

N° Ordre...../FHC/UMBB/2016

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



Faculté des Hydrocarbures et de la Chimie

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

MASTER

Présenté par

CHIKH Djamel

MOUAS Idir

Filière : Hydrocarbure

Option : Génie Electrique : Electricité industrielle

Thème

***Modélisation et simulation d'un variateur de vitesse associe à une
MAS, pour l'entrainement d'un ventilateur***

Devant le jury:

HAMADACHE Mohamed	MCB	UMBB	président
KHELIFI Fateh	MAA	UMBB	examineur
TADJER S.A	MCA	UMBB	examineur
KIFOUCHE Rezki	MCA	UMBB	encadreur

Année Universitaire : 2015/2016

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



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

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

MASTER

Thème

***Modélisation et simulation d'un variateur de vitesse associe à une
MAS, pour l'entraînement d'un ventilateur***

Présenté par :
CHIKH Djamel
MOUAS Idir

Avis favorable de l'encadreur :
Nom Prénom signature
KIFOUCHE Rezki

Avis favorable du Président du jury
Nom Prénom Signature

Cachet et signature

Table des matières

Chapitre I: Présentation de l'entreprise et de système à étudier

I. Présentation de l'entreprise.....	1
I.1. Aperçu générale sur l'Eniem.....	1
I.2. ORGANISATION GENERALE DE L'ENIEM	2
I.2.1. Unité cuisson	2
I.2.2. Unité froid	2
I.2.3. Unité commerciale	3
I.2.4. La vente et service après-vente unité de prestation technique	3
ORGANIGRAMME DE L'ENTREPRISE	4
I.2.Généralité.....	5
I.2.1 Définition d'un four en générale	5
I.2.2. Fonctionnement d'un four d'une façon générale	5
I.3. Le four de l'ENIEM de l'unité cuisson	5
I.3.1. Caractéristiques du four continu léger FERRO.....	6
I.3.2. Type de four :OLUH - 1219/914 - 16/12 RT – Hp 1400.....	6
I.3.3. Energie installé	6
I.3.4. Chauffage	6
I.3.5. Convoyeur	6
I.3.6. Produits.....	6
I.3.7. Production de cuisson.....	6
I.3.8. Production	6
I.3.9. Isolation légère à l'intérieure du four	7
I.3.10. L'atmosphère dans le four	7
I.3.11. Rendement de fonctionnement	8
I.3.12. Tubes radiantes.....	8
Figure (I.3) : Les tubes radiantes	8
I.3.13. Chauffage	8
I.3.14. Bruleurs	8
I.3.15. Zones de contrôle	9
I.3.16. Régulation automatique du tirage.....	9
I.3.17. Ecrans	9
I.3.18 Circulation d'aire.....	10
I.4. Description générale	10

Table des matières

I.5. Données spécifiques du four.....	11
I.6. Conclusion	11
Problématique	12
Chapitre II: Modélisation et simulation d'un moteur asynchrone	
II.1 Modélisation de la machine asynchrone	13
II.1.1 Introduction.....	13
II.2.2. Constitutions et principe de fonctionnement	13
II.2.2.1 Stator = inducteur.....	14
II.2.2.2 Rotor = induit.....	14
II.2.2.2.1 Rotor à cage d'écureuil	14
II.2.2.2.2 Rotor bobiné.....	15
II.2.2.3. Courants induits	15
II.2.2.4. Entrefer.....	15
II.2.2.5. Glissement.....	15
II.2.3 Description paramétrique de la machine asynchrone triphasée	16
II.3. Equation générale de la machine asynchrone	17
II.3.1. Rappel des conventions et des lois fondamentales de l'induction électromagnétique.....	17
II.3.1.1. Loi de faraday	17
II.3.1.2. Loi de Lenz	18
II.3.2. Application de la loi de Faraday a la machine asynchrone.....	19
II.4. Equations générales de la machine asynchrone.....	19
II.4.1. Les equations electriques :	19
II.4.2. Les équations magnétiques	20
II.5. Transformation de PARK	22
II.6. Choix du référentiel.....	24
II.6.1 Référentiel tournant à la vitesse ω_s (d, q)	24
II.7. Equations électromagnétique et mécanique :	25
II.7.1 Equation électromagnétique.....	25
II.7.2 Equation mécanique	25
II.8. Mise sous forme d'état	25
II.9 Modélisation de couple résistant.....	26

Table des matières

II.10. Simulation et interprétation :	27
II.10.1 Simulation :	27
II.10.1.1 Schéma bloc du moteur.....	27
II.10.1 Simulation du moteur.....	28
II.10.1.1 Simulation à vide	28
II.10.1.2 simulation en charge	29
II.10.2 Interprétation des résultats de la simulation.....	31
II.11. Conclusion.....	32

CHAPITRE III : Modélisation et dimensionnement d'un variateur de vitesse

III. Introduction	33
III.1. Rappel sur les semi-conducteurs	33
Introduction	33
III.2. Choix des composants.....	34
III.2.1. La diode.....	36
III.2.2. L'IGBT.....	37
III.3. Choix du variateur de vitesse.....	38
III.3.1. Facteurs techniques.....	38
III.3.2. Facteur économique.....	39
III.4. : structure d'un variateur de vitesse	39
III.4.1. Modélisation du redresseur	39
III-4-1-1 La structure d'un redresseur.....	40
III.4.1.2.Etude de la tension de charge.....	40
III.4.1.3. La tension redressée	41
III.4.1.4.Etude des courants.....	43
III.4.1.5. La valeur efficace de courant.....	43
III.4.1.6. L'équation mathématique du redresseur.....	44
III.4.2. Modélisation de filtre.....	44
III.4.3.Modélisation de l'onduleur	45
III.4.3.1. Propriété de l'onduleur.....	46
III.4.3.2.Domaine d'utilisation.....	46
III.4.3.3. Modélisation de l'onduleur à deux niveaux.....	47
III.5. Commande du l'onduleur.....	49

Table des matières

III.5.1. Principe de la commande en MLI des onduleurs triphasés.....	49
III.5.2. Principe de la modulation de largeur d'impulsion.....	50
III.5.3. Caractéristique de la modulation de largeur d'impulsion (MLI).....	50
III.5.4. Objectif de la Technique MLI.....	51
III.6. Dimensionnement des paramètres du variateur de vitesse	52
III.6.1 Introduction.....	52
Application pour notre moteur.....	52
III.6.2.Calcul du montage Onduleur.....	52
III.6.2.1.Tension d'entrée.....	52
III.6.2.2.Courant d'entré.....	53
III.6.2.3.Le courant dans le semi-conducteur commandé	54
III.6.3.Calcul du montage redresseur.....	55
IV.6.3.1.Le courant.....	55
III.6.3.2. La tension.....	56
III.6.4.Calcul du filtre passe bas.....	56
III.6.4.1. Calcul de la capacité :.....	56
III.6.4.2. Calcul de la résistance de filtre.....	57
III.7 Conclusion.....	57

Chapitre IV Simulation de l'ensemble qui constitue le variateur de vitesse et son association au MAS

IV.Introduction.....	58
IV.1. Simulation de l'ensemble qui constitue le variateur de vitesse.....	58
IV.1.1 Simulation de redresseur avec et sans filtre	58
VI. 1.1.1 présentation de modèle	58
IV.1.1.2 Résultats simulation :	58
IV.2.1 Simulation de l'onduleur	59
IV.2.2. présentation du modèle.....	59
IV. Résultats de simulation :	60
Interpretation des resultats de la simulation du variateur	61
IV.2 Simulation de de l'ensemble moteur-variateur de vitesse.....	61
VI.2.1 présentation du système variateur-moteur à simuler	61
Résultat de simulation	62
IV.2.1 simulation avec $f = 50\text{Hz}$	62

Table des matières

IV 2.1.1 Simulation à vide	62
VI.2.1.2 simulation en charge	64
IV.2.2 simulation avec une fréquence $f = 40\text{Hz}$	65
IV.2.3. Interprétation des résultats	67
IV.3. conclusion.....	67

Liste des figures

Figure	Nom	Page
Chapitre I		
Figure (I.1)	quelques fours industriels	5
Figure (I.2)	le mur et le bas de four	7
Figure (I.3)	Les tubes radiants	8
Figure (I.4)	Les constitutions d'un bruleur	9
Figure (I.5)	Zone de control de la température	9
Figure (I.6)	Système de tirage d'aire	10
Chapitre II		
Figure (II.1)	moteur asynchrone avec ces différentes parties.3	13
Figure (II.2)	stator d'un moteur	14
Figure (II.3)	rotor a cage	14
Figure (II.4)	représentation d'un moteur a rotor bobiné et un autre a cage	15
Figure (II.5)	Représentation des enroulements de la machine asynchrone triphasée dans l'espace électrique	17
Figure (II.6)	Représentation du passage d'un système triphasé à celui biphasé	22
Figure (II.7)	schéma bloc de simulation de la machine asynchrone sous Matlab /Simulink	27
Figure (II.8)	Courants statorique Isa à vide	28
Figure (II.9)	Courants rotoriques Ira à vide	28
Figure (II.10)	Vitesse de rotation (n) a vide	28
Figure (II.11)	Couple électromagnétique Ce à vide	29
Figure (II.12)	Courants statorique Isa en charge	29
Figure (II.13)	Courants rotoriques Ira à en charge	30
Figure (II.14)	Vitesse de rotation (n) en charge	30
Figure (II.15)	Couple électromagnétique Ce en charge	30
Chapitre III		
Figure (III.1)	Choix des composants selon la puissance et la fréquence	35
Figure (III.2)	Les déférents domaines d'application de l'électronique de puissance	35
Figure (III.3)	Symbole de la diode	36
Figure (III.4)	Caractéristique d'une diode	37
Figure (III.5)	symbole et principe de commutation d'un IGBT	38
Figure (III.6)	structure d'un variateur de vitesse	39
Figure (III.7)	Redresseur triphasé a pont de diode PD3	40
Figure (III.8)	Montage PD3-tension redressée	42
Figure (III.9)	Tension et courant de la diode D1.	43
Figure (III.10)	Redresseur PD3 à diodes	44
Figure (III.11)	La structure de filtre	45

Liste des figures

Figure (III.12)	Le schéma symbolique de l'onduleur	46
Figure (III.13)	Structure de l'onduleur à deux niveaux	47
Figure (III.14)	Un bras de l'onduleur à deux niveaux	47
Figure (III.15)	Schéma principale de l'onduleur	47
Figure (III.16)	Représentation des interrupteurs	48
Figure (III.17)	Principe de la modulation	50
Figure(III.18)	Schéma synoptique de la commande en MLI (triphase)	51
Chapitre IV		
Figure(IV.1)	Modèle d'un redresseur sur MATLAB	58
Figure(IV.2)	La tension à la sortie de redresseur sans filtre	58
Figure (IV. 3)	La tension à la sortie de redresseur avec de filtre	59
Figure (IV. 4)	Modèle de l'onduleur et sa commande MLI sous MATLAB SIMILINK	59
Figure(IV.5)	la commande sinus-triangle	60
Figure (IV.6)	les intervalles de conduction des intercepteurs	60
Figure (IV.7)	la tension simple maximale V_a de la sortie de l'onduleur	60
Figure (IV.8)	la tension composé maximale V_{23} a la sortie de l'onduleur	61
Figure (IV.9)	Bloc de simulation MAS/variateur	62
Figure (IV.10)	courant statorique I_{sa} à vide	63
Figure (IV.11)	courant rotorique I_{ra} à vide	63
Figure (IV.12)	la vitesse n à vide	63
Figure(IV.13)	Le couple électromagnétique C_e a vide	64
Figure (IV.14)	courant statorique I_{sa} en charge ($f= 50\text{Hz}$)	64
Figure (IV.15)	courant rotorique en charge I_{ra} ($f= 50\text{Hz}$)	64
Figure (IV.16)	vitesse n en charge ($f= 50\text{Hz}$)	65
Figure(IV.17)	Le couple électromagnétique C_e en charge ($f= 50\text{Hz}$)	65
Figure(IV.18)	courant statorique I_{sa} en charge ($f=40$)	65
Figure(IV.19)	courant rotorique I_{ra} en charge ($f=40$)	66
Figure(IV.20)	vitesse n en charge ($f=40$)	66
Figure(IV.21)	Le couple électromagnétique C_e en charge ($f=40$)	66

INTRODUCTION GENERALE

Les moteurs électriques sont de nos jours, à l'exception des dispositifs d'éclairages, les récepteurs les plus nombreux dans les industries et les installations tertiaires. Leur fonction, de convertir l'énergie électrique en énergie mécanique, leur donne une importance économique toute particulière.

Parmi les moteurs existants, les moteurs asynchrones triphasés notamment les moteurs à cage sont les plus utilisés dans l'industrie et au-delà d'une certaine puissance dans les applications du bâtiment tertiaires.

Du plus, bien que leur commande par des équipements à contacteurs soit parfaitement adaptée pour un grand nombre d'application, l'emploi de l'électronique de puissance, qui est en constante progression, élargit leur champ d'application. C'est le cas pour contrôler le démarrage et l'arrêt avec les démarreurs-ralentisseurs progressifs, comme aussi lorsqu'un réglage précis de la vitesse est également nécessaire avec les variateurs – régulateurs de vitesse.

En effet, pour la bonne exploitation de ces moteurs on ne se limite pas à les connecter simplement sur le réseau, mais on fait appel à l'électronique de puissance pour la résolution de beaucoup de problème d'adaptation à leur fonction approprié.

C'est ce qui inspire l'objectif principal de ce travail qui consiste à effectuer le dimensionnement d'un variateur de vitesse pour les moteurs asynchrones qui se trouve au niveau de four de cuisson de l'entreprise ENIEM (Tizi Ouzou) pour assurer la bon adaptation de la nouvelle procédure d'émaillage qui sera expliqué dans le première chapitre au fonctionnement du four de cuisson et la résolution des problèmes qu'en découlent.

Pour mener à bien ce travail, on a choisi de le diviser en cinq chapitres :

Dans le premier chapitre, un aperçu sur la société de l'ENIEM sera présenté, et le système à étudier (four de cuisson) sera développé en mettant l'accent sur la problématique et la solution proposée ce qui a permis de définir l'objectif de ce travail.

Dans le deuxième chapitre, on va effectuer la modélisation du moteur asynchrone et procéder à sa simulation sous Matlab/Simulink.

INTRODUCTION GENERALE

Le troisième chapitre sera consacré à la modélisation et au dimensionnement du variateur de vitesse ce qui mène présenter les modèle mathématique de l'ensemble qui constitue le variateur de vitesse, redresseur, onduleur, et au calcul des courants et des tensions d'entrées et de sortie ainsi que leurs valeur aux bornes des semi-conducteurs qui constituent cette ensemble.

Enfin, La simulation de l'ensemble qui constitue le variateur de vitesse est nécessaire pour la validation des équations élaborée. Le chapitre quatre sera consacré à la simulation de l'ensemble de variateur et de sa commande MLI. Et on va présenter aussi la simulation de l'association variateur de vitesse - machine asynchrone et un essai de variation de vitesse.

Chapitre II

Modélisation et simulation d'un moteur asynchrone

II.1 Modélisation de la machine asynchrone

II.1.1 Introduction

La modélisation des machines électriques est une phase primordiale pour l'étude du fonctionnement de moteur. En effet, aborder la commande des machines électriques nécessite l'emploi d'une méthode de modélisation adaptée à la commande.

Il est donc évident que cette étape de modélisation soit un passage obligatoire pour étudier le comportement de la machine dans tous les cas de fonctionnement

Les équations obtenues seront traduites sous forme de schéma-blocs de manière à être simulés à l'aide du logiciel MATLAB /SIMULINK.

La simulation de la machine asynchrone triphasée à diverses alimentations nous permettra de retrouver des résultats classiques et de valider le modèle obtenu.

II.2.2. Constitutions et principe de fonctionnement

Les images suivant représentent un moteur asynchrone avec ces différentes parties.

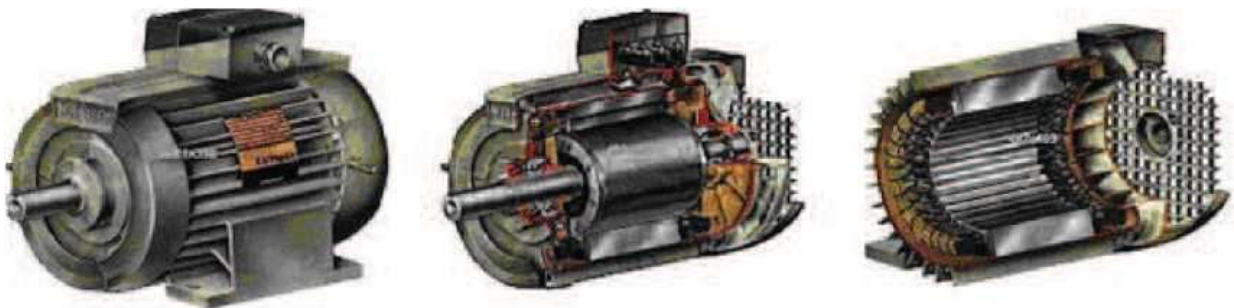


Figure (II.1) : moteur asynchrone avec ces différentes parties.

II.2.2.1 Stator = inducteur

Il est constitué de trois enroulements (bobines) parcourus par des courants alternatifs triphasés et possède p paires de pôles.

Les courants alternatifs dans le stator créent un champ magnétique tournant à la pulsation de synchronisme

$\omega_s = W/P$ avec : ω_s : vitesse de synchrone de rotation de champs tournant en rad/s^{-1}

W : pulsation des courant alternatif en rad/s^{-1} $W = 2\pi f$

P : nombre de pair de pole.

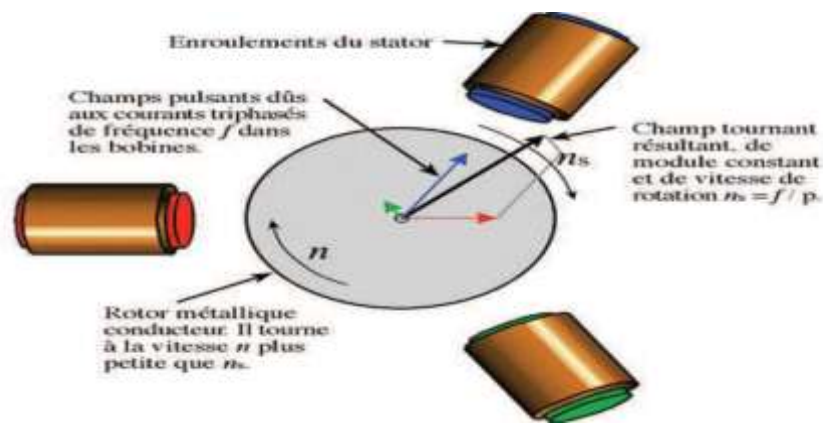


Figure (II.2) : stator d'un moteur

II.2.2.2 Rotor = induit

C'est l'élément en rotation qui transmet la puissance mécanique. Il se trouve au centre du moteur et est soumis au champ magnétique crée par le stator, pour le moteur asynchrone le rotor est l'induit (celui qui subit les courant "induits"), et on a deux type principaux qui sont :

II.2.2.2.1 Rotor à cage d'écureuil

Il est constitué de barres conductrices très Souvent en aluminium. Les extrémités de ces barres sont réunies par deux couronnes également conductrices. On dit que le rotor est en court-circuit. Sa résistance électrique est très faible.

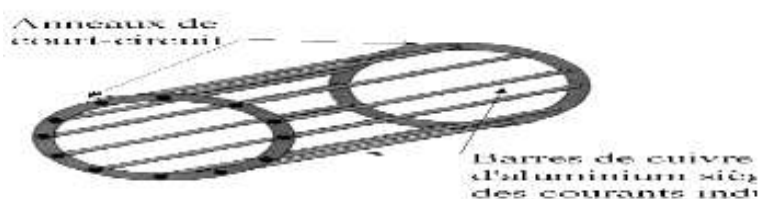


Figure (II.3): rotor a cage

II.2.2.2 Rotor bobiné

Les tôles de ce rotor sont munies d'encoches ou sont placés des conducteurs formant des bobinages.

On peut accéder à ces bobinages par l'intermédiaire de trois bagues et trois balais. Ce dispositif permet de modifier les propriétés électromécaniques du moteur.

II.2.2.3. Courants induits

Le courant induit par ces effets s'oppose aux causes qu'ils lui ont donnée naissance (loi de Lenz), l'origine de ce courant résulte de la variation d'un flux électromagnétique inducteur au travers d'un circuit fermé qu'il lui appelle induit le courant induit crée alors un champ magnétique induit, telle que le flux ainsi induit, (c-a-d crée) est opposé au flux inducteur

II.2.2.4. Entrefer

L'entrefer est le vide entre le stator et le rotor.

II.2.2.5. Glissement

Le rotor tourne à la vitesse Ω inférieure à la vitesse de synchronisme Ω_s . On dit que le rotor «glisse» par rapport au champ tournant. Ce glissement g va dépendre de la charge.

$$g = \frac{n_s - n}{n_s} = \frac{W_s - W}{W_s}$$

n_s : vitesse de rotation de synchronisme du champ tournant (tr.s^{-1}).
 n : vitesse de rotation du rotor (tr.s^{-1}).
 $\Omega_s = 2\pi n_s \text{ (rad.s}^{-1}\text{)}$ et $\Omega = 2\pi n \text{ (rad.s}^{-1}\text{)}$

II.2.3.

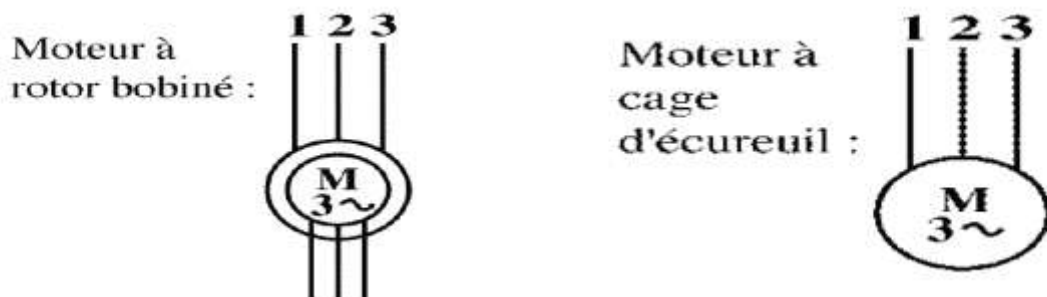


Figure (II.4) : représentation d'un moteur a rotor bobiné et un autre a cage

II.2.3 Description paramétrique de la machine asynchrone triphasée

La machine asynchrone triphasée comporte un stator fixe et un rotor mobile autour de l'axe de symétrie de la machine.

Dans des encoches régulièrement réparties sur la face interne du stator sont logés trois enroulements identiques, à p paires de pôles ; leurs axes sont distants entre eux d'un angle électrique égal à $2\pi / 3$.

Les phases du stator sont alimentées par un réseau triphasé de tensions sinusoïdales à fréquence et amplitude constantes ou par un onduleur de tension ou de courant à fréquence et à amplitude réglables.

La structure électrique du rotor peut-être réalisée :

- soit par un système d'enroulements triphasés (rotor bobiné), raccordés en étoile à trois bagues sur lesquelles frottent trois balais fixes accessibles par la plaque à bornes et mis en court-circuit pendant les régimes permanents.
- soit par une cage conductrice intégrée aux tôles ferromagnétiques [rotor à cage],

Il sera admis que la deuxième structure est électriquement équivalente à la première.

L'étude de cette machine traduit les lois de l'électromagnétisme dans le contexte habituel d'hypothèses simplificatrices :

- entrefer constant,
- effet des encoches négligé,
- distribution spatiale sinusoïdale des forces magnétomotrices d'entrefer.
- circuit magnétique non saturé et à perméabilité constante,
- Pertes ferromagnétiques négligeables,
- l'influence de l'effet de peau et le l'échauffement sur les caractéristiques n'est pas prise en compte.

Parmi les conséquences importantes des hypothèses, on peut citer :

- L'additivité des flux.
- La constante des inductances propres.

- Loi de variation sinusoïdale dans l'inductance mutuelles entre les enroulements statorique et rotorique en fonction de l'**angle électrique** de leurs axes magnétiques.

La machine est représentée à la figure 2.1 par six enroulements dans l'espace électrique ; l'angle α repère de la phase rotorique de référence $\vec{R\alpha}$ par rapport à l'axe fixe de la phase statorique de référence $\vec{S\alpha}$. Les deux flux sont compté positivement selon les axes des phases; le sens des enroulements est repéré conventionnellement par un point(.) : un courant positif **entrant** par le point crée un flux positif dans l'enroulement. [13]

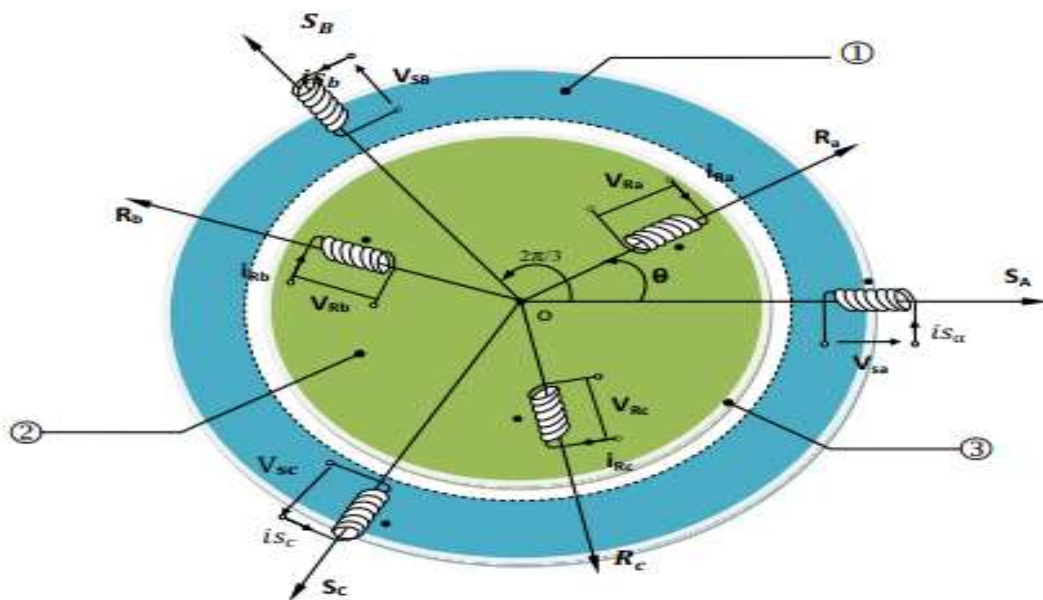


Figure (II.5) : Représentation des enroulements de la machine asynchrone triphasée dans l'espace électrique

II.3. Equation générale de la machine asynchrone

II.3.1. Rappel des conventions et des lois fondamentales de l'induction électromagnétique

II.3.1.1. Loi de Faraday

La loi de Faraday énonce que le force électromotrice induite dans un circuit fermé baigné par un champ magnétique est directement proportionnelle à la variation dans le temps du flux du champ magnétique pénétrant dans le circuit. La f.é.m. induite dans le

circuit est la dérivée négative par rapport au temps du flux du champ magnétique à travers les circuits [13]

$$e = - \frac{d\phi}{dt} \quad (\text{II.1})$$

À condition que les conventions de signe suivant aient été posées :

- Le contour (C) du circuit est orienté (voir figure 2.2)
- La surface (Σ) délimitée par le contour est orientée, son sens est celui de la circulation le long du contour (règle du trièdre direct, règle pratique << tire – bouchon>>)
- Le symbole de source de tension associé à la force électromotrice a la même orientation que celle du contour.

Le flux d'induction ϕ est calculé par intégration de flux élémentaire $d\phi$ défini autour d'un point $\vec{M}$ de la surface (Σ), et égale au produit scalaire du vecteur élément de surface $d\vec{S}$ normal à (Σ), par l'induction magnétique $\vec{B}$ en $\vec{M}$.

$$\phi = \iint_{(\Sigma)} \vec{B} \cdot d\vec{S} \quad (\text{II.2})$$

Dans le cas où le circuit électrique comporte un nombre n de spires traversées par le même flux ϕ , la formule de Faraday doit être appliquée au flux totalisé $\phi = n\phi$. [13]

II.3.1.2. Loi de Lenz

Dans un circuit électrique fermé soumis à une variation de flux d'induction, les phénomènes d'induction (courants induits, champ magnétique, forces électromagnétique..) ont un sens tel qu'ils tendent à s'opposer à la cause qui leur a donné naissance. [13]

La loi de Lenz permet de prévoir des effets d'induction sans analyser en détail le phénomène.

pour illustrer cette propriété, on considère le contour i négatif, lui-même crée un courant induit i dans le sens positif est choisis arbitrairement identique à celui de (C). Soit R la résistance du circuit, la loi d'Ohm donne :

$$i = \frac{e}{R} = -\frac{1}{R} + \frac{d\phi}{dt} \quad (\text{II.3})$$

Un accroissement de $\vec{B}$, donc de ϕ , engendre un courant i négatif, lui-même créateur d'un champ opposé à $\vec{B}$; l'effet du courant induit se traduit bien par l'opposition à la variation initiale de $\vec{B}$. [13]

II.3.2. Application de la loi de Faraday a la machine asynchrone.

L'un des six enroulements statorique au rotoriques est représenté a la figue 2.2.b ; sa résistance est R . traversé par le flux totalisé ϕ défini selon la normal orientée $\vec{n}$ il est siège d'une f. e .m e, La loi des mailles s'exprime par la relation [13]

$$v = Ri + \frac{d\phi}{dt} \quad (\text{II.4})$$

II.4. Equations générales de la machine asynchrone

II.4.1. Les equations electriques :

les équations électriques statoriques peuvent etre présenté dans leurs forme developpé comme suite :

$$\begin{pmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{pmatrix} + (d/dt) \begin{pmatrix} \phi_{sa} \\ \phi_{sb} \\ \phi_{sc} \end{pmatrix} \quad (\text{II.5})$$

Ou : $[V_s] = [R_s] [I_s] + [d/dt] [\phi_s]$

Comme pour les équations statoriques les équations rotoriques peuvent être écrites comme suite :

$$\begin{pmatrix} V_{ra} \\ V_{rb} \\ V_{rc} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{pmatrix} + (d/dt) \begin{pmatrix} \phi_{ra} \\ \phi_{rb} \\ \phi_{rc} \end{pmatrix} \quad (\text{II.6})$$

Ou : $[V_r] = [R_r] [I_r] + [d/dt] [\phi_r] = [0]$

Le rotor étant en court-circuit, les tensions sont nulles

Avec :

R_s : la résistance statorique.

R_r : la résistance rotorique.

$[V_{sa} \ V_{sb} \ V_{sc}]^T$ vecteur de tension statorique

$[V_{ra} \ V_{rb} \ V_{rc}]^T$ vecteur de tension rotorique

$[i_{sa} \ i_{sb} \ i_{sc}]^T$ vecteur des courant statorique

$[i_{ra} \ i_{rb} \ i_{rc}]^T$ vecteur de courant rotorique

$[\phi_{sa} \ \phi_{sb} \ \phi_{sc}]^T$ vecteur des flux statorique

$[\phi_{ra} \ \phi_{rb} \ \phi_{rc}]^T$ vecteur des flux rotorique

Les matrices des résistances R_s , R_r ou sont regroupées respectivement les résistances de chacun des phases statorique et rotoriques, se mettent sous la forme suivant : [13]

$$[R_s] = \begin{pmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{pmatrix} \quad (II.7), \quad [R_r] = \begin{pmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{pmatrix} \quad (II.8)$$

II.4.2. Les équations magnétiques

Les trois phases statoriques sont aussi magnétiquement couplées avec les trois phases rotoriques dont le flux totales ϕ_s et ϕ_r s'écrivent sous la forme matricielle suivant : [13]

Même calcul pour toutes les autres phases on obtient le système suivant :

$$\begin{pmatrix} \phi_{sa} \\ \phi_{sb} \\ \phi_{sc} \\ \phi_{ra} \\ \phi_{rb} \\ \phi_{rc} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} l_s & M_s & M_s & M_1 & M_3 & M_2 \\ M_s & l_s & M_s & M_2 & M_1 & M_3 \\ M_s & M_s & l_s & M_3 & M_2 & M_1 \\ M_1 & M_3 & M_2 & l_r & M_r & M_r \\ M_3 & M_1 & M_2 & M_r & l_r & M_r \\ M_2 & M_3 & M_1 & M_r & M_r & l_r \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \\ i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{pmatrix} \quad (II.9)$$

L'écriture sous forme condensés des équations des flux peut être représentée comme suite :

$$[\phi_s] = [L_s] [I_s] + [M_{sr}] [I_r] \quad (\text{II.10})$$

$$[\phi_s] = [M_{sr}] [I_s] + [L_r] [I_r] \quad (\text{II.11})$$

L_s : matrice des inductions statoriques.

L_r : matrices des inductions rotoriques.

M_{sr} : matrice des mutuelles stator-rotor.

$M_{rs} = M_{sr}^T$: matrice des mutuelles rotor-stator.

Avec :

$$[L_s] = \begin{pmatrix} l_s & l_{ss} & l_{ss} \\ l_{ss} & l_s & l_{ss} \\ L_{ss} & l_{ss} & l_s \end{pmatrix} \quad (\text{II.12}) \quad [L_r] = \begin{pmatrix} l_r & l_{rr} & l_{rr} \\ l_{rr} & l_r & l_{rr} \\ l_{rr} & l_{rr} & l_r \end{pmatrix} \quad (\text{II.13})$$

$$[M_{sr}] = [M_{sr}]^T = M_{sr} \begin{pmatrix} \cos \theta & \cos \left(\theta + \frac{2\pi}{3} \right) & \cos \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right) \\ \cos \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right) & \cos \theta & \cos \left(\theta + \frac{2\pi}{3} \right) \\ \cos \left(\theta + \frac{2\pi}{3} \right) & \cos \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right) & \cos \theta \end{pmatrix} \quad (\text{II.14})$$

- l_s : Inductance propre d'une phase statorique.
- l_r : Inductance propre d'une phase rotorique.
- l_{ss} : Inductance mutuelle entre deux phases statoriques.
- l_{rr} : Inductance mutuelle entre deux phases rotoriques.
- θ : L'angle de rotation du rotor par rapport au stator.

On aura finalement:

$$[V_s] = [R_s] [I_s] + [L_s] \frac{d}{dt} [I_s] + [M_{sr}] \frac{d}{dt} [I_r] \quad (\text{II.15})$$

$$[V_r] = [R_r] [I_r] + [L_r] \frac{d}{dt} [I_r] + [M_{rs}] \frac{d}{dt} [I_s] \quad (\text{II.16})$$

Cette modélisation triphasée présente un inconvénient majeur pour notre application. Les matrices M_{sr} et M_{rs} dépendent de l'angle de rotation mécanique et nécessitent donc d'être recalculées à chaque pas. [13]

II.5. Transformation de PARK

La transformation de Park permet le passage d'un système triphasé équilibré vers un système biphasé. Il s'agit de remplacer le rotor tournant par un rotor fictif équivalent à condition de conserver la force magnétomotrice et la puissance instantanée. La figure (I.6) montre le passage du système triphasé au système biphasé. [13]

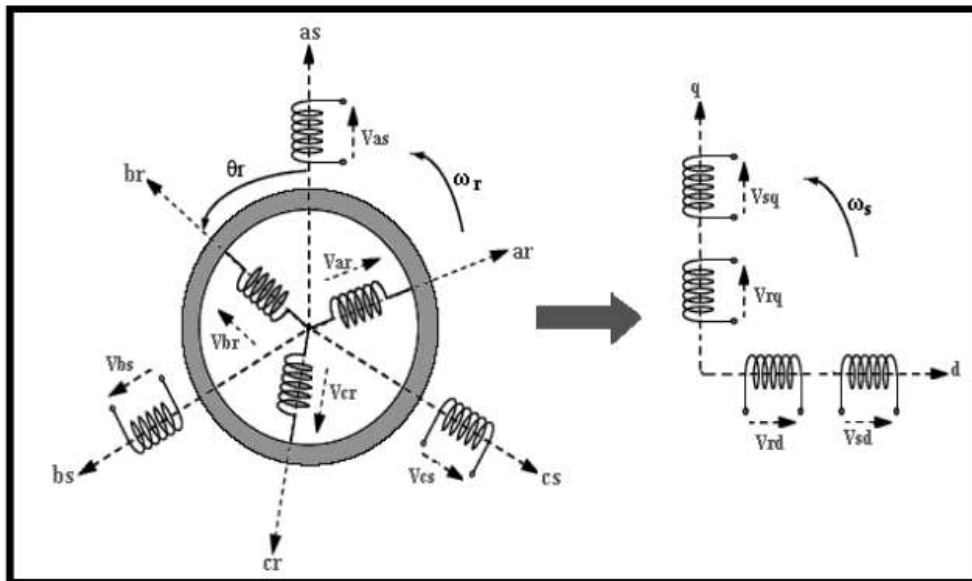


Figure (II.6) : Représentation du passage d'un système triphasé à celui biphasé.

Le passage du système triphasé au système biphasé est donné par l'équation :

$$[F_{UVO}] = P(\theta_a) [F_{abc}] \quad (II.17)$$

$[F_{UVO}]$: peut-être un vecteur de tension, courant, flux dans le système biphasé.

$[F_{abc}]$: peut-être un vecteur de tension, courant, flux dans le système triphasé

. Avec $P(\theta_a)$, La matrice de transformation de PARK qui s'écrit par:

$$P(\theta a) = \frac{\sqrt{2}}{3} \begin{pmatrix} \cos \theta a & \cos \left(\theta a + \frac{2\pi}{3} \right) & \cos \left(\theta a - \frac{2\pi}{3} \right) \\ \sin \left(\theta a \right) & -\sin \left(\theta a - \frac{2\pi}{3} \right) & -\sin \left(\theta a - \frac{2\pi}{3} \right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{pmatrix} \quad (\text{II.18})$$

Hypothèse :

La composante homopolaire de toutes les grandeurs considérées (tensions, courants, flux) est nulle (la machine fonctionne en régime triphasé équilibré).

Les variables triphasées sont donc entièrement décrites par deux variables d'indices U, et V.

L'application de la transformé de PARK au modèle triphasé (II.18) et aux équations (II.6) donne le modèle biphasé suivant : [13]

$$\begin{pmatrix} V_{su} \\ V_{sv} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{su} \\ i_{sv} \end{pmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} \phi_{su} \\ \phi_{sv} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 0 & -\omega a \\ \omega a & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \phi_{su} \\ \phi_{sv} \end{pmatrix} \quad \text{II.19}$$

$$\begin{pmatrix} V_{ru} \\ V_{rv} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} R_r & 0 \\ R_s & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{ru} \\ i_{rv} \end{pmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} \phi_{ru} \\ \phi_{rv} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 0 & -(\omega a - \omega) \\ \omega a - \omega & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \phi_{ru} \\ \phi_{rv} \end{pmatrix} \quad \text{II.20}$$

$$\begin{cases} \phi_{su} = L_s i_{su} + M i_{ru} \\ \phi_{sv} = L_s i_{sv} + M i_{rv} \end{cases} \quad \text{II.21}$$

$$\begin{cases} \phi_{ru} = L_r i_{ru} + M i_{su} \\ \phi_{rv} = L_r i_{rv} + M i_{sv} \end{cases} \quad \text{II.22}$$

Avec :

$\omega a = d\theta a/dt$: Vitesse angulaire de rotation du système d'axes biphasés sur rapport aux systèmes d'axes triphasées.

$L_s = l_s - l_{ss}$: Inductance propre cyclique du stator.

$L_r = l_r - l_{rr}$: Inductance propre cyclique du rotor.

$M = 3/2 M_{sr}$: Inductance mutuelle cyclique entre stator et rotor.

II.6. Choix du référentiel

L'utilisation du modèle de Park nécessite l'utilisation d'un référentiel dont le choix se fait en fonction du problème étudié. Deux types de référentiel sont intéressants: [13]

II.6.1 Référentiel tournant à la vitesse ω_s (d, q)

C'est le seul référentiel qui n'introduit pas de simplification dans les équations de la machine. Il est utile lorsque la fréquence d'alimentation est constante et à fréquence variable lors des petites perturbations autour d'un régime donné. Généralement ce repère tournera à la vitesse du champ tournant qui est le champ créé par le bobinage statorique et qui tourne, en régime permanent, à la vitesse de synchronisme. [13]

Il se traduit par les conditions [13]

$$\begin{cases} U \rightarrow d \\ V \rightarrow q \end{cases} \quad \text{Et} \quad \frac{d\theta_a}{dt} = \omega_a = \omega_s$$

Avec : $\omega_s = d\theta/dt$: La vitesse de synchronisme.

$$\omega_r = \omega_s - \omega$$

ω : La vitesse électrique de glissement.

Les équations électriques prennent la forme suivante :

$$\begin{pmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{pmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} \phi_{sd} \\ \phi_{sq} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 0 & -\omega_s \\ \omega_s & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \phi_{sd} \\ \phi_{sq} \end{pmatrix} \quad \text{II.23}$$

$$\begin{pmatrix} V_{rd} \\ V_{rq} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} R_r & 0 \\ 0 & R_r \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{rd} \\ i_{rq} \end{pmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} \phi_{rd} \\ \phi_{rq} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 0 & -\omega_r \\ \omega_r & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \phi_{rd} \\ \phi_{rq} \end{pmatrix} \quad \text{II.24}$$

Donc on aura les équations électriques suivantes :

$$V_{sd} = R_s i_{sd} + d/dt(\phi_{sd}) - \omega_s \phi_{sq} \quad \text{(II.25)}$$

$$V_{sq} = R_s i_{sq} + d/dt(\phi_{sq}) + \omega_s \phi_{sd} \quad \text{(II.26)}$$

$$V_{rd} = R_r i_{rd} + d/dt(\phi_{rd}) - \omega_r \phi_{rq} = 0 \quad \text{(II.27)}$$

$$V_{rq} = R_r i_{rq} + d/dt(\phi_{rq}) + \omega_r \phi_{rd} = 0 \quad \text{(II.28)}$$

II.7. Equations électromagnétique et mécanique :

II.7.1 Equation électromagnétique

L'expression du couple électromagnétique est exprimée par l'équation suivante :

$$C_{em} = (3/2)pM[i_{ds}i_{qs} - i_{qr}i_{dr}] \quad (II.33)$$

II.7.2 Equation mécanique

Pour étudier les phénomènes transitoires électromécaniques avec une vitesse rotorique variable (par exemple le démarrage, le freinage, la variation de la charge à l'arbre, etc....) il faut ajouter l'équation de mouvement au système d'équations différentielles. [13]

$$Jd\Omega dt = C_{em} - C_r - f\Omega \quad (II.35)$$

Avec :

J : Moment d'inertie.

f : Coefficient de frottement visqueux.

C_r : Couple résistant imposé par la charge mécanique.

C_{em} : Couple électromagnétique.

Ω : Vitesse mécanique de rotation. Avec $\omega = P \Omega$

II.8. Mise sous forme d'état

Le système d'équations d'électriques (2.25), (2.26), (2.26), (2.28), peut être exprimé comme suite : [14]

$$[L] \frac{d[I]}{dt} = -[R][I] + [U] \quad (II.36)$$

Avec :

$$[R] = \begin{pmatrix} R_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 & 0 \\ 0 & \omega_r M & R_r & L_s \omega_r \\ -\omega_r M & 0 & -\omega_r L_r & R_r \end{pmatrix} ; [L] = \begin{pmatrix} L_s & 0 & M & 0 \\ 0 & L_s & 0 & M \\ M & 0 & L_s & 0 \\ 0 & M & 0 & L_s \end{pmatrix} ; [I] = \begin{pmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{rd} \\ i_{rq} \end{pmatrix}$$

$$[U] = [U_{sd} \ U_{sq} \ 0 \ 0] \quad (II.37)$$

A partir de l'expression (II.36) on peut écrire :

$$\frac{d[I]}{dt} = -[L]^{-1}[R][I] + [L]^{-1}[U] \quad (\text{II.38})$$

Cette expression représente la forme équivalente de l'équation d'état

$$\frac{dX}{dt} = AX + BU, \text{ avec } A = -[L]^{-1}[R], B = -[L]^{-1} \text{ et } [R] = [R_1] + \omega_r[R_2], \text{ ou}$$

$$[R_1] = \begin{pmatrix} R_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_{sr} \end{pmatrix} \quad (\text{II.39}) ; \quad [R_2] = \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & M & 0 & L_s \\ -M & 0 & -L_s & 0 \end{pmatrix} \quad (\text{II.40})$$

II.9 Modélisation de couple résistant

La charge qui est entraînée par le moteur est un ventilateur. Ce dernier développe un couple résistant variable en fonction de la vitesse de rotation du moteur, dont la variation est exprimée par une fonction de la forme suivante, a et b dépendent de la géométrie de ventilateur :

$$C = a\omega^2 + b \quad (\text{II.41})$$

La détermination de a et b permet de connaître l'évolution du couple en fonction de la vitesse. Tel que b le couple résistant à vide du ventilateur

$$\text{On a aussi } C = P / \omega \Rightarrow C = 1500/151.76$$

$$C = 9.88 \text{ N.m}$$

Le couple résistant à vide est estimé à un dixième de couple résistant nominale, cela permet de déterminer le paramètre restant « a »

$$b = (1/10).C \Rightarrow b = 0.988 \text{ N.m}$$

$$a = \frac{C-b}{\omega^2} \Rightarrow a = (9.88 - 0.988) / 151.76^2$$

$$a = 3.7 \cdot 10^{-4}$$

L'évolution de couple est donnée par la relation suivante :

$$C = 3.7 \cdot 10^{-4} \omega^2 + 0.988$$

II.10. Simulation et interprétation :

II.10.1 Simulation :

II.10.1.1 Schéma bloc du moteur

L'équation matriciel (II.38) permet de représenter le model de moteur sous Simulink sous la forme représenté par la figure si dessous et qui permet d'accéder aux grandeurs tension, courant et couple.

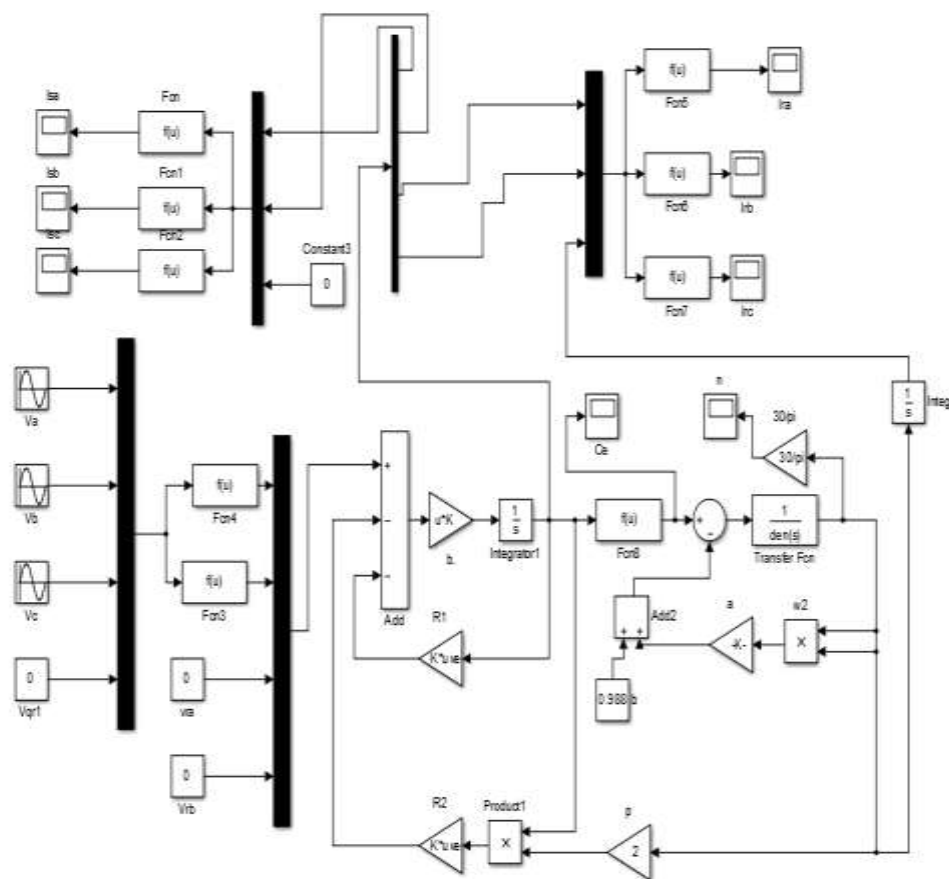


Figure (II.7) : schéma bloc de simulation de la machine asynchrone sous Matlab /Simulink

II.10.1 Simulation du moteur

II.10.1.1 Simulation à vide

la machine étant alimenté par une source de tension sinusoïdale, V_a , V_b et V_c

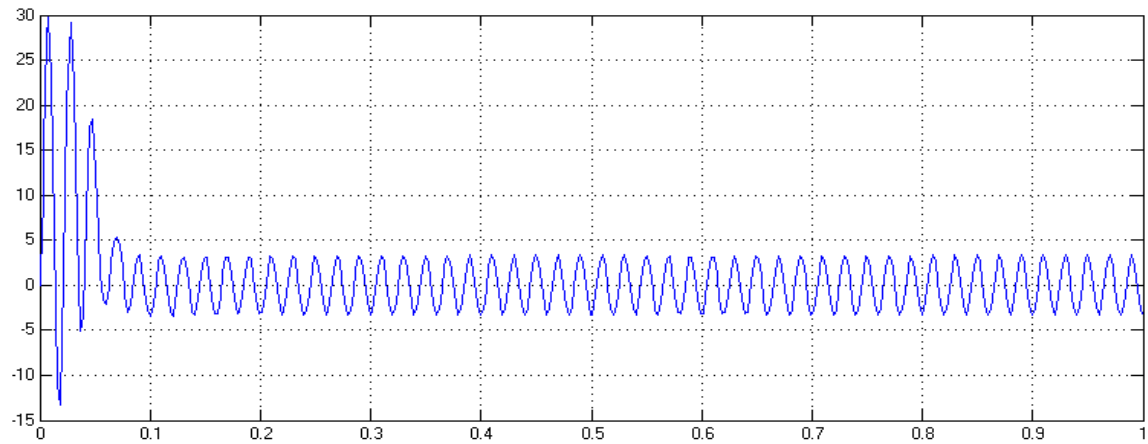


Figure (II.8) : Courants statorique I_s à vide

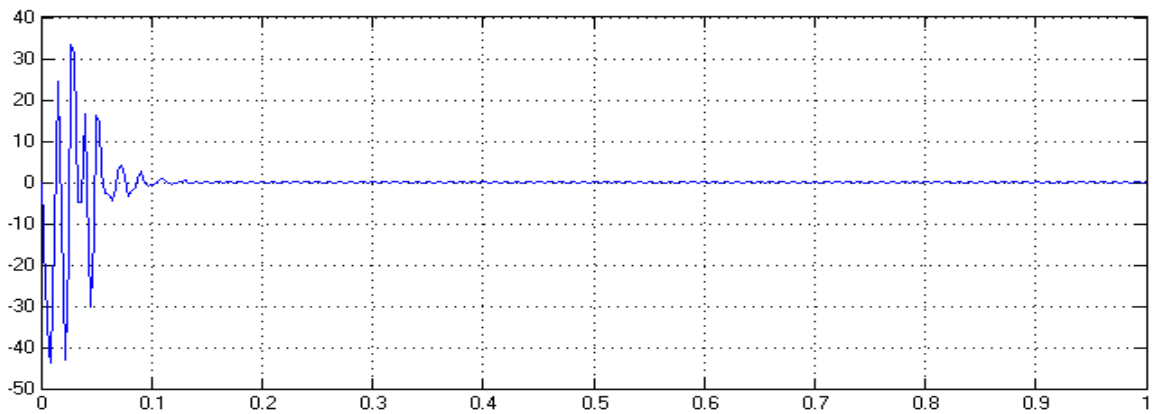


Figure (II.9) : Courants rotoriques I_r à vide

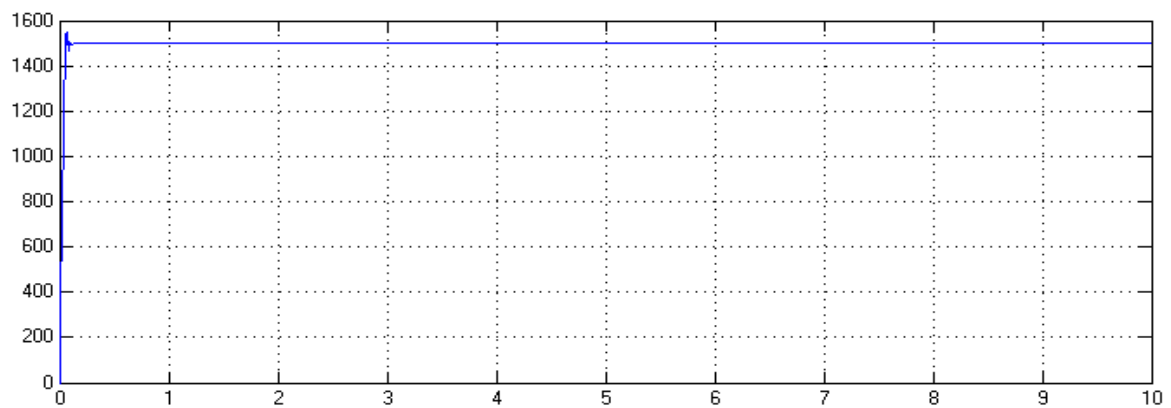


Figure (II.10) : Vitesse de rotation (n) a vide

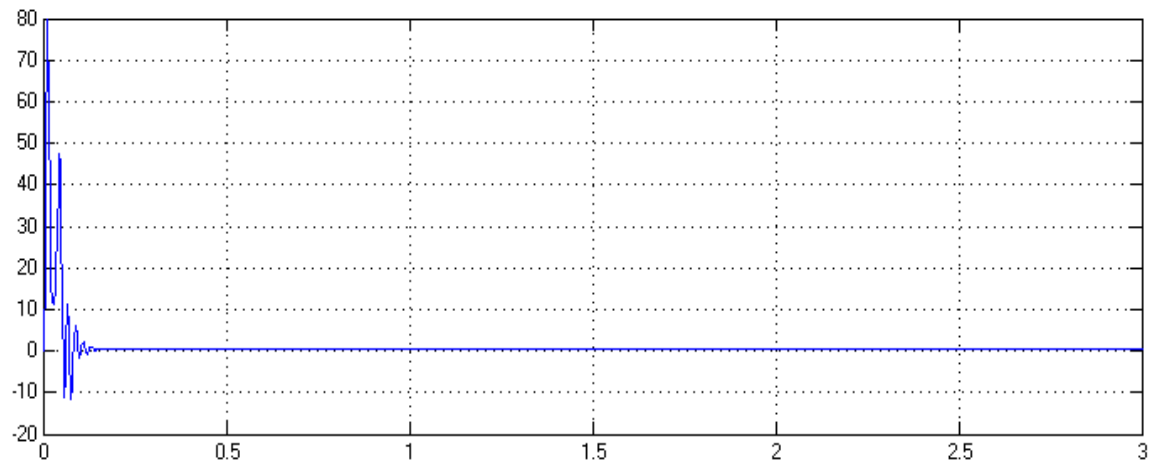


Figure (II.11) : Couple électromagnétique C_e à vide

Résultats de simulation à vide

II.10.1.2 simulation en charge

La machine étant alimenté sur le réseau (220V/380V), on va associer la charge à l' instant $t= 0.5s$

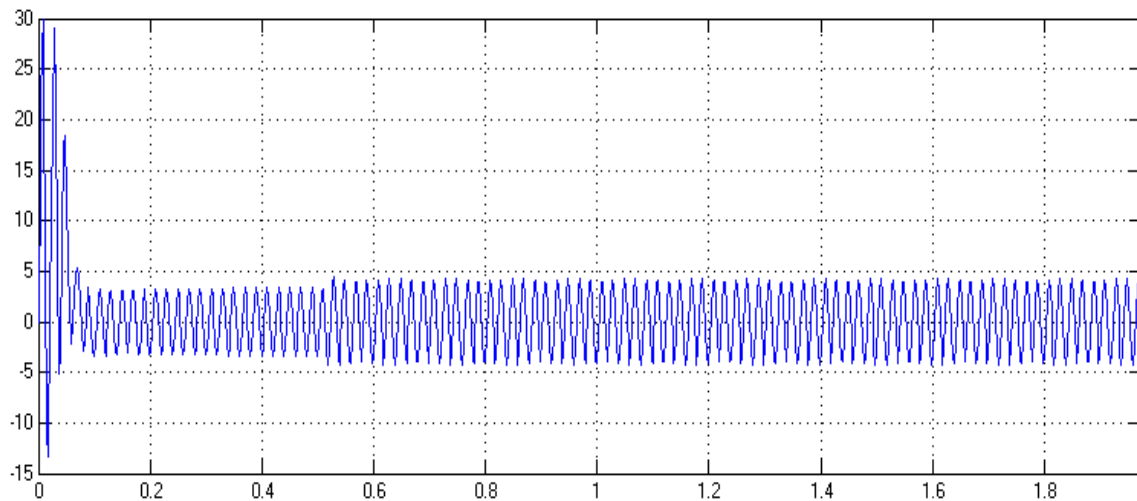


Figure (II.12) : Courants statorique I_{sa} en charge

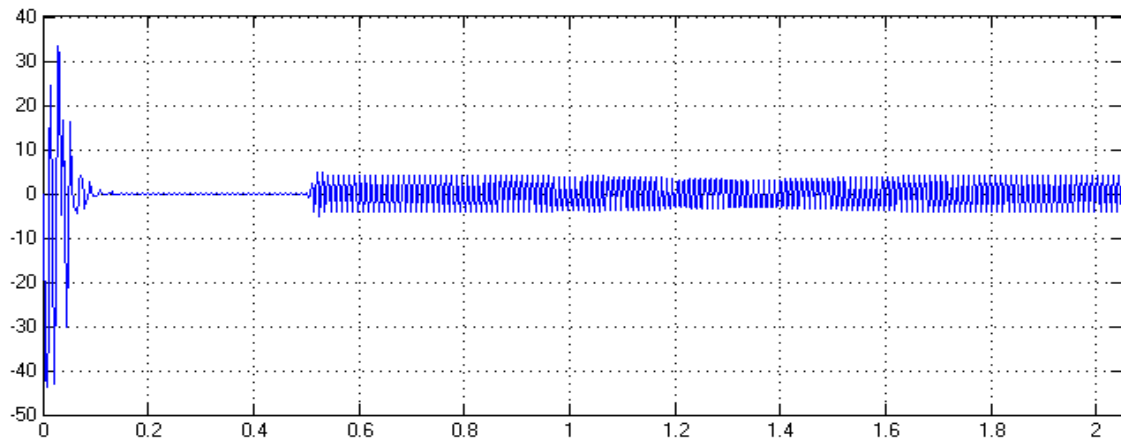


Figure (II.13) : Courants rotoriques Ira en charge

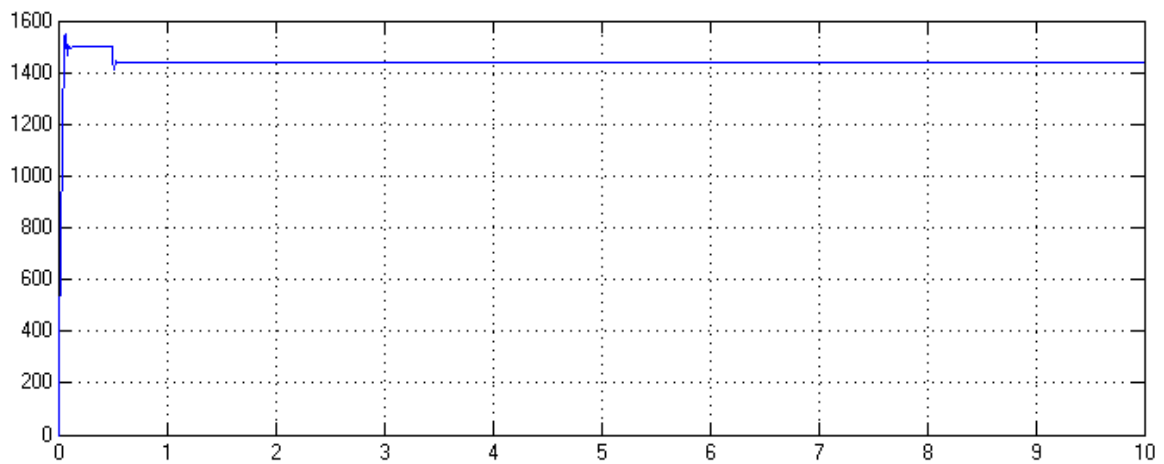


Figure (II.14) : Vitesse de rotation n en charge

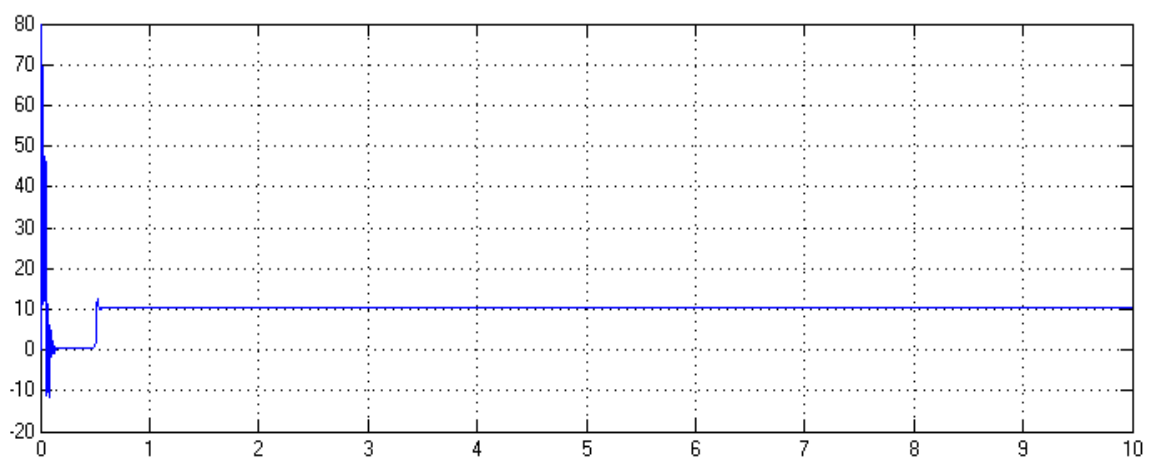


Figure (II.15) : Couple électromagnétique Ce à vide

Les résultats de simulation en charge

II.10.2 Interprétation des résultats de la simulation

Les résultats de simulation représentent l'évolution de la vitesse de rotation, du couple électromagnétique et les courants rotoriques et statoriques.

La machine étant alimentée directement par le réseau standard [220/380 et 50Hz], et fonctionnant à vide, durant la phase de démarrage le courant statorique prend des valeurs importantes (Figure II.14), et c'est pareille pour le couple aussi (Figure II.16), une fois cette phase est dépassé le courant et le couple vont diminuer jusqu'à atteindre des valeurs faibles. Le temps de démarrage de moteur est estimé à $t = 0.05$ S et la vitesse se stabilise à une valeur proche de la vitesse de synchronisme qui est de l'ordre de 1500 tr/min.

Le moteur étant toujours alimenté directement par le réseau, mais cette fois ci accouplé à la charge à entraîner qui est un ventilateur qui présente un couple variable en fonction de la vitesse dont la valeur minimale apparaît lors de démarrage, on constate que le courant de démarrage est important mais aussi supérieur au courant de démarrage à vide et c'est également le cas pour le couple, au régime nominal le courant et le couple diminuent à des valeurs largement inférieures mais qui restent tout de même supérieures à ceux de fonctionnement à vide.

On constate aussi que le temps de démarrage moteur/ charge est un peu élevé par rapport à celui de démarrage à vide.

La vitesse se stabilise au régime nominal à une valeur de $t = 0.1$ S

II.11. Conclusion

Dans ce chapitre nous avons pu établir un modèle mathématique de la machine asynchrone triphasée dont la complexité a été réduite, en utilisant un certain nombre d'hypothèses simplificatrices.

En appliquant la transformation de Park qui permet de passer du système triphasé vers le système biphasé, le modèle de moteur a été ramené à une forme beaucoup plus simple qui permet une simulation sans des grandes difficultés.

Les résultats obtenus par simulation montrent bien la validité du modèle de Park, dans le référentiel lié au champ tournant.

La machine alimentée en tension est caractérisée par un démarrage rapide, le couple électromagnétique et le courant se stabilisent après un régime transitoire caractérisé par quelques oscillations, ainsi qu'une vitesse de rotation un peu proche de la vitesse de synchronisme.

Le modèle de Park nous a permis de connaître les différentes contraintes des grandeurs électriques qu'une machine asynchrone peut supporter pour l'associer à des variateur de tension triphasée.

Les prochains chapitres seront consacrés à la modélisation et la simulation de l'association moteur-variateur de vitesse.

CHAPITRE III

Modélisation et dimensionnement d'un variateur de vitesse

III. Introduction

Vu le problème apparu après le changement de la procédure d'émaillage par l'entreprise ENIEM qui est expliqué dans la problématique citée au chapitre 1, la résolution de ce problème consiste à la mise en œuvre d'un variateur de vitesse pour le moteur qui entraîne l'hélice, afin de contrôler le débit d'air généré par cette dernière à chaque fois que le problème de la projections des particules est constatée.

La mise en œuvre de variateur consiste à choisir la structure et les éléments semi-conducteurs le constituant, puis la modélisation de la structure choisie qui seront exploitées au chapitre suivant dans le cadre de la simulation de l'ensemble du système.

Pour atteindre cet objectif on est appelé à calculer les valeurs moyennes des courants et les tensions aux bornes des semi-conducteurs pour l'ensemble de la structure.

III.1. Rappel sur les semi-conducteurs

Introduction

Les matériaux semi-conducteurs, tels que le silicium, ont une résistivité qui se situe entre celle des conducteurs et celle des isolants.

Leurs atomes possèdent 4 électrons périphériques. Chaque atome s'associe avec 4 atomes voisins pour former une structure stable à 8 électrons.

Un semi-conducteur de type P s'obtient en incorporant au silicium pur une faible proportion d'un corps dont les atomes possèdent 3 électrons périphériques. Il manque donc un électron pour former une structure à 8 électrons, ce qui se traduit par un excédent de charges positives.

Un semi-conducteur de type N s'obtient en incorporant un corps dont les atomes ont 5 électrons périphériques. Il y a donc un excédent d'électrons, c'est-à-dire un excédent de charges négatives.

Les composants de puissance sont des semi-conducteurs fonctionnant en tout ou rien, donc comparables à des interrupteurs statiques pouvant prendre les deux états : passant ou bloqué.

Ces composants, associés dans un module de puissance, constituent un convertisseur qui alimente, à partir du réseau à tension et fréquence fixes, un moteur électrique sous une tension et / ou une fréquence variable.

Les composants de puissance sont la clef de voûte de la variation de vitesse et les progrès réalisés ces dernières années ont permis la réalisation de variateurs de vitesse économiques. [3] [4] [5]

III.2. Choix des composants

Les composants de l'électronique de puissances (interrupteurs) sont déterminés par les niveaux de la puissance et la fréquence de commutation. En règle générale, plus les composants sont rapides, plus la puissance commutée est faible et inversement. A titre indicatif, les transistors MOSFET, sont considérés comme des composants très rapides mais de puissance relativement faible.

Les transistors bipolaires sont moins rapides que les transistors MOSFET mais d'avantage plus puissants (quelques kHz à une dizaine de kW). Les transistors IGBT sont des composants de gamme standard (jusqu'à 20 kHz à une des dizaines de kW). Les thyristors GTO commutent très lentement les grandes puissances. Ces composants sus indiqués sont du type commandable à l'ouverture et à la fermeture; ce qui n'est pas le cas pour le thyristor classique. [6]

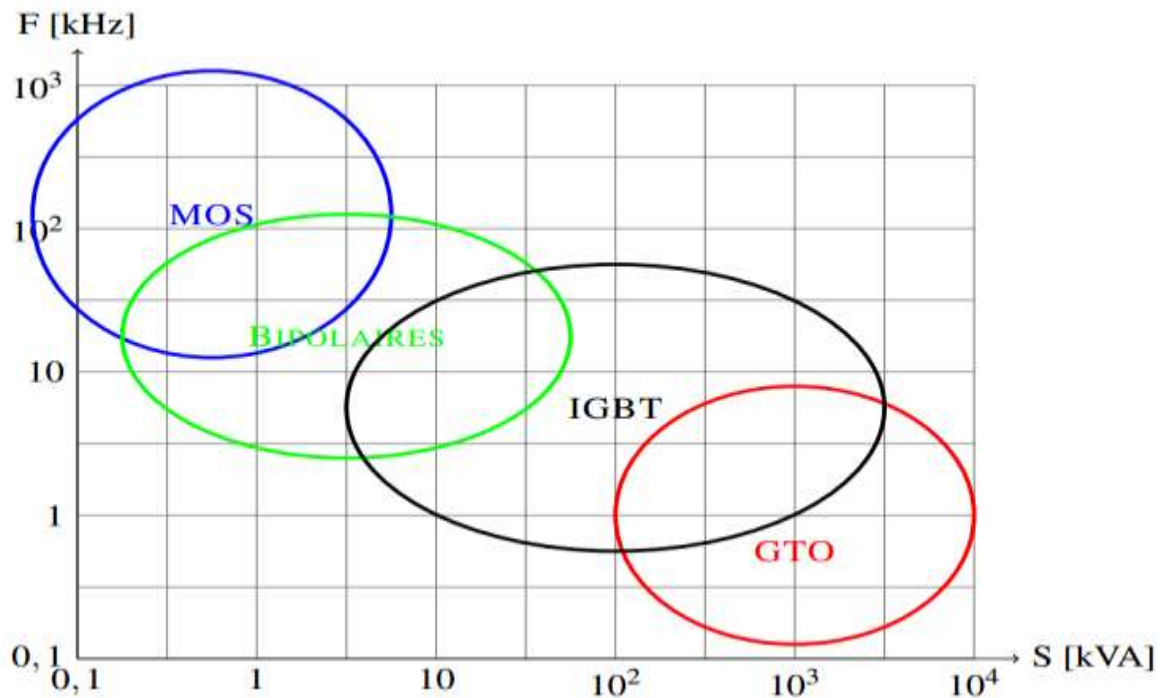


Figure.(III-1) :Choix des composants selon la puissance et la fréquence

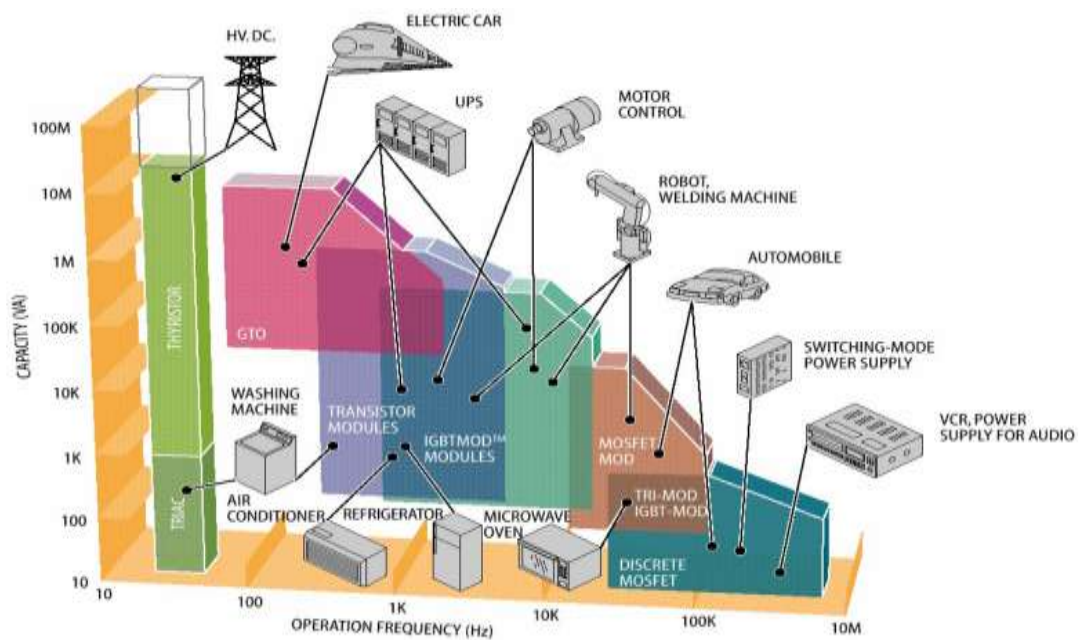


Figure (III-2) : Les différents domaines d'application de l'électronique de puissance

En ce qui concerne les signaux de commande on doit indiquer les instants d'amorçage et de blocage pour les composants, ces derniers en électronique de puissance sont déterminés

par les niveaux de la puissance et de la fréquence de commutation. En règle générale, plus les composants sont rapides (fréquence de commutation élevée).

III.2.1. La diode

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

Elle conduit quand l'anode est à une tension plus positive que celle de la cathode : elle se comporte alors comme un interrupteur fermé. Elle bloque le courant et se comporte comme un interrupteur ouvert si la tension d'anode devient moins positive que celle de la cathode.

[3] [4] [8]

La diode possède les caractéristiques principales suivantes :

- à l'état passant
- une chute de tension composée d'une tension de seuil et d'une résistance interne,
- un courant maximum permanent admissible (ordre de grandeur, jusqu'à 5000 A RMS pour les composants les plus puissants) ;
- à l'état bloqué une tension maximale admissible qui peut dépasser 5 000 V crête.

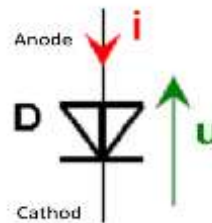


Figure (III-3) : Symbole de la diode

Caractéristique statique de la diode

Le schéma d'une diode est représenté à la figure III-3. La convention réceptrice est utilisée. La diode est un composant dont le blocage et l'amorçage sont spontanés, c'est à dire que la commutation d'une diode est imposée par le circuit dans lequel elle est placée. On ne peut forcer, de manière externe, une diode à commuter. A l'état bloqué, la diode supporte une tension négative à ses bornes. Idéalement, la condition d'amorçage (pour passer de l'état bloqué à l'état passant) d'une diode est l'annulation de la différence de potentiel entre l'anode et la cathode :

$V_d = 0$; condition d'amorçage

Une fois à l'état passant, la diode le reste tant que le courant la traversant reste positif, la tension aux bornes de la diode étant nulle.

L'annulation de ce courant impose le blocage de la diode.

$i_d = 0$; condition de blocage

La caractéristique statique idéale d'une diode est représentée en rouge sur la figure III-4-
[3] [4] [8]

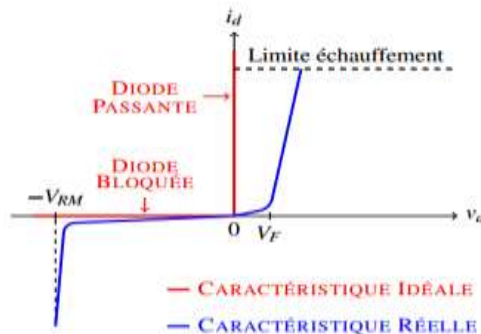


Figure (III-4) : Caractéristique d'une diode

III.2.2. L'IGBT

C'est un transistor de puissance commandé par une tension appliquée à une électrode appelée grille ou «gate» isolée du circuit de puissance, d'où son nom «Insulated Gate Bipolar Transistor».

Ce composant nécessite des énergies infimes pour faire circuler des courants importants.

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

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

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

Le transistor IGBT possède les caractéristiques principales suivantes :

- une tension de commande permettant la mise en conduction et le blocage du composant.
- à l'état passant
- une chute de tension composée d'une tension de seuil et d'une résistance interne,
- un courant maximum permanent admissible.
- à l'état bloqué, une tension directe maximale admissible.

Les transistors IGBT utilisés en variation de vitesse peuvent fonctionner à des fréquences de quelques dizaines de kilohertz. [3]

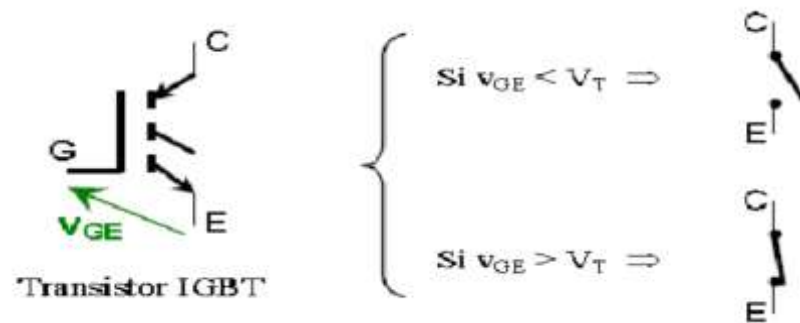


Figure (III-5) : symbole et principe de commutation d'un IGBT

III.3. Choix du variateur de vitesse

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

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

III.3.1. Facteurs techniques :

Parmi les principaux facteurs techniques de choix figurent :

- la puissance et la vitesse nominales.
- le régime d'utilisation (utilisation en régime permanent ou intermittent).
- la plage de variation de vitesse et le domaine de fonctionnement dans le plan puissance-vitesse (1 quadrant, 2 quadrants, 4quadrants).
- le type de machine entraînée (inertie, caractéristique de couple résistant selon la vitesse).
- la précision de contrôle de couple et de vitesse.
- la tension du réseau d'alimentation.
- les contraintes d'installation (place disponible, degrés de protection, etc.). [6]

III.3.2. Facteur économique

Enfin, un critère essentiel est bien sûr le coût total d'investissement de l'entraînement comprenant le coût du variateur, du moteur et de leur installation.

Le coût d'exploitation de l'entraînement (maintenance, coût d'indisponibilité, pertes énergétiques) est un critère économique supplémentaire de choix. [6]

Enfin dans notre cas on a opté pour les diodes de puissance ainsi que l'IGBT, pour des raisons techniques et économiques citées dans les points précédents.

III.4. : structure d'un variateur de vitesse :

Le variateur fournit au moteur asynchrone une onde de tension à amplitude et fréquence variables tout en maintenant le rapport tension et fréquence sensiblement constant. En modifiant la fréquence de la tension d'alimentation du moteur, le variateur permet de modifier la vitesse du champ tournant du stator et donc la vitesse de rotation du moteur. La génération de cette onde de tension est réalisée par un dispositif électronique de puissance schématisé sur la figure suivante : [7]

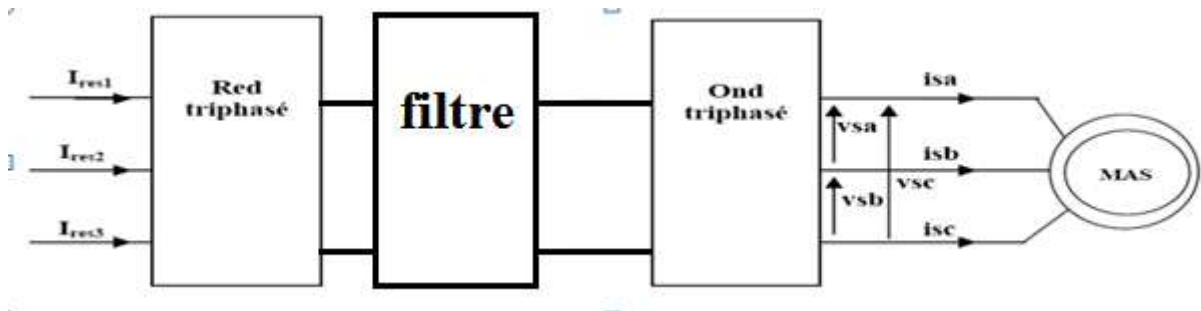


Figure (III.6) : structure d'un variateur de vitesse

III.4.1. Modélisation du redresseur

Les redresseurs sont les convertisseurs de l'électronique de puissance qui assurent la conversion alternative continue (AC/DC). Alimentés par une source de tension alternative, ils permettent d'alimenter en courant continu le récepteur branché à leur sortie. Comme c'est sous cette seconde forme que l'énergie électrique est presque toujours générée et distribuée, les redresseurs ont un très vaste domaine d'applications.

On utilise des redresseurs chaque fois qu'on a besoin des sources continues sachant que l'énergie électrique est disponible en alternative.

III-4-1-1 La structure d'un redresseur

La structure à étudier est le redresseur triphasé en pont (hexaphasé) d'indice de pulsation p égal à six donné par la figure (III.7). Le pont redresseur étant alimenté par une source triphasée.

Les tensions simples des réseaux triphasés équilibrés directs sont :

$$V_1 = V_m \sin(\omega t - \varphi)$$

$$V_2 = V_m \sin(\omega t - \varphi - 2\pi/3) \quad (\text{III.1})$$

$$V_3 = V_m \sin(\omega t - \varphi - 4\pi/3)$$

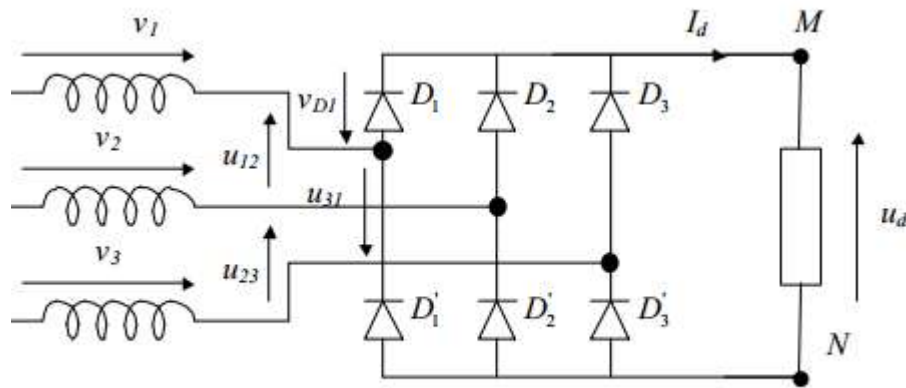


Figure (III.7): Redresseur triphasé a pont de diode PD3

III.4.1.2. Etude de la tension de charge

Dans le cas général, les q enroulements, sièges des q tensions alternatives $V_1, V_2, \dots, V_q$. Le premier groupe, $D_1, D_2, \dots, D_q$, forme un commutateur "plus positif" et réunit M à la plus positive des bornes 1, 2, ..., q . Le second groupe, $D'_1, D'_2, \dots, D'_q$, forme un commutateur "plus négatif" et relie N à la plus négative des bornes 1, 2, ..., q . Cet ensemble de $2q$ diodes est couramment appelé pont de diodes.

La tension redressée U_d , recueillie entre M et N , est égale, à chaque instant, à la plus grande différence entre les tensions d'entrée. Le montage effectue donc un double choix, d'où le sigle PD (parallèle double) utilisé.

Deux diodes d'un même bras ne peuvent conduire simultanément. Lorsque D_1 conduit, l'une des deux diodes D'_2 et D'_3 conduit également. Il en vient que D_1 conduit lorsque V_1 est supérieur à V_2 et V_3 . [8]

Donc :

Lorsque $V_1 > V_3 > V_2$ D1 et D'2 conduisent : $u_d = v_1 - v_2$;

Lorsque $V_1 > V_3 > V_2$ D1 et D'3 conduisent : $u_d = v_1 - v_3$; (III.2)

Lorsque $V_1 > V_3 > V_2$ D1 et D'3 conduisent : $u_d = v_2 - v_3$;

Chaque diode conduit ainsi pendant un tiers de période (on dira que l'indice de commutation de ce montage est $q=3$) tandis que la tension redressée se compose de six portions de sinusoïde des par période T (on dira que l'indice de pulsation est $p=6$) ; ces deux indices avaient des valeurs égales dans le cas des montages parallèles simples. [8]

$$\left\{ \begin{array}{l} U_{32} : \text{pour } \theta \in [0, \pi/6] \\ U_{12} : \text{pour } \theta \in [\pi/6, \pi/2] \\ U_{13} : \text{pour } \theta \in [\pi/2, 5\pi/6] \\ U_{23} : \text{pour } \theta \in [5\pi/6, 7\pi/6] \\ U_{21} : \text{pour } \theta \in [7\pi/6, 9\pi/6] \\ U_{31} : \text{pour } \theta \in [9\pi/6, 11\pi/6] \\ U_{32} : \text{pour } \theta \in [11\pi/6, 12\pi/2] \end{array} \right. \quad (III.3)$$

III.4.1.3. La tension redressée

Sur la figure III-8, on a représenté l'allure de la tension redressée U_d ainsi que la tension aux bornes de la diode D1 (VD1).

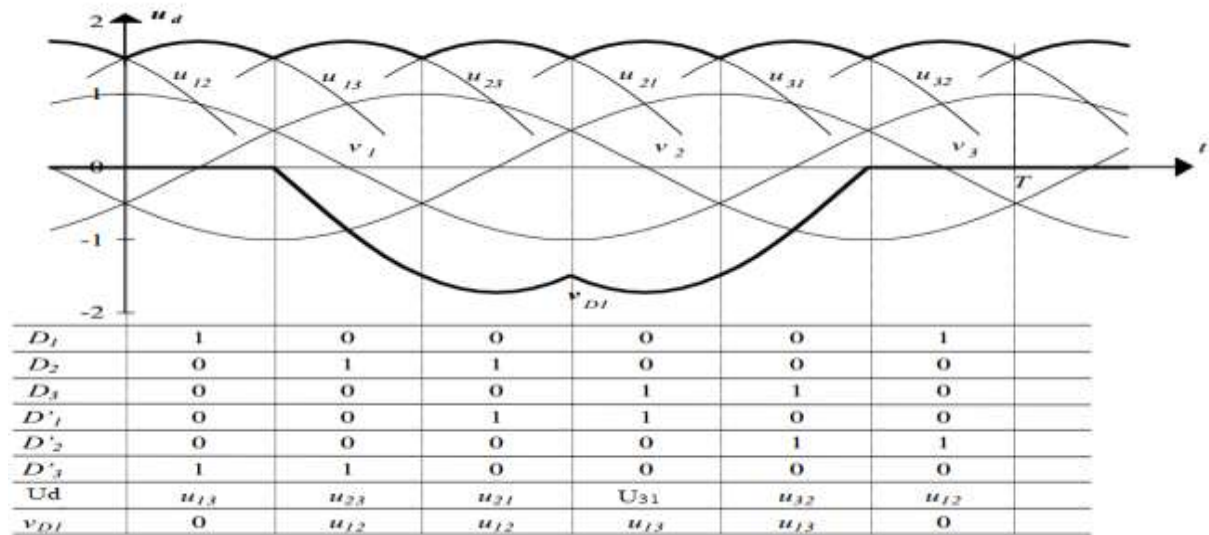


Figure (III.8) : Montage PD3-tension redressée

Sur l'intervalle $[-\pi/6; \pi/6]$, la tension de sortie du PD3 est égale à la tension composée $u_{12}(t)$. La tension moyenne de sortie peut alors s'exprimer de la manière suivante :

$$\langle V_s \rangle = \frac{6}{2\pi} \int_{-\pi/6}^{\pi/6} U_{32} \sin(\theta - \pi/2) d\theta$$

$$\langle V_s \rangle = \frac{3}{\pi} \int_{-\pi/6}^{\pi/6} \sqrt{3} \sin(\theta - \pi/2) d\theta$$

$$\langle V_s \rangle = \frac{3}{\pi} \int_{-\pi/6}^{\pi/6} \sqrt{3} \cos(\theta) d\theta \quad (III.4)$$

$$\langle V_s \rangle = \frac{(3\sqrt{3} V)}{\pi} [\cos(\theta)]_{-\pi/6}^{\pi/6}$$

$$\langle V_s \rangle = \frac{(3\sqrt{3} V)}{\pi}$$

Pour déterminer la tension aux bornes de la diode D_1 , il suffit de déterminer si elle est passante et, le cas échéant quelle est la diode à cathode commune qui l'est :

Intervalle $[\frac{\pi}{6}, \frac{5\pi}{6}]$: D_1 passante

$$V_{D1}(t) = 0$$

Intervalle $[\frac{5\pi}{6}, \frac{9\pi}{6}]$: D_2 passante

$$V_{D1}(t) = u_{12}(t)$$

Intervalle $[0, \frac{\pi}{6}]$ et $[\frac{9\pi}{6}, 2\pi]$: D_3 passante

$$V_{D1}(t) = u_{13}(t)$$

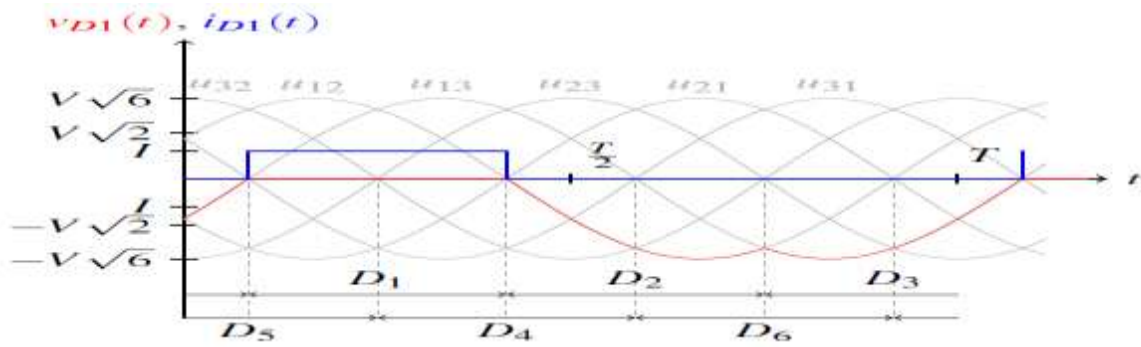


Figure (III.9) : Tension et courant de la diode D1

De façon à dimensionner au mieux une diode, il est impératif de connaître la tension maximale qu'elle est amenée à tenir en inverse (V_{RM}), ce paramètre est défini grâce à la figure III.9 :

$$V_{RM} = V\sqrt{3}$$

(III.5)

III.4.1.4. Etude des courants

Chaque enroulement secondaire est connecté à deux diodes D_i , D_i' ($i=1, 2, 3$). Il est parcouru par I_{ch} pendant l'intervalle (T/q) ou la diode du premier groupe conduit, et par $(-I_{ch})$ pendant l'intervalle de durée (T/q) ou c'est celle du second groupe qui conduit. Ainsi par exemple pour la première phase on donne.

$$\left\{ \begin{array}{l} I_{s1} = + I_{sh}, \text{ quand } D1 \text{ conduit.} \\ I_{s1} = - I_{sh} \text{ quand } D1' \text{ conduit.} \\ I_{s1} = 0, \text{ quand } D1, D1' \text{ ne conduisent.} \end{array} \right.$$

III.4.1.5. La valeur efficace de courant

$$I_{s1 \text{ eff}} = \sqrt{\frac{1}{T} (I_{ch}^2 \cdot 2 \frac{T}{q})}$$

$$q=3 \quad I_{s1 \text{ eff}} = I_{ch} \sqrt{\frac{2}{q}}$$

$$I_{s1 \text{ eff}} = I_{ch} \sqrt{\frac{2}{3}}$$

III.6

III.4.1.6. L'équation mathématique du redresseur

Le redresseur peut être schématisé par la figure suivante :

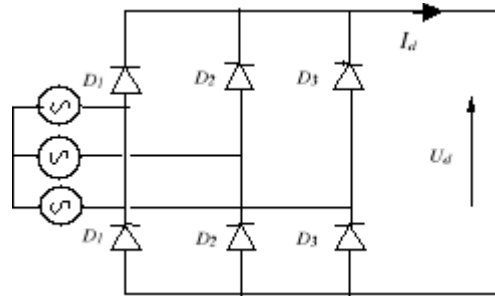


Figure (.III.10) : Redresseur PD3 à diodes

D_i conduit si $V_i = \max (V_j) ; j=1,2,3 ; i=1,2,3$

$D_{i'}$ conduit si $V_i = \min (V_j) ; j=1,2,3 ; i=1,2,3$

Pendant chaque séquence de conduction la tension de sortie du redresseur U_d est : [9]

$$U_d = V_i - V_k \quad (\text{III.7})$$

Avec :

$$V_i = \max (V_1, \max (V_2, V_3))$$

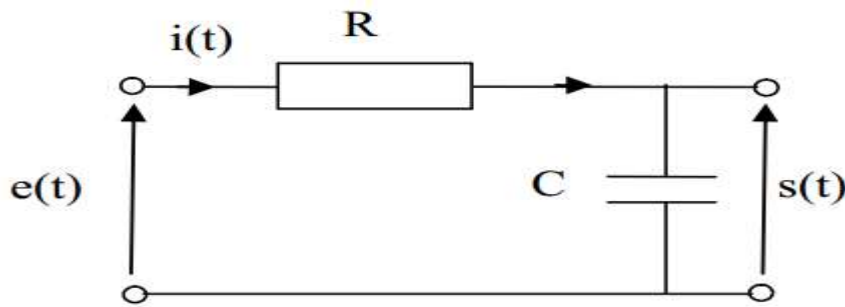
$$V_k = \min (V_1, \min (V_2, V_3))$$

Par conséquent :

$$U_d = \max (V_j) - \min(V_j) ; j= 1, 2, 3. \quad (\text{III.8})$$

III.4.2. Modélisation de filtre

Un circuit RC est un circuit électrique, composé d'une résistance et d'un condensateur montés en série. Dans leur configuration série, les circuits RC permettent de réaliser des filtres électroniques passe-bas. La constante de temps τ d'un circuit RC est donnée par le produit de la valeur de ces deux éléments qui composent le circuit.



Figure(III.11): La structure de filtre.

Le filtre placé après le redresseur est un filtre passe bas de 1^{ère} ordre. Il permet d'obtenir à l'entrée de l'onduleur une tension U sensiblement constante, même si la tension U est ondulée (tension fournie par le redresseur).

Le rôle du filtre est de stabiliser la tension après le redressement de sorte qu'elle soit une tension continue et prête pour alimenter notre onduleur.

En appliquant la deuxième loi de Kirchhoff ainsi que la loi de Faraday, on obtient le modèle mathématique de ce filtre

$$e(t) = R i(t) + S(t) \quad \text{avec} \quad i(t) = C \, dS(t)/dt \quad (\text{III.9})$$

D'où l'équation différentielle de système :

$$RC(dS/dt) + S(t) = e(t) \quad (\text{III.10})$$

La transformée de Laplace de cette équation différentielle soit comme suite

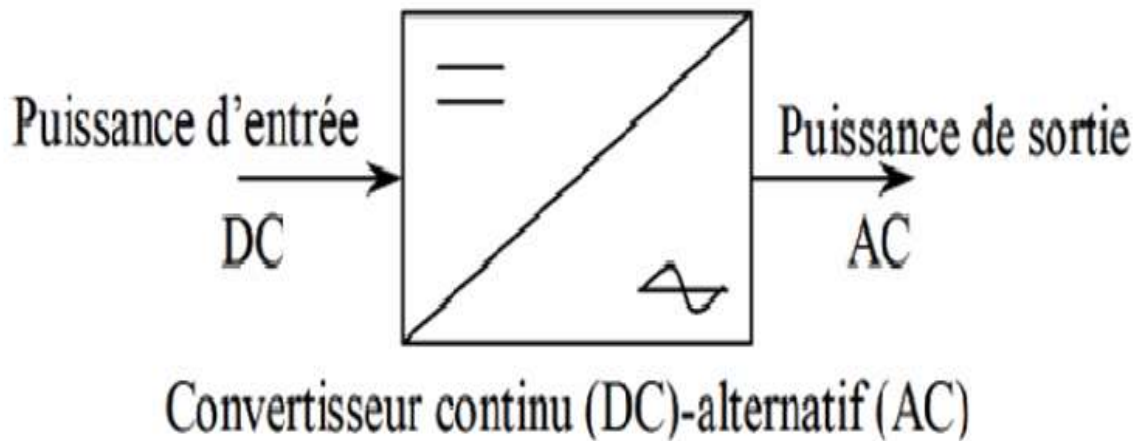
$$RC P S(P) + S(P) = E(P) \quad (\text{III.11})$$

$$D'où \quad H(P) = S(P)/E(P) = 1/(1 + RC P) \quad (\text{III.12})$$

III.4.3. Modélisation de l'onduleur

L'onduleur est la dernière partie du variateur de vitesse située avant le moteur. Il fournit des grandeurs électriques variables au moteur. Dans tous les cas, l'onduleur est composé de semi-conducteurs disposés par paires en trois bras. Les semi-conducteurs de l'onduleur commutent sur des signaux en provenance du circuit de commande.

L'onduleur de tension est un convertisseur statique qui permet de fournir une tension alternative d'amplitude et de fréquence réglables à partir d'une source de tension continue. L'onduleur de tension est constitué de cellule de commutation généralement à transistor ou thyristor pour les grandes puissances. Donc Les onduleurs sont des convertisseurs statiques continu-alternatif permettant de fabriquer une source de tension alternative à partir d'une source de tension continue. [6]



Figure(III.12) : Le schéma symbolique de l'onduleur

III.4.3.1. Propriété de l'onduleur

Un onduleur dépend essentiellement de la nature du générateur et du récepteur entre lesquels il est monté. Cela conduit à distinguer en respectant la règle de connexion des sources:

- ✓ Les onduleurs de courant alimentés par une source de courant continu.
- ✓ Les onduleurs de tension alimentés par une source de tension continue et alimentant un récepteur de courant alternatif (exemple machine asynchrone), cas de notre étude.

III.4.3.2. Domaine d'utilisation

La plupart des applications des onduleurs triphasés de tension se résument aux : Commande des moteurs alternatifs, filtre actif, systèmes d'alimentations sans interruption(ASI) utilisés, par exemple, pour réaliser des alimentations de sécurité, on s'efforce alors de maintenir la tension de sortie constante quelle que soit la charge.

Les onduleurs de tension à fréquence variable servent à réaliser des entraînements à vitesse variable avec moteur à courant alternatif. Les onduleurs de courant sont utilisés dans les entraînements à vitesse variable des moteurs à courant alternatif.

III.4.3.3. Modélisation de l'onduleur à deux niveaux

L'onduleur à deux niveaux est constitué de trois bras, chaque bras comporte deux interrupteurs il est schématisé dans la figure : [6] [7]

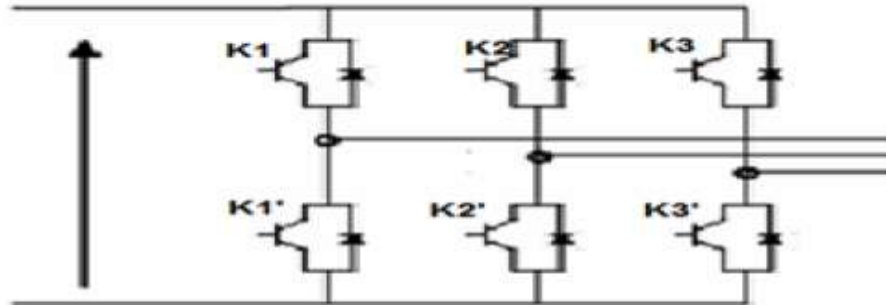


Figure. (III.13) : Structure de l'onduleur à deux niveaux

En mode commutable, le bras est un commutateur à deux positions qui permet d'obtenir à la sortie de l'onduleur deux niveaux de tension.

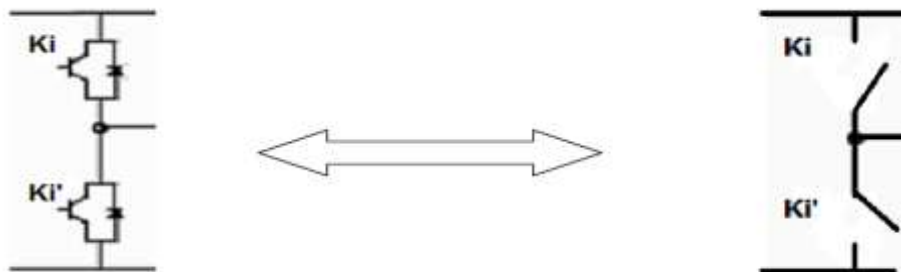


Figure. (III.14) : un bras de l'onduleur à deux niveaux

Le schéma principal de l'onduleur est donné sur la figure suivante :

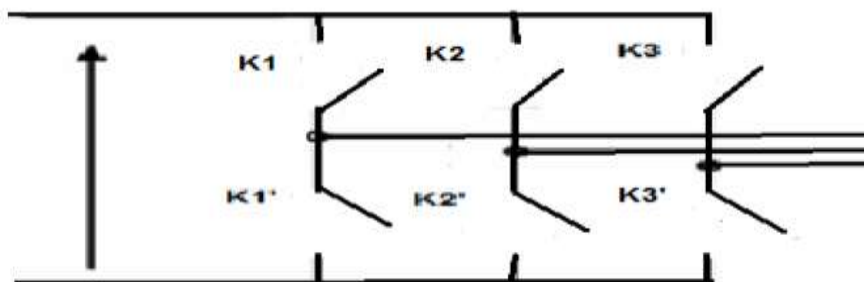


Figure.(III.15): schéma principale de l'onduleur

Les couples d'interrupteur (K1 et K1'), (K2 et K2'), (K3 et K 3') doivent être commandés de manière complémentaire pour assurer la continuité des courants alternatifs dans la charge d'une part et d'éviter le court-circuit de la source d'autre part.

Pour simplifier l'étude, on va associer à chaque bras une fonction logique de connexion F_j ($j = 1, 2, 3$)

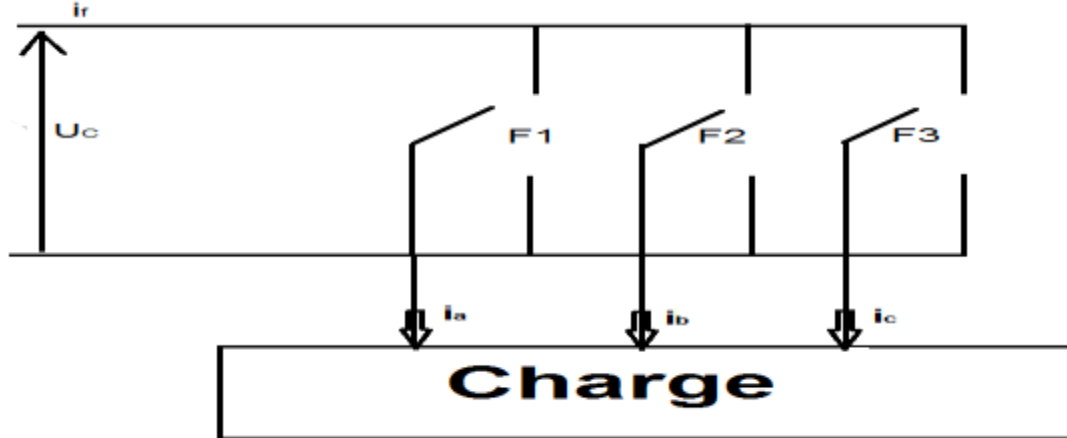


Figure. (III.16): Représentation des interrupteurs

Les commandes des interrupteurs d'un bras sont complémentaires du fait que chacun des trois bras de l'onduleur ne peut avoir que deux états logiques possibles (0, 1). Ces deux états peuvent être considérés comme une grandeur booléenne.

$$F_j \begin{cases} 1 & \text{si } K_i \text{ est fermé et } K_i' \text{ ouvert.} \\ 0 & \text{si } K_i \text{ est ouvert et } K_i' \text{ fermé} \end{cases} \quad \text{III.13}$$

Les tensions de lignes délivrées par l'onduleur sont :

$$\begin{cases} U_{ab} = U_c (F_1 - F_2) \\ U_{bc} = U_c (F_2 - F_3) \\ U_{ca} = U_c (F_3 - F_1) \end{cases} \quad \text{(III.14)}$$

On suppose que la charge est équilibrée et le neutre est isolé c.-à-d. :

$$V_a + V_b + V_c = 0 \quad \text{(III.15)}$$

Sachant que :

$$\begin{cases} U_{ab} = V_a - V_b \\ U_{bc} = V_b - V_c \\ U_{ca} = V_c - V_a \end{cases} \quad \text{(III.16)}$$

En tenant compte les trois relations, on obtient les tensions simples suivantes:

$$\left\{ \begin{array}{l} V_a = U_c/3 = (2F_1 - F_2 - F_3) \\ V_b = U_c/3 = (-F_1 + 2F_2 - F_3) \\ V_c = U_c/3 = (-F_1 - F_2 + 2F_3) \end{array} \right. \quad (III.17)$$

Le système des équations peut s'écrire sous la forme matricielle :

$$\begin{pmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{pmatrix} = U_c/3 \begin{pmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} F_1 \\ F_2 \\ F_3 \end{pmatrix} \quad (III.18)$$

III.5. Commande du l'onduleur

Il y a plusieurs techniques de commande de l'onduleur parmi elles. On distingue les stratégies suivantes :

- a- commande pleine onde (dite 180°).
- b- Commande décalée.
- c- Commande à Modulation de largeur d'impulsion (MLI).

Les tensions obtenues aux bornes du récepteur (la charge) pour les onduleurs triphasés conventionnels présentent plusieurs harmoniques et c'est le cas pour les stratégies (a et b), il est donc nécessaire de chercher à se rapprocher d'une forme d'onde sinusoïdale. Pour cela on fait appel à la technique de modulation de largeur d'impulsion (MLI). Cette dernière est la méthode la plus répandue.

Dans notre cas on va adopter la méthode (MLI) pour sa simplicité d'application et pour le rôle qu'elle joue dans le filtrage de quelques harmoniques. [10] [11] [12]

III.5.1. Principe de la commande en MLI des onduleurs triphasés

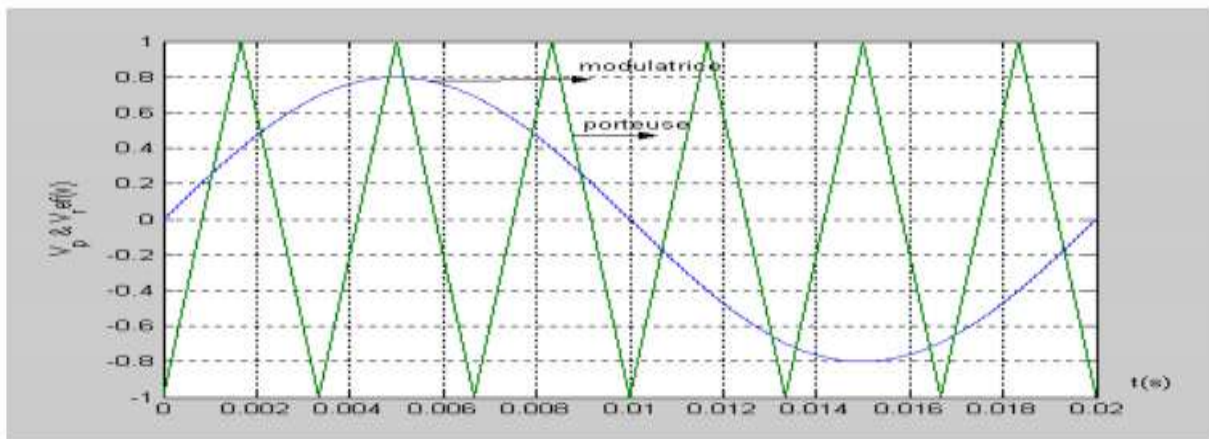
Dans un onduleur à modulation de largeur d'impulsion, au lieu de former chaque alternance d'une tension de sortie avec un seul créneau rectangulaire, on la forme de plusieurs créneaux de largeur convenable.

Les instants de fermeture et d'ouverture des interrupteurs sont donnés par les intersections de signal de référence avec la porteuse. [10]

III.5.2. Principe de la modulation de largeur d'impulsion

La conversion continue alternative est assurée par les commutations des interrupteurs de l'onduleur qui vont ainsi effectuer des connexions temporaires entre les bornes de la source d'alimentation continue et les lignes de la charge triphasée alternative.

Le transfert d'énergie est contrôlé par le rapport entre intervalles d'ouverture et de fermeture (rapport cyclique) de chaque interrupteur, donc par la modulation de largeurs d'impulsions de contrôle de ces interrupteurs (MLI), cette technique est basée sur la comparaison d'un signal de référence appelé aussi modulatrice d'amplitude A_r et de fréquence f , avec un signal appelé porteuse d'amplitude A_p et de fréquence f_p très élevée. [11]



Figure(III.17): Principe de la modulation

III.5.3. Caractéristique de la modulation de largeur d'impulsion (MLI)

- Les paramètres essentiels de la MLI sont :

- La fréquence de la modulation : f_p

- L'indice de modulation $m = f_p/f_r$ (III.19)

- Le coefficient de réglage en tension r :

$$r = A_r/A_p \quad (III.20)$$

Avec :

A_r : Amplitude de la référence.

A_p : Amplitude de la porteuse.

Remarque

- La modulation montre que plus « m » est grand et plus la neutralisation des harmoniques est efficace, d'autre part on cherche à obtenir une valeur de r la plus élevée possible.
- La modulation est dite synchrone si « m » est un nombre entier cela conduit à une tension de sortie « U' » qui se reproduit identiquement à elle-même tous les $T=1/f$.
- Dans certains cas la modulation est asynchrone, notamment quand à fréquence de modulation f_p donnée, on fait varier de façon continue la fréquence de la référence.
- On ne pourra jamais fonctionner avec un rapport de réglage égal à « 1 », car il faut toujours laisser une durée suffisantes aux intervalles de conduction et de blocage des interrupteurs d'un même bras.
- Le schéma synoptique de la commande par modulation triangulaire- sinusoïdale triphasé est donné par la figure suivante :

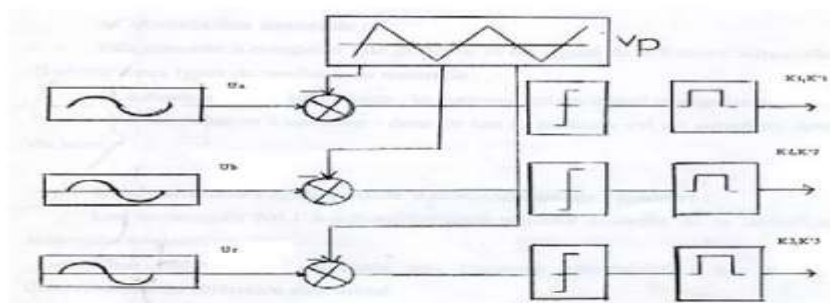


Figure. (III.18): Schéma synoptique de la commande en MLI (triphase)

III.5.4. Objectif de la Technique MLI

Les objectifs principaux d'une MLI sont les suivants:

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

III.6. Dimensionnement des paramètres du variateur de vitesse

III.6.1 Introduction

Le choix des composants du convertisseur c'est la partie la plus importante dans l'étude d'un variateur de vitesse, ce choix est basé sur des calculs qui tiennent compte des différentes limites thermiques, de la fréquence ainsi que les pertes sans oublier le coût et la disponibilité.

Afin de dimensionner le variateur de vitesse, il faut connaître les paramètres de sortie et d'entrée de chaque partie (leurs paramètres de sortie constituent les paramètres d'entrée de l'autre montage situé en amont).

Application pour notre moteur :

$P_n = 1.5 \text{ KW}$.

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

$I_n = 4.3 \text{ A}$.

$\Omega = 1500 \text{ tr/min}$.

$p = 2$.

$\cos\varphi = 0,91$

III.6.2.Calcul du montage Onduleur

III.6.2.1.Tension d'entrée

On a le coefficient de réglage en tension r qui est égal au rapport de l'amplitude de l'onde de référence à la valeur de crête de l'onde de modulation :

Pour calculer le coefficient de régulation en tension, au début on connaît la valeur de la tension redressée, et on va donner plusieurs valeurs pour r jusqu'à ce que on va avoir la tension désirée à la sortie de l'onduleur.

Le tableau suivant donne la méthode utilisé pour la calcule de r :

La tension redressée (V)	La valeur de « r »	La tension a sortie de l'onduleur (V)
539	0.71	382
539	0.72	388
539	0.73	393.47
539	0.74	398.86
539	0.75	404.25
539	0.76	409.64
539	0.77	415.03

Pour avoir une tension de 400V la valeur de r qui correspond c'est $r = 0.75$

III.6.2.2.Courant d'entrée

Pour calculer la valeur de courant d'entrée on utilise la loi standard suivante :

$$i_e = I' \sqrt{2} \sin(\omega t + \pi/3 - \varphi)$$

La valeur moyenne d'après [Guy SEGUIER 95] :

$$I_{\max} = I' \sqrt{2} = 4,3 \sqrt{2} = 6,1 \text{ A}$$

$$I_{\max} = 6,1 \text{ A}$$

D'où la valeur moyenne est donnée comme suite :

$$I_{\text{moy}} = 3/\pi \cdot I' \sqrt{2} \cos \varphi$$

AN :

$$I_{\text{moy}} = 3/\pi \cdot 4,3 \cdot \sqrt{2} \cdot 0,91 = 5,29 \text{ A}$$

$$I_{\text{moy}} = 5,29 \text{ A}$$

Pour la valeur efficace d'après [Guy SEGUIER 95]

$$I_{\text{e eff}} = I' \cdot \sqrt{2} \sqrt{\frac{1}{2} + \frac{3}{4} \cdot \frac{\sqrt{3}}{\pi} \cdot \cos 2\varphi}$$

AN: on a $\cos \varphi = 0,91 \Rightarrow \varphi = 0,43 \text{ rad} = 24,5^\circ \Rightarrow \cos 2\varphi = 0,65$.

$$I_{e \text{ moy}} = 4,3\sqrt{2} \sqrt{\left(\frac{1}{2} + \frac{3}{4}\right) \cdot \frac{\sqrt{3}}{\pi} \cdot 0,65} = 5,09\text{A}$$

$$I_{e \text{ moy}} = 5,09 \text{ A}$$

Avec :

I' : Le courant efficace dans une phase du moteur au régime nominal

φ : L'angle de déphasage entre le courant et la tension de la même phase dans le même régime nominale.

III.6.2.3. Le courant dans le semi-conducteur commandé

D'après [Guy SEGUIER 95] pour calculer le courant efficace dans le semi-conducteur on utilise la loi suivante :

$$I_{\text{eff}} = I' \cdot \sqrt{2} \cdot \sqrt{\frac{\pi - \varphi}{4\pi} + \frac{\sin 2\varphi}{8\pi}}$$

$$AN : \sin 2\varphi = 0,85$$

$$I_{\text{eff}} = 4,3 \cdot \sqrt{2} \cdot \sqrt{\frac{\pi - 0,43}{4\pi} + \frac{0,85}{8\pi}}$$

$$I_{\text{eff}} = 3,03 \text{ A}$$

La valeur moyenne :

AN:

$$I_{\text{moy}} = I' \cdot \sqrt{2} \cdot (1 + \cos \varphi) / 2\pi$$

$$I_{\text{moy}} = (4,3\sqrt{2} (1 + 0,91)) / 2\pi = 1,84$$

$$I_{\text{moy}} = 1,84 \text{ A}$$

Choix de transistor IGBT :

En utilisant les documents du constructeur [Data Book], on choisit les caractéristiques du Transistor suivant :

Numéro de Type	Valeurs maximales			Caractéristiques	Temps de commutation		
	V_{CE} (V)	I_C à 25°C (A)	I_{CM} (A)	V_{CE} (on) (V)	t_d (on) ns	t_d (off) ns	t_f (fall) ns
F50A06 GF	600	50	100	3	400	400	150

Avec :

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

I_C à 25°C : courant de collecteur à 25°C

I_{CM} : courant maximum du collecteur

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

t_d (on) : retard à l'ouverture

t_d (off) : retard à la fermeture

t_f (fall) : temps de descen

III.6.3.Calcul du montage redresseur :

Le but de calcul c'est de choisir les composants semi-conducteurs

- On a les paramètres de redresseur :
 - ✓ Entrée : Alimentation 220/380 V.
 - ✓ Sortie : $U_d = 539$ V, $I_d = 1,84$ A.

IV.6.3.1.Le courant :

Chaque diode est traversée par un courant moyen qui se calcule comme suite : [Guy SEGUIER 95]

$$I_{\text{moy}} = I_e / q$$

AN : $I_{\text{moy}} = 1,84 / 3 = 0,61$ A

$$I_{\text{moy}} = 0,61 \text{ A}$$

$$I_{\max} = I_{\text{moy}} * \sqrt{2}$$

$$I_{\max} = 1.84 * \sqrt{2} = 2.6$$

$$I_{\max} = 2.6 \text{ A}$$

III.6.3.2. La tension:

$V_{\max} = 2 V_{\text{max}}$; si q est paire.

$V_{\max} = 2 V_{\text{max}} \cos(\pi/2q)$ si q est impaire.

AN : on a $q = 3$

$$V_{\max} = 2.220. \sqrt{2} \cos \pi/6 = 539 \text{ V}$$

$$V_{\max} = 539 \text{ V}$$

Choix de diode :

D'après le DATABOOK, on a choisi la diode qui figure dans le tableau suivant :

Numéro de Type	matériaux	Classification	Valeurs maximales		Caractéristiques	
1N5190A	S	RE	V_R	I	I_R	V_F
			(V)	(A)	(μ A)	(V)
			600	4	22	1.1

III.6.4. Calcul du filtre passe bas :

III.6.4.1. Calcul de la capacité :

D'après [Guy SEGUIER 95]. On a:

$$c \geq \pi/2\omega . (1/\Delta U_{\max}).$$

AN :

$$\Delta = (5 \div 100)\%$$

$$C = \frac{\pi}{2 \cdot 2 \cdot \pi \cdot 50} \cdot (5,55/400 \cdot (0,05/100)) = 14 \text{ mf}$$

$$C = 14 \text{ mf}$$

III.6.4.2. Calcul de la résistance de filtre

$$R = 1/\omega C$$

AN

$$R = 1/(2 \cdot \pi \cdot 50 \cdot 0.014) = 0.23 \text{ ohm}$$

$$R = 0.23 \text{ ohm}$$

III.7 Conclusion

Dans ce chapitre on a pu déterminer les semi-conducteurs qu'on va utiliser en s'appuyant sur trois facteurs principaux qui sont le facteur économique, technique et la puissance consommée par le moteur.

La partie dimensionnement nous a permis de calculer les courants qui circulent dans les semi-conducteurs dans le but de choisir les composants qui conviennent pour le variateur de vitesse.

Les modèles mathématiques obtenus de l'ensemble des parties qui constituent le variateur de vitesse, vont permettre d'avoir un modèle de simulation acceptable, qui sera utilisé dans le dernier chapitre qui suit.

Chapitre IV

Simulation de l'ensemble qui constitue le variateur de vitesse et son association au MAS

Introduction

Dans ce dernier chapitre on va procéder à la simulation de l'ensemble des systèmes qui constitue le variateur de vitesse, le redresseur et onduleur, par la suite on va associer ce dernier au moteur asynchrone et on va simuler l'ensemble d'abord à vide puis en charge pour deux vitesses de rotation différents.

Le modèle du moteur étant déjà validé, la première partie de la simulation va consister à valider le modèle de variateur ainsi que la commande MLI.

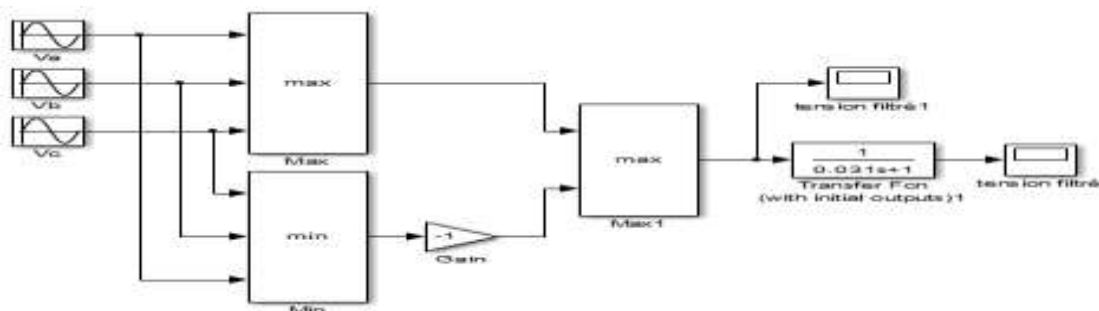
IV.1. Simulation de l'ensemble qui constitue le variateur de vitesse

IV.1.1. Simulation de redresseur avec et sans filtre

VI. 1.1.1. présentation de modèle

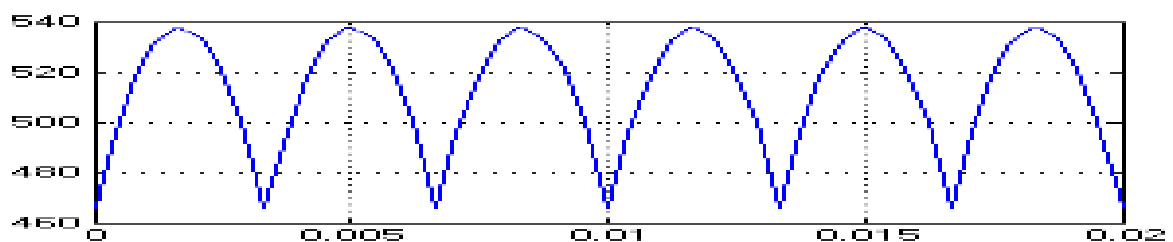
Le modèle de redresseur-filtre sur Matlab-Simulink est donné par la figure si dessous.

Ce modèle permet de récupérer en sortie la tension redressé avant et après le filtre pour un redresseur de type PD3



Figure(IV.1) : Modèle d'un redresseur avec filtre sur MATLAB

IV.1.1.2. Résultats simulation :



Figure(IV.2): La tension à la sortie de redresseur (sans filtre)

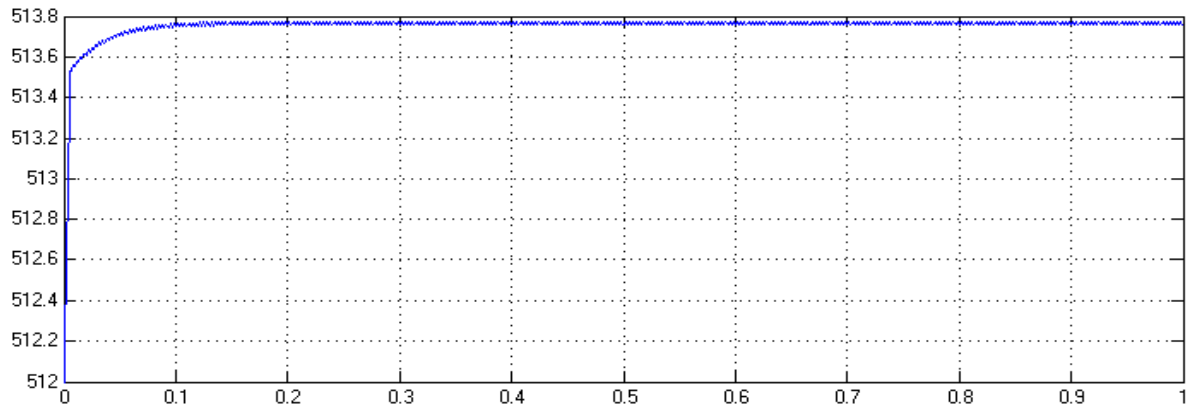


Figure (IV.3) : La tension à la sortie du filtre

IV.2. Simulation de l'onduleur

IV.2.1. présentation du modèle

On présente ci-dessous le bloc Simulink, voir détails dans annexe, d'un onduleur et sa commande MLI qui va permettre de visualiser l'évolution de la tension simple et composée à la sortie de l'onduleur en considérant les entrées qui sont la tension redressée ainsi que les signaux de gâchettes générés par la commande MLI.

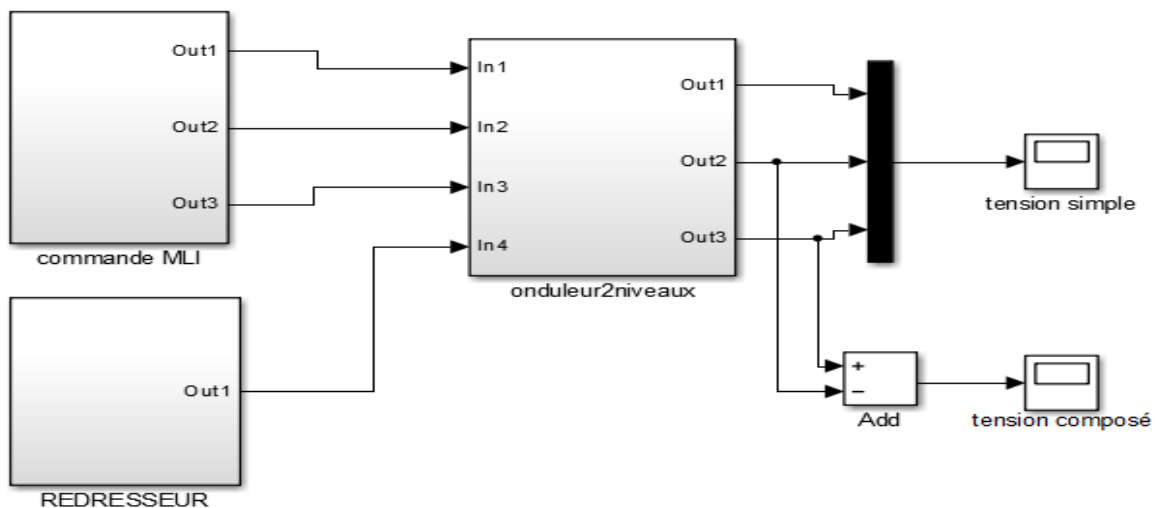


Figure (IV. 4): Modèle de l'onduleur et sa commande MLI sous MATLAB SIMILINK

IV.2.2. Résultats de simulation :

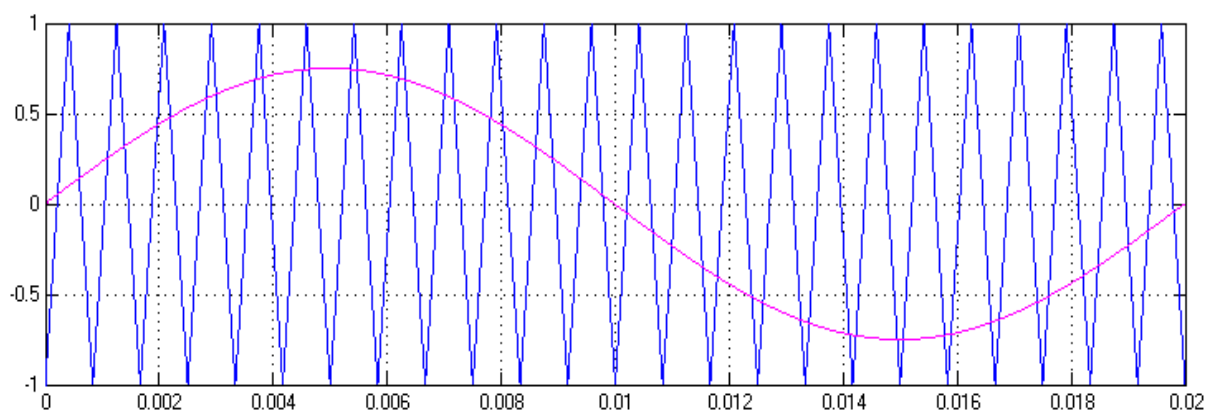


Figure (IV.6) : la commande sinus-triangle

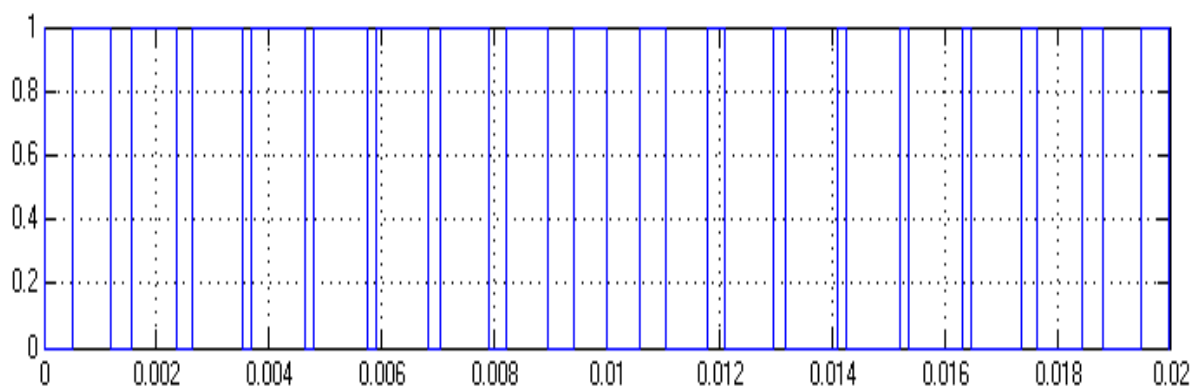


Figure (IV.7) : les intervalles de conduction des intercepteurs

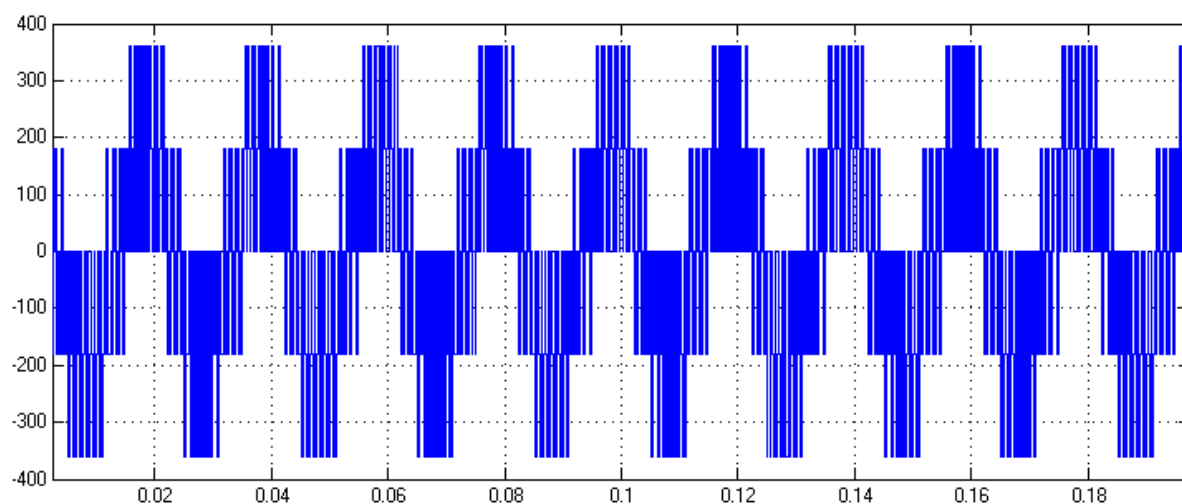


Figure. (IV.8) : Tension simple Va à la sortie de l'onduleur

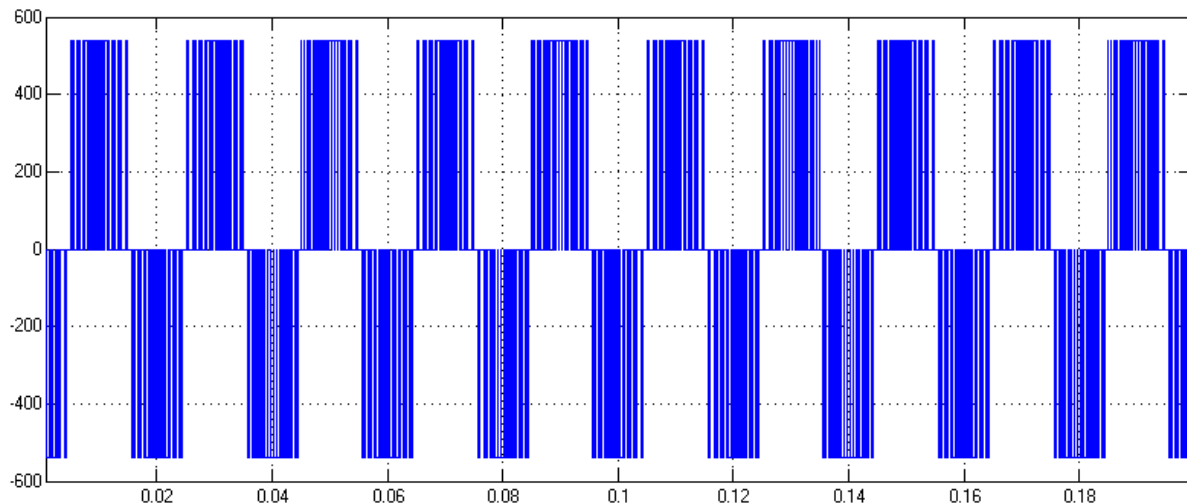


Figure (IV.9) : la tension composée V_{23} à la sortie de l'onduleur

IV.2.3. Interpretation des résultats de la simulation du variateur

On observe la figure VI.2 qui représente la tension redressée sans filtre que celle si correspond au maximum de valeurs instantanées des tensions d'entrées triphasées, le fait d'associer un filtre au redresseur on remarque bien que la tension s'est lissée et cela bien sûr et du la présence de filtre, figure IV.1, l'élimination des ondulations de tension permet d'avoir une tension de qualité à l'entrée de l'onduleur. Ces résultats obtenus permettent de valider le modèle de redresseur utilisé.

D'après les figures IV.8, IV.9, qui représentent les sorties tensions de l'onduleur, simple est composée, on voit bien qu'elles sont de formes périodiques avec des valeurs maximales qui correspondent à celle des tensions simples et composées d'un système triphasé équilibré. Ces tensions ont été bien obtenues en commandant l'onduleur avec la commande MLI sinus-triangle, figure IV.6, IV.7. Cette dernière a permis d'obtenir les impulsions nécessaires pour la commande de l'onduleur en comparant les trois tensions de références à une modulante triangulaire. L'adéquation de ces résultats obtenus permet de dire que le modèle tel qu'il est conçu peut être validé.

IV.3. Simulation de de l'ensemble moteur-variateur de vitesse

IV.3.1 présentation du système variateur-moteur à simuler

Dans cette partie on va associer le modèle du variateur de vitesse ainsi que celui du moteur asynchrone, les modèles sont déjà validés, notre objectif est de pouvoir afficher l'évolution des grandeurs courant, vitesse et couple du moteur comme grandeurs de sorties en agissant sur les seules grandeurs d'entrée qui sont les tensions de références.

L'action sur les tensions de références permet de porter des modifications sur les grandeurs de sorties. Il est intéressant de pouvoir évaluer la variation de ces grandeurs pour valider le choix et le dimensionnement effectué dans les chapitre précédent.

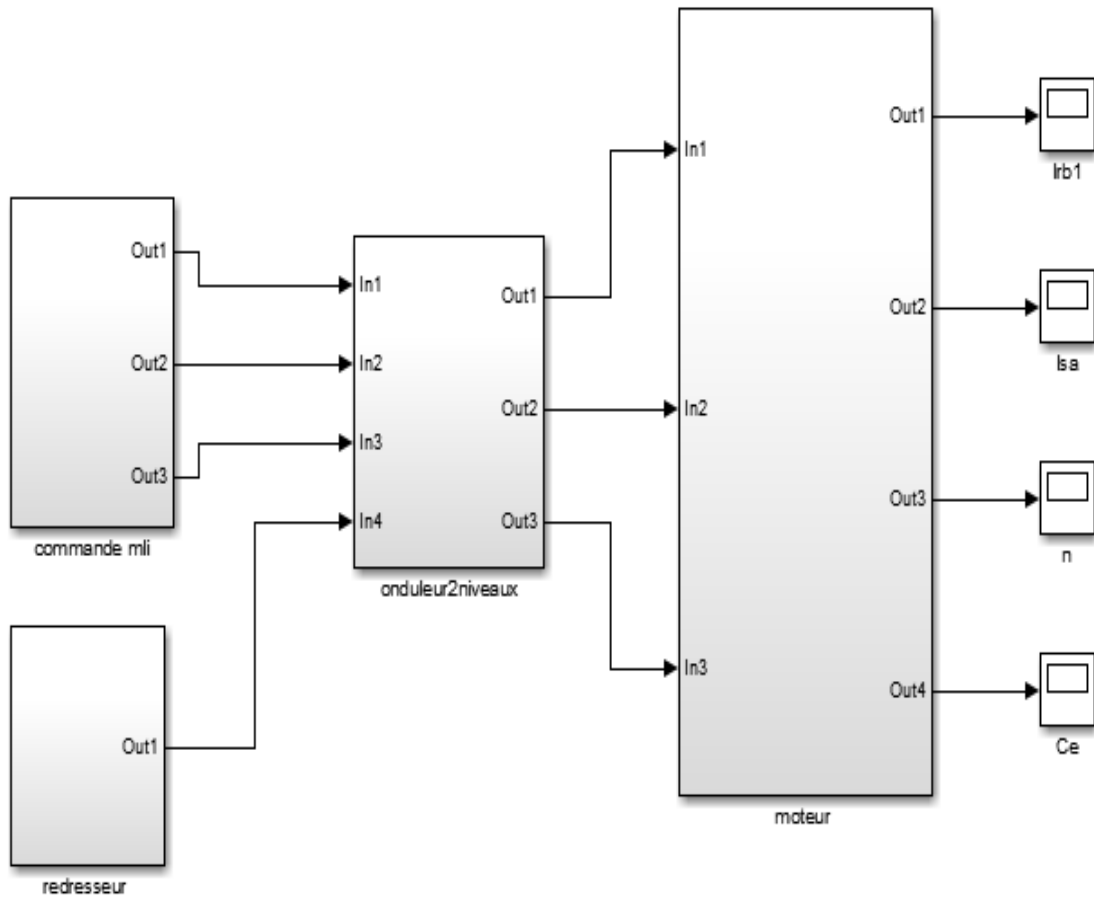


Figure (IV.10) : Bloc de simulation MAS-variateur

IV.3.2. Résultat de simulation

IV.3.2.1 simulation avec $f = 50\text{Hz}$

IV.3.2.1.1. Simulation à vide

Le moteur étant associée au variateur de vitesse avec une fréquence de la référence $f_r = 50\text{Hz}$ et une fréquence de la porteuse $f_p = 1.2\text{KHz}$

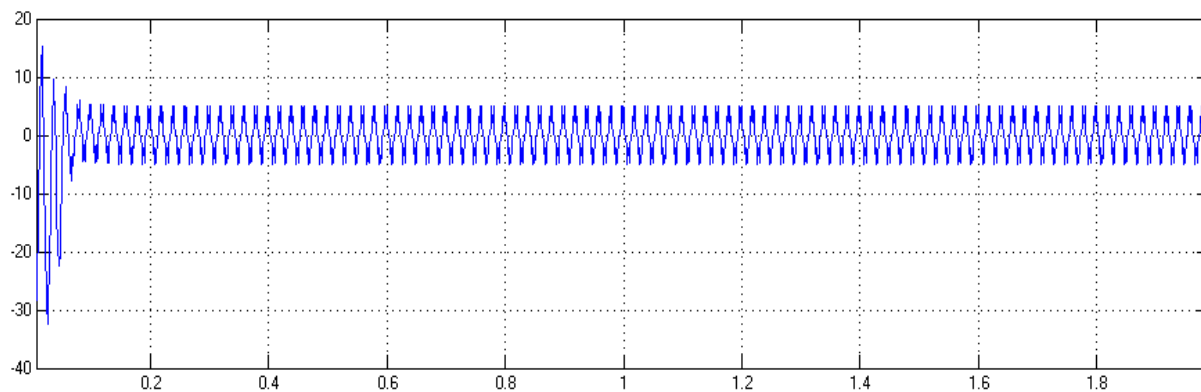


Figure (IV.11) : courant statorique I_{sa} à vide

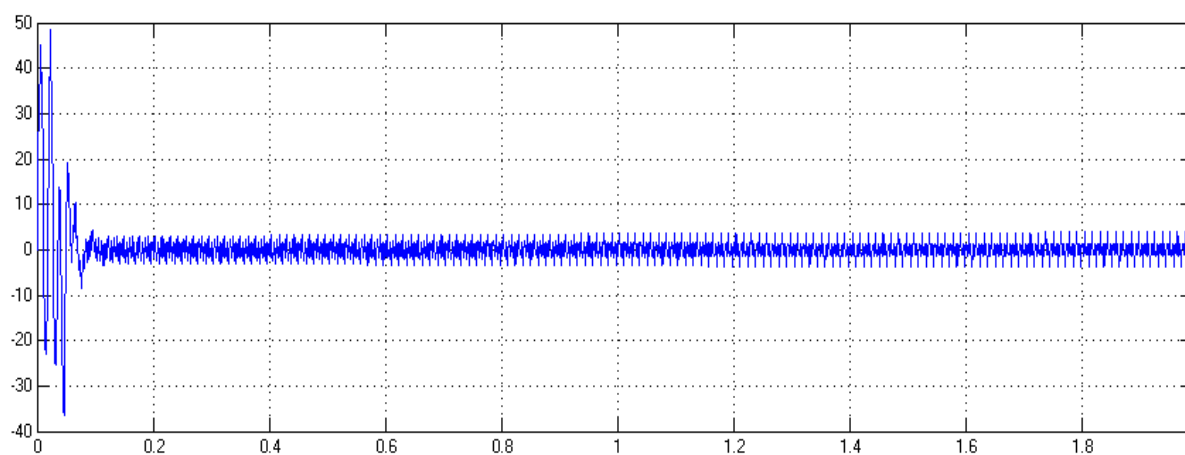


Figure (IV.12) : courant rotorique I_{ra} à vide

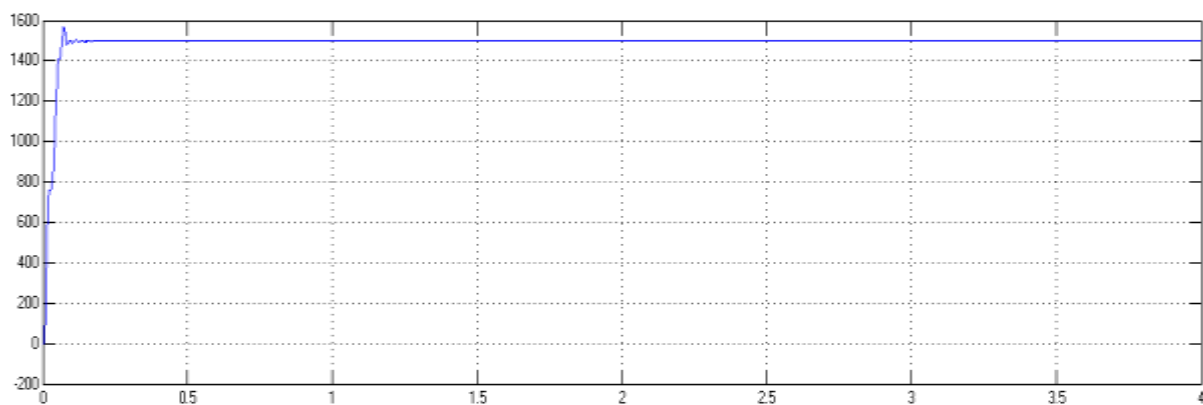
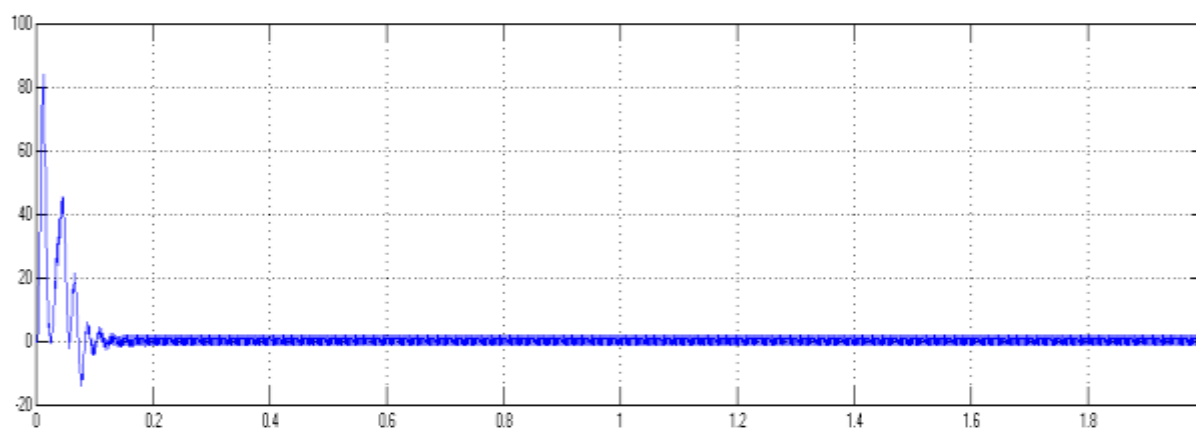


Figure (IV.13) : la vitesse n à vide



Figure(IV.14) : Le couple électromagnétique C_e à vide

IV.3.2.1.2. simulation en charge

Le moteur étant associé au variateur de vitesse, on va lui associer le charge a $t= 0.5s$

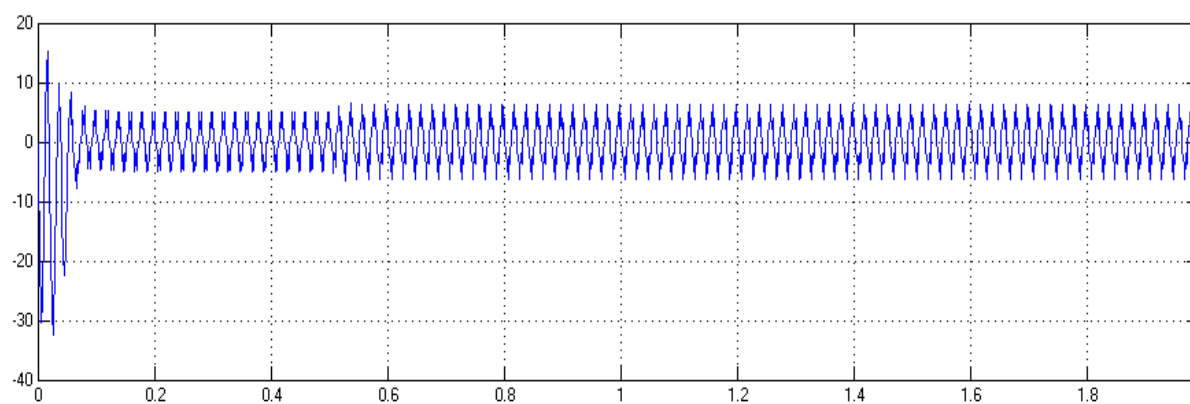


Figure (IV.15) : courant statorique I_{sa} en charge ($f= 50Hz$)

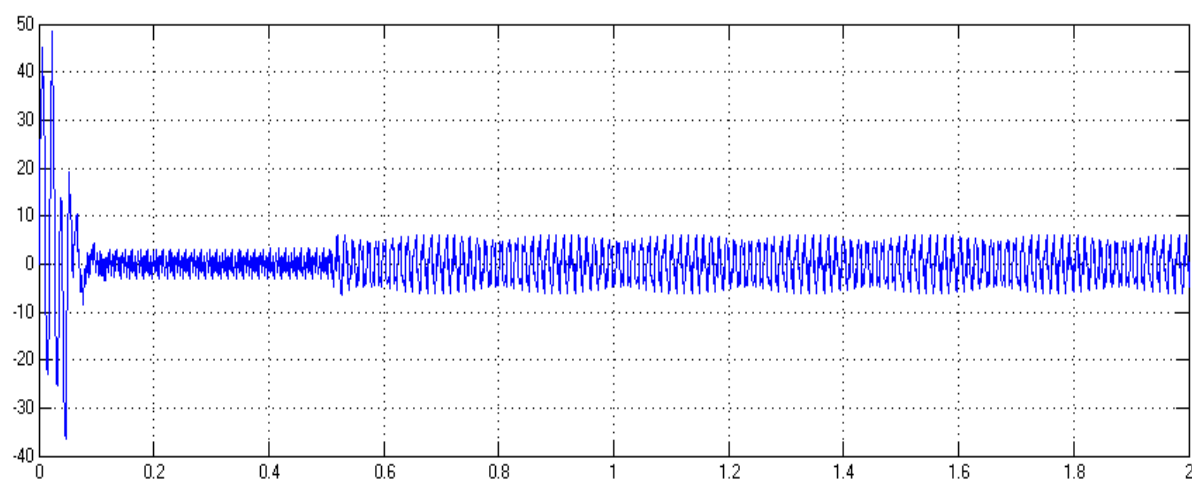


Figure (IV.16) : courant rotorique I_{ra} en charge ($f= 50Hz$)

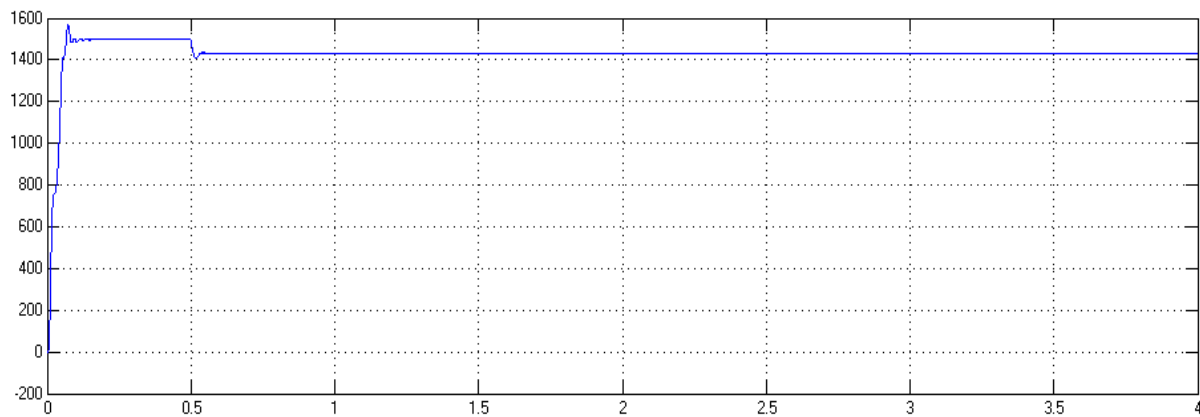


Figure (V.17) : vitesse n en charge ($f= 50\text{Hz}$)

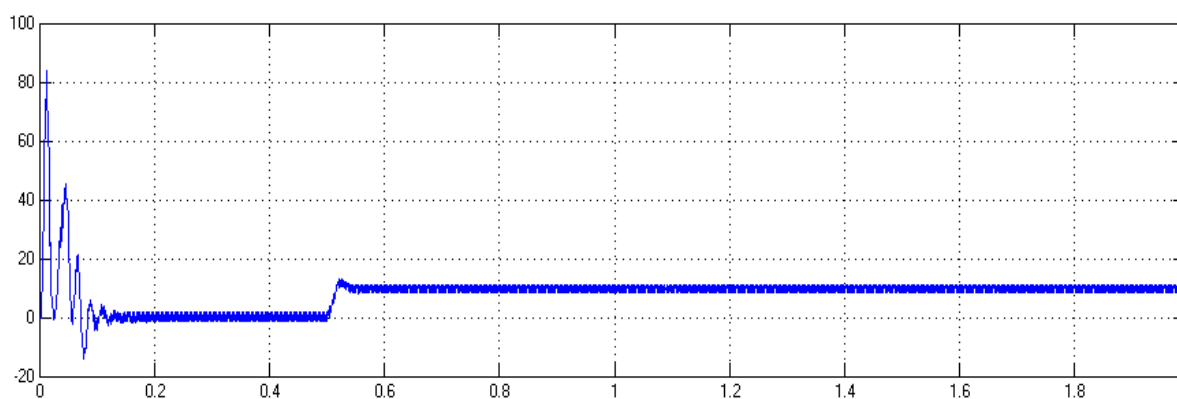


Figure (V.18) : couple électromagnétique C_e en charge ($f= 50\text{Hz}$)

IV.3.2.2. Simulation avec une fréquence $f= 40\text{Hz}$

Le moteur étant alimenté avec une fréquence $f= 40\text{Hz}$, on va lui associer la charge a $t= 0.5\text{ s}$

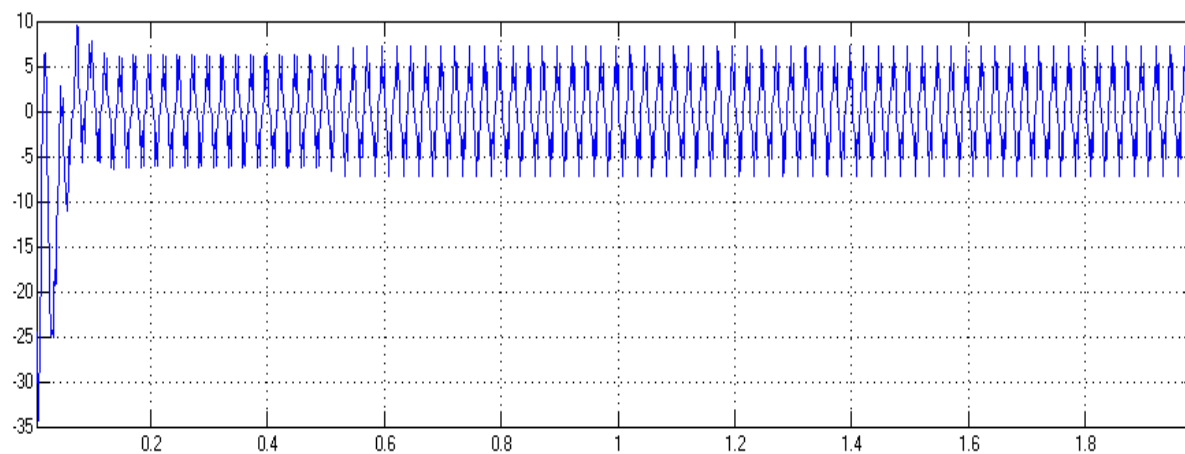


Figure (IV.19) : courant statorique I_{sa} en charge ($f=40$)

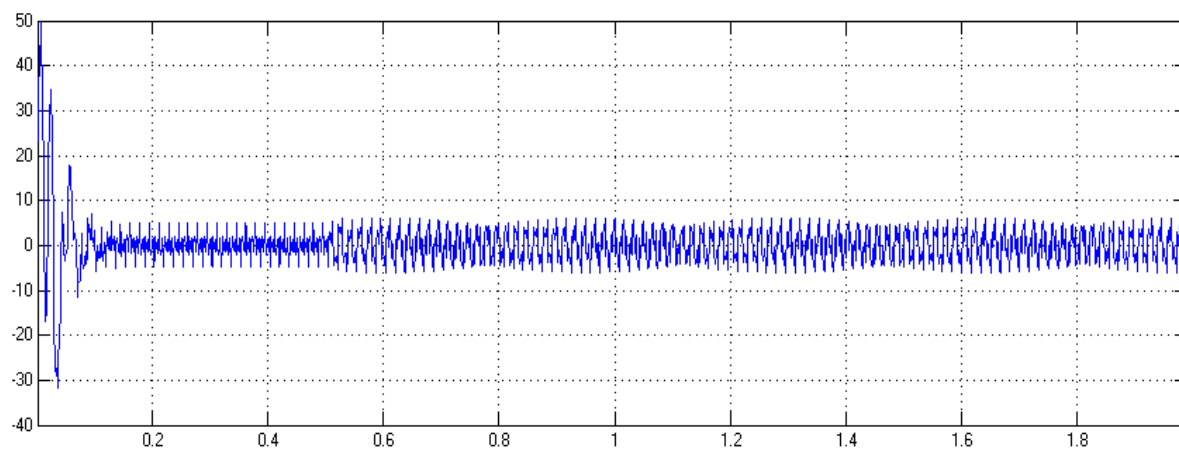


Figure (IV.20) : courant rotorique en charge ($f_r=40\text{Hz}$)

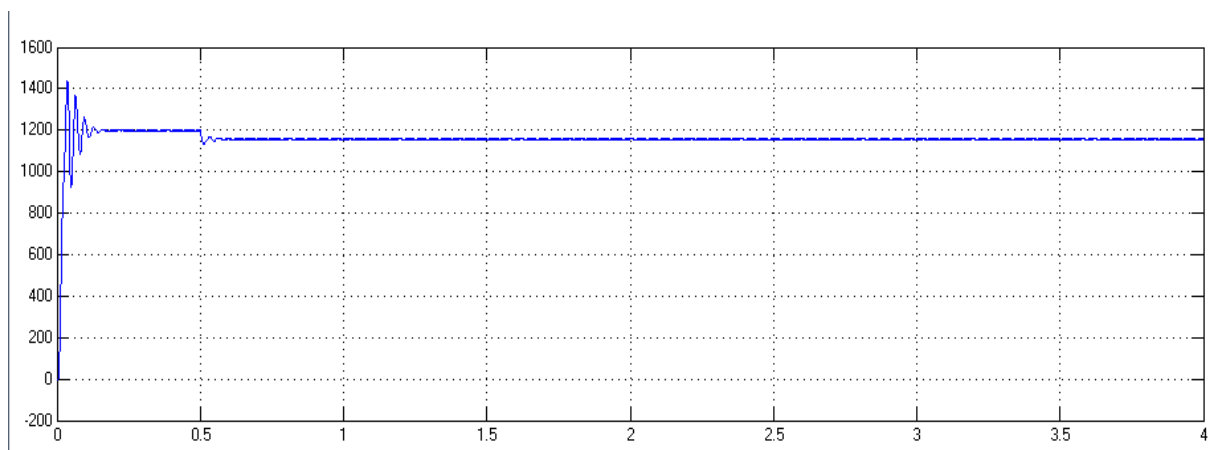


Figure (IV.21) : la vitesse n en charge ($f=40\text{Hz}$)

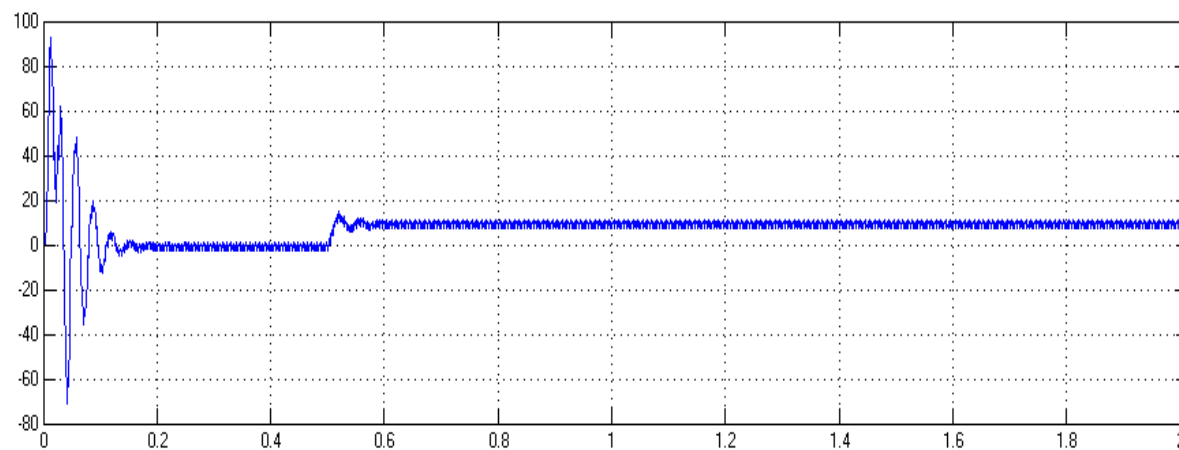


Figure (IV.22) : le couple électromagnétique C_e en charge ($f=40\text{Hz}$)

IV.4. Interprétation des résultats

Les résultats de simulation représentent l'évolution de la vitesse de rotation, du couple électromagnétique et les courants rotoriques et statoriques avec deux fréquences de référence déferente.

La machine étant associé au variateur de vitesse et fonctionnant à vide, durant la phase de démarrage le courant statorique prend des valeurs importantes (Figure IV.11), et c'est pareille pour le couple aussi (Figure II.14), une fois cette phase est dépassé le courant et le couple vont diminuer jusqu'à atteindre des valeurs faibles. Le temps de démarrage de moteur est estimé à $t = 0.08$ S et la vitesse se stabilise à une valeur de 1450 tr/min, qui est une vitesse inférieure à celle de synchronisme qui est de l'ordre de 1500 tr/min.

Le moteur étant toujours associé au variateur de vitesse, mais cette fois-ci accouplé à la charge, on constate que le courant de démarrage est important mais aussi supérieur au courant de démarrage à vide (figure.IV.15) et c'est également le cas pour le couple (figure.IV.18), au régime nominal le courant et le couple diminuent à des valeurs largement inférieures mais qui restent tout de même supérieures à ceux de fonctionnement à vide.

On constate aussi que le temps de démarrage moteur-charge est un peu élevé par rapport à celui de démarrage à vide.

La vitesse se stabilise au régime nominal à une valeur de $t = 0.11$ S

Un autre essai a été effectué sur l'ensemble moteur-variateur, on gardant la même charge mais on changeant la fréquence de référence avec une valeur de 40 Hz, afin de savoir le comportement du moteur, et cela nous a permis de visualiser une diminution des courants statorique et rotorique (Figure IV.19 et IV.20), et cela peut être expliqué par la diminution de la vitesse.

IV.3. conclusion

Dans ce chapitre on a atteint l'objectif tracé, qui est la réalisation d'un modèle d'un variateur de vitesse, dont on a commencé par réaliser la simulation de l'ensemble qui constitue ce dernier, (redresseur, onduleur), sous MATLAB/Simulink afin de valider les modèles mathématiques faites et visualiser les tensions à la sortie de chacun d'entre eux.

Les résultats de la simulation obtenue sont satisfaisants vu l'obtention des grandeurs courants, couple et vitesse estimés au début de notre travail et la vérification des résultats de calculs faite dans le chapitre précédent.

Conclusion générale

L'industrie électronique et électroménagère de nos jours connaît une évolution technologique permanente des procédés industriels employés au niveau mondial et national, malgré la simplicité de leur fonctionnement et leurs résultats pertinents, ils donnent naissance à plusieurs contraintes, notamment ceux d'adaptation aux anciens matériels d'utilisation,

C'est le cas de l'entreprise de L'ENIEM qui trouve un problème avec leur nouvelle procédure d'émaillage. Notre objectif c'est de trouver une solution envisageable pour résoudre ce phénomène.

Dans le cadre de notre travail, on a d'abord dressé des généralités sur la machine asynchrone, La bibliographie consulté nous a permet de réaliser la modélisation de la machine asynchrone triphasée alimentée depuis le réseau. Nous avons pu établir un modèle mathématique de la machine asynchrone triphasée dont la complexité a été réduite, en utilisant un certain nombre d'hypothèses simplificatrices, en appliquant la transformation de Park qui permet de passer du système triphasé vers le système biphasé.

Les résultats obtenus par simulation montrent bien la validité du modèle de Park, dans le référentiel lié au stator, pour visualiser les différentes caractéristiques de la machine asynchrone. (vitesse, couple et les courants statoriques et rotoriques).

Ensuite nous avons établi un modèle d'un variateur de vitesse, dont on a fait la modélisation d'un redresseur PD3 avec un filtre passe bas (de première ordre), puis un onduleur a deux niveaux a commande MLI (triangolo-sinsoïdale).

La simulation de l'ensemble qui constituent le variateur de vitesse valide les modèles mathématiques de ces derniers, avec lesquelles on a peut réaliser une simulation sous Matlab/Simulink et visualiser les tensions de sortie de chacun d'entre eux.

Finalement, les résultats obtenu par l'association de variateur a la machine asynchrone nous conduit à conclure que le modèle de variateur étudié est adéquat a notre machine asynchrone vu les résultats persuasif obtenu lors de la simulation.

Comme perspective pour notre travail, une étude plus avancé peut être effectué dans on va réaliser :

- Réaliser la partie instrumentation pour notre travail.

Bibliographie

- [1] Wikipidia <https://fr.wikipedia.org/wiki/Four> Dernière modification de cette page le 24 mai 2016, à 15:10.
- [2] le manuel de fonctionnement et de mise en service de four, fait par le constructeur FERRO 1991.
- [3] Daniel Clenet, Démarreurs et variateurs de vitesse électroniques. Cahier technique n°208 Schneider électrique Code : <http://www.schneider-electric.com> Rubrique : Le rendez-vous des experts. 2003.
- [4] Benayad, A, Guendouze. D Electronique générale, cour et exercices corrigé 2005.
- [5] Dominique Jacob, Electrotechnique, Moteur à courant alternatif Moteur asynchrones et brushless cour et problème résolue, ellipses. 2010.
- [6] Diaf Youssouf, Ben Antar Djamel, Modélisation et commande d'un onduleur triphasé piloté par MLI à structure multi-niveau, projet de fin d'étude, Université Kasdi Merbah–Ouargla. 2012.
- [7] Djellabi Fayssal, KAFI Ouahid Imad Eddine Étude, dimensionnement et simulation d'un variateur de vitesse pour moteur asynchrone ingénieur d'état en Électromécanique Université de M'hamed Bouguera Boumerdes Faculté des hydrocarbures et de la chimie. 2009.
- [8] Cour électronique générale 2eme Année Université de M'hamed Bouguera Boumerdes Faculté des hydrocarbures et de la chimie. 2013.
- [9] Zahir Ait Ouali Application des FPGA à la commande d'un moteur asynchrone, magister en automatique, automatique des systèmes continus et productique université mouloud memmari de tizi ouzou. 2007.
- [10] A.Djallal : Etude expérimental d'influence des stratégies MLI sur la commande de la machine à induction. Université de Batna. 2009.
- [11] Berrezzik Farid, Etude des Différentes Techniques de Commande des Onduleurs à MLI Associés à une Machine Asynchrone, diplôme de magistère en Commande Des Machines Electriques Université de Badji Mokhetare Annaba 20061.
- [12] Carlos canudas de Witt. Commande des moteurs asynchrones. Volume 1 « Modélisation, contrôle vectoriel et DTC » Hermès science 2000.
- [13] Rachid abdessemed, Modélisation et simulation des machine électrique, ellipses 2011.
- [14] Jean-Pier Caron, Jean-Paul Hautier, Modélisation et commande de la machine asynchrone, TECHNIP janvier 1995.