et contient des avantages favorables comparativement à d'autres langages. Ses avantages se résument dans le fait de pouvoir faire simuler des circuits simples et d'autres très complexes, chose qui n'est pas réalisable dans plusieurs autres langages qui doivent passer par l'intermédiaire des logiciels graphiques. Pour cela, nous allons utiliser le PSIM pour simuler les différentes parties du variateur de vitesse.

### **IV.2 Fonctionnement interne du logiciel**

Le logiciel PSIM est constitué de 2 modules interdépendants :

- PSIM, permet la saisie graphique du système à simuler, c'est ce que l'on appelle l'éditeur de schémas électriques. Il permet aussi la configuration du simulateur.
- SIMVIEW, gère l'affichage graphique des résultats de simulation calculés par PSIM [20].

#### **IV.2.1 Principe général d'utilisation**

Après avoir lancé le logiciel, il faut successivement :

- Dessiner le circuit ou le système à simuler.
- Attribuer des valeurs aux composants.
- Paramétrer la simulation souhaitée.
- Lancer l'exécution.
- Exploiter les résultats (généralement sous forme graphique) [20].

### IV.3 Simulation du redresseur

Comme nous avons vu dans le troisième chapitre, la structure du redresseur est schématisée sous PSIM dans la figure IV.1

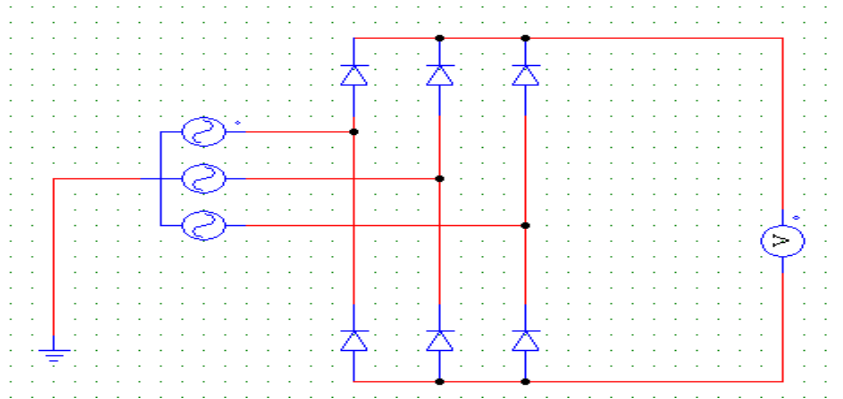


Figure IV.1 Schéma de redresseur sous PSIM

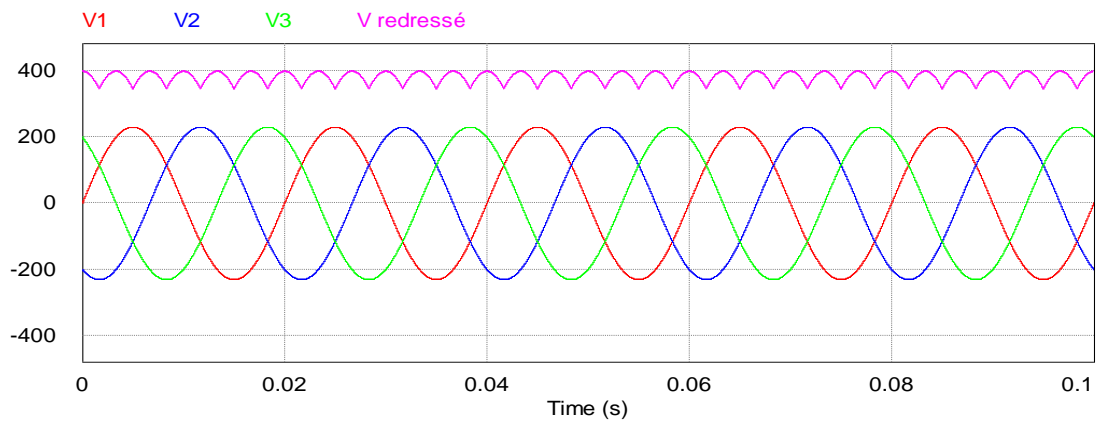


Figure IV.2 la forme d'onde à la sortie de redresseur

### IV.4 Simulation du filtre

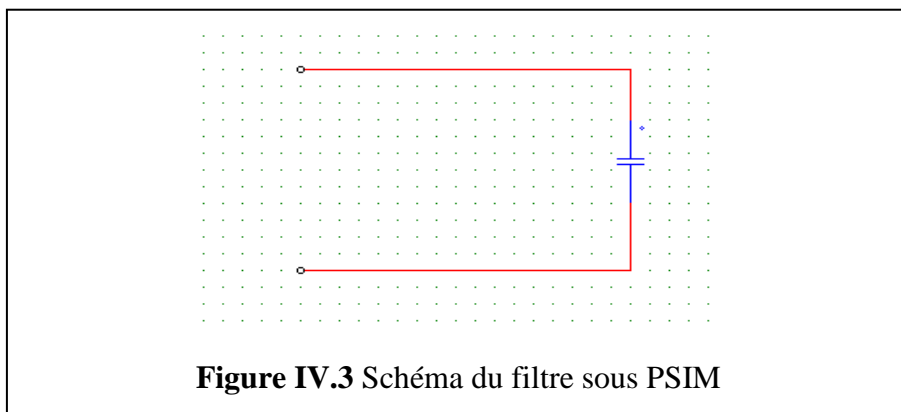
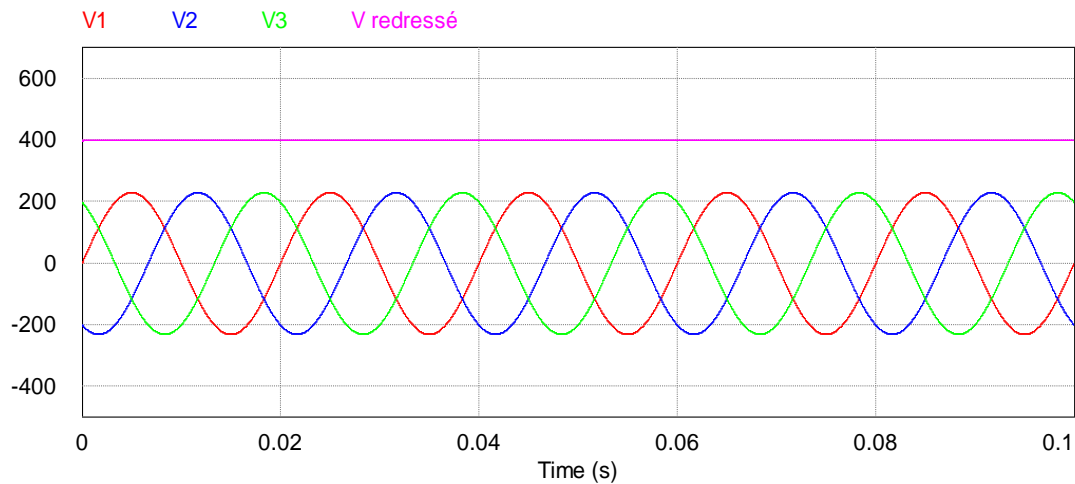


Figure IV.3 Schéma du filtre sous PSIM



**Figure IV.4** La tension à la sortie du filtre

### IV.5 Simulation de l'onduleur

Les onduleurs de tension peuvent être pilotés suivant plusieurs stratégies. À 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 continue doit être réglable (à l'aide d'un redresseur à thyristor ou d'un hacheur). À 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 gardant la source continue constante (pont à diode).

A fin de produire une tension de sortie proche de la sinusoïde, différentes stratégies de commande ont été proposées par des différents auteurs pour l'onduleur de tension.

1. Commande à pleine onde;
2. Commande avec MLI;
3. Commande par bande à hystérésis [21].

Dans ce chapitre nous étudions la stratégie de commande **MLI**. On distingue deux techniques de modulation de largeur d'impulsion :

- La modulation sinusoïdale
- La modulation vectorielle

Dans ce chapitre nous allons baser sur la technique de la modulation sinusoïdale. Cette technique généralement consiste à utiliser les intersections d'une onde de référence ou modulante, généralement sinusoïdale, avec une onde de modulation ou porteuse, généralement triangulaire.

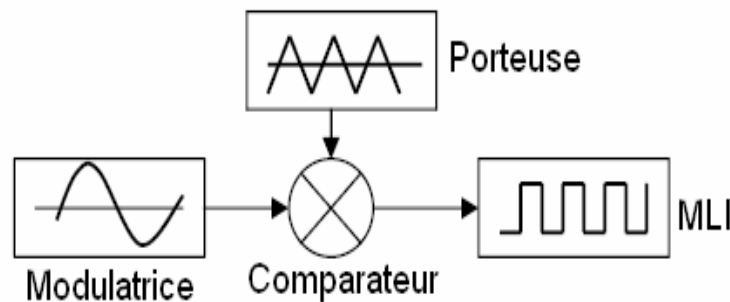
### IV.5.1 Commande de l'onduleur de tension à MLI naturelle (sinus- triangle)

La technique de la MLI naturelle repose sur la comparaison entre deux signaux :

- Le premier qui est appelé signal de référence (Modulatrice) représente l'image de la sinusoïde qu'on désire à la sortie de l'onduleur. Ce signal est modulable en amplitude et en fréquence.
- Le second qui est appelé signal de la porteuse (Triangulaire) définit la cadence de la commutation des interrupteurs statiques de l'onduleur. C'est un signal de haute fréquence (HF) par rapport au signal de référence.

L'intersection entre les deux signaux consiste à calculer les instantes de commutation (fermeture et ouverture) des interrupteurs [18].

Le schéma synoptique correspondant à la génération des impulsions par MLI est donné par la figure IV.5 qui consiste à comparer un signal triangulaire (porteuse) avec un signal sinusoïdale (modulatrice).



**Figure IV.5** Schéma Principe de MLI

Pour commander un onduleur à N niveaux de tension, (N-1) porteuses triangulaires sont générées. Les signaux triangulaires ont la même fréquence  $f_p$  et la même amplitude [21]

Pour une référence sinusoïdale, deux Paramètres suffisent pour caractériser la commande:

- L'indice de modulation ( $m$ ), égal au rapport des fréquences de modulation et de références.  $m = \frac{f_p}{f}$
- Le coefficient de réglage en tension ( $r$ ), égal au rapport de l'amplitude de la référence à la valeur de Crête de modulation  $r = \frac{V_m}{V_{pm}}$

### IV.5.2 Objectif de la Technique MLI

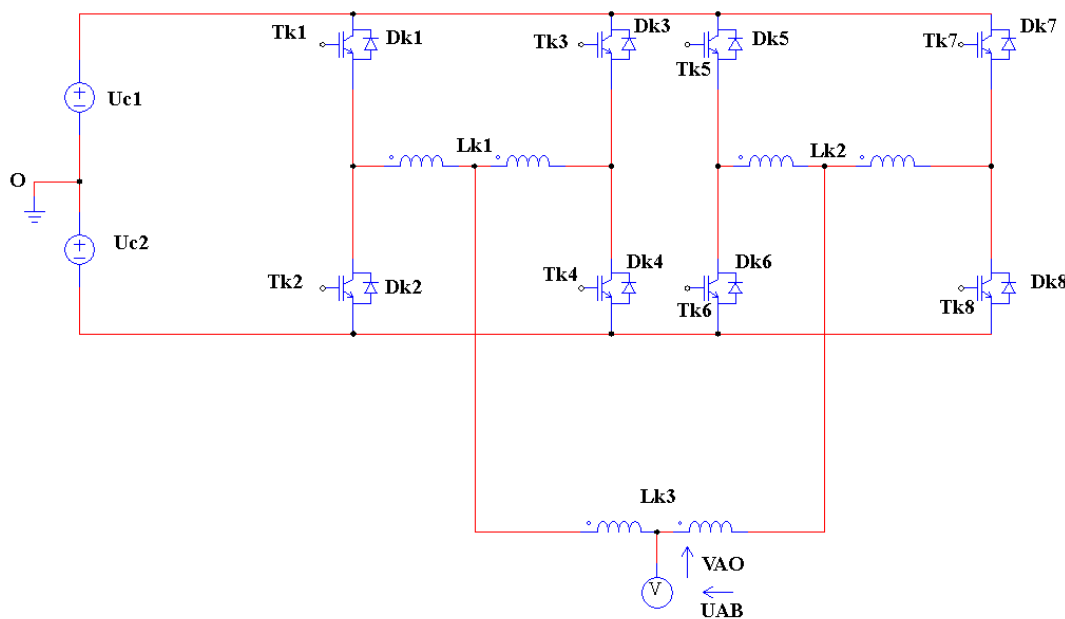
Les objectifs principaux d'une MLI sont les suivants:

1. Obtenir dans la charge électrique des courants dans la variation est proche de la sinusoïdale par le contrôle de l'évolution des rapports cycliques et grâce à une fréquence élevée des commutations des interrupteurs par rapport à la fréquence des tensions de sortie
2. Imposer à l'entrée de l'onduleur un courant de type continu avec des composantes alternatives d'amplitudes réduites et de fréquences élevées.
3. Permettre un contrôle fin de l'amplitude du fondamentale des tensions de sortie généralement sur la plus grande plage possible et pour une fréquence de sorties larges variable.
4. Élimination de certaines harmoniques de tension.
5. Elle repousse les harmoniques vers des fréquences élevées [22]

## IV.6 Modélisation de l'onduleur à cinq niveaux [19]

### IV.6.1 Structure de l'onduleur à cinq niveaux

L'onduleur triphasé à cinq niveaux à structure parallèle est constitué de trois bras et deux tension continue, chaque bras comporte huit interrupteur, dont il est composé de deux bras de l'onduleur à trois niveaux à structure parallèle en parallèle. Chaque interrupteur est composé d'un transistor et d'une diode montée en tête bêche.



**Figure IV.6** Schéma du circuit d'un bras d'onduleur à cinq niveaux, à structure parallèle

La figure (IV.6) représente le schéma du circuit d'un bras d'onduleur à cinq niveaux à structure parallèle. Le bras comporte huit transistors  $Tk1 \dots Tk8$  et trois bobines à point milieu  $Lk1$ ,  $Lk2$  et  $Lk3$ .

## IV.6.2 Modélisation du fonctionnement d'un bras d'onduleur

### IV.6.2.1. Potentiel $V_K$ et tension aux bornes des interrupteurs

En appliquant les lois d'électrotechnique (lois de Kirchhoff, loi de Faraday ...) au circuit électrique correspondant à l'une des cellules de commutation, on détermine les valeurs du potentiel  $V_A$  et les tensions aux bornes des interrupteurs  $TD_{Ki}$ . Ce circuit est représenté par la Figure IV.7

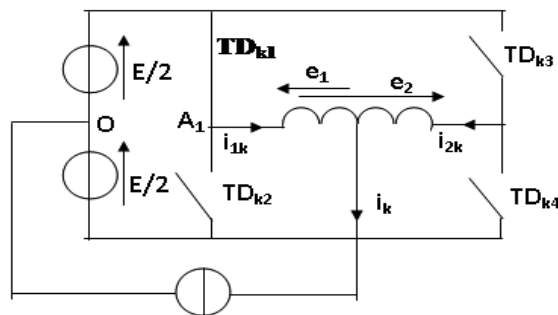


Figure IV.7 Circuit permettant la détermination du potentiel  $V_A$ .

Considérons la configuration où l'interrupteur  $TD_{Ki}$  est fermé. En appliquant la loi de Kirchhoff nous aurons les résultats suivants :

$$\begin{cases} V_{A1} = e_1 + V_A \\ V_{A2} = V_{A1} + e_2 \end{cases} \quad (IV.1)$$

Les fem  $e_1$  et  $e_2$  sont exprimées par les relations suivantes:

$$e_1 = L \frac{di_1}{dt}, \quad \text{et} \quad e_2 = -2e_1 = -2L \frac{di_1}{dt} \quad (IV.2)$$

Après transformations le système d'équations ci-dessus devient :

$$\begin{cases} V_{A1} = e_1 + V_A \\ V_{A2} = V_{A1} - 2e_1 \end{cases} \quad (IV.3)$$

Multiplions les deux termes de la première équation du système, nous obtiendrons les résultats suivants :

$$2V_{A1} + V_{A2} = 2V_A + V_{A1} \Rightarrow 2V_A = 2V_{A1} + V_{A2} - V_{A1} = V_{A1} + V_{A2} \quad (\text{IV.4})$$

Finalement, l'expression du potentiel devient :

$$V_A = \frac{V_{A1} + V_{A2}}{2} \quad (\text{IV.5})$$

### Fonction de connexion

Chaque interrupteur TDk1 (K=1, 2, 3, i=1,2, ..., 8) supposé idéaliser introduit **une fonction de connexion Fk**. Pour un bras de l'onduleur à cinq niveaux à structure parallèle, les fonctions de connexion sont définies de la même manière que pour un bras d'onduleur à trois niveaux à structure parallèle.

$$\begin{cases} F_{K1} = \overline{F_{K2}} \\ F_{K3} = \overline{F_{K4}} \\ F_{K5} = \overline{F_{K6}} \\ F_{K7} = \overline{F_{K8}} \end{cases} \quad (\text{IV.6})$$

Le potentiel  $V_A$  a pour expression :

$$V_A = \frac{V_{A11} + V_{A12} + V_{A21} + V_{A22}}{4} \quad (\text{IV.7})$$

Avec :

$$\begin{cases} V_{A11} = \frac{2F_{11}-1}{2} \cdot E \\ V_{A12} = \frac{2F_{13}-1}{2} \cdot E \\ V_{A21} = \frac{2F_{25}-1}{2} \cdot E \\ V_{A22} = \frac{2F_{27}-1}{2} \cdot E \end{cases} \quad (\text{IV.8})$$

Remplaçons  $V_{A11}$ ,  $V_{A12}$ ,  $V_{A21}$  et  $V_{A22}$  par leurs valeurs respectives :

$$V_A = V_{AO} = \frac{F_{11}+F_{13}+F_{15}+F_{17}-2}{2} \cdot E \quad (\text{IV.9})$$

**Table d'excitation**

FK1	FK2	FK3	FK4	VA
0	0	0	0	-E/2
1	0	0	0	-E/4
1	0	0	1	0
1	0	1	0	0
1	0	1	1	E/4
1	1	0	0	0
1	1	0	1	E/4
1	1	1	0	E/4
1	1	1	1	E/2
0	0	0	1	-E/4
0	0	1	0	-E/4
0	0	1	1	0
0	1	0	0	-E/4
0	1	0	1	0
0	1	1	0	0
0	1	1	1	E/4

**Tableau IV.1** Table d'excitation d'un bras d'onduleur à cinq niveaux à structure parallèle.

**Fonction de conversion**

On suppose que notre onduleur, soit alimenté par une tension continue constante E.

$$\begin{cases} V_{AO} = \frac{F_{11}+F_{13}+F_{15}+F_{17}-2}{4} \cdot E \\ V_{BO} = \frac{F_{21}+F_{23}+F_{25}+F_{27}-2}{4} \cdot E \\ V_{CO} = \frac{F_{31}+F_{33}+F_{35}+F_{37}-2}{4} \cdot E \end{cases} \quad (\text{IV.10})$$

**Tension composée :**

$$\begin{cases} U_{AB} = V_A - V_B \\ U_{BC} = V_B - V_C \\ U_{CA} = V_C - V_A \end{cases} \quad (\text{IV.11})$$

En introduisant les fonctions de connexion relatives à chacun des interrupteurs, les relations précédentes s'écriront alors :

$$\begin{bmatrix} U_{AB} \\ U_{BC} \\ U_{CA} \end{bmatrix} = \frac{E}{4} \cdot \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} F_{11} + F_{13} + F_{15} + F_{17} \\ F_{21} + F_{23} + F_{25} + F_{27} \\ F_{31} + F_{33} + F_{35} + F_{37} \end{bmatrix} = \frac{E}{4} \cdot \begin{bmatrix} m_{AB} \\ m_{BC} \\ m_{CA} \end{bmatrix} \quad (\text{IV.12})$$

Où  $m_{AB}$ ,  $m_{BC}$  et  $m_{CA}$  représentent respectivement les fonctions composées de conversion propres aux grandeurs de sortie  $U_{AB}$ ,  $U_{BC}$  et  $U_{CA}$

### Tension simple

Si on admet que les tensions simple du récepteur forment un système triphasé équilibré, on démontre que :

$$\begin{cases} V_{AB} = \frac{U_{AB} - U_{CA}}{3} \\ V_{BC} = \frac{U_{BC} - U_{AB}}{3} \\ V_{CA} = \frac{U_{CA} - U_{BC}}{3} \end{cases} \quad (\text{IV.13})$$

En introduisant les fonctions de connexion ces relations deviennent :

$$\begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_{AN} \\ V_{BN} \\ V_{CN} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \frac{E}{4} \cdot \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} F_{11} + F_{13} + F_{15} + F_{17} \\ F_{21} + F_{23} + F_{25} + F_{27} \\ F_{31} + F_{33} + F_{35} + F_{37} \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \frac{E}{4} \begin{bmatrix} n_{AV} \\ n_{BN} \\ n_{CN} \end{bmatrix} \quad (\text{IV.14})$$

Où  $n_{AN}$ ,  $n_{BN}$  et  $n_{CN}$  représentent respectivement les fonctions simples de conversion propres aux grandeurs de sortie  $V_{AB}$ ,  $V_{BC}$  et  $V_{CA}$ .

## IV.6.3 Commande MLI à quatre porteuses

Le principe est le même que celui de la commande MLI à deux porteuses.

Les quatre porteuses sont décalées entre elles d'un angle de  $\pi/2$ .

### IV.6.3.1 Principe de la technique de modulation

Les porteuses nous donnent quatre signaux triangulaires identiques, symétriques et bipolaires :  $Up_1(t)$ ,  $Up_2(t)$ ,  $Up_3(t)$  et  $Up_4(t)$ , décalés l'un de l'autre d'un quart de période de hachage

( $T_p = \frac{1}{4.f_p}$ ), sont comparés à chaque instant à trois signaux de commande  $V_{réf1}(t)$ ,  $V_{réf2}(t)$  et  $V_{réf3}(t)$ . Ces signaux sont les images des tensions que l'on souhaite appliquer sur chaque phase.

$$\begin{cases} U_{p3}(t) = U_{p1}(t) \\ U_{p4}(t) = U_{p2}(t) \end{cases} \quad (\text{IV.15})$$

Pendant une période de hachage, les porteuses  $U_{p1}(t)$ ,  $U_{p2}(t)$ ,  $U_{p3}(t)$  et  $U_{p4}(t)$  sont exprimées par les relations suivantes :

$$\begin{cases} \left[0, \frac{T_p}{2}\right] U_{p1} = U_{pm} \cdot \left(\frac{4.t}{T_p} - 1\right), U_{p2} = U_{pm} \cdot \left(\frac{-4.t}{T_p} - 1\right) \\ \left[\frac{T_p}{2}, T_p\right] U_{p1} = U_{pm} \cdot \left(\frac{-4.t}{T_p} + 3\right), U_{p2} = U_{pm} \cdot \left(\frac{4.t}{T_p} + 3\right) \\ \left[0, \frac{T_p}{4}\right] U_{p3} = U_{pm} \cdot \left(\frac{4.t}{T_p}\right), U_{p4} = U_{pm} \cdot \left(\frac{-4.t}{T_p}\right) \\ \left[\frac{T_p}{4}, \frac{3T_p}{4}\right] U_{p3} = U_{pm} \cdot \left(\frac{-4.t}{T_p} - 2\right), U_{p4} = U_{pm} \cdot \left(\frac{4.t}{T_p} - 2\right) \\ \left[\frac{3T_p}{4}, T_p\right] U_{p3} = U_{pm} \cdot \left(\frac{4.t}{T_p} + 4\right), U_{p4} = U_{pm} \cdot \left(\frac{-4.t}{T_p} + 4\right) \end{cases} \quad (\text{IV.16})$$

$T_p$  et  $U_{pm}$  sont respectivement la période et l'amplitude max porteuses.

L'algorithme de cette commande est donné par le système suivant :

$$\begin{cases} V_{réfK} \geq U_{p1} \rightarrow F_{K1} = 1, F_{K2} = 0 \\ V_{réfK} < U_{p1} \rightarrow F_{K1} = 0, F_{K2} = 1 \end{cases} \quad (\text{IV.17})$$

$$\begin{cases} V_{réfK} \leq U_{p2} \rightarrow F_{K3} = 1, F_{K4} = 0 \\ V_{réfK} > U_{p2} \rightarrow F_{K3} = 0, F_{K4} = 1 \end{cases} \quad (\text{IV.18})$$

$$\begin{cases} V_{réfK} \geq U_{p3} \rightarrow F_{K5} = 1, F_{K6} = 0 \\ V_{réfK} < U_{p3} \rightarrow F_{K5} = 0, F_{K6} = 1 \end{cases} \quad (\text{IV.19})$$

$$\begin{cases} V_{réfK} \geq U_{p4} \rightarrow F_{K7} = 1, F_{K8} = 0 \\ V_{réfK} < U_{p4} \rightarrow F_{K7} = 0, F_{K8} = 1 \end{cases} \quad (\text{IV.20})$$

La figure (IV.8) représente le schéma fonctionnel d'une réalisation de la modulation Triangulo-sinusoidale pour un bras d'onduleur à cinq niveaux, à structure parallèle

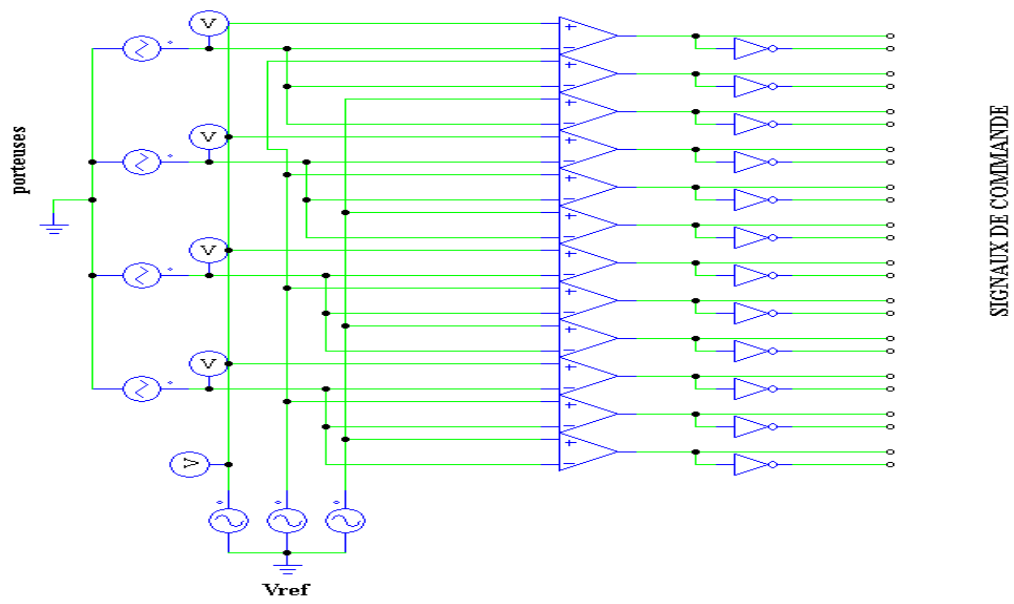
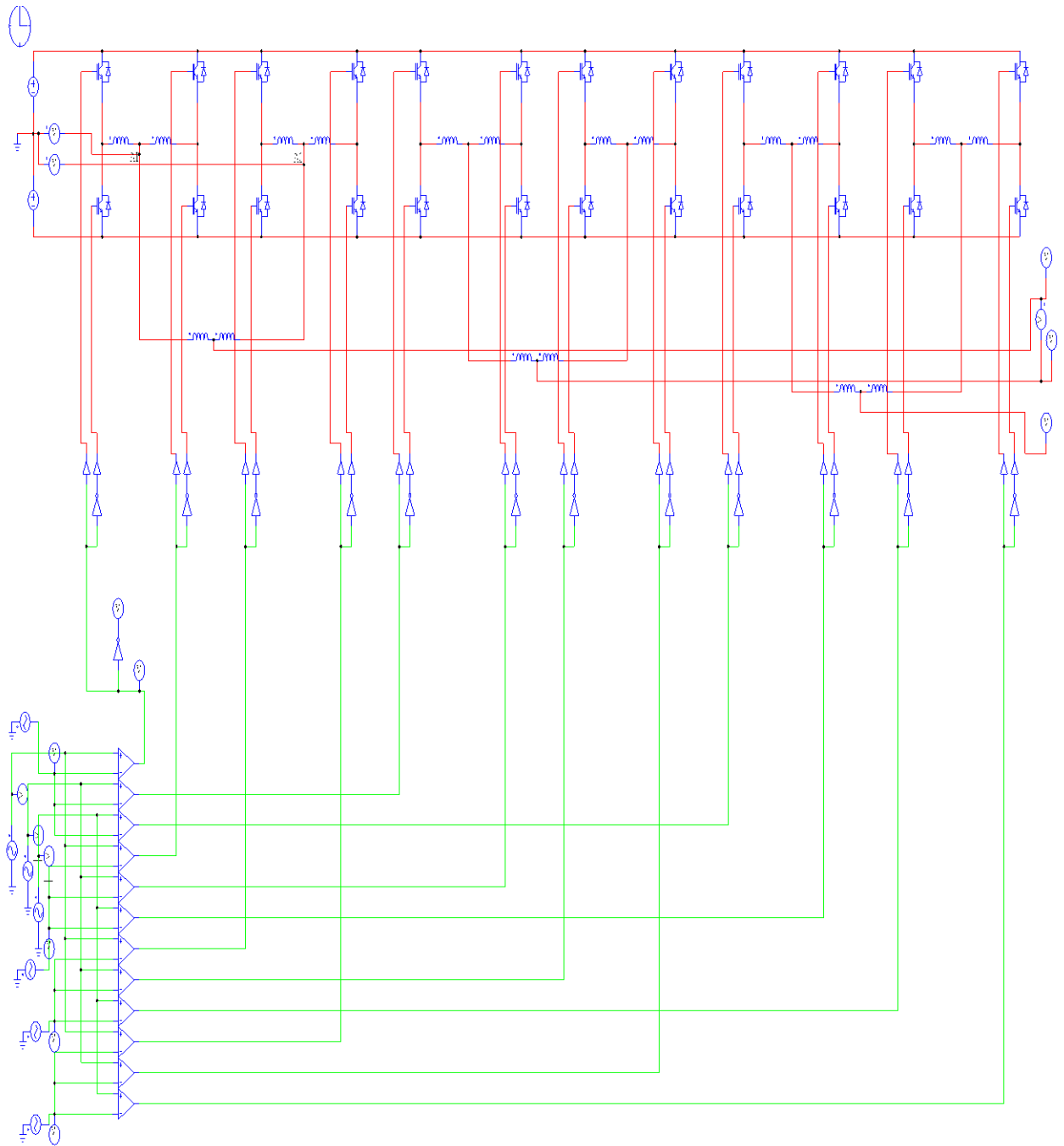


Figure IV.8 Schéma de principe de la MLI à quatre portuses.

### IV.6.4 simulation de l'onduleur cinq niveaux

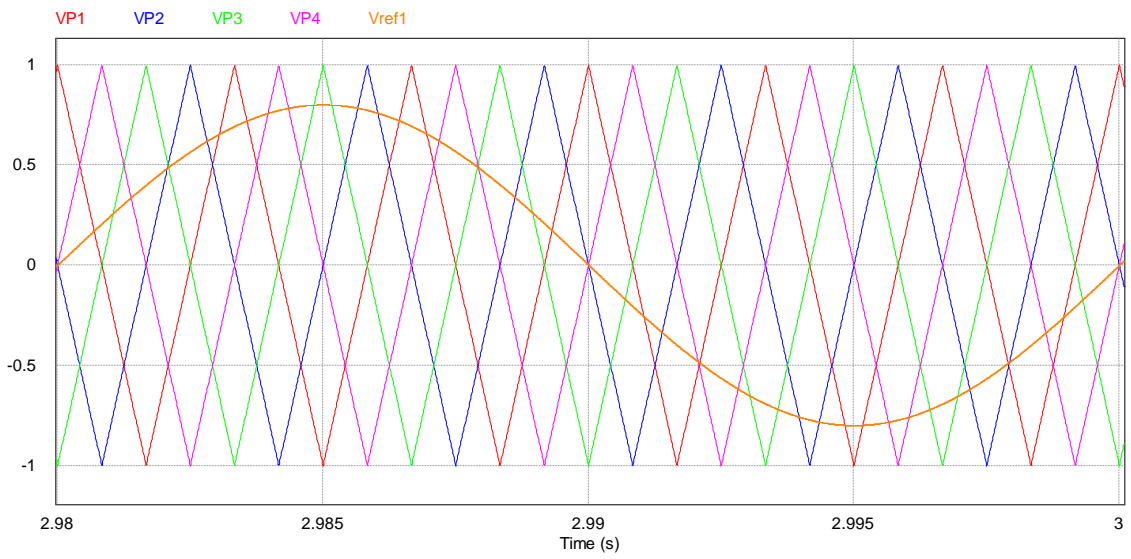
#### IV.6.4.1 schéma de simulation



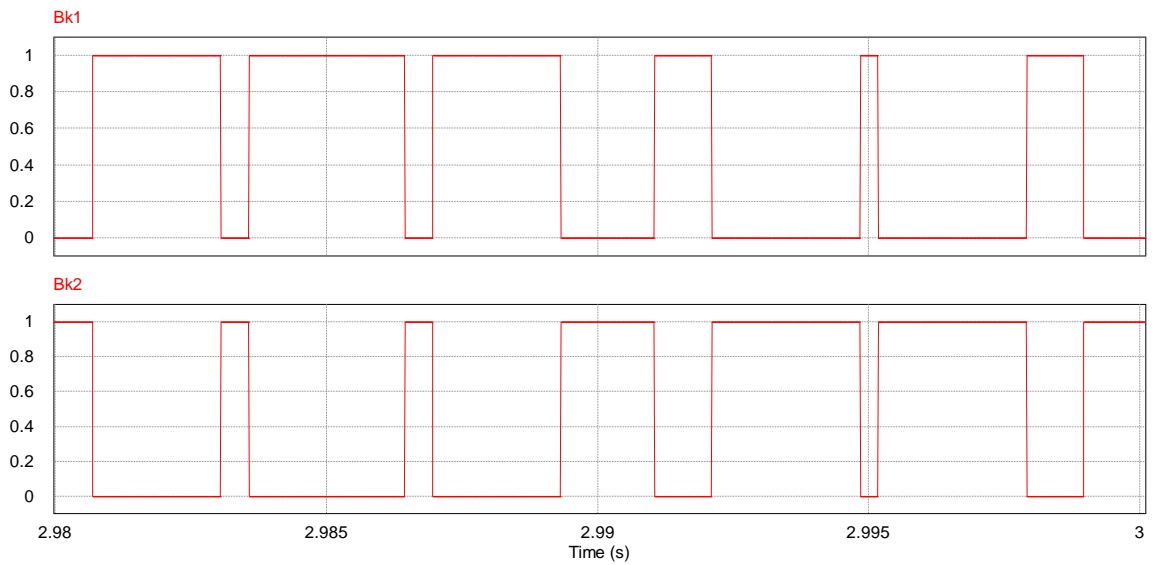
**Figure IV.9** schéma de simulation de l'onduleur à cinq niveaux.

### IV.6.4.2 Résultat de simulation

La commande MLI de l'onduleur cinq niveaux

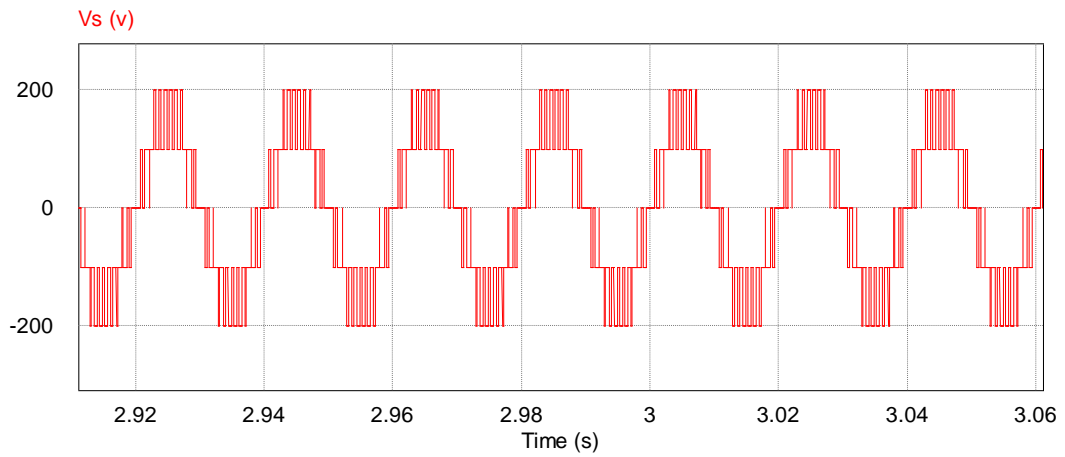


**Figure IV.10** signaux des porteuses et des références.

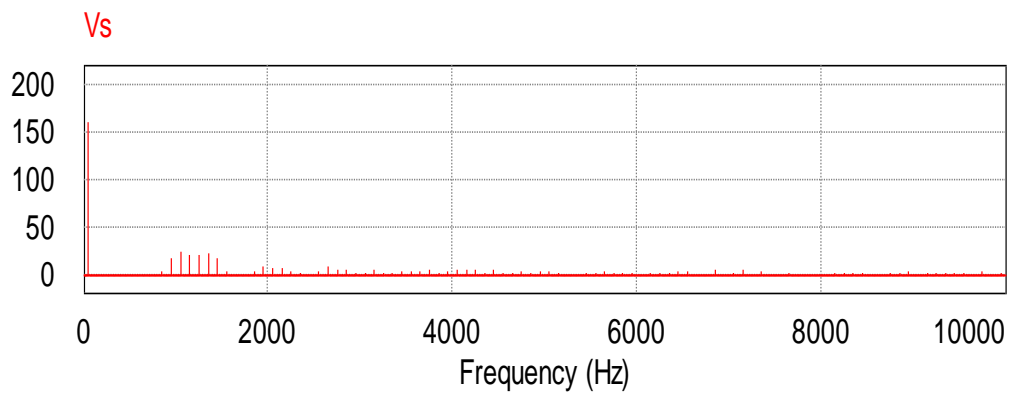


**Figure IV.11** signaux de commande des interrupteurs (IGBT).

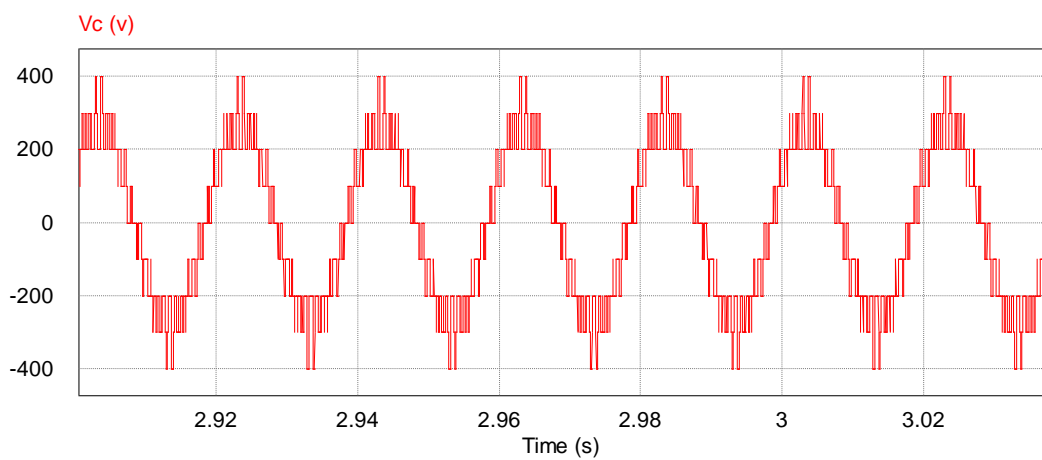
❖ Pour  $m=6$  ( $F_p=300$ )



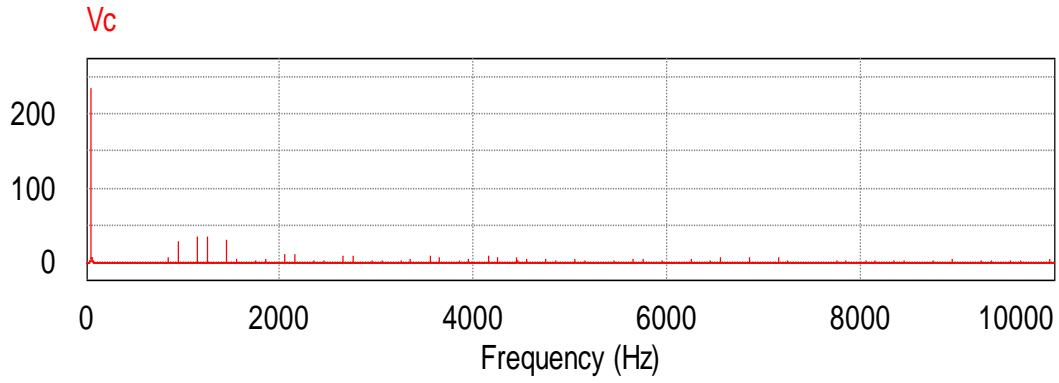
**Figure IV.12** la tension simple à la sortie de l'onduleur cinq niveaux à  $F_p=300$  Hz.



**Figure IV.13** spectre d'harmoniques de tension simple à  $F_p=300$  Hz.

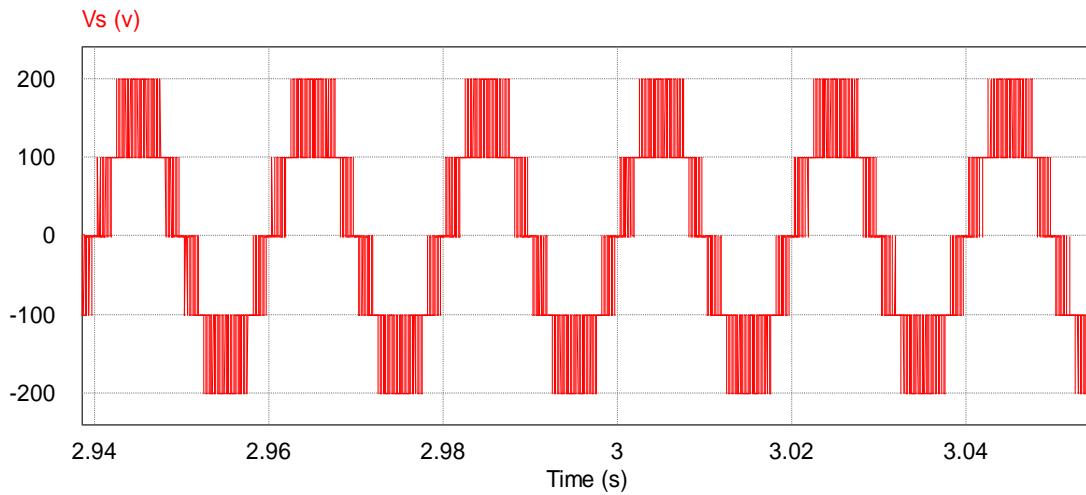


**Figure IV.14** la tension composée à la sortie de l'onduleur cinq niveaux à  $F_p=300$  Hz.

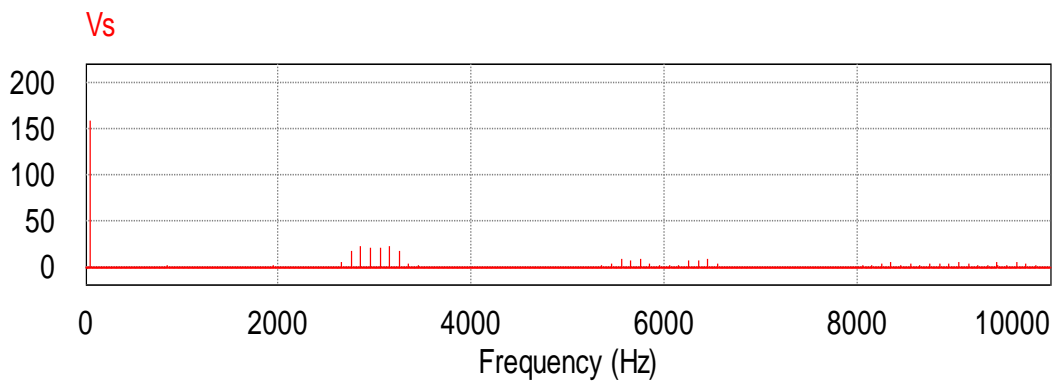


**Figure IV.15** spectre d'harmoniques de tension composée à  $F_p=300$  Hz.

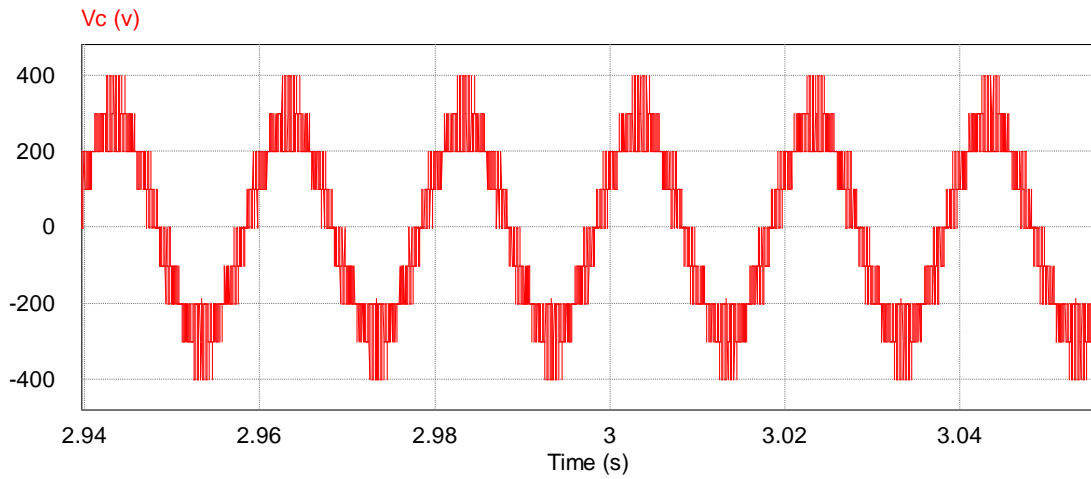
❖ Pour  $m=15$  ( $F_p =750$  HZ)



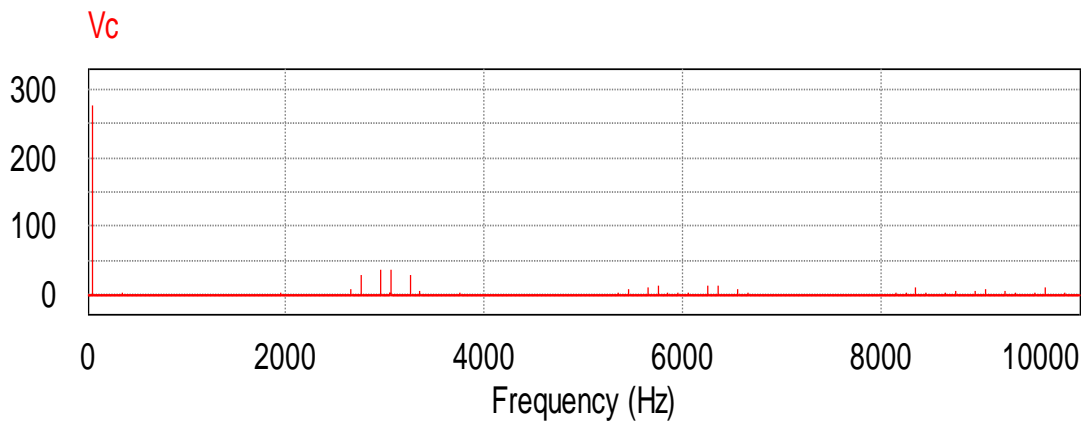
**Figure IV.16** La tension simple à la sortie de l'onduleur cinq niveaux à  $F_p=750$  Hz.



**Figure IV.17** spectre d'harmoniques de tension simple à  $F_p=750$  Hz.

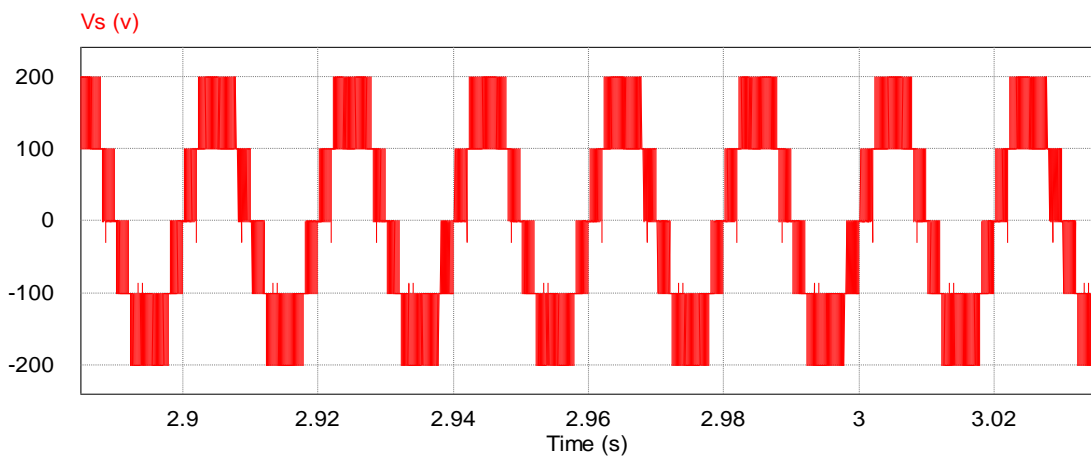


**Figure IV.18** la tension composée à la sortie de l'onduleur cinq niveaux à  $F_p=750$  Hz



**Figure IV.19** spectre d'harmoniques de tension composée à  $F_p=750$  Hz.

❖ Pour  $m=30$  ( $F_p=1500$ Hz)



**Figure IV.20** La tension simple à la sortie de l'onduleur cinq niveaux à  $F_p=1500$  Hz.

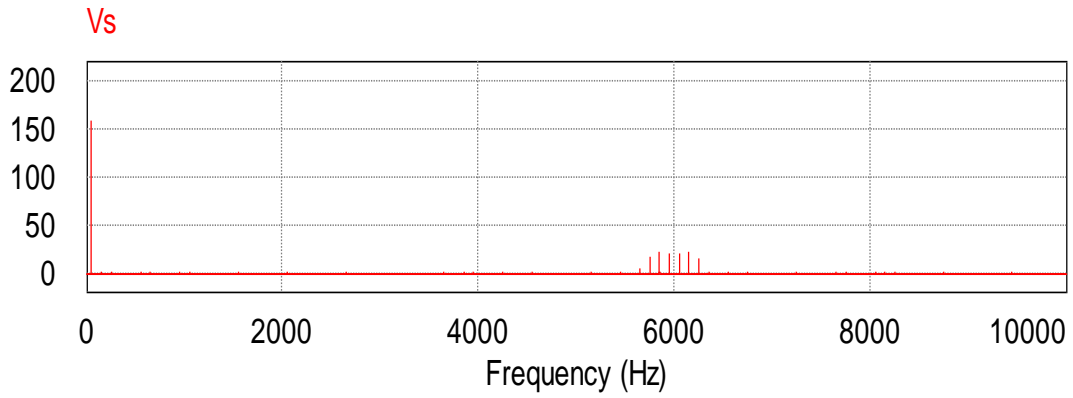


Figure IV.21 spectre d'harmoniques de tension simple à  $F_p=1500$  Hz.

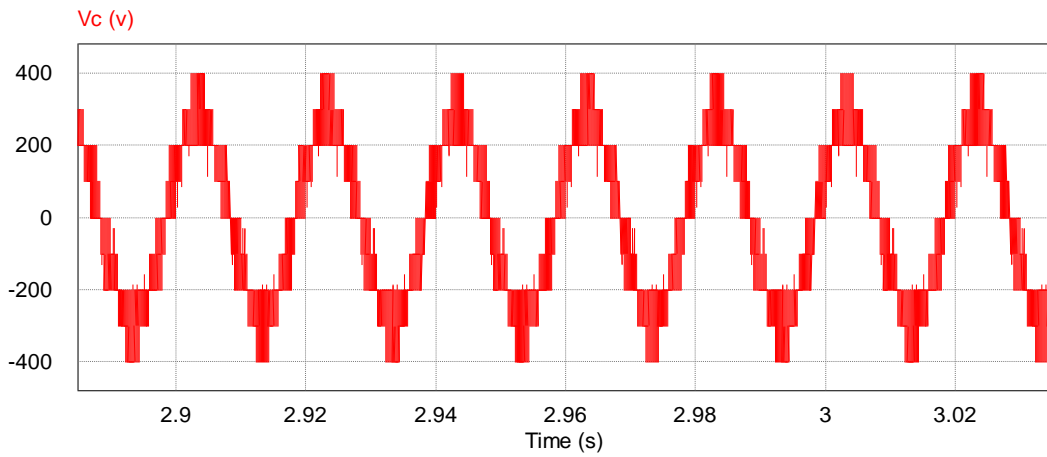


Figure IV.22 la tension composée à la sortie de l'onduleur cinq niveaux à  $F_p=1500$  Hz.

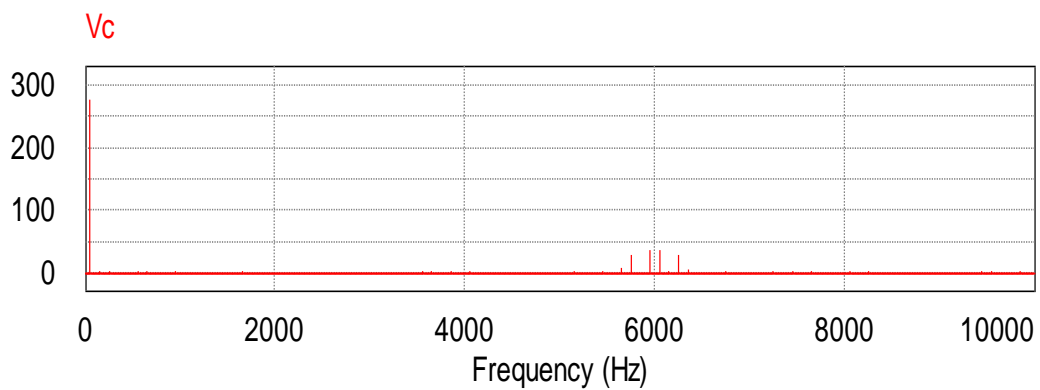


Figure IV.23 spectre d'harmoniques de tension composée à  $F_p=1500$  Hz.

### IV.6.5 Interprétations des résultats

D'après les figures ci-dessus, nous constatons que :

- La tension simple porte bien les cinq niveaux de la tension continue ( $E, E/2, E/4, 0, -E/4, -E/2, -E$ ).
- Lorsque l'augmentation de la fréquence de porteuse ( $F_p$ ) la tension composée prend une forme proche à la forme sinusoïdale.
- L'augmentation de l'indice de modulation « $m$ » permet de pousser les harmoniques vers des fréquences élevées

### Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons fait la simulation des trois parties qui constituent notre variateur de vitesse et aussi l'étude de l'onduleur à cinq niveaux de tension triphasée et son principe de fonctionnement et sa commande avec la stratégie de commande MLI triangulo-sinusoïdal.

Après les simulations effectuées avec cette loi de commande, on vérifie qu'il y a des améliorations considérables quand on augmente l'indice de modulation ( $m$ ). Ces améliorations sont visibles sur les formes d'onde de la tension de phase et la tension composée et les harmoniques sont poussées vers des fréquences plus élevées ce qui facilite leur filtrage.

# Chapitre V

## Association moteur onduleur

### V.1 Introduction

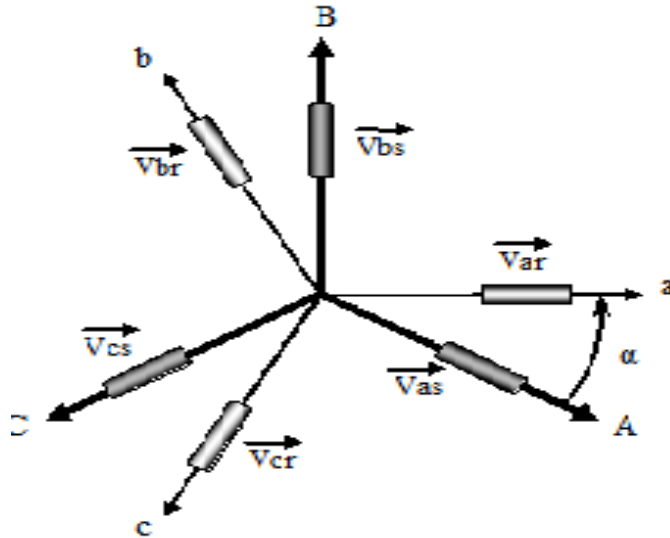
Dans ce chapitre nous étudierons les performances de la conduite de la machine asynchrone triphasée alimentée par un onduleur à cinq niveaux commandé par la stratégie triangulo-sinusoidale. Après la modélisation de la machine asynchrone alimentée directement du réseau. Effectuant des essais de simulation avec «PSIM», nous allons voir l'évolution :

- De la vitesse angulaire de rotation  $\Omega_r$ ,
- Du couple électromagnétique  $C_e$
- Du courant statorique  $i_A$
- Du spectre d'harmoniques de courant statorique  $i_a$

### V.2 Modélisation de la machine asynchrone

#### V.2.1 Hypothèses simplificatrices

On suppose que la saturation du circuit magnétique n'est pas considérée, ni son hystérésis, ce qui entraîne un champ magnétique sinusoïdal. On suppose que la construction mécanique est parfaitement équilibrée, l'entrefer est lisse, et la dispersion du champ magnétique aux deux bouts de la machine est négligeable. Au niveau de la méthode de modélisation mathématique, nous considérerons une machine à une paire de pôles, le passage à plusieurs paires de pôles s'effectuant de manière simple en divisant alors les angles par ce nombre de paires de pôles, on parle alors d'angle électrique. Le stator sera composé de trois bobines identiques (A, B et C) régulièrement déphasées de  $2\pi/3$  radians électriques, la phase A sera prise comme référence angulaire. Le rotor sera considéré comme équivalent à trois bobines identiques (a, b et c) court-circuitées sur elles- mêmes également régulièrement déphasées de  $2\pi/3$  radians électriques [23] [24].



**Figure V.1** Représentation schématique d'une machine asynchrone triphasée.

## V.2.2 Equations générales [25]

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

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

### V.2.2.1 Equations électriques

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

$$\begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \\ V_{ra} \\ V_{rb} \\ V_{rc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_r & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \\ i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{sa} \\ \Phi_{sb} \\ \Phi_{sc} \\ \Phi_{ra} \\ \Phi_{rb} \\ \Phi_{rc} \end{bmatrix} \quad (\text{V.1})$$

Ou de manière plus raccourcie :

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

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

### V.2.2.2 Équations magnétiques

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

$$\begin{bmatrix} \Phi_{sa} \\ \Phi_{sb} \\ \Phi_{sc} \\ \Phi_{ra} \\ \Phi_{rb} \\ \Phi_{rc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} l_s & M_s & M_s & M_1 & M_3 & M_2 \\ M_s & l_s & M_s & M_2 & M_1 & M_3 \\ M_s & M_s & l_s & M_3 & M_2 & M_1 \\ M_1 & M_3 & M_2 & l_r & M_r & M_r \\ M_2 & M_1 & M_3 & M_r & l_r & M_r \\ M_3 & M_2 & M_1 & M_r & M_r & l_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \\ i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix} \quad (\text{V.2})$$

Pour l'écriture condensée, on met :

$$[L_{SS}] = \begin{bmatrix} l_s & M_s & M_s \\ M_s & l_s & M_s \\ M_s & M_s & l_s \end{bmatrix} \quad [L_{RR}] = \begin{bmatrix} l_r & M_r & M_r \\ M_r & l_r & M_r \\ M_r & M_r & l_r \end{bmatrix}$$

On aura :

$$[M_{sr}] = [M_{rs}]^t = M_{sr} \begin{bmatrix} \cos(\alpha) & \cos(\alpha + 2\pi/3) & \cos(\alpha - 2\pi/3) \\ \cos(\alpha - 2\pi/3) & \cos(\alpha) & \cos(\alpha + 2\pi/3) \\ \cos(\alpha + 2\pi/3) & \cos(\alpha - 2\pi/3) & \cos(\alpha) \end{bmatrix}$$

On aura finalement :

$$\begin{aligned} [V_{sabc}] &= [R_s][i_{sabc}] + (d/dt)([L_{SS}][i_{sabc}] + [M_{sr}][i_{rabc}]) \\ [V_{rabc}] &= [R_r][i_{rabc}] + (d/dt)([L_{RR}][i_{rabc}] + [M_{rs}][i_{sabc}]) \end{aligned}$$

### V.2.2.3 Équations mécaniques

Pour étudier les phénomènes transitoires électromécaniques avec une vitesse rotorique variable (par exemple le démarrage, le freinage, la variation de la charge à l'arbre, etc...), il faut ajouter l'équation de mouvement au système d'équations différentielles [26].

$$J \cdot \frac{d\Omega_r}{dt} = C_e - C_r - f \cdot \Omega_r \quad (\text{V.3})$$

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

$$\omega_r = p \cdot \Omega_r \quad (\text{V.4})$$

### V.2.3 Modélisation dans le repère de Park

À présent, nous devons effectuer une transformation de notre repère triphasé en un repère biphasé. Nous avons classiquement le choix entre trois repères. Le premier se situe sur le champ statorique et est communément appelé  $\alpha\beta$ , le second se place quant à lui sur le champ tournant et est appelé  $dq$ , et le dernier se place sur le champ électromagnétique est appelé  $XY$ . La modélisation en  $\alpha\beta$  voit des grandeurs sinusoïdales alternatives tournant à la fréquence statorique. Celle en  $dq$  voit par contre des grandeurs continues car elle est située sur le champ tournant. Cette transformation des équations de phase en un système équivalent biphasé est effectuée grâce à la matrice de transformation de Park [27].

Dans la théorie de Park, on utilise la transformation unique pour les courants, tensions et flux.

$$[P] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos\theta & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ -\sin\theta & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (V.5)$$

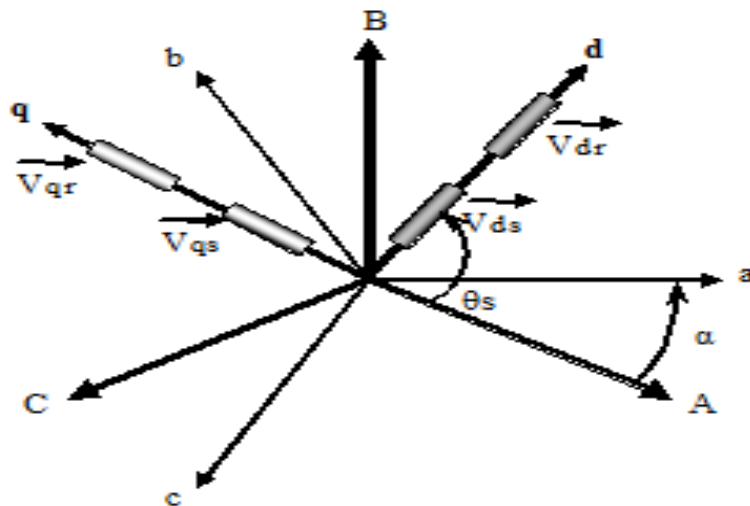


Figure V.2 Représentation du passage d'un système triphasé à celui biphasé

### V.2.3.1 Équations électriques

$$\begin{aligned}
 V_{ds} &= R_s \cdot i_{ds} + \frac{d\Phi_{ds}}{dt} - \omega_s \cdot \Phi_{qs} & , V_{qs} &= R_s \cdot i_{qs} + \frac{d\Phi_{qs}}{dt} + \omega_s \cdot \Phi_{ds} \\
 V_{dr} &= R_r \cdot i_{dr} + \frac{d\Phi_{dr}}{dt} - (\omega_s - \omega_r) \cdot \Phi_{qr} = 0 & , V_{qr} &= R_r \cdot i_{qr} + \frac{d\Phi_{qr}}{dt} + (\omega_s - \omega_r) \cdot \Phi_{dr} = 0
 \end{aligned}$$

### V.2.3.2 Equations magnétiques

$$\begin{aligned}
 \Phi_{ds} &= L_s \cdot i_{ds} + M \cdot i_{dr} & , \Phi_{dr} &= L_r \cdot i_{dr} + M \cdot i_{ds} \\
 \Phi_{qs} &= L_s \cdot i_{qs} + M \cdot i_{qr} & , \Phi_{qr} &= L_r \cdot i_{qr} + M \cdot i_{qs}
 \end{aligned} \tag{V.6}$$

### V.2.3.3 Équations mécaniques

$$\begin{aligned}
 J \cdot \frac{d\Omega_r}{dt} &= C_e - C_r - f \cdot \Omega_r \\
 C_e &= (3/2) \cdot p \cdot M \cdot (i_{rd} \cdot i_{sq} - i_{sd} \cdot i_{rq}) \\
 \omega_r &= p \cdot \Omega_r
 \end{aligned} \tag{V.7}$$

### V.2.4 Représentation d'état

$$[X'] = [A][X] + [B][U]$$

$[X]$  : Vecteur d'état, avec  $[X] = [i_{ds} \quad i_{qs} \quad i_{dr} \quad i_{qr}]^t$ .

$[A]$  : Matrice d'évolution d'état du système.

$[B]$  : Matrice de la commande.

$[U]$  : Vecteur du système de commande.

$$[A] = \begin{bmatrix} -\frac{1}{\sigma \cdot T_s} & \frac{M^2 \cdot \omega_r}{L_s \cdot L_r} & \frac{M}{\sigma \cdot L_s \cdot T_r} & \frac{M \cdot \omega_r}{\sigma \cdot L_s} \\ \frac{M^2 \cdot \omega_r}{\sigma \cdot L_s \cdot L_r} & -\frac{1}{\sigma \cdot T_s} & -\frac{M \cdot \omega_r}{\sigma \cdot L_s} & \frac{M}{\sigma \cdot L_s \cdot T_r} \\ \frac{M}{\sigma \cdot L_r \cdot T_s} & -\frac{M \cdot \omega_r}{\sigma \cdot L_s} & -\frac{1}{\sigma \cdot T_r} & -\frac{\omega_r}{\sigma} \\ \frac{M \cdot \omega_r}{\sigma \cdot L_r} & \frac{M}{\sigma \cdot L_r \cdot T_s} & \frac{\omega_r}{\sigma} & -\frac{1}{\sigma \cdot T_r} \end{bmatrix} \tag{V.8}$$

$$[U] = [V_{ds} \quad V_{qs} \quad 0 \quad 0]^t, \quad [B] = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma.L_s} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma.L_s} & 0 & 0 \\ -\frac{M}{\sigma.L_s.L_r} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{M}{\sigma.L_s.L_r} & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (V.9)$$

### V.3 Simulation de la machine asynchrone alimentée par réseaux

Les tensions d'alimentation s'écrivent comme suite:

$$\begin{cases} V_{sa} = \sqrt{2}.V_s.\sin(\omega_s t) \\ V_{sb} = \sqrt{2}.V_s.\sin\left(\omega_s t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ V_{sc} = \sqrt{2}.V_s.\sin\left(\omega_s t + \frac{2\pi}{3}\right) \end{cases} \quad (V.10)$$

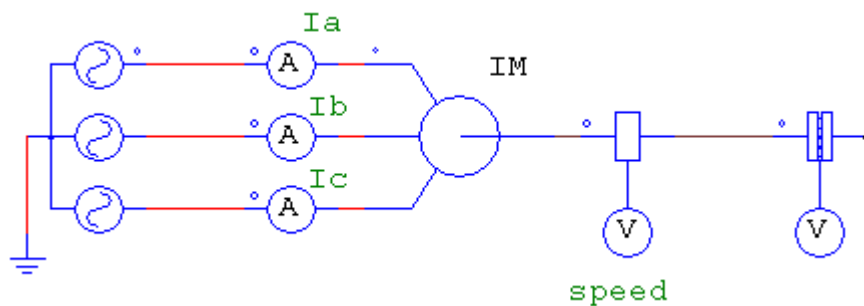
Avec :

$V_s$  : Valeur efficace de tension.

$\omega_s$  : Pulsation d'alimentation.

#### V.3.1 Simulation de la machine asynchrone à vide ( $C_r=0N.m$ )

Le schéma de simulation de la machine asynchrone est présenté par la figure (V.3).



**Figure V.3** Schéma de simulation de la machine asynchrone à vide ( $C_r=0N.m$ )

V.3.1.1 Résultats de Simulation

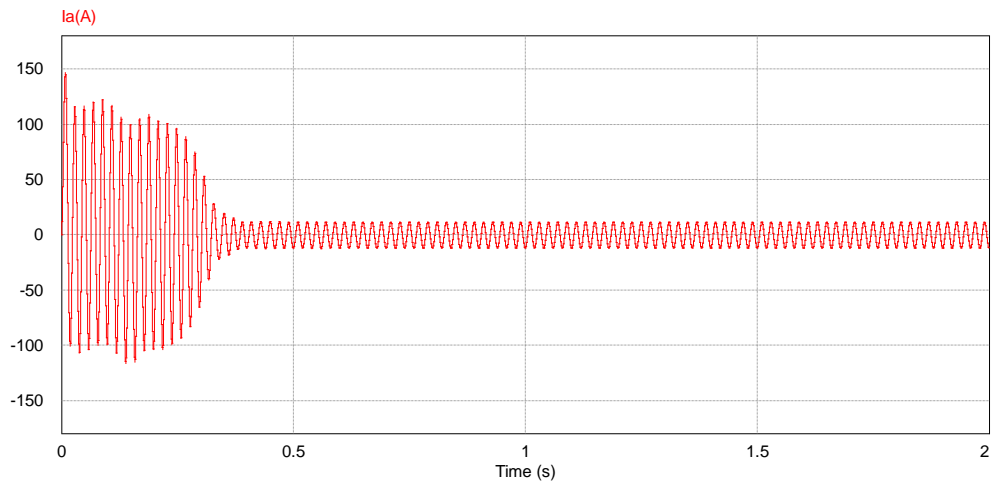


Figure V.4 Forme d'onde de courant de MAS à vide

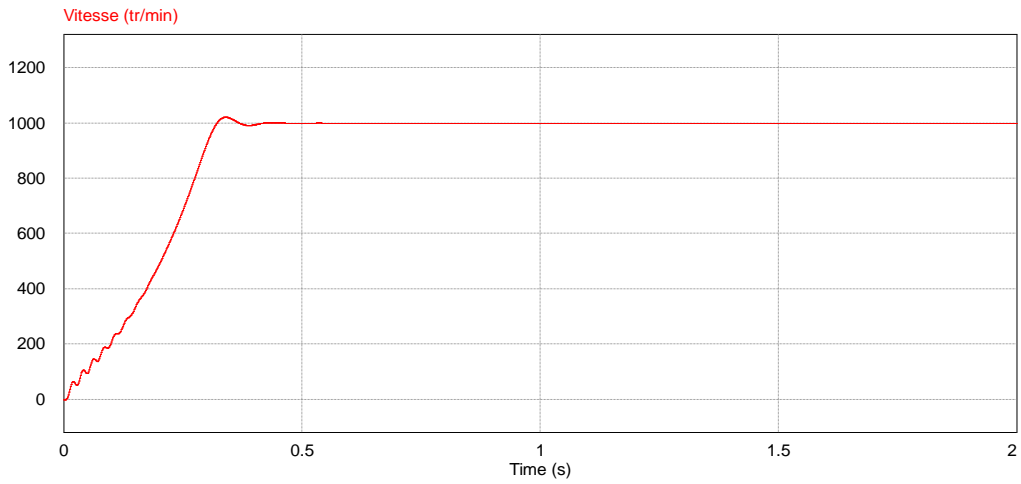


Figure V.5 courbe de la vitesse de rotation à vide

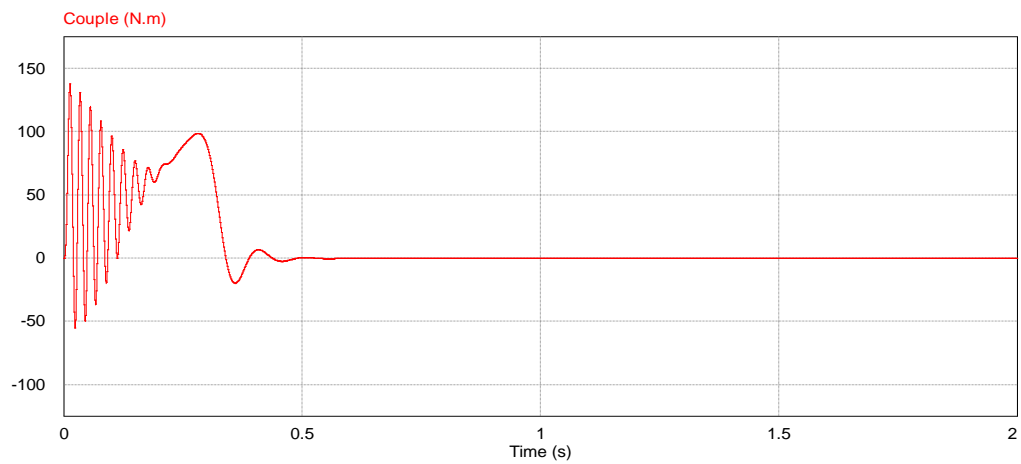
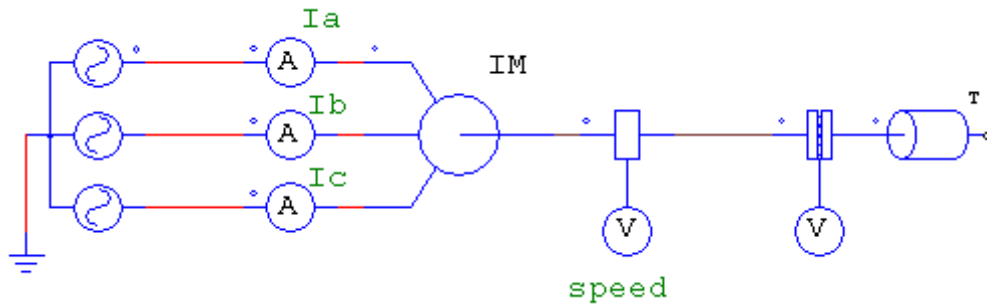


Figure V.6 courbe du couple électromécanique à vide.

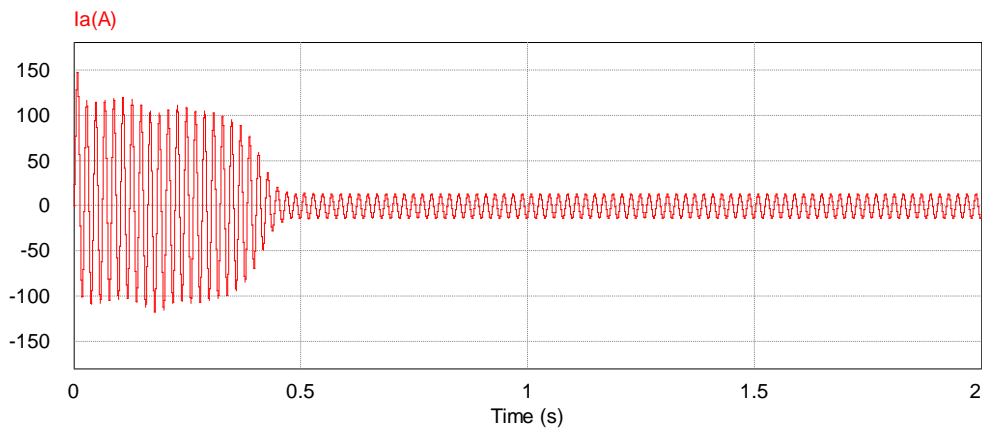
### V.3.2 Simulation de la machine asynchrone en charge ( $C_r=15N.m$ )

Le schéma sur « PSIM » de la machine asynchrone est présenté par la figure (V.7)

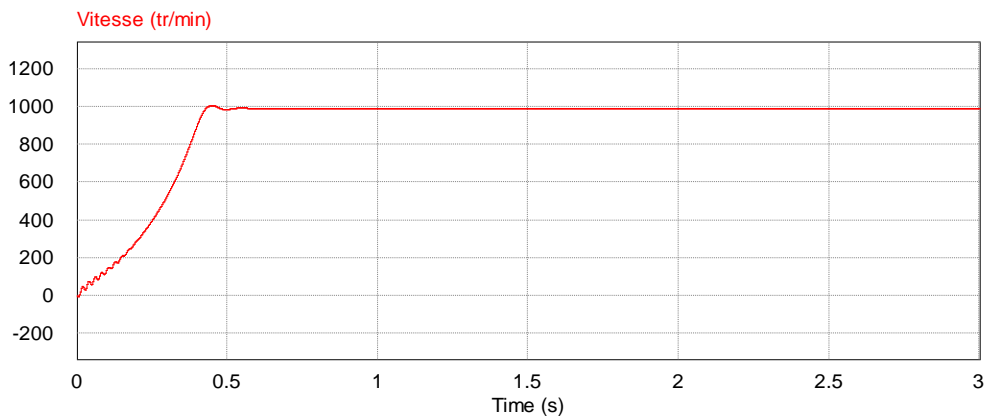


**Figure V.7** Schéma de simulation de la machine asynchrone en charge ( $C_r=15N.m$ ).

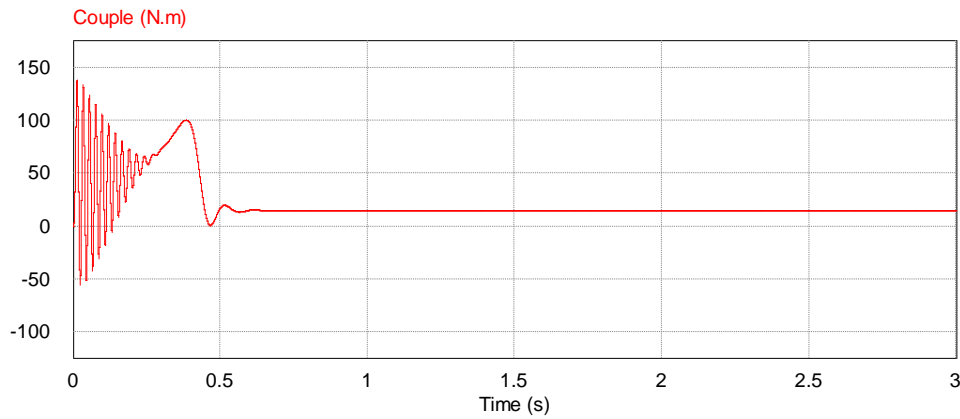
#### V.3.2.1 Résultats de Simulation



**Figure V.8** forme d'onde de courants de MAS en charge.



**Figure V.9** courbe de la vitesse de rotation en charge.



**Figure V.10** courbe du couple électromécanique en charge.

### V.3.3. Interprétation des résultats

- **A vide**

- Le courant statorique présente des fortes oscillations dans le régime transitoire à cause du comportement inductif de la machine, puis il se stabilise dans le régime permanent
- La courbe du couple présente au démarrage des pulsations très importantes après 0.5 s le couple tend vers zéro en régime permanent.
- La courbe de la vitesse présente au démarrage un accroissement presque linéaire, après d'environ 0.4 s la vitesse de rotation s'établit à 1000 tr/mn

- **En charge**

Nous avons appliquée à l'arbre de la machine asynchrone un couple résistant ( $C_r=15$  N.m). Nous constatons que :

- le couple électromagnétique rejoint sa valeur pour compenser cette oscillation avec une réponse quasi instantanée, avant de se stabiliser à la valeur du couple résistant nominal.
- on constate une décroissance de la vitesse rotorique qui se traduit par un glissement de vitesse.
- on remarque naturellement une demande (augmentation) du courant ce qui implique un échauffement des enroulements du moteur surtout lorsque le couple résistant devient plus grand que celui du nominal.

## V.4 Simulation de la machine asynchrone alimenté par onduleur cinq niveaux

### V.4.1 schéma de simulation

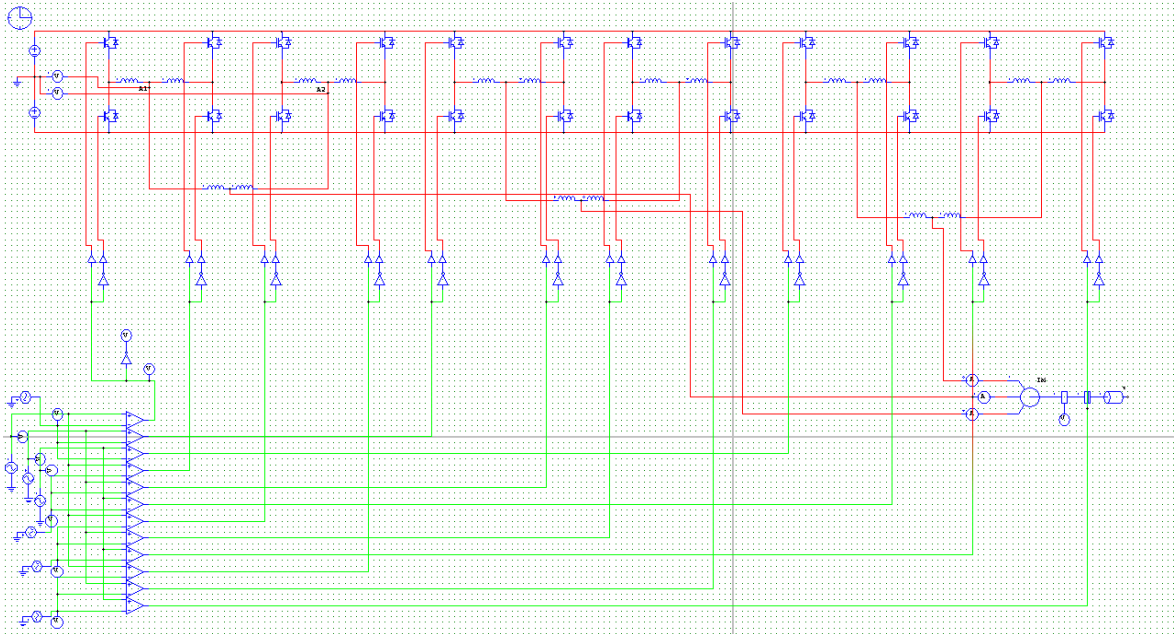


Figure V.11 schéma de simulation de MAS avec l'onduleur cinq niveaux

### V.4.2 Résultats de Simulation

- A vide :
- ❖ Pour  $m=6$  ( $F_p= 300$  HZ)

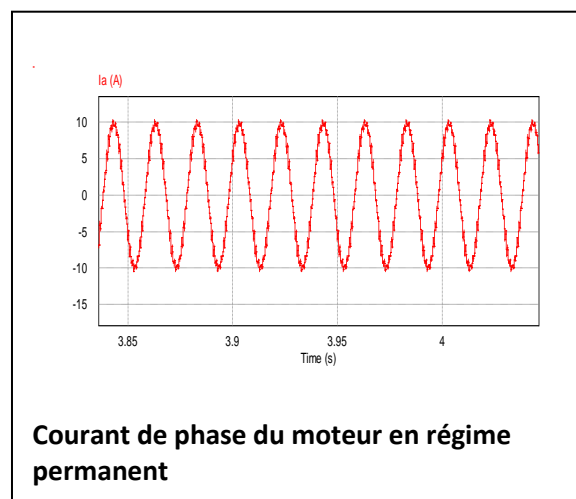
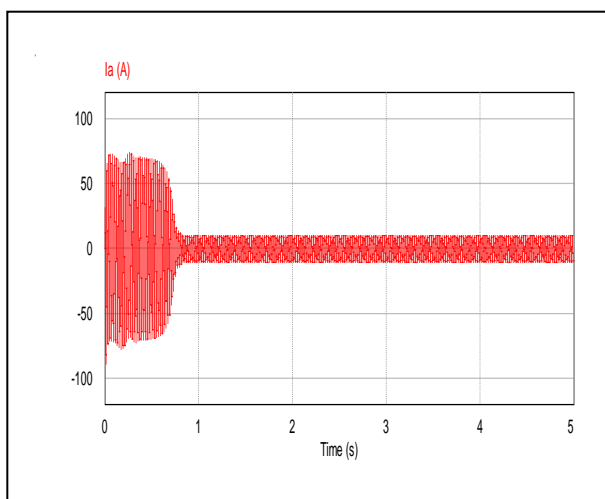
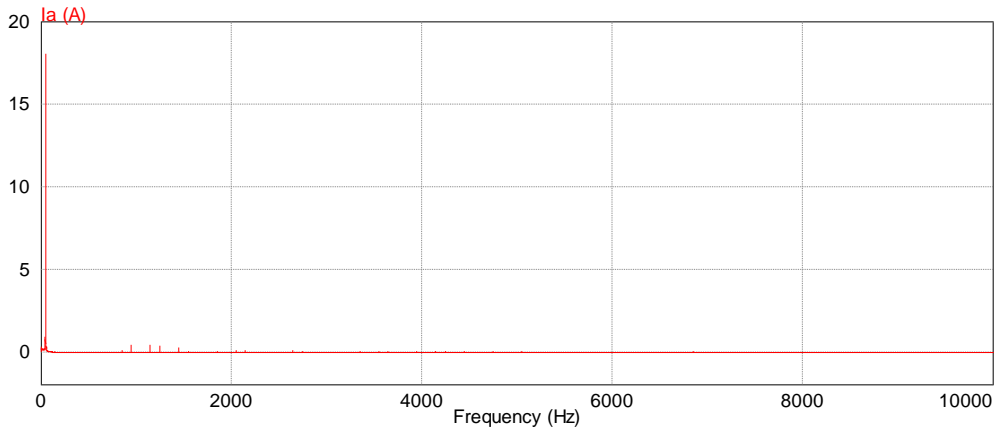
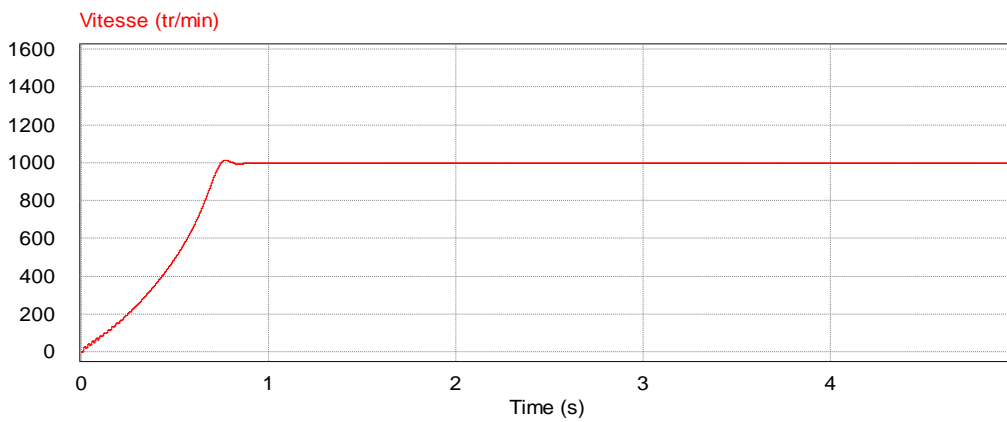


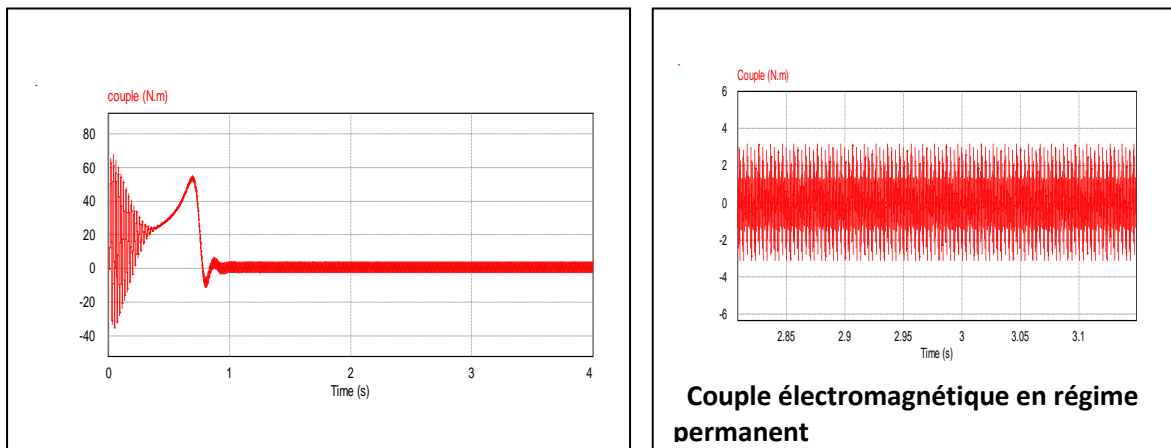
Figure V.12 Evolution du courant statorique  $i_a$  de la machine asynchrone.



**Figure V.13** Evolution du spectre d'harmonique de courant  $i_a$  de la machine.

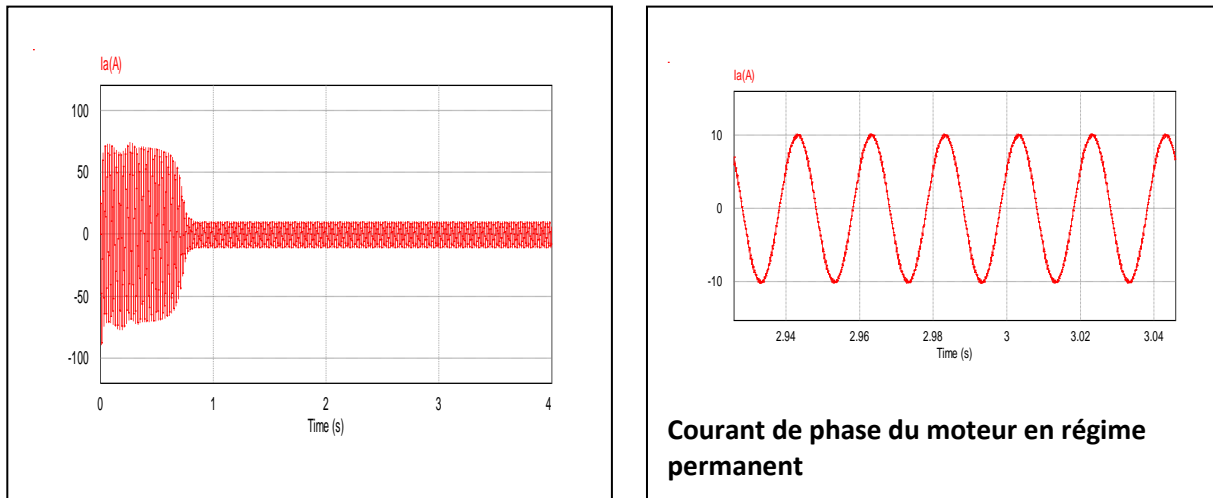


**Figure V.14** Evolution de la vitesse de rotation de la machine asynchrone.

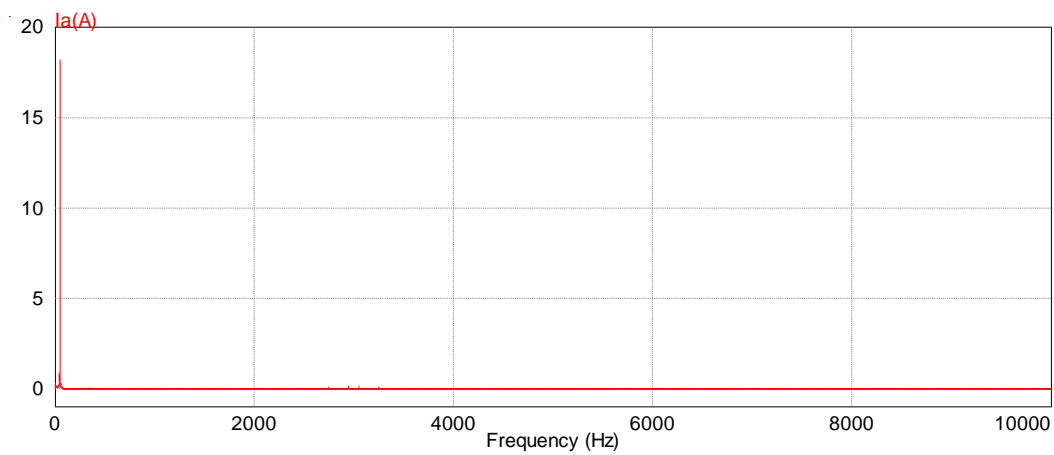


**Figure V.15** Evolution du couple électromagnétique développé par la machine asynchrone

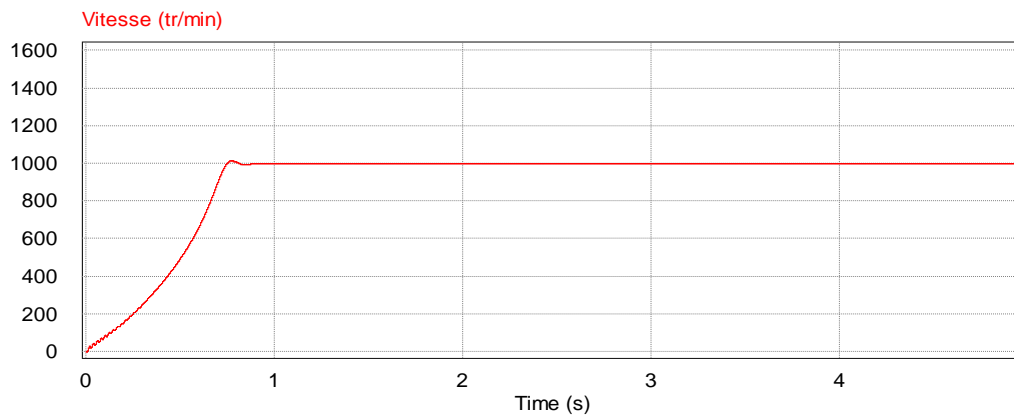
❖ Pour  $m=15$  ( $F_p=750$  HZ)



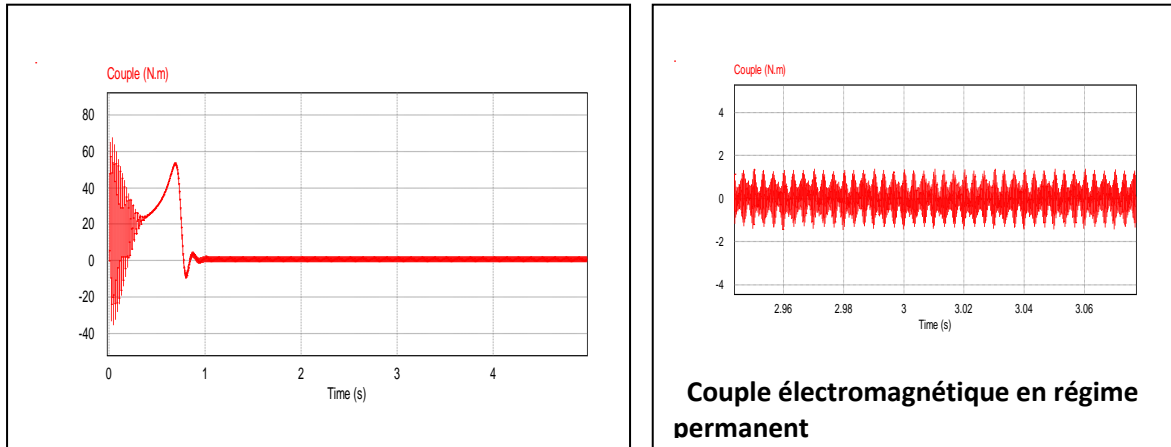
**Figure VI.16** Evolution du courant statorique  $i_a$  de la machine asynchrone.



**Figure V.17** Evolution du spectre d'harmonique de courant  $i_a$  de la machine.

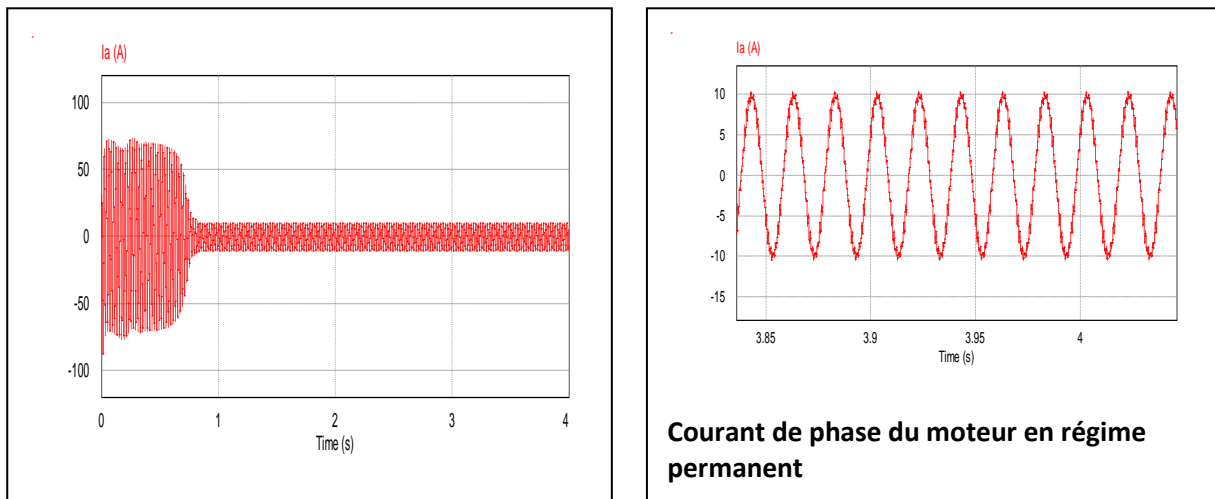


**Figure V.18** Evolution de la vitesse de rotation de la machine asynchrone.

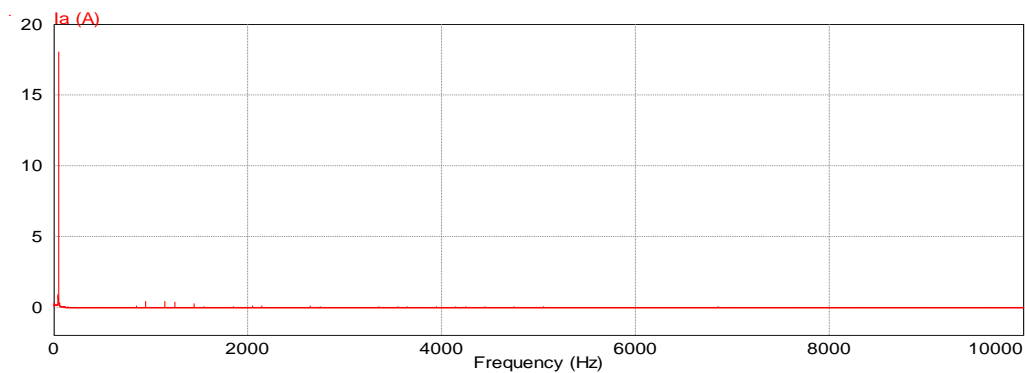


**Figure V.19** Evolution du couple électromagnétique développé par la machine asynchrone

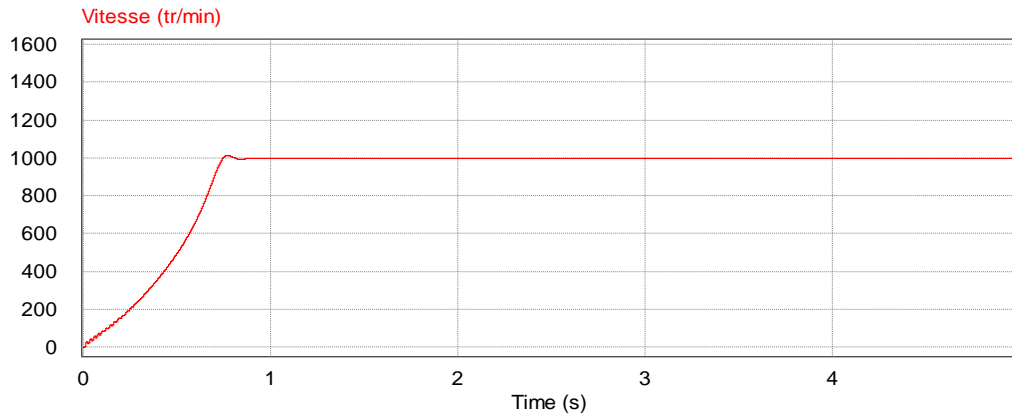
❖ Pour  $m=30$  ( $F_p= 1500$  HZ)



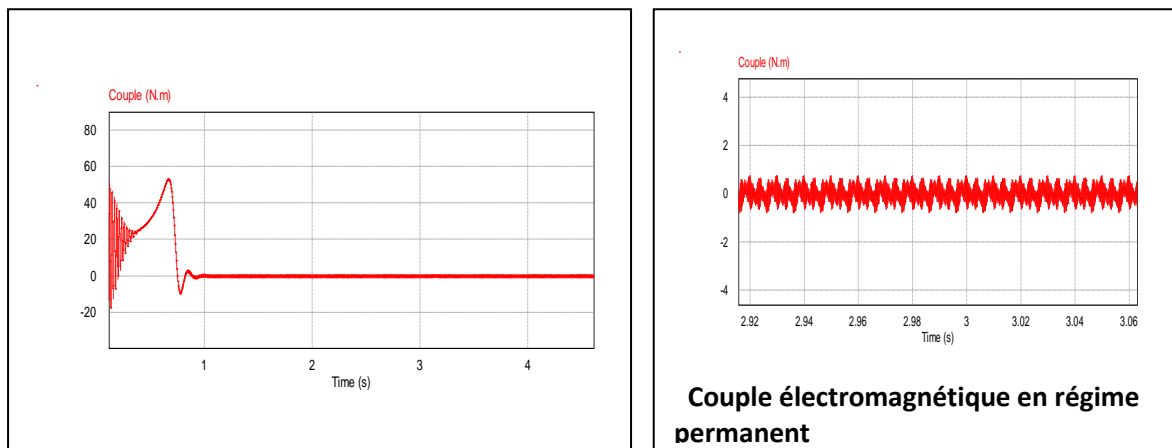
**Figure V.20** Evolution du courant statorique  $i_a$  de la machine asynchrone.



**Figure V.21** Evolution du spectre d'harmonique de courant  $i_a$

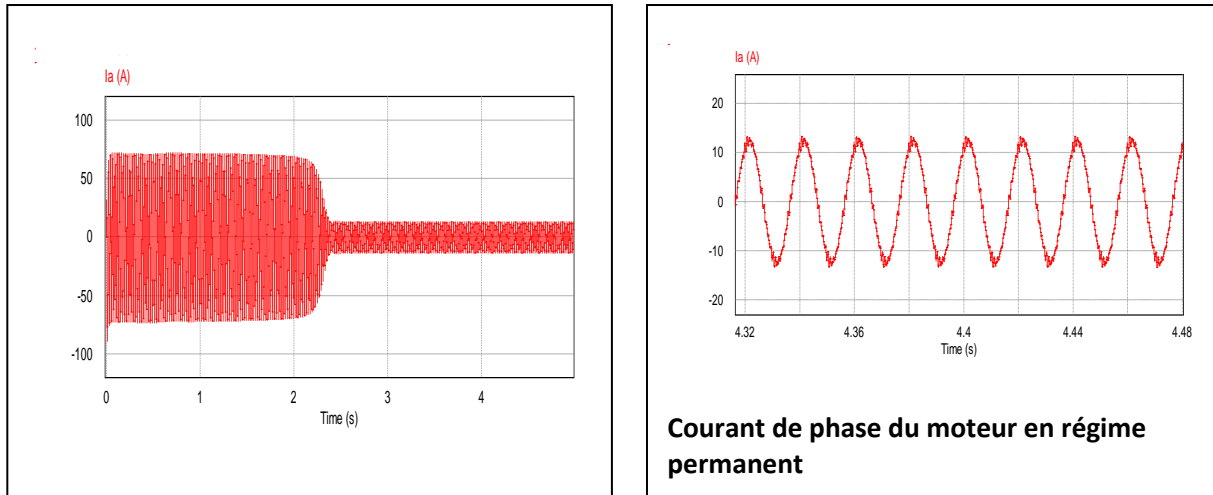


**Figure V.22** Evolution de la vitesse de rotation de la machine asynchrone.

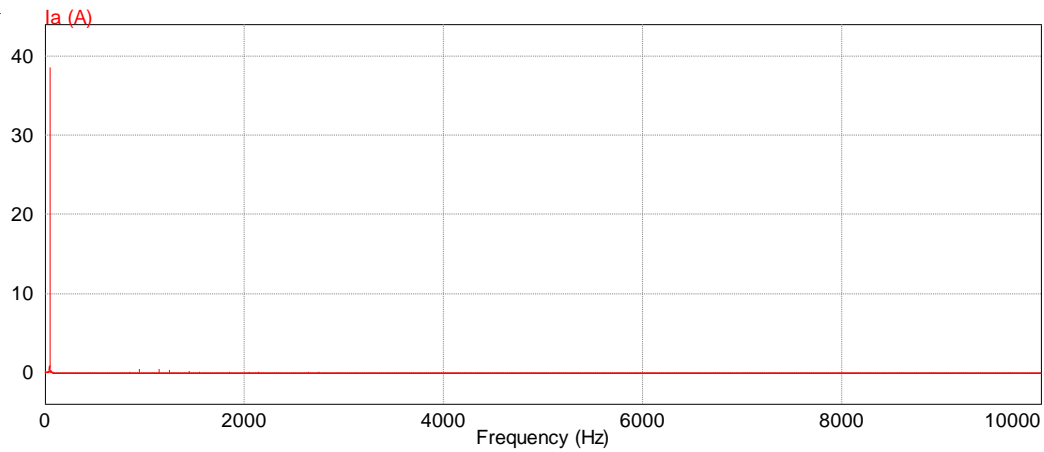


**Figure V.23** Evolution du couple électromagnétique développé par la machine asynchrone

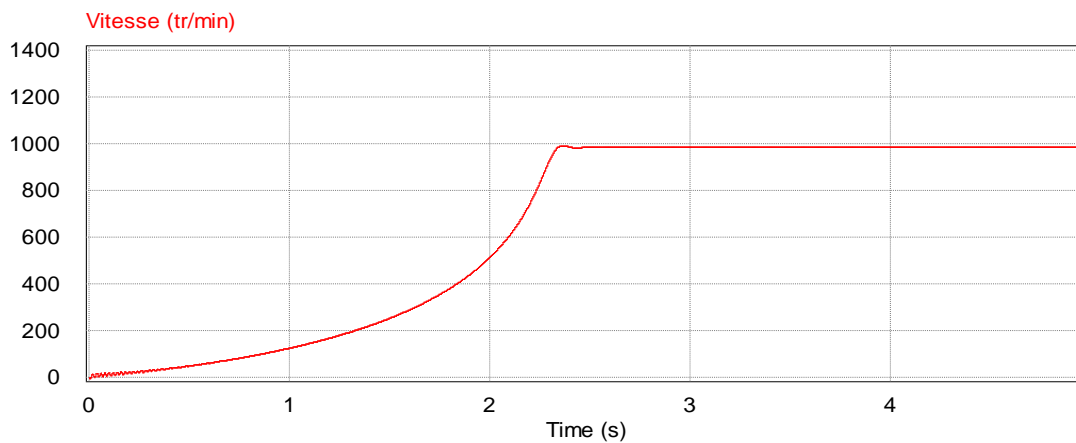
- En charge ( $C_r=15\text{N.m}$ )
- ❖ Pour  $m=6$  ( $F_p= 300 \text{ HZ}$ )



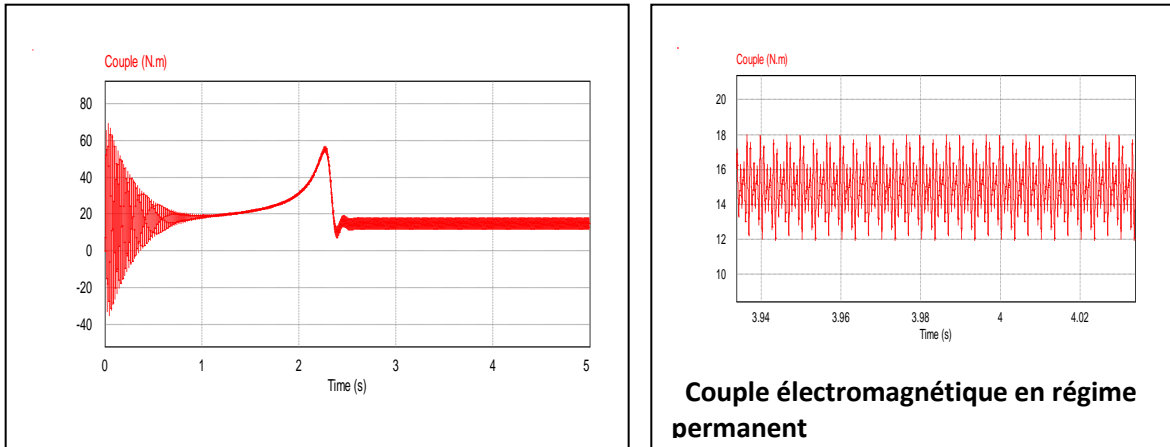
**Figure V.24** Evolution du courant statorique  $i_a$  de la machine asynchrone.



**Figure V.25** Evolution du spectre d'harmonique de courant  $i_a$  de la machine.

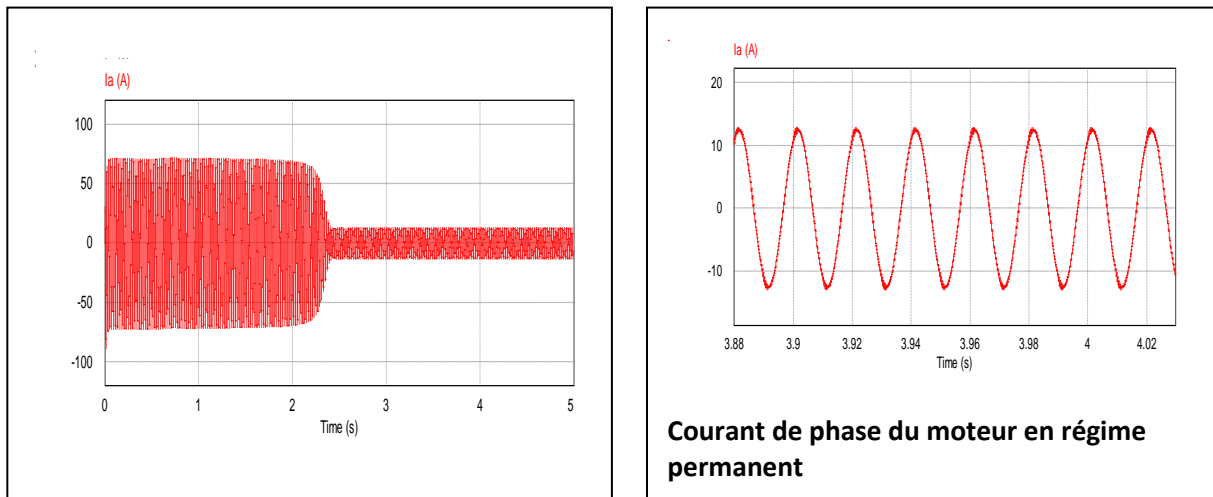


**Figure V.26** Evolution de la vitesse de rotation de la machine asynchrone.

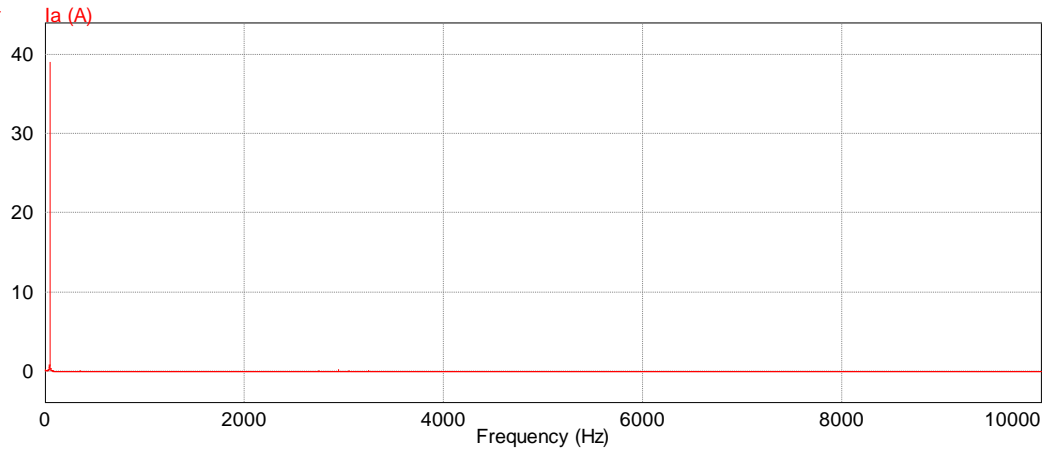


**Figure V.27** Evolution du couple électromagnétique développé par la machine asynchrone

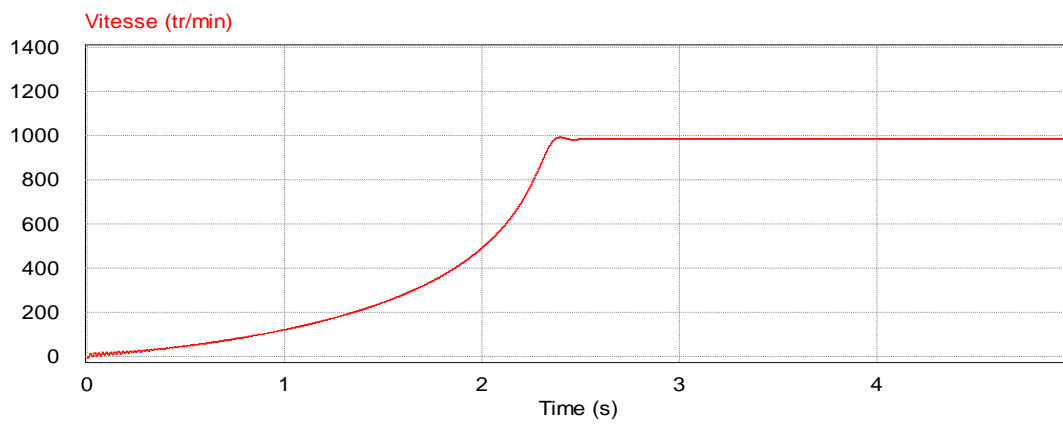
❖ Pour  $m=15$  ( $F_p=750$  HZ)



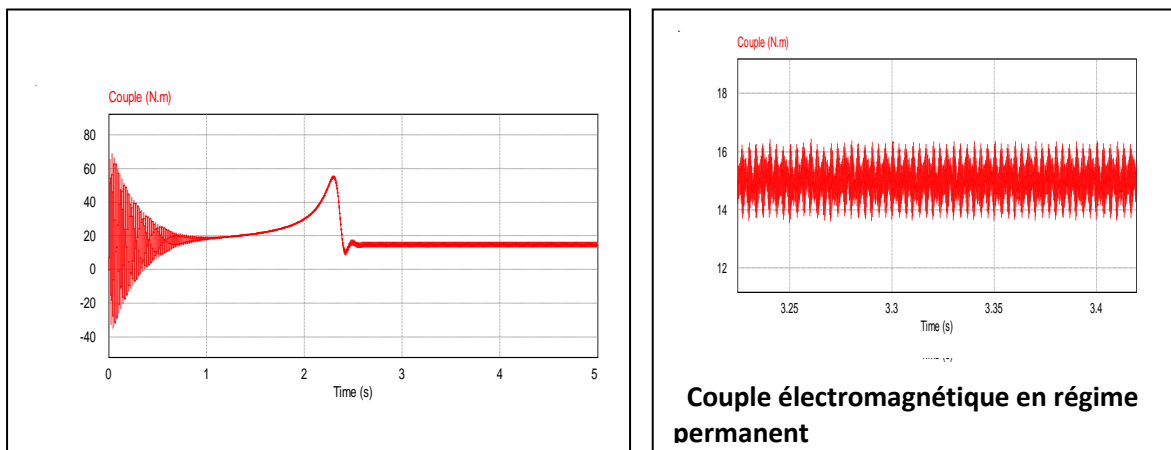
**Figure V.28** Evolution du courant statorique  $i_a$  de la machine asynchrone.



**Figure V.29** Evolution du spectre d'harmonique de courant  $i_a$  de la machine.

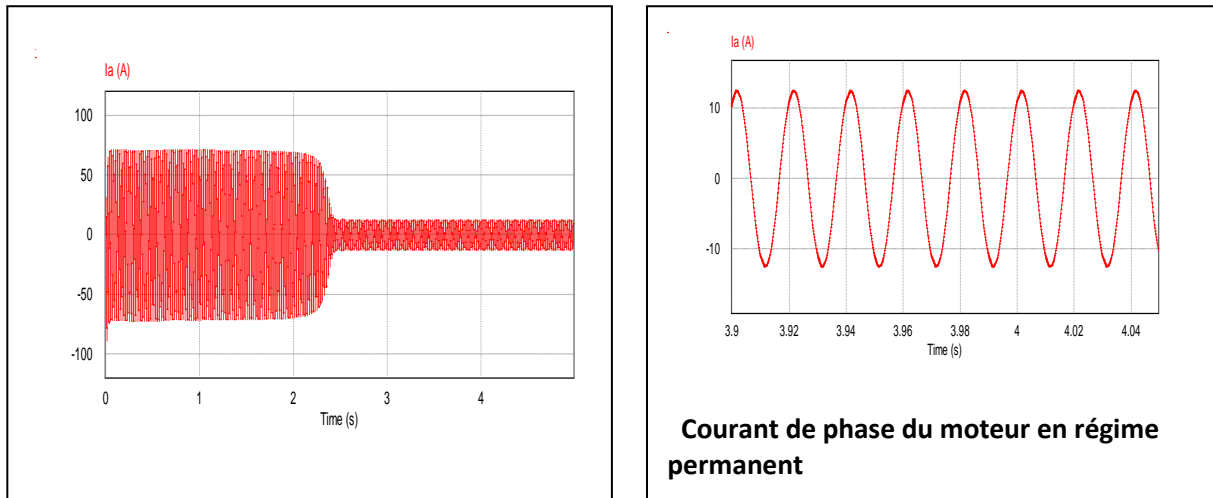


**Figure V.30** Evolution de la vitesse de rotation de la machine asynchrone.

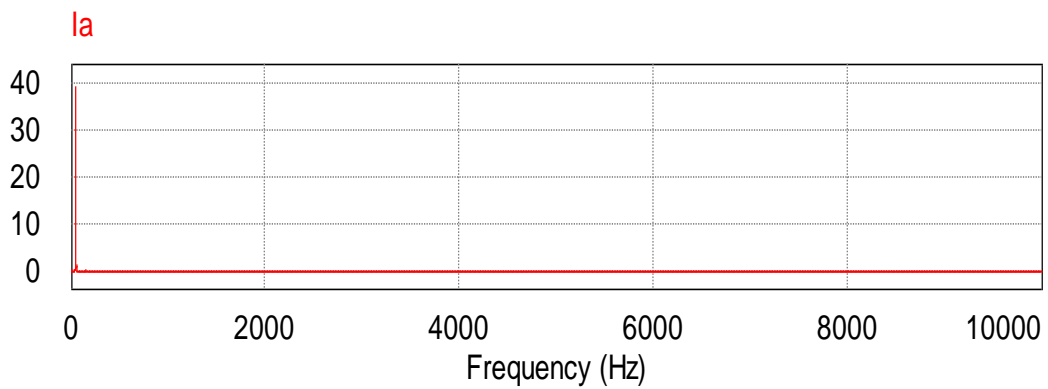


**Figure V.31** Evolution du couple électromagnétique développé par la machine asynchrone

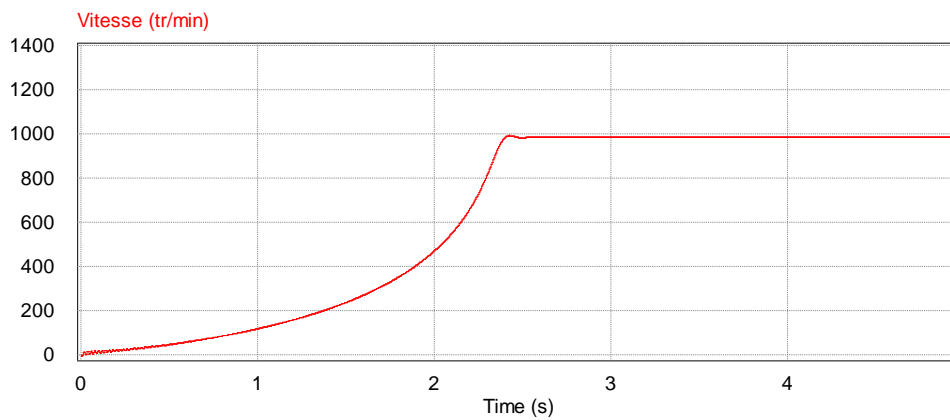
❖ Pour  $m=30$  ( $F_p= 1500$  HZ)



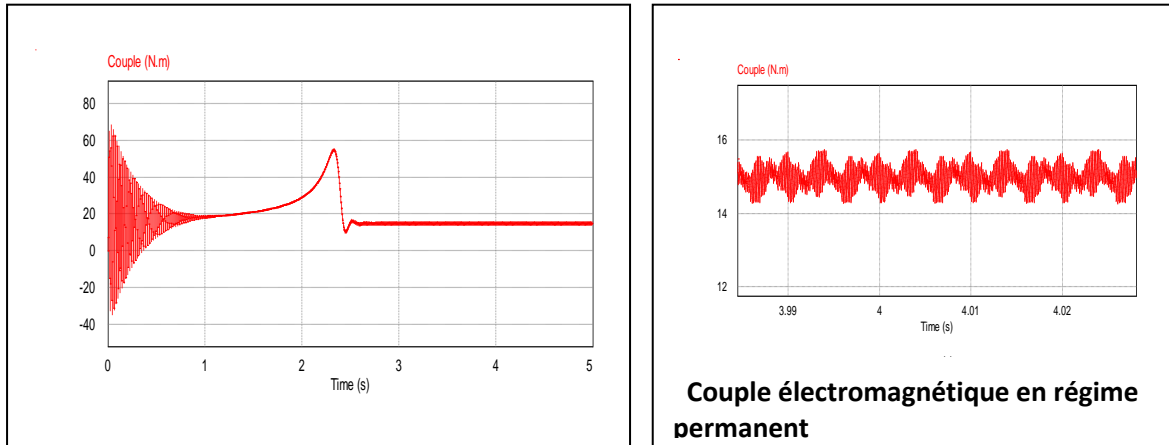
**Figure V.32** Evolution du courant statorique  $i_a$  de la machine asynchrone.



**Figure V.33** Evolution du spectre d'harmonique de courant  $i_a$  de la machine.



**Figure V.34** Evolution de la vitesse de rotation de la machine asynchrone.



**Figure V.35** Evolution du couple électromagnétique développé par la machine asynchrone

### V.4.3 Interprétations des résultats

D'après les figures ci-dessus, nous constatons que :

➤ **Le courant statorique**

En régime transitoire, le courant statorique atteint des valeurs très grandes environs quatre ou cinq fois par rapport au courant nominal.

En régime permanent, le courant statorique varie selon une allure qui est très proche de la sinusoïde et la durée de régime transitoire diminue.

Lorsque l'augmentation de l'indice de modulation « m » le courant statorique se rapproche à la forme sinusoïdale et permet de pousser les harmoniques vers des fréquences élevées

➤ **Le couple électromécanique**

En régime transitoire, le couple électromécanique atteint des valeurs très importantes.

En régime permanent, le couple électromécanique oscille autour de sa valeur moyenne.

➤ **La vitesse**

La vitesse de rotation atteint sa valeur permanente qui correspond à sa valeur nominale (N = 980 tr/min).

## **Conclusion**

Dans ce dernier chapitre nous avons présenté la modélisation de la machine asynchrone, et effectué la simulation de cette machine alimentée par une source de tension sinusoïdale triphasée et équilibrée puis nous avons associé entre l'onduleur cinq niveaux et la machine asynchrone triphasé. Cette opération donne presque les mêmes résultats que nous avons obtenus dans la première partie (simulation de la machine alimentée par le réseau). Nous remarquons que l'augmentation du l'indice de modulation ( $m$ ) permet d'améliorer le processus transitoire du moteur asynchrone et de réduire les oscillations du couple électromagnétique soit au démarrage (régime transitoire) ou après (régime permanent) et aussi la forme du courant statorique qui est proche à la sinusoïdal. En même temps cette augmentation du l'indice de modulation ( $m$ ) permet de diminuer les vibrations permanentes de la vitesse rotorique

# Conclusion générale

Actuellement, les moteurs asynchrones sont souvent associés à un démarreur électronique ou à un variateur de vitesse assurant en plus de la variation de vitesse, la tâche du démarrage, freinage, variation de sens de rotation...etc.

Parmi les convertisseurs de fréquence utilisés pour la variation de la vitesse des moteurs asynchrones, nous avons choisi le montage redresseur-onduleur de tension à M.L.I, car c'est une technologie de référence pour toutes les applications industrielles de faible et moyenne puissance.

Dans notre cas, nous avons choisi le variateur de vitesse ATV61WD22N4C qui est adapté à notre système, en gardant la même puissance que l'ancien variateur (22kW) avec un indice de protection plus élevé.

Pour pouvoir dimensionner les éléments constituant notre variateur de vitesse, nous avons calculé les paramètres de sortie et d'entrée des trois parties qui constituent le convertisseur, ce qui nous a permis de choisir nos composants afin de les utiliser dans la simulation

Nous avons fait la simulation à l'aide du logiciel PSIM des trois parties qui constituent notre variateur de vitesse et aussi l'étude de l'onduleur à cinq niveaux de tension triphasée et son principe de fonctionnement et sa commande avec la stratégie de commande MLI triangulo-sinusoïdal.

D'après les simulations effectuées avec cette loi de commande, on vérifie qu'il y a des améliorations considérables quand on augmente l'indice de modulation ( $m$ ). Ces améliorations sont visibles sur les formes d'onde de la tension de phase et la tension composée et les harmoniques sont poussées vers des fréquences plus élevées ce qui facilite leur filtrage

Nous avons présenté la modélisation de la machine asynchrone et effectué la simulation de cette machine alimentée par une source de tension sinusoïdale triphasée et équilibrée puis nous avons associé entre l'onduleur cinq niveaux et la machine asynchrone triphasée. Cette opération donne presque les mêmes résultats que nous avons obtenus dans la première partie (simulation de la machine alimentée par le réseau). Nous remarquons que l'augmentation de l'indice de modulation ( $m$ ) permet d'améliorer le processus transitoire du moteur asynchrone et de réduire

les oscillations du couple électromagnétique soit au démarrage (régime transitoire) ou après (régime permanent) et aussi la forme du courant statorique qui est proche à la sinusoïdal. En même temps cette augmentation du l'indice de modulation ( $m$ ) permet de diminuer les vibrations permanentes de la vitesse rotorique

# Bibliographie

- [1] Philippe Ladoux Variation de vitesse des machines à courant alternatif
- [2] HENRI POINCARRE Modélisation et commande de machine asynchrone (cours de l'université de NANCY 1994)
- [3] S. Chemouri, K. Azzouz, "Contribution à L'étude du Comportement de la Machine Asynchrone Double Alimentation « MADA » Commandée par un Onduleur de Tension MLI ", Mémoire d'ingénieur, Université Med Boudiaf M'Sila, 2005.
- [4] " Les Machines Asynchrones "site d'internet " de [http:// fr.wikipedia-org / wiki / Machine Asynchrone "](http://fr.wikipedia.org/wiki/Machine_Asynchrone).
- [5]P. Lebrun, " Machine Asynchrone ", Polycopies de lycée Louis Armand, 173Bd de Strasbourg, 94736 NOGENT sur Marne, (Florence.vadee @ wanaadoo.fr).
- [6] M.Kostenko, L.Piotrovski, " Machine Electrique ", Tome 2, Edition Mir Moscou, 1969
- [7] K. Khalfaoui, S. Harrache, "Etude et Analyse des Procédés de Démarrage des Moteurs Asynchrones Triphasés ", Mémoire d'ingénieur, Université Med Boudiaf M'Sila, 2006.
- [8] Y.MOREL Le moteur asynchrone triphasé Milan-Italie 1995.
- [9] WILDI SYBILLE Electrotechnique 4ème édition 2000
- [10] M. Sbaa Cours machine électrique 4ème année (université de boumerdes)
- [11] Philippe LE BRUN Variation de vitesse des machines asynchrones Lycée Louis ARMAND 173 Bd de Strasbourg 94736 NOGENT sur Marne
- [12] I HABI Cours d'électronique de puissance (université de boumerdes)
- [13] Technique de l'ingénieur (traite Génie électrique). D.3641.
- [14] G.SEGUIER Electronique de puissance (EDITION DUNOD) 1980
- [15] Catalogue de choix de variateur de vitesse TELEMECANIQUE(ALTIVAR)
- [16] Catalogue des semi-conducteurs STMicroelectronics/ IGBT-Transistors
- [17] Texas Instruments Transistor and Diode Databook 1st ed 1973
- [18] Yousfi Massinissa et Bouhenaf Zidane « commande directe de couple de la machine synchrone à double étoile école nationale polytechnique ENP Elharrach»
- [19] Mermoul walid, Memoir fin d'étude Master 2 , Commande et modélisation des onduleurs multi-niveaux à structure parallèle, application à la conduite d'une machine électrique 2015
- [20] Initiation a PSIM [http// WWW.powerys.fr](http://WWW.powerys.fr)
- [21] Philippe LE BRUN (Commande par la stratégie d'élimination d'harmoniques d'un onduleur multiniveaux asymétrique à structure cascade 2013 )
- [22] G .Grellet and ellerc «actionneur électrique principe » edition eyrolles Paris 1997
- [23] Chouiter D.R. « Conception et réalisation d'une commande robuste de machine asynchrone ». Thèse CEGELY, Lyon, Ecole Centrale de Lyon, 1997.
- [24] Canudas de wit C. « Commande des moteurs asynchrones 1, Modélisation contrôle vectoriel et DTC ». Paris, Hermès Science Publications, 2000.
- [25] Patrick B RUUEET LTEG Henni BRISSON Introduction à la commande vectorielle des machines asynchrone
- [26] Abdessemed R. Kadjoudj M. Cours « Modélisation des machines électriques ». Université de Batna 1997

# Annexe

## INITIATION A PSIM

Comme nous avons vu dans le quatrième chapitre le logiciel utilisé pour réaliser ce chapitre est PSIM nous avons donné un aperçu d'utilisation de ce logiciel  
Pour illustrer cette initiation, nous choisissons le thème du redressement non commandé.

### Saisie de schéma et paramétrage.

Lancer PSIM puis choisir « *file /new*», ou « *ctrl+o* »

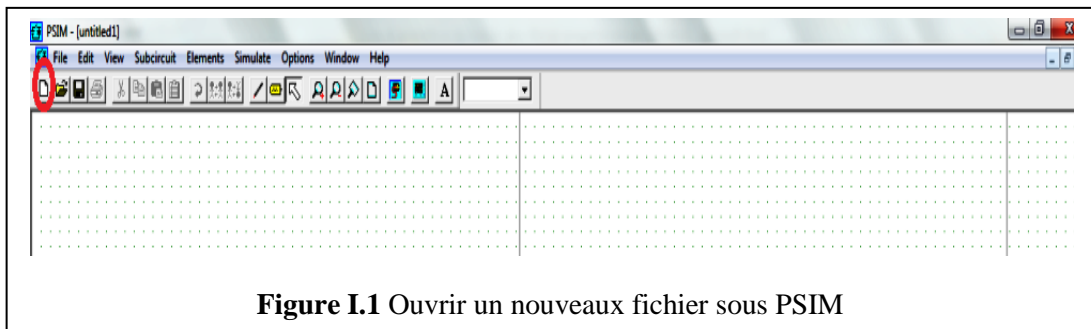


Figure I.1 Ouvrir un nouveaux fichier sous PSIM

### Choix des composants (par exemple une diode)

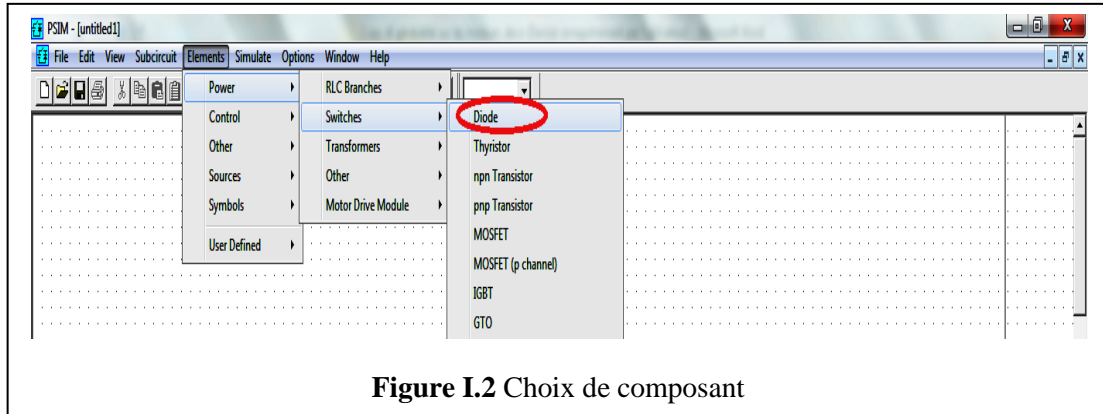


Figure I.2 Choix de composant

### Placement du composant :

(Rotation de 90° par clic droit ; chaque clic gauche place un composant ; sortie par appui sur « Echap »)

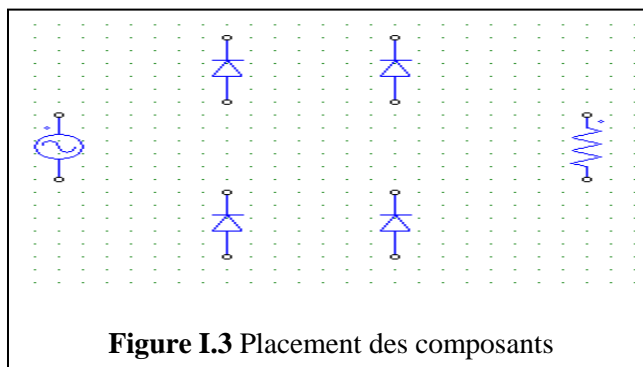


Figure I.3 Placement des composants

Le générateur sinusoïdal et la résistance peuvent être pris directement sur la barre d'outils du bas de la fenêtre.

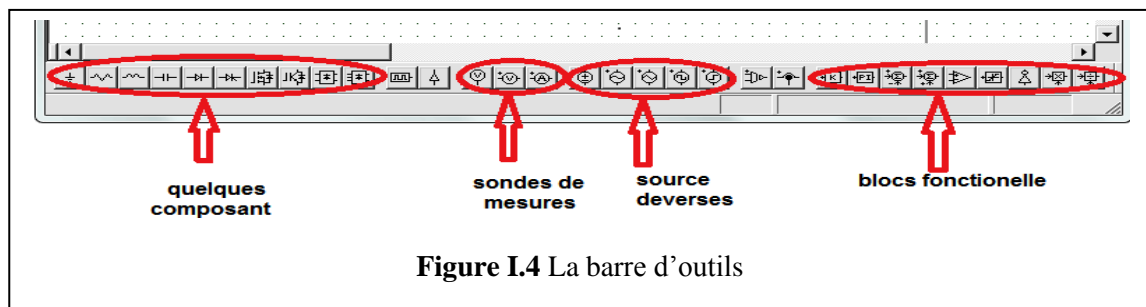


Figure I.4 La barre d'outils

### Tracement des liaisons :

«edit / wire» ou bouton adéquat)

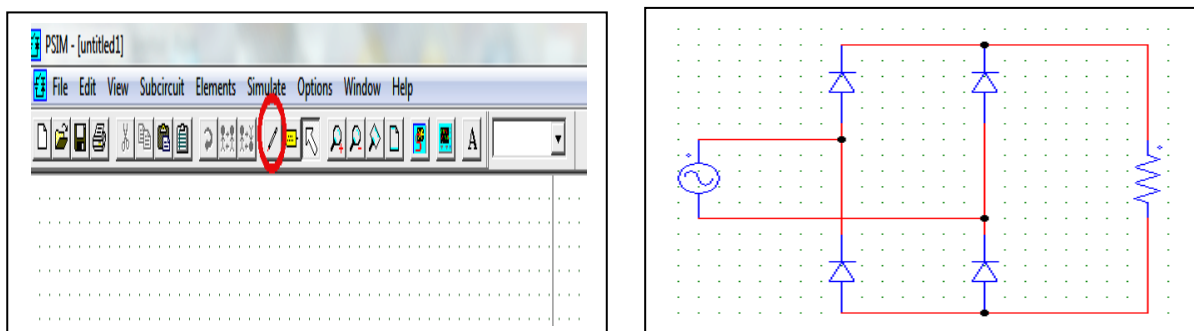


Figure I.5 Tracement de liaisons

Placer les sondes de mesure pour les grandeurs que l'on besoinsa d'afficher dans le SIMVIEW

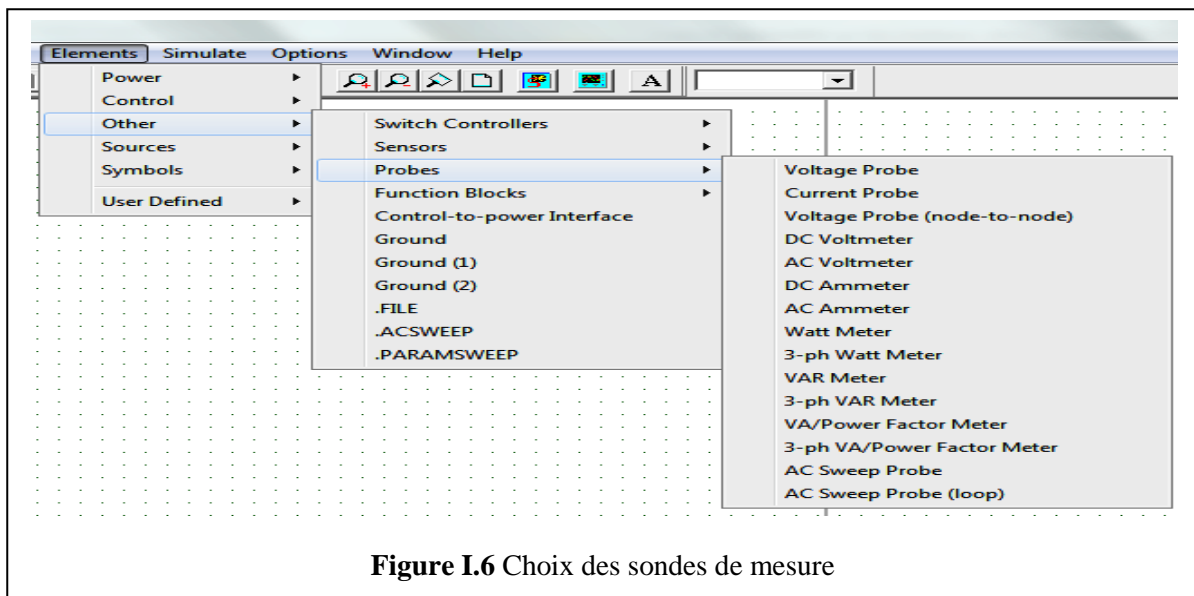
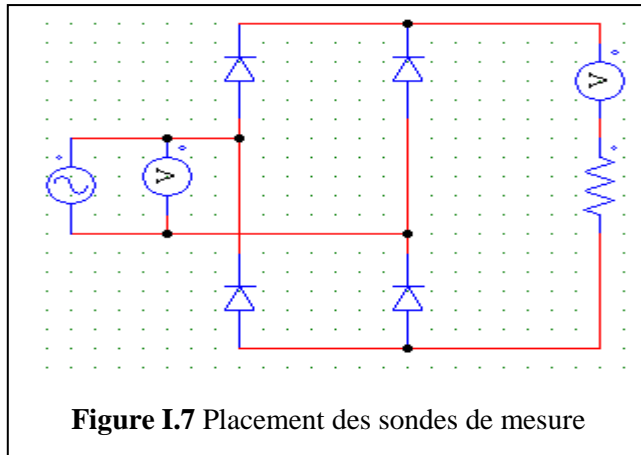


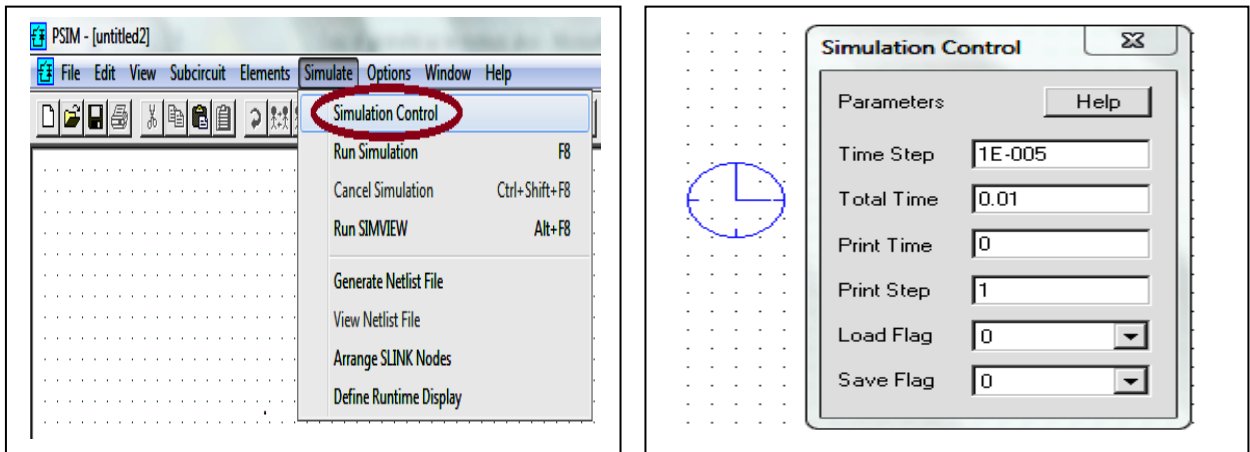
Figure I.6 Choix des sondes de mesure

Ou bien les choisir directement en bas de l'écran



## Paramètres de la simulation

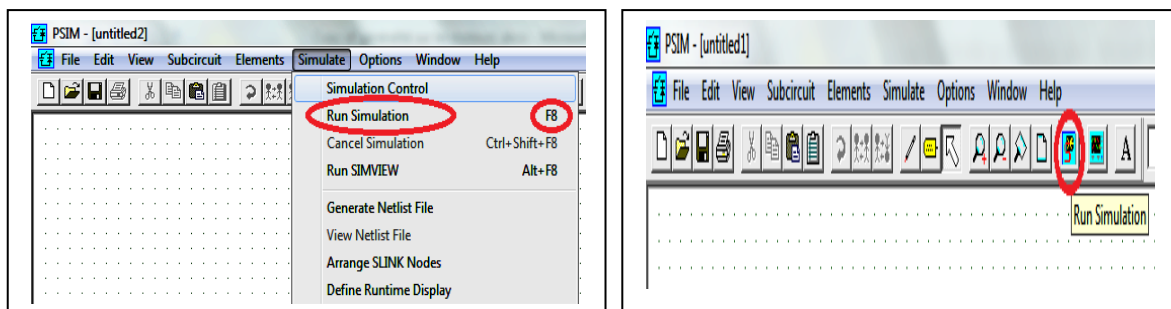
Ouvrir la boîte de dialogue du contrôle de simulation : «*simulate / simulate contrôle*»



**Figure I.8** Choix du temps de simulation

## Lancement de la simulation

On lance la simulation par «*simulate / run simulation*», ou par appui sur F8, ou par appui sur le Botton adéquat.



**Figure I.9** Lancement de la simulation

## Paramètres de la machine utilisée

C'est une machine asynchrone triphasée à cage d'écureuil

Puissance  $P_n = 22 \text{ kW}$

Tension nominale  $V_n = 220 \text{ V}$

Rendement nominal  $\eta_n = 0.78$

Facteur de puissance nominal  $\cos\varphi = 0.88$

Vitesse nominale  $N_n = 980 \text{ tr/mn}$

Courant nominal  $I_n = 43 \text{ A}$

Fréquence nominale  $f_n = 50 \text{ Hz}$

Résistance statorique  $R_s = 0.4 \Omega$

Résistance rotorique  $R_r = 0.28 \Omega$

Inductance cyclique stator  $L_s = 0 \text{ H}$

Inductance cyclique rotor  $L_r = 5.5 \text{ mH}$

Inductance mutuelle cyclique  $m = 50 \text{ mH}$

Nombre de paires de pôles  $P = 3$

Moment d'inertie  $T_r = 0.19 \text{ Kg.m}^2$