



الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية
République Algérienne Démocratique Et Populaire
وزارة التعليم العالي والبحث العلمي
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique
جامعة العربي التبسي - تبسة
Université Larbi Tebessi - Tébessa
معهد المناجم
Institut des Mines
قسم الإلكتروميكانيك
Département Electromécanique



MEMOIRE

Présenté en vue de l'obtention d'un diplôme de Master

Filière : Génie Minier

Option : Electromécanique Minière

Commande en V/f en Boucle Ouverte des Machines Electriques Basée sur les Variateurs de Vitesse

Par

BOURGHIDA Mama et MEZAOULI Abdelkader

Devant le jury :

| | | | |
|---------------------------|-----|-----------|----------------------------------|
| Mr. KARA Mohamed | Pr | Président | Université Larbi Tebessi-Tébessa |
| Mr. ZAAMOUCHE Fares | MCB | Encadreur | Université Larbi Tebessi-Tébessa |
| Mr. SOUDANI Mohamed Salah | MAA | Examineur | Université Larbi Tebessi-Tébessa |

Promotion 2019-2020

بِسْمِ اللَّهِ الرَّحْمَنِ الرَّحِيمِ
1438



Remerciements

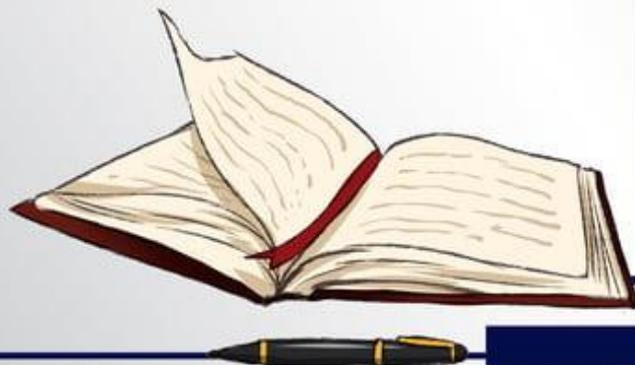
A cette occasion, on remercie le bon dieu tout puissant qui nous a donné la santé, le courage, la volonté et la patience pour réaliser ce mémoire.

Nos sincères remerciements vont à notre promoteur **Mr. ZAAMOUC H Fares** d'avoir proposé et dirigé ce travail, pour son aide, ses conseils, son orientation et son intérêt qu'il n'a cessé de nous l'apporter.

De même, nos sincères remerciements aux membres de jury, pour l'intérêt qu'ils ont manifestés à ce travail en acceptant de le juger.

Nous tenons à remercier l'ensemble de nos enseignants et collègues de notre promotion de génie Minier.

En fin on remercie tous ceux qui ont contribué de près ou de loin et qui nous encouragé pendant la réalisation de ce travail.





Dédicaces

Au nom de Dieu le Miséricordieux

Je dédie ce travail à :

A mes parents : **HABIB ET ABBASIA**

Grâce à leurs tendres encouragements et leurs grands sacrifices, ils ont pu créer le climat affectueux et propice à la poursuite de mes études.

Aucune dédicace ne pourrait exprimer mon respect, ma considération et mes profonds sentiments envers eux.

Je prie le bon Dieu de les bénir, de veiller sur eux, en espérant qu'ils seront toujours fiers de moi.

A Mes sœurs : seyouf, sarah randa, oumeima

A mon encadreur : **ZAAMOUCHE Fares**

A l'ingénieur : **KROUR Abdelkader**

A mon fiancé : **MOUSSI Walid**

Et tout la famille **BOURGHIDA** et **MOUSSI**

Mes précieux amis (es) : farouk, , Rihab, Roeya, sara, bouchra, samira, oumeima, hadjou, fouzia, batoule, mbarka, zineb, nadjet, Houda.

A toute la promotion génie minier 2019/2020.

Mama Chaimaa





Dédicaces

Au nom de Dieu le Miséricordieux

Je dédie mon travail à mon père, ma mère et mes
frères qui ont fait des sacrifices et crus en moi tout
au long de mon parcours scolaire.

Je vous remercie

Abdelkader



RÉSUMÉ

Ce mémoire représente un travail de fin d'étude pour l'obtention du diplôme de master en électromécanique minière sous le thème : « Commande en V/f en boucle ouverte des machines électriques basée sur les variateurs de vitesse ».

Le travail a été repartitionné selon quatre chapitres dont le premier chapitre se base sur la modélisation et simulation de la machine asynchrone sous MATLAB-SIMULINK. En deuxième lieu on a présenté une étude sur les différentes parties d'un variateur de vitesse (redresseur/filtre /onduleur), ainsi que la technique de commande MLI. En troisième lieu, on a présenté la modélisation et la simulation du système onduleur triphasé à MLI-machine asynchrone. En quatrième lieu, dans le chapitre quatre, afin de réaliser la commande scalaire, on a expliqué son principe, et sa modélisation ainsi que sa simulations sous MATLAB-SIMULINK en boucle ouverte.

Mots clés: Machines asynchrones, variation de vitesse, onduleur à MLI, association machine convertisseur, commande scalaire, commande en boucle ouverte.

الملخص

تمثل هذه الأطروحة عمل نهاية الدراسة من أجل الحصول على درجة الماستر في الإلكتروميكانيك المنجمية تحت عنوان: "التحكم بواسطة V/f في الآلات الكهربائية بحلقة مفتوحة بناءً على مغيرات السرعة". تم تقسيم العمل إلى أربعة فصول ، الفصل الأول منها يعتمد على نمذجة ومحاكاة الآلة الغير المتزامنة بواسطة الماطلاب/سيميلينك. ثانيًا، تم تقديم دراسة على الأجزاء المختلفة لمغير السرعة (موحد / مرشح / عاكس)، بالإضافة إلى تقنية التحكم في تعديل عرض النبضة. ثالثًا ، قدمنا نمذجة ومحاكاة نظام العاكس ثلاثي الطور باستخدام تعديل عرض النبضة في التحكم في الآلة الغير المتزامنة. رابعًا ، في الفصل الرابع ، من أجل تنفيذ التحكم العددي ، قمنا بشرح مبداه ونموذجه بالإضافة إلى عمليات المحاكاة الخاصة به بواسطة الماطلاب/سيميلينك بحلقة مفتوحة. **الكلمات المفتاحية:** الآلات غير المتزامنة ، تغير السرعة ، عاكس بتعديل عرض النبضة ، رابطة بين الآلة و المحول ، التحكم العددي ، التحكم بحلقة مفتوحة.

ABSTRACT

This study represents a final thesis for obtaining the master's degree in electromechanical mining titled under: «Open loop V/f control of electric machines based on variable speed drives ».

This work was divided into four chapters, the first chapter, is based on the modeling and simulation of the asynchronous machine under MATLAB-SIMULINK. In the second chapter, a study was presented on the different parts of a variable speed drive (rectifier/filter/inverter), as well as the PWM control technique. Whereas, the third chapter presented the modeling and simulation of the three-phase inverter PWM – asynchronous machine system. The final chapter was presented in order to carry out the scalar control; one explained its principle, and its modelization as well as its simulations under MATLAB-SIMULINK in open loop.

Key words: Asynchronous machine, Speed variation, PWM inverter, Converter-machine association, Scalar control, Open loop control.

Sommaire

Sommaire

Remerciement

Dédicace

Résumé

Introduction générale01

Chapitre I : Etude générale de la machine asynchrone triphasée

I.1 Introduction03

I.2 Construction de la machine03

I.2.1 Présentation03

I.2.2 Schéma principale.....04

I.2.3 Constitution04

I.2.4 Principe de fonctionnement..... 06

I.2.5 Plaque signalétique08

I.2.6 Plaques a bornes.....08

I.2.7 Couplage.....09

I.2.8 Caractéristique d'un moteur asynchrone triphasée.....10

I.3 Modélisation de la machine asynchrone.....11

I.3.1 Hypothèses simplificatrices.....11

I.3.2 Description.....11

I.3.3 Équations électriques et magnétiques.....12

I.3.3.1 Équations des tensions.....12

I.3.3.2 Équations du Flux.....12

I.3.4 Transformation de PARK.....13

I.3.4.1 Équation des tensions14

I.3.4.2 Équation des flux.....14

I.3.5 Choix du référentiel (d,q)14

| | |
|---|-----------|
| I.3.5.1 Cas d'un référentiel lié au stator..... | 15 |
| I.3.5.2 Cas d'un référentiel lié au rotor..... | 15 |
| I.3.5.3 Cas d'un référentiel lié au champ tournant..... | 16 |
| I.3.6 Calcul du couple électromagnétique de machine asynchrone (MAS)..... | 16 |
| I.3.7 Équations mécaniques..... | 17 |
| I.3.8 Le modèle de la machine en représentation d'état | 18 |
| I.4 Simulation de la machine asynchrone..... | 21 |
| I.4.1 Résultats de simulation et interprétation..... | 22 |
| I.4.1.1 Simulation de la machine asynchrone à vide..... | 22 |
| I.4.1.2 Simulation de la machine asynchrone en charge..... | 23 |
| I.5. Conclusion | 25 |

Chapitre II : Structure générale d'un variateur de vitesse

| | |
|--|-----------|
| II.1. Introduction | 26 |
| II.2 Différents types de convertisseurs statiques | 26 |
| II.3 Utilisation des convertisseurs statiques | 27 |
| II.4 Conception d'un variateur de vitesse | 27 |
| II.5 Conception d'un redresseur triphasé | 28 |
| II.5.1 Redresseurs non commandés en pont..... | 28 |
| II.5.1.1 Principe de fonctionnement | 29 |
| II.5.1.2 Etude des tensions | 30 |
| II.5.1.3 Etude des courants | 31 |
| II.5.2 Redresseurs commandés en pont..... | 31 |
| II.5.2.1 Principe de fonctionnement..... | 31 |
| II.5.2.2 Etude des tensions | 33 |
| II.5.2.3 Etude des courants..... | 33 |
| II.6 Filtre LC..... | 33 |

| | |
|--|----|
| II.7 Les Onduleurs triphasés | 35 |
| II.7.1. Conception de l'onduleur..... | 35 |
| II.7.2. Classification des onduleurs..... | 35 |
| II.7.3. Principe de fonctionnement | 36 |
| II.7.4. Modulation de largeur d'impulsions « MLI » | 39 |
| II.8. Conclusion | 40 |

Chapitre III : Association convertisseur-machine asynchrone

| | |
|---|----|
| III.1 Introduction | 41 |
| III.2 Association Onduleur-Machine Asynchrone | 41 |
| III.2.1 Convertisseur réversible..... | 42 |
| III.2.2 Modes de freinage..... | 43 |
| III.3 Modélisation | 44 |
| III.3.1 Tension d'axes "d" et "q"..... | 44 |
| III.3.2 Détermination des courants d'axes "d" et "q"..... | 45 |
| III.3.3 Détermination des courants de phases..... | 47 |
| III.4 Simulation de l'onduleur triphasé commandé en 180° | 47 |
| III.4.1 Résultats..... | 48 |
| III.4.2 Interprétations | 50 |
| III.5 Simulation de l'onduleur triphasé commandé en MLI | 51 |
| III.5.1 Variation du rapport de réglage M..... | 51 |
| III.5.2 Variation de la fréquence du porteuse f_c | 55 |
| III.6 Conclusion | 57 |

| | |
|---|----|
| Chapitre IV : La commande scalaire appliquée à la machine asynchrone | |
| IV.1 Introduction | 58 |
| IV.2 Généralité sur la commande scalaire | 58 |
| IV.3 Commande de la machine asynchrone | 58 |
| IV.3.1 Commande scalaire | 59 |
| IV.3.2 Principe de la commande scalaire | 59 |
| IV.4 Principe de la commande en boucle ouverte | 59 |
| IV.4.1 Expression du couple..... | 60 |
| IV.4.2 Commande en vitesse..... | 60 |
| IV.5 Contrôle en v/f de la machine asynchrone | 61 |
| IV.6 Simulation de la commande scalaire de la MAS | 62 |
| IV.7 Simulation sous MATLAB/SIMULINK sans onduleur | 63 |
| IV.7.1 Interprétation des résultats | 65 |
| IV.8 Commande scalaire de la machine avec onduleur à MLI | 66 |
| IV.8.1 Fonctionnement en régime nominal sans variation de la vitesse | 66 |
| IV.8.2 Fonctionnement avec des vitesses variables..... | 67 |
| IV.9 Conclusion | 73 |
| | |
| Conclusion générale | 74 |
| | |
| Liste des figures | |
| | |
| Liste des tableaux | |
| | |
| Notation | |
| | |
| Bibliographie | |

Liste des figure

| figures | Titres | pages |
|---------------------|--|--------------|
| Chapitre I | | |
| Figure I.1 | moteur asynchrone à cage d'écureuil (coupe partielle) | 03 |
| Figure I.2 | Symbole de la MAS alimentée par une source de tensions triphasées | 04 |
| Figure I.3 | Bilan des puissances | 04 |
| Figure I.4 | Moteur asynchrone à rotor à cage | 05 |
| Figure I.5 | champ magnétique produit par des tensions alternatives | 06 |
| Figure I.6 | représentation triphasée équilibre | 07 |
| Figure I.7 | Plaque signalétique d'un moteur asynchrone triphasé | 08 |
| Figure I.8 | Plaques a bornes | 09 |
| Figure I.9 | Tensions liés au type du couplage | 09 |
| Figure I.10 | Positionnement des barrettes (étoile-triangle) | 10 |
| Figure I.11 | Caractéristiques d'un moteur asynchrone triphasé | 10 |
| Figure I.12 | Représentation schématique d'une machine asynchrone triphasé | 11 |
| Figure I.13 | Schéma des référentiels | 13 |
| Figure I.14 | Bloc de simulation de la machine asynchrone alimentée en tension | 21 |
| Figure I.15 | Grandeurs de la machine à vide | 23 |
| Figure I.16 | Grandeurs pour la machine en charge | 24 |
| Chapitre II | | |
| Figure II.1 | Différents types de convertisseurs statiques | 27 |
| Figure II.2 | Schéma synoptique d'un variateur de vitesse | 28 |
| Figure II.3 | Schéma du montage | 29 |
| Figure II.4 | Chronogramme des tensions et du courant | 30 |
| Figure II.5 | Schéma du montage | 31 |
| Figure II.6 | Chronogramme des tensions | 32 |
| Figure II.7 | Filtre LC | 34 |
| Figure II.8 | Onduleur triphasé | 35 |
| Figure II.9 | Chronogramme des tensions à la sortie de l'onduleur triphasé | 38 |
| Figure II.10 | Le signal de la MLI sinusoïdale | 39 |
| Figure II.11 | La création des signaux des impulsions et des tensions | 40 |
| Chapitre III | | |
| Figure III.1 | Caractéristique mécanique de la MAS. | 41 |
| Figure III.2 | Schéma de l'association convertisseur- machine asynchrone | 42 |
| Figure III.3 | Convertisseur réversible | 42 |
| Figure III.4 | Variateur de vitesse utilisant un redresseur et un onduleur autonome à modulation de largeur d'impulsion avec (a) freinage résistive (b) freinage par récupération d'énergie | 44 |

| | | |
|--------------------|--|----|
| Figure III.5 | Schéma bloc de l'association onduleur/MAS triphasé | 48 |
| Figure III.6 | La tension simple à la sortie de l'onduleur et leur spectre d'harmoniques | 48 |
| Figure III.7 | Le courant statorique et leur spectre d'harmoniques | 49 |
| Figure III.8 | Le couple électromagnétique de la MAS | 49 |
| Figure III.9 | La vitesse de rotation de la MAS | 50 |
| Figure III.10 | a) MLI pour $M=0.2$ et $f_m = 50$ Hz. b) La tension simple à la sortie de l'onduleur. c) Spectre d'harmoniques de la tension | 51 |
| Figure III.11 | a) MLI pour $M=0.4$ et $f_m = 50$ Hz. b) La tension simple à la sortie de l'onduleur. c) Spectre d'harmoniques de la tension | 52 |
| Figure III.12 | a) MLI pour $M=0.6$ et $f_m = 50$ Hz. b) La tension simple à la sortie de l'onduleur. c) Spectre d'harmoniques de la tension | 52 |
| Figure III.13 | a) MLI pour $M=0.8$ et $f_m = 50$ Hz. b) La tension simple à la sortie de l'onduleur. c) Spectre d'harmoniques de la tension | 53 |
| Figure III.14 | a) MLI pour $M=1$ et $f_m = 50$ Hz. b) La tension simple à la sortie de l'onduleur. c) Spectre d'harmoniques de la tension | 53 |
| Figure III.15 | a) MLI pour $M=1.2$ et $f_m = 50$ Hz. b) La tension simple à la sortie de l'onduleur. c) Spectre d'harmoniques de la tension | 54 |
| Figure III.16 | a) MLI pour $M=1.4$ et $f_m = 50$ Hz. b) La tension simple à la sortie de l'onduleur. c) Spectre d'harmoniques de la tension | 54 |
| Figure III.17 | a) MLI pour $f_c=100$ Hz et $f_m = 50$ Hz. b) La tension simple à la sortie de l'onduleur. c) Spectre d'harmoniques de la tension | 55 |
| Figure III.18 | a) MLI pour $f_c=300$ Hz et $f_m = 50$ Hz. b) La tension simple à la sortie de l'onduleur. c) Spectre d'harmoniques de la tension | 56 |
| Figure III.19 | 19 a) MLI pour $f_c=500$ Hz et $f_m = 50$ Hz. b) La tension simple à la sortie de l'onduleur. c) Spectre d'harmoniques de la tension | 56 |
| Figure III.20 | a) MLI pour $f_c=700$ Hz et $f_m = 50$ Hz. b) La tension simple à la sortie de l'onduleur. c) Spectre d'harmoniques de la tension | 57 |
| Figure III.21 | a) MLI pour $f_c=3000$ Hz et $f_m = 50$ Hz. b) La tension simple à la sortie de l'onduleur. c) Spectre d'harmoniques de la tension | 57 |
| Chapitre IV | | |
| Figure IV.1 | Représentation de la commande en boucle ouverte | 59 |
| Figure IV.2 | Caractéristique couple vitesse | 61 |
| Figure IV.3 | Caractéristique V/f | 61 |
| Figure IV.4 | Commande scalaire avec le contrôle du rapport V/f . | 62 |
| Figure IV.5 | Modèle de la Commande Scalaire de la MAS par Matlab/Simulink. | 62 |

| | | |
|--------------|---|----|
| Figure IV.6 | Réseau de caractéristiques couple électromagnétique en fonction de la vitesse pour différentes fréquences | 64 |
| Figure IV.7 | Variation de la vitesse en fonction de la fréquence statorique | 64 |
| Figure IV.8 | Différentes grandeur de la machine en fonction de la fréquence statorique, (a) Tension du stator V_s , (b) Flux statorique | 65 |
| Figure IV.9 | Différentes grandeur de la machine en fonction du temps, a) Courant de phase a, b) Spectre d'harmoniques du courant, c) Couple électromagnétique, d) Vitesse de rotation. | 67 |
| Figure IV.10 | Variation de la fréquence d'alimentation | 68 |
| Figure IV.11 | Rapport de réglage de l'onduleur | 68 |
| Figure IV.12 | Tension simple à la sortie de l'onduleur | 68 |
| Figure IV.13 | Courant statorique de la machine. | 69 |
| Figure IV.14 | Couple électromagnétique de la machine pour un $C_r = 7 \text{ N.m}$ | 69 |
| Figure IV.15 | Vitesse de rotation de la machine | 69 |
| Figure IV.16 | Changement du sens de rotation de la vitesse | 72 |
| Figure IV.17 | Couple électromagnétique de la machine pour un $C_r = 7 \text{ N.m}$ avec un sens de rotation inversé. | 72 |

La liste des tableaux

| tableaux | Titres | pages |
|--------------------|---|--------------|
| Chapitre IV | | |
| Tableau IV.1 | Différentes grandeurs de la machine en fonction de la fréquence statorique. | 63 |

Introduction générale

Introduction générale

Avec le développement industriel, il est devenu une nécessité d'utiliser des machines électriques de puissance de plus en plus forte afin de développer les couples exigés par les différentes applications. Ces machines exigent une forte tension d'alimentation. Les machines électriques étant actuellement alimentées à travers des convertisseurs de puissance, ces derniers doivent être dimensionnés et commandés de manière à supporter des tensions d'alimentation élevées, de qualité convenable.

L'un des principaux éléments constitutifs des procédés industriels modernes est l'entraînement électrique à vitesse variable. Ce dernier, aussi présent sur les chaînes de production que dans les moyens de transport, se trouve généralement à des emplacements clés des processus industriels. A cet effet, son fonctionnement optimal et ces caractéristiques de réglage influent directement sur le coût et la qualité de la production. Dans ce contexte, les industries optent actuellement pour les ensembles convertisseurs statique-moteurs asynchrone triphasé, en raison, d'une part de leur robustesse et de leur faible coût, et d'autre part, de la disponibilité des convertisseurs statiques ayant des fréquences de commutations très élevées et des moyens de traitement de signal très sophistiqués. Ces technologies permettent l'implémentation des stratégies de commande assez complexes, et les performances de réglage sont similaires à celle obtenue par le moteur à courant continu.

Le contrôle de vitesse le plus simple, dit en "V sur f", permet de varier la vitesse de la machine sur une large plage. C'est un contrôle scalaire. Les équations de la machine qui permettent de calculer le couple et de prévoir les points de fonctionnement sont basées sur le modèle "régime permanent" de la machine.

L'Objectif du thème

L'objectif principal de ce travail, est l'évaluation, par une simulation numérique, des performances de la commande scalaire d'une machine asynchrone associée à un onduleur de tension à MLI.

Structure du mémoire

Le travail présenté dans ce mémoire est répartie comme suit :

- ❖ Le premier chapitre comprendra la construction et la modélisation de la machine asynchrone triphasée qui permettra d'établir le modèle mathématique de la machine étudiée, en utilisant la présentation des modèles sous forme de schéma-bloc. La simulation numérique permet la validation des modèles qui seront présentés.
- ❖ Dans le deuxième chapitre on étudiera différents types de convertisseurs statiques (redresseurs et onduleurs) et leurs utilisation, puis on étudiera aussi la conception d'un variateur de vitesse (les redresseurs triphasé ; filtre LC ; les onduleurs

triphase). Puis on procédera à l'étude de l'onduleur de tension piloté par la méthode de modulation de largeur d'impulsion (MLI).

- ❖ Le troisième chapitre est consacré à l'étude de l'onduleur associé au moteur asynchrone. On effectuera un rappel sur des différents modes de freinage, de la modélisation du système et la simulation de l'onduleur triphasé commandé en 180° .
- ❖ Le dernier chapitre nous abordons l'étude de la commande scalaire de la machine. Celle-ci a pour but de varier la vitesse de rotation, on agissant sur la fréquence et la tension d'alimentation et qui rend la machine facilement commandable. Les résultats de la simulation obtenus montrent l'efficacité du notre modèle, développé sous l'environnement MATLAB/SIMULINK, et le comportement de la machine en régime transitoire et permanent pour les différents essais (à vide et en charge).

En fin, une conclusion générale permet de faire ressortir l'intérêt de notre travail.

Chapitre I

Etude générale de la machine asynchrone triphasée

I.1. Introduction

Les moteurs asynchrones triphasés représentent plus de 80 % du parc moteur électrique. Ils sont utilisés pour transformer l'énergie électrique en énergie mécanique grâce à des phénomènes électromagnétiques. Le moteur asynchrone triphasé est largement utilisé dans l'industrie, sa simplicité de construction en fait un matériel très fiable et qui demande peu d'entretien. Il est constitué d'une partie fixe, le stator qui comporte le bobinage, et d'une partie rotative, le rotor qui a des nombreux type (. Les circuits magnétiques du rotor et du stator sont constitués d'un empilage de fines tôles métalliques pour éviter la circulation de courants de Foucault.

I.2. Construction de la machine

I.2.1 Présentation

Une machine asynchrone à cage est constituée de deux parties : le stator et le rotor. Le stator représente la partie statique de la machine, il est constitué d'un circuit magnétique comportant de multiples encoches à l'intérieur desquelles sont bobinés trois enroulements formant les enroulements statoriques. Au centre de ce cylindre, on trouve le rotor de la machine dont le circuit magnétique est composé des barres généralement en cuivre ou en aluminium coulé sous pression. Ces barres sont reliées entre-elles à chaque extrémité par un anneau de court-circuit. Notons que les barres sont légèrement inclinées pour éviter l'effet magnétique d'encoche dû à la forte variation de réluctance qui perturbe le couple. Cette inclinaison facilite également le démarrage et rend le fonctionnement plus silencieux. La cage est traversée par l'arbre mécanique qui sort de chaque côté. [1]

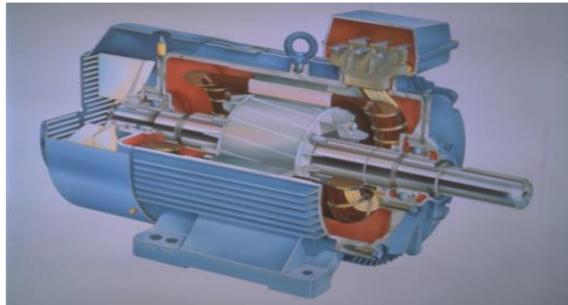


Figure I.1 moteur asynchrone à cage d'écureuil (coupe partielle) [1].

- ✓ L'inducteur est situé au stator, l'induit au rotor.
 - Le stator est identique à celui de la machine synchrone (bobinage triphasé qui crée un champ tournant).
 - Deux types de rotors : le rotor à cage d'écureuil et le rotor bobiné.
- ✓ Trois types de fonctionnement:
 - En moteur: utilisation la plus courante (machines-outils...),
 - En génératrice: éolienne,
 - et en frein: moteur frein.

Dans la suite, on s'intéressera au moteur asynchrone triphasé à cage d'écureuil.

I.2.2. Schéma principale

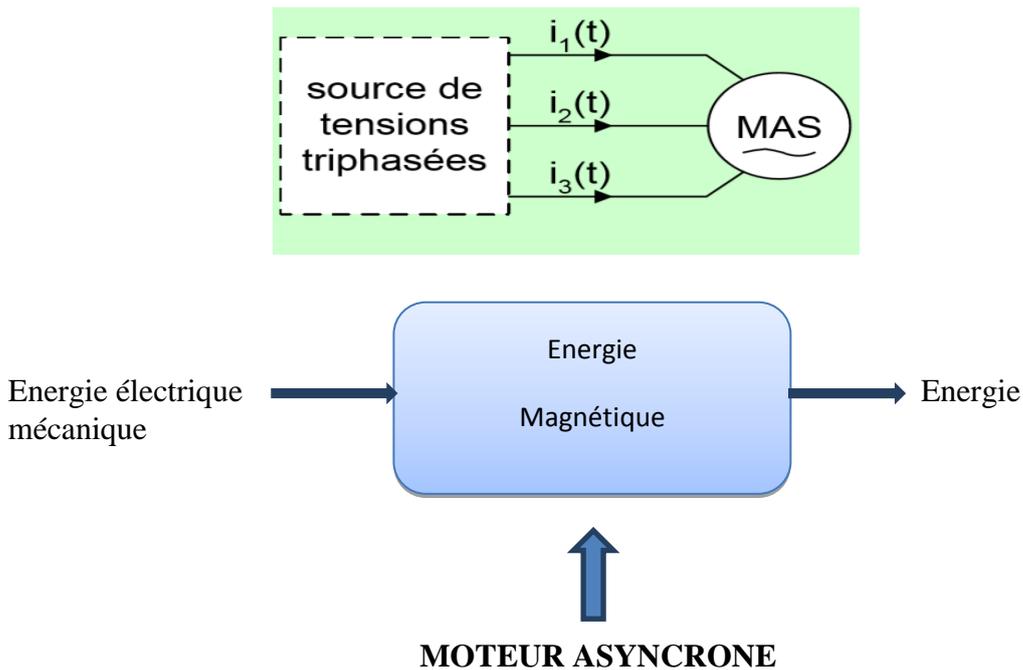


Figure I.2 Symbole de la MAS alimentée par une source de tensions triphasées [2].

I.2.3. Constitution

Le moteur asynchrone comprend deux parties distinctes:

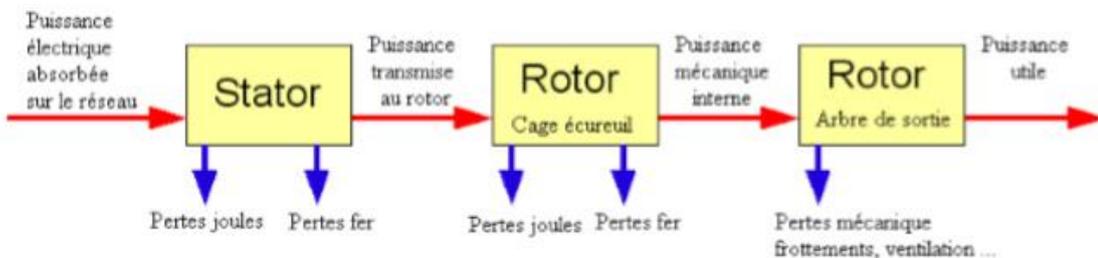


Figure I.3 Bilan des puissances [2].

Formules :

Puissance absorbée : $Pa = \sqrt{3} UI \cos \varphi$

Puissance utile : $Pu = Tu \cdot \Omega$

Rendement : $\eta = Pu/Pa$

Vitesse de synchronisme : $ns = f/p$ en (tr /sec) (f: fréquence en Hz, p: nombre de paires de pôles) Glissement : $g = (ns - n)/ns$

LE STATOR

C'est la partie fixe du moteur. Il est constitué d'une carcasse sur laquelle est fixée une couronne de tôles d'acier de qualité spéciale munies d'encoches. Des bobinages de section appropriée sont répartis dans ces dernières et forment un ensemble

d'enroulements qui comporte autant de circuits qu'il y a de phases sur le réseau d'alimentation

LE ROTOR

C'est la partie mobile du moteur. Il est placé à l'intérieur du stator et est constitué d'un empilage de tôles d'acier formant un cylindre claveté sur l'arbre du moteur. [5]
Parmi les types du rotor en court - circuit les plus usités on distingue:

- *Rotor à simple cage*

Dans des trous ou dans des encoches disposées vers l'extérieur du cylindre et parallèlement à son axe sont placés des conducteurs. A chaque extrémité, ceux-ci sont raccordés sur une couronne métallique. L'ensemble a l'aspect d'une cage d'écureuil.

- *Rotor à double cage*

Ce rotor comporte deux cages concentriques, l'une vers l'extérieur assez résistante, l'autre intérieure de résistance plus faible. Au début du démarrage, le flux étant à fréquence élevé, les courants induits s'opposent à sa pénétration dans la cage intérieure. Le couple produit par la cage extérieure résistante est important et l'appel de courant réduit. En fin de démarrage, la fréquence diminue dans le rotor, le passage du flux à travers la cage intérieure est plus facile le moteur se comporte alors sensiblement comme s'il était construit avec une seule cage peu résistante. [1]

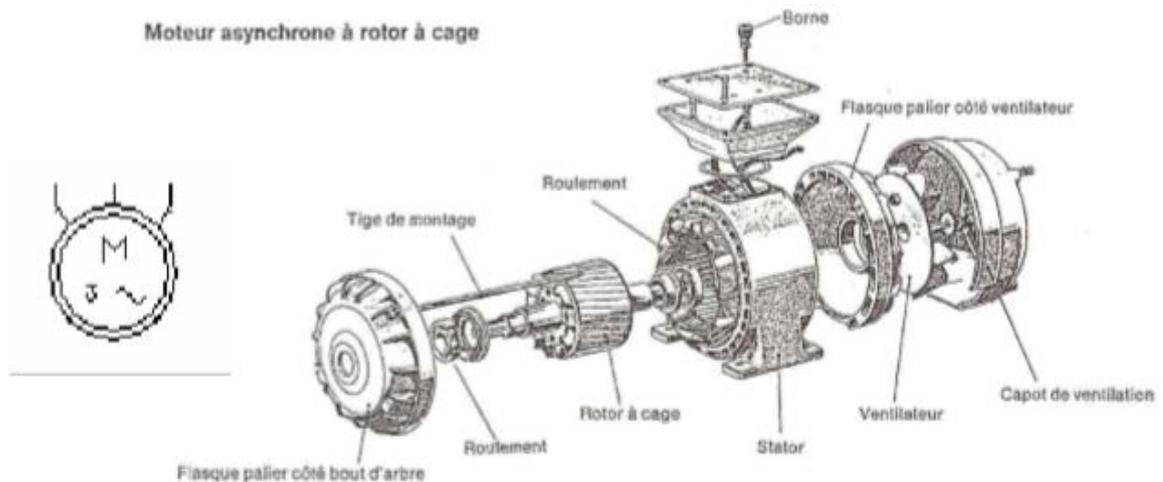


Figure I.4 Moteur asynchrone à rotor à cage [1].

I.2.4. Principe de fonctionnement

Le principe des moteurs à courants alternatifs réside dans l'utilisation d'un champ magnétique tournant produit par des tensions alternatives. La circulation d'un courant

dans une bobine crée un champ magnétique B . Ce champ est dans l'axe de la bobine, sa direction et son intensité sont fonction du courant I . C'est une grandeur vectorielle.

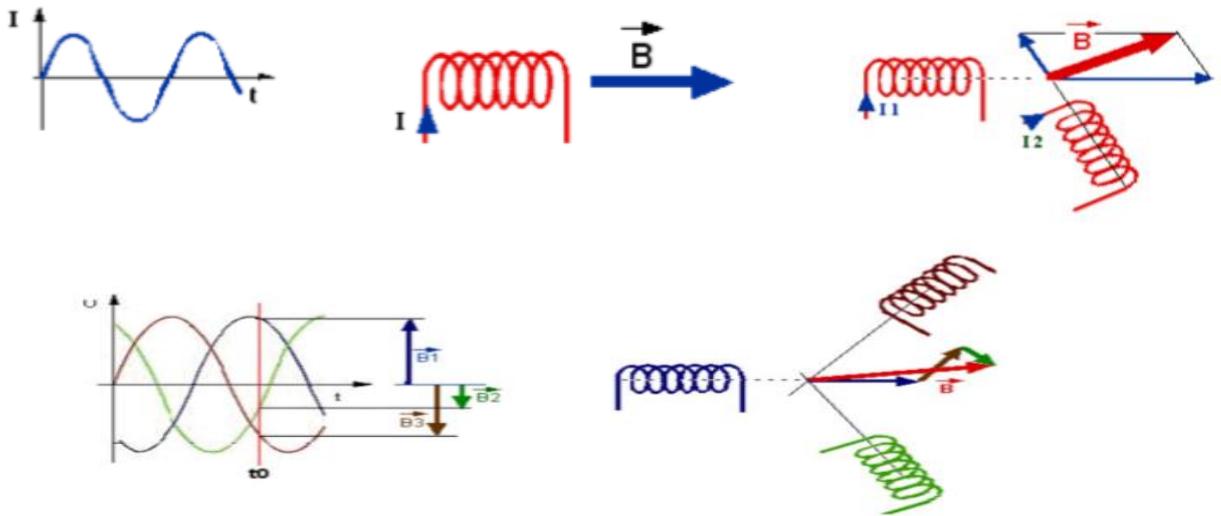


Figure I.5 champ magnétique produit par des tensions alternatives [3].

- Si le courant est alternatif, le champ magnétique varie en sens et en direction à la même fréquence que le courant.
- Si deux bobines sont placées à proximité l'une de l'autre, le champ magnétique résultant est la somme vectorielle des deux autres. Dans le cas du moteur triphasé, les trois bobines sont disposées dans le stator à 120° les unes des autres, trois champs magnétiques sont ainsi créés.
- Compte-tenu de la nature du courant sur le réseau triphasé, les trois champs sont déphasés (chacun à son tour passe par un maximum). Le champ magnétique résultant tourne à la même fréquence que le courant soit $50 \text{ tr/s} = 3000 \text{ tr/mn}$.
- Les 3 enroulements statoriques créent donc un champ magnétique tournant, sa fréquence de rotation est nommée fréquence de synchronisme. Si on place une boussole au centre, elle va tourner à cette vitesse de synchronisme.
- Le rotor est constitué de barres d'aluminium noyées dans un circuit magnétique. Ces barres sont reliées à leur extrémité par deux anneaux conducteurs et constituent une "cage d'écureuil". Cette cage est en fait un bobinage à grosse section et très faible résistance.
- Cette cage est balayée par le champ magnétique tournant. Les conducteurs sont alors traversés par des courants de Foucault induits. Des courants circulent dans les anneaux formés par la cage, les forces de Laplace qui en résultent exercent un couple sur le rotor. D'après la loi de Lenz les courants induits s'opposent par leurs effets à la

cause qui leur a donné naissance. Le rotor tourne alors dans le même sens que le champ mais avec une vitesse légèrement inférieure à la vitesse de synchronisme de ce dernier.

- Le rotor ne peut pas tourner à la même vitesse que le champ magnétique, sinon la cage ne serait plus balayée par le champ tournant et il y aurait disparition des courants induits et donc des forces de Laplace et du couple moteur. Les deux fréquences de rotation ne peuvent donc pas être synchrones d'où le nom de moteur asynchrone. [3]
- Prenons l'exemple d'un moteur dont la fréquence de rotation nominale relevée sur la plaque signalétique est de 2840 tr/mn, ce moteur étant alimenté en courant de 50Hz, la fréquence de rotation du champ magnétique est donc de 50tr/s soit 3000Tr/mn. Le rotor est donc balayé par un champ magnétique qui tourne à une fréquence de Rotation relative de $3000 - 2840 = 160\text{tr/mn}$.

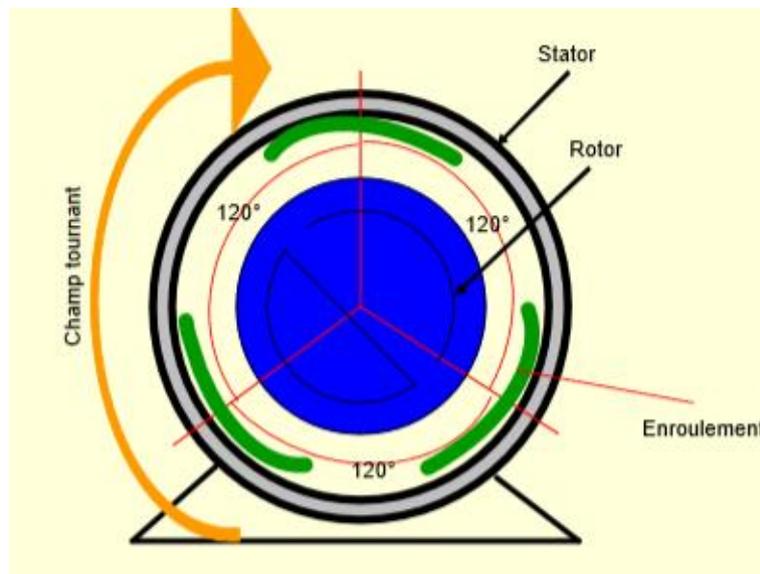


Figure I.6 représentation triphasée équilibrée [4].

I.2.5. Plaque signalétique



Figure I.7 Plaque signalétique d'un moteur asynchrone triphasé [4].

- Type :(LS90Lz) référence propre au constructeur.
- Puissance :(1,5Kw) puissance utile délivrée sur l'arbre du moteur.
- Facteur de puissance ou cos phi:(0,78) permet le calcul de la puissance réactive consommée.
- Rendement (76%) : permet de connaître la puissance électrique consommée ou absorbée.
- Tensions : (230v/400v) la première indique la valeur nominale de la tension aux bornes d'un enroulement. Elle détermine le couplage (étoile ou triangle) à effectuer en fonction de la tension du réseau d'alimentation.
- Intensités :(6,65A/3,84A) Elles représentent l'intensité en ligne (dans chaque phase) pour chacun découplages.
- vitesse :(1440 Tr/min) Indique la vitesse nominale du rotor. On dit aussi vitesse réelle. On connaît alors La vitesse de synchronisme n_s du moteur (ici 1500 tr/min).
- Classe d'isolement :(non indique).
- Température ambiante :(40°C) utilisation recommandée maximum.
- Fréquence :(50Hz) fréquence du réseau d'alimentation.
- Nombre de phases :(Ph 3) moteur triphasé.
- Service :(S1) utilisation en marche continue, intermittente...
- Indice de protection IP :(non indiquée) défini par trois chiffres le degré de protection du moteur à la poussière, à l'eau et aux chocs mécaniques. [3]

I.2.6 Plaques a bornes

C'est la plaque à bornes située dans la boîte a bornes, que sont raccordés les enroulements du moteur. C'est également sur cette plaque que vient de raccorder l'alimentation du moteur.

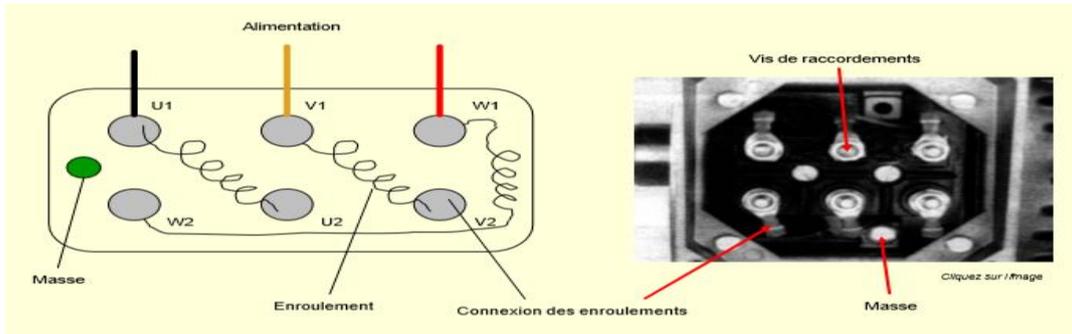


Figure I.8 Plaques a bornes [4].

I.2.7 Couplage

Le couplage des enroulements statorique permet de faire fonctionner les moteurs asynchrones sous deux tensions. Il est fonction de la tension du réseau et de la tension que peuvent supporter les enroulements. Le couplage est réalisé par une connexion, à l'aide de barrettes, sur la plaque à bornes.

Méthode : Repérer la plaque signalétique sur laquelle le constructeur a indiqué les caractéristiques du moteur. Extraire les indications se reportant à la tension admissible par le moteur asynchrone ainsi que les couplages possibles. [4]

Couplage Triangle : utilisé pour la tension de fonctionnement la plus basse.

Couplage Etoile : utilisé pour la tension de fonctionnement la plus élevée.

| * LEROY SOMER | | MOT. 3~ LS 80 L T | | | | |
|----------------------|-----|-----------------------|-------------------|------|-------|-----|
| | | N° 734570 BJ 002 kg 9 | | | | |
| IP 55 I cl.F 40°C S1 | | | | | | |
| | V | Hz | min ⁻¹ | kW | cos φ | A |
| Δ | 220 | 50 | 2780 | 0,75 | 0,86 | 3,3 |
| Y | 380 | | | | | 1,9 |
| Δ | 230 | 50 | 2800 | 0,75 | 0,83 | 3,3 |
| Y | 400 | | | | | 1,9 |
| Δ | 240 | 50 | 2825 | 0,75 | 0,80 | 3,3 |
| Y | 415 | ** | | | | 1,9 |

MOTEURS LEROY-SOMER IEC 34-1(87)

Figure I.9 Tensions liés au type du couplage [5].

Pour déterminer le couplage des trois enroulements d'un moteur asynchrone, il faut :

- Connaître la tension sous laquelle il sera alimenté.
- Retrouver sur la plaque signalétique cette tension.
- Lire le couplage qui lui est associé.

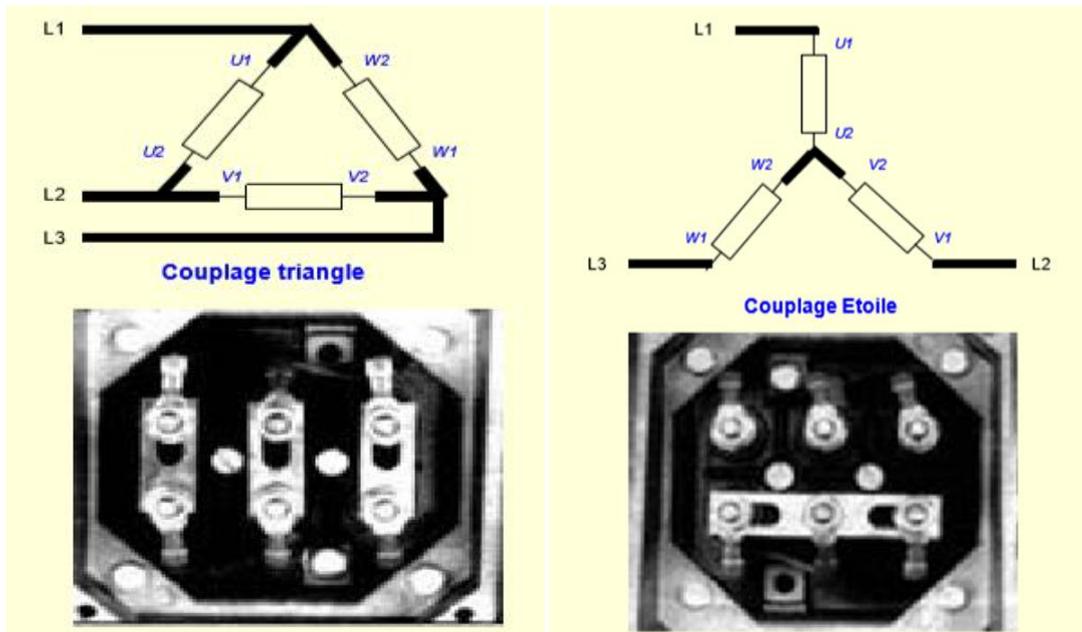


Figure I.10 Positionnement des barrettes (étoile-triangle) [5].

I.2.8 Caractéristique d'un moteur asynchrone triphasée

Les principales caractéristiques d'un moteur asynchrone triphasé sont :

- Le moment du couple nominal (M_N) en Newton Mètre (Nm).
- La fréquence de rotation (N) en Tour par minutes (Tr/min).
- L'intensité absorbée (I) en Ampères (A).

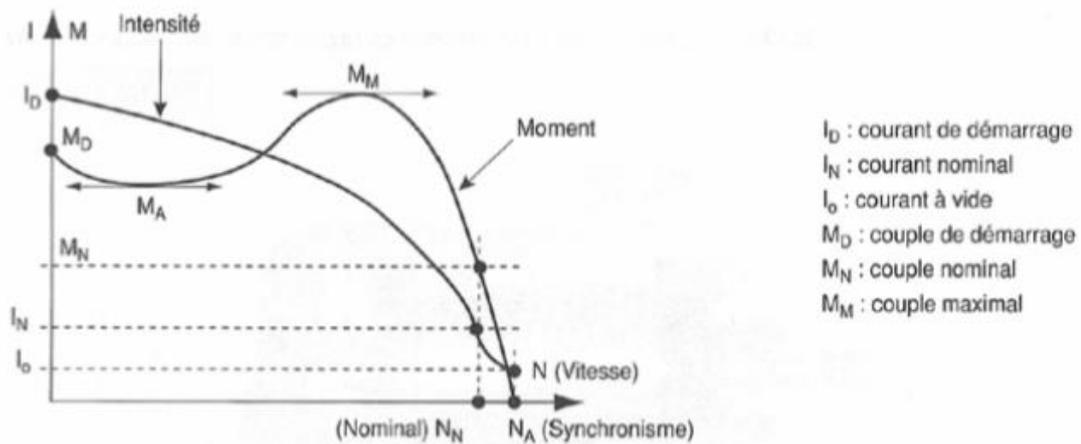


Figure I.11 Caractéristiques d'un moteur asynchrone triphasé [5].

L'ensemble de ces caractéristiques et le moment du couple résistant définissent le point de fonctionnement du moteur. En fonctionnement établi, pour que le système entraîné par le moteur fonctionne correctement. Il faut que la couple moteur (M_m) soit égal au couple résistant (M_r).

Au démarrage, lorsque (M_m) est supérieur à (M_r), le moteur accélère.

I.3. Modélisation de la machine asynchrone

I.3.1 Hypothèses simplificatrices

Afin de développer un modèle permettant une bonne description de la machine asynchrone, qui est employé dans les étapes de conception et de mise en œuvre des stratégies de commande on admet comme approximation les hypothèses simplificatrices suivantes :

- Les enroulements du stator et du rotor sont à répartition sinusoïdale de sorte que les inductances mutuelles entre le stator et le rotor sont des fonctions sinusoïdales, et de la position mécanique du rotor par rapport au stator. Les circuits magnétiques ne sont pas saturés et sont parfaitement feuilletés (pas de saturation et les pertes de fer sont négligeables).
- La répartition des forces magnétomotrices dans l'espace est sinusoïdale. On ne tiendra compte par conséquent que de l'harmonique fondamentale. [5]

I.3.2 Description

La MAS triphasée est représenté schématiquement par la Fig. I.12. Elle est munie de six enroulements. Le stator de la machine est formé de trois enroulements fixes décalés de 120° dans l'espace et traversés par trois courants variables. Le rotor peut être modélisé par trois enroulements identiques décalés dans l'espace de 120° . Ces enroulements sont en court-circuit et la tension à leurs bornes est nulle.

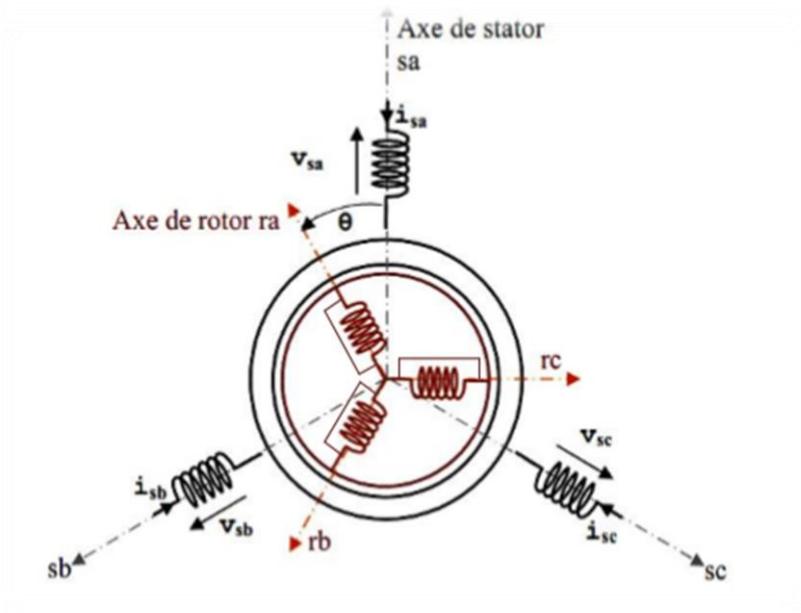


Figure I.12 Représentation schématique d'une machine asynchrone triphasé [6].

sa, sb, sc: les enroulements statoriques.

ra, rb, rc : les enroulements rotoriques.

Et leur comportement se traduit par les trois types d'équations :

- ✓ Equations électriques.
- ✓ Equations magnétiques.
- ✓ Equations mécaniques.

I.3.3 Équations électriques et magnétiques

I.3.3.1 Équations des tensions

Dans ces conditions, les tensions statoriques et rotoriques représentées sur la figure (1-12) sont donnés par [6] :

Au stator :

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = R_s \begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_a \\ \phi_b \\ \phi_c \end{bmatrix} \quad (1-1)$$

Au rotor :

$$\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = R_r \begin{bmatrix} I_A \\ I_B \\ I_C \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_A \\ \phi_B \\ \phi_C \end{bmatrix} \quad (1-2)$$

I.3.3.2 Équations du Flux:

Au stator :

$$\begin{bmatrix} \phi_a \\ \phi_b \\ \phi_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & M_s & M_s & L_m \cos \theta & L_m \cos(\theta + 2\pi/3) & L_m \cos(\theta - 2\pi/3) \\ M_s & L_s & M_s & L_m \cos(\theta - 2\pi/3) & L_m \cos \theta & L_m \cos(\theta + 2\pi/3) \\ M_s & M_s & L_s & L_m \cos(\theta + 2\pi/3) & L_m \cos(\theta - 2\pi/3) & L_m \cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \\ I_A \\ I_B \\ I_C \end{bmatrix} \quad (1-3)$$

Au rotor :

$$\begin{bmatrix} \phi_A \\ \phi_B \\ \phi_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_m \cos \theta & L_m \cos(\theta - 2\pi/3) & L_m \cos(\theta + 2\pi/3) & L_r & M_r & M_r \\ L_m \cos(\theta + 2\pi/3) & L_m \cos \theta & L_m \cos(\theta - 2\pi/3) & M_r & L_r & M_r \\ L_m \cos(\theta - 2\pi/3) & L_m \cos(\theta + 2\pi/3) & L_m \cos \theta & M_r & M_r & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \\ I_A \\ I_B \\ I_C \end{bmatrix} \quad (1-4)$$

I.3.4 Transformation de PARK

La transformation de Park est une transformation du repère des axes (a b c), fixés par rapport au stator dans un repère (d q) permettant de réduire la complexité du système d'équation (1,1) et (1,2).

En régime transitoire, les équations différentielles de la machine asynchrone tournante contiennent des termes à coefficients périodiques provenant des mutuelles inductances. Pour surmonter cette difficulté, la transformation de PARK s'impose comme une alternative pour l'obtention d'un modèle équivalent plus simple, en transformant les grandeurs électriques (tensions, courants, flux) avec une matrice unique donnée par :

$$A(\theta) = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta + 2\pi/3) \\ -\sin \theta & -\sin(\theta - 2\pi/3) & -\sin(\theta + 2\pi/3) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (1-5)$$

Où on représente l'angle de transformation θ , celui-ci dépend du repère choisi et de la grandeur statorique ou rotorique. Pour le repère (dq) on prend la valeur θ_s pour les grandeurs statoriques et la valeur $(\theta_r - \theta)$ pour les grandeurs rotoriques.

On note que le facteur de la matrice de transformation est pris de façon à conserver la puissance électrique instantanée $P_e(t)$ on applique la transformation des Park. [7,8]

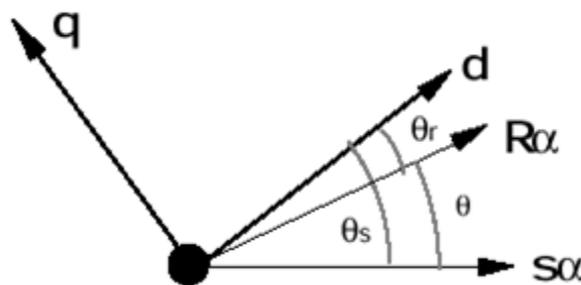


Figure I.13 Schéma des référentiels [7].

On a alors :

- pour les grandeurs statoriques :

$$[G_{dq}] = [A(\theta_e)] [G_{abc}] \quad (1-6)$$

- pour les grandeurs rotoriques :

$$[G_{dq}] = [A(\theta_e - \theta)][G_{ABC}] \quad (1-7)$$

Avec :

G Matrice des grandeurs physiques (V,I,).

En appliquant la transformation de PARK aux équations (1-1), (1-2), (1-3), (1-4). On obtient les équations suivantes :

I.3.4.1 Équation des tensions

$$\begin{aligned} V_{ds} &= R_s I_{ds} + \frac{d}{dt} (\phi_{ds}) - w_e \phi_{qs} \\ V_{qs} &= R_s I_{qs} + \frac{d}{dt} (\phi_{qs}) + w_e \phi_{ds} \\ 0 &= R_r I_{dr} + \frac{d}{dt} (\phi_{dr}) - (w_e - w_m) \phi_{qr} \\ 0 &= R_r I_{qr} + \frac{d}{dt} (\phi_{qr}) + (w_e - w_m) \phi_{dr} \end{aligned} \quad (1-8)$$

Avec :

$$w_e = \frac{d\theta_e}{dt} \quad (1-9)$$

$$w_m = \frac{d\theta}{dt}$$

I.3.4.2 Équation des flux

$$\begin{aligned} \phi_{ds} &= L_s I_{ds} + L_m I_{dr} \\ \phi_{qs} &= L_s I_{qs} + L_m I_{qr} \\ \phi_{dr} &= L_r I_{dr} + L_m I_{ds} \\ \phi_{qr} &= L_r I_{qr} + L_m I_{qs} \end{aligned} \quad (1-10)$$

I.3.5 Choix du référentiel (d,q)

Trois types de référentiels peuvent être envisagés à savoir :

- Référentiel lié au stator.
- Référentiel lié au rotor.
- Référentiel lié au champ tournant.

I.3.5.1 Cas d'un référentiel lié au stator

Ce référentiel est caractérisé par $w_e=0$, il est choisi en vue d'étudier les variations importantes de la vitesse de rotation, associées où non aux variations de la fréquence d'alimentation. Les équations de la machine dans ce repère s'écrivent sous la forme suivante :

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s I_{ds} + \frac{d}{dt}(\phi_{ds}) \\ V_{qs} = R_s I_{qs} + \frac{d}{dt}(\phi_{qs}) \\ 0 = R_r I_{dr} + \frac{d}{dt}(\phi_{dr}) + w_m \phi_{qr} \\ 0 = R_r I_{qr} + \frac{d}{dt}(\phi_{qr}) + w_m \phi_{dr} \end{cases} \quad (1-11)$$

$$\begin{cases} V_{ds} = \sqrt{\frac{3}{2}} V_m \cos(w_s t + \delta) \\ V_{qs} = -\sqrt{\frac{3}{2}} V_m \sin(w_s t + \delta) \end{cases} \quad (1-12)$$

Avec :

δ angle initiale

I.3.5.2 Cas d'un référentiel lié au rotor

Ce référentiel est caractérisé par $w_e=w_m$ il est intéressant pour étudier les régimes transitoires où la vitesse de rotation est supposés constante.

Dans ce repère, les équations de la machine s'écrivent :

$$\begin{cases} \overline{V}_{ds} = R_s I_{ds} + \frac{d}{dt}(\phi_{ds}) - w_m \phi_{qs} \\ \overline{V}_{qs} = R_s I_{qs} + \frac{d}{dt}(\phi_{qs}) + w_m \phi_{ds} \\ 0 = R_r I_{dr} + \frac{d}{dt}(\phi_{dr}) \\ 0 = R_r I_{qr} + \frac{d}{dt}(\phi_{qr}) \end{cases} \quad (1-13)$$

$$\begin{cases} \overline{V}_{ds} = \sqrt{\frac{3}{2}} V_m \cos(w_{sl} t + \delta) \\ \overline{V}_{qs} = -\sqrt{\frac{3}{2}} V_m \sin(w_{sl} t + \delta) \end{cases} \quad (1-14)$$

Avec :

$\omega_s = \omega_s - \omega_m$: pulsation de glissement

I.3.5.3 Cas d'un référentiel lié au champ tournant

Ce référentiel est caractérisé par $\omega = \omega_s$ dans ce cas les grandeurs statoriques et rotoriques sont continues permanentes, il est donc préférable de travailler dans ce repère lors d'une étude de la commande de la machine asynchrone. [2]

C'est dans ce repère que nous allons travailler, par la suite les équations de la machine s'écrivent dans ce cas sous la forme suivante

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s I_{ds} + \frac{d}{dt}(\phi_{ds}) - \omega_s \phi_{qs} \\ V_{qs} = R_s I_{qs} + \frac{d}{dt}(\phi_{qs}) + \omega_s \phi_{ds} \\ 0 = R_r I_{dr} + \frac{d}{dt}(\phi_{dr}) - (\omega_s - \omega_m) \phi_{qr} \\ 0 = R_r I_{qr} + \frac{d}{dt}(\phi_{qr}) + (\omega_s - \omega_m) \phi_{dr} \end{cases} \quad (1-15)$$

$$\begin{cases} V_{ds} = \sqrt{\frac{3}{2}} V_m \cos(\delta) \\ V_{qs} = -\sqrt{\frac{3}{2}} V_m \sin(\delta) \end{cases} \quad (1-16)$$

Pour $\delta=0$, les composantes continues V_{ds} et V_{qs} sont données

$$\text{par } \begin{cases} V_{ds} = \sqrt{3} V_{\text{eff}} \\ V_{qs} = 0 \end{cases} \quad (1-17)$$

I.3.6 Calcul du couple électromagnétique de machine asynchrone (MAS)

La connaissance du couple électromagnétique C_{em} est essentielle pour la commande de la machine. On le développe sur la base de l'équation de la puissance instantanée $P_e(t)$.

En utilisant le principe de conservation de l'énergie et en écrivant les bilans énergétiques au stator et au rotor, on obtient :

- Au stator :

$$dW_{fs} = dW_{js} + dW_{ems} + dW_{tr} = P_e(t)dt \quad (1-18)$$

Avec :

$$P_e(t) = V_a I_a + V_b I_b + V_c I_c = V_{ds} I_{ds} + V_{qs} I_{qs} \quad (1-19)$$

D'ou :

$$\begin{aligned} (V_{ds} I_{ds} + V_{qs} I_{qs})dt &= R_s [I_{ds}^2 + I_{qs}^2]dt + [L_s I_{ds} dI_{ds} + L_s I_{qs} dI_{qs} + L_m I_{ds} dI_{dr} + L_m I_{qs} dI_{qs}] \\ &+ w_s L_m [I_{qs} I_{dr} - I_{ds} I_{qs}]dt \end{aligned} \quad (1-20)$$

Avec :

dW_{fs} : énergie fournie au stator

dW_{js} : pertes Joules au stator

dW_{ems} : énergie emmagasinée au stator

dW_{tr} : énergie transmise au rotor

$P_e(t)$: puissance instantanée fournie au stator

- Au rotor :

$$\begin{aligned} dW_{tr} = dW_{jr} + dW_{ems} + dW_{mv} &= R_r [I_{dr}^2 + I_{qr}^2]dt + [L_r I_{dr} dI_{dr} + L_r I_{qr} dI_{qr} + L_m I_{dr} dI_{ds} + L_m I_{qr} dI_{qs}] \\ &+ (w_s - w_m) L_m [I_{qr} I_{ds} - I_{dr} I_{qs}]dt \end{aligned} \quad (1-21)$$

$$dW_{tr} = w_m L_m (I_{dr} I_{qs} - I_{qr} I_{ds})dt \quad (1-22)$$

Avec :

W_{jr} : Perte Joule au rotor

W_{emr} : énergie emmagasinée au rotor

W_{mv} : énergie de mouvement

le couple électromagnétique est définie par :

$$C_{em} = p dW_{mv} / w_m \quad (1-23)$$

p : nombre de paire de pôles

donc :

$$C_{em} = p l_m (I_{dr} I_{qr} - I_{qr} I_{ds}) \quad (1-24)$$

$$C_{em} = p (L_m / L_r) (\phi_{dr} I_{qr} - \phi_{qr} I_{ds}) \quad (1-25)$$

I.3.7 Équations mécaniques

Afin d'obtenir le modèle complet de la machine, il faut qu'on tient compte de l'équation mécanique. On applique les relations fondamentales de la dynamique à la machine asynchrone, l'équation mécanique est donnée par :

$$\frac{J}{p} \frac{d(w_m)}{dt} = C_{em} - C_r - C_f \quad (1-26)$$

Ou :

J : Moment d'inertie des parties tournantes (du moteur avec la charge)

C_r : Couple résistant

C_f : couple de frottement

Le couple de frottement est donné par :

$$C_f = \frac{f}{p} w_m = f\Omega \quad (1-27)$$

Avec :

f : coefficient de frottement

En fin l'équation mécanique peut être formulé par :

$$\frac{d\Omega}{dt} = \left(\frac{J}{p} \frac{dw_m}{dt} \right) = p \frac{L_m}{L_r} (\phi_{dr} I_{qs} - \phi_{qr} I_{ds}) - C_r - f\Omega \quad (1-28)$$

I.3.8 Le modèle de la machine en représentation d'état

La représentation d'état du moteur asynchrone dépend du repère choisi et du choix des variables d'état pour les équations électriques. On écrit les équations dans le repère (dq) car c'est la solution la plus générale.

Le choix des variables d'état, dépend des objectifs soit pour la commande soit pour l'observation, pour le modèle complet Ω est un variable d'état, pour les quatre variables électriques, notre choix est le vecteur d'état suivant :

Le choix du courant statorique I_{ds} , I_{qs} se justifié par le fait qu'ils sont mesurable.

Pour la commande, on veut contrôler le flux rotorique, d'où le choix des flux rotoriques spécialement dans le cadre de la commande vectorielle, on travaille dans un repère (dq) tournant avec le flux rotorique, d'où la préférence pour un modèle avec deux composants du flux rotorique. [7 ,8]

Pour cela, exprimons I_{ds} , I_{qs} , ϕ_{dr} , et ϕ_{qr} en fonction des variables d'état choisies, on a :

$$\left\{ \begin{array}{l} I_{dr} = \frac{1}{L_r} \phi_{dr} - \frac{L_m}{L_r} I_{ds} \\ I_{qr} = \frac{1}{L_r} \phi_{qr} - \frac{L_m}{L_r} I_{qs} \\ \phi_{ds} = L_s \sigma I_{ds} + \frac{L_m}{L_r} \phi_{dr} \\ \phi_{qs} = L_s \sigma I_{qs} + \frac{L_m}{L_r} \phi_{qr} \end{array} \right. \quad (1-29)$$

Avec :

$$\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r} \quad (1-30)$$

En remplaçant i_{ds} et i_{qs} en fonction de i_{dr} et i_{qr} dans le système (1-8), on aboutit aux équations suivantes :

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{ds} = R_s I_{ds} + L_s \sigma \frac{dI_{ds}}{dt} + \frac{L_m}{L_r} \frac{d\phi_{dr}}{dt} - w_s \left[L_s \sigma I_{qs} + \frac{L_m}{L_r} \phi_{qr} \right] \\ V_{qs} = R_s I_{qs} + L_s \sigma \frac{dI_{qs}}{dt} + \frac{L_m}{L_r} \frac{d\phi_{qr}}{dt} - w_s \left[L_s \sigma I_{ds} + \frac{L_m}{L_r} \phi_{dr} \right] \end{array} \right. \quad (1-31)$$

D'après (1-15), on a :

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{d}{dt} \phi_{dr} = -R_r I_{dr} + (w_s - w_m) \phi_{qs} \\ \frac{d}{dt} \phi_{qr} = -R_r I_{qr} + (w_s - w_m) \phi_{ds} \end{array} \right. \quad (1-32)$$

En écrit le modèle de la machine utilisée pour la commande sous forme d'un système d'équation d'état :

$$\frac{dx}{dt} = Ax + Bu \quad (1-33)$$

Avec

x : valeur des variables d'état [I_{ds} , I_{qs} , i_{dr} , i_{qr} , Ω]

u : vecteur des variables de commande

A : matrice d'état

$$u = \begin{vmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \end{vmatrix} \quad (1-34)$$

$$A = \begin{vmatrix} -K_1 & w_s & K_3 & K_2 w_m \\ -w_s & -K_1 & -K_2 w_m & K_3 \\ K_4 & 0 & -K_5 & -w_{sl} \\ 0 & K_4 & -w_{sl} & -K_5 \end{vmatrix} \quad (1-35)$$

$$B = \begin{vmatrix} K_6 & 0 \\ 0 & K_6 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{vmatrix} \quad (1-36)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} K_1 = -\left(\frac{1}{T_s \sigma} + \frac{1}{T_r} \left(\frac{1-\sigma}{\sigma} \right) \right), \quad K_4 = \frac{L_m}{T_r} \\ K_2 = \left(\frac{1-\sigma}{\sigma} \right) \frac{1}{L_m}, \quad K_5 = \frac{-1}{T_r} \\ K_3 = \left(\frac{1-\sigma}{\sigma} \right) \frac{1}{L_m T_r}, \quad K_6 = \frac{1}{\sigma L_s}, \quad T_r = \frac{L_r}{R_r}, \quad T_s = \frac{L_s}{R_s} \end{array} \right. \quad (1-37)$$

$$\frac{d}{dt} \begin{vmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \\ \phi_{dr} \\ \phi_{qr} \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} -K_1 & w_s & K_3 & K_2 w_m \\ -w_s & -K_1 & -K_2 w_m K_3 & 0 \\ K_4 & 0 & -K_5 & -w_{sl} \\ 0 & K_4 & -w_{sl} & -K_5 \end{vmatrix} \begin{vmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \\ \phi_{dr} \\ \phi_{qr} \end{vmatrix} + \begin{vmatrix} K_6 & 0 \\ 0 & K_6 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{vmatrix} \begin{vmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \end{vmatrix} \quad (1-38)$$

$$\left(J \frac{d\Omega}{dt} + f\Omega \right) = \frac{3}{2} \frac{L_m}{L_r} (\phi_{dr} I_{qs} - \phi_{qr} I_{ds}) - C_r \quad (1-39)$$

Le système d'équation (1-39) et l'équation mécanique (1-40), sont représentés dans le schéma de bloc illustré par la figure (I.14).

I.4. Simulation de la machine asynchrone

La simulation numérique est devenue un moyen d'étude des systèmes complexes dans le domaine des machines électriques. Elle nous permet de décrire le fonctionnement de notre système (MAS) avec une grande précision.

Plusieurs logiciels sont utilisés pour la simulation, nous utilisons le logiciel (SIMULINK) dans l'environnement MATLAB pour la simulation de la machine asynchrone triphasée alimentée en tension.

Les résultats de la simulation de la machine asynchrone triphasée alimentée en tension est illustré par la figure (1-15) et la figure (I.16).

Le système d'alimentation de tension est triphasé et sinusoïdale

$$\begin{bmatrix} U_a \\ U_b \\ U_c \end{bmatrix} = \sqrt{2} U_{Eff} \begin{bmatrix} \cos \theta \\ \cos(\theta - 2\pi/3) \\ \cos(\theta - 4\pi/3) \end{bmatrix} \quad (1-40)$$

La transformation abc/ des tensions est donnée par l'équation suivante :

$$\begin{cases} V_\alpha = V_A \\ V_\beta = \frac{1}{\sqrt{3}}(V_a - V_B) \end{cases} \quad (1-41)$$

La transformation /dq des tensions est donnée par l'équation suivante :

$$\begin{vmatrix} V_d \\ V_q \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} \cos \theta_s & \sin \theta_s \\ -\sin \theta_s & \cos \theta_s \end{vmatrix} \begin{vmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{vmatrix} \quad (1-42)$$

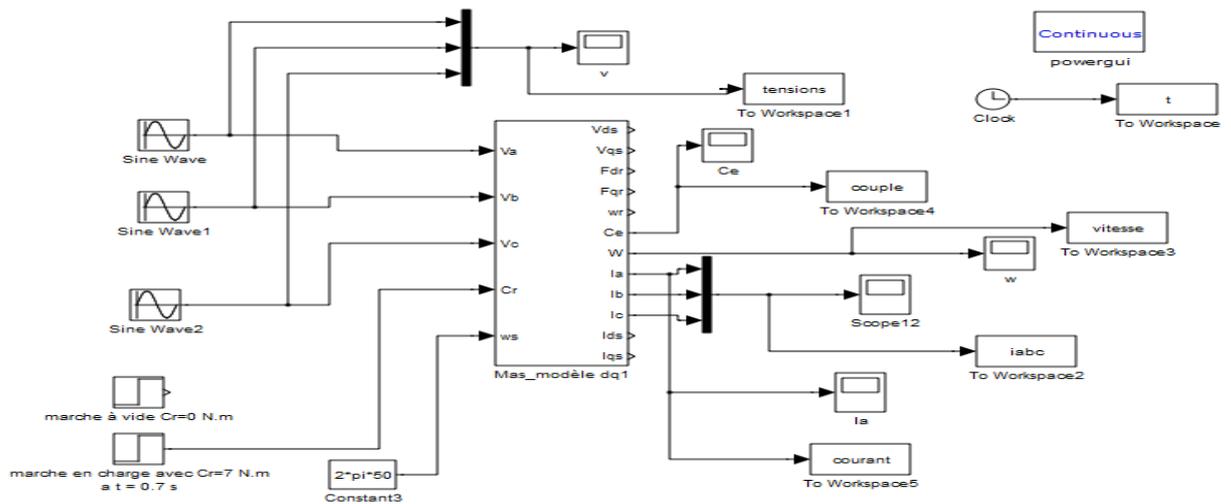


Figure I.14 Bloc de simulation de la machine asynchrone alimentée en tension

I.4.1 Résultats de simulation et interprétation

I.4.1.1 Simulation de la machine asynchrone à vide

La fig. I.15 illustre les allures de la vitesse et du couple pour un fonctionnement à vide. On remarque que la vitesse atteint le régime permanent $\omega_r = 157\text{rad/s}$ et le couple tend vers le couple à vide.

Au démarrage (régime transitoire) les courants statoriques sont importants et le couple est fortement pulsatoire, donc peuvent être, en cas de répétitions excessives, à l'origine d'un sur-échauffement de la machine et d'un bruit dans la partie mécanique. Les deux figures en bas présentent les allures du courant dans la phase statorique a et la forme de la tension d'alimentation de la machine.

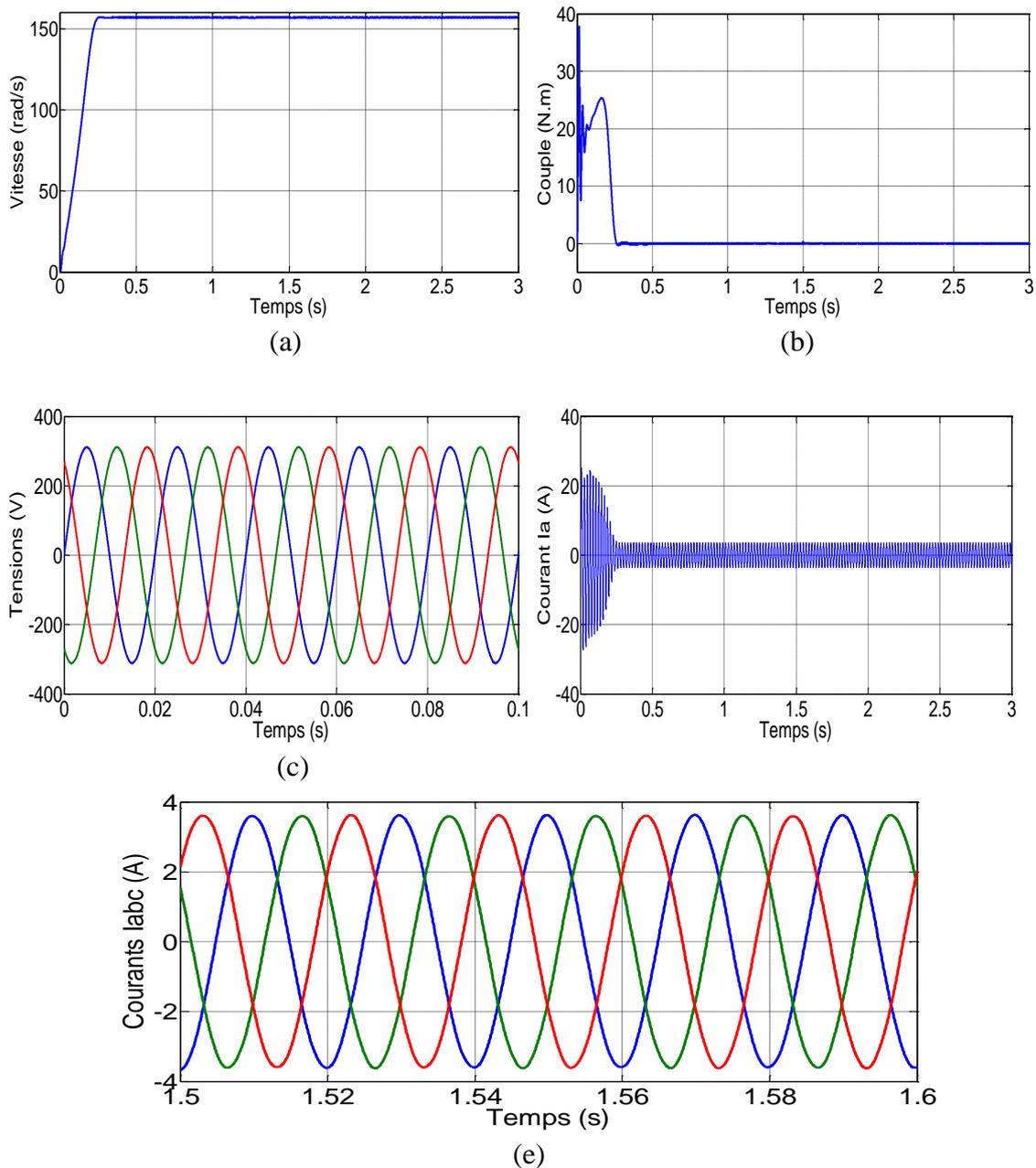


Figure I.15 Grandeurs de la machine à vide. a) Vitesse, b) couple électromagnétique, c) les tensions, d) le courant de phase et e) Les courants statoriques.

I.4.1.2 Simulation de la machine asynchrone en charge

Les simulations obtenues pour un démarrage à vide suivi d'une application d'un couple de charge de 7 Nm à l'instant $t = 0.7s$ sont montrées par la figure I.16.

Cette figure présente, la vitesse de rotation, le couple électromécanique, le courant de la phase a et la tension d'alimentation. On remarque que l'application du couple résistant fait chuter la vitesse à 148 rd/s, provoque l'augmentation du couple qui se stabilise à la valeur 7 Nm et l'augmentation de l'amplitude du courant statorique.

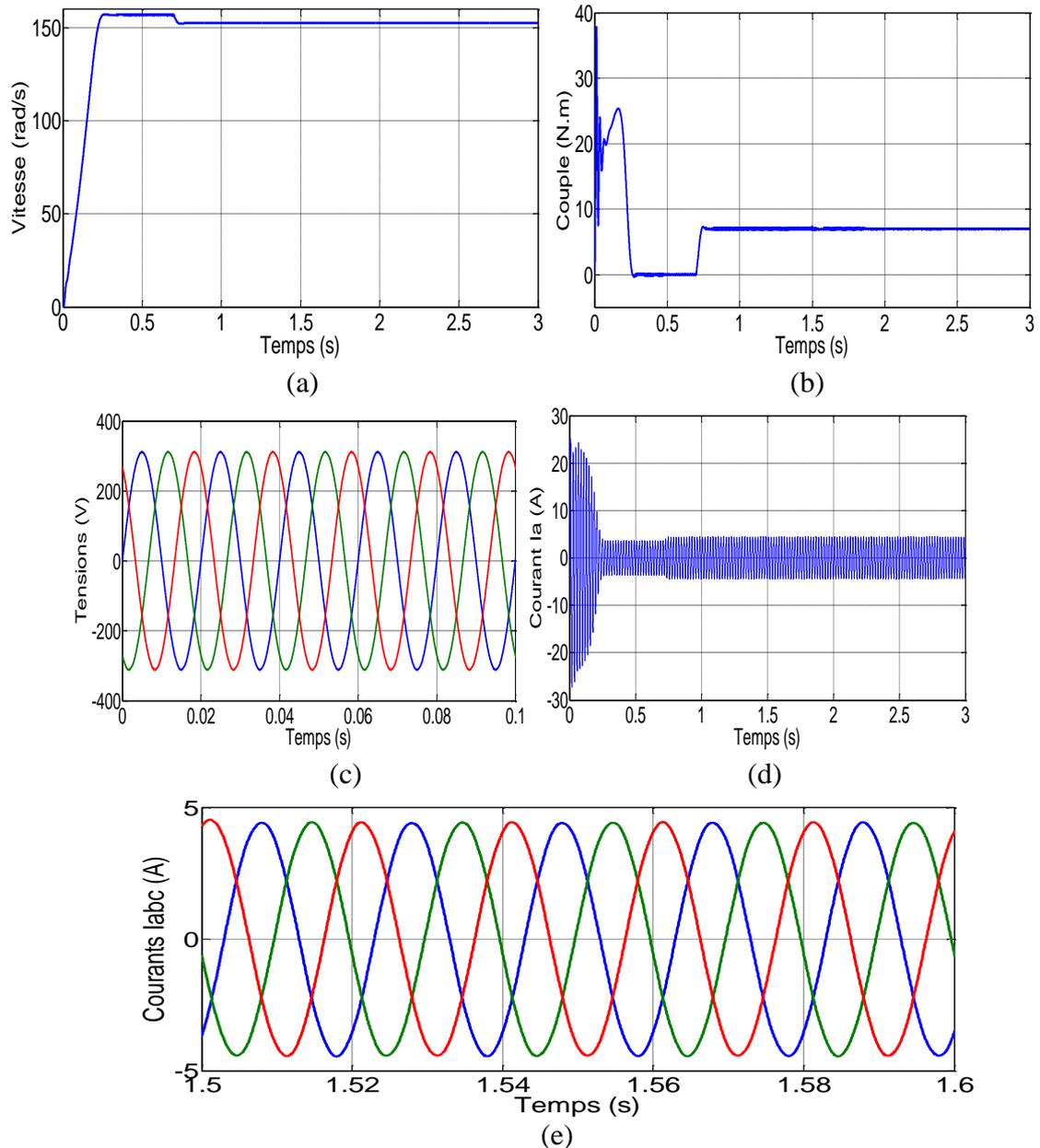


Figure I.16 Grandeurs pour la machine en charge. a) Vitesse, b) couple électromagnétique, c) les tensions, d) le courant de phase et e) Les courants statoriques.

I.5. Conclusion

Dans ce chapitre, on a présenté la modélisation de la machine asynchrone accessible pour la commande. À partir d'un modèle triphasé, avec certaines hypothèses simplificatrices, on a obtenu un modèle équivalent biphasé. Toutes les grandeurs électromagnétiques sont transformées dans un repère (dq). Le choix de la position de ce repère est important vu de la commande. Le modèle développé dans ce chapitre sera utilisé au chapitre de la commande scalaire de la machine.

Chapitre II

Structure générale d'un variateur de vitesse

II.1 Introduction

Jusqu'au début des années 1970 environ, la mise en forme de l'onde électrique afin de l'adapter aux besoins a été obtenue au moyen de groupes tournants (moteurs). Les performances des composants semi-conducteurs de l'électronique de puissance (diodes, thyristors, transistors) ont ensuite permis de réaliser de telles conversions; on supprime ainsi les parties tournantes et on réduit la masse, l'encombrement et le coût de ces matériels.

Les convertisseurs statiques sont les dispositifs à composants électroniques capables de modifier la tension et/ou la fréquence de l'onde électrique.

Dans ce chapitre nous allons étudier les différentes parties d'un variateur de vitesse (appelé aussi variateur de fréquence). D'où le redresseur, un filtre et en fin l'onduleur.

II.2 Différents types de convertisseurs statiques

Pour des raisons économiques, l'énergie électrique est fournie par des réseaux triphasés (trois tensions sinusoïdales déphasées entre elles de $2\pi/3$) à la fréquence de 50Hz.

Du point de vue de l'utilisateur, l'énergie est souvent utilisée en continu ou à des fréquences différentes de celle du réseau.

On distingue deux types de sources de tension:

- **Sources de tension continues** caractérisées par la valeur V de la tension.
- **Sources de tension alternatives** définies par les valeurs de la tension efficace V et de la fréquence f .

On différencie quatre types de convertisseurs dont les schémas de principe sont donnés sur la figure ci-dessous: [8,9]

- **Convertisseur alternatif-continu** : Redresseur;
- **Convertisseur continu-continu** : Hacheur;
- **Convertisseur continu-alternatif** : Onduleur;
- **Convertisseur alternatif-alternatif** : Gradateur ou Cycloconvertisseur.

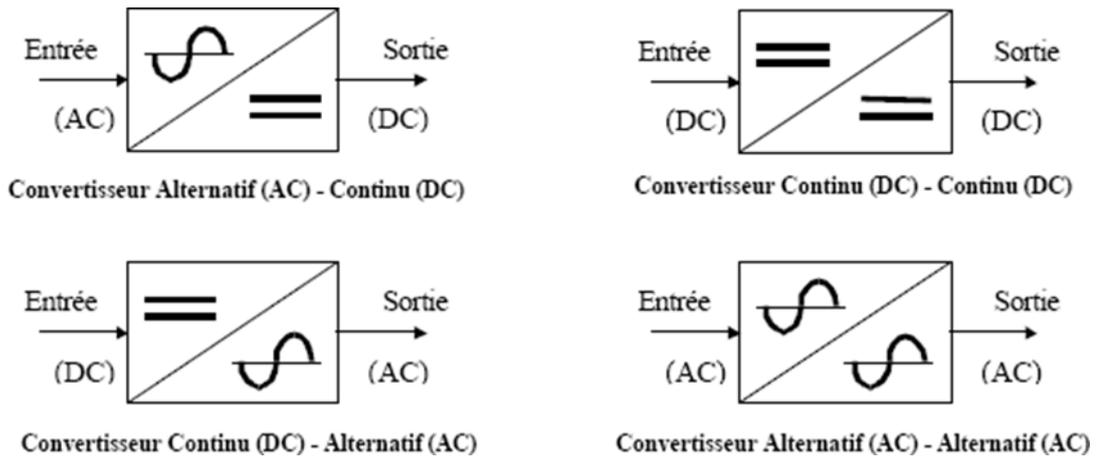


Figure II.1 Différents types de convertisseurs statiques [9]

II.3 Utilisation des convertisseurs statiques

Voici quelques applications des convertisseurs statiques:

- **Redresseurs** : Alimentation des moteurs à courant continu, charge des batteries ...
- **Hacheurs** : Commande des moteurs à courant continu (à vitesse variable), alimentation à découpage ...
- **Onduleurs** : Production de tensions alternatives, alimentation des appareils électriques autonomes, protection contre les surtensions et coupures de réseau (informatique), commande des machines à courant alternatif ...
- **Cycloconvertisseurs** : Production des vitesses variables en alternatif (levage, machine-outil). [8]

II.4. Conception d'un variateur de vitesse

Un variateur électronique de vitesse est un dispositif destiné à régler la vitesse et le couple d'un moteur électrique à courant alternatif en faisant varier la fréquence et la tension, respectivement le courant, délivrées à la sortie de celui-ci.

Les progrès de l'électronique de puissance ont permis de réduire le coût et la taille des variateurs de vitesse ces quatre dernières décennies. Ils ont concerné à la fois les interrupteurs semi-conducteurs utilisés, la topologie, les méthodes utilisées en contrôle commande et en simulation, ainsi que le matériel et les logiciels employés pour la commande. Les variateurs de vitesse peuvent être soit basse tension, soit moyenne tension.

Ils peuvent être constitués d'un redresseur, d'un filtre, d'un onduleur et d'une interface utilisateur. [9]

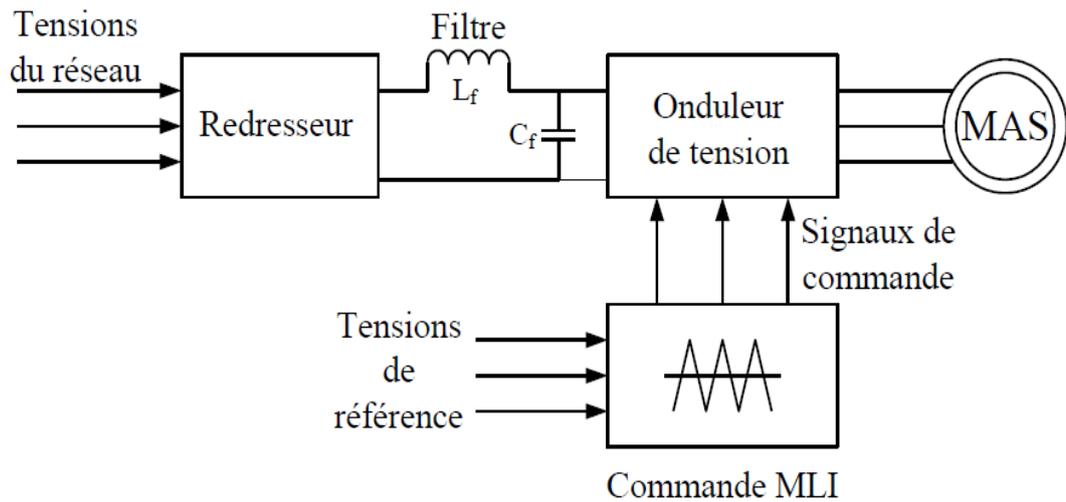


Figure II.2 Schéma synoptique d'un variateur de vitesse [9]

II.5. Conception d'un redresseur triphasé

Un redresseur, également appelé convertisseur alternatif/continu ou pont de GRAETZ, est un convertisseur destiné à alimenter une charge qui nécessite de l'être par une tension et un courant tous deux les plus continus possibles, à partir d'une source de tension alternative. L'alimentation est, la plupart du temps, un générateur de tension. [8]

Il existe deux types de redresseurs :

- Redresseur non commandé (à diodes)
- Redresseur commandé (à thyristors)

II.5.1 Redresseurs non commandés en pont

Ce type de redresseur est aussi appelé « pont de Graëtz triphasé », son schéma est donné à la figure (II.3). Ce montage est constitué de trois bras. Chaque bras comporte deux diodes connectées en inverse.

A partir du réseau triphasé, on obtient au secondaire du transformateur un système triphasé équilibré de tensions simples:

$$\begin{cases} U_{AN} = U_{\max} \sin \omega t \\ U_{BN} = U_{\max} \sin(\omega t - \frac{2\pi}{3}) \\ U_{CN} = U_{\max} \sin(\omega t - \frac{4\pi}{3}) \end{cases} \quad (\text{II.1})$$

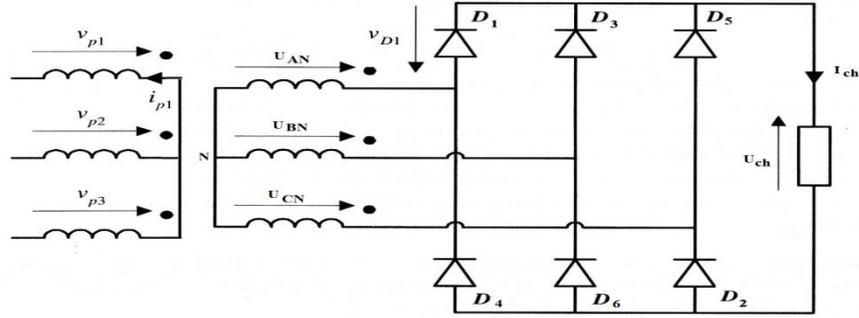


Figure II.3 Schéma du montage [10]

II.5.1.1 Principe de fonctionnement

- Pour $\omega t \in \left[\frac{\pi}{6}, \frac{3\pi}{6} \right]$, les diodes D_1 et D_6 conduisent le courant. Les autres diodes sont considérées comme des interrupteurs fermés, donc on a :

$$U_{ch} = U_{AN} - U_{BN} = U_{AB} = \sqrt{3}U_{max} \sin\left(\omega t + \frac{\pi}{6}\right) \quad (\text{II.2})$$

- Et pour $\omega t \in \left[\frac{3\pi}{6}, \frac{5\pi}{6} \right]$, les diodes D_1 et D_2 conduisent le courant. Les autres diodes sont considérées comme des interrupteurs fermés, donc on a :

$$U_{ch} = U_{AN} - U_{CN} = U_{AC} = \sqrt{3}U_{max} \sin\left(\omega t - \frac{\pi}{6}\right) \quad (\text{II.3})$$

- Et pour $\omega t \in \left[\frac{5\pi}{6}, \frac{7\pi}{6} \right]$, les diodes D_3 et D_2 conduisent le courant. Les autres diodes sont considérées comme des interrupteurs fermés, donc on a :

$$U_{ch} = U_{BN} - U_{CN} = U_{BC} = \sqrt{3}U_{max} \sin\left(\omega t - \frac{\pi}{2}\right) \quad (\text{II.4})$$

- Et pour $\omega t \in \left[\frac{7\pi}{6}, \frac{9\pi}{6} \right]$, les diodes D_3 et D_4 conduisent le courant. Les autres diodes sont considérées comme des interrupteurs fermés, donc on a :

$$U_{ch} = U_{BN} - U_{AN} = U_{BA} = \sqrt{3}U_{max} \sin\left(\omega t - \frac{5\pi}{6}\right) \quad (\text{II.5})$$

- Et pour $\omega t \in \left[\frac{9\pi}{6}, \frac{11\pi}{6} \right]$, les diodes D_5 et D_4 conduisent le courant. Les autres diodes sont considérées comme des interrupteurs fermés, donc on a :

$$U_{ch} = U_{CN} - U_{AN} = U_{CA} = \sqrt{3}U_{max} \sin\left(\omega t - \frac{7\pi}{6}\right) \quad (\text{II.6})$$

- Et finalement pour $\omega t \in \left[\frac{11\pi}{6}, \frac{13\pi}{6} \right]$, les diodes D_5 et D_6 conduisent le courant. Les autres diodes sont considérées comme des interrupteurs fermés, donc on a :

$$U_{ch} = U_{CN} - U_{BN} = U_{CB} = \sqrt{3}U_{max} \sin\left(\omega t + \frac{\pi}{2}\right) \quad (\text{II.7})$$

Les trois diodes (D_1, D_3, D_5) forment un commutateur plus positif, qui laisse passer à tout instant la plus positive des tensions, et les diodes (D_2, D_4, D_6) forment un

commutateur plus négatif, qui laisse passer la plus négative des tensions. La tension redressée est à tout instant la différence entre ces deux tensions, soit :

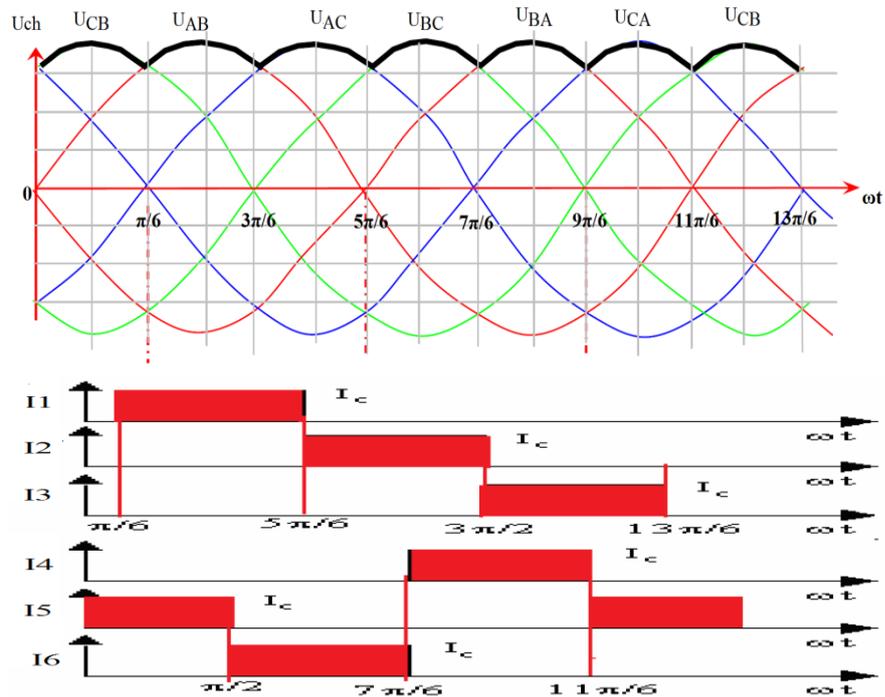


Figure II.4 Chronogramme des tensions et du courant [10]

II.5.1.2 Etude des tensions

- La tension moyenne aux bornes de la charge dans ce cas est déterminée comme suit :

$$\begin{aligned}
 U_{\text{moych}} &= \frac{6}{T} \int_{\frac{\pi}{6}}^{\frac{\pi}{2}} U_{AB} d\omega t = \frac{6}{2\pi} \int_{\frac{\pi}{6}}^{\frac{\pi}{2}} \sqrt{3}U_{\text{max}} \sin\left(\omega t + \frac{\pi}{6}\right) d\omega t \\
 &= \frac{3\sqrt{3}U_{\text{max}}}{\pi} \left(-\cos\frac{2\pi}{3} + \cos\frac{\pi}{3}\right) \\
 U_{\text{moych}} &= \frac{3\sqrt{3}}{\pi} U_{\text{max}} = \frac{3\sqrt{6}}{\pi} U_{\text{effs}} \tag{II.8}
 \end{aligned}$$

- La tension efficace aux bornes de la charge :

$$\begin{aligned}
 U_{\text{effch}} &= \left[\frac{6}{T} \int_{\frac{\pi}{6}}^{\frac{\pi}{2}} (U_{AB})^2 d\omega t \right]^{\frac{1}{2}} = \left[\frac{3}{\pi} \int_{\frac{\pi}{6}}^{\frac{\pi}{2}} \left(\sqrt{3}U_{\text{max}} \sin\left(\omega t + \frac{\pi}{6}\right)\right)^2 d\omega t \right]^{\frac{1}{2}} \\
 &= \left[\frac{9U_{\text{max}}^2}{\pi} \int_{\frac{\pi}{3}}^{\frac{2\pi}{3}} \frac{1 - \cos 2\omega t}{2} d\omega t \right]^{\frac{1}{2}}
 \end{aligned}$$

$$U_{\text{effch}} = \frac{U_{\text{max}}}{2} \left(6 + \frac{9\sqrt{3}}{\pi} \right)^{\frac{1}{2}} \cong 1.65U_{\text{max}} \quad (\text{II.9})$$

- Tension inverse aux bornes de la diode :

$$U_{\text{invD}} = -\sqrt{3}U_{\text{max}} \quad (\text{II.10})$$

II.5.1.3 Etude des courants

- Le courant efficace de charge $I_{\text{effch}} = U_{\text{effch}}/R$ (II.11)

- Le courant moyen de charge $I_{\text{moych}} = U_{\text{moych}}/R$ (II.12)

- Le courant moyen de la diode $I_{\text{moyD}} = I_{\text{moych}}/3$ (II.13)

- Le courant efficace de la diode $I_{\text{effD}} = I_{\text{effch}}/\sqrt{3}$ (II.14)

II.5.2 Redresseurs commandés en pont

Un montage redresseur commandé permet d'obtenir une tension continue réglable (de valeur moyenne non nulle) à partir d'une tension alternative sinusoïdale (de valeur moyenne nulle). L'utilisation de commutateurs commandables tels que les thyristors permet de réaliser des redresseurs dont la tension moyenne de sortie peut varier en fonction de l'angle d'amorçage α des commutateurs. [10,11]

Ce type de redresseur est aussi appelé « pont de Graëtz triphasé », son schéma est donné à la figure (II.5). Ce montage est constitué de trois bras. Chaque bras comporte deux thyristors connectés en inverse.

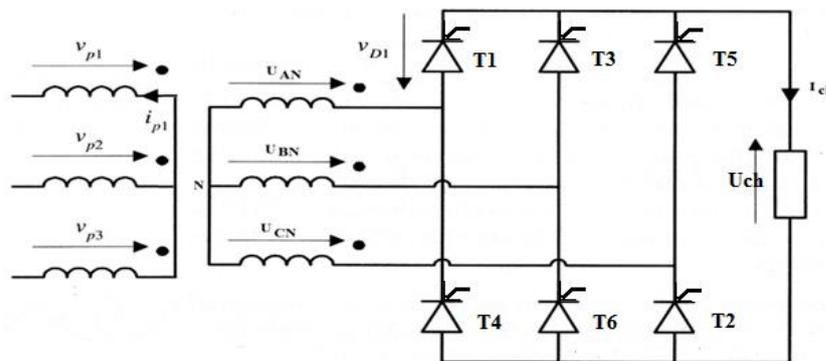


Figure II.5 Schéma du montage [10]

II.5.2. 1 Principe de fonctionnement

- Pour $\omega t \in \left[\frac{\pi}{6} + \alpha, \frac{3\pi}{6} + \alpha \right]$, les thyristors T_1 et T_6 conduisent le courant. Les autres thyristors sont considérés comme des interrupteurs fermés, donc on a :

$$U_{\text{ch}} = U_{\text{AN}} - U_{\text{BN}} = U_{\text{AB}} = \sqrt{3}U_{\text{max}} \sin \left(\omega t + \frac{\pi}{6} \right) \quad (\text{II.15})$$

- Et pour $\omega t \in \left[\frac{3\pi}{6} + \alpha, \frac{5\pi}{6} + \alpha \right]$, les thyristors T_1 et T_2 conduisent le courant. Les autres thyristors sont considérés comme des interrupteurs fermés, donc on a :

$$U_{ch} = U_{AN} - U_{CN} = U_{AC} = \sqrt{3}U_{max} \sin\left(\omega t - \frac{\pi}{6}\right) \quad (II.16)$$

- Et pour $\omega t \in \left[\frac{5\pi}{6} + \alpha, \frac{7\pi}{6} + \alpha \right]$, les thyristors T_3 et T_2 conduisent le courant. Les autres thyristors sont considérés comme des interrupteurs fermés, donc on a :

$$U_{ch} = U_{BN} - U_{CN} = U_{BC} = \sqrt{3}U_{max} \sin\left(\omega t - \frac{\pi}{2}\right) \quad (II.17)$$

- Et pour $\omega t \in \left[\frac{7\pi}{6} + \alpha, \frac{9\pi}{6} + \alpha \right]$, les thyristors T_3 et T_4 conduisent le courant. Les autres thyristors sont considérés comme des interrupteurs fermés, donc on a :

$$U_{ch} = U_{BN} - U_{AN} = U_{BA} = \sqrt{3}U_{max} \sin\left(\omega t - \frac{5\pi}{6}\right) \quad (II.18)$$

- Et pour $\omega t \in \left[\frac{9\pi}{6} + \alpha, \frac{11\pi}{6} + \alpha \right]$, les thyristors T_5 et T_4 conduisent le courant. Les autres thyristors sont considérés comme des interrupteurs fermés, donc on a :

$$U_{ch} = U_{CN} - U_{AN} = U_{CA} = \sqrt{3}U_{max} \sin\left(\omega t - \frac{7\pi}{6}\right) \quad (II.19)$$

- Et finalement pour $\omega t \in \left[\frac{11\pi}{6} + \alpha, \frac{13\pi}{6} + \alpha \right]$, les thyristors T_5 et T_6 conduisent le courant. Les autres thyristors sont considérés comme des interrupteurs fermés, donc on a :

$$U_{ch} = U_{CN} - U_{BN} = U_{CB} = \sqrt{3}U_{max} \sin\left(\omega t + \frac{\pi}{2}\right) \quad (II.20)$$

Les trois thyristors (T_1, T_3, T_5) forment un commutateur plus positif, qui laisse passer à tout instant la plus positive des tensions, et les thyristors (T_2, T_4, T_6) forment un commutateur plus négatif, qui laisse passer la plus négative des tensions. La tension redressée est à tout instant la différence entre ces deux tensions, soit :

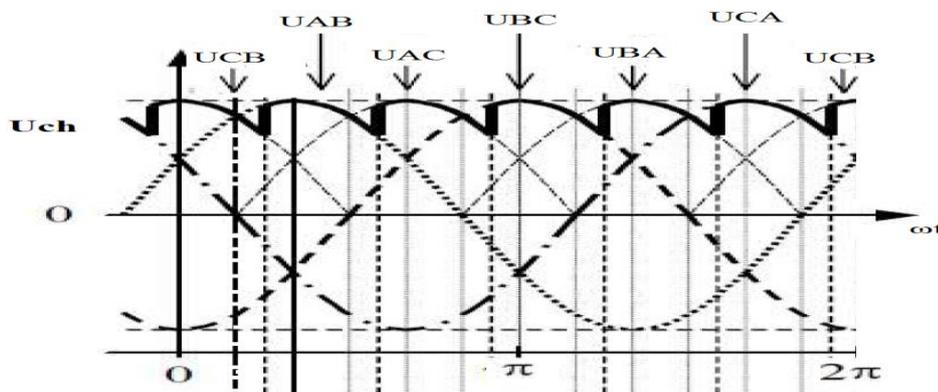


Figure II.6 Chronogramme des tensions [10]

II.5.2.2 Etude des tensions

- La tension moyenne aux bornes de la charge dans ce cas est déterminée comme suit :

$$\begin{aligned}
 U_{\text{moych}} &= \frac{6}{T} \int_{\frac{\pi}{6}+\alpha}^{\frac{\pi}{2}+\alpha} U_{AB} d\omega t = \frac{6}{2\pi} \int_{\frac{\pi}{6}+\alpha}^{\frac{\pi}{2}+\alpha} \sqrt{3}U_{\text{max}} \sin\left(\omega t + \frac{\pi}{6}\right) d\omega t \\
 &= \frac{3\sqrt{3}U_{\text{max}}}{\pi} \left(-\cos\left(\frac{2\pi}{3} + \alpha\right) + \cos\left(\frac{\pi}{3} + \alpha\right) \right) \\
 U_{\text{moych}} &= \frac{3\sqrt{3}}{\pi} U_{\text{max}} \cos\alpha = \frac{3\sqrt{6}}{\pi} U_{\text{effs}} \cos\alpha \quad (\text{II.21})
 \end{aligned}$$

- La tension efficace aux bornes de la charge :

$$\begin{aligned}
 U_{\text{effch}} &= \left[\frac{6}{T} \int_{\frac{\pi}{6}+\alpha}^{\frac{\pi}{2}+\alpha} (U_{AB})^2 d\omega t \right]^{\frac{1}{2}} = \left[\frac{3}{\pi} \int_{\frac{\pi}{6}+\alpha}^{\frac{\pi}{2}+\alpha} \left(\sqrt{3}U_{\text{max}} \sin\left(\omega t + \frac{\pi}{6}\right) \right)^2 d\omega t \right]^{\frac{1}{2}} \\
 &= \left[\frac{9U_{\text{max}}^2}{\pi} \int_{\frac{\pi}{6}+\alpha}^{\frac{2\pi}{3}+\alpha} \frac{1 - \cos 2\omega t}{2} d\omega t \right]^{\frac{1}{2}} \\
 U_{\text{effch}} &= \sqrt{6}U_{\text{effs}} \left(\frac{1}{2} + \frac{3\sqrt{3}}{4\pi} \cos 2\alpha \right)^{\frac{1}{2}} \quad (\text{II.22})
 \end{aligned}$$

- Tension inverse aux bornes du thyristor :

$$U_{\text{invT}} = -\sqrt{3}U_{\text{max}} \quad (\text{II.23})$$

II.5.2.3 Etude des courants

- Le courant efficace de charge $I_{\text{effch}} = U_{\text{effch}}/R$ (II.24)
- Le courant moyen de charge $I_{\text{moych}} = U_{\text{moych}}/R$ (II.25)
- Le courant moyen du thyristor $I_{\text{moyT}} = I_{\text{moych}}/3$ (II.26)
- Le courant efficace du thyristor $I_{\text{effT}} = I_{\text{effch}}/\sqrt{3}$ (II.27)

II.6 Filtre LC

Pour corriger la source de tension continue, on insère à l'entrée de l'onduleur une capacité C , celle-ci absorbe la différence entre le courant unidirectionnel I_{ch} et le courant I_{d} , et supprime les brusques variations de U_{d} lors de la commutation; par contre, pour réduire l'ondulation du courant I_{d} et protéger l'onduleur contre la vitesse critique de croissance de courant, on place en série une inductance de lissage L (de résistance interne R) l'ensemble. [12]

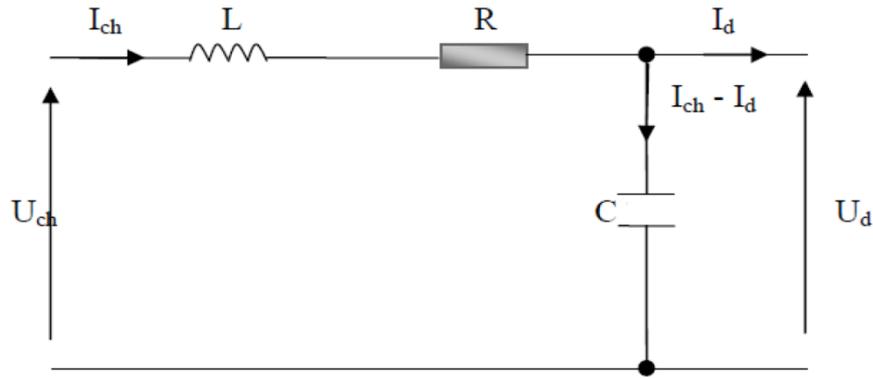


Figure II.7 Filtre LC. [11]

$$L \frac{dI_{ch}}{dt} = U_{ch} - U_d - RI_{ch} \tag{II.28}$$

$$\frac{dU_d}{dt} = \frac{1}{C} (I_{ch} - I_d) \tag{II.29}$$

En combinant les deux équations précédentes, nous obtenons la fonction de transfert **F(s)** du filtre :

$$F(s) = \frac{U_d}{U_{ch}} = \frac{1}{LCs^2 + RC's + 1} \tag{II.30}$$

La pulsation correspondante de coupure est :

$$\omega_c = \sqrt{\frac{2}{LC} - \frac{R^2}{L^2}} \tag{II.31}$$

Le rôle essentiel de ce filtre peut être résumé comme suit :

- Il dérive les harmoniques des courants créés par l'onduleur et empêche qu'ils ne soient injectés dans le réseau d'alimentation.
- Il évite les fluctuations importantes de la tension continue d'alimentation, que ces fluctuations viennent du redresseur (filtrage des harmoniques de la tension redressée) ou du débit instantané variable de l'onduleur, le maintien de cette tension continue apparaît comme un facteur favorisant la stabilité des montages variateurs de vitesse.
- Il limite la vitesse de croissance des courants de court-circuit, en freinant les grandeurs qui interviennent. [13]

II.7 Les Onduleurs triphasés

II.7.1 Conception de l'onduleur

Un onduleur est un convertisseur statique capable de transformer l'énergie d'une source de tension continue en une tension alternative (sinusoïdale). Il s'agit d'un dispositif électronique qui accomplit la fonction inverse du redresseur. [10]

L'onduleur est composé de six transistors avec une diode antiparallèle pour chacun. Les transistors T1 et T4 comme T3 et T6 et T5 et T2 sont complémentaires en théorie c'est à-dire que lorsque l'un des deux est ouvert l'autre est fermé et inversement. Dans la théorie seulement car les commutations réelles des interrupteurs de puissance ne sont pas instantanées. La configuration la plus dangereuse est celle où les deux transistors sont fermés, car la tension de bus (de l'ordre de plusieurs centaines de volts) est mise en court-circuit. Un courant très important se déverse alors dans les transistors entraînant leur destruction. C'est donc cette configuration que l'on va éviter. On ouvrira donc l'un des transistors avant de fermer l'autre. Le temps de sécurité entre l'ouverture de l'un et la fermeture de l'autre est appelé « temps mort ». Il doit être parfaitement calibré pour un fonctionnement optimal de l'onduleur. [10,11]

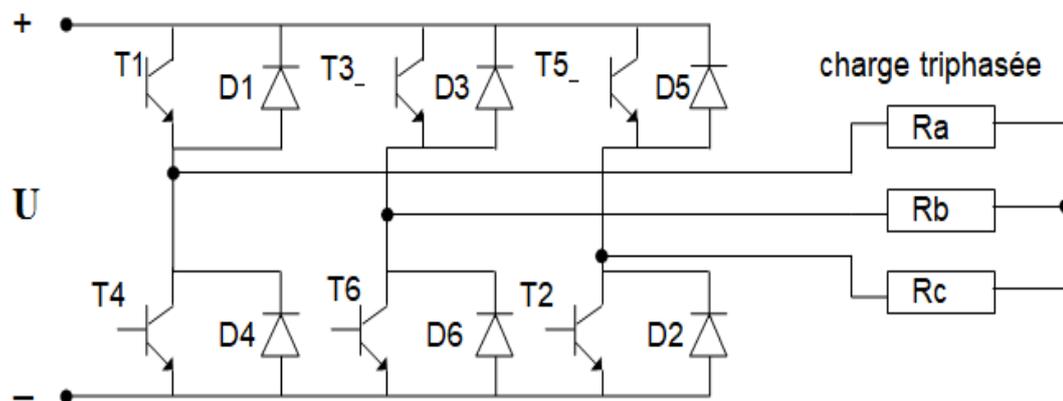


Figure II.8 Onduleur triphasé . [11]

II.7.2 Classification des onduleurs

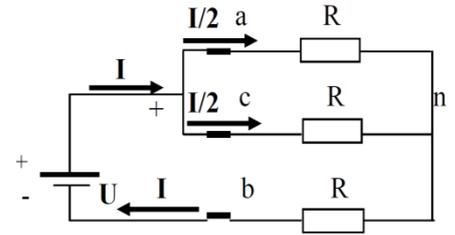
Les onduleurs se classent en deux groupes :

- **Onduleurs à fréquence fixe:** ceux-ci sont utilisés comme alimentation de sécurité dans les centres hospitaliers, les centrales téléphoniques, les ordinateurs, etc. Ces onduleurs sont alimentés à partir d'une batterie d'accumulateurs.
- **Onduleurs à fréquence variable :** ceux-ci sont alimentés en courant continu à partir du réseau alternatif par l'intermédiaire d'un redresseur. Ils fournissent des tensions de fréquence et d'amplitude variables utilisées pour contrôler la vitesse de moteurs à courant alternatif.

II.7.3 Principe de fonctionnement

- Pour $\omega t \in \left[0, \frac{\pi}{3}\right]$

On a le circuit équivalent suivant :



Ce circuit sera simplifié au circuit équivalent suivant :

$$I = \frac{U}{\frac{3.R}{2}} = \frac{2.U}{3.R} \dots\dots\dots(\text{II.32})$$

$$V_{an} = \frac{I}{2} . R = \frac{2.U.R}{2.3.R} = \frac{U}{3} \dots\dots\dots(\text{II.33})$$

$$V_{bn} = -I . R = \frac{-2.U}{3} \dots\dots\dots(\text{II.34})$$

$$V_{cn} = \frac{I}{2} . R = \frac{2.U}{2.3.R} = \frac{U}{3} \dots\dots\dots(\text{II.35})$$

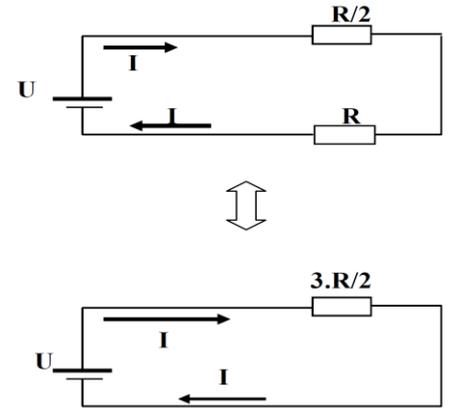


Figure II.9. Circuits équivalents

V_{an} , V_{bn} et V_{cn} sont les tensions simples à la sortie de l'onduleur.

- Pour $\omega t \in \left[\frac{\pi}{3}, \frac{2\pi}{3}\right]$

On va suivre la même procédure

La résistance équivalente sera :

$$R_{eq} = \frac{3.R}{2} \dots\dots\dots(\text{II.36})$$

$$I = \frac{2.U}{3.R} \dots\dots\dots(\text{II.37})$$

$$V_{an} = I.R = \frac{2.U}{3} \dots\dots\dots(\text{II.38})$$

$$V_{bn} = -\frac{I}{2} . R = -\frac{2.U}{2.3.R} = -\frac{U}{3} \dots\dots\dots(\text{II.39})$$

$$V_{cn} = -\frac{I}{2} . R = -\frac{2.U}{2.3.R} = -\frac{U}{3} \dots\dots\dots(\text{II.40})$$

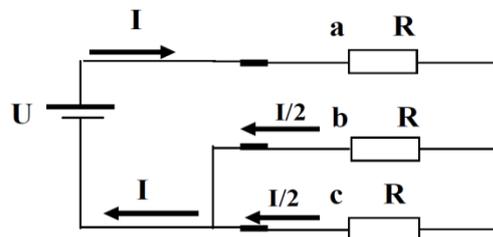


Figure II.10. Circuit équivalent

- Pour $\omega t \in \left[\frac{2\pi}{3}, \pi \right]$ (6)

$$R_{eq} = \frac{3.R}{2} \dots\dots\dots(\text{II.41})$$

$$I = \frac{U}{\frac{3.R}{2}} = \frac{2.U}{3.R} \dots\dots\dots(\text{II.42})$$

$$V_{an} = \frac{I}{2} . R = \frac{2.U.R}{2.3.R} = \frac{U}{3} \dots\dots\dots(\text{II.43})$$

$$V_{bn} = \frac{I}{2} . R = \frac{2.U}{2.3.R} = \frac{U}{3} \dots\dots\dots(\text{II.44})$$

$$V_{cn} = -I.R = \frac{-2.U}{3} \dots\dots\dots(\text{II.45})$$

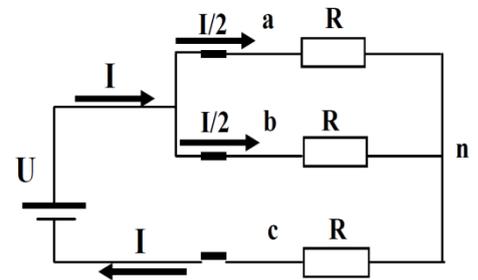


Figure II.11. Circuit équivalent

Enfin, on obtient les ondes dans la moitié de la période. Si on inverse cette moitié, on obtient la deuxième moitié de la période.

Les ondes de sortie de l'onduleur commandé en pleine ondes sont illustrées dans la Figure (II-9)

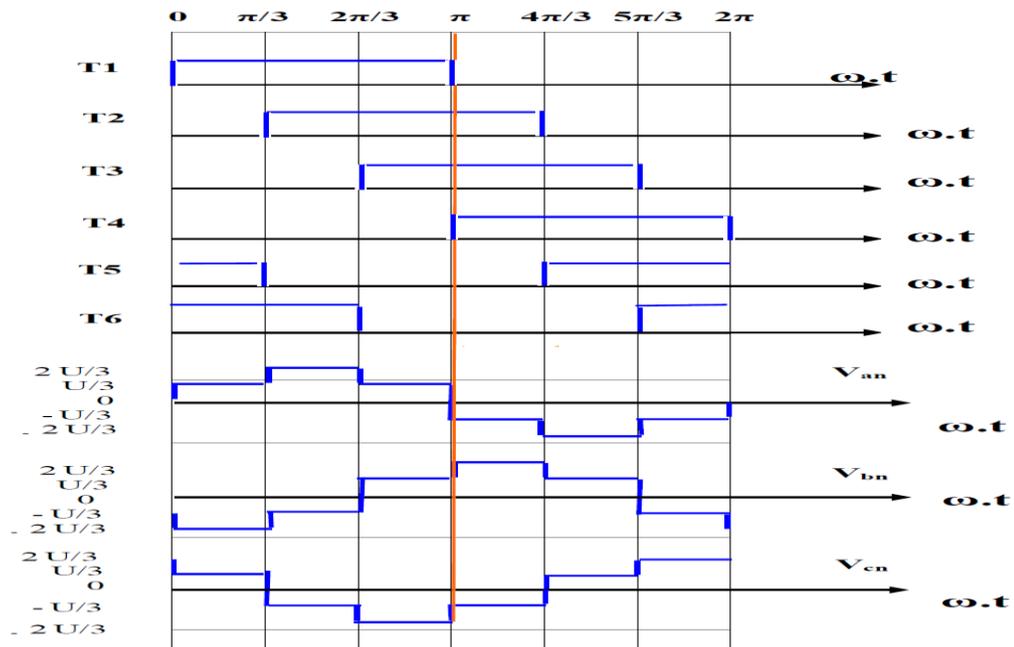


Figure II.12 Chronogramme des tensions à la sortie de l'onduleur triphasé [11]

Pour la génération des signaux de commande des interrupteurs (transistors), il existe plusieurs techniques de commande telles que la stratégie MLI « en anglais, PWM Pulse Width Modulation ».

II.7.4 Modulation de largeur d'impulsions « MLI »

Selon la figure précédente, on remarque que la tension obtenue à la sortie de l'onduleur n'est pas sinusoïdale, elle est sous une forme rectangulaire, ce qui provoque une dégradation du régime de fonctionnement de certaines charges surtout les machines électriques. Ces tensions de sortie sont très riches en harmoniques, d'où la nécessité de les réduire.

Dans le cadre de la recherche des méthodes de réduction des harmoniques, plusieurs travaux ont été réalisés sur la commande de l'ouverture et la fermeture des semi-conducteurs formant l'onduleur (Modulation de largeur d'impulsion)

L'utilisation des techniques de modulation MLI comme stratégie de commande de l'ouverture et de la fermeture des interrupteurs réduit considérablement les harmoniques. La modulation de la largeur d'impulsion sinusoïdale (MLI Sinusoïdale) est souvent utilisable et très employée dans les variateurs de vitesse, pour cela on va discuter le principe de cette stratégie.

La modulation sinusoïdale consiste à utiliser les intersections d'une onde de référence ou modulante, généralement sinusoïdale, avec une onde de modulation ou porteuse, généralement triangulaire. Cette technique exige une commande séparée pour chacune des phases de l'onduleur. La figure ci-dessous illustre le principe de base de cette technique. [14]

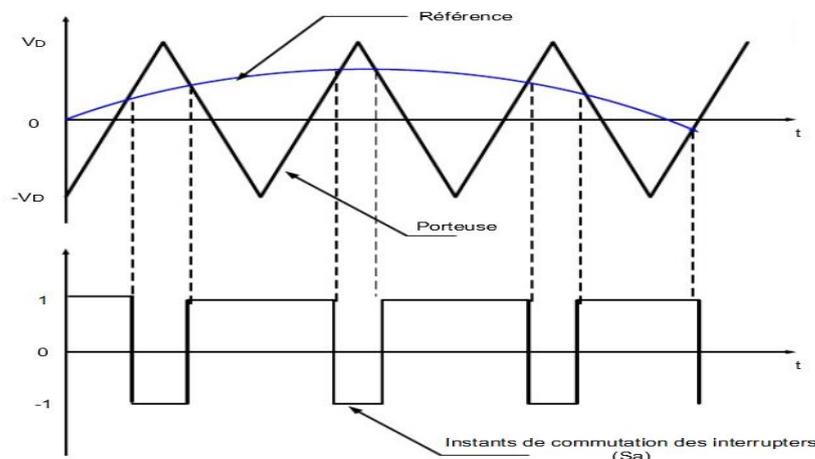


Figure II.13 Le signal de la MLI sinusoïdale [15]

Les caractéristiques de la modulation sinusoïdale sont :

- Le coefficient de réglage r égal au rapport de la fréquence f_c de la porteuse à la fréquence f_m de la référence : $r = f_c/f_m$
- L'indice de modulation M égale au rapport de l'amplitude A_m de la référence à l'amplitude crête A_c de la porteuse : $M = A_m/A_c$
- Le facteur d'évaluation des performances de la MLI est le facteur de distorsion totale des harmoniques (THD) de la tension de sortie, défini par le rapport de la

somme quadratique des harmoniques de tension à la valeur de la somme quadratique du fondamental et des harmoniques de la tension [16]:

$$THD = \frac{\left(\sum_{i=2}^n V_i^2\right)^{1/2}}{\left(\sum_{i=1}^n V_i^2\right)^{1/2}} \tag{II.46}$$

La figure ci-dessous montre la tension simple à la sortie de l'onduleur lorsque $r=6$ et $M=0.8$.

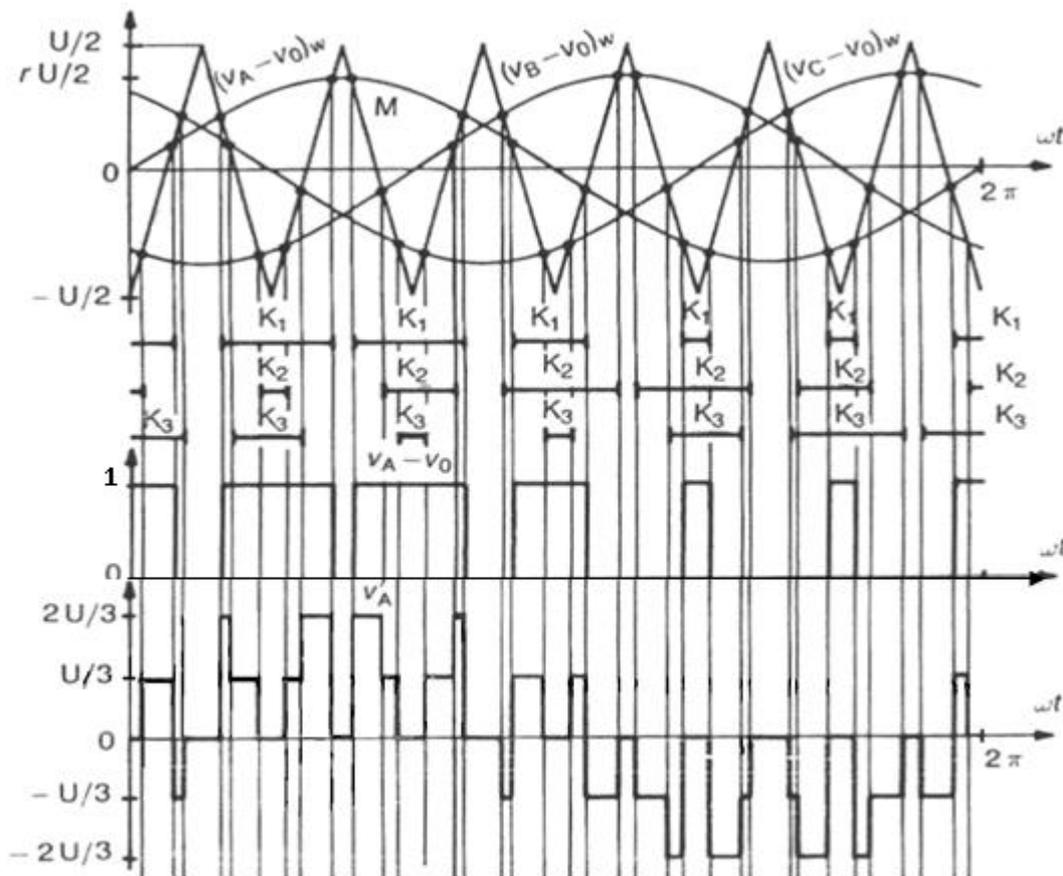


Figure II.14 La création des signaux des impulsions et des tensions [11,17]

II.8 Conclusion

Dans ce chapitre on a présenté une étude sur les différentes parties d'un variateur de vitesse, le redresseur triphasé, le filtre LC, l'onduleur triphasé ainsi que la technique de commande MLI.

Dans le chapitre suivant on passera à la modélisation et l'association du variateur avec la machine asynchrone.

Chapitre III

Association convertisseur-machine asynchrone

III.1 Introduction

Le réglage de la vitesse d'une machine alternative n'est pas simple que celui d'un moteur à courant continu. Les onduleurs à fréquence de sortie variable sont la principale application des dispositifs de puissance à semi-conducteurs pour la commande de moteur à courant alternatif. Pour obtenir des caractéristiques de commande comparables à celle d'un moteur à courant continu, il faut utiliser un équipement de commande et de puissance plus compliqué.

Pour bien choisir un système d'entraînement à vitesse variable il est absolument nécessaire de connaître les contraintes imposées par la charge à l'ensemble réseau / convertisseur statique / machine [2-3]:

- Caractéristiques couple vitesse de la machine entraînée
- Inertie de la machine entraînée
- Performances statiques et dynamiques attendues
- Régime et service dans tous les cas d'exploitation.

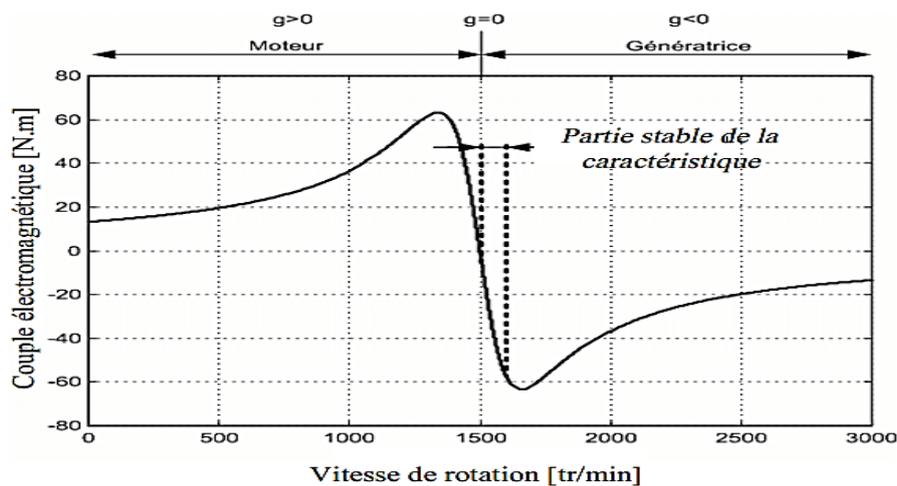


Figure III.1 Caractéristique mécanique de la MAS. [3]

III.2. Association Onduleur-Machine Asynchrone

Le réglage de la vitesse (ou de la position) du rotor d'un moteur asynchrone se réalise logiquement par action sur la fréquence et la tension (ou le courant) statorique, par conséquent, pour réaliser cette action, il faut se disposer d'une source d'alimentation capable de fournir une tension d'amplitude et de fréquence réglable en valeurs instantanées. Autrement dit il faut se disposer d'un onduleur, le schéma de la figure (III.2) illustre une machine asynchrone triphasée alimentée par un onduleur de tension

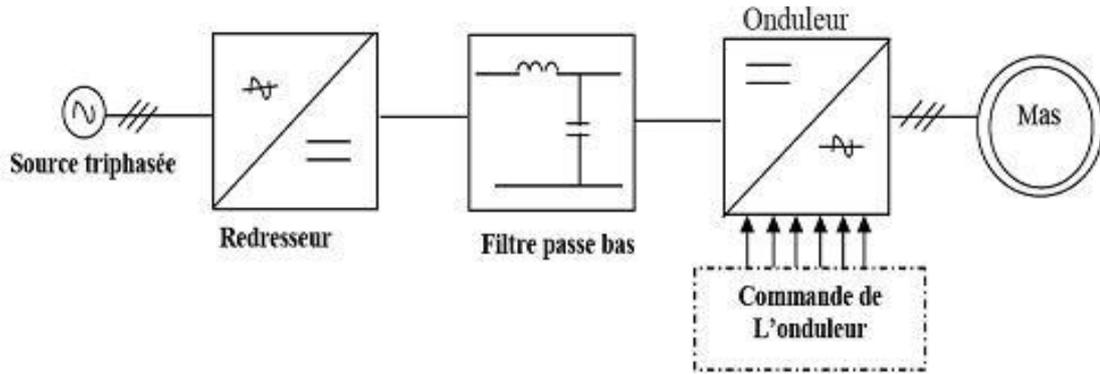


Figure III.2 Schéma de l'association convertisseur- machine asynchrone [17]

III.2.1. Convertisseur réversible

Grâce aux semi-conducteurs commandés, l'onduleur MLI permet aujourd'hui la variation de vitesse de la machine asynchrone jusqu'à des puissances de l'ordre du MW. Dans ces cas là, il est nécessaire de prévoir le freinage de la machine asynchrone en restituant l'énergie au réseau d'alimentation. Pour cela, il est possible de remplacer le redresseur à diodes par une structure onduleur MLI qui fonctionne en redresseur lorsque la machine asynchrone fonctionne en moteur et en onduleur lorsque la machine asynchrone fonctionne en génératrice. [18]

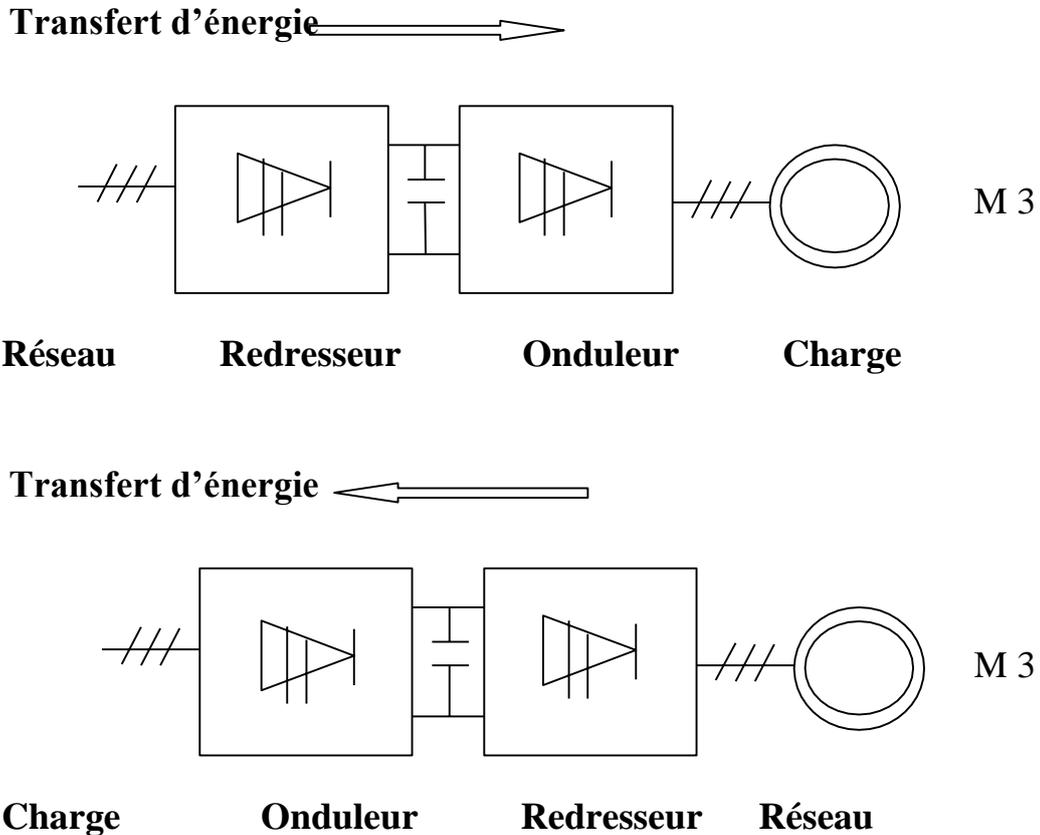


Figure III.3 Convertisseur réversible [18]

III.2.2. Modes de freinage

a. Freinage résistive

La tension aux bornes du condensateur ne doit pas dépasser un certain seuil, elle doit être contrôlée en permanence. En effet, lors du freinage, le retour d'énergie se fait de la charge vers le bus continu (le moteur se comporte comme une génératrice). Etant donné que, le redresseur est un pont à diodes donc n'est pas réversible en courant, alors le condensateur va se charger et la tension à ses bornes augmente. Si celle-ci dépasse la valeur maximale, le condensateur risque d'exploser. Afin de remédier à ce problème et de protéger les condensateurs, on intègre un quatrième bras fonctionnant comme hacheur de freinage pour dissiper l'énergie de retour dans une résistance (**Figure III.4.a**).

b. Freinage par récupération d'énergie

On peut freiner le moteur par récupération d'énergie. Durant cet intervalle, le courant I_d change de sens mais la polarité de E_2 demeure la même. Par conséquent, pour renvoyer la puissance au réseau (**Figure III.4.b**), on doit ajouter un onduleur à commutation naturelle branché en antiparallèle avec le redresseur. Lorsque l'onduleur fonctionne, le redresseur se bloque automatiquement.

Il existe plusieurs types de commande de la machine asynchrone nous citons :

- La commande scalaire ou l'on s'intéresse au contrôle des grandeurs physique de la MAS en module uniquement (exemple : flux, courant).
- Et la commande vectorielle ou le contrôle est plutôt porté sur le module et la phase de ces grandeurs. la voie de la commande vectorielle, offre les meilleures performances dynamiques et statiques des variateurs de vitesse. [3-7]

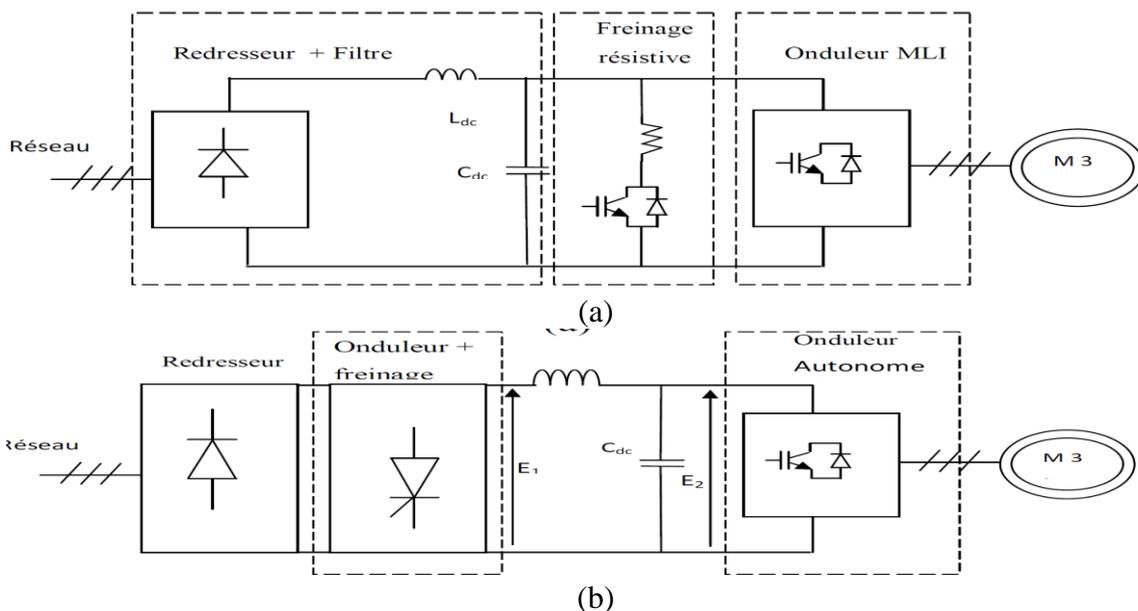


Figure III.4 Variateur de vitesse utilisant un redresseur et un onduleur autonome à modulation de largeur d'impulsion avec (a) freinage résistive (b) freinage par récupération d'énergie [18-20]

III.3. Modélisation

Les relations sont obtenues à partir des relations de finitions exposées lors de la modélisation de la machine asynchrone au chapitre (I), c'est-à-dire, qu'on alimente notre machine avec les tensions V'_A, V'_B, V'_C qui sont de l'onduleur.

III.3.1. Tension d'axes "d" et "q"

Les relations de tensions " V_d " et " V_q " sont obtenues d'après la transformation de Park :

$$\begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \\ -\sin \theta & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} V'_A \\ V'_B \\ V'_C \end{bmatrix} \quad (\text{III - 1})$$

D'où les tensions de phases :

$$\begin{cases} V'_A = \frac{2}{3}(V_A - V_O) - \frac{1}{3}(V_B - V_O) - \frac{1}{3}(V_C - V_O) \\ V'_B = -\frac{1}{3}(V_A - V_O) + \frac{2}{3}(V_B - V_O) - \frac{1}{3}(V_C - V_O) \\ V'_C = -\frac{1}{3}(V_A - V_O) - \frac{1}{3}(V_B - V_O) + \frac{2}{3}(V_C - V_O) \end{cases} \quad (\text{III - 2})$$

Alors :

$$\begin{cases} V_d = \sqrt{\frac{2}{3}} \left[V'_A \cos \theta + V'_B \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) + V'_C \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \right] \\ V_q = \sqrt{\frac{2}{3}} \left[-V'_A \sin \theta - V'_B \sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) - V'_C \sin\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \right] \end{cases} \quad (\text{III - 3})$$

III.3.2. Détermination des courants d'axes "d" et "q"

Pour le régime permanent, on a:

$$\frac{d}{dt} \varphi_{ds} = 0, \frac{d}{dt} \varphi_{qs} = 0, \frac{d}{dt} \varphi_{dr} = 0, \frac{d}{dt} \varphi_{qr} = 0$$

Et les équations pour ce régime seront comme suite :

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s i_{ds} - \omega_s \varphi_{qs} \\ V_{qs} = R_s i_{qs} + \omega_s \varphi_{ds} \\ V_{dr} = R_r i_{dr} - \omega_r \varphi_{qr} \\ V_{qr} = R_r i_{qr} + \omega_r \varphi_{dr} \end{cases} \quad (\text{III- 4})$$

A partir du système (III- 4) on détermine les courants d'axes i_{ds}, i_{qs} :

$$\begin{aligned} i_{ds} &= \frac{V_{ds}}{R_s} + \frac{\omega_s}{R_s} \varphi_{qs} \\ i_{qs} &= \frac{V_{qs}}{R_s} - \frac{\omega_s}{R_s} \varphi_{ds} \end{aligned} \quad (\text{III - 5})$$

On remplace φ_{ds} et φ_{qs} par leurs expressions on aura :

$$\begin{aligned} i_{ds} &= \frac{V_{ds}}{R_s} + \frac{\omega_s}{R_s} (L_s i_{qs} + M i_{qr}) \\ i_{qs} &= \frac{V_{qs}}{R_s} - \frac{\omega_s}{R_s} (L_s i_{ds} + M i_{dr}) \end{aligned} \quad (\text{III - 6})$$

Ce qui donne encore :

$$\begin{aligned} i_{ds} &= \frac{V_{ds}}{R_s} + \frac{\omega_s}{R_s} L_s i_{qs} + \frac{\omega_s}{R_s} M i_{qr} \\ i_{qs} &= \frac{V_{qs}}{R_s} - \frac{\omega_s}{R_s} L_s i_{ds} - \frac{\omega_s}{R_s} M i_{dr} \end{aligned} \quad (\text{III - 7})$$

Comme les enroulements rotoriques sont court-circuités, les tensions de phases seront nulles ainsi que leurs composantes sur les axes d et q ce que revient à dire que le système sera de cette forme :

$$\begin{aligned} 0 &= R_r i_{dr} - g \omega_s \varphi_{qr} \\ 0 &= R_r i_{qr} + g \omega_s \varphi_{dr} \end{aligned} \quad (\text{III - 8})$$

En substituant les équations du système (I-10) (équations du flux rotoriques) dans le système (III-8), les équations deviennent alors [18-20] :

$$\begin{aligned} 0 &= R_r i_{dr} - g \omega_s M i_{qs} - g \omega_s L_r i_{qr} \\ 0 &= R_r i_{qr} + g \omega_s M i_{ds} + g \omega_s L_r i_{dr} \end{aligned} \quad (\text{III - 9})$$

Ce qui implique :

$$\begin{aligned} i_{dr} &= A i_{qs} - B i_{ds} \\ i_{qr} &= -B i_{qs} - A i_{ds} \end{aligned} \quad (\text{III - 10})$$

Avec :

$$A = \frac{g\omega_s MR_r}{R_r^2 + (g\omega_s)^2 L_r^2} \quad , \quad B = \frac{(g\omega_s)^2 ML_r}{R_r^2 + (g\omega_s)^2 L_r^2}$$

On introduisant les expressions des courants d'axes d et q rotoriques dans le système d'équation (III-4), on trouve ainsi les expressions des courants statoriques d'axes d et q :

$$\begin{aligned} i_{ds} &= \frac{C}{G} V_{ds} + \frac{D}{G} V_{qs} \\ i_{qs} &= \frac{D}{G} V_{ds} - \frac{C}{G} V_{qs} \end{aligned} \quad (\text{III - 11})$$

$$\text{Avec : } C = \omega_s MA + R_s \quad , \quad D = \omega_s L - \omega_s MA ;$$

$$\text{et } G = C^2 + D^2$$

III.3.3. Détermination des courants de phases

Les courants de phases sont obtenus en utilisant la transformation de Park.

$$\begin{cases} i'_A = \sqrt{\frac{2}{3}} [i_{ds} \cos \theta - i_{qs} \sin \theta] \\ i'_B = \sqrt{\frac{2}{3}} \left[i_{ds} \cos \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right) - i_{qs} \sin \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right) \right] \\ i'_C = \sqrt{\frac{2}{3}} \left[i_{ds} \cos \left(\theta - \frac{4\pi}{3} \right) - i_{qs} \sin \left(\theta - \frac{4\pi}{3} \right) \right] \end{cases} \quad (\text{III - 12})$$

III.4. Simulation de l'onduleur triphasé commandé en 180°

L'onduleur triphasé est composé de 6 transistors ; dans chaque bras il ya deux transistors. On commande ces transistors grâce à leurs gâchettes, si un transistor est ouvert son complémentaire est forcément fermé durant la moitié du période 180°, c'est le principe de la commande en pleine onde. La figure (III.5) montre le schéma bloc développé sous l'environnement Simulink/MATLAB. L'onduleur est alimenté en **467 V** (Tension de source continue).

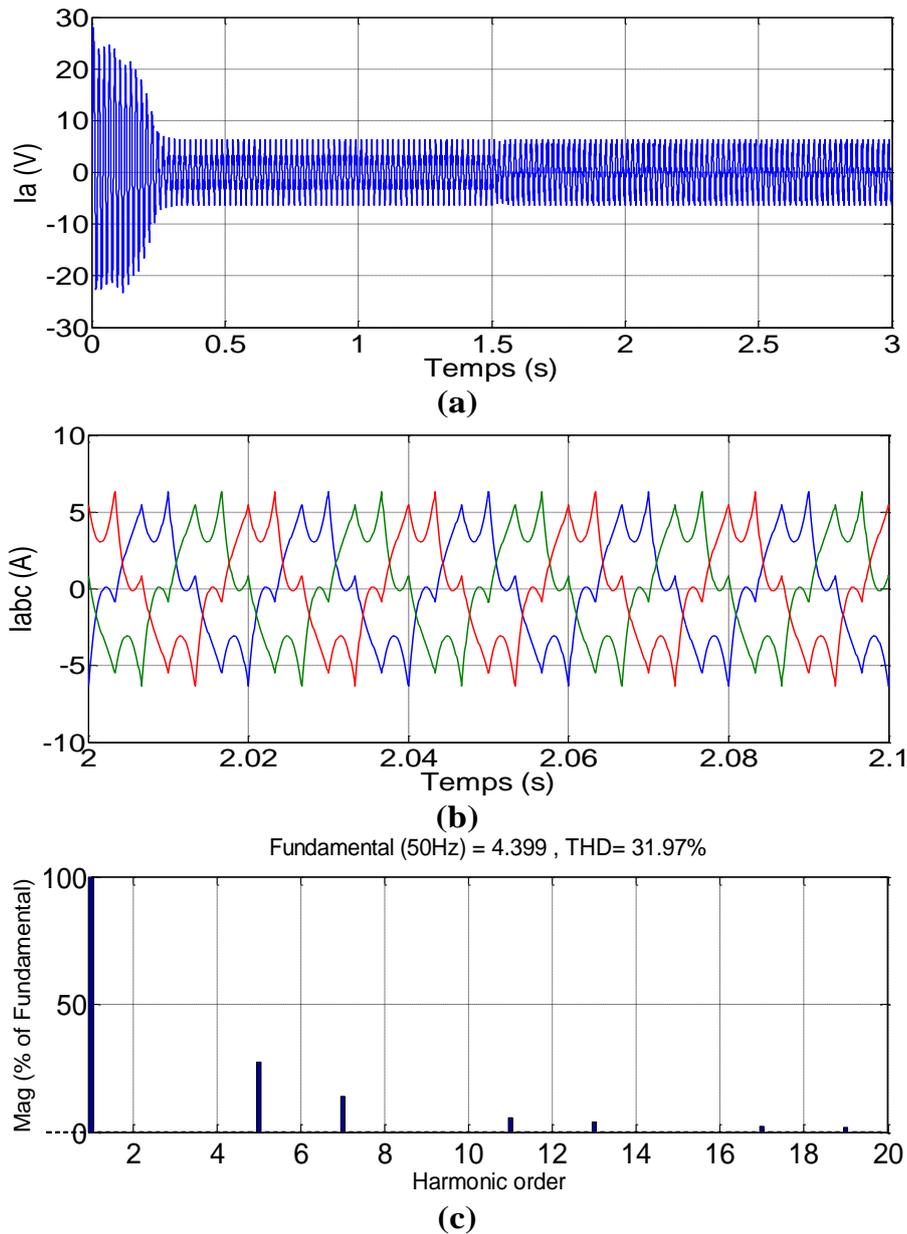


Figure III.7 Le courant statorique et leur spectre d'harmoniques

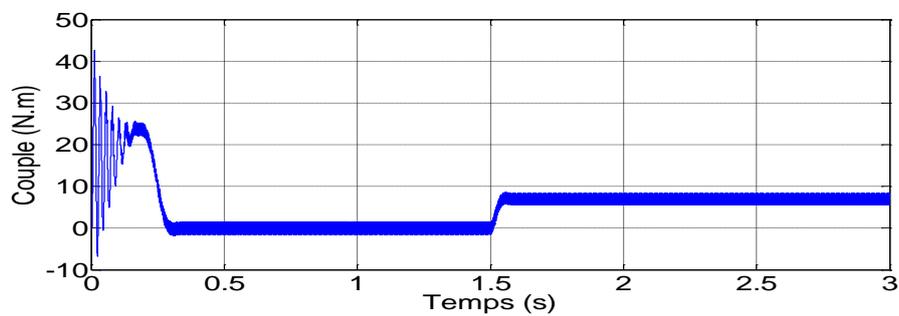


Figure III.8 Le couple électromagnétique de la MAS

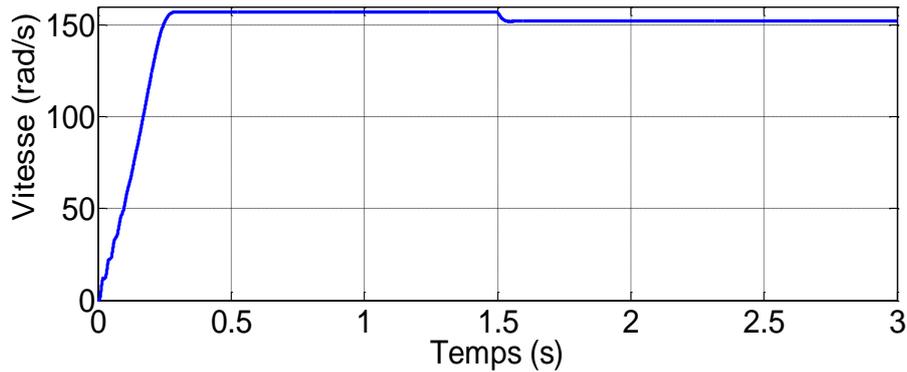


Figure III.9 La vitesse de rotation de la MAS

III.4.2. Interprétations

➤ Tension simple

A la sortie de l'onduleur la tension simple entre une phase et le neutre représente des impulsions carrées positives et négatives cette tension est de forme escalier avec une amplitude maximale de 311 V avec un taux de distorsion d'harmoniques est égale à $THD_{V_{an}} = 31.07\%$

➤ Courants statoriques

En régime transitoire ; le courant atteint environs cinq fois la valeur du courant nominal au démarrage.

En régime permanent ; le courant statorique varie selon l'allure d'une sinusoïde très distordue, avec un taux de distorsion d'harmoniques est égale à $THD_{I_a} = 31.97\%$.

A l'instant $t = 1.5$ s, si on applique une charge de 5 N.m, le courant augmente et se stabilise à une autre valeur de $I_s = 6.3$ A.

➤ Couple du moteur asynchrone

Pour le couple électromagnétique développé par la machine; on constate que :

En régime transitoire ; le couple électromagnétique atteint des valeurs élevées.

En régime permanent ; présente des ondulations autour de sa valeur moyenne. A l'instant

$t = 1.5$ s; on applique une charge de 7 N.m on remarque une certaine augmentation dans la valeur du couple C_{em} avec les mêmes ondulations.

➤ La vitesse de moteur asynchrone

En régime transitoire ; la vitesse angulaire de rotation atteint son régime permanent qui correspond à la valeur $w = 157$ rad/s) correspondant à $t = 0.25$ s de sa mise en marche. Après l'application de la charge on remarque une diminution de la valeur permanente vers $w = 149.6$ rad/s.

III.5. Simulation de l'onduleur triphasé commandé en MLI

III.5.1. Variation du rapport de réglage M

On fixe la fréquence de la porteuse à la valeur de $f_c=1000$ Hz et en variant $M=A_m/A_c$.

Avec A_m est l'amplitude maximale de la référence (onde sinusoïdale).

A_c est l'amplitude maximale de la porteuse (onde triangulaire).

a. Pour $M=0.2$ et $f_m=50$ Hz

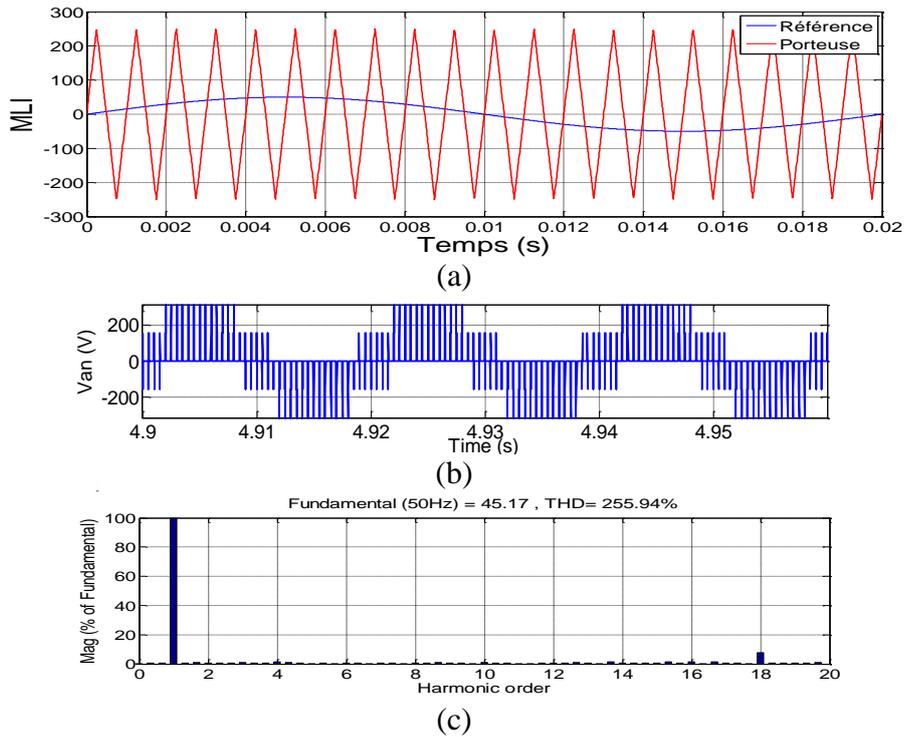


Figure III.10 a) MLI pour $M=0.2$ et $f_m=50$ Hz. b) La tension simple à la sortie de l'onduleur. c) Spectre d'harmoniques de la tension

b. Pour $M=0.4$ et $f_m=50$ Hz

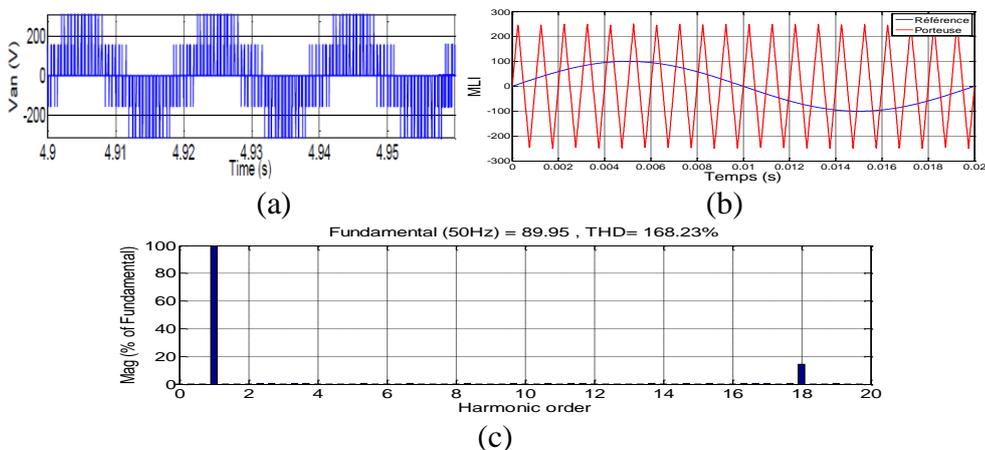


Figure III.11 a) MLI pour $M=0.4$ et $f_m=50$ Hz. b) La tension simple à la sortie de l'onduleur. c) Spectre d'harmoniques de la tension

c. Pour $M=0.6$ et $f_m = 50$ Hz

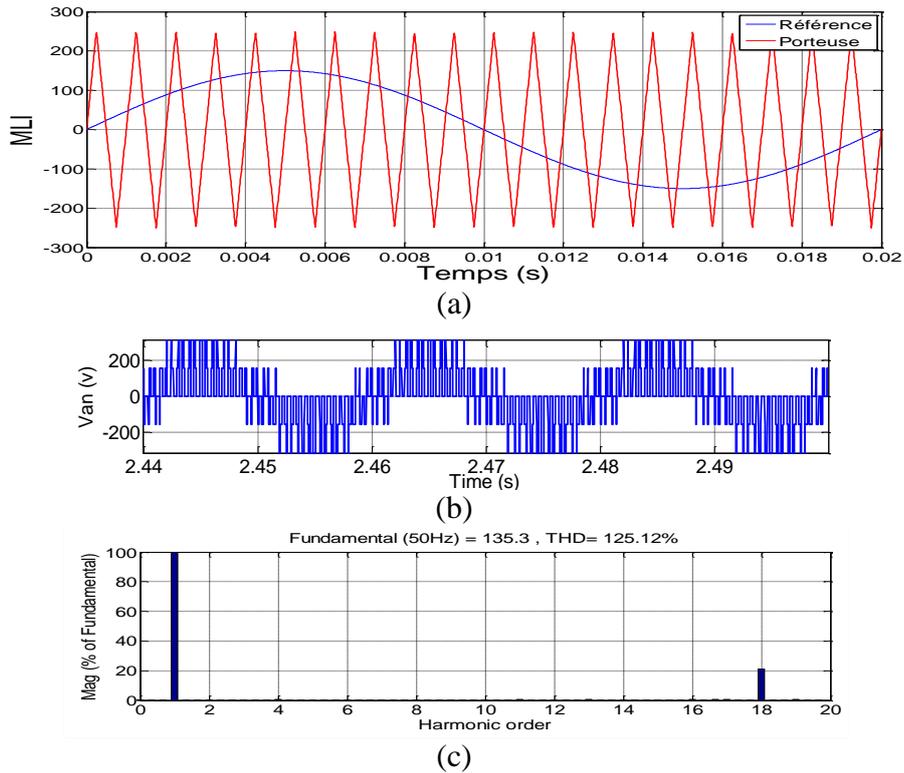


Figure III.12 a) MLI pour $M=0.6$ et $f_m = 50$ Hz. b) La tension simple à la sortie de l'onduleur. c) Spectre d'harmoniques de la tension

d. Pour $M=0.8$ et $f_m = 50$ Hz

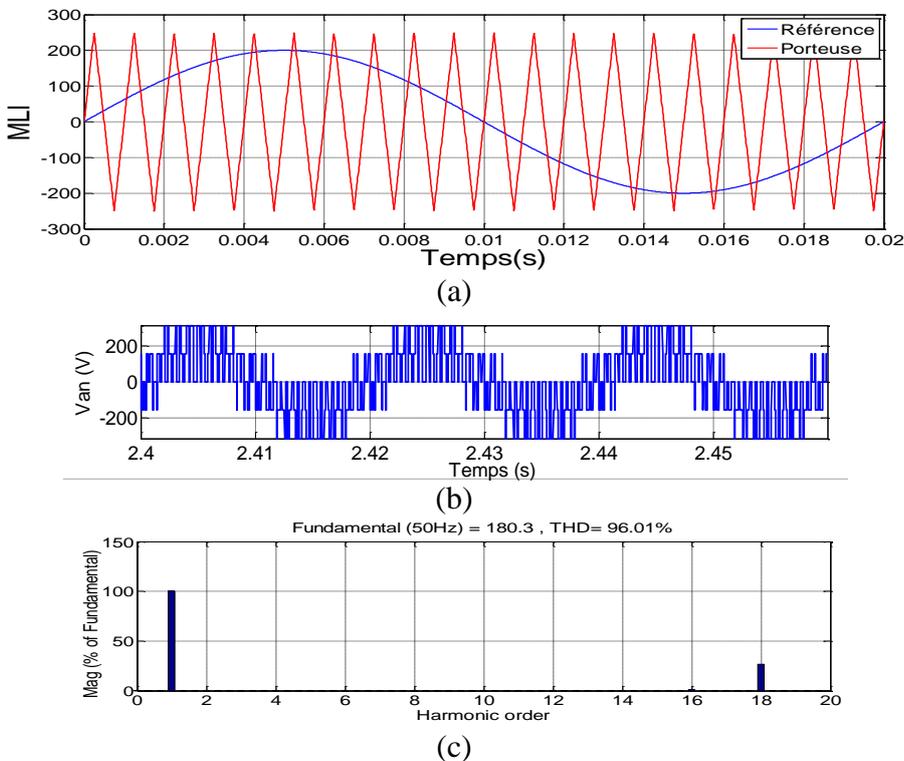


Figure III.13 a) MLI pour $M=0.8$ et $f_m = 50$ Hz. b) La tension simple à la sortie de l'onduleur. c) Spectre d'harmoniques de la tension

e. Pour $M=1$ et $f_m = 50$ Hz

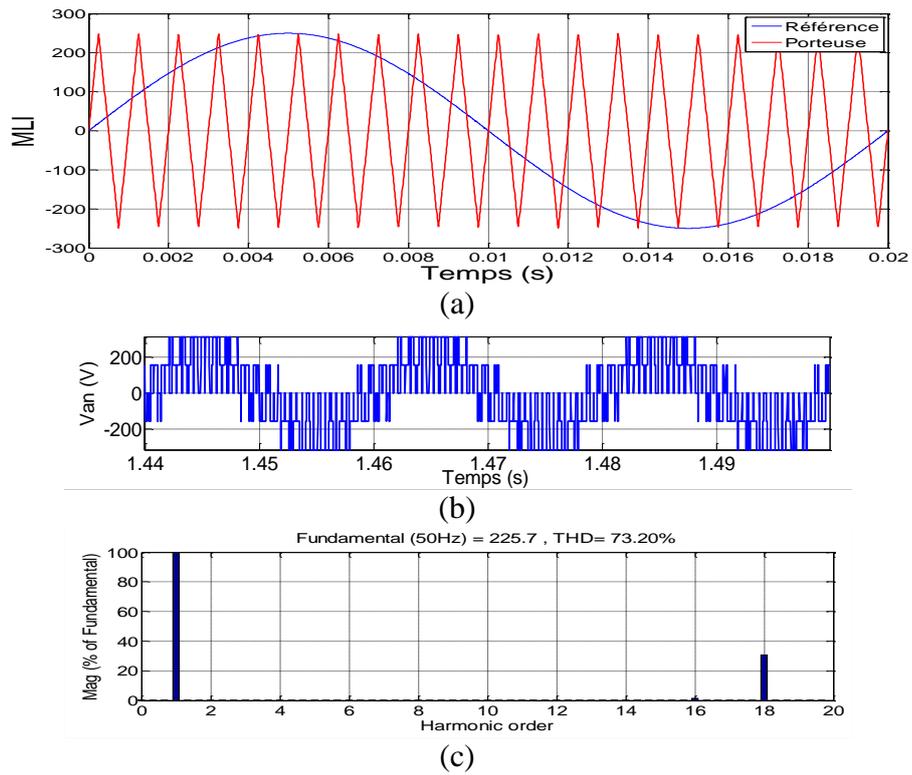


Figure III.14 a) MLI pour $M=1$ et $f_m = 50$ Hz. b) La tension simple à la sortie de l'onduleur. c) Spectre d'harmoniques de la tension

f. Pour $M=1.2$ et $f_m = 50$ Hz

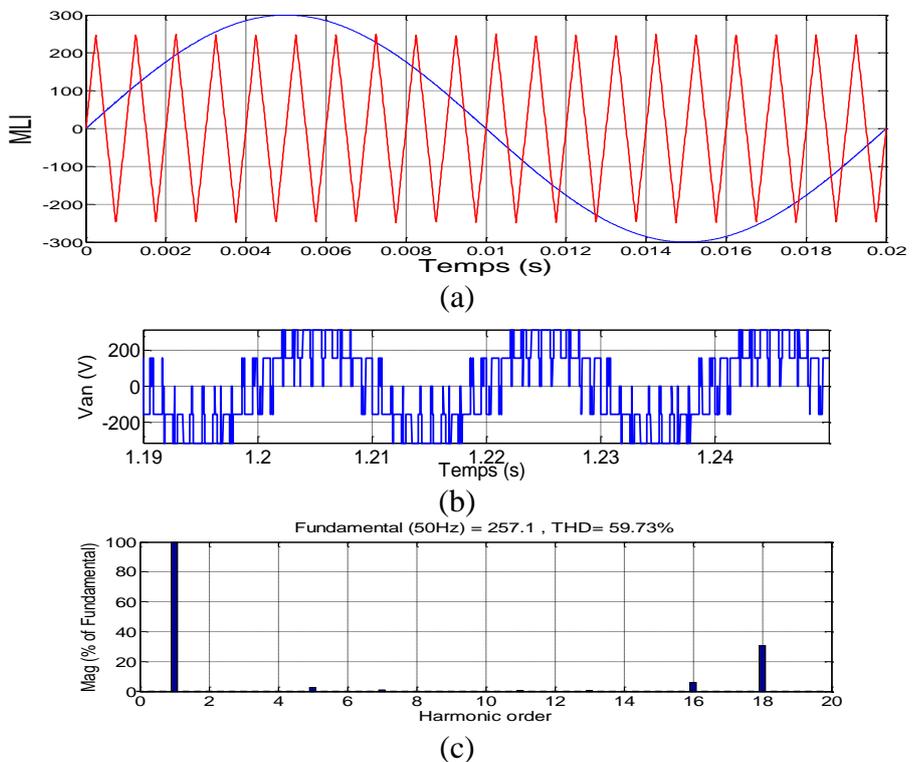


Figure III.15 a) MLI pour $M=1.2$ et $f_m = 50$ Hz. b) La tension simple à la sortie de l'onduleur. c) Spectre d'harmoniques de la tension

g. Pour $M=1.4$ et $f_m=50$ Hz

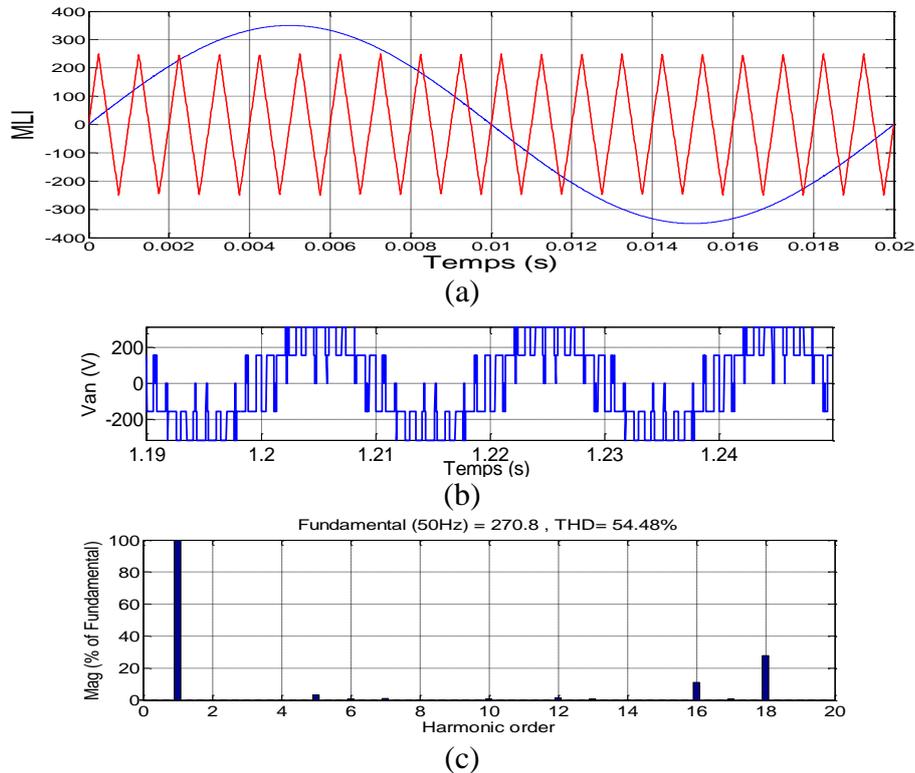


Figure III.16 a) MLI pour $M=1.4$ et $f_m=50$ Hz. b) La tension simple à la sortie de l'onduleur. c) Spectre d'harmoniques de la tension

➤ **Pour $M < 1$**

On remarque que, le hachage de la tension simple à la sortie de l'onduleur n'a pas changé, par contre le filtrage des harmonique on remarque une légère différence, le meilleure filtrage est donné pour un rapport de réglage $M=0.8$ avec un taux de distorsion plus faible (THD=96.01 %) par rapport d'autres rapports ($M=0.2, 0.4$ et 0.6).

➤ **Pour $M > 1$**

On remarque que, la qualité spectrale de la tension obtenue est meilleure par rapport les autres indices qui sont inférieurs à 1, mais avec des valeurs efficaces de la tension supérieurs avec celle du moteur.

III.5.2. Variation de la fréquence du porteuse f_c

On fixe le rapport de réglage $M=0.8$ et en variant la fréquence du porteuse f_c .

a. Pour $f_c=100$ Hz et $f_m=50$ Hz

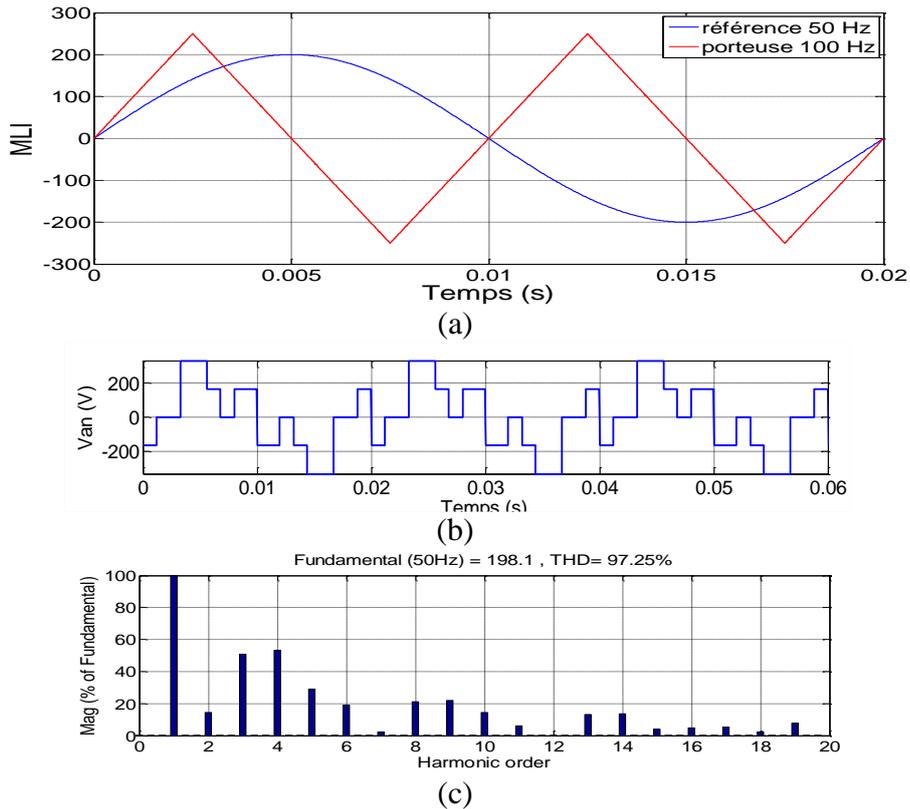


Figure III.17 a) MLI pour $f_c=100$ Hz et $f_m=50$ Hz. b) La tension simple à la sortie de l'onduleur. c) Spectre d'harmoniques de la tension

b. Pour $f_c=300$ Hz et $f_m=50$ Hz

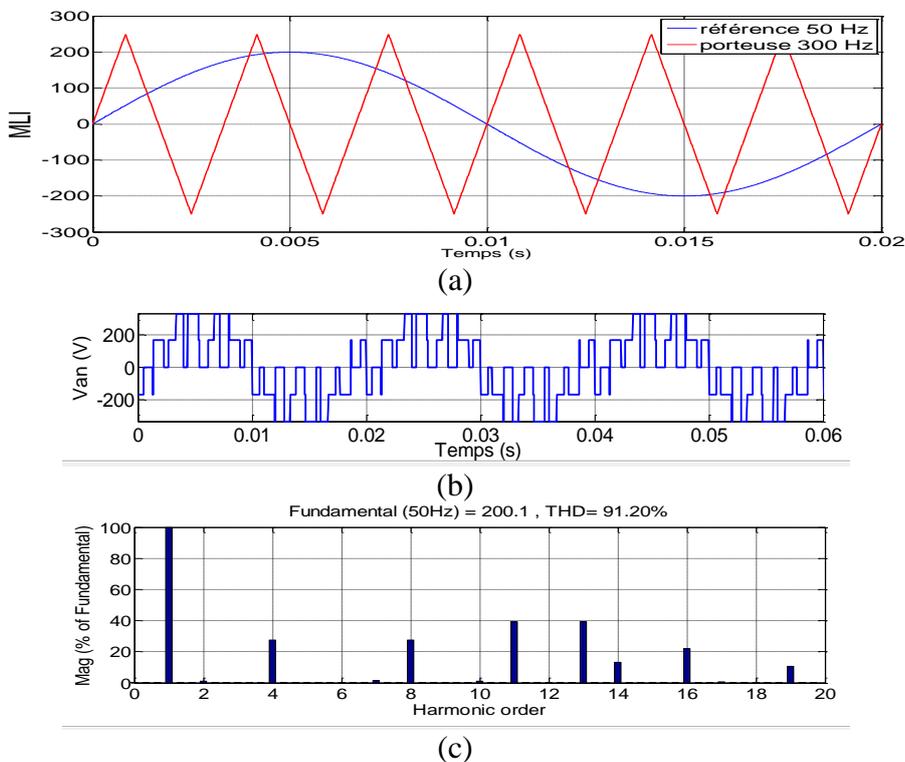


Figure III.18 a) MLI pour $f_c=300$ Hz et $f_m=50$ Hz. b) La tension simple à la sortie de l'onduleur. c) Spectre d'harmoniques de la tension

c. Pour $f_c=500$ Hz et $f_m=50$ Hz

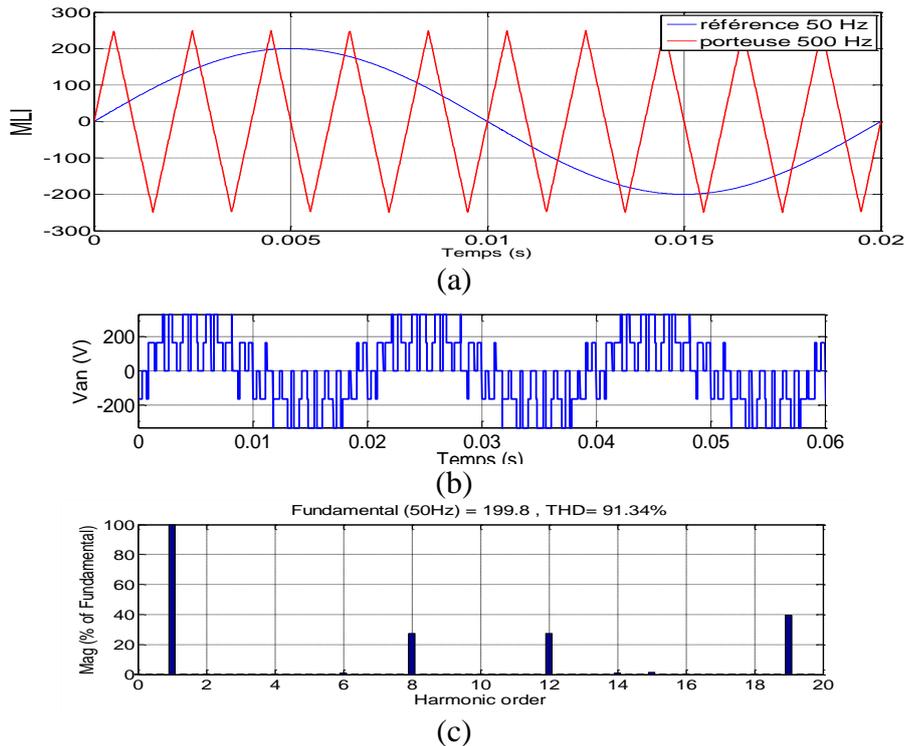


Figure III.19 a) MLI pour $f_c=500$ Hz et $f_m=50$ Hz. b) La tension simple à la sortie de l'onduleur. c) Spectre d'harmoniques de la tension

d. Pour $f_c=700$ Hz et $f_m=50$ Hz

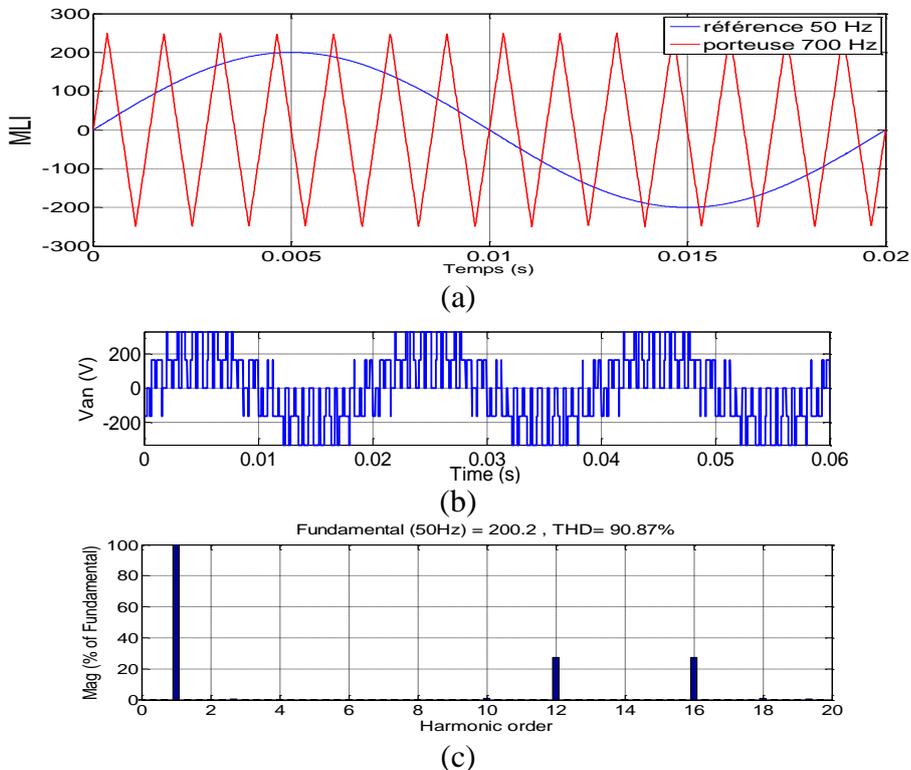


Figure III.20 a) MLI pour $f_c=700$ Hz et $f_m=50$ Hz. b) La tension simple à la sortie de l'onduleur. c) Spectre d'harmoniques de la tension

e. Pour $f_c=3000$ Hz et $f_m=50$ Hz

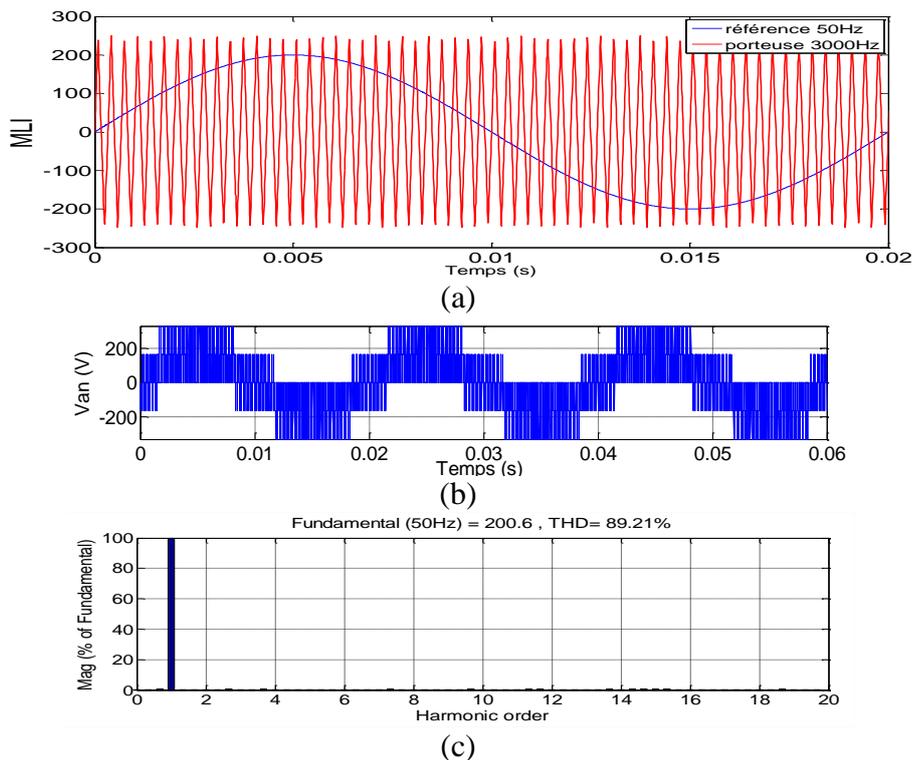


Figure III.21 a) MLI pour $f_c=3000$ Hz et $f_m=50$ Hz. b) La tension simple à la sortie de l'onduleur. c) Spectre d'harmoniques de la tension

- Pour ce deuxième essai, on remarque qu'à chaque fois on augmente la fréquence de la porteuse, la tension est plus hachée, ainsi qu'on obtient un meilleur résultat de filtrage pour la fréquence $f_c=3000$ Hz.

III.6. Conclusion

Dans ce chapitre on a présenté la modélisation du système convertisseur-machine asynchrone, afin de modéliser chaque partie de l'alimentation jusqu'à la MAS. Et on a présenté aussi quelques modes de freinage par le convertisseur statique.

Le chapitre suivant sera consacré à la présentation de la commande scalaire, qu'est le principe de base du fonctionnement des variateurs de vitesse.

Chapitre IV

La commande scalaire appliquée a la machine asynchrone

IV.1.Introduction

Les stratégies d'une commande scalaire d'une MAS sont basées sur la commande simple des grandeurs variables de la machine comme la tension, le courant et la fréquence sans considération pour la phase. Bien que ces stratégies aient l'avantage d'être facilement réalisables, elles ont l'inconvénient d'offrir de faibles performances dynamiques. La stratégie de commande scalaire la plus connue est celle où lorsqu'on varie la fréquence, on ajuste la tension d'alimentation V_s au stator de telle manière que le flux ou le rapport entre la tension et la fréquence reste constant. Cette stratégie de commande peut être appliquée en boucle ouverte ou en boucle fermée avec régulation de la fréquence de glissement.

Il existe plusieurs techniques de commande de la machine asynchrone à savoir : la commande scalaire, la commande vectorielle, la commande directe du couple...etc. Nous allons présenter, dans ce chapitre, la technique de la commande scalaire d'une machine asynchrone.

IV.2.Généralité sur la commande scalaire

La commande scalaire est, la plus ancienne et la plus simple des lois de commande d'une machine asynchrone. Elle est utilisée essentiellement pour des applications ne nécessitant que des performances statiques ou dynamiques moyennes. De nos jours, grâce aux avancées de l'électronique de puissance, de nombreux variateurs utilisent ce mode de commande. On en retrouve essentiellement pour des applications industrielles de pompage, climatisation, ventilation.

Le principe de cette méthode est assez rustique. Il consiste à imposer aux bornes de l'induit de la machine, le module de la tension ou du courant ainsi que la pulsation. Plusieurs commandes scalaires existent selon que l'on agit sur le courant ou sur la tension. Elles dépendent surtout de la topologie de l'actionneur utilisé (Onduleur de tension ou de courant).

- Dans l'alimentation en tension, les onduleurs fournissent des tensions dont la forme et l'amplitude peuvent être considérées indépendantes de la charge.
- Par contre dans l'alimentation en courant, les courants fournis ont des formes et des amplitudes influencées par la nature de la charge. La variation de la vitesse est obtenue par la variation de la pulsation statorique qui est générée directement par le régulateur. Cette méthode de commande est basée sur le modèle de la machine en régime permanent [22].

IV.3 Commande de la machine asynchrone

On distingue deux types de commandes :
la commande scalaire et la commande vectorielle.

| |
|---|
| Commande scalaire |
| .Basée sur le modèle régime permanent +Simple à implanter - Dynamique lente |
| Contrôle des grandeurs en amplitude |

IV.3.1 Commande scalaire

Plusieurs commandes scalaires existent selon que l'on agit sur le courant ou sur la tension. Elles dépendent surtout de la topologie de l'actionneur utilisé (onduleur de tension ou de courant). L'onduleur de tension étant maintenant le plus utilisé en petite et moyenne puissance, c'est la commande en V/f (V sur f) qui est la plus utilisée.

IV.3.2 Principe de la commande scalaire

Dans la machine asynchrone les champs stator et rotor restent synchronisés du fait que, par induction, la fréquence des courants rotoriques varie automatiquement avec la vitesse du rotor pour compenser cette variation. Le champ rotorique est mobile par rapport au stator à pulsation, contrairement au cas des machines synchrones où la fréquence du courant d'excitation reste constante et nulle quelle que soit la vitesse du rotor et où, par conséquence, le champ rotorique est fixe par rapport à celui-ci. Dans les machines asynchrones il n'y a donc pas de risque de décrochage par couple moyen nul mais seulement de blocage par couple résistant excessif, supérieur au couple maximal, qui provoque un arrêt et un fonctionnement en court-circuit puisqu'il n'y a plus de f.e.m. de rotation pour s'opposer à la tension statorique. Les machines asynchrones présentent des instabilités en régime transitoire. C'est le cas lors d'une alimentation directe en tension lorsque le filtre d'entrée présente des valeurs d'inductance et de capacité élevées. C'est aussi le cas lors d'une alimentation directe en courant avec fréquence statorique imposée. [22]

IV.4. Principe de la commande en boucle ouverte

La commande en boucle ouverte par onduleur du moteur asynchrone s'effectue par la pulsation, et la valeur efficace de la tension V_s phase-neutre du stator pour un onduleur de tension. [23]

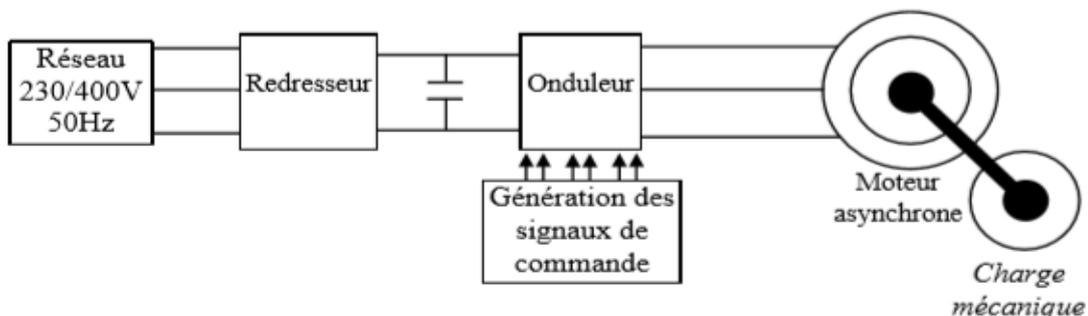


Figure IV.1 Représentation de la commande en boucle ouverte [23]

IV.4.1. Expression du couple

A flux constant, le couple électromagnétique de la machine asynchrone ne dépend que de la pulsation et des différentes valeurs de la pulsation statorique ω_s vu que $\omega = \omega_s - \omega_r$.

Avec :

$$C_e = 3pQ^2 \frac{(R/\omega_r)}{[(R/\omega_r)^2 + N^2]} \quad (IV.1)$$

$$Q = \frac{V}{\sqrt{\left(\frac{R}{L\omega}\right)^2 + \left(1 + \frac{gR}{R}\right)^2}} \quad (IV.2)$$

$$N = \left(L_r - \frac{M^2}{L}\right) \left(\frac{L}{M}\right) = \sigma L_r \left(\frac{L}{M}\right) \quad (IV.3)$$

$$R = R_r \left(\frac{L}{M}\right)^2 \quad (IV.4)$$

Cette relation est issue du modèle à fuites totalisées au rotor. Elle justifie la commande par onduleur de tension. [24]

IV.4.2. Commande en vitesse

Lorsque le moteur est alimenté par un onduleur de tension cependant, on note une différence concernant la valeur de ω_r pour laquelle le couple est maximale ;

$$\text{On obtient } \omega_r = \frac{R}{N}$$

$$\text{Le couple maximale du moteur vaut : } C_e = \frac{3}{2N} PQ^2$$

D'autres parts, lorsque la pulsation rotorique est faible l'expression du couple devient :

$$C_e = 3PQ^2 \frac{\omega_r}{R} \quad (IV.5)$$

Le moteur est alimenté au stator par un onduleur de tension $\frac{V}{\omega}$

Avec :

V : La tension nominale au stator du moteur.

ω : La pulsation nominale au stator du moteur.

Le réglage de la vitesse s'effectue en agissant sur la pulsation ω . La vitesse réellement obtenue dépend en définitive de :

- De la valeur de la tension V_s ;
- De la valeur de pulsation ω ;

- Du couple résistant C_r de la charge mécanique du moteur.

L'inconvénient de cette méthode est qu'elle admet que le flux statorique reste constant, quel que soit le couple à fournir et la vitesse du moteur. Or cette condition est difficile à vérifier pour les basses vitesses, à cause de l'influence de la résistance R_s du stator, qui provoque une chute de tension. [24-25]

IV.5. Contrôle en v/f de la machine asynchrone

Son principe est de maintenir $V/f = \text{Constant}$ ce qui signifie garder le flux constant. Le contrôle du couple se fait par l'action sur le glissement. Quand la tension atteint sa valeur maximale, on commence alors à décroître ce rapport ce qui provoque une diminution du couple que peut produire la machine. On est en régime de "défluxage". Ce régime permet de dépasser la vitesse nominale de la machine, on l'appelle donc aussi régime de survitesse (partie $\Omega > \Omega_n$ de la Figure IV.2). [21-26]

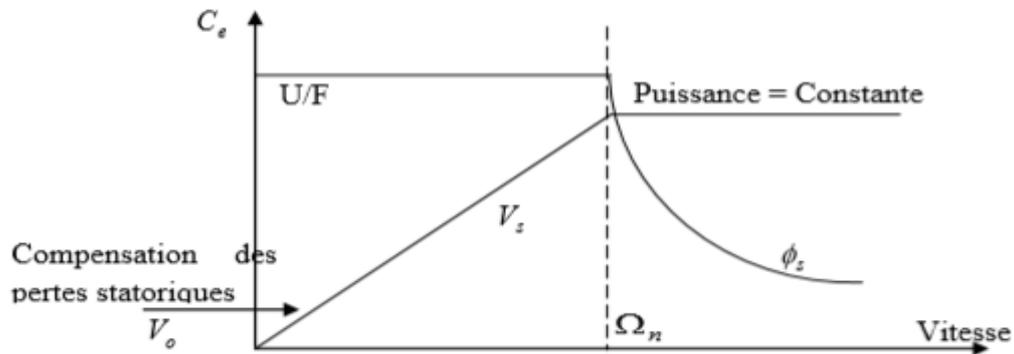


Figure IV.2 Caractéristique couple vitesse [26]

À basse vitesse, la chute de tension ohmique ne peut pas être négligée. On compense alors en ajoutant un terme de tension V_0 (Figure IV.3). À basse vitesse, la chute de tension ohmique ne peut pas être négligée. On compense alors en ajoutant un terme de tension V_0 (Figure IV.3). À basse vitesse, la chute de tension ohmique ne peut pas être négligée. On compense alors en ajoutant un terme de tension V_0 (Figure IV.3).

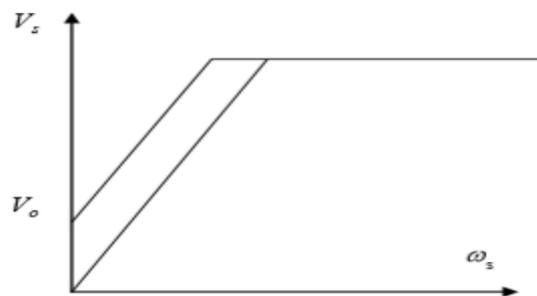


Figure IV.3 Caractéristique V/f [26]

La structure du contrôle en $\frac{V}{f}$ est donnée par la figure IV.4.

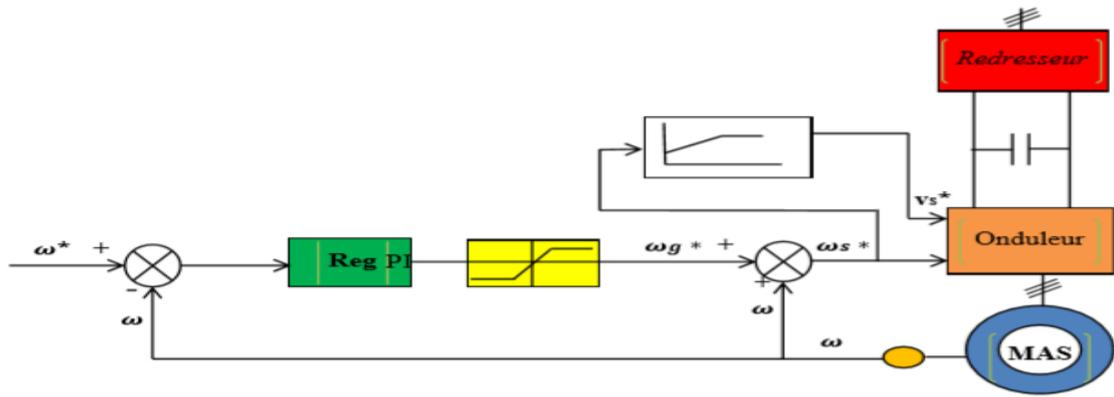


Figure IV.4 Commande scalaire avec le contrôle du rapport V/f. [21]

IV.6. Simulation de la commande scalaire de la MAS

Une fois le modèle mathématique du notre moteur asynchrone ainsi que son alimentation est établi, nous pouvons aborder à la simulation de notre commande scalaire en utilisant le logiciel MATLAB / Simulink, et en faisant plusieurs tests puis on visualise ces résultats.

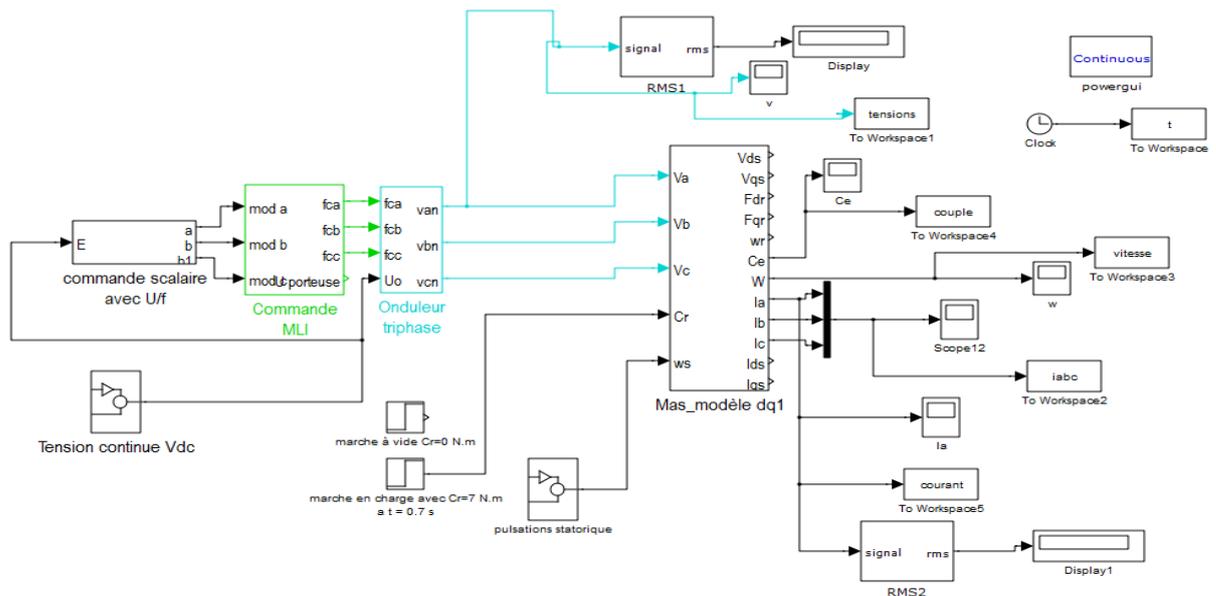


Figure IV.5 Modèle de la Commande Scalaire de la MAS par Matlab/Simulink.

IV.7 Simulation sous MATLAB/SIMULINK sans onduleur

Après avoir donné quelques notions concernant la commande scalaire, nous avons simulé en premier lieu la commande en boucle ouverte sous l'environnement MATLAB-SIMULINK. Dans le but de voir l'influence de la fréquence statorique f_s sur les autres grandeurs de la machine, nous allons attaquer cette dernière avec différentes fréquences allant de 10Hz jusqu'à 70Hz. Les résultats obtenus après simulation pour le régime permanent sont présentés dans le tableau IV.1. Afin de pouvoir les interpréter, nous avons

tracé ces grandeurs en fonction de la fréquence statorique et nous avons tracé la caractéristique couple-vitesse pour différentes valeurs de la fréquence.

| Fréquence f_s (Hz) | 10 | 20 | 30 | 40 | 50 | 60 | 70 |
|--------------------------------------|-------|--------|--------|--------|------|--------|--------|
| Courant statorique I_s (A) | 3.77 | 3.58 | 2.94 | 3.10 | 3.60 | 2.60 | 2.20 |
| Vitesse de rotation Ω (rad/s) | 31.40 | 63 | 94 | 125.70 | 157 | 188.50 | 220 |
| Tension simple V_s (V) | 44 | 88 | 132 | 176 | 220 | 220 | 220 |
| Pulsation ω_s (rad/s) | 62.80 | 125.60 | 188.40 | 251.20 | 314 | 376.80 | 439.60 |
| Rapport $[V_s/\omega_s]$ (Wb) | 0.7 | 0.7 | 0.7 | 0.7 | 0.7 | 0.58 | 0.50 |

Tableau IV.1 Différentes grandeurs de la machine en fonction de la fréquence statorique

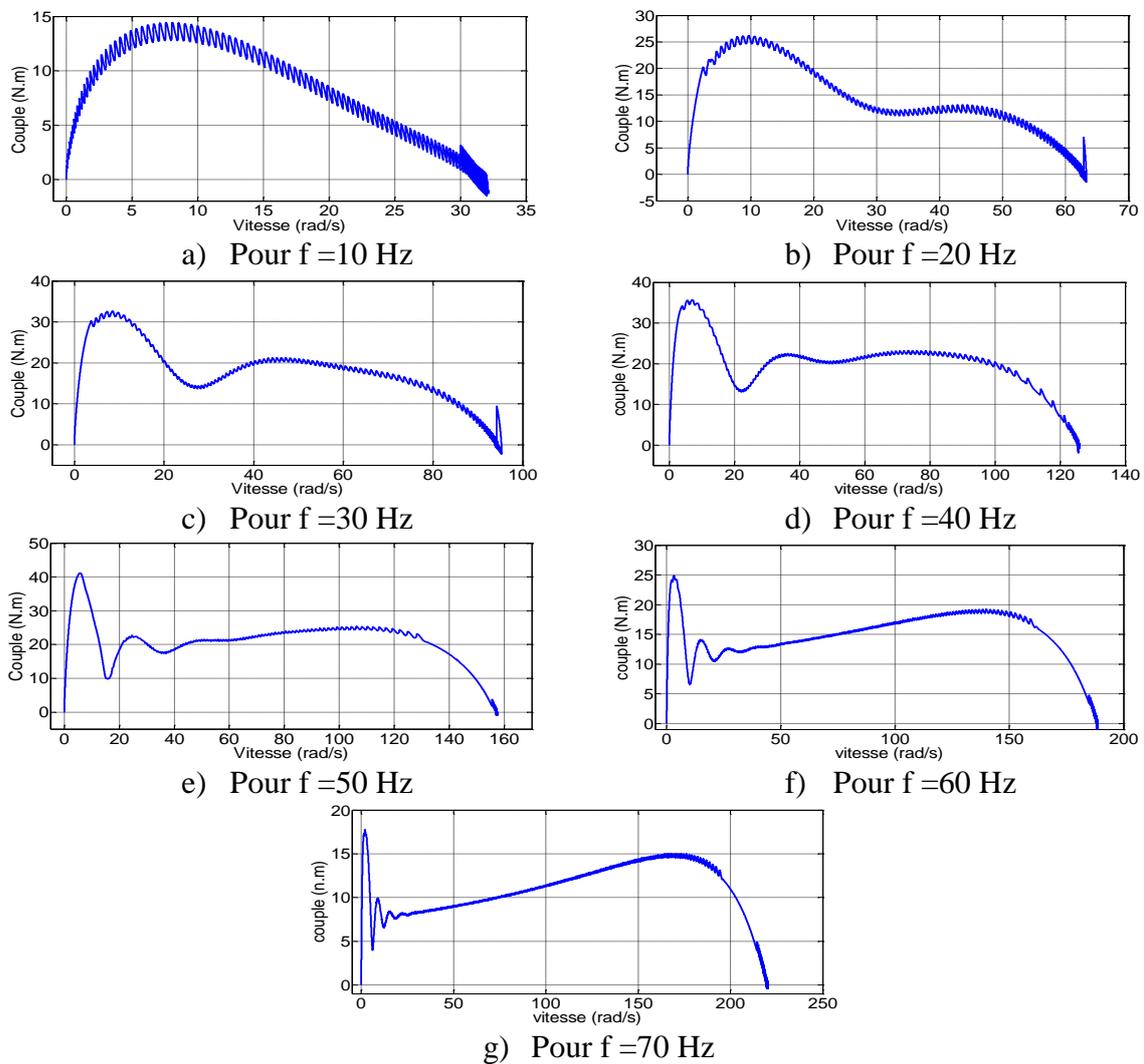


Figure IV.6 Réseau de caractéristiques couple électromagnétique en fonction de la vitesse pour différentes fréquences

Le réseau de caractéristiques couple électromagnétique en fonction de la vitesse nous conduit à la figure qui suit illustrant la vitesse en fonction de la fréquence :

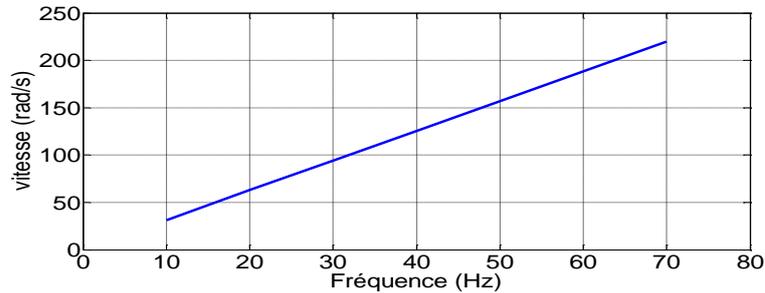


Figure IV.7 Variation de la vitesse en fonction de la fréquence statorique

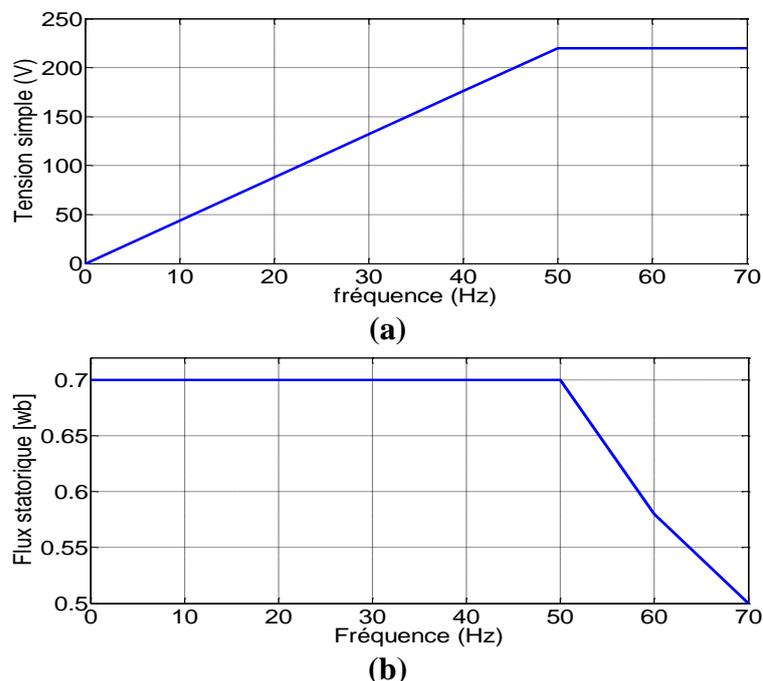


Figure IV.8 Différentes grandeurs de la machine en fonction de la fréquence statorique, (a) Tension du stator V_s , (b) Flux statorique

IV.7.1. Interprétation des résultats

- La courbe de la figure IV.6 représente les allures des couple-vitesse pour différentes fréquences d'alimentation. Au régime permanent, elles sont des droites de pente négative qui passent par les vitesses de synchronisme ω_s .
- La figure IV.7 montre que l'allure de la vitesse en fonction de la fréquence est une droite de pente positive ($\Omega = 3.13 * f_s + 0.5$) qui ne passe pas par l'origine, donc la machine ne démarre pas pour de faibles fréquences (tensions), à partir de ce point, la vitesse progresse linéairement selon l'expression précédente.
- La tension en fonction de la fréquence progresse avec une fonction d'une droite de pente positive comme le montre la figure IV.8(a) jusqu'à atteindre la limite de 220v à

50Hz, cela est due à la saturation qu'on a rajouté pour la limiter à sa valeur nominale 220V par raison de ne pas détériorer la machine. L'expression correspondante est :

$$V_s = (V_{sn} / f_{sn}) * f_s$$

- Le flux statorique illustré sur la figure IV.8(b) est constant jusqu'à ce qu'on atteigne la fréquence de 50Hz, au-delà de cette valeur commence à diminuer du fait que la tension est limitée donc le principe de la commande scalaire n'est plus maintenu et le flux n'est plus constant, ce qui peut engendrer le décrochage de la machine.

IV.8. Commande scalaire de la machine avec onduleur à MLI

IV.8.1. Fonctionnement en régime nominal sans variation de la vitesse

Dans ce cas, on a associé la machine avec l'onduleur à MLI (pour $M=0.8$ et $f_m=1000$ Hz) et nous avons démarré la machine à vide avec une fréquence nominale de 50Hz. A l'instant $t=1s$, nous avons appliqué un couple de charge de 7 N.m. les résultats de simulation du système globale en boucle ouverte sont présentés à la figure IV.9.

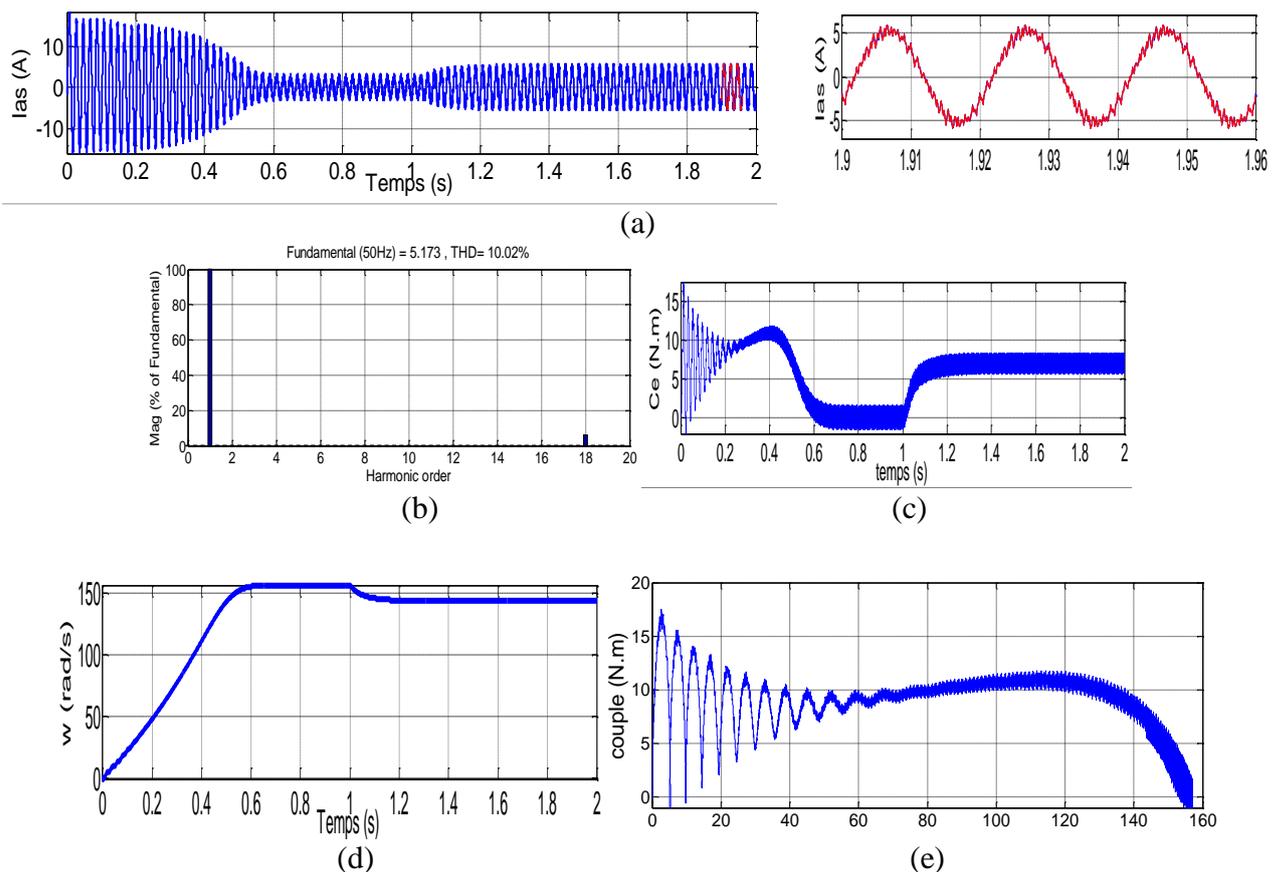


Figure IV.9 Différentes grandeur de la machine en fonction du temps, a) Courant de phase, b) Spectre d'harmoniques du courant, c) Couple électromagnétique, d) Vitesse de rotation.

- Les figures IV.9 (a, b), illustrent le courant statorique de la phase a, ainsi que leur spectre d’harmoniques. L’allure du courant obtenue n’est pas parfaitement sinusoïdale a cause de l’existence des harmoniques qui sont représentés par un taux de distorsion qui égale à $THD_{Ia} = 10,02\%$.
- Ainsi que pour les deux autres figures (figures IV.9 (c, d et e)), montrent le couple électromagnétique, la vitesse de rotation et la caractéristique mécanique du moteuren respectivement. On remarque la concordance entre ces résultats avec ceux obtenus dans l’essai sans onduleur.

IV.8.2. Fonctionnement avec des vitesses variables

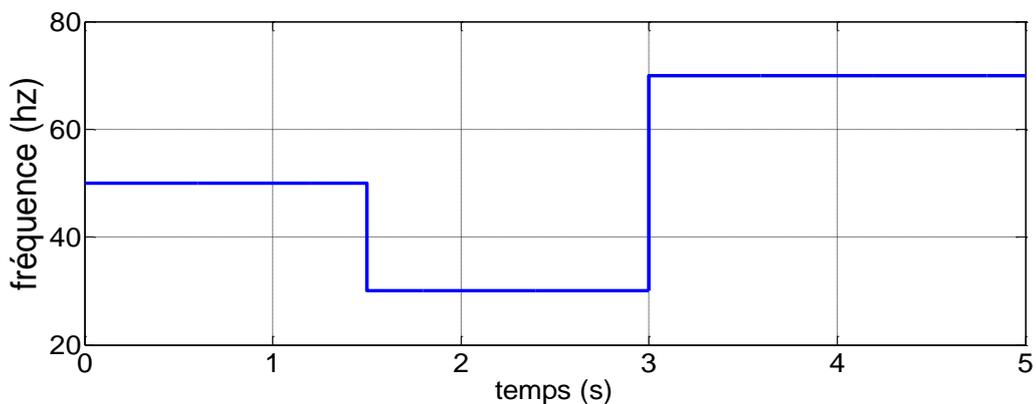
Dans ce mode de fonctionnement, on va alimenter la machine asynchrone par un onduleur triphasé à MLI (pour $f_m = 1000$ Hz), mais avec des différentes fréquences d’alimentation (avec $f = 10, 20, 30, 40, 50, 60$ et 70 Hz). Mais cette fois ci, on va garder le rapport V/f constant (ou bien $V/\omega_s = cst$) selon le tableau suivant :

Avec: $\omega_s = 2\pi f$, (rad/s)

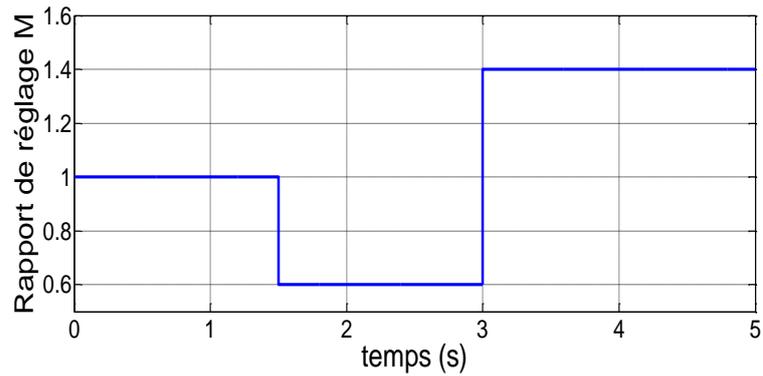
| | | | | | | | |
|---|-------|--------|---------------|--------|------------|--------|---------------|
| Fréquence (Hz) | 10 | 20 | 30 | 40 | 50 | 60 | 70 |
| Pulsations ω_s (rad/s) | 62.80 | 125.60 | 188.40 | 251.20 | 314 | 376.80 | 439.60 |
| La tension simple V (v) | 44 | 88 | 132 | 176 | 220 | 264 | 308 |
| V/ω_s | 0.7 | 0.7 | 0.7 | 0.7 | 0.7 | 0.7 | 0.7 |
| Rapport de Réglage M | 0.2 | 0.4 | 0.6 | 0.8 | 1.0 | 1.2 | 1.4 |
| La tension continue de l’onduleur (v) | 300 | 375 | 425 | 475 | 500 | 575 | 650 |

Tableau : Fonctionnement la machine asynchrone par un onduleur triphasé à MLI avec des différentes fréquences d’alimentation

Les figures suivantes montrent les résultats de la simulation, pour différentes fréquences d’alimentation 30, 50 et 70 Hz, pendant une période de 05 secondes :



FigureIV.10 Variation de la fréquence d’alimentation



FigureIV.11 Rapport de réglage de l'onduleur

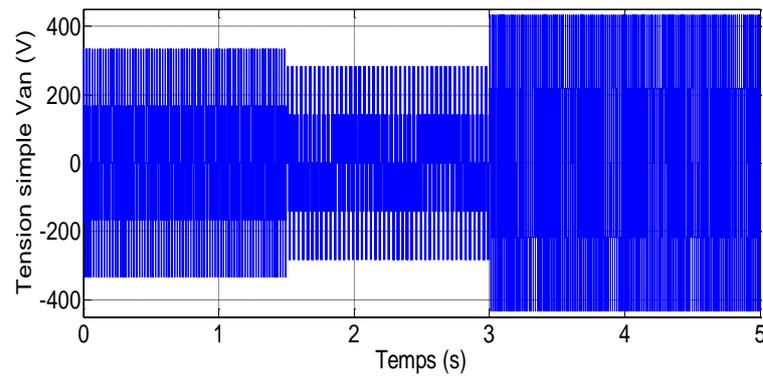
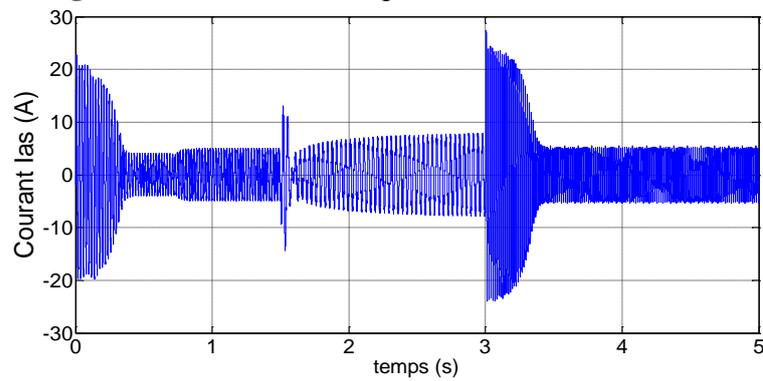
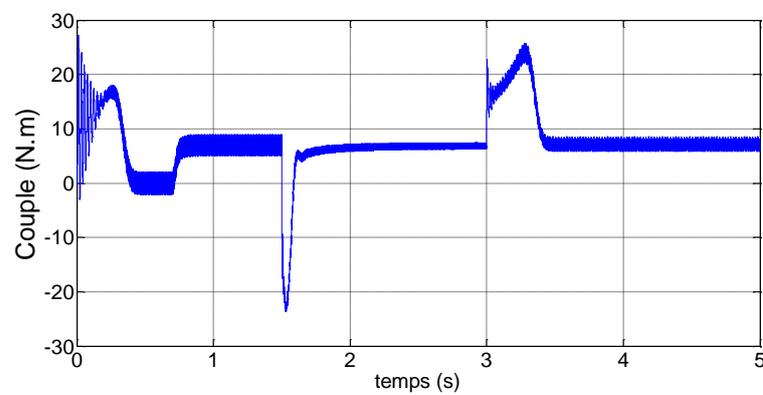


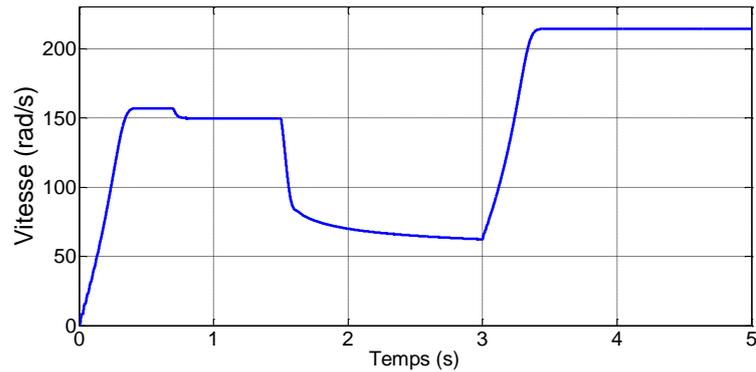
Figure IV.12 Tension simple à la sortie de l'onduleur



FigureIV.13 Courant statorique de la machine.



FigureIV.14 Couple électromagnétique de la machine pour un $C_r = 7$ N.m



FigureIV.15 Vitesse de rotation de la machine

➤ **[de 0 ÷ 1.5 s] et pour une fréquence de 50 Hz, on a :**

- La tension simple représente la tension entre la phase et le neutre à la sortie de l'onduleur commandé par MLI sinusoïdale. On constate que le signal est périodique, sa décomposition en séries de Fourier donne une composante fondamentale sinusoïdale de fréquence 50 Hz. elle atteint sa valeur maximale de 310 V.
- Le courant statorique montre un signal périodique de fréquence 50 Hz, il est divisé en trois phases comme suit :
 - Première phase **[de 0 ÷ 0.3 s]** : le courant atteint une valeur maximale d'environ 22 A, qu'est le courant de démarrage pour le moteur.
 - Deuxième phase **[de 0.3 ÷ 0.75 s]** : le courant électrique diminué et se stabilise à une intensité de 4 A. Cette phase correspond le fonctionnement à vide du moteur.
 - Troisième phase **[de 0.75 ÷ 1.5 s]** : le courant électrique augmente et se stabilise à une intensité de 6 A. Cette phase correspond le fonctionnement en charge du moteur.
- Le couple électromagnétique montre la variation pour des différents modes de fonctionnement :
 - Première phase **[de 0 ÷ 0.3 s]** : le couple atteint une valeur maximale d'environ 28 N.m, qu'est le couple de démarrage pour la machine asynchrone. Pendant cet intervalle on remarque qu'il ya des oscillations ce qui implique le régime transitoire.
 - Deuxième phase **[de 0.3 ÷ 0.75 s]** : le couple diminué et se stabilise à une valeur nulle (0 N.m). Cette phase correspond le fonctionnement à vide du moteur.

- Troisième phase [**de 0.75 ÷ 1.5 s**] : le couple électromagnétique augmente et se stabilise à la valeur du couple résistant qu'est égale à 7 N.m. Cette phase correspond le fonctionnement en charge du moteur.
- La vitesse au démarrage et pendant le régime transitoire est linéaire puis elle atteint sa valeur nominale à vide de 155 rad /s et après elle se diminue à une valeur de 150 rad/s.
- [**de 1.5 ÷ 3 s**] et pour une fréquence de 30 Hz, on a :
 - La tension simple est diminuée à la valeur de 270 V. On constate que le signal est périodique, sa décomposition en séries de Fourier donne une composante fondamentale sinusoïdale de fréquence 30 Hz.
 - Le courant statorique montre un signal périodique de fréquence 30 Hz, il est divisé en deux phases comme suit :
 - Première phase [**quelques millisecondes**] : c'est un régime transitoire, le courant atteint une valeur maximale d'environ 12 A, cette augmentation provoquée par le changement de la fréquence d'alimentation.
 - Deuxième phase [**jusqu'à 3 s**] : le courant électrique diminue et se stabilise à une intensité de 8 A d'environ. Cette phase correspond le fonctionnement en charge du moteur.
 - Le couple électromagnétique montre la variation pour des différents modes de fonctionnement :
 - Première phase [**quelques millisecondes**] : c'est un régime transitoire, le couple atteint une valeur minimale d'environ (-22 N.m). Ce pic à une valeur négative représente le mode de freinage de la machine, puisque on a une réduire la fréquence de la machine asynchrone (de 50 Hz à 30 Hz).
 - Deuxième phase [**jusqu'à 3 s**] : le couple électromagnétique augmente et se stabilise à la valeur du couple résistant qu'est égale à 7 N.m. Cette phase correspond le fonctionnement en charge du moteur.
 - La vitesse de rotation de la machine, on remarque qu'il y a une diminution avec une valeur moyenne est égale à 70 rad/s.
- [**de 3 ÷ 5 s**] et pour une fréquence de 70 Hz, on a :
 - La tension simple est augmentée à la valeur de 420 V. On constate que le signal est périodique, sa décomposition en séries de Fourier donne une composante fondamentale sinusoïdale de fréquence 70 Hz.

- Le courant statorique montre un signal périodique de fréquence 70 Hz, il est divisé en deux phases comme suit :
 - Première phase [de 3 ÷ 3.4 s] : c'est un régime transitoire, le courant atteint une valeur maximale d'environ 28 A, cette augmentation provoquée par le changement de la fréquence d'alimentation.
 - Deuxième phase [de 3.4 ÷ 5 s] : le courant électrique diminue et se stabilise à une intensité de 6 A d'environ. Cette phase correspond au fonctionnement en charge du moteur.

- Le couple électromagnétique montre la variation pour des différents modes de fonctionnement :
 - Première phase [de 3 ÷ 3.4 s] : c'est un régime transitoire, le couple atteint une valeur maximale d'environ (27 N.m). Ce changement provoqué par l'augmentation de la fréquence du moteur (de 30 Hz à 70 Hz).
 - Deuxième phase [de 3.4 ÷ 5 s] : le couple électromagnétique se stabilise à la valeur du couple résistant qui est égale à 7 N.m. Cette phase correspond au fonctionnement en charge du moteur.

- La vitesse de rotation de la machine, on remarque qu'il y a une augmentation à une valeur de 210 rad/s d'environ qui est supérieure à la vitesse nominale du moteur. Ce régime représente le fonctionnement de la machine en hypersynchronisme.

- ❖ Dans le cas où on a un changement du sens de la rotation, la figure (IV.16) et la figure (IV.17) représentent la vitesse de rotation et le couple électromagnétique développés par la machine en respectivement.

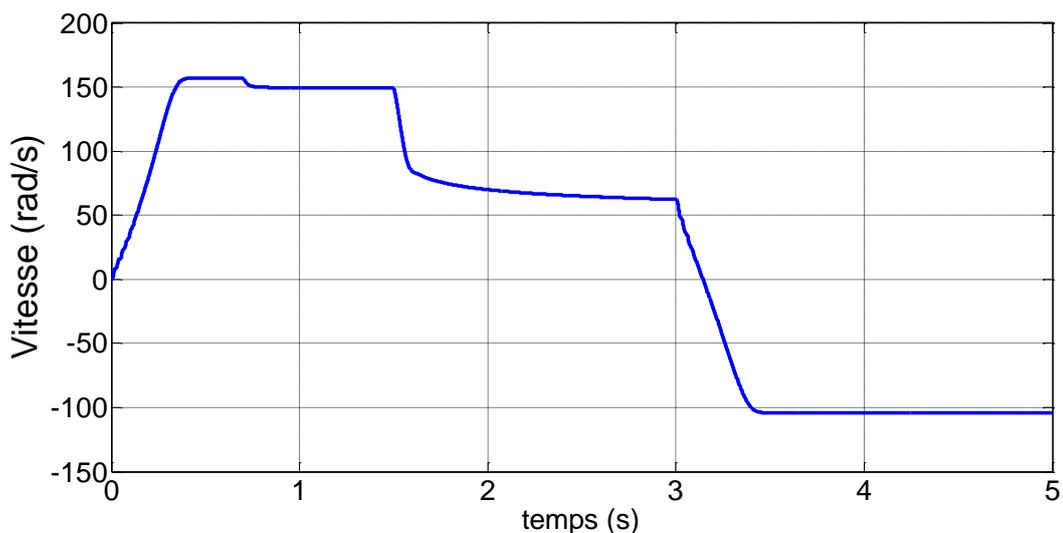
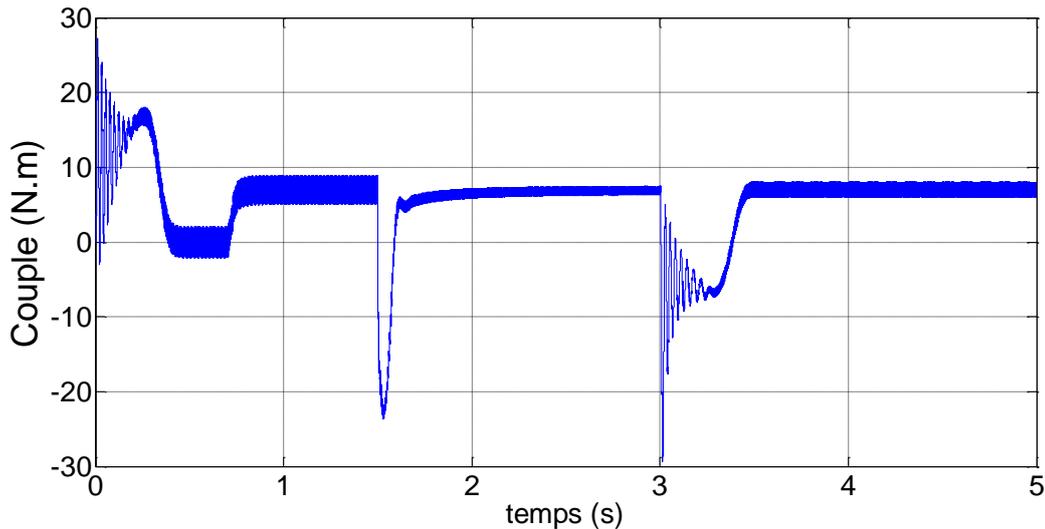


Figure IV.16 Changement du sens de rotation de la vitesse



FigureIV.17 Couple électromagnétique de la machine pour un $C_r = 7$ N.m avec un sens de rotation inversé.

➤ [de 3 ÷ 5 s] on a un changement du sens de la vitesse de rotation:

- La vitesse : en changeant le sens de rotation, nous remarquons que la vitesse diminue jusqu'à une certaine limite et ensuite être fixée à une valeur de stabilité (-100 rad/s).
- Le couple électromagnétique : en changeant le sens de la vitesse de rotation, nous remarquons que le couple électromagnétique fluctue un peu avec des valeurs négatives, puis il revient à la valeur de la charge mécanique de 7 N.m. Donc cet intervalle représente le fonctionnement de la machine asynchrone en deuxième quadrant en mode génératrice (ou bien en mode de freinage).

IV.10 Conclusion

Dans ce chapitre on a présenté la commande scalaire de la machine asynchrone alimentée par une source de tension telle que le rapport (V/f) est constant.

Pour les grandes fréquences, la machine asynchrone peut être comparée à la machine à courant continu du fait que la caractéristique Couple-Vitesse est une droite.

La commande scalaire pour des faibles vitesses n'est pas aussi efficace, vu que pour des faibles fréquences, la machine nécessite une tension limite pour démarrer.

Dans les tests réalisés avec le profil imposé, on a remarqué la présence de l'erreur statique (en charge), et pour éviter et diminuer cette dernière, ça nécessite la régulation.

Les pics des courants et des couples qu'on a remarqués dans les deux derniers tests, sont dues aux variations brusques, et cela nécessite des variations progressives.

Conclusion générale

Conclusion générale

L'objectif du travail présenté dans ce mémoire est la synthèse de la commande scalaire en boucle ouverte de la machine asynchrone. Le moteur à induction est un système électromagnétique permettant la conversion de l'énergie électrique en énergie mécanique. Il est composé d'une partie fixe appelée stator et une partie tournante appelée rotor.

Au début, on a présenté la modélisation de la machine, à partir d'un modèle triphasé, sous certaines hypothèses simplificatrices, un modèle équivalent du PARK est obtenu. Ainsi que les différentes orientations du flux rotorique, statorique et entrefer sont présentés.

Ce travail porte essentiellement sur l'étude d'un variateur de vitesse électronique qui est maintenant le plus repartie en industrie pour la commande de vitesse des moteurs asynchrone les plus utilisées aussi.

On a parlé de l'architecture des moteurs asynchrones puis de différentes techniques de variation de vitesse. nous avons aussi fait la conception des étages différenciant du variateur dont le redresseur, le filtrage et l'onduleur. On a présenté la modélisation du système convertisseur-machine asynchrone.

L'idée ou le but de ce travail c'est de varier la vitesse d'un moteur asynchrone par l'action sur la fréquence ce qui est effectué en simulation en environnement Simulink de MATLAB.

En fin ce travail m'a permis d'élargir mes connaissances dans le domaine de l'électronique de puissance et de commande ainsi que la maîtrise de l'outil de simulation.

Notation

Les principales notations utilisées dans ce mémoire sont rapportées ci-dessous, d'autres significations se trouvent explicitées dans le texte.

| | | |
|---|--------------|--|
| a, b, c | | Indices indiquant les trois phases du moteur asynchrone |
| S, r | | Indices indiquant le stator et le rotor respectivement. |
| d, q | | Indices indiquant le repère d – q tournant avec le champ tournant. |
| θ | [rad] | Position angulaire du rotor par rapport au stator. |
| θ_s | [rad] | Position angulaire du repère (d, q) par rapport au stator . |
| θ_r | [rad] | Position angulaire du repère (d, q) par rapport au rotor. |
| Pu | (W) | Puissance utile |
| P | | Nombre de paires de pôles |
| Pa | (W) | Puissance active absorbée par le stator |
| ω_r | [tr/min] | Vitesse électrique du rotor |
| ω_s | [tr/min] | Vitesse synchrone |
| Rs , Rr | [Ω] | Résistance statorique et rotorique. |
| Ls , Lr | [H] | Inductance cyclique de la phase statorique et rotorique. |
| Vsd, Vr_q | [V] | Tensions statorique et rotorique dans le repère d-q |
| isd, ir_q | [A] | Courants statorique et rotorique dans le repère d-q |
| φ | | Norme du flux |
| φ_s | [Wb] | Flux statorique |
| φ_r | [Wb] | Flux rotorique |
| U_{ch} | [V] | Tension redressée |
| I_{ch} | [A] | Courant redressé |
| U_{moych} | [V] | La tension moyenne aux bornes de la charge |
| U_{effch} | [V] | La tension efficace aux bornes de la charge |
| U_{invD} | [V] | Tension inverse aux bornes de la diode |
| U_{invT} | [V] | Tension inverse aux bornes du thyristor |
| U_d | [V] | Tension filtrée |
| I_d | [A] | Courant d'entrée de l'onduleur |
| V_{an}, V_{bn}, V_{cn} | [v] | les tensions simples à la sortie de l'onduleur |
| r | | Coefficient de réglage |
| f_c | [Hz] | fréquence de la porteuse |
| f_m | [Hz] | fréquence de la référence |
| M | | Indice de modulation |
| A_m | [V] | Amplitude de la référence |
| A_c | [V] | Amplitude crête de la porteuse |
| C_e | [N.m] | Couple maximale du moteur |
| C_{em} | [N.m] | Couple électromagnétique |
| C_r | [N.m] | Couple résistant. |
| THD | | Facteur de distorsion totale des harmoniques de la tension |
| MLI | | Modulation de largeur d'impulsion (PWM : pulse width modulation) |
| IGBT | | Transistor bipolaire à grille isolée |
| MAS | | Moteur asynchrone |

Bibliographie

Bibliographie

- [01] Lakhdar DJAGHDALI, « Commande prédictive directe du couple de la machine asynchrone », Mémoire de Magister, Université Mohamed Khider- Biskra, 2012.
- [02] BAKHOUCHE Lemnouer, " Commande par linéarisation entrée-sorties du couple et du flux de la machine asynchrone" thème de magistère, Université F-ABBAS SETIFE 2009 .
- [03] J-P. Caron, J-P.Hautrier, " Modélisation et commande de la machine asynchrone " Edition TECHNIP, PARIS 1995.
- [04] G.Grellet, G.Clerc, " Actionneurs Electriques, principe, modèles, commande. " collection Electrotechnique. Edition Eyrolles 2000.
- [05] L Baghli, 'Modélisation et commande des machines asynchrone ' , Commande IUFM De lorraine UHP , 03/04.
- [06] Patrick Brunet, « Introduction à la commande vectorielle des machines asynchrones ».
- [07] M. Benbakhti - Bercisse, « contrôle vectoriel à flux rotorique orienté d'une machine asynchrone pilotée par un onduleur de tension MLI » PFE 98-99 Instituté ETT- FI- UDL (SBA)
- [08] J. Chatelain, « Machine électrique » traité d'électricité ; volume 10 édition géométrie 1983
- [09] : Guy Segulier, « Alternatif continu » électrotechnique approfondi
- [10] WILIDI T, SYBILLE G., «Electrotechnique, partie III systèmes d'entraînement et électronique de puissance», 4e édition De Boeck Et Larcier s .a. 2005, Ouargla, 2017.
- [11] Michel Pinard, « Convertisseurs et électronique de puissance Commande, description, mise en œuvre Applications avec LabVIEW», Liver technique et ingénierie série EEA, éditions Dunod, Paris, 2007.
- [12] Cour onduleur Lycée P. Mendès France Epinal (www4.ac-nancy-metz.fr)
- [13] DJEGHLOUD H., « Filtrage Actif de Puissance », Thèse de Doctorat, Université Mentouri, Constantine, Décembre 2007.
- [14] A. M. Trzynadlowski, « Introduction to Modern Power Electronics », Ed. John Wiley & Sons, New York, 1998.
- [15] Carlos C., « Modélisation Contrôle Vectoriel et DTC, Commande des moteurs Asynchrones », Edition HERMES Science Europe, 2000.

- [16] BOUAKAZ O., « Contribution à l'Analyse des Onduleurs Multi niveaux, Fonctionnement Symétrique et Asymétrique », Mémoire de Magister, Université de Batna, 2005.
- [17] BOUKAROURA A El k, «Modélisation et Diagnostic d'un Onduleur Triphasé par l'Approche Bond Graph », Mémoire de Magister, Université Ferhat Abbas de Setif, 02/12/2009
- [18] Ahfouda A k., « Alimentation d'une machine asynchrone par un onduleur de tension multi-niveaux à MLI optimisée » Mémoire de Master, Université Kasdi Merbah.
- [19] BERREZZEK F., « Etude des Différentes Techniques de Commande des Onduleurs à MLI Associés à une Machine Asynchrone», Mémoire de Magister, Université de Badji Mokhtar- Annaba ,2006.
- [20] YAKOUB K. « Réduction des effets de la tension homopolaire dans les associations onduleurs multi niveaux moteur à induction ». Thèse de Magistère de l'université de Batna, 2005.
- [21] FADLI O., « Modélisation et Commande non Linéaire de l'Association Machine Synchronne à Aimants Permanents-Onduleur de Tension à Trois Niveaux », Mémoire de Magister, Université de Batna, Juin 2006.
- [22]: E. NELSON et P.WATCHOU , «Contrôle en V/F d'une machine asynchrone », Rapport de stage, l'université de Montpellier, 2015-2016.
- [23]: M. PERRON : conception d'une stratégie de commande vectorielle énergétiquement optimale de la machine asynchrone basée sur un modèle de perte neuronal sur FPGA. Thèse de doctorat, faculté des études supérieurs de l'université Laval, Québec 2009.
- [24]: M. Pinard : commande électronique des moteurs électrique. DUNOD, Paris, 2004.
- [25]: CHEE-MUN.O: Dynamic simulation of Electric Machinery, prentice-Hal I Inc. 1998
- [26]: DAMIEN De BENEDITTIS, « Etude et modèle électromagnétique de la machine asynchrone pour alternateur-démarrreur », thèse de doctorat, institut polytechnique de Grenoble, 2002.