

**REPUBLIQUE ALGERIÈNNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE
MINISTÈRE DE L'ENSEIGNEMENT SUPÉRIEUR ET DE LA
RECHERCHE SCIENTIFIQUE**



**UNIVERSITE DE M'SILA
FACULTE DE TECHNOLOGIE
DEPARTEMENT DE GENIE ELECTRIQUE**

**MEMOIRE DE FIN D'ETUDES EN VUE DE L'OBTENTION DU
DIPLOME DE MASTER EN GENIE ELECTRIQUE**

SPECIALITE: INGENIERIE DES SYSTEMES ELECTROMECHANIQUES

THEME

**Commande en V/f en boucle ouverte du moteur à
induction basé sur la modulation de largeur
d'impulsion vectorielle hybride**

Proposé et dirigé par :
-Mr. BENDAIKHA A / Malik

Présenté par :
- BOUTERAA Imad eddine

Année Universitaire: 2013/2014

N° d'ordre : 107

REMERCIEMENTS

Ce travail n'aurait sans l'appui jamais vu le jour d'un certain nombre
de personne

Que j'aimerais remercier ici après avoir remercié le grand dieu pour
son aide

Je remercie beaucoup et très beaucoup mon encadreur monsieur
BENDAIKHA A /Malik

pour avoir bien voulu encadré ce travail et pour tout ses dirigés
Je tiens à remercier aussi tous mes enseignants ainsi que le groupe
administratif de notre département ; et tous ceux qui ont contribué
de prés ou de loin à la réalisation de ce travail.



dédicace

Je dédie ce travail :

A mon cher père qui n'a jamais cessé de m'aider et me
conseiller.

A ma chère mère qui m'a toujours encouragé pour suivre mes
études.

A mes frères.

A toute ma famille.

A tous mes amis.

A mon encadreur qui m'a beaucoup aidé.

BOUTERAA Imad eddine

Sommaire

Introduction générale.....	1
----------------------------	---

Chapitre I : Stratégies de commande des onduleurs triphasés

I.1 Introduction.....	4
I.2 Définition	4
I.2.1 Le schéma symbolique de l'onduleur.....	4
I.3 Principe de fonctionnement	5
I.4 Les différents types d'onduleur	5
I.4.1 Onduleur de courant	5
I.4.2 Onduleur de tension	6
I.5 Propriété de l'onduleur.....	6
I.6 Choix des composants	6
I.7 Choix des interrupteurs	7
I.8 Domaine d'utilisation.....	7
I.9 Modèle de commande des onduleur triphasé de tension	8
I.10 Stratégies de commande des onduleurs	10
I.10.1 Définition	10
I.10.2 Commande pleine onde	11
I.10.3 Généralités sur les MLI.....	11
I.10.3.1 Objectif de la Technique MLI	11
I.10.3.2 Commande par hystérésis.....	12
I.10.3.3 Commande par MLI Sinus-triangle	13
I.11 Modulation vectorielle	14
I.11.1 MLI vectorielle classique et hybride	14
I.12 Conclusion.....	14

Chapitre II. Modulation vectorielle de l'onduleur à deux niveaux

II.1 Introduction.....	16
II.2 Modulation vectorielle	16
II.2.1 Structure générale de l'onduleur à deux niveaux.....	17
II.2.2 Fonction de commutation.....	18
II.2.3 Etats d'un bras de l'onduleur	18

Sommaire

II.2.4 Etats de l'onduleur.....	19
II.2.5 Tensions de sortie de l'onduleur.....	19
II.3 Vecteur tension de sortie et diagramme vectoriel	20
II.3.1 Vecteur tension de référence.....	20
II.4 Période d'échantillonnage	24
II.4.1 Séquence des états de l'onduleur.....	24
II.5 Modulation de largeur impulsion vectorielle hybride	28
II.5.1 Principe.....	28
II.5.2 Déterminations des séquences hybride des états de l'onduleur.....	29
II.5.3 Séquence des états de l'onduleur.....	33
II.6 Conclusion	34

Chapitre III. Modélisation et commande de la Machine Asynchrone triphasé et simulation avec l'association onduleur-MAS

III.1 Introduction	36
III.2 Généralités sur la machine asynchrone triphasée	36
III.2.1 Définition.....	36
III.3 Description du moteur asynchrone à cage	36
III.4 Principe de fonctionnement d'un moteur asynchrone	37
III.5 Bilan des puissances du moteur.....	39
III.6 Modélisation de la machine asynchrone	39
III.6.1 Hypothèses simplificatrices	40
III.7 Equations générales de la machine asynchrone triphasée.....	40
III.7.1 Equation électrique.....	41
III.7.2 Equations magnétiques	42
III.7.3 Equations mécaniques	44
III.8 Modélisation de la MAS dans le repère de Park	44
III.8.1 Equations électriques.....	46
III.8.2 Equations magnétiques	46
III.8.3 Equation mécanique.....	47
III.8.4 Choix du référentiel	47
III.8.4.1 Référentiel fixe par rapport au rotor.....	48
III.8.4.2 Référentiel lié au champ tournant	48
III.8.4.3 Référentiel lié au stator	49
III.9 Représentation d'état du modèle de la Mas.....	49
III.10 Equations mécaniques	51
III.11 Modèle de la machine en régime permanent	51
III.12 Commande de la machine asynchrone.....	53
III.12.1 Commande scalaire.....	54

Sommaire

III.12.1.1 Commande scalaire en tension	54
III.13 Commande en v/f en boucle ouverte	55
III.14 Simulation du modèle de la machine asynchrone.....	56
III.14.1 Interprétations des résultats de simulation	59
III.15 Simulation de l'ensemble onduleur triphasé-Machine asynchrone.....	60
III.15.1 Simulation numérique.....	60
III.15.1.1 La simulation de MLI vectorielle classique	62
III.15.1.1 Interprétation des résultats	66
III.16 Simulation de MLI vectorielle hybride	67
III.16.1 Résultats de simulation	67
III.16.2 Interprétation des résultats	71
III.17 Simulation du modèle de la commande scalaire (v/f) en boucle ouverte de la machine asynchrone associée avec l'MLI vectorielle classique	72
III.17.1 Interprétations des résultats de simulation	76
III.18 Simulation du modèle de la commande scalaire (v/f) associé MLI vectorielle hybride avec une machine asynchrone en boucle ouverte	77
III.18.1 Interprétations des résultats de simulation	81
III.19 Conclusion	81
Conclusion générale	82
Bibliographie	83

Liste des figures

Figure I.1. Schéma de principe de l'onduleur.....	4
Figure I.2 Fonctionnement de l'onduleur	5
Figure I.3 Choix des composants selon la puissance et la fréquence.....	7
Figure I.4 Structure générale de l'onduleur a deux niveaux	8
Figure I.5 Bras d'un onduleur	9
Figure I.6 Signale sinusoïdal et onde carrée	11
Figure I.7 Schéma de principe du contrôle par hystérésis d'un bras de l'onduleur	12
Figure I.8 Bande de l'Hystérésis	13
Figure I.9 Principe de la commande MLI- ST	14
Figure II.1 Structure de l'onduleur à deux niveaux.....	17
Figure II.2 Etats de fonctionnement d'un bras de l'onduleur à deux niveaux	18
Figure II.3 Les huit états de l'onduleur à deux niveaux	19
Figure II.4 Diagramme vectoriel de l'onduleur à deux niveaux	21
Figure II.5 Etats X, Y et Z pour chaque secteur.....	24
Figure II.6 Forme des fonctions logiques F_{ij} pour les six secteurs.....	26
Figure II.7 Schéma bloc de la modulation vectorielle	28
Figure II.8 MLI vectorielle hybride	28
Figure II.9 Les sequence validé pour l'état initial(a) 0,(b)1,(c)2,(d)7	31
Figure II.10 séquence hybride 012 pour le secteur 1	31
Figure II.11 séquence hybride 1012 pour le secteur 1	32
Figure II.12 Forme des fonctions logiques F_{ij} pour les six secteurs hybride.....	34
Figure III.1 Moteur asynchrone (catalogue Leroy-Somer).....	37
Figure III. (2,3,4,5) Représenter la fonctionnement d'un moteur asynchrone à cage	38
Figure III. 6 Bilan des puissances du moteur.....	39
Figure III.7 Modèle des enroulements statoriques et rotoriques d'une MAS	40
Figure III.8 Représentation de la machine asynchrone triphasée et biphasée équivalente	45
Figure III.9 Déplacement de la caractéristique couple-glissement en fonction de la fréquence d'alimentation	54
Figure III.10 Déplacement de la caractéristique couple-vitesse en fonction de la fréquence d'alimentation.....	55
Figure III.11 Commande scalaire en boucle ouverte de la MAS	55
Figure III.12 Le schéma bloc de simulation du modèle de la machine asynchrone.....	57
Figure III.13 Résultats de Simulation d'un moteur asynchrone alimenté directement du réseau et en appliquons un couple résistant ($C_r=0$ N.m).....	58
Figure III.14 Résultats de Simulation d'un moteur asynchrone alimenté directement du réseau et en appliquons un couple résistant ($C_r=10$ N.m) à $t=1$ second.....	59
Figure III.15 Schéma bloc de la modulation vectorielle	60
Figure III.16 L'angle du vecteur de référence	62

Liste des figures

Figure III.17 Le déplacement du vecteur de référence entre les secteurs avec le temps	62
Figure III.18 La largeur d'impulsion de l'interrupteur supérieur de la branche 1 de l'onduleur	62
Figure III.19 Le signale d'impulsions F_{11} de l'interrupteurs supérieurs S_{11} de l'onduleur	63
Figure III.20 Les tensions simples V_1 , V_2 et V_3 à la sortie de l'onduleur	63
Figure III.21 La tension composée V_{12}	64
Figure III.22 Les trois courant statoriques.....	64
Figure III.23 Le courant statorique I_1 de la phase 1 en régime permanent	64
Figure III.24 La distorsion totale des harmoniques $THD_{I1}=0.04901=4.901\%$	64
Figure III.25 Analyse spectrale du courant.....	65
Figure III.26 La distorsion totale des harmoniques $THD_{V1}=0.7386=73.86\%$	65
Figure III.27 Analyse spectrale du tension	65
Figure III.28 La variation de la vitesse du MAS (en regime permanant $N= 1500$ tr/mn)....	65
Figure III.29 La variation de couple du moteur asynchrone ($Cr=0Nm$)	66
Figure III.30 L'angle du vecteur de référence	67
Figure III.31 Le déplacement du vecteur de référence entre les secteurs avec le temps	67
Figure III.32 La largeur d'impulsion de l'interrupteur supérieur de la branche 1 de l'onduleur	67
Figure III.33 Le signale d'impulsions F_{11} de l'interrupteurs supérieurs S_{11} de l'onduleur	68
Figure III.34 Les tensions simples V_1 , V_2 et V_3 à la sortie de l'onduleur	68
Figure III.35 La tension composée V_{12}	69
Figure III.36 Les trois courant statoriques.....	69
Figure III.37 Le courant statorique I_1 de la phase 1 en régime permanent	69
Figure III.38 La distorsion totale des harmoniques $THD_{I1}=0.4796=4.796\%$	69
Figure III.39 Analyse spectrale du courant.....	70
Figure III.40 La distorsion totale des harmoniques $THD_{V1}=0.5173=51.73\%$	70
Figure III.41 Analyse spectrale du tension	70
Figure III.42 La variation de la vitesse du MAS (en regime permanant)	70
Figure III.43 La variation de couple du moteur asynchrone ($Cr=0Nm$)	71
Figure III.45 L'angle du vecteur de référence	72
Figure III.46 Le déplacement du vecteur de référence entre les secteurs avec le temps	72
Figure III.47 La largeur d'impulsion de l'interrupteur supérieur de la branche 1 de l'onduleur	72
Figure III.48 Le signale d'impulsions F_{11} de l'interrupteurs supérieurs S_{11} de l'onduleur	73
Figure III.49 Les tensions simples V_1 , V_2 et V_3 à la sortie de l'onduleur	73
Figure III.50 La tension composée V_{12}	74
Figure III.51 Les trois courant statoriques.....	74
Figure III.52 Le courant statorique I_1 de la phase 1 en régime permanent	74
Figure III.53 La distorsion totale des harmoniques $THD_{I1}=0.04513=4.513\%$	74
Figure III.54 Analyse spectrale du courant.....	75

Liste des figures

Figure III.55 La distorsion totale des harmoniques $THD_{V_1}=0.6046=60.46\%$	75
Figure III.56 Analyse spectrale du tension	75
Figure III.57 La variation de la vitesse du MAS (en regime permanent $N= 1500$ tr/mn)....	75
Figure III.58 La variation de couple du moteur asynchrone ($C_r=0Nm$)	76
Figure III.59 L'angle du vecteur de référence	77
Figure III.60 Le déplacement du vecteur de référence entre les secteurs avec le temps	77
Figure III.61 La largeur d'impulsion de l'interrupteur supérieur de la branche I de l'onduleur	77
Figure III.62 Le signale d'impulsions F_{11} de l'interrupteurs supérieurs S_{11} de l'onduleur	77
Figure III.63 Les tensions simples V_1 , V_2 et V_3 à la sortie de l'onduleur	78
Figure III.64 La tension composée V_{12}	78
Figure III.65 Les trois courant statoriques.....	79
Figure III.66 Le courant statorique I_1 de la phase 1 en régime permanent	79
Figure III.67 La distorsion totale des harmoniques $THD_{I_1}=0.1515=15.15\%$	79
Figure III.68 Analyse spectrale du courant.....	79
Figure III.69 La distorsion totale des harmoniques $THD_{V_1}=0.8856=88.56\%$	80
Figure III.70 Analyse spectrale du tension	80
Figure III.71 La variation de la vitesse du MAS (en regime permanent)	80
Figure III.71 La variation de couple du moteur asynchrone ($C_r=0Nm$)	80

Liste des tableaux

Tableau II.1 Etats d'un bras de l'onduleur $x(1,2 \text{ ou } 3)$	18
Tableau II.2 Les coordonnées du vecteur v_x, v_y et v_z dans le plan (d, q)	22
Tableau II.3 Durée de fermeture des interrupteurs par secteur	27
Tableau II.4 Détermination des séquence hybride par secteur	29
Tableau II.5 Durée de fermeture des interpteur des sequences hybride par secteur	32
Tableau II.6 Calcul de temps de commutation	33
Tableau III.1 Les différents éléments de la machine asynchrone	37
Tableau III.2 Les paramètres techniques du moteur asynchrone	56

Symboles

Symboles	Notations	Unité
MLI	Modulation de l'argeur d'impulsion.	
SVM	Space Vector Modulation.	
PWM	Pulse Width Modulation.	
PDM	Pulse-Duration Modulation	
HPWM	Hybrid Pulse Width Modulation.	
ASI	alimentations sans interruption.	
F	Fréquence.	<i>KHz</i>
P	Puissance.	<i>W</i>
v_1, v_2 et v_3	Tension phase point neutre.	<i>V</i>
V_{dc}	Tension continue.	<i>V</i>
V_{ac}	Tension alternative.	<i>V</i>
[T]	Matrice de transfert.	
S(t)	le signal carré résultant de la commande.	
fm	La fréquence de modulation.	<i>Hz</i>
m	L'indice de modulation.	
Fp	la fréquence de la porteuse.	<i>Hz</i>
f_r	la fréquence de la référence.	<i>Hz</i>
R	Le taux de modulation.	
Vr	l'amplitude de la modulante.	
Vp	la valeur crête de la porteuse.	
S_{ij}	Les interrupteurs de l'onduleur.	
J	Indicateur de phase.	
I	Numéro de l'interrupteur du bras.	
F_{ij}	Fonction de commutation.	
v_{xo}	Tension phase point milieu.	<i>V</i>
v_s	Tension de sortie	<i>V</i>
v_s^*	Vecteur Tension de référence	<i>V</i>
v_x, v_y et v_z	Les composants du vecteur v_s sur les axes x, y et z	<i>V</i>

Symboles

$\mathbf{v}_1^*, \mathbf{v}_2^* \text{ et } \mathbf{v}_3^*$	Les trois vecteurs de référence	V
$\mathbf{v}_d^*, \mathbf{v}_q^*$	composantes du vecteur \mathbf{v}_s^* dans le plan d-q.	V
Θ	position angulaire du vecteur \mathbf{v}_s^* .	Rad
T_s	période d'échantillonnage de l'onduleur.	Sec
$T_x, T_y \text{ et } T_z$	durées d'application des vecteurs $\mathbf{v}_x, \mathbf{v}_y \text{ et } \mathbf{v}_z$ en grandeur relative.	Sec
$d_x, d_y \text{ et } d_z$	durées d'application des vecteurs $\mathbf{v}_x, \mathbf{v}_y \text{ et } \mathbf{v}_z$ en grandeur relative.	
V_{\max}	Amplitude maximale du vecteur \mathbf{v}_s^* .	V
S	secteur triangulaire	
Rr	Résistance rotorique	Ω
Rs	Résistance statorique	Ω
Ω_s	Vitesse de synchronisme	rad/s
Ω_r	Vitesse angulaire mécanique	rad/s
f_s	fréquence statorique	Hz
G	Glissement	
Φ	Le Flux	Wb
I	Le courant	A
V	tension d'alimentation de la Mas	V
$\mathbf{v}_{sa}, \mathbf{v}_{sb} \text{ et } \mathbf{v}_{sc}$	Les tensions appliquées aux trois phases statoriques.	V
$\mathbf{i}_{sa}, \mathbf{i}_{sb} \text{ et } \mathbf{i}_{sc}$	Les courants qui traversent les trois phases statoriques.	A
$\Phi_{sa}, \Phi_{sb} \text{ et } \Phi_{sc}$	Les flux totaux à travers ces enroulements	Wb
\mathbf{V}_s	Matrice de tension de stator.	
\mathbf{V}_r	Matrice de tension de rotor	
\mathbf{i}_s	Vecteur de courant de stator.	
\mathbf{i}_r	Vecteur de courant de rotor.	
Φ_s	Vecteur de flux de stator.	
Φ_r	Vecteur de flux de rotor.	
l_s	L'inductance propre d'une phase statorique .	
l_r	L'inductance propre d'une phase rotorique .	
M_s	L'inductance mutuelle entre phase statorique .	
M_r	L'inductance mutuelle entre phase rotorique.	
M_{sr}	la valeur maximale de l'inductance mutuelle entre phase	

Symboles

	statorique et rotorique	
J	moment d'inertie du rotor.	<i>N.m</i>
Ω	vitesse angulaire mécanique du rotor.	<i>Tr/min</i>
F	coefficient de frottement visqueux.	
C_{em}	couple électromagnétique délivré par le moteur.	<i>N.m</i>
C_r	couple résistant	<i>N.m</i>
Ω	vitesse angulaire électrique du rotor.	<i>rad/s</i>
θ_s	angle entre l'axe Od et la phase α du stator	<i>Rad</i>
θ_r	angle entre l'axe Od et la phase α du rotor	<i>Rad</i>
L_s	Inductance cyclique statorique.	
M	Inductance mutuelle cyclique entre rotor stator.	
$i_{s\alpha}$	Le courant statorique sur l'axe α	<i>A</i>
$i_{s\beta}$	Le courant statorique sur l'axe β	<i>A</i>
$\Phi_{r\alpha}$	Le flux statorique sur l'axe α	<i>Wb</i>
$\Phi_{r\beta}$	Le flux rotorique sur l'axe β	<i>Wb</i>
X	vecteur d'état	
Y	vecteur de sortie	
A	matrice d'évolution d'état du système	
B	matrice de commande (d'entrée).	
U	vecteur du système de commande.	
C	matrice d'observation	

Introduction générale

Grâce aux nombreuses avancées technologiques, aussi bien dans le domaine des semi-conducteurs de puissance, de la conception des machines électriques, que dans les méthodes de traitement de l'énergie électrique, les applications de moyennes et fortes puissances à vitesse variable sont de plus en plus réalisées à base d'ensembles convertisseurs statiques – machines électriques.[01]

L'avènement de l'électronique de puissance à semi-conducteurs et le grand nombre de convertisseurs développés récemment permettent le choix d'une association optimale d'un moteur à courant alternatif et d'un onduleur de tension ou de courant à deux niveaux. Parmi les moteurs à courant alternatif, la machine asynchrone présente une grande dynamique de réglage et autorise des vitesses élevées. Le moteur à cage offre en plus une grande puissance massique et constitue une machine fiable grâce à l'absence du collecteur.[02]

Les onduleurs sont largement utilisés dans les systèmes d'entraînement à vitesse variable surtout dans la commande des moteurs à courant alternatif spécialement les moteurs à cage.[03]

Le développement de la commande en vitesse variable des machines asynchrones et des techniques d'asservissement associées a favorisé l'utilisation des onduleurs de tension à deux niveaux aussi bien dans le domaine industriel que dans le domaine de la recherche.

L'amélioration de la forme de la tension de sortie des convertisseurs est un axe de recherche très actif, qui ne cesse de se développer. l'objectif de cet axe de recherche est d'améliorer la qualité de la tension de sortie, ainsi que de contourner les problèmes liés aux onduleurs à deux niveaux.[04]

La forme de la tension de sortie dépend également de la méthode utilisée pour la commande de l'onduleur. Il existe plusieurs stratégies de la commande par la modulation des largeurs d'impulsions, telles que la modulation triangulo- sinusoïdale, la modulation par hystérésis, et la modulation vectorielle.[05]

La Modulation en Largeur d'Impulsions (MLI) est une technique de pilotage pour les convertisseurs statiques servant d'interface entre une charge (machine électrique, ...) et son dispositif d'alimentation (onduleur triphasé, ...). Elle est donc une technique utilisée pour la conversion de l'énergie, ayant ses bases dans le domaine des télécommunications (traitement du signal). Elle porte en anglais le nom de Pulse Width Modulation (PWM) ou Pulse-Duration Modulation (PDM), en utilisant une dénomination plus ancienne.[06]

Dans le contrôle (contrôle scalaire, v/f Control), le moteur est alimenté avec des signaux de fréquence variable générées par le contrôle de modulation d'impulsions de la largeur (PWM) d'un onduleur, le ratio V/f est maintenu constant afin d'obtenir le couple constant sur toute la plage d'exploitation. Depuis seulement les amplitudes des variables d'entrée - fréquence et la tension - sont contrôlés, cela est appelé « contrôle scalaire ». Généralement, les moteurs avec un tel contrôle sont sans tout dispositif de rétroaction

(contrôle de boucle ouverte). Par conséquent, un contrôle de ce type offre peu de frais et est une solution facile à implémenter.[07]

Dans le cas de notre travail, nous étudions la commande en v/f en boucle ouverte d'un moteur à induction basé sur la modulation de largeur impulsion vectorielle hybride. Ce dernier permet générer une tension la plus sinusoïdale possible.

- Dans le premier chapitre, nous allons présenter les différentes stratégies de commande de l'onduleur, telles que la commande par hystérésis, la MLI sinus- triangulaire et la MLI vectorielle classique et MLI vectorielle hybride.
- Dans le deuxième chapitre, nous allons développer la théorie et les différents algorithmes de la modulation de Largeur d'impulsion vectorielle puis l'algorithme de MLI vectorielle hybride .
- Le troisième chapitre, sera consacré à la modélisation et la commande scalaire de la machine asynchrone alimentée depuis le réseau. Dans celui-ci nous allons tirer toutes les équations nécessaires de cette machine, ensuite nous donnerons les différentes simulations pour pouvoir connaître l'aptitude de cette dernière.

Chapitre I :
Stratégies de commande des onduleurs
triphases

I.1 Introduction

La conception d'une chaîne de commande passe par une phase de modélisation afin de dimensionner et valider les stratégies retenues. Mais, on ne peut parler de la commande de la machine asynchrone, sans qu'on parle du convertisseur qui lui est associé, de son alimentation. Le contrôle de la vitesse ou de position des machines asynchrones nécessite l'utilisation d'un convertisseur statique de puissance appelé conventionnellement onduleur de tension. [1]

Les onduleurs sont largement utilisés dans les systèmes d'entraînement à vitesse variable surtout dans la commande des moteurs à courant alternatif spécialement les moteurs à cage. [03]

Les onduleurs de tension peuvent être pilotés suivant plusieurs stratégies. A faibles fréquences, ils sont pilotés à pleine onde, le signal de commande sera à la fréquence de la tension désirée à la sortie, et la source continue doit être réglable (à l'aide d'un redresseur à thyristor ou d'un hacheur). A fréquence élevée, ils sont pilotés en modulation de largeur d'impulsion. Cette dernière stratégie permet de régler à la fois l'amplitude et la fréquence en gardant la source continue constante (pont à diode). [2]

I.2 Définition

Un onduleur est un dispositif permettant de transformer en alternatif une énergie électrique de type continue. [08] c-à-d'un convertisseur statique assurant la conversion continue – alternative, alimenté en continu, il modifie de façon périodique les connexions entre l'entrée et la sortie et permet d'obtenir l'alternatif à la sortie [9].

I.2.1 Le schéma symbolique de l'onduleur

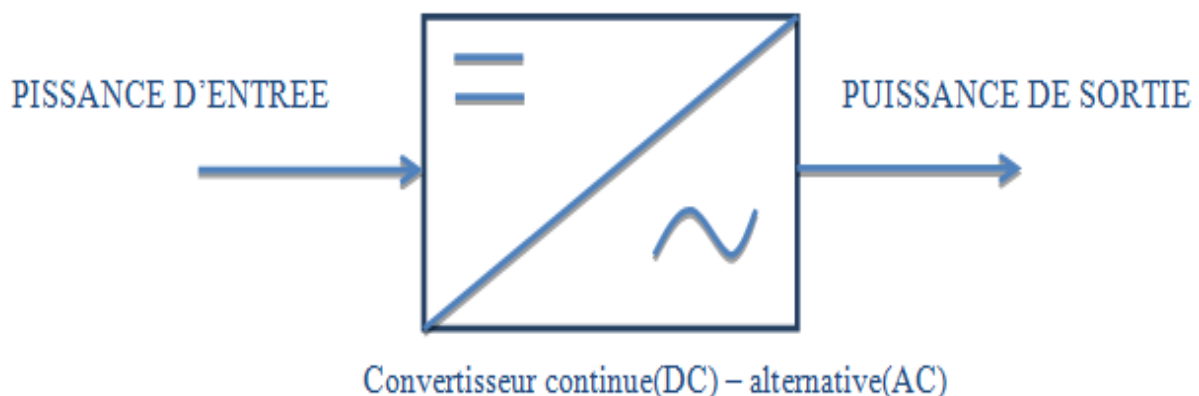


Figure I.1. Schéma de principe de l'onduleur

Les onduleurs utilisent principalement dans deux types de systèmes : [2]

- Les ASI : alimentations sans interruption, (UPS un intenuptiblesupply system en anglais), elles servent le plus souvent d'alimentation de secours pour des systèmes d'informatique, la source de tension continue est généralement constituée d'une batterie d'accumulateur. la fréquence et l'amplitude de la tension de sortie sont fixes.
- Les variateurs de vitesse pour la machine asynchrone. La source continue est obtenue par redressement du réseau. La fréquence et l'amplitude de la tension de sortie sont variables.

I.3 Principe de fonctionnement

L'onduleur triphasé est utilisé dans les applications de puissance. Le signal de gâchette de l'onduleur monophasé avancé ou retardé de 120° l'un par rapport à l'autre pour obtenir un système triphasé équilibré. Les enroulements du secondaire doivent être connectés en étoile ou en triangle. Il est préférable que le secondaire du transformateur soit connecté en étoile pour éliminer les harmoniques d'ordre impaires multiple de trois de la tension de sortie ($n=3, 6, 9, 12, \dots$). Il est généralement clair que la performance d'un onduleur, avec toutes les stratégies de commutation, peut être liée avec le contenu d'harmonique de sa tension ou son courant de sortie. Les chercheurs de l'électronique de puissance ont toujours étudié beaucoup de techniques de commande pour réduire les harmoniques de tension de sortie. Aujourd'hui, il y a beaucoup de techniques de modulation qui sont appliquées aux topologies d'onduleur. [02]

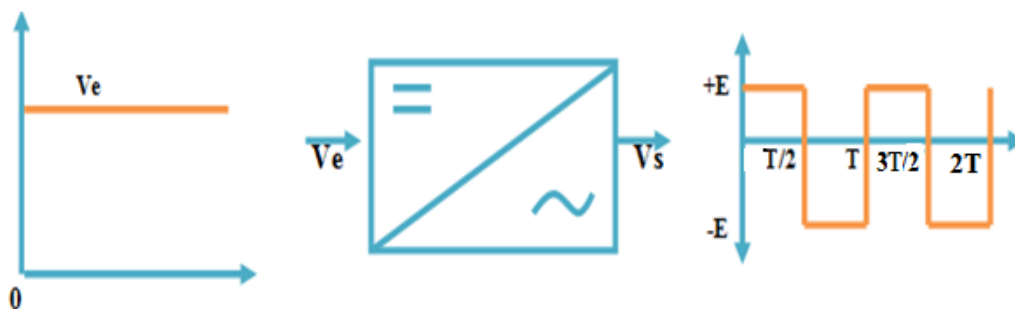


Figure I.2 fonctionnement de l'onduleur.

I.4 Les différents types d'onduleur :

On distingue les onduleurs de tension et les onduleurs de courant, en fonction de la source d'entrée continue : source de tension ou source de courant comme suit [08] :

I.4.1 Onduleur de courant :

L'onduleur de courant transforme un courant continu en courants triphasés dans les enroulements de la machine. Il peut fonctionner en commutation naturelle, c'est le cas des

machines synchrones. La commutation forcée est réalisée pour toutes les autres machines. Ce type d'onduleur ne permet que le réglage de la fréquence des grandeurs de sortie, l'amplitude de celle-ci doit être réalisée par ajustement de la grandeur d'entrée.

I.4.2 Onduleur de tension :

L'onduleur de tension transforme en tension alternative triphasée une tension continue. Il impose une forme de tension déterminée à la machine quelque soit le courant absorbé et la plupart des applications des onduleurs triphasés de tension à MLI se résument aux : travaille en commutation forcée. Une commande adéquate permet le réglage de la fréquence et de l'amplitude des grandeurs de sortie.[01]

On peut réaliser un onduleur de tension triphasé en groupant trois demi ponts monophasé, Il se compose de trois bras à interrupteurs réversible en courant, commandé à la fermeture et à l'ouverture, réalisé à partir d'un GTO ou IGBT et une diode en anti-parallèle. [10]

I.5 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: [11]

- 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.

I.6 Choix des composants

Les composants de puissance (les interrupteurs d'un onduleur) sont déterminés en fonction des niveaux de la puissance et la fréquence de commutation. En règle générale, plus les composants sont rapides (fréquence de commutation élevée), plus la puissance commutée est faible et inversement. Il est pratiquement vrai que les : [02]

- Transistors MOSFET (transistor à effet champ), ces composants sont très rapides mais de puissance relativement faible
- Transistor bipolaire, moins rapide que les MOSFET mais d'avantages plus puissants (quelque KHz à une dizaine de KW).
- Transistor IGBT, sont des composants de gamme standard (jusqu'à 20 KHz à des dizaines de KW).
- Les thyristors GTO, commutent très lentement les grandes puissances.
- Les thyristors, sont commandable à l'ouverture mais la fermeture dépend du circuit extérieur. La puissance [KW] comme étant la fonction de puissance [KHz] peut être schématisée comme suit :

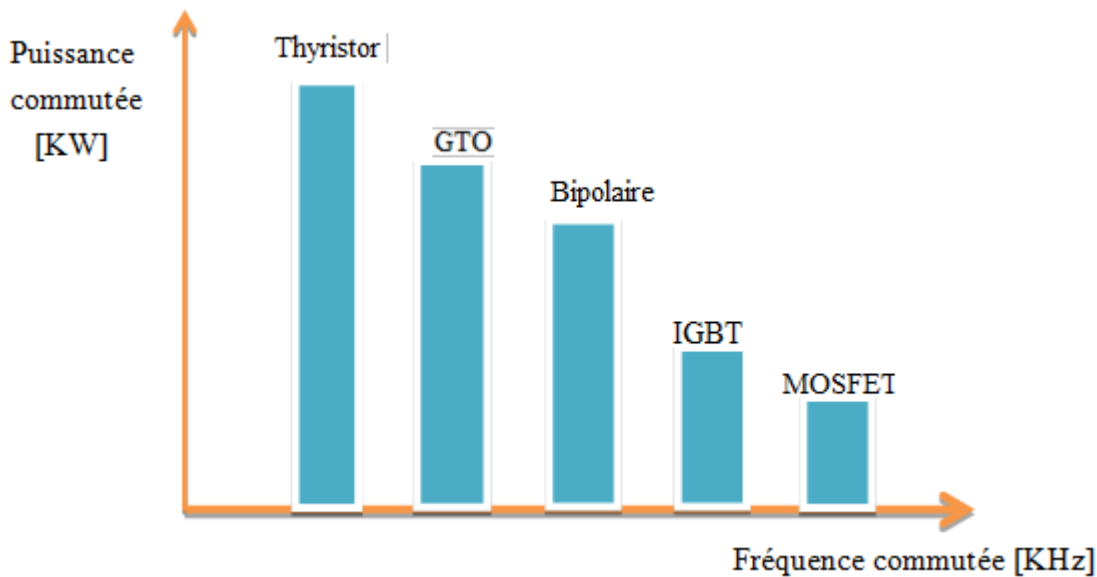


Figure I.3 choix des composants selon la puissance et la fréquence [2].

I.7 Choix des interrupteurs

Les paramètres suivants sont importants pour un interrupteur en semi-conducteur conçu pour les applications de conversion de puissance :[11]

- Courant maximal supporté.
- Tension maximale bloquée.
- Chute de tension à l'état passant et sa dépendance de la température.
- Courant de fuite à l'état bloqué.
- Capacité thermique.
- Temps de transition de commutation pendant l'ouverture et la fermeture.
- La tenue en (dv/dt) à l'état bloqué ou pendant l'ouverture.
- La tenue en (di/dt) à l'état passant ou pendant la fermeture.
- Capacité de résister aux courants et tensions excessifs.
- Pertes de commutation.
- La puissance contrôlée.

I.8 Domaine d'utilisation:

La plupart des applications des onduleurs triphasés de tension à MLI 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.[01]

I.9 Modèle de commande des onduleur triphasé de tension

La structure générale d'un onduleur de tension à deux niveaux est représentée dans la Figure (I.4). L'onduleur est composé de trois bras chacun comportant deux interrupteurs bidirectionnels et entièrement commandables à l'ouverture et à la fermeture. Ils peuvent être soit des MOSFET pour les faibles puissances et fréquences très élevées, des IGBT pour les grandes puissances et fréquences élevées, ou des GTO pour les très grandes puissances et fréquences faibles, misent en antiparallèle avec des diodes pour assurer la circulation bidirectionnelle du courant.[12][13]

Pour simplifier l'étude on crée un point milieu o par deux condensateurs fictives chacune prend la moitié de la tension continue V_{dc} . [14]

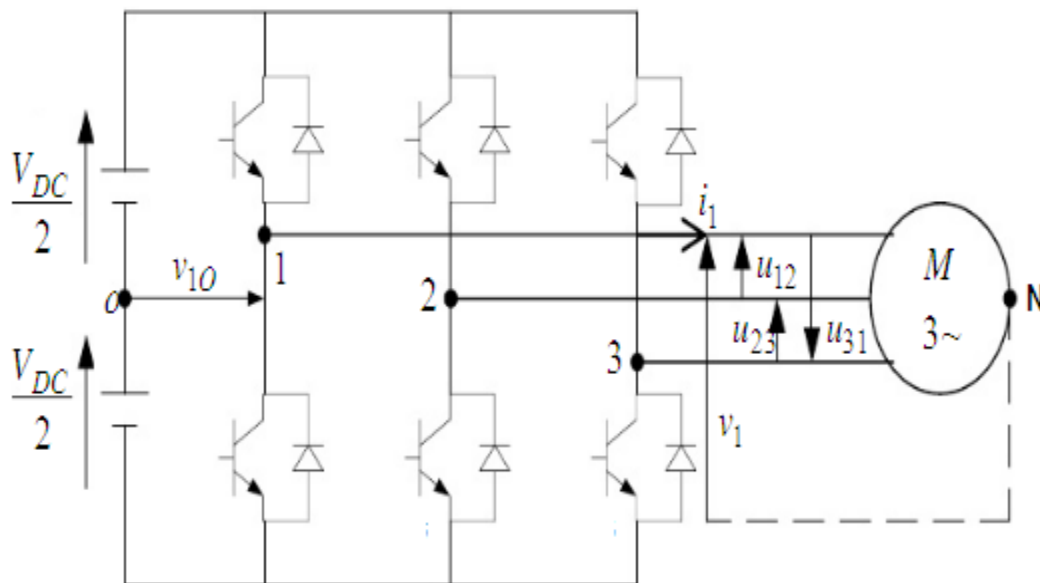


Figure I.4 structure générale de l'onduleur a deux niveaux.[16]

L'onduleur de tension est constitué de trois bras de commutation a transistors. Chaque bras composé de deux cellules comportant chacune une diode et un transistor.

Tous ces éléments sont considérés comme des interrupteurs idéaux. En mode commandable, le bras est un commutateur à deux positions qui permet d'obtenir a la sortie deux niveaux de tension[14].

Un bras de l'onduleur est représenté par la figure I.5.

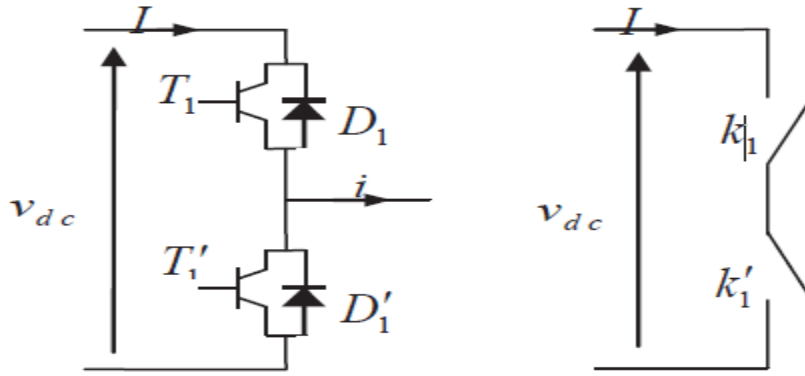


Figure I.5 bras d'un onduleur [16].

Les tensions composées V_{12} , V_{23} et V_{31} sont représentées par les relations suivant :

$$\begin{cases} V_{12} = V_{10} + V_{02} = V_{10} - V_{20} \\ V_{23} = V_{20} + V_{03} = V_{20} - V_{30} \\ V_{31} = V_{30} + V_{01} = V_{30} - V_{10} \end{cases} \quad (\text{I.1})$$

Tel que V_{10} , V_{20} et V_{30} sont les tensions d'entrée de l'onduleur ou tensions continues. elles sont référencées par rapport à un point milieu « o » d'un diviseur fictif d'entrée.

On peut écrire les relations de Charles, comme suit :

$$\begin{cases} V_{10} = V_{1n} + V_{n1} \\ V_{20} = V_{2n} + V_{n2} \\ V_{30} = V_{3n} + V_{n3} \end{cases} \quad (\text{I.2})$$

Tel que :

V_{1n} , V_{2n} et V_{3n} : sont les tensions des phases de la charge (valeur alternative),

V_{n0} : tension de neutre de la charge par rapport au point milieu fictif « o ».

Le système V_{1n} , V_{2n} et V_{3n} est en équilibre, alors :

$$V_{1n} + V_{2n} + V_{3n} = 0 \quad (\text{I.3})$$

La substitution de (1.3) dans (1.2) aboutit à :

$$V_{n0} = \frac{1}{3}(V_{10} + V_{20} + V_{30}) \quad (\text{I.4})$$

En remplaçant (1.4) dans (1.2), on obtient :

$$\begin{cases} V_{1n} = \frac{2}{3}V_{10} - \frac{1}{3}V_{20} - \frac{1}{3}V_{30} \\ V_{2n} = -\frac{1}{3}V_{10} + \frac{2}{3}V_{20} - \frac{1}{3}V_{30} \\ V_{3n} = -\frac{1}{3}V_{10} - \frac{1}{3}V_{20} + \frac{2}{3}V_{30} \end{cases} \quad (\text{I.5})$$

Donc, l'onduleur de tension peut être modélisé par une matrice [T] assurant le passage continu alternatif.

$$[V_{AC}] = [T][V_{DC}] \quad (I.6)$$

Tel que :

$$[V_{AC}] = \begin{bmatrix} V_{1n} \\ V_{2n} \\ V_{3n} \end{bmatrix} \quad [V_{DC}] = \begin{bmatrix} V_{10} \\ V_{20} \\ V_{30} \end{bmatrix} \quad [V_{AC}] = \begin{bmatrix} S_1 \\ S_2 \\ S_3 \end{bmatrix}$$

Donc, pour chaque bras il y a deux états indépendants. Ces deux états peuvent être considérés comme des grandeurs booléennes.

Commutation supposée idéale : $S_i = (1 \text{ ou } 0) \{i = 1, 2, 3\}$

La matrice de transfert est la suivante :

$$[T] = \begin{bmatrix} \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} \\ -\frac{1}{3} & \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} \\ -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} & \frac{2}{3} \end{bmatrix} \quad (I.8)$$

Ainsi l'onduleur est modélisé par cette matrice de transfert [T].

I.10 Stratégies de commande des onduleurs

Nous étudions les stratégies suivantes :

1. commande à pleine onde .
2. commande par bonde à hystérésis .
3. commande avec MLI .

L'analyse des différentes stratégies sera basée sur la bonde de réglage et le taux d'harmonique des tensions de sorties.

I.10.1 Définition

Les onduleurs de tension peuvent être pilotés suivant plusieurs stratégies. A faibles fréquences, ils sont pilotés à pleine onde, le signal de commande sera à la fréquence de la tension désirée à la sortie, et la source continue doit être réglable (à l'aide d'un redresseur à thyristor ou d'un hacheur). à fréquence élevée, ils sont pilotés en modulation de largeur d'impulsion. Cette dernière stratégie permet de régler à la fois l'amplitude et la fréquence en gardant la source continue constante (pont à diode).[2]

Afin de produire une tension de sortie proche de la sinusoïde, différentes stratégies de commande ont été proposées par différents auteurs.

Les différentes stratégies seront basées sur la bande de réglage et le taux d'harmonique des tensions de sorties.[15]

I.10.2 Commande pleine onde

Dans ce type de commande, la génération des signaux de commande de l'onduleur est effectuée en transformant un signal sinusoïdal en un signal carré pour chaque phase selon l'algorithme suivant:[02]

$$\text{Si } \begin{cases} \sin(\omega t) > 0 & \leftrightarrow S(t) = 1 \\ \sin(\omega t) < 0 & \leftrightarrow S(t) = 0 \end{cases}$$

Où: $\sin(\omega t)$: est le signal sinusoïdal.

$S(t)$:est le signal carré résultant de la commande.

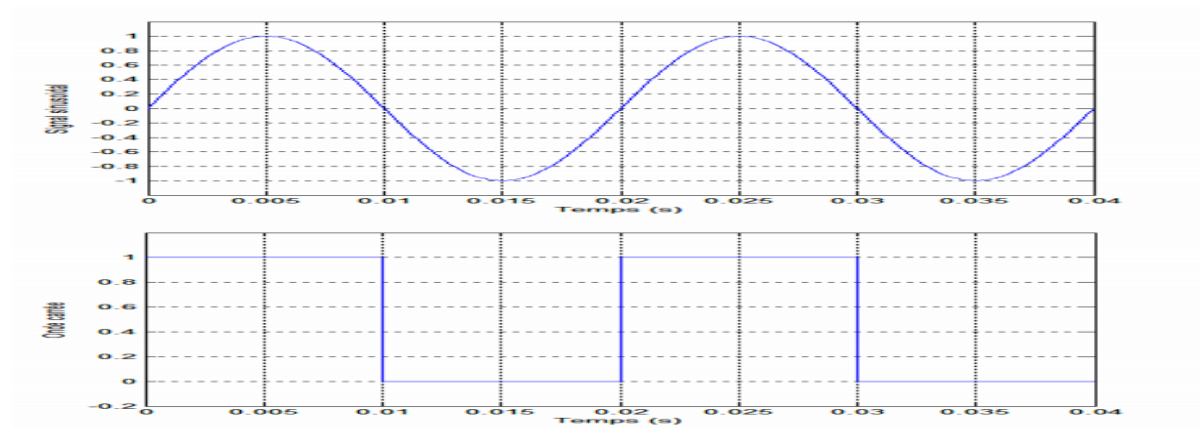


Figure. I.6 Signale sinusoïdal et onde carrée [1]

I.10.3 Généralités sur les MLI

Le choix d'une technique dépend du type de machine à commander, de la gamme de puissance, des semi-conducteurs utilisés pour l'onduleur et de la simplicité d'implantation de l'algorithme. ce sont finalement des critères de coût et de performance qui vont déterminer ce choix. Les critères de performances permettent d'évaluer et de comparer les qualités des différentes techniques de MLI.[16]

I.10.3.1 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.

Les paramètres essentiels de MLI sont par conséquent:[16]

f_m :La fréquence de modulation.

L'indice de modulation: $m = f_m/f_s$

I.10.3.2 Commande par hystérésis

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

L'approche la plus simple utilisée pour cette fin, est la stratégie de contrôle qui réalise la comparaison entre le courant de phase mesuré et le courant de référence (Figure I.7), à l'aide d'un comparateur à hystérésis. Celui-ci, produit des impulsions d'amorçage et de blocage des interrupteurs de l'onduleur, de façon à limiter le courant de phase dans une bande d'hystérésis autour du courant de référence (Figure I.8).[1]

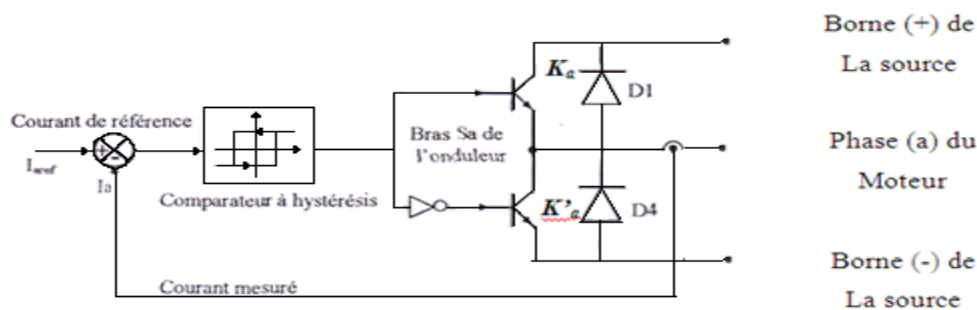


Figure I.7. Schéma de principe du contrôle par hystérésis d'un bras de l'onduleur [13]

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

$$\begin{aligned}
 K_i &= +1 & \text{si } I_{i\text{ref}} - I_i > \Delta i. \\
 K_i &= -1 & \text{si } I_{i\text{ref}} - I_i < \Delta i. \\
 K_i &= -K_{i-1} & \text{si } I_{i\text{ref}} = I_i.
 \end{aligned}
 \tag{I.9}$$

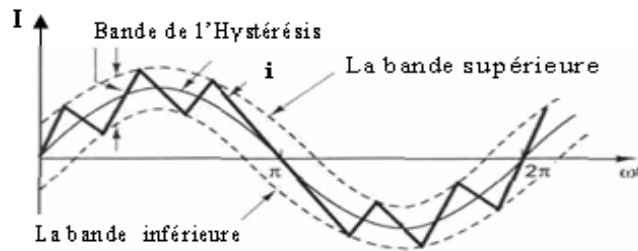


Figure .I.8: Bande de l'Hystérésis.[13]

Tels que :

I_i ($i = a, b, c$) sont les courants des phases statoriques (I_a, I_b, I_c).

I_{iref} ($i = a, b, c$) sont les courants de références issus des circuits de commande des trois bras.

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

I.10.3.3 Commande par MLI Sinus-triangle

La modulation triangulo-sinusoidale est appelée également modulation de largeur d'impulsion intersective puisque son principe repose sur l'intersection d'une onde modulante basse fréquence, dite tension de référence, généralement sinusoidale, avec une onde porteuse haute fréquence de forme, généralement, triangulaire, d'où l'appellation triangulo-sinusoidale.

Le résultat de la comparaison de ces deux signaux sert à commander l'ouverture et la fermeture des interrupteurs du circuit de puissance.

Deux paramètres caractérisent cette commande si la référence est sinusoidale :[18]

- L'indice de modulation m qui définit le rapport entre la fréquence (f_p)de la porteuse et la fréquence(f)de la référence : $m = f_p/f_r$
- Le taux de modulation r (ou coefficient de réglage en tension ou encore rapport cyclique) qui donne le rapport de l'amplitude de la modulante V_r à la valeur crête V_p de la porteuse:

$$r = V_r/V_p \quad (I.10)$$

Le schéma de principe est donné par la figure I.9

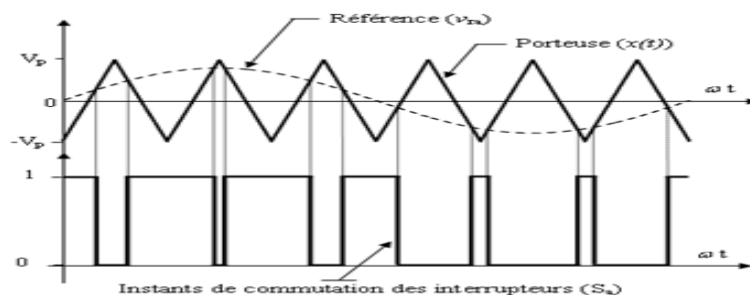


Figure I.9 Principe de la commande MLI- ST [16].

I.11 Modulation vectorielle

Au milieu des années quatre-vingt, La modulation vectorielle (en anglais : Space Vector Modulation ou SVM) a été proposée par cette technique de MLI est largement utilisée dans la commande des onduleurs, elle peut augmenter la valeur maximale de la tension de sortie de l'onduleur avec un taux de distorsion harmonique réduit par rapport à ceux obtenus par la méthode MLI sinusoïdale.[02]

La modulation vectorielle diffère, entre d'autres techniques par le fait que les signaux de commandes sont élaborés en tenant compte de l'état des trois bras de redresseur en même temps cette technique est adéquate pour des applications de tension et de puissance élevées car elle diminue l'ondulation du courant et permet une implantation relativement simple dans les processeurs numériques. La modulation vectorielle consiste à obtenir analytiquement une tension de référence (en valeur moyenne) à partir des états de commutation de l'onduleur.[18]

Il y a plusieurs algorithmes utilisant la MLI vectorielle pour commander l'onduleur ou le redresseur. Le but de toutes les stratégies de modulation est de réduire les pertes de commutation et les harmoniques, et d'assurer une commande précise. [02]

I.11.1 MLI vectorielle classique et hybride

Le principe de la MLI vectorielle consiste à projeter le vecteur de tension de référence V^* désiré sur les deux axes du plan (α, β) . Ces projections sont utilisées dans le calcul des temps de commutations désirées de deux états non nuls de l'onduleur. cette méthode de commande fera l'objet de notre partie spéciale qui sera étudié le chapitre qui suit.

I.12 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté le modèle de fonctionnement d'un onduleur de tension triphasé à deux niveaux et nous avons présenté l'aspect théorique des différentes stratégies de commande de l'onduleur triphasé, telle que, stratégie de commande pleine onde, l'MLI sinusoïdale, et la modulation vectorielle.

Le chapitre suivants sera consacré à la modulation vectorielle pour onduleur de tension à deux niveaux alimentant un moteur à cage.

Chapitre II :
Modulation vectorielle pour l'onduleur
à deux niveaux

II.1 Introduction

Le développement de l'électronique de puissance nous a permis une diversité technique de commande des onduleurs. Suite à la première technique MLI sinus triangle qui été étudié au premier chapitre, on va consacrer ce chapitre à la deuxième technique moderne MLI vectorielle [17].

L'amélioration de la forme de la tension de sortie des convertisseurs est un axe de recherche très actif, qui ne cesse de se développer en profitant de la technologie des semi-conducteurs et des calculateurs numériques [4]

La modulation vectorielle est utilisée dans les commandes modernes des machines asynchrones pour obtenir des formes d'onde arbitraires non nécessairement sinusoïdales. Elle sera étudiée sur un onduleur triphasé. Ce chapitre est consacré pour cette technique de modulation.[1]

Dans ce chapitre, on applique la modulation vectorielle pour la commande de l'onduleur à deux niveaux.

II.2 Modulation vectorielle

La modulation vectorielle diffère, entre d'autres techniques par le fait que les signaux de commandes sont élaborés en tenant compte de l'état des trois bras de redresseur en même temps cette technique est adéquate pour des applications de tension et de puissance élevées car elle diminue l'ondulation du courant et permet une implantation relativement simple dans les processeurs numériques. La modulation vectorielle consiste à obtenir analytiquement une tension de référence (en valeur moyenne) à partir des états de commutation de l'onduleur. [18]

La modulation vectorielle présente les avantages suivants par rapport au reste des techniques de modulation [19] :

- Cette technique de modulation est valable pour tous les types de convertisseurs.
- Elle contrôle directement les trois phases de l'onduleur.
- Une bonne utilisation de la tension du bus continu est atteinte car le troisième harmonique est introduit implicitement.
- Le courant de sortie a une ondulation très réduite.
- Les vecteurs redondants fournissent un degré de liberté additionnel. Ceci permet l'incorporation des fonctions complémentaires comme par exemple l'équilibrage de la tension du bus continu, la minimisation des pertes, la réduction d'harmoniques et la réduction de la tension en mode commun.
- L'implantation physique est relativement simple avec un processeur de signaux numériques.

Il y a plusieurs algorithmes utilisant la MLI vectorielle pour commander l'onduleur ou le redresseur. Le but de toutes les stratégies de modulation est de réduire les pertes de commutation et les harmoniques, et d'assurer une commande précise. [02]

II.2.1 Structure générale de l'onduleur à deux niveaux

La structure générale d'un onduleur de tension à deux niveaux est représentée dans la (Figure II.1). L'onduleur est composé de trois bras. Chaque bras a deux interrupteurs bidirectionnels, qui fonctionnent de manière complémentaire pour éviter le court-circuit de la source de tension continue à

l'entrée de l'onduleur, ou l'ouverture de la charge de l'onduleur considérée comme une source de courant. L'interrupteur bidirectionnel peut être soit des MOSFET pour les faibles puissances et fréquences très élevées, des IGBT pour les grandes puissances et fréquences élevées, ou des GTO pour les très grandes puissances et fréquences faibles, misent en antiparallèle avec des diodes pour assurer la circulation bidirectionnelle du courant. La source de tension continue à l'entrée de l'onduleur peut être obtenue à la sortie d'un redresseur lié à un réseau alternatif, en passant par un filtre capacitif. La charge de l'onduleur est une machine asynchrone.[20]

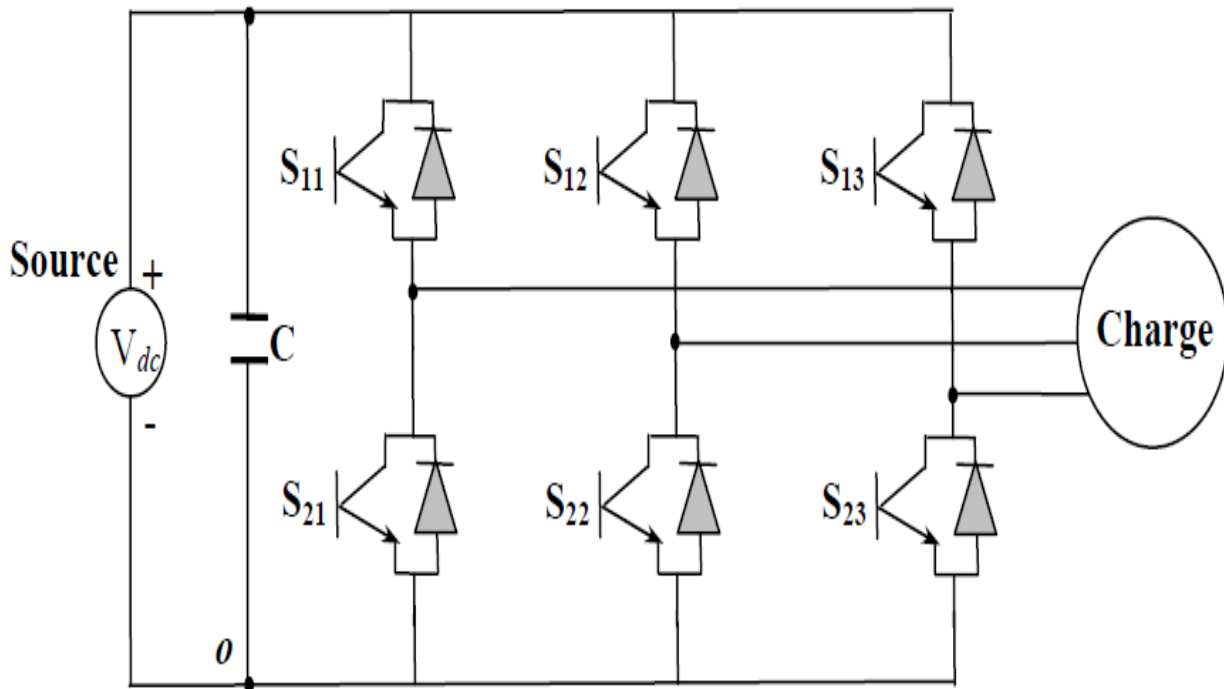


Fig. II.1 Structure de l'onduleur à deux niveaux [20].

Tous ces éléments sont considérés comme des interrupteurs idéaux. En mode commandable ,le bras est un commutateur à deux positions qui permet d'obtenir a la sortie deux niveaux de tension[16].

Les interrupteurs de chaque bras sont complémentaires deux à deux:

$$F_{2j} = 1 - F_{1j} , j = \overline{1 - 3} \tag{II.1}$$

Un bras de l'onduleur est représenté par la figure II.2.



Etat 1

Etat 0

Figure II.2: Etats de fonctionnement d'un bras de l'onduleur à deux niveaux.[21]

II.2.2 Fonction de commutation

Les commutations établies par les interrupteurs, supposés idéaux, sont décrites par une fonction de connexion. Cette dernière décrit leurs états ouvert ou fermé. Chaque interrupteur est associé à une fonction de connexion F_{ij} tel que : [21]

$$F_{ij} = \begin{cases} 1 & \text{si } S_{ij} \text{ est fermé} \\ 0 & \text{si } S_{ij} \text{ est ouvert} \end{cases} \tag{II.2}$$

Avec $j=1,2,3$: Indicateur de phase, $i=1,2$: Numéro de l'interrupteur du bras j

II.2.3 Etats d'un bras de l'onduleur

Chaque bras de l'onduleur a deux états possibles (Figure II.2) :

Etat 1: L'interrupteur du haut $S_{1x}(x = 1,2 \text{ ou } 3)$ est fermé, tandis que l'interrupteur du bas $S_{2x}(x = 1,2 \text{ ou } 3)$ est ouvert. La tension de sortie par rapport au neutre (o) de la source est $v_{x0} = V_{dc}$.

Etat 0: L'interrupteur du bas $S_{2x}(x = 1,2 \text{ ou } 3)$ est fermé, tandis que l'interrupteur du haut $S_{1x}(x = 1,2 \text{ ou } 3)$ est ouvert. La tension de sortie par rapport au neutre (o) de la source est $v_{x0} = -V_{dc}$.

Etat	Bars 1		Bars 2		Bars 3		Tension de sortie		
	F_{11}	F_{21}	F_{12}	F_{22}	F_{13}	F_{23}	v_{1o}	v_{2o}	v_{3o}
1	1	0	1	0	1	0	V_{dc}	V_{dc}	V_{dc}
0	0	1	0	1	0	1	0	0	0

Tableau II.1 Etats d'un bras de l'onduleur $x(1,2 \text{ ou } 3)$.

II.2.4 Etats de l'onduleur

Etant donné que chaque bras peut avoir deux états, l'onduleur entier possède $2^3=8$ états : 111, 110,100, 101, 000, 001,011 et 010. Ils sont identifiés en indiquant les états des trois bras de l'onduleur (état 1 ou état 0). Par exemple, l'état (100) indique que le premier bras est à l'état (1)($v_{10}= v_{dc}/2$), le deuxième est à l'état (0) ($v_{20}=0$) et le troisième est à l'état (0) ($v_{30}=0$). La configuration de l'onduleur pour chacune de ces états est représentée à la (Figure II.3).

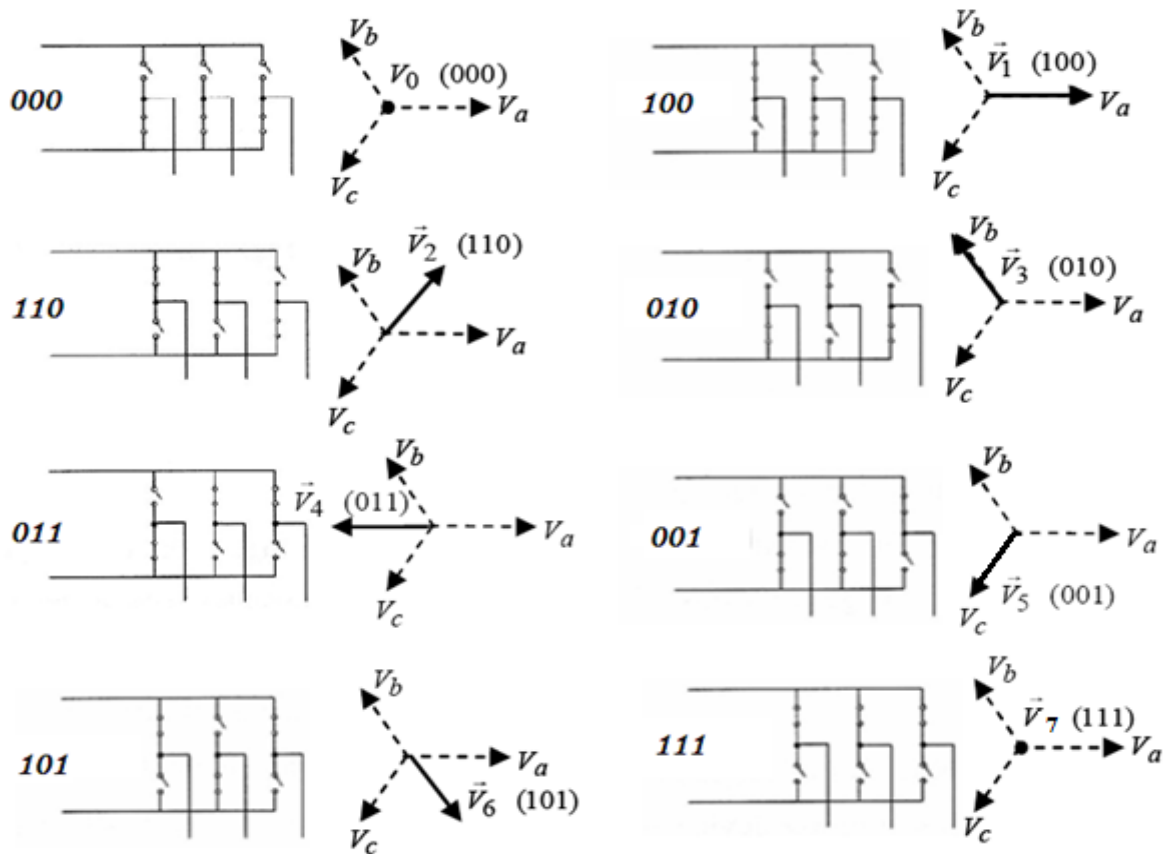


Figure II.3 Les huit états de l'onduleur à deux niveaux [18].

II.2.5 Tensions de sortie de l'onduleur

Les tensions triphasées de sortie par rapport à la référence de la source continue (*o*) peuvent être exprimées par :

$$\begin{pmatrix} v_{10} \\ v_{20} \\ v_{30} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} F_{11} \\ F_{12} \\ F_{13} \end{pmatrix} \cdot V_{dc} \tag{II.3}$$

V_{dc} :Étant la tension continue d'alimentation de l'onduleur.

Les tensions composées entre les phases sont données par:

$$\begin{pmatrix} v_{12} \\ v_{23} \\ v_{31} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} v_{10} - v_{20} \\ v_{20} - v_{30} \\ v_{30} - v_{10} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} F_{11} - F_{12} \\ F_{12} - F_{13} \\ F_{13} - F_{11} \end{pmatrix} \cdot V_{dc} \tag{II.4}$$

Les grandeurs que l'on souhaite contrôler grâce à l'onduleur sont les tensions simples côté charge (v_1, v_2, v_3) Pour une charge triphasée équilibrée, ces tensions vérifient la relation suivante [22] :

$$v_1 + v_2 + v_3 = 0 \tag{II.5}$$

on déduit les tensions triphasées de sortie par rapport au point neutre de la charge triphasée:

$$\begin{pmatrix} v_1 \\ v_2 \\ v_3 \end{pmatrix} = \frac{1}{3} \begin{pmatrix} v_{12} - v_{13} \\ v_{23} - v_{12} \\ v_{31} - v_{23} \end{pmatrix} = \frac{1}{3} \begin{pmatrix} 2F_{11} - F_{12} - F_{13} \\ -F_{11} \quad 2F_{12} - F_{13} \\ -F_{11} - F_{12} \quad 2F_{13} \end{pmatrix} \cdot V_{dc} \quad (\text{II.6})$$

A partir des équations (II.3),(II.4) et (II.6)on déduit que:

- Les tensions triphasées par rapport au neutre de la source v_{10}, v_{20}, v_{30} peuvent prendre deux valeurs : V_{dc} et 0, ce qui est à l'origine de l'appellation : onduleur à deux niveaux
- Les tensions composées v_{12}, v_{23}, v_{31} peuvent prendre trois valeurs: $-V_{dc}, V_{dc}$ et 0
- Les tensions triphasées par rapport au neutre de la charge v_1, v_2 et v_3 peuvent prendre cinq valeurs :

$$-2/3 V_{dc}, -1/3 V_{dc}, 0, 1/3 V_{dc} \text{ et } 2/3 V_{dc}.$$

II.3 Vecteur tension de sortie et diagramme vectoriel

On définit la vectrice tension de sortie v_s par:

$$v_s = v_{20}e^{j0} + v_{20}e^{-j2\pi/3} + v_{30}e^{j2\pi/3} \quad (\text{II.7})$$

On effectue le passage du plan triphasé au plan biphasé stationnaire (α, β) [23] :

$$\begin{pmatrix} V_d \\ V_q \end{pmatrix} = \sqrt{2/3} \begin{pmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3/2} & -\sqrt{3/2} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} v_{10} \\ v_{20} \\ v_{30} \end{pmatrix} \quad (\text{II.8})$$

Ces composantes peuvent être exprimées en fonction des fonctions de connexions par la relation :

$$\begin{pmatrix} V_d \\ V_q \end{pmatrix} = \sqrt{2/3} \cdot V_{dc} \begin{pmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3/2} & -\sqrt{3/2} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} F_{11} \\ F_{21} \\ F_{31} \end{pmatrix} \quad (\text{II.9})$$

Dans le repère stationnaire (d-q), le vecteur v_s s'écrit :

$$v_s = v_d + jv_q \quad (\text{II.10})$$

Le tableau (II.2) représente les différents états de l'onduleur et les coordonnées du vecteur de tension de sortie v_s correspondant à chaque état.

Ce vecteur prend huit positions discrètes dans le plan d – q. Ces positions correspondent aux huit états de l'onduleur: six positions à tensions non nulles, correspondantes aux états 100,110,010,011,001 et 101 et deux positions à tensions nulles correspondantes aux états 111 et 000 [23]. Les positions du vecteur v_s dans le plan d – q sont représentées sur le diagramme vectoriel de la (Fig.II.4). Les six positions à tensions non nulles divisent le plan (d-q) en six secteurs triangulaires égaux de largeur 60°.

II.3.1 Vecteur tension de référence

L'objectif de la commande de l'onduleur est de rendre les tensions de sortie v_1, v_2 et v_3 aussi proches que possible des trois tensions de référence sinusoïdales v_1^*, v_2^* et v_3^* .

Pour atteindre cet objectif, à partir des tensions de référence v_1^*, v_2^* et v_3^* , on définit le vecteur tension de référence v_s^* par l'équation suivante :[22]

$$\begin{aligned} v_s^* &= v_1^* e^{j0} + v_2^* e^{-j2\pi/3} + v_3^* e^{j2\pi/3} \\ &= v_d^* + jv_q^* \\ &= mV_{\max} e^{j\theta} \end{aligned} \quad (\text{II.11})$$

Avec:

v_d^*, v_q^* : Composantes du vecteur v_s^* dans le plan $d - q$

m : taux de modulation ($0 \leq m \leq 1$) et défini par la relation suivante :

$$m = \frac{\sqrt{2}v_s^*}{V_{dc}} \quad (\text{II.12})$$

θ : Position angulaire du vecteur v_s^* .

$$\theta = \text{arctg} \left(\frac{v_d^*}{v_q^*} \right) \quad (\text{II.13})$$

Le vecteur v_s^* tourne dans le plan (d-q) à une vitesse angulaire égale à la pulsation des tensions v_1^*, v_2^* et v_3^* . Sur le diagramme de la (Figure II.4), on a représenté une position arbitraire du vecteur v_s^* et on a indiqué l'angle θ correspondant à cette position. A partir de l'angle θ , on déduit le secteur triangulaire contenant ce vecteur de la manière suivante :

$$S = \begin{cases} 1 & \text{si } 0 \leq \theta \leq \pi/3 \\ 2 & \text{si } \pi/3 \leq \theta \leq 2\pi/3 \\ 3 & \text{si } 2\pi/3 \leq \theta < \pi \\ 4 & \text{si } \pi \leq \theta < 4\pi/3 \\ 5 & \text{si } 4\pi/3 \leq \theta < 5\pi/3 \\ 6 & \text{si } 5\pi/3 \leq \theta < 2\pi \end{cases} \quad (\text{II.14})$$

Les interrupteurs de l'onduleur doivent être commandés de sorte que le vecteur tension de référence v_s^* coïncide avec la moyenne, sur la période d'échantillonnage de l'onduleur T_s , du vecteur tension de sortie, généré par les trois vecteurs v_x, v_y et v_z , représentant les sommets du secteur triangulaire contenant le vecteur v_s^* :[20]

$$\overline{v_s} = v_s^* = mV_{\max} e^{-i\alpha} = dxv_x + dyv_y + dzv_z \quad (\text{II.15})$$

Avec :

α : Position angulaire du vecteur v_s^* à l'intérieur du secteur : $\alpha = \theta[\pi/3]$

$$dx = T_x/T_s, dy = T_y/T_s, dz = T_z/T_s$$

T_s : Période d'échantillonnage de l'onduleur.

T_x, T_y, T_z : Durées d'application des vecteurs v_x, v_y et v_z respectivement à la sortie de l'onduleur.

On a:

$$T_x + T_y + T_z = T_s \quad \text{et} \quad d_x + d_y + d_z = 1 \quad (\text{II.16})$$

Dans ces conditions, l'ensemble des lieux possibles pour le vecteur v_s^* constitue la forme hexagonale délimitée par les six positions discrètes du vecteur tension de sortie v_s (Figure II.4). Pour éviter les harmoniques de tension résultantes de la forme non circulaire de cet hexagone, on impose au vecteur v_s^* de se positionner à l'intérieur du cercle délimité par l'hexagone [21], comme indiqué sur la Figure (II.4). Ainsi, le module maximal admissible du vecteur v_s^* est :

$$V_{\max} = V_{dc} \cdot \cos \frac{\pi}{6} = \frac{\sqrt{3}}{2} V_{dc} \quad (\text{II.17})$$

II.4 Période d'échantillonnage

La période d'échantillonnage T_s représente une fraction minime de la période T des tensions de référence v_1^*, v_2^* et v_3^* . Elle correspond à un intervalle de largeur $\left(\frac{T_s}{T}\right) \cdot 2 \cdot \pi$ sur le diagramme vectoriel, appelé intervalle d'échantillonnage. Cet intervalle est représenté par la partie hachurée de la (Figure II.4).

La fréquence d'échantillonnage $(1/T_s)$ est beaucoup plus grande que la fréquence de la tension et du courant de sortie $(1/T)$. La qualité de la tension de sortie de l'onduleur s'améliore proportionnellement à la fréquence de commutation. En revanche, l'augmentation exagérée de la fréquence de commutation provoque des pertes excessives dans les interrupteurs de l'onduleur. Ainsi, on doit faire un compromis entre la qualité de la tension de sortie et la limitation des pertes dans les interrupteurs de l'onduleur [20].

II.4.1 Séquence des états de l'onduleur

Les vecteurs v_x, v_y et v_z utilisés pour décomposer le vecteur de sortie dépendent de la position du vecteur de référence v_s^* dans le plan $d-q$. Par exemple, pour le cas représenté à la (Figure II.4), le vecteur v_s^* est contenu dans le premier secteur ($S=1$ dans l'équation (II.15)), ce qui signifie que le vecteur v_x est celui généré par l'état 100 (appelé alors état X), le vecteur v_y est celui généré par l'état 110 (appelé état Y) et le vecteur v_z est celui généré par l'état 111 (appelé Z_1) ou l'état 000 (appelé Z_2). La (Fig. III.5) indique les états X, Y et Z pour chacun des six secteurs. [22]

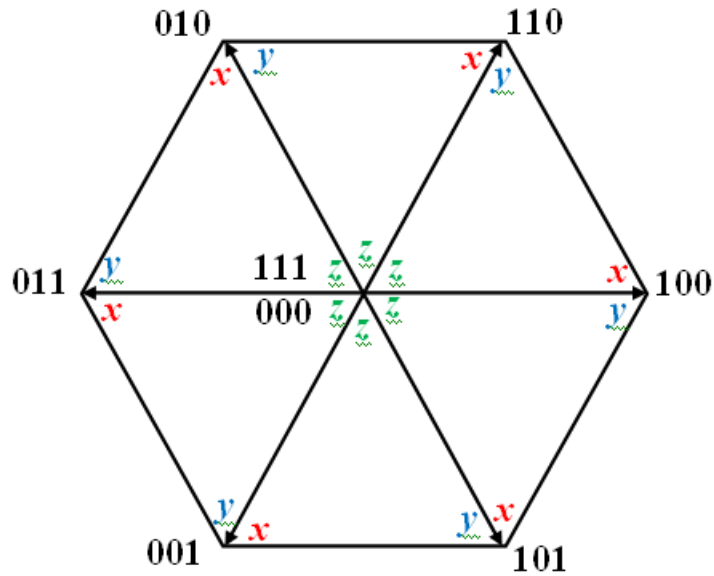


Figure II.5: Etats X ,Y et Z pour chaque secteur [20].

Pour déduire les rapports d_x , d_y et d_z on décompose l'équation (II.15) suivant les deux axes ($d - q$) ce qui donne les deux équations suivantes :

$$\begin{cases} \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot m \cos \alpha = d_x + \frac{1}{2} d_y \\ \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot m \sin \alpha = \frac{\sqrt{3}}{2} d_y \end{cases} \quad (II. 18)$$

La résolution du système des équations (II.16) et (II.18) permet de déterminer d_x , d_y et d_z :

$$\begin{cases} d_x = m \cdot \sin(\frac{\pi}{3} - \alpha) \\ d_y = m \cdot \sin \alpha \\ d_z = 1 - d_x - d_y \end{cases} \quad (II. 19)$$

L'équation (II.19) s'applique à tous les secteurs composant le diagramme vectoriel, étant donné que le repère stationnaire $d - q$ peut être orienté sur n'importe quelle position discrète du vecteur tension v_s .

Ainsi, pour générer des tensions de sortie v_1, v_2 et v_3 aussi proches que possible des tensions de référence v_1^*, v_2^* et v_3^* , durant chaque période d'échantillonnage T_s , on applique l'état X pendant une durée $d_x T_s$, l'état Y pendant une durée $d_y T_s$, et l'état Z pendant le reste de la période $d_z T_s$.

L'état Z peut prendre deux valeurs : $Z_1=111$ ou $Z_2=000$. Les deux valeurs génèrent une tension de sortie identique et nulle. On peut choisir alors l'une ou l'autre des deux valeurs (pendant la durée $d_z T_s$) pour générer la tension de sortie. Ce choix peut être géré par plusieurs critères. Un critère qui permet de minimiser le nombre des interruptions par période et d'améliorer la forme de la tension de sortie implique la séquence suivante des états durant chaque période d'échantillonnage [23] :

$$|Z_2 - X - Y - Z_1|Z_1 - Y - X - Z_2| \text{ si } S=1, 2 \text{ ou } 5$$

$$|Z_2 - X - Y - Z_1|Z_1 - Y - X - Z_2| \text{ si } S=2, 4 \text{ ou } 6 \tag{II.20}$$

Cette succession des états consiste à [21] :

- appliquer les trois états dans un ordre donné durant la demi période, puis dans l'ordre inverse durant le reste de la période.
- d'appliquer les états Z_1 et Z_2 par alternance.
- d'utiliser le même état au début et à la fin de la période d'échantillonnage
- d'inverser l'ordre des états X et Y par alternance entre les six secteurs.

A partir de cette séquence des états, on déduit les fonctions logiques associées aux interrupteurs F_{ij} . Leurs formes sur une période d'échantillonnage dans les différents secteurs constituant le diagramme vectoriel sont indiquées sur la (Figure III.6). On remarque que chaque interrupteur change son état deux fois seulement par période d'échantillonnage.

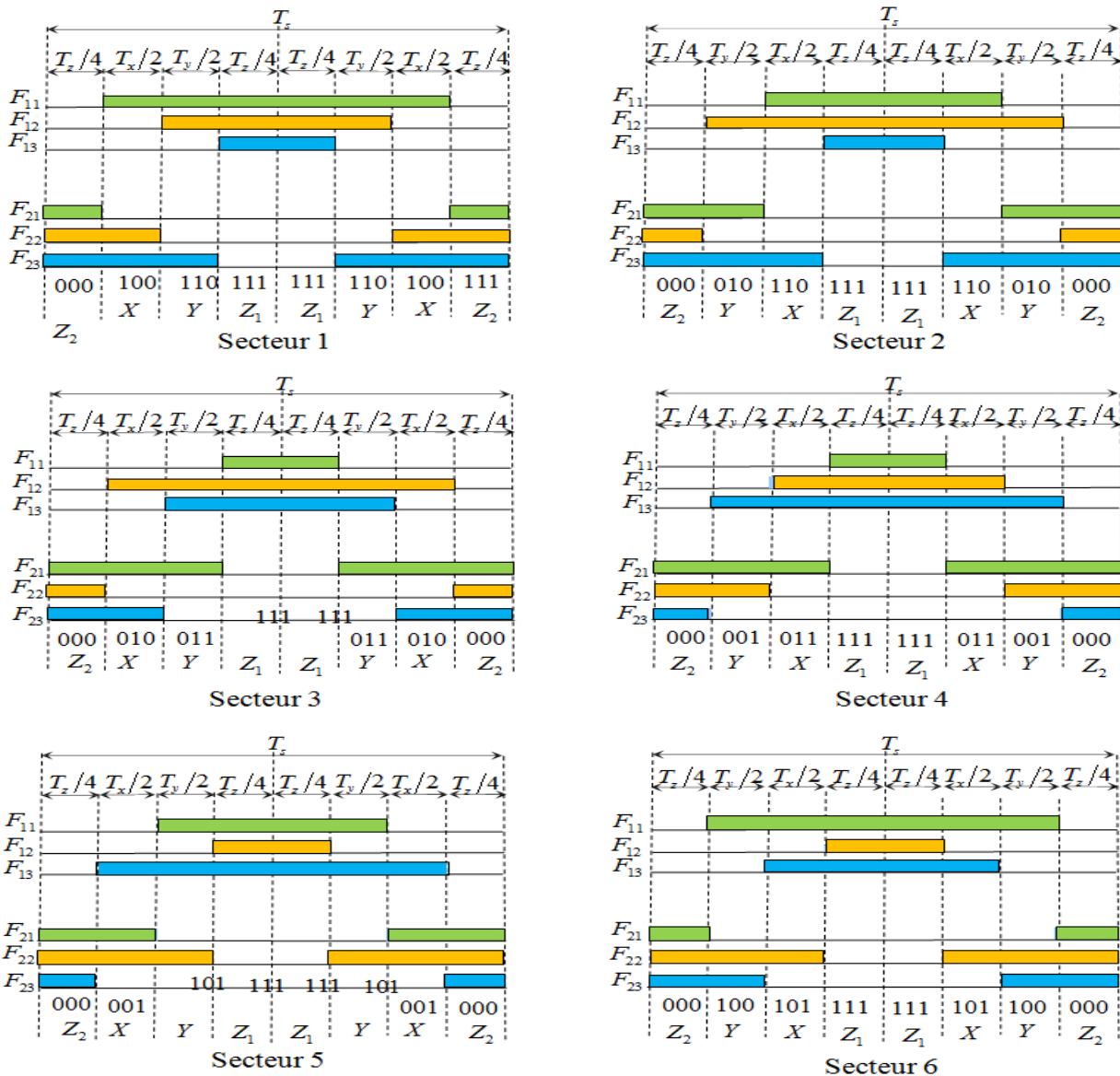


Fig. II.6: Forme des fonctions logiques F_{ij} pour les six secteurs [20]

A partir de la (Figure II6), on déduit les durées de fermeture des six interrupteurs durant la période d'échantillonnage T_s , dans chacun des six secteurs. Ces durées sont résumées dans le tableau (II.3).

Secteur	Interrupteur du haut S_{11}, S_{12} et S_{13}	Interrupteur du bas S_{21}, S_{22} et S_{23}
1	$S_{11} = T_x + T_y + T_z / 2$ $S_{12} = T_y + T_z / 2$ $S_{13} = T_z / 2$	$S_{21} = T_z / 2$ $S_{22} = T_x + T_z / 2$ $S_{23} = T_x + T_y + T_z / 2$
2	$S_{11} = T_y + T_z / 2$ $S_{12} = T_x + T_y + T_z / 2$ $S_{13} = T_z / 2$	$S_{21} = T_x + T_z / 2$ $S_{22} = T_z / 2$ $S_{23} = T_x + T_y + T_z / 2$
3	$S_{11} = T_z / 2$ $S_{12} = T_x + T_y + T_z / 2$ $S_{13} = T_y + T_z / 2$	$S_{21} = T_x + T_y + T_z / 2$ $S_{22} = T_z / 2$ $S_{23} = T_x + T_z / 2$
4	$S_{11} = T_z / 2$ $S_{12} = T_x + T_z / 2$ $S_{13} = T_x + T_y + T_z / 2$	$S_{21} = T_x + T_y + T_z / 2$ $S_{22} = T_x + T_z / 2$ $S_{23} = T_z / 2$
5	$S_{11} = T_y + T_z / 2$ $S_{12} = T_z / 2$ $S_{13} = T_x + T_y + T_z / 2$	$S_{21} = T_x + T_z / 2$ $S_{22} = T_x + T_y + T_z / 2$ $S_{23} = T_z / 2$
6	$S_{11} = T_x + T_y + T_z / 2$ $S_{12} = T_z / 2$ $S_{13} = T_y + T_z / 2$	$S_{21} = T_z / 2$ $S_{22} = T_x + T_y + T_z / 2$ $S_{23} = T_x + T_z / 2$

Tableau II.3: Durées de fermeture des interrupteurs par secteur.

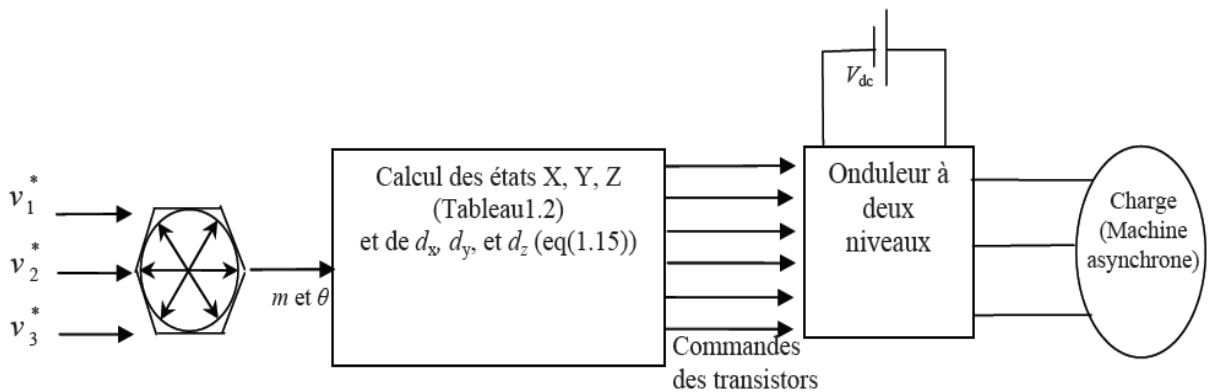


Figure II.7: Schéma bloc de la modulation vectorielle.[22]

II.5 Modulation de largeur impulsion vectorielle hybride

II.5.1 Principe

Les différentes séquences de commutation peuvent être utilisés dans la demi-période d'échantillonnage afin de générer le vecteur de tension.

Dans MLI vectorielle classique on applique les deux vecteurs d'états nuls pour des durées de temps égaux ($T_0/2$), Cependant MLI vectorielle hybrides on applique les séquence 012,721,0127 et 7210 suivant la position du vecteur de référence $[\alpha, |V_{ref}|]$.

De point de vue la comparaison entre les trois séquence la séquence 0127 donne un couple moins riche des harmoniques dans sa région et la séquence 012 est meilleurs que la séquence 721 pour $\alpha < 30$ et vis-versa pour $\alpha > 30$ et les séquences 721,012 sont les meilleurs dans leurs régions qui sont symétrique par rapport au centre .[24]

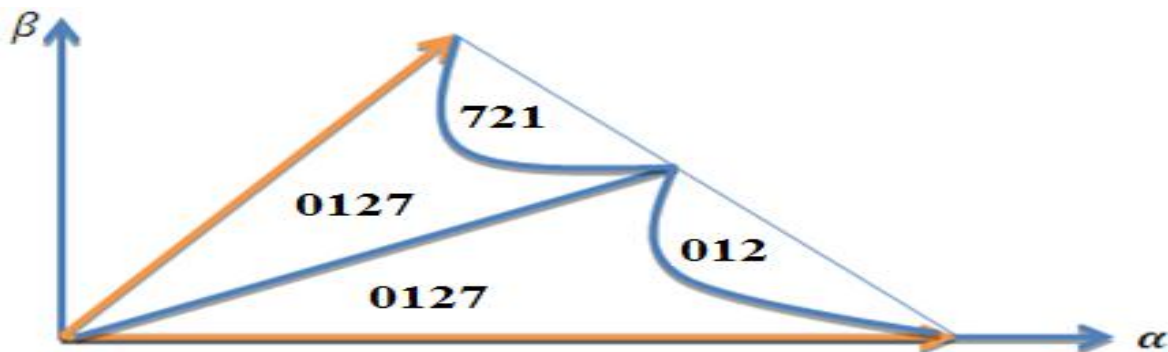


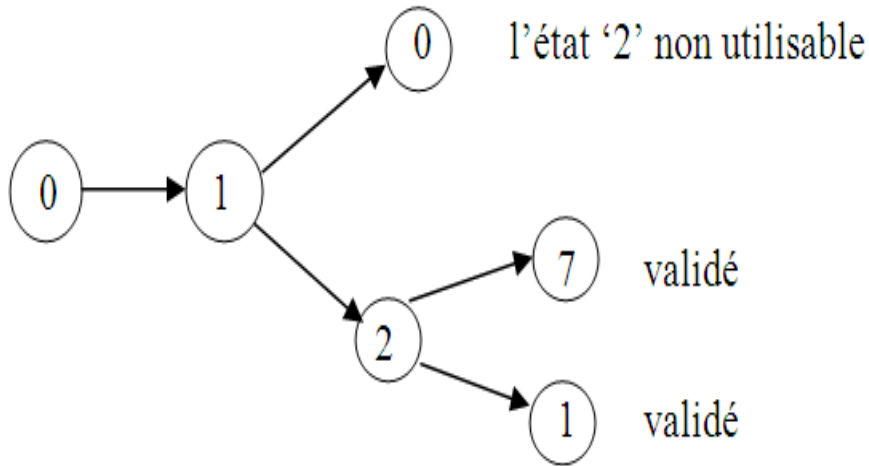
Figure II.8 MLI vectorielle hybride

II.5.2 Déterminations des séquences hybride des états de l'onduleur

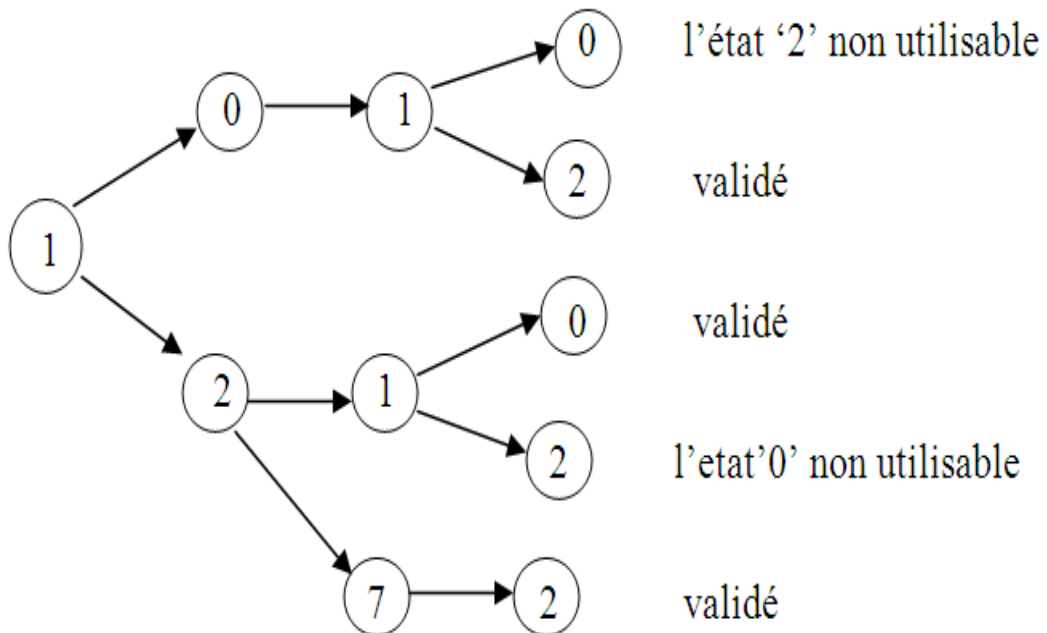
Secteur	Les séquence conventionnel	Séquence de type II	Séquence de type III	Séquence de Type IV
1	0127-7210	012-210 721-127	0121-1210 7212-2127	1012-2101 2721-1272
2	0327-7230	032-230 723-327	0323-3230 7232-2327	3032-2303 2723-3272
3	0347-7430	034-430 743-347	0343-3430 7434-4347	3034-4303 4743-3474
4	0547-7450	054-450 745-547	0545-5450 7454-4547	5054-4505 4745-5474
5	0567	056-650 765-567	0565-5650 7656-6567	5056-6505 6765-5676
6	0167-7610	016-610 761-167	0161-1610 7616-6167	1016-6101 6761-1676

Tableau II.4 Détermination des séquences hybride par secteur.

- les conditions à être satisfaits par une séquence valide dans le secteur 1 sont les suivants : [25]
 - 1- L'état actif 1 et l'état actif 2 doivent être appliquées au moins une fois dans un sous cycle.
 - 2- Soit l'état zéro 0 ou l'état zéro 7 doivent être appliquées au moins une fois dans un sous-cycle.
 - 3- En cas de demande multiple d'un état actif, la durée totale pour laquelle l'état active est appliquée dans un cycle sous doit satisfaire (1).
 - 4- La durée totale pendant laquelle les vecteurs nuls (soit à l'aide de l'état zéro 0 ou l'état 0- 7) sont appliquées dans un cycle sous doit satisfaire (1).
 - 5- Une seule phase doit passer pour une transition d'état.
 - 6- Le nombre total de sa commutation dans un cycle secondaire doit être inférieure ou égale à trois



(a)



(b)

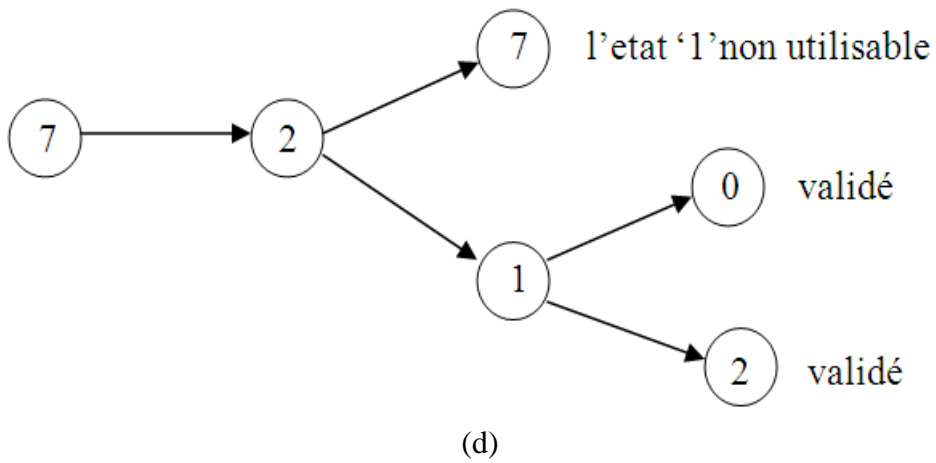
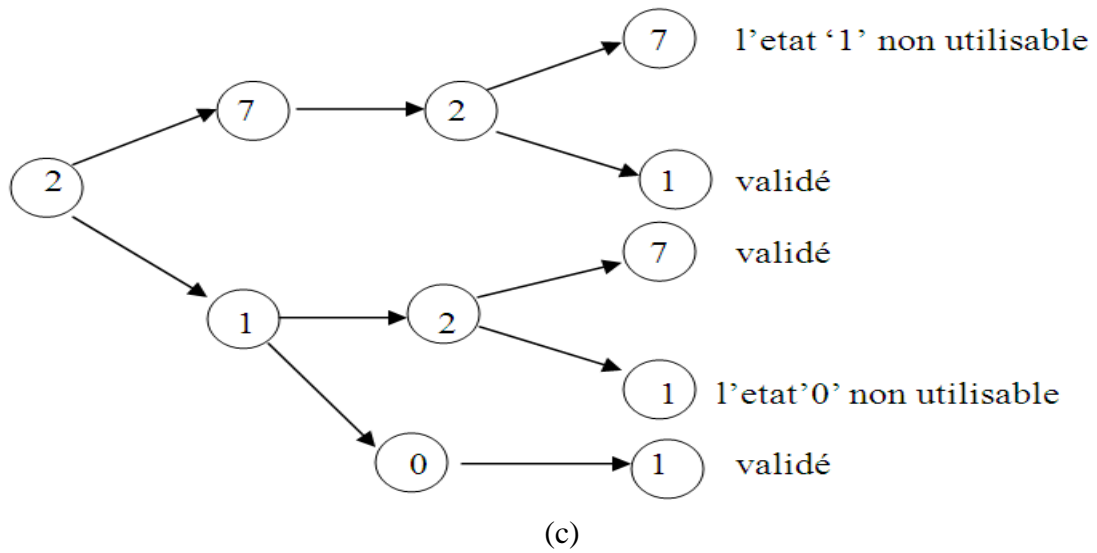


Figure II.9 Les sequence validé pour l'état initial(a) 0,(b)1,(c)2,(d)7 [24].

D'après le tableau ci-dessou on déduit les Formes des fonctions logiques F_{ij} pour la séquence 012 Comme le montre la figure.

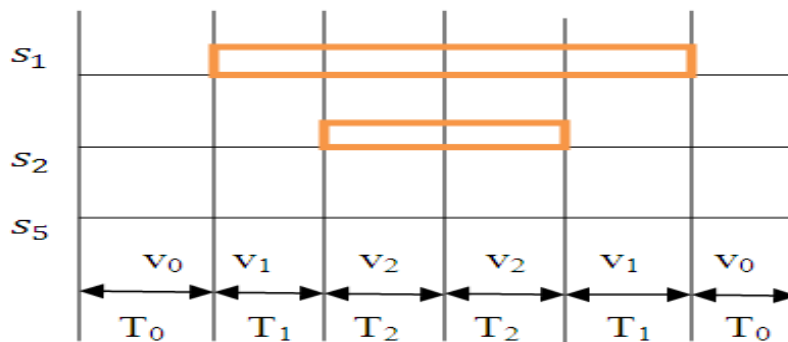


Figure II.10 Séquence hybride 012 pour le secteur

Dans le tableau suivant on déterminer les durées de fermeture des interrupteurs qui concerne la séquence 012.

Secteur	Séquence	Interrupteur du haut	Interrupteur du bas
1	012	$S_1=T_1+T_2$ $S_3=T_2$ $S_5=0$	$S_4=T_0$ $S_6=T_1+T_0$ $S_2=T_1+T_2+T_0$
2	032	$S_4=T_1$ $S_3=T_1+T_2$ $S_5=0$	$S_4=T_2+T_0$ $S_6=T_0$ $S_2= T_1+T_2+T_0$
3	034	$S_1=0$ $S_3=T_1+T_2$ $S_5=T_2$	$S_4= T_1+T_2+T_0$ $S_6= T_0$ $S_2=T_1+T_0$
4	054	$S_1=0$ $S_3=T_1$ $S_5=T_1+T_2$	$S_4= T_1+T_2+T_0$ $S_6= T_2+T_0$ $S_2= T_0$
5	056	$S_1=T_2$ $S_3=0$ $S_5=T_1+T_2$	$S_4= T_1+T_0$ $S_6= T_1+T_2+T_0$ $S_2= T_0$
6	01	$S_1=T_1$ $S_3=0$ $S_5=T_1+T_2$	$S_4= T_0$ $S_6= T_1+T_2+T_0$ $S_2= T_2+T_0$

Tableau II.5 Durée de fermeture des interpteur des sequences hybride par secteur

L'implontation de la MLI vectorielle hybride sur la sequence hybride 0120 sachant que cette sequence est de tupe III nous donne les Formes des fonctions logiques F_{ij} pour cette séquence Comme le montre la figure.

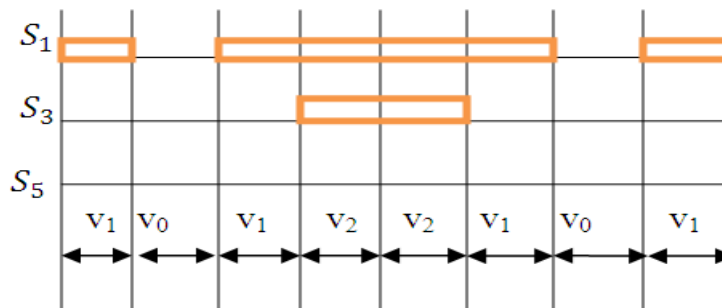


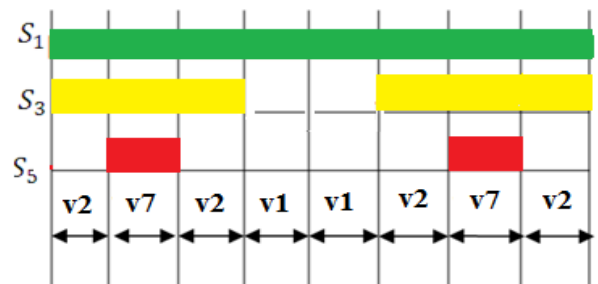
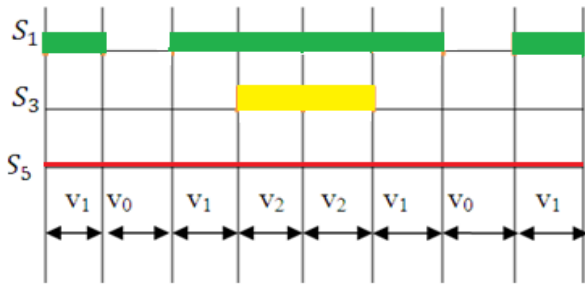
Figure II.11 Séquence hybride 1012 pour le secteur 1

Secteur	Séquence	Commutateur supérieur	Commutateur inferieur
1	1012	$S1=T1+T2$ $S3=T2$ $S5=0$	$S4=T0$ $S6=T1+T0$ $S2=T1+T2+T0$

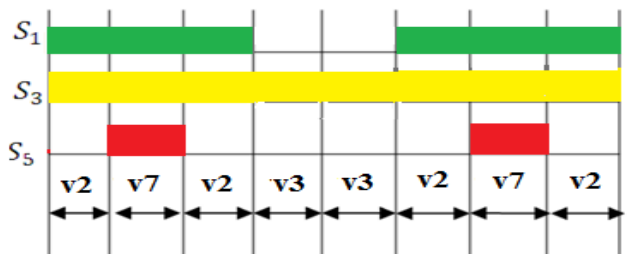
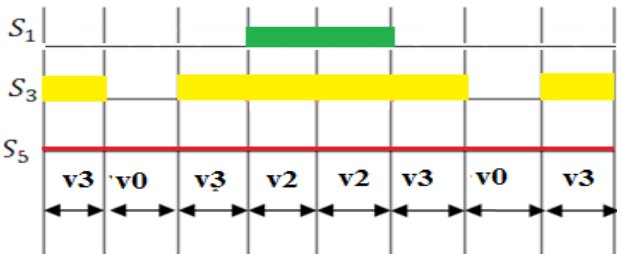
Tableau II.6 Calcul de temps de commutation.

II.5.3 Séquence des états de l'onduleur (Séquence de Type IV)

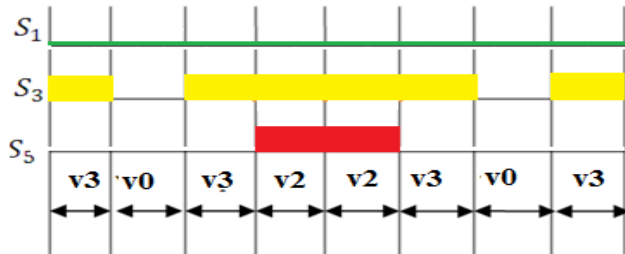
On va utiliser la même méthode de MLI vectorielle classique avec le respect des séquences des secteurs hybrides.



Secteur 1



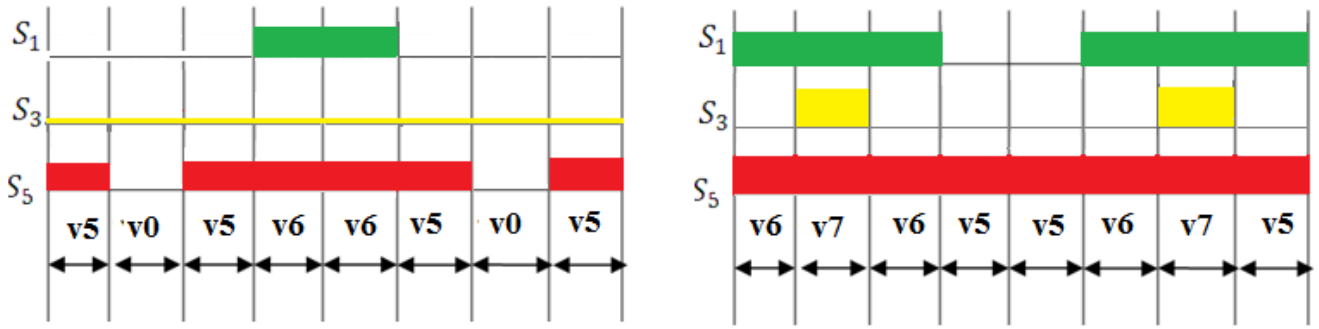
Secteur 2



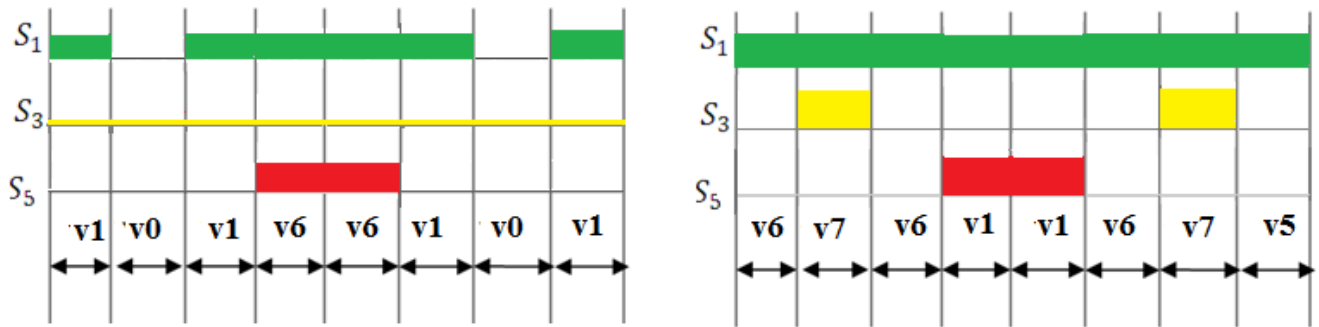
Secteur3



Secteur4



Secteur 5



Secteur 6

Figure II.12 Forme des fonctions logiques F_{ij} pour les six secteurs hybride.

II.6 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons présenté la modulation vectorielle (MLI vectorielle classique) pour les onduleurs à deux ainsi l'MLI vectorielle hybride (Séquence de Type IV). La modulation vectorielle hybride est compliquée par rapport à l'MLI vectorielle classique. Nous avons réalisé deux algorithmes de commande basés sur les deux types de modulation. Dans le but de faire une comparaison, ces deux algorithmes seront testés sur un moteur à cage fonctionnement dans le troisième chapitre.

Chapitre III :
Modélisation et commande du moteur
asynchrone et simulation avec l'association
Onduleur –MAS

III.1 Introduction

En générale les machines réelles sont connues par leurs enroulements et leurs géométries propres trop complexe, pour se prêter à une analyse tenant compte de leurs configurations exactes, on doit donc développer pour chaque type un modèle dont le comportement soit le plus proche possible du modèle réel.[26]

La modélisation de la machine asynchrone est une phase indispensable. Il est donc évident que cette étape de modélisation est un passage obligé pour concevoir des systèmes de commande performant et adaptés aux variateurs de vitesse.[20]

La modélisation de la machine asynchrone est une phase indispensable. Il est donc évident que cette étape de modélisation est un passage obligé pour concevoir des systèmes de commande performant et adaptés aux variateurs de vitesse. [27]

Dans ce chapitre, nous avons prés comme point de départ un rappel du modèle mathématique de la machine asynchrone généralisée, suivi de la simplification des équations par la transformation de PARK, en vue d'une modélisation de la machine asynchrone triphasée en machine biphasée équivalente. Après un choix convenable du référentiel, on déduit le modèle d'état de la machine asynchrone pui en associée avec la commande scalaire.

III.2 Généralités sur la machine asynchrone triphasée

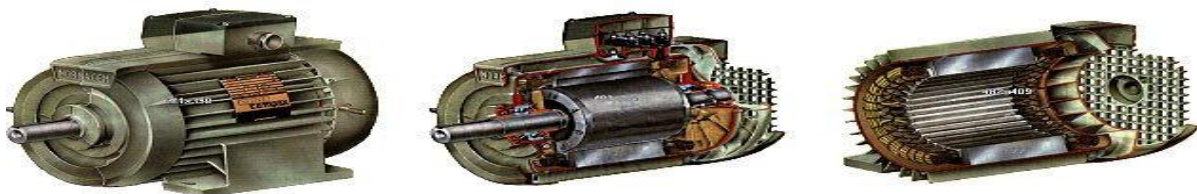
III.2.1 Définition

Une machine asynchrone est une machine à courant alternatif d'ont la Vitesse du rotor et la du champ magnétique statorique tournant ne sont pas égales. Le rotor est toujours en retard par au champ statorique. elle est dite machine à induction car l'énergie transférée du stator au rotor ou inversement se fait par induction électromagnétique.[2]

III.3 Description du moteur asynchrone à cage

Les machines asynchrone, appelées également machine à induction sont des convertisseurs électromagnétique tournant transformant l'énergie électrique en énergie mécanique, elles sont utilisées en moteur bien qu'elles puissent fonctionner en générateur. La machine asynchrone à cage est constituée de deux parties, le stator et le rotor.[20]

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 bobinées par trois enroulements formant les enroulements statoriques. au centre de ce cylindre, on retrouve le rotor de la machine dont le circuit magnétique est composé des barres généralement en cuivre ou en aluminium coulé. Ces barres sont reliées entre elles à chaque extrémité par un anneau de court-circuit. [2]



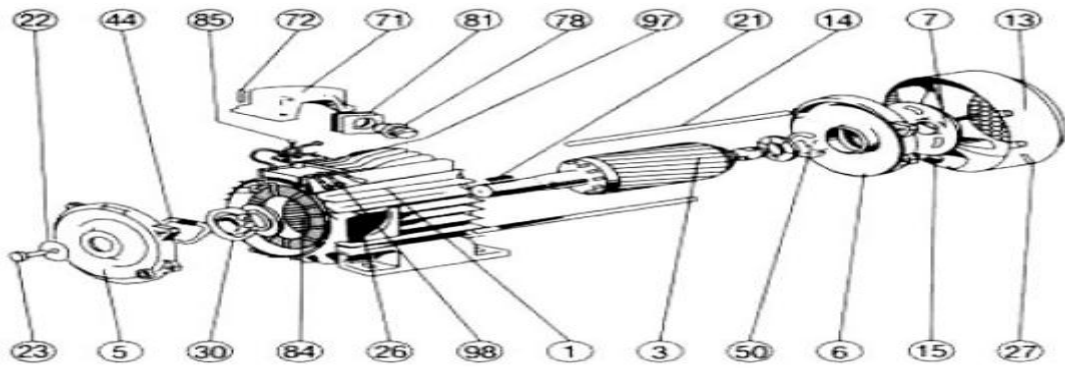


Figure III.1 Moteur asynchrone (catalogue Leroy-Somer) [20].

N°	Désignation	N°	Désignation
1	Carter et stator bobine	27	Vis fixation capot
3	Rotor	30	Roulement cote accouplement
5	Flasque coté accouplement	44	Rondelle élastique
6	Flasque coté ventilation	50	Roulement cote ventilation
7	Ventilation	71	Boite à bornes
13	Capot de ventilation	72	Vis fixation boite à bornes
14	Tige d'assemblage	78	Presses –étoupe
15	Clavette de bout d'arder	81	Plaque support presses –étoupe
21	Rondelle de bout d'arder	84	Planchette à bornes
22	Vis de serrage rondelle	85	Vis de fixations planchettes à bornes
23	Plaque signalétique	97	bornes
26		98	Vis bornes de masse Barrettes de connexion

Tableau III.1 : Les différents éléments de la machine asynchrone .

III.4 Principe de fonctionnement d'un moteur asynchrone

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 III.2

Si le courant est alternatif, le champ magnétique varie en sens et en direction à la même fréquence que le courant.

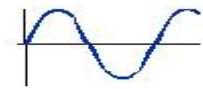


Figure III.3

Si deux bobines sont placées à proximité l'une de l'autre, le champ magnétique résultant est la somme vectorielle des deux autres.

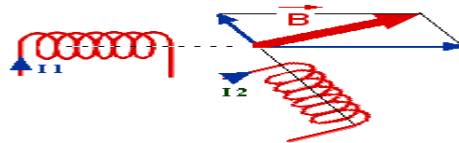


Figure III.4

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 tr/s [20].

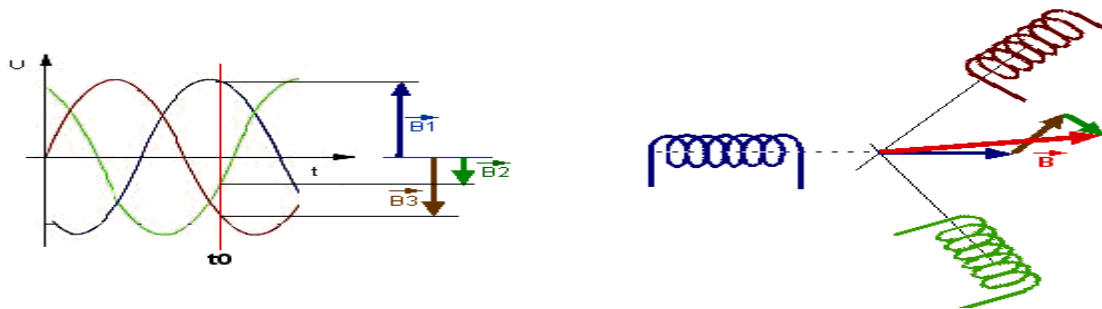


Figure III.5

Les figure III.(2,3,4,5) Réprésenter la fonctionnement d'un moteur asynchrone à cage.[20]

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. [28]

$$\Omega_s = 60f_s / P \text{ (tr/min)} \tag{III.1}$$

La cage d'écurueil 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 effets à la cause qui leur a donné naissance. Le rotor tourne alors dans le même sens que le champ mais avec une vitesse Ω_r légèrement inférieure à la vitesse de synchronisme de ce dernier [21].

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 [29].

L'échange énergétique avec le réseau dépend donc du signe de l'écart ($\Omega_s - \Omega_r$). On caractérise ainsi le fonctionnement asynchrone par le glissement «g» défini par [30] :

$$g = \frac{\Omega_s - \Omega_r}{\Omega_s} \quad (\text{III. 2})$$

Le glissement est de l'ordre de + 0,01 à + 0,15 en marche normale en moteur.

$g = 1$ au démarrage ($\Omega_r = 0$) ;

$g = 0$ au synchronisme ($\Omega_s = \Omega_r$).

Examinons les différents cas possibles :

- $g = 0$ pour ($\Omega_s = \Omega_r$) Il n'y a pas de couple.
- $g < 0$ pour ($\Omega_s < \Omega_r$) La machine fonctionne en génératrice.
- $g > 0$ pour ($\Omega_s > \Omega_r$) la machine fonctionne en moteur.
- $g = 1$ pour ($\Omega_r = 0$) La machine est à l'arrêt ou à l'instant du début du démarrage.

Dans les conditions nominales de fonctionnement de la machine en moteur, le glissement exprimé en pourcent est de quelques unités. Une augmentation de la charge mécanique provoque une augmentation du glissement et des pertes joules dans l'enroulement statoriques et rotorique.[21]

III.5 Bilan des puissances du moteur

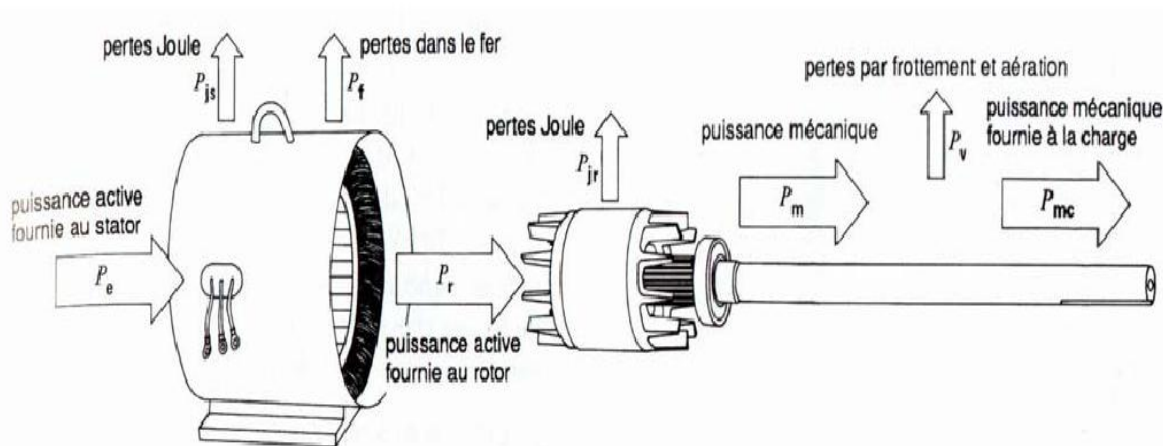


Figure III.6: Bilan des puissances du moteur [20]

III.6 Modélisation de la machine asynchrone

Les modèles des machines électriques les plus utilisés sont basés sur la théorie unifiée des machines électriques classiques, dite encore théorie généralisée. Cette théorie est basée sur la

transformation de Park, qui rapporte les équations électriques statoriques et rotoriques à un système cartésien d'axes (d,q).[31]

III.6.1 Hypothèses simplificatrices

La modélisation de la machine asynchrone s'appuie sur un certain nombre d'hypothèses simplificatrices, qui sont : [32]

- L'entrefer est d'épaisseur uniforme.
- L'effet d'encoche est négligeable.
- Distribution spatiale des forces magnétomotrices dans l'entrefer est sinusoïdale.
- Circuit magnétique non saturé et à perméabilité constante.
- Pertes ferromagnétiques négligeables.
- Les résistances des enroulements ne varient pas en fonction de la température de fonctionnement et on néglige également l'effet de peau.

Ainsi, parmi les conséquences importantes de ces hypothèses, on peut citer :

- L'additivité du flux.
- La constance des inductances propres.
- La loi de variation sinusoïdale des inductances mutuelles entre les enroulements statoriques et rotoriques.

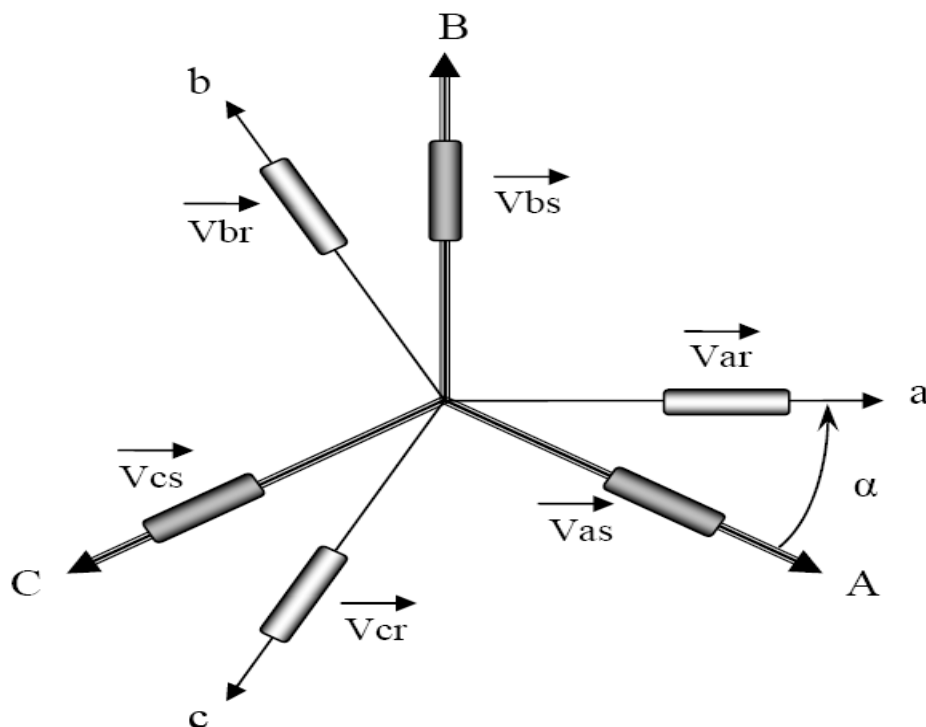


Fig. III.7: Modèle des enroulements statoriques et rotoriques d'une MAS.

III.7 Equations générales de la machine asynchrone triphasée

Le comportement de la machine asynchrone est entièrement défini par trois types d'équations à savoir [33]:

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

III.7.1 Equation électrique

Les équations de tension des trois phases statoriques et des trois phases rotoriques sont:

- Pour le stator :

$$\begin{cases} V_{sa} = R_s i_{sa} + \frac{d}{dt} \Phi_{sa} \\ V_{sb} = R_s i_{sb} + \frac{d}{dt} \Phi_{sb} \\ V_{sc} = R_s i_{sc} + \frac{d}{dt} \Phi_{sc} \end{cases} \quad (\text{III. 3})$$

- Pour le rotor :

$$\begin{cases} V_{sr} = R_r i_{ra} + \frac{d}{dt} \Phi_{ra} \\ V_{rb} = R_r i_{rb} + \frac{d}{dt} \Phi_{rb} \\ V_{rc} = R_r i_{rc} + \frac{d}{dt} \Phi_{rc} \end{cases} \quad (\text{III. 4})$$

En désignant par:

V_{sa}, V_{sb} et V_{sc} : Les tensions appliquées aux trois phases statoriques.

i_{sa}, i_{sb} et i_{sc} Les courants qui traversent les trois phases statoriques.

Φ_{sa}, Φ_{sb} et Φ_{sc} : Les flux totaux à travers ces enroulements.

R_s : Résistance d'une phase statorique.

R_r : Résistance d'une phase rotorique.

Les équations (III.3) et (III.4) se présentent naturellement sous forme matricielle :

- Pour le stator :

$$\begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{sa} \\ \Phi_{sb} \\ \Phi_{sc} \end{bmatrix} \quad (\text{III. 5})$$

$$[V_{sabc}] = [R_s][i_{sabc}] + \frac{d}{dt} [\Phi_{sabc}] \quad (\text{III. 6})$$

De même pour les phases rotoriques :

$$\begin{bmatrix} V_{ra} \\ V_{rb} \\ V_{rc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{ra} \\ \Phi_{rb} \\ \Phi_{rc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (\text{III. 7})$$

$$[V_{rabc}] = [R_r][i_{rabc}] + \frac{d}{dt} [\Phi_{rabc}] \quad (\text{III.8})$$

Le rotor étant en court-circuit, ses tensions sont nulles.

On pose :

$$R_{sa} = R_{sb} = R_{sc} = R_s$$

$$R_{ra} = R_{rb} = R_{rc} = R_r$$

$$[R_s] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix}, [R_r] = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix}$$

R_s : Résistance d'une phase statorique.

R_r : Résistance d'une phase rotorique.

$$[V_s] = \begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \end{bmatrix}; [V_r] = \begin{bmatrix} V_{ra} \\ V_{rb} \\ V_{rc} \end{bmatrix}$$

V_s : Matrice de tension de stator.

V_r : Matrice de tension de rotor.

$$[i_s] = \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix}; [i_r] = \begin{bmatrix} i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix}$$

i_s : Matrice de courant de stator.

i_r : Matrice de courant de rotor.

$$[\Phi_s] = \begin{bmatrix} \Phi_{sa} \\ \Phi_{sb} \\ \Phi_{sc} \end{bmatrix}; [\Phi_r] = \begin{bmatrix} \Phi_{ra} \\ \Phi_{rb} \\ \Phi_{rc} \end{bmatrix}$$

Φ_s : Matrice de flux de stator.

Φ_r : Matrice de flux de rotor.

III.7.2 Equations magnétiques

Les équations magnétiques représentant les flux statoriques et rotoriques sont représentés par : [29].

$$\begin{bmatrix} \Phi_{sa} \\ \Phi_{sb} \\ \Phi_{sc} \\ \Phi_{ra} \\ \Phi_{rb} \\ \Phi_{rc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} l_s & M_s & M_s & M_1 & M_3 & M_2 \\ M_s & l_s & M_s & M_2 & M_1 & M_3 \\ M_s & M_s & l_s & M_3 & M_2 & M_1 \\ M_1 & M_2 & M_3 & l_r & M_r & M_r \\ M_3 & M_1 & M_2 & M_r & l_r & M_r \\ M_2 & M_3 & M_1 & M_r & M_r & l_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \\ i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix} \quad (\text{III.9})$$

Tel que :

l_s : L'inductance propre d'une phase statorique.

l_r : L'inductance propre d'une phase rotorique.

M_s : L'inductance mutuelle entre phase statorique.

M_r : L'inductance mutuelle entre phase rotorique.

Avec :

$$\begin{aligned} M_1 &= M_{sr} \cos(\theta) \\ M_2 &= M_{sr} \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ M_3 &= M_{sr} \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \end{aligned}$$

Où :

M_{sr} : C'est la valeur maximale de l'inductance mutuelle entre une phase statorique et une Phase rotorique.

La matrice d'inductance fait apparaître quatre sous matrices d'inductances :

L'écriture matricielle qui résume les équations des flux statiques et rotoriques.

$$\begin{bmatrix} \Phi_s \\ \Phi_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [L_s] & [M_{sr}] \\ [M_{rs}] & [L_r] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_s \\ i_r \end{bmatrix} \quad (\text{III.10})$$

Avec :

$[L_s]$: La matrice des inductances statoriques :

$$[L_s] = \begin{bmatrix} l_s & M_s & M_s \\ M_s & l_s & M_s \\ M_s & M_s & l_s \end{bmatrix} \quad (\text{III.11})$$

$[L_r]$: La matrice des inductances rotoriques :

$$[L_r] = \begin{bmatrix} l_r & M_r & M_r \\ M_r & l_r & M_r \\ M_r & M_r & l_r \end{bmatrix} \quad (\text{III.12})$$

$[M_{sr}]$: La matrice des inductances mutuelles stator rotor.

$[M_{rs}]$: La matrice des inductances mutuelles rotor stator.

$$[M_{sr}] = [M_{rs}]^t = M_{sr} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos(\theta) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad (\text{III.13})$$

On obtient finalement les équations de tensions :

- Pour le stator :

$$[V_{s\ abc}] = [R_s][i_{s\ abc}] + \frac{d}{dt} \{ [L_s] \ [i_{s\ abc}] + [M_{sr}] \ [i_{r\ abc}] \} \quad (\text{III.14})$$

- Pour le rotor:

$$[V_{r abc}] = [R_r][i_{r abc}] + \frac{d}{dt} \{ [L_r] [i_{r abc}] + [M_{rs}] [i_{s abc}] \} \quad (\text{III. 15})$$

III.7.3 Equations mécaniques

L'étude des caractéristiques de la machine asynchrone fait introduire du variation non seulement des paramètres électriques (tension, courant) mais aussi des paramètres mécaniques (couple, vitesse) :[34]

$$C_{em} = P[i_s]^t \frac{d}{dt} ([M_{sr}] [i_r]) \quad (\text{III. 16})$$

L'équation du mouvement de la machine est :

$$j \frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - C_r - f\Omega$$

$$\omega = p \cdot \Omega \quad (\text{III.17})$$

Avec :

J : Moment d'inertie du rotor.

Ω : Vitesse angulaire mécanique du rotor.

f : Coefficient de frottement visqueux.

C_{em} : Couple électromagnétique délivré par le moteur.

C_r : Couple résistant, ou de charge.

ω : Vitesse angulaire électrique du rotor.

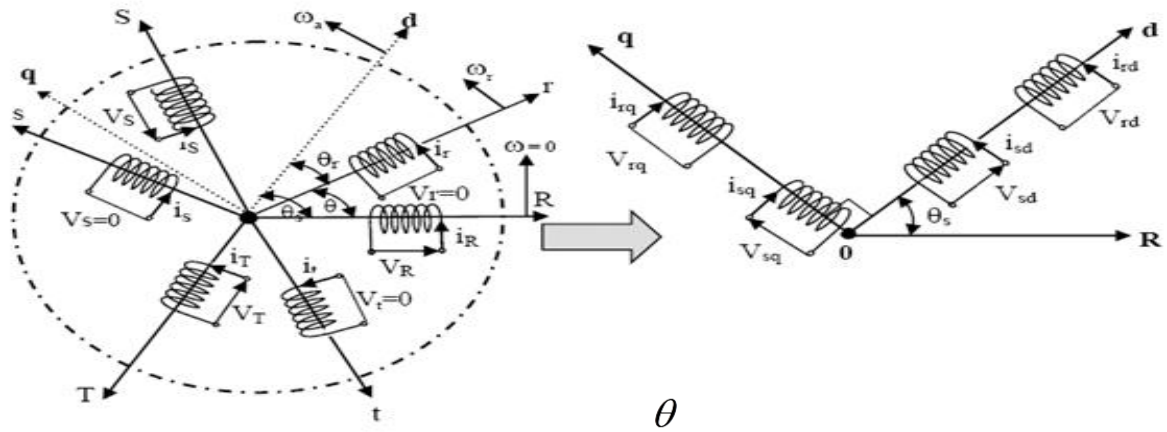
Les équations précédentes fait apparaître des difficultés pour la résolution puisque :

- L'ordre du système est élevé.
- La matrice d'inductance est en fonction du temps.

On cherche donc une transformation qui réduit l'ordre du système et élimine cette dépendance vis-à-vis du temps.[21]

III.8 Modélisation de la MAS dans le repère de Park

A présent, nous devons effectuer une transformation de notre repère triphasé en un repère biphasé. Nous avons classiquement le choix entre trois repères. Le premier se situe sur le champ statorique et est communément appelé (α, β) , le second se place quant a lui sur le champ tournant et est appelé (d, q) , et le dernier se place sur le champ électromagnétique est appelé (X, Y) . La modélisation en $(\alpha\beta)$ voit des grandeurs sinusoïdales alternatives tournant a la fréquence statorique. Celle en (d, q) voit par contre des grandeurs continues car elle est située sur le champ tournant. Cette transformation des équations de phase en un système équivalent biphasé est effectuée grâce à la matrice de transformation de Park.[33]



a) Modèle triphasé réel.

b) Modèle biphasé équivalent.

Figure III.8: Représentation de la machine asynchrone triphasée et biphasée équivalente.[22]

Pour transformer un système triphasé [a ,b et c] en un système biphasé [d-q] avec une composante homopolaire comme indique dans l'équation suivante [20]:

$$X_{dq} = [p(\theta)]X_{abc} \tag{III.18}$$

Tel que:

X: Peut-être: la tension, le courant ou le flux.

[p(θ)]: Est la matrice de la transformation de Park définie par :

$$[p(\theta)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \tag{III.19}$$

[p(θ)]⁻¹:Est la matrice inverse de Park définie par :

$$[p(\theta)]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \tag{III.20}$$

Alors les variables réelles sont obtenues à partir des variables biphasées (d, q) par transformation inverse comme suit :

$$[a \ b \ c] = [p(\theta)]^{-1} [d, q] \tag{III.21}$$

Avec:

L'angle θ correspond à la position du repère choisi pour la transformation.

- $\theta = \theta_s$: pour le stator (angle entre l'axe Od et la phase a du stator).
- $\theta = \theta_r$: pour le rotor (angle entre l'axe Od et la phase a du rotor).

La composante homopolaire est de valeur nulle, si on considère que le système [a b c] est équilibré et symétrique (pas de perturbation).

Dans ces conditions les équations électriques, magnétiques et mécaniques deviennent :

III.8.1 Equations électriques

En application la transformation de PARK sur les équations électriques et en admettant que le rotor étant en court-circuit il en résulte :

$$\begin{cases} V_{sd} = R_s i_{sd} + \frac{d\Phi_{sd}}{dt} - \frac{d\theta_s}{dt} \Phi_{sq} \\ V_{sq} = R_s i_{sq} + \frac{d\Phi_{sq}}{dt} - \frac{d\theta_s}{dt} \Phi_{sd} \\ V_{rd} = R_r i_{rd} + \frac{d\Phi_{rd}}{dt} - \frac{d\theta_s}{dt} \Phi_{rq} = 0 \\ V_{rq} = R_r i_{rq} + \frac{d\Phi_{rq}}{dt} - \frac{d\theta_s}{dt} \Phi_{rd} = 0 \end{cases} \quad (\text{III.22})$$

Avec :

$$\theta = (\theta_s - \theta_r).$$

$$\frac{d\theta_r}{dt} = \omega_r$$

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

$$(\omega_s - \omega_r) = \omega = p\Omega.$$

III.8.2 Equations magnétiques

L'application de la transformation de Park sur l'équation (III.9) donne :

$$\begin{cases} \Phi_{sd} = L_s i_{sd} + M i_{rd} \\ \Phi_{sq} = L_s i_{sq} + M i_{rq} \\ \Phi_{rd} = L_r i_{rd} + M i_{sd} \\ \Phi_{rq} = L_r i_{rq} + M i_{sq} \end{cases} \quad (\text{III.23})$$

$$\begin{cases} \Phi_{md} = M(i_{sd} + i_{rd}) \\ \Phi_{mq} = M(i_{sq} + i_{rq}) \end{cases} \quad (\text{III.24})$$

Le nombre des paramètres électromagnétiques est réduit, tel que :

$L_s = l_s - M_s$: Inductance cyclique statorique.

$L_r = l_r - M_r$: Inductance cyclique rotorique.

M: Inductance mutuelle cyclique entre rotor stator.

III.8.3 Equation mécanique

$$j \frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - C_r - f\Omega$$

$$\omega = p \cdot \Omega \quad (III.25)$$

Différentes formes d'équations du couple [35]:

$$C_{em} = P \left(\frac{M}{L_r} \right) (\Phi_{dr} i_{qs} - \Phi_{qr} i_{ds})$$

$$C_{em} = P (\Phi_{ds} i_{qs} - \Phi_{qr} i_{ds})$$

$$C_{em} = P (\Phi_{qr} i_{qr} - \Phi_{ds} i_{ds}) \quad (III.26)$$

$$C_{em} = P (\Phi_{dr} i_{qr} - \Phi_{qs} i_{ds})$$

III.8.4 Choix du référentiel

Il y a trois transformations de référentiel qui sont couramment employées dans la simulation des machines électriques. Dans chaque cas il s'agit d'assigner une vitesse particulière au référentiel pour obtenir une transformation donnée. Ces transformations se font dans les référentiels suivants [20] :

➤ référentiel (d, q) fixé au rotor :

$$\frac{d\theta_s}{dt} = \omega_s, \frac{d\theta_r}{dt} = 0 \quad (III.27)$$

La vitesse du référentiel ainsi que sa position angulaire deviennent celles du rotor.

➤ référentiel (d, q) synchrone :

$$\frac{d\theta_s}{dt} = \omega_s, \frac{d\theta_r}{dt} = \omega_s - \omega = \omega_r \quad (III.28)$$

Ce référentiel tourne à la vitesse du champ tournant du stator.

➤ référentiel (d, q) fixé au stator ou stationnaire :

$$\frac{d\theta_s}{dt} = 0, \frac{d\theta_r}{dt} = -\omega \quad (III.29)$$

La transformation dans le référentiel (d, q) fixé au stator ou stationnaire porte aussi le nom de transformation de Clarke ou transformation (α, β) . Ce référentiel étant fixe, la vitesse est nulle. Comme la vitesse est nulle, l'angle du référentiel demeurera constant et sa valeur est arbitraire. Nous avons choisi de travailler avec un angle nul. [20]

Le choix de transformation de référentiel est essentiellement dicté par les variables de phase que nous voulons observer ainsi que l'application.

Si les variables de phases au stator et au rotor ne nous intéressent pas, la machine peut être simulée dans le référentiel synchrone sans qu'aucune transformation ne soit nécessaire. Si l'on désire simuler cette machine dans des conditions équilibrées mais que cette fois, on désire observer les courants de phase statoriques, la transformation dans le référentiel stationnaire est celle qui requiert le moins de calculs. Si par contre on s'intéresse aux courants de phase rotoriques, la transformation dans le référentiel fixé au rotor sera la plus avantageuse [21].

III.8.4.1 Référentiel fixe par rapport au rotor

En substituant (III.27) dans (III.22) on obtient les équations de la machine asynchrone dans le repère (d, q) fixé au rotor :

$$\begin{cases} \left. \begin{aligned} & \left\{ \begin{aligned} d & \rightarrow x \\ q & \rightarrow y \end{aligned} \right\} \\ & \begin{cases} V_{sx} = R_s i_{sx} + \frac{d\Phi_{sx}}{dt} - \omega_r \Phi_{sy} \\ V_{sy} = R_s i_{sy} + \frac{d\Phi_{sy}}{dt} - \omega_r \Phi_{sx} \\ V_{rx} = R_r i_{rx} + \frac{d\Phi_{rx}}{dt} \\ V_{ry} = R_r i_{ry} + \frac{d\Phi_{ry}}{dt} \end{cases} \end{aligned} \right\} \end{cases} \quad (III.30)$$

Ce système est utilisé pour étudier les processus transitoires dans les machines synchrones et asynchrones.

III.8.4.2 Référentiel lié au champ tournant

En substituant (III.28) dans (III.22) on obtient les équations de la machine asynchrone dans le repère (d, q) lié au champ tournant :

$$\begin{cases} \left\{ \begin{aligned} d & \rightarrow d \\ q & \rightarrow q \end{aligned} \right\}$$

$$\begin{cases} V_{sd} = R_s i_{sd} + \frac{d\Phi_{sd}}{dt} - \omega_s \Phi_{sq} \\ V_{sq} = R_s i_{sq} + \frac{d\Phi_{sq}}{dt} - \omega_s \Phi_{sd} \\ V_{rx} = R_r i_{rx} + \frac{d\Phi_{rx}}{dt} - (\omega_s - \omega) \Phi_{rq} \\ V_{ry} = R_r i_{ry} + \frac{d\Phi_{ry}}{dt} + (\omega_s - \omega) \Phi_{rd} \end{cases} \quad (\text{III. 31})$$

L'avantage d'utiliser ce référentiel, est d'avoir des grandeurs constantes en régime permanent. Il est alors plus aisé de faire la régulation [20].

III.8.4.3 Référentiel lié au stator

Pour obtenir les équations de la machine asynchrone dans le référentiel (d,q) lié au stator, il suffit donc de substituer dans le système d'équations du référentiel (d,q) arbitraire (III.22) les valeurs (III.29), et en remplaçant d par α et q par β . Dans ces conditions, on obtient le système d'équations (III.32) :

$$\begin{cases} \left. \begin{array}{l} \{ d \rightarrow \alpha \\ \{ q \rightarrow \beta \end{array} \right\} \\ \begin{cases} V_{s\alpha} = R_s i_{s\alpha} + \frac{d\Phi_{s\alpha}}{dt} \\ V_{s\beta} = R_s i_{s\beta} + \frac{d\Phi_{s\beta}}{dt} \\ V_{r\alpha} = R_r i_{r\alpha} + \frac{d\Phi_{r\alpha}}{dt} + \omega_r \Phi_{r\alpha} = 0 \\ V_{r\beta} = R_r i_{r\beta} + \frac{d\Phi_{r\beta}}{dt} - \omega_r \Phi_{r\beta} = 0 \end{cases} \end{cases} \quad (\text{III. 32})$$

C'est le repère le mieux adapté pour travailler avec les grandeurs instantanées, il possède des tensions et des courants réelles et peut être utilisé pour étudier les régimes de démarrage et de freinage des machines à courant alternatif [21].

III.9 Représentation d'état du modèle de la Mas

Une caractéristique importante du modèle est la nature des variables d'état. Dans la plupart des modèles de machines électriques, les variables d'état sont généralement les courants circulant dans les divers enroulements de la machine ou les flux de ces mêmes enroulements. Le choix devrait être dicté par le système d'équations qui requiert le moins de calcul [20].

Pour une machine asynchrone alimentée en tension, les tensions statoriques $v_{s\alpha}$ et $v_{s\beta}$ représentent les variables de commande, et nous considérons les courants statoriques $i_{s\alpha}$, $i_{s\beta}$, les flux rotoriques $(\Phi_{r\alpha}, \Phi_{r\beta})$ et la pulsation mécanique Ω comme variables d'état, le couple résistant C_r étant comme perturbation.

On cherche à obtenir un système d'équation écrit sous forme :

$$\begin{cases} \dot{X} = AX + BU \\ Y = CX \end{cases} \quad (\text{III.33})$$

Avec :

X : vecteur d'état.

Y : vecteur de sortie.

A : matrice d'évolution d'état du système.

B : matrice de commande (d'entrée).

U : vecteur du système de commande.

C : matrice d'observation.

Les équations d'état de la partie électrique de notre modèle s'obtiennent en substituant les flux de (III.23) dans les équations des tensions (III.31) puis en isolant les dérivées des courants et des flux. On obtient alors le système d'équations (III.34) suivant :

$$\begin{cases} \dot{i}_{s\alpha} = -\gamma i_{s\alpha} + \frac{k}{T_r} + k\omega\Phi_{r\beta} + \frac{1}{\sigma L_s} v_{s\alpha} \\ \dot{i}_{s\beta} = -\gamma i_{s\beta} + \frac{k}{T_r} + k\omega\Phi_{r\alpha} + \frac{1}{\sigma L_s} v_{s\beta} \\ \dot{\Phi}_{r\alpha} = \frac{M}{T_r} i_{s\alpha} - \frac{1}{T_r} \Phi_{r\alpha} - \omega\Phi_{r\beta} \\ \dot{\Phi}_{r\beta} = \frac{M}{T_r} i_{s\beta} + \omega\Phi_{r\alpha} - \frac{1}{T_r} \Phi_{r\beta} \end{cases} \quad (\text{III.34})$$

Par identification :

$$A = \begin{bmatrix} -\gamma & 0 & \frac{k}{T_r} & k\omega \\ 0 & -\gamma & -k\omega & \frac{k}{T_r} \\ \frac{M}{T_r} & 0 & -\frac{1}{T_r} & -\omega \\ 0 & \frac{M}{T_r} & \omega & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix}, B = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, C = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{III.35})$$

$$X = \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \\ \varphi_{r\alpha} \\ \varphi_{r\beta} \end{bmatrix}, \quad U = \begin{bmatrix} v_{s\alpha} \\ v_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (\text{III.36})$$

Avec :

$$k = \frac{M}{\sigma L_r L_s} \quad \text{et} \quad \gamma = \frac{1}{\sigma L_s} \left(R_s + \frac{M^2}{L_r T_r} \right)$$

$\sigma = 1 - \frac{M^2}{L_s L_r}$: Facteur de dispersion.

$T_r = \frac{L_r}{R_r}$: Constant du temps rotorique

III.10 Equations mécaniques

De (III.19) l'expression du couple électromagnétique exprimé dans notre référentiel (α, β) , et celle du mouvement sont donnée par :

$$\begin{cases} C_{em} = \frac{pM}{L_r} (\Phi_{r\alpha} i_{s\beta} - \Phi_{r\beta} i_{s\alpha}) \\ J \frac{d\Omega}{dt} + C_{em} + f_r \Omega = C_{em} \end{cases} \quad (III.37)$$

III.11 Modèle de la machine en régime permanent

Si les tensions d'alimentation sont triphasées équilibrées, on peut écrire :

$$\begin{cases} v_{as} = V_s \sin(\omega_s t) \\ v_{bs} = V_s \sin(\omega_s t - 2\pi/3) \\ v_{cs} = V_s \sin(\omega_s t + 2\pi/3) \end{cases} \quad (III.38)$$

Choisissant de fixer le repaire (d,q) au champ tournant, $\omega_s = \dot{\theta}_s$, $\omega_r = \dot{\theta}_r$ et $\omega = \dot{\theta}_s - \dot{\theta}_r = p\Omega$

$$\begin{cases} v_{ds} = V_s \cos(\omega_s t - \theta_s) \\ v_{qs} = V_s \sin(\omega_s t - \theta_s) \end{cases} \quad (III.39)$$

$$\begin{cases} v_{ds} = V_s \\ v_{qs} = 0 \end{cases} \quad (III.40)$$

On peut réécrire tout le système d'équation en introduisant la notation complexe :

$$\bar{X} = x_{ds} + jx_{qs} \quad (III.41)$$

$$\bar{V}_s = v_{ds} + jv_{qs} = R_s(i_{ds} + ji_{qs}) + \frac{d}{dt}(\Phi_{ds} + j\Phi_{qs}) - \omega_s(\Phi_{qs} - j\Phi_{ds}) \quad (III.42)$$

$$\bar{V}_s = v_{ds} + jv_{qs} = R_s(i_{ds} + ji_{qs}) + \frac{d}{dt}(\Phi_{ds} + j\Phi_{qs}) - \omega_s(\Phi_{qs} - j\Phi_{ds}) \quad (III.43)$$

D'où

$$\bar{V}_s = R_s \bar{I}_s + \frac{d}{dt} \bar{\Phi}_s + j\omega_s \bar{\Phi}_s \quad (III.44)$$

Mais comme on est en régime permanent

$$\bar{V}_s = R_s \bar{I}_s + j\omega_s \bar{\Phi}_s \tag{III.45}$$

Et :

$$\bar{V}_s = R_s \bar{I}_s + j\omega_s \bar{\Phi}_s = 0 \tag{III.46}$$

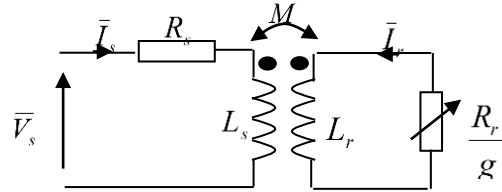
Avec

$$\omega_r = g\omega_s$$

$$\begin{cases} \bar{V}_s = R_s \bar{I}_s + j\omega_s \bar{\Phi}_s \\ 0 = R_r \bar{I}_r + jg\omega_s \bar{\Phi}_r \end{cases}$$

Or

$$\begin{cases} \bar{\Phi}_s = L_s \bar{I}_s + M \bar{I}_r \\ \bar{\Phi}_r = M \bar{I}_s + L_r \bar{I}_r \end{cases} \tag{III.47}$$



$$\begin{cases} \bar{V}_s = R_s \bar{I}_s + jL_s \omega_s \bar{I}_s + jM \omega_s \bar{I}_r \\ 0 = \frac{R_r}{g} \bar{I}_r + jL_r \omega_r \bar{I}_r + jM \omega_s \bar{I}_s \end{cases} \tag{III.48}$$

On abouti alors au schéma de la figure ci-contre. On peut ramener ce schéma au stator avec les fuites magnétiques totalisées au rotor ($N_r \omega_s$). Pour ce faire on pose :[18]

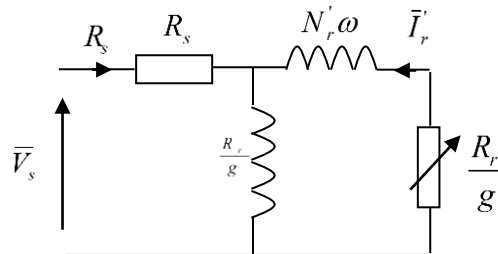
$$N_r = L_r \sigma = L_r - \frac{M^2}{L_s} \tag{III.49}$$

$$\begin{cases} N'_r = N_r \left(\frac{L_s}{M}\right)^2 \\ R'_r = R_r \left(\frac{L_s}{M}\right)^2 \end{cases} \tag{III.50}$$

$$\bar{I}'_r = \bar{I}_r \left(\frac{M}{L_s}\right)$$

On peut aussi écrire

$$\begin{cases} \bar{V}_s = R_s \bar{I}_s + jL_s \omega_s \bar{I}_s + jL_s \omega_s \bar{I}_r \\ 0 = \left(\frac{R_r}{g} \bar{I}_r + jL_r \omega_r \bar{I}_r + jM \omega_s \bar{I}_s\right) \frac{L_s}{M} \end{cases}$$



$$\begin{cases} \bar{V}_s = R_s \bar{I}_s + jL_s \omega_s (\bar{I}_s + \bar{I}_r) \\ 0 = \frac{R_r L_s}{gM} \bar{I}_r + jL_r \omega_r \frac{L_s}{M} \bar{I}_r + jL_s \omega_s (\bar{I}_s + \bar{I}'_r - \bar{I}_r) \end{cases}$$

$$0 = \frac{R_r}{g} \left(\frac{L_s}{M}\right)^2 \frac{M}{L_s} \bar{I}_r + jL_r \omega_s \left(\frac{L_s}{M}\right)^2 \frac{M}{L_s} \bar{I}_r - jL_s \omega_s \bar{I}'_r + jL_s \omega_s (\bar{I}_s + \bar{I}'_r) \tag{III.51}$$

$$0 = \frac{R'_r}{g} \bar{I}'_r + jN'_r \omega_s \bar{I}'_r + jL_s \omega_s (\bar{I}_s + \bar{I}'_r) \tag{III. 52}$$

On obtient donc les équations suivantes :

$$\begin{cases} \bar{V}_s = R_s \bar{I}_s + jL_s \omega_s (\bar{I}_s + \bar{I}'_r) \\ 0 = \frac{R'_r}{g} \bar{I}'_r + jN'_r \omega_s \bar{I}'_r + jL_s \omega_s (\bar{I}_s + \bar{I}'_r) \end{cases} \tag{III. 53}$$

Si l'on écrit le couple en régime permanent de la machine asynchrone, on a :

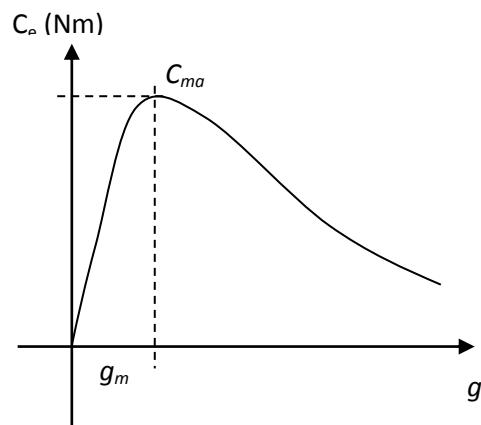
$$C_e = \frac{P_m}{\Omega} = 3 \frac{p}{\omega_s} \frac{R'_r}{g} I_r'^2 \tag{III. 54}$$

$$\bar{I}'_r = \frac{V_s - R_s \bar{I}_s}{\frac{R'_r}{g} + jN'_r \omega_s} \tag{III. 55}$$

Si on néglige la résistance statorique on a :

$$I_r'^2 = \frac{V_s^2}{\left(\frac{R'_r}{g}\right)^2 + (N'_r \omega_s)^2}$$

$$C_e = 3 \frac{p}{\omega_s} V_s^2 \frac{\frac{R'_r}{g}}{\left(\frac{R'_r}{g}\right)^2 + (N'_r \omega_s)^2}$$



Pour un glissement faible on a d'ailleurs :

$$C_e \approx 3 \frac{p}{\omega_s} V_s^2 \frac{g}{R'_r} \quad \text{Une variation quasi linéaire du couple en fonction du glissement}$$

Le couple maximum correspond à $\left(\frac{R'_r}{g}\right)^2 = (N'_r \omega_s)^2$ c'est-à-dire quand $g = g_m = \frac{R'_r}{N'_r \omega_s}$

On a alors :

$$C_{\max} = 3 \frac{p}{2N'_r} \left(\frac{V_s}{\omega_s}\right)^2 \tag{III. 56}$$

Ce résultat nous sera utile pour expliquer le principe de la commande scalaire en tension.

III.12 Commande de la machine asynchrone

Dans cette section on s'intéresse à présenter quelques techniques de commande les plus utilisées pour les entraînements à vitesse variables des machines asynchrones. On site la commande scalaire, la

commande vectorielle, la commande directe du couple, la commande par mode glissant, la commande non linéaire, ...etc.[27]

III.12.1 Commande scalaire

Cette première méthode de commande, la plus ancienne, équipe un grand nombre de variateurs à dynamique relativement lente et ne nécessitant pas de fonctionnement à très basse vitesse avec fort couple. Cette commande est simple à implanter où elle est fondée sur la modélisation en régime permanent du moteur à induction. En cherchant à maximiser les capacités du couple électromagnétique, le flux doit être maintenu dans une large plage, égal à sa valeur nominale. 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).

III.12.1.1 Commande scalaire en tension :

L'onduleur de tension étant maintenant le plus utilisé en petite et moyenne puissance, c'est la commande en (V/f). Le principe de maintenir V/f=constant ce qui signifie garder le flux constant. Le contrôle du couple se fait par l'action sur le glissement. En effet d'après le modèle établi en régime permanent, le couple maximum s'écrit:[27]

$$C_e = 3 \frac{p}{\omega_s} V_s^2 \frac{\frac{R'_r}{g}}{\left(\frac{R'_r}{g}\right)^2 + (N'_r \omega_s)^2} \tag{III.57}$$

où

$$C_{max} = 3 \frac{p}{2N'_r} \left(\frac{V_s}{\omega_s}\right)^2 \tag{III.58}$$

On voit bien que le couple est directement proportionnel au carré du rapport de la tension sur la fréquence statorique. En maintenant ce rapport constant et en jouant sur la fréquence statorique, on déplace la courbe du couple électromagnétique (en régime quasi statique) de la machine asynchrone (figure ci-dessous).

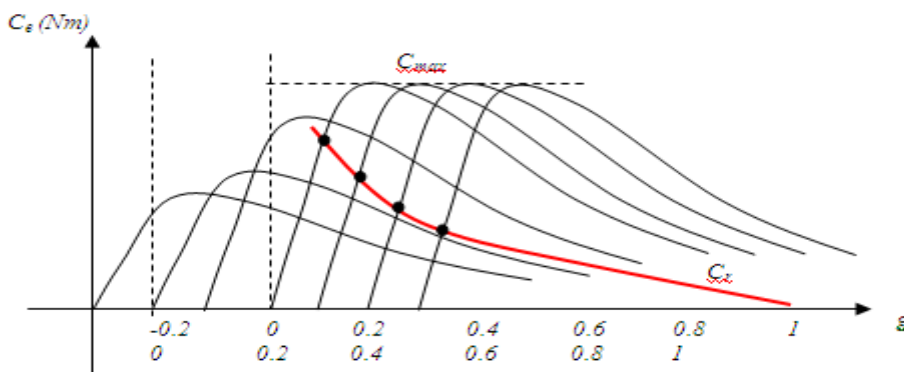


Figure III.9. Déplacement de la caractéristique couple-glissement en fonction de la fréquence d'alimentation [27]

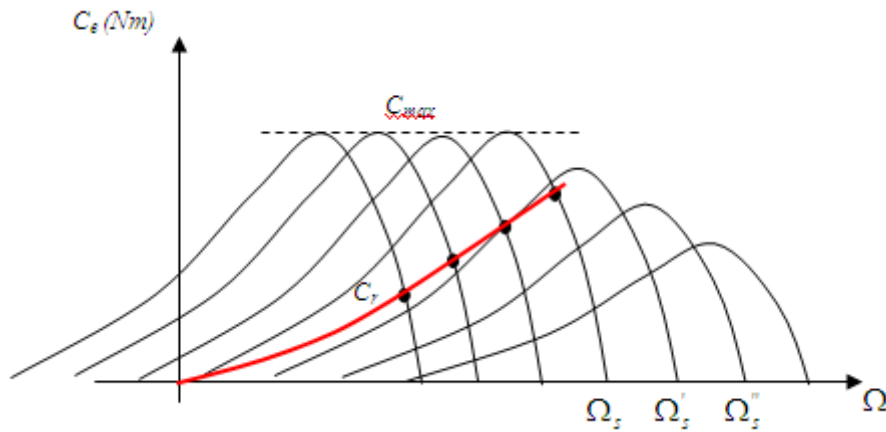


Figure III.10. Déplacement de la caractéristique couple-vitesse en fonction de la fréquence d'alimentation [27].

Le point de fonctionnement représente l'intersection entre la courbe du couple de la charge est celui du moteur. En fait garder le rapport constant revient à garder le flux constant. 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 appelle donc aussi régime de survitesse (partie $\Omega > \Omega_s$). A basse vitesse, la chute de tension ohmique ne peut pas être négligée. On compose alors en ajoutant un terme de tension, $\Delta V_s = V_0$.

III.13 Commande en v/f en boucle ouverte

Le contrôle en boucle ouverte constitue la méthode la plus simple pour contrôler les moteurs AC à induction ; étant donné que le régime du moteur dépend de la fréquence de l'alimentation, cette méthode de contrôle simple modifie la tension et la fréquence afin d'obtenir le régime moteur escompté. Cette méthode est appelée « contrôle V/Hz ». Les inconvénients majeurs qu'elle présente sont le manque de précision et un couple insatisfaisant à bas régime.[7]

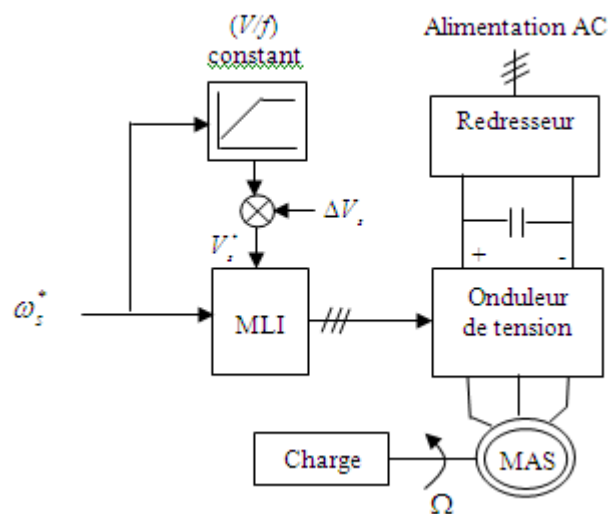


Figure III.11 Commande scalaire en boucle ouverte de la MAS

III.14 Simulation du modèle de la machine asynchrone

A l'aide de logiciel de simulation **MATLAB (simulink)**, nous avons obtenu les courbes qui représentant le comportement du moteur asynchrone triphasé.

Les tensions d'alimentation s'écrivent comme suit :

$$\begin{cases} v_{sa} = \sqrt{2} \cdot v_{sa} \cdot \sin(\omega_s \cdot t) \\ v_{sb} = \sqrt{2} \cdot v_{sb} \cdot \sin(\omega_s \cdot t - \frac{2\pi}{3}) \\ v_{sc} = \sqrt{2} \cdot v_{sc} \cdot \sin(\omega_s \cdot t + \frac{2\pi}{3}) \end{cases} \quad (\text{III. 59})$$

Avec :

v_s : Valeur efficace de tension.

ω_s : Pulsation d'alimentation.

Les paramètres de la machine asynchrone utilisés dans ce travail sont résumé dans le tableau

Le modèle obtenu est traduit par le schéma bloc suivant :

Les paramètres	La valeur
Tension nominale	220/380 V
Courant nominal	6.4/3.7 A
Puissance nominale	1.5 Kw
Nombre de paires de pôles	p=2
Résistance statorique par phase	$R_s=4.85 \Omega$
Résistance rotorique par phase	$R_r=3.805 \Omega$
Inductance cyclique du stator	$L_s=0.274 \text{ H}$
Inductance cyclique du rotor	$L_r=0.274 \text{ H}$
Inductance mutuelle cyclique	$M=0.258 \text{ H}$
Moment d'inertie de la partie tournante	$J = 0.031 \text{ Kgm}^2$
Vitesse nominale	N=1420 tr/min

Tableau III.2 Les paramètres techniques du moteur asynchrone.

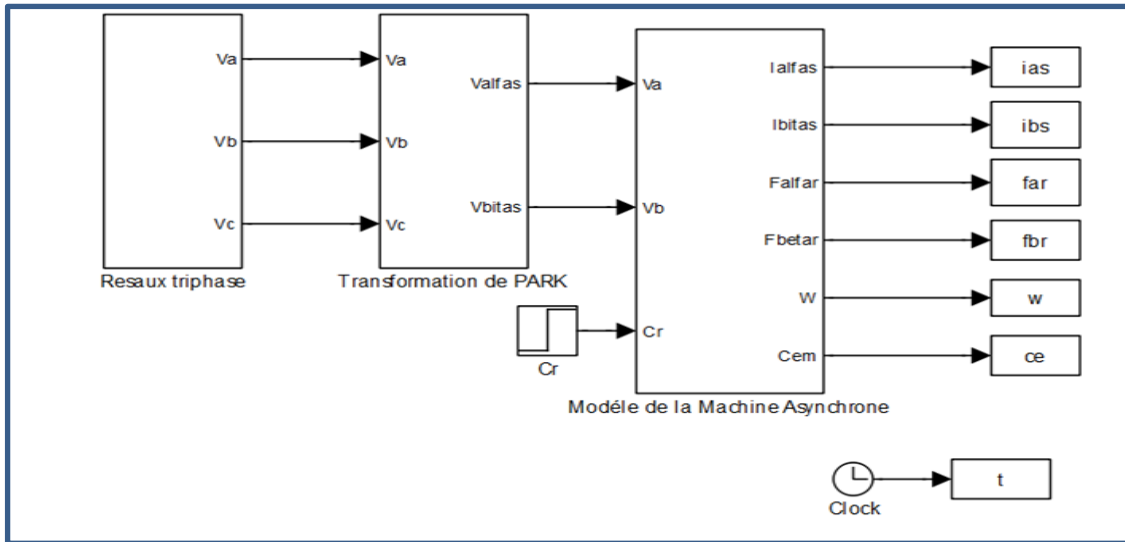
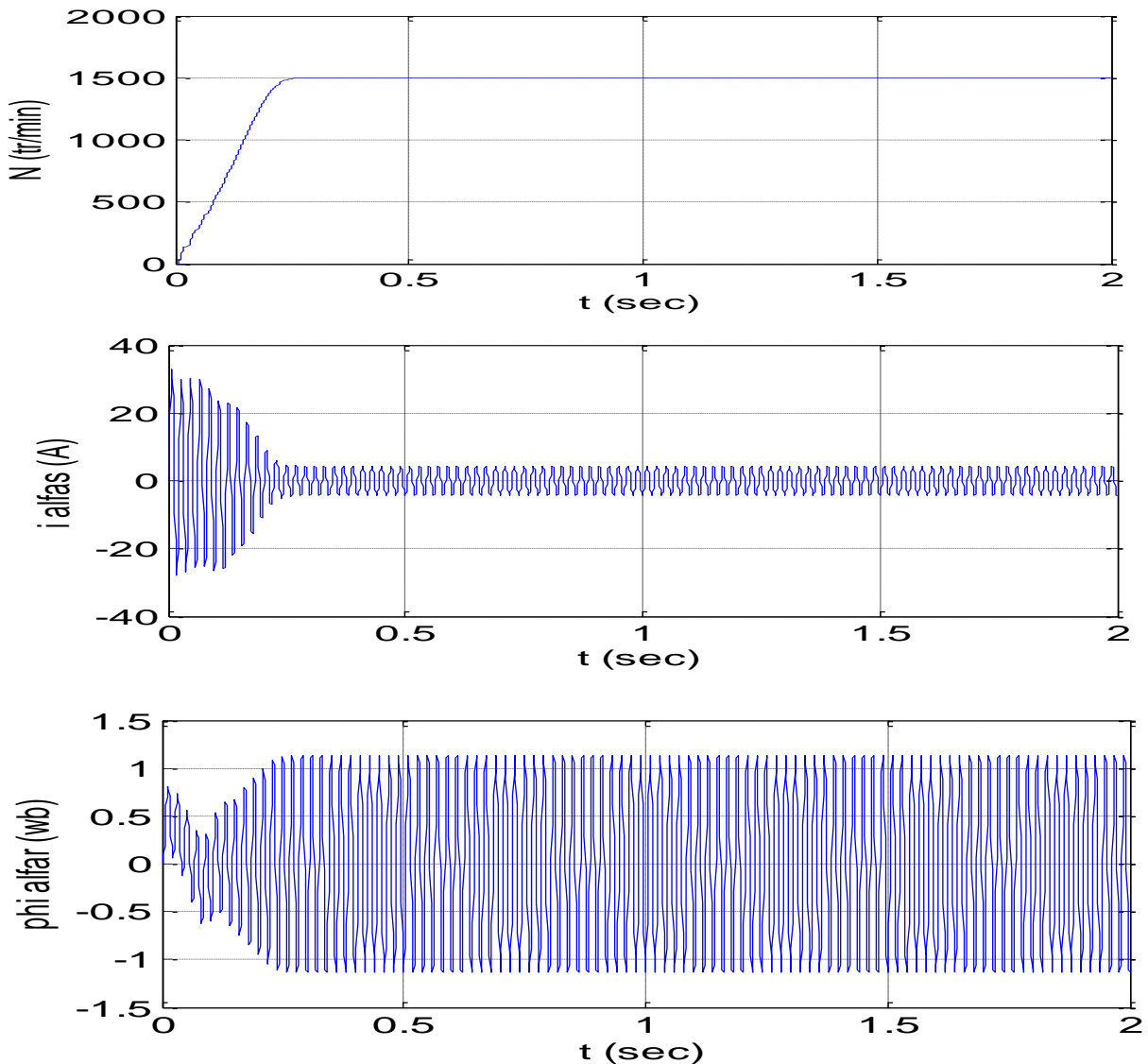


Figure III.12 Le schéma bloc de simulation du modèle de la machine asynchrone.

Démarrage à vide ($C_r=0$ N.m) :



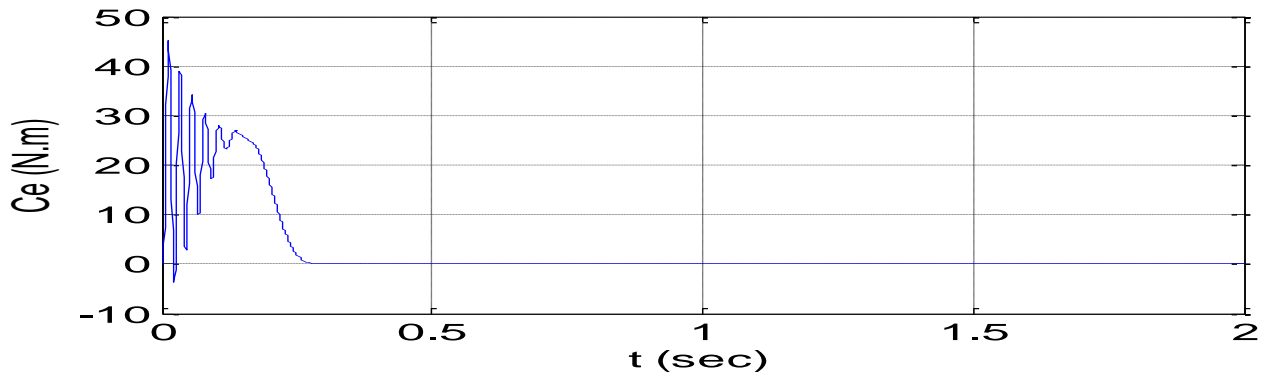
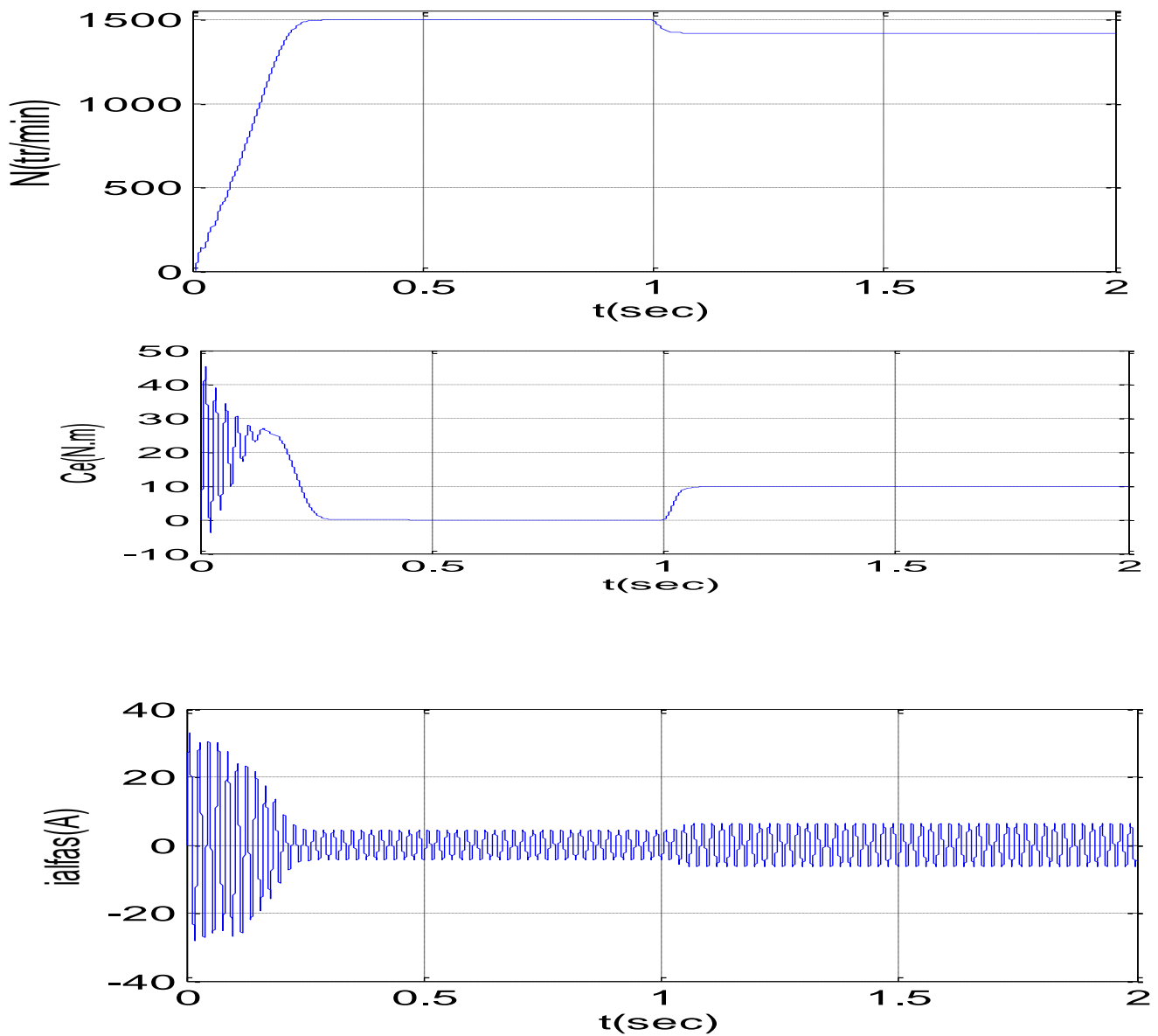


Figure III.13: Résultats de Simulation d'un moteur asynchrone alimenté directement du réseau et en appliquons un couple résistant ($C_r=0$ N.m) .

Démarrage en charge ($C_r=10$ N.m) :



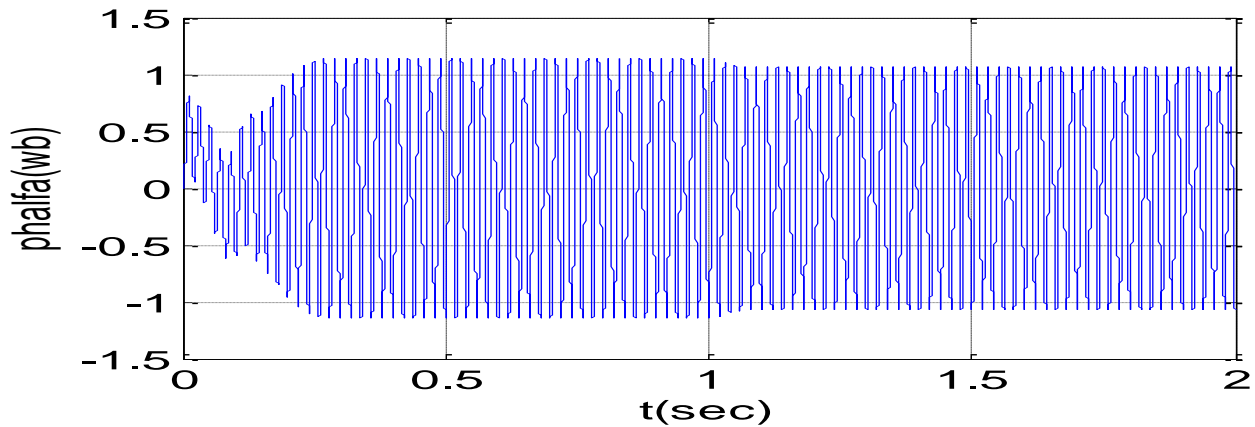


Figure III.14 Résultats de Simulation d'un moteur asynchrone alimenté directement du réseau et en appliquons un couple résistant ($C_r=10$ N.m) à $t=1$ second

III.14.1 Interprétations des résultats de simulation

➤ En première étape on va simuler numériquement le fonctionnement de la machine asynchrone alimenté directement par le réseau standard 220/380V, 50HZ et sans l'application de perturbation ($C_r=0$).

L'examen des courbes de la (figure III.13) permet de constater que le démarrage à vide avec une tension nominale permet d'avoir :

Aux premiers instants, les courants statoriques présentes des oscillations successives autour de zéro, mais qui disparaissent rapidement au bout de quelques alternances (environs de 0.4s), le régime permanent est atteint, ces oscillations peut être à l'origine de la destruction de la machine par échauffement en cas de répétitions excéccives.

Pendant le régime transitoire, le couple est fortement pulsatoire, présentes aux premier instants de démarrage des battements importants suivi d'un nombre d'oscillations avant de se stabiliser à zéro.

➤ En deuxième étape, une perturbation du couple ($C_r=10$ N.m) est appliquée à l'arbre du moteur à l'instant ($t=1$ s) et les résultats de simulation sont regroupés dans la (figure III.14) :

Lors de l'application de la charge, le couple électromagnétique rejoint sa valeur de référence pour compenser cette sollicitation avec une réponse quasiment instantanée. Avant de se stabiliser à la valeur de couple résistant, on constate une décroissance de vitesse rotorique qui se traduit par le glissement très fort. Les courants statoriques évoluant selon la charge appliquée à l'arbre du moteur.

III.15 Simulation de l'ensemble onduleur triphasé-Machine asynchrone

Le schéma bloc de la modulation vectorielle de l'onduleur à deux niveaux est représenté à la (Figure II.10). A partir des tensions de références v_1^*, v_2^* et v_3^* on calcule le vecteur tension de référence v_s^* , et on déduit le taux de modulation m et la position angulaire θ dans le diagramme vectoriel (équation (II.11)). On déduit par la suite le secteur S contenant le vecteur de référence (équation (II.14)), et on déduit les états X, Y et Z à appliquer Tableau (II.1) et leur durées d'application pendant la période d'échantillonnage (équation(II.19)). A partir des états à appliquer, on déduit les états ouvert ou fermé des interrupteurs de chaque bras (équation II.1), ainsi que leurs durées de fermeture (tableau II.3).

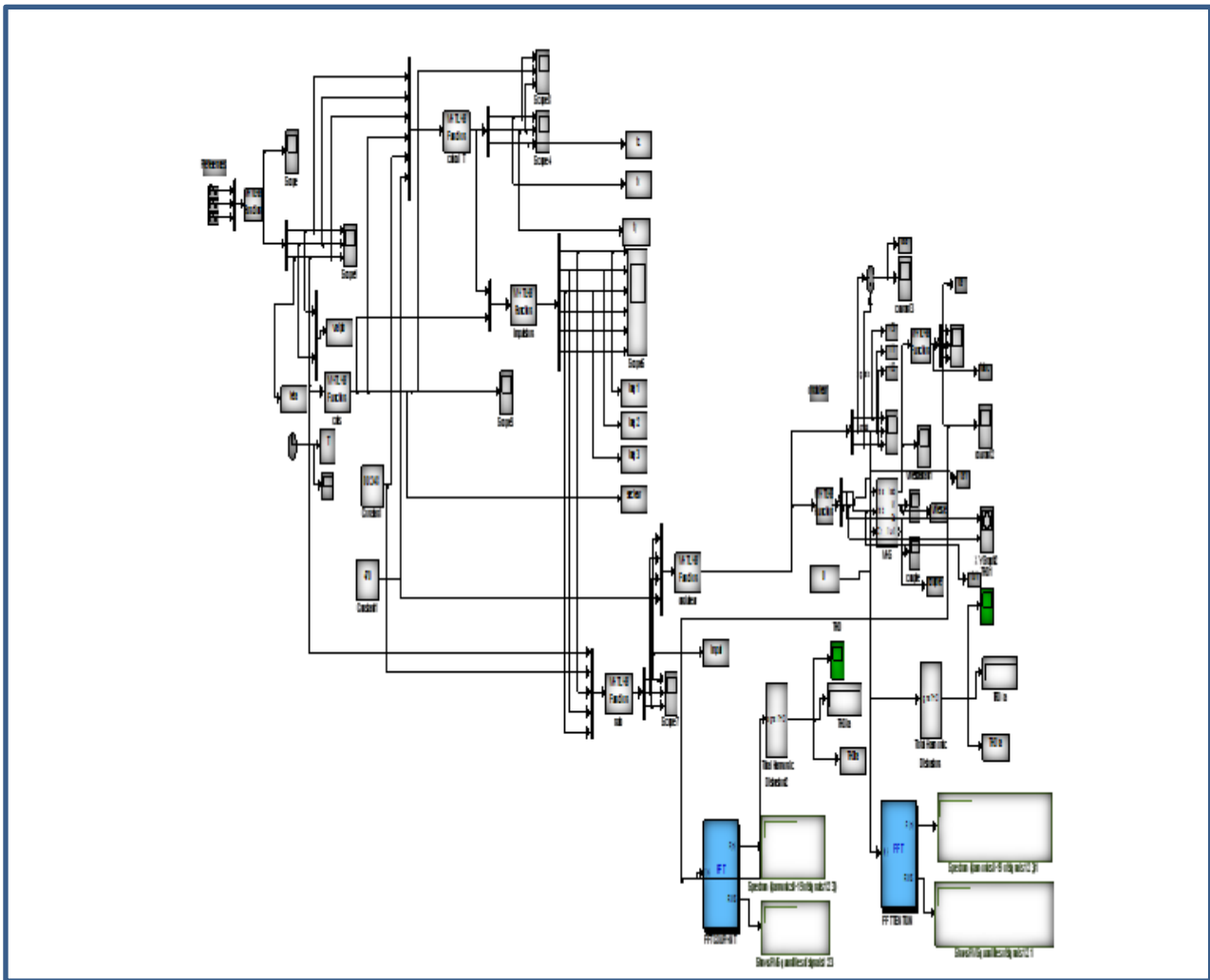


Figure III.15 Schéma bloc de la modulation vectorielle.

III.15.1 Simulation numérique

A l'aide de l'outil **Matlab/Simulink**, On simule l'association de l'onduleur à deux niveaux commandé par modulation vectorielle à une machine asynchrone triphasé (à cage) de puissance $1.5kW$. Les paramètres de la machine sont indiqués dans le (Tableau(III.2), chapitre III).

Pour pouvoir obtenir une tension de sortie de l'onduleur à l'échelle de la tension nominale de la machine (220V), on a besoin d'alimenter l'onduleur par une source continue de valeur $V_{dc} = 400$ et l'amplitude est 220.

La modulation vectorielle est caractérisée par le taux de modulation m , et l'indice de modulation N . On simule le système pour un taux de modulation $m=0.8$ et pour une valeur du l'indice de modulation $N=96$.

Dans le but d'appliquer la technique de commande par MLI vectorielle pour commander un onduleur de tension triphasée, on a développé un algorithme basé sur la séquence symétrique.

Nous avons pris trois signaux de tensions sinusoïdales projetés sur les deux axes du plan (d-q) par une transformation triphasé-biphasé. A l'aide d'un sous-programme (d : axe des abscisses et q : axe des ordonnées), on aura les deux vecteur v_d et v_q qui compose le vecteur de référence ainsi un autre sous-programme nous permet de déterminer l'angle θ du vecteur de référence v_s^* par rapport à l'axe d , à partir des vecteurs v_d et v_q ainsi que le numéro du secteur dans lequel se trouve le vecteur de référence.

Nous avons développés un autre sous-programme pour calculer la largeur d'impulsion. Avant l'exécution de ce programme, on doit fixer les valeurs de l'Indice de modulation N et la tension de la source continue V_{dc} .

Par l'intermédiaire d'un autre sous-programme, nous avons générés les signaux d'impulsions dans le but d'allumer les gâchettes des interrupteurs de l'onduleur, branché en parallèle avec un moteur à cage.

Dans le but de faire une comparaison entre la svpwm classique et la svpwm hybride ; on a développé un programme pour détecter la région de type de la séquence convenable pour svpwm hybride.

Nous présentons les allures suivantes pour chaque loi de commande :

- Les tensions simples v_1, v_2 et v_3
- Les trois courants statoriques I_1, I_2 et I_3 .
- Le courant statorique I_1 de la phase 1 en régime permanent.
- Le spectre harmonique du courant I_1 (à l'aide du bloc FFT).
- Le spectre harmonique du tension v_1 (à l'aide du bloc FFT).
- La variation de THD de courant I_1 .
- La variation de THD de tension v_1 .
- Le couple électromagnétique.
- La vitesse du moteur asynchrone.

III.15.1.1 La simulation de MLI vectorielle classique

NB : N étant L'indice de modulation, m :taux de modulation.

Pour $m=0.8$, $N=96$:

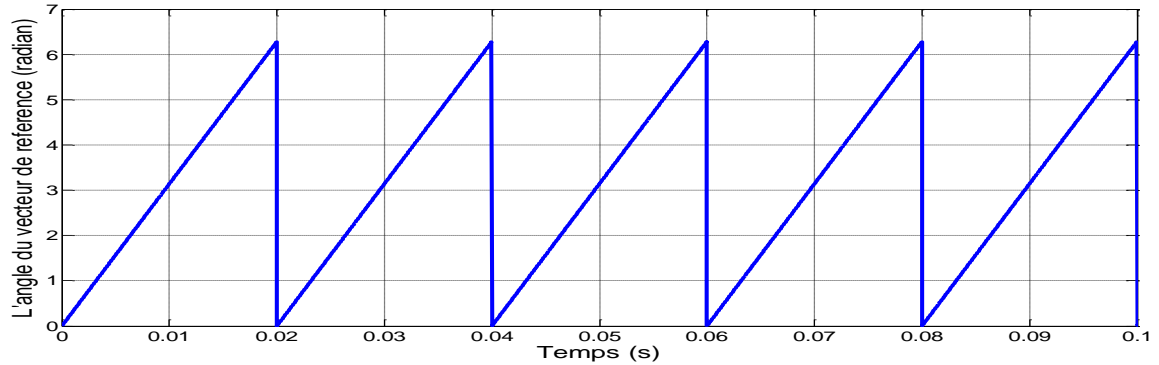


Figure III.16 L'angle du vecteur de référence.

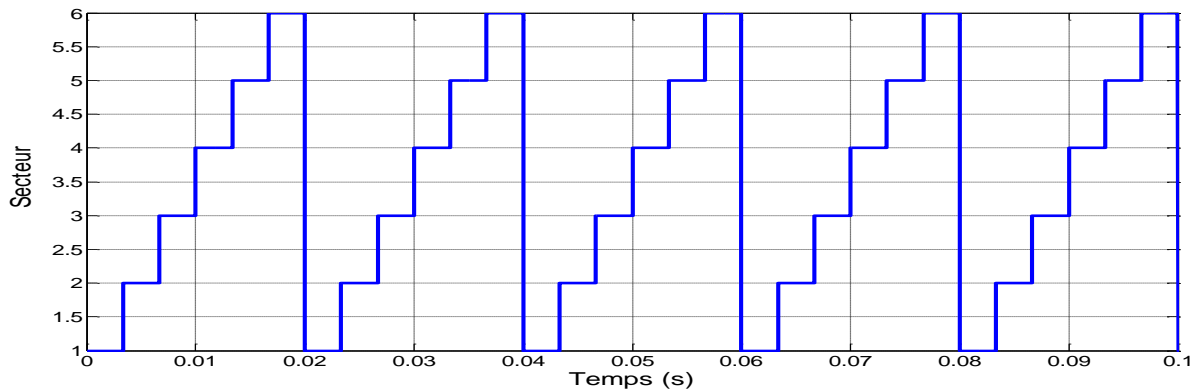


Figure III.17 Le déplacement du vecteur de référence entre les secteurs avec le temps.

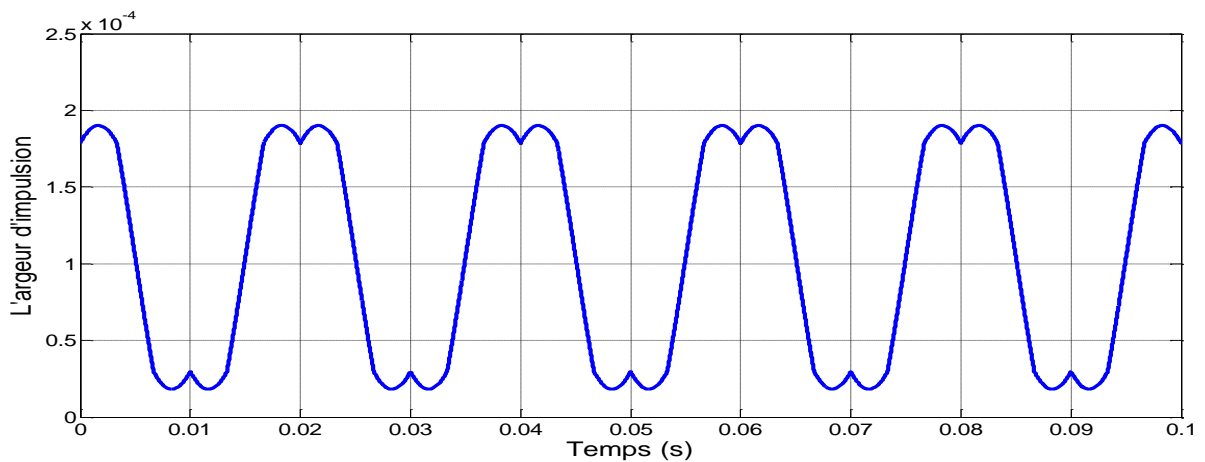


Figure III.18 La largeur d'impulsion de l'interrupteur supérieur de la branche 1 de l'onduleur.

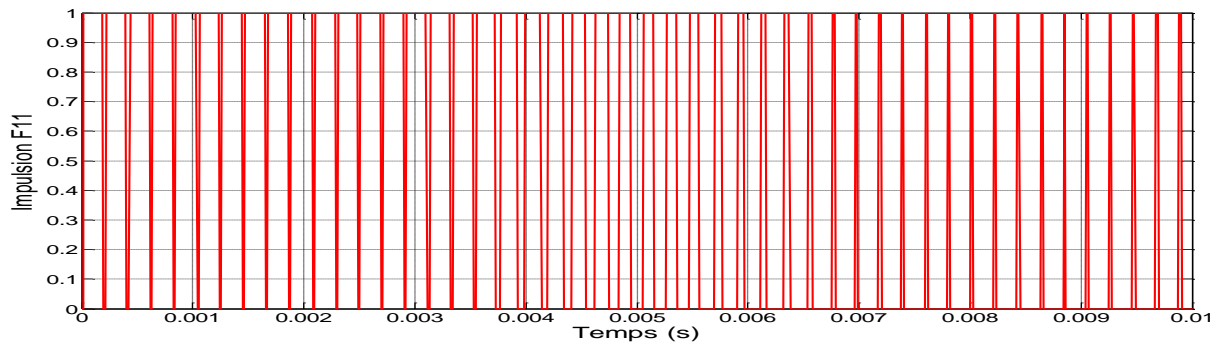
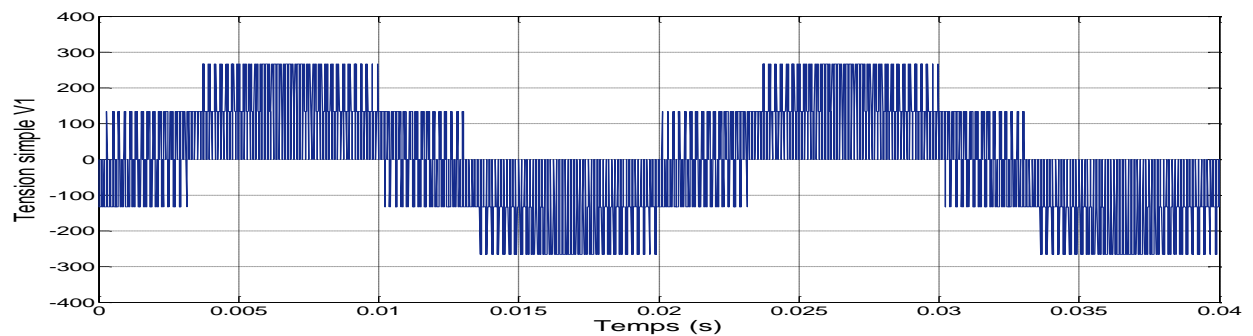
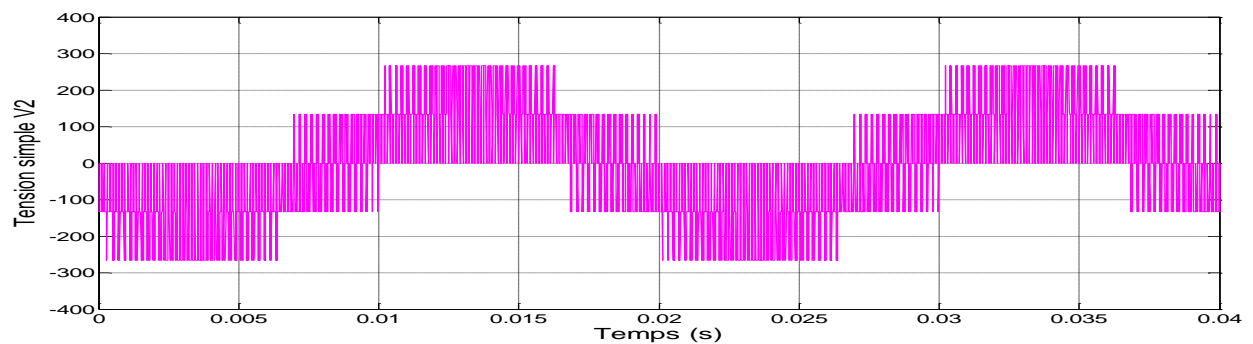


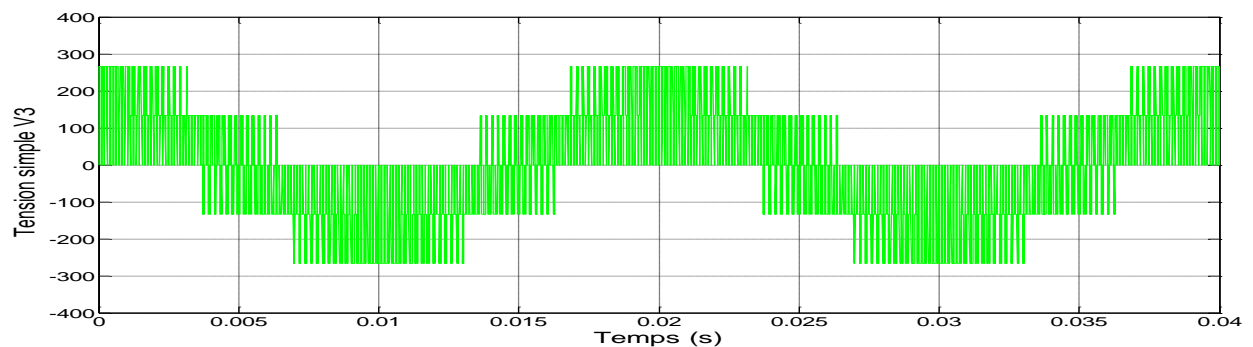
Figure III.19 Le signal d'impulsions F_{11} de l'interrupteurs supérieurs S_{11} de l'onduleur.



La tension simple V_1 .



La tension simple V_2 .



La tension simple V_3 .

Figure III.20 Les tensions simples V_1 , V_2 et V_3 à la sortie de l'onduleur.

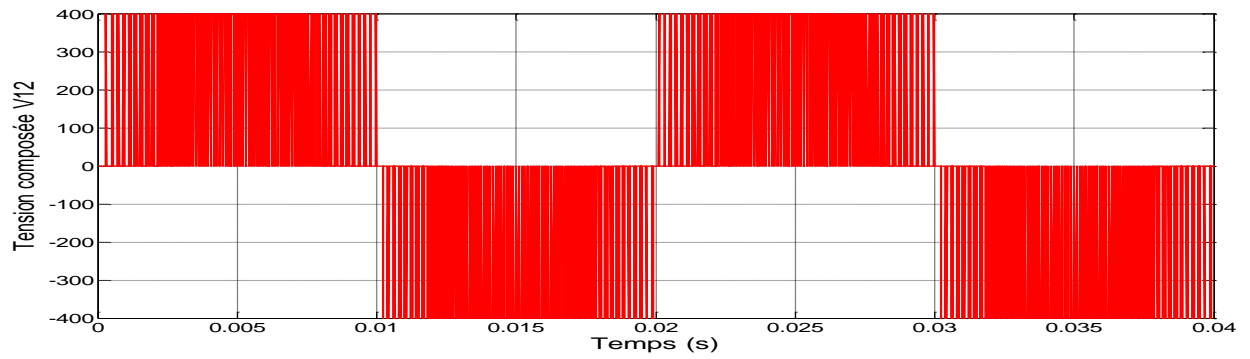


Figure III.21 La tension composée V_{12} .

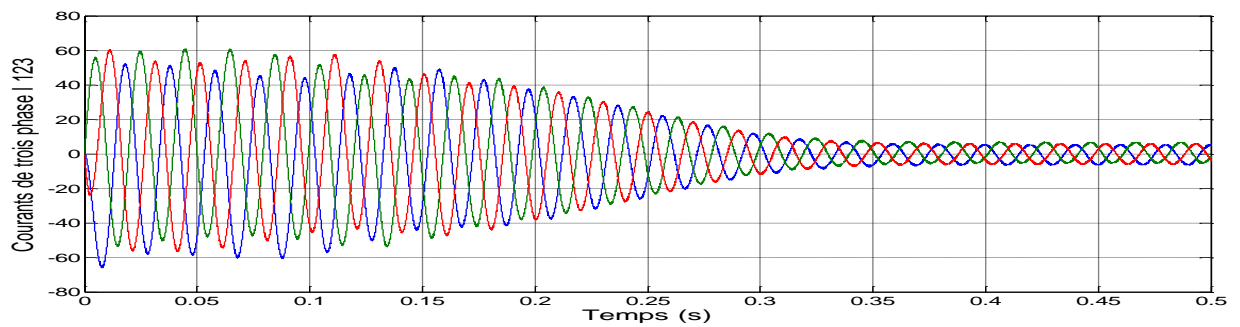


Figure III.22 Les trois courant statoriques.

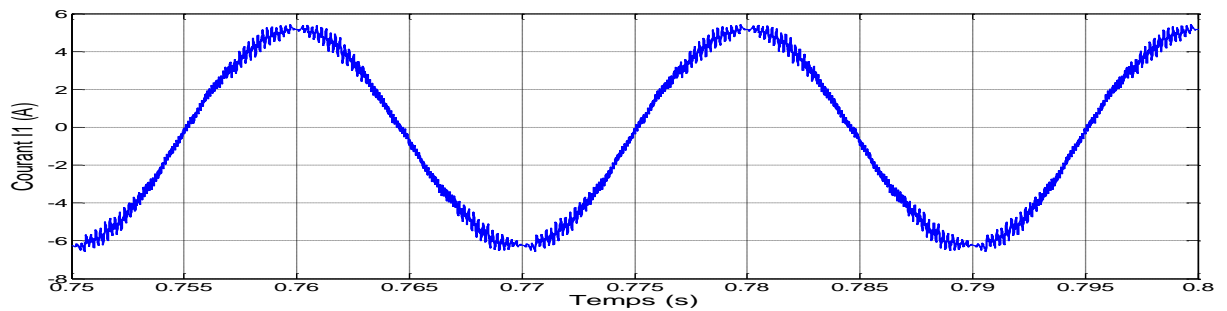


Figure III.23 Le courant statorique I_1 de la phase 1 en régime permanent.

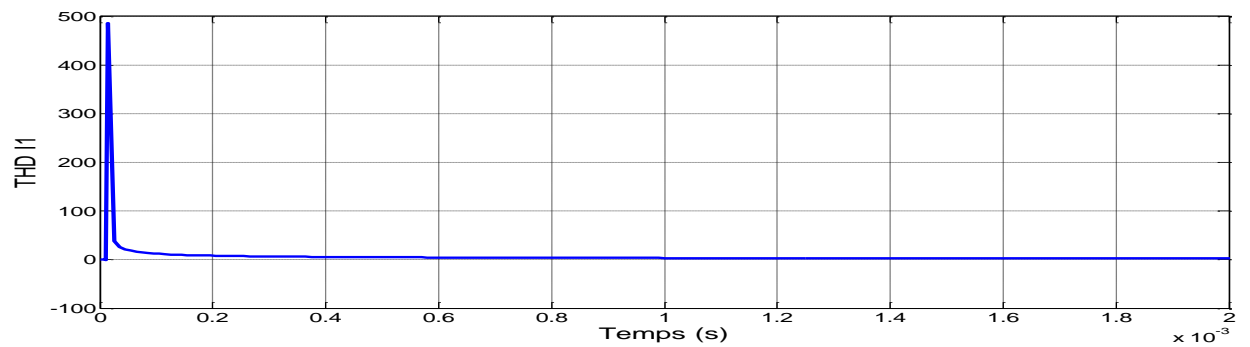


Figure III.24 La distorsion totale des harmoniques $THD_{I1}=0.04901=4.901\%$.

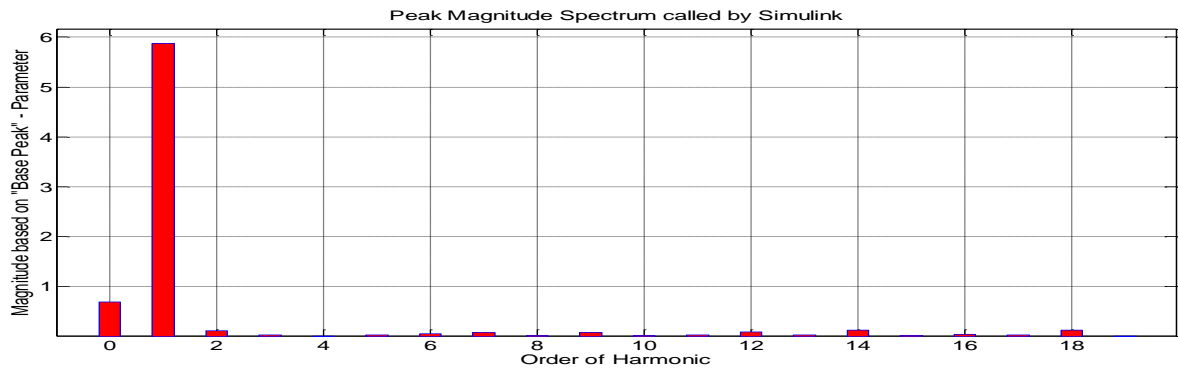


Figure III.25 Analyse spectrale du courant.

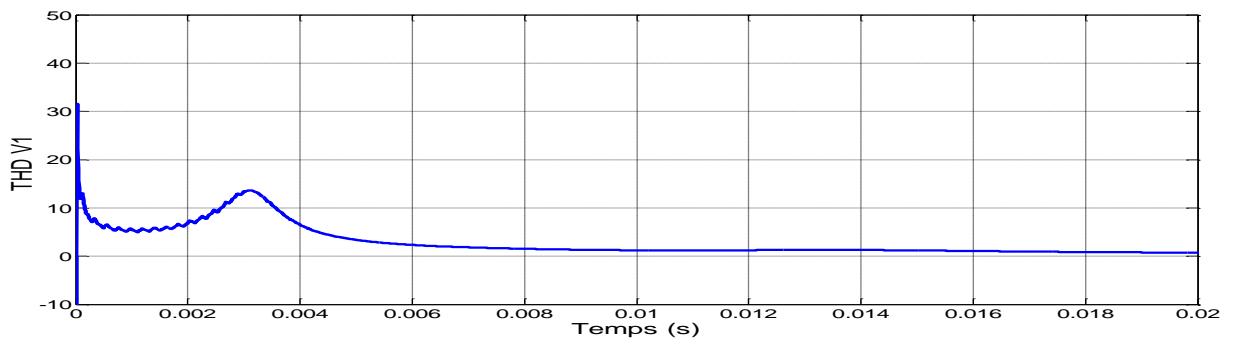


Figure III.26 La distorsion totale des harmoniques $THD_{V1}=0.7386=73.86\%$.

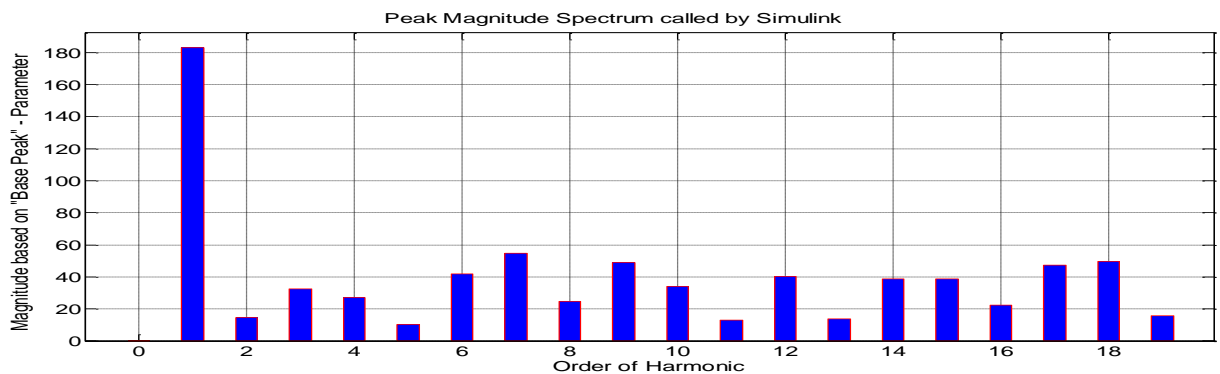


Figure III.27 Analyse spectrale du tension.

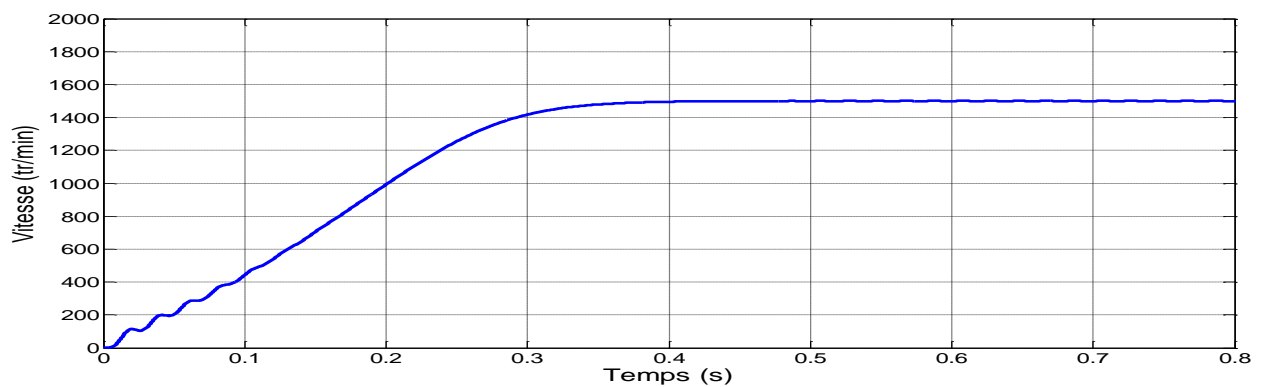


Figure III.28 La variation de la vitesse du moteur asynchrone (en regime permanent $N= 1500$ tr/mn).

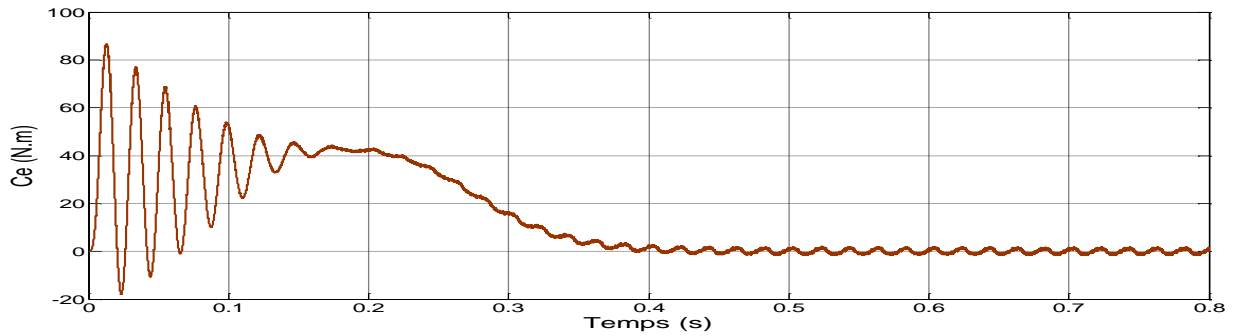


Figure III.29 La variation de couple du moteur asynchrone ($C_r=0\text{Nm}$).

III.15.1.2 Interprétation des résultats

Après ces essais de simulation, On remarque que :

- la valeur de THD pour la tension de la phase 1 est (73.86 %) correspond à l'indice de modulation $N=96$ et le taux de modulation $m=0.8$.
- la valeur de THD pour le courant de la phase 1 est (4.901 %) correspond à l'indice de modulation $N=96$ et le taux de modulation $m=0.8$.
- la tension simple possède cinq niveaux et la tension composé possède trois niveaux de tension.
- Les 3 impulsions de commande contiennent $N=96$ créneaux, ces 3 impulsions de commande sont décalées entre elles de un tiers de période ($2\pi/3$).
- On reconnaît le classique appel de courant au démarrage égal à 3 fois environ le courant nominal (le courant mesuré en A).
- Le couple monte jusqu'à plus de 85N.m. après disparition du régime transitoire, le couple tend vers couple résistant
- Les oscillations de couple se font évidemment ressentir sur l'évolution de la vitesse qui en régime permanent se stabilise à 1500 tr/mn puisque le moteur possède 2paires de pôles.

III.16 Simulation de MLI vectorielle hybride

A l'aide de l'outil **Matlab/Simulink**, On simule l'association de l'onduleur à deux niveaux commandé par modulation vectorielle hybride à une machine asynchrone triphasé (à cage) de puissance 1.5 kW. Les paramètres de la machine sont indiqués dans le (Tableau(III.2), chapitre III).

- on gardant les mêmes paramètres de l'MLI vectorielle classique dans le but de faire une comparaison.

III.16.1 Résultats de simulation

NB : N étant L'indice de modulation, m :taux de modulation.

Pour $m=0.8$, $N=96$:

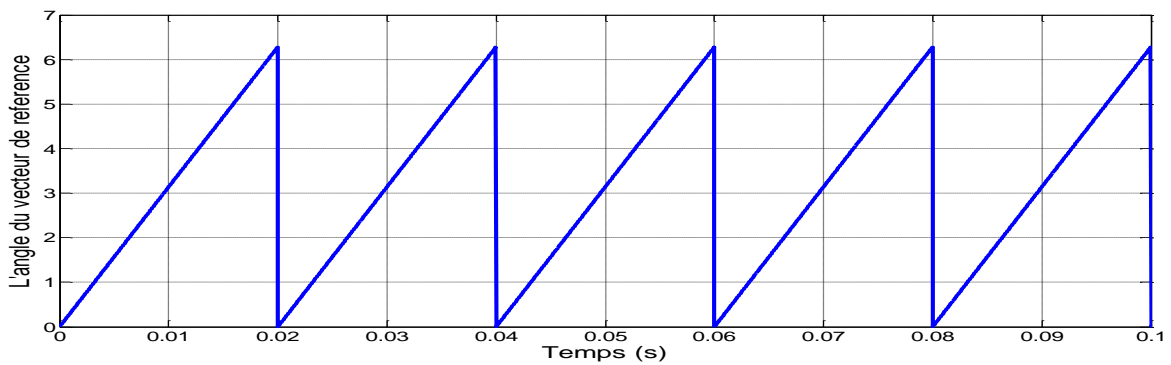


Figure III.30 L'angle du vecteur de référence.

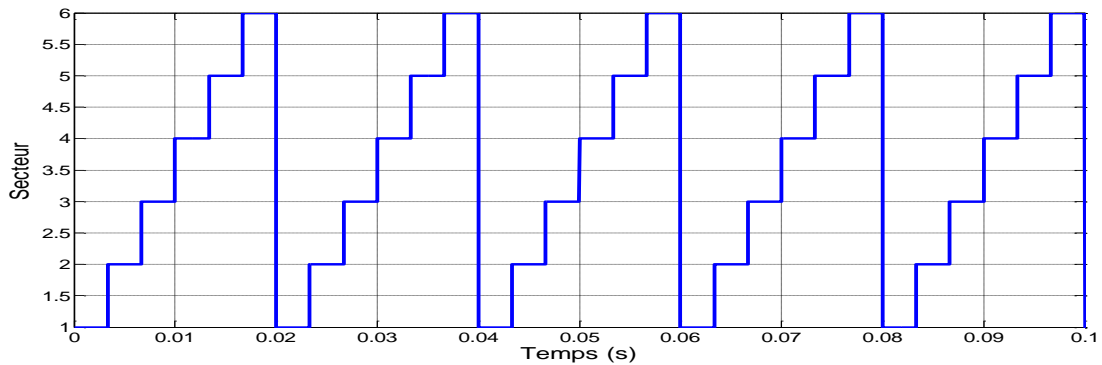


Figure III.31 Le déplacement du vecteur de référence entre les secteurs avec le temps.

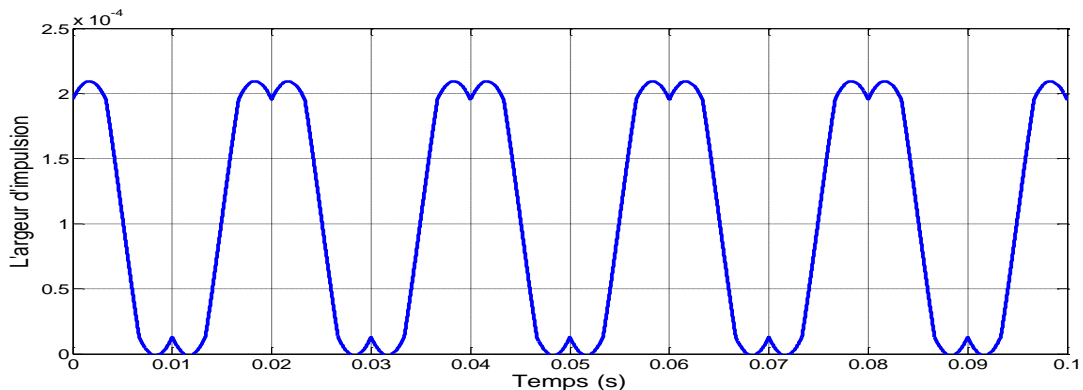


Figure II.32 La largeur d'impulsion de l'interrupteur supérieur de la branche 1 de l'onduleur.

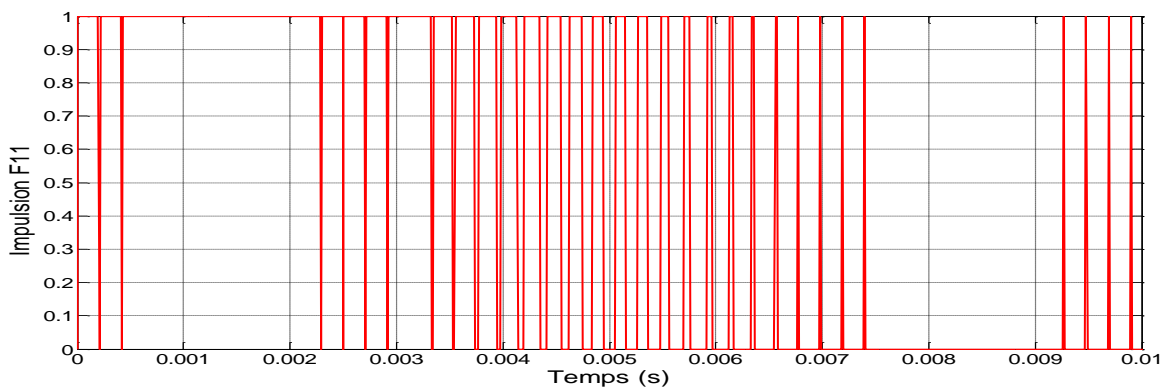
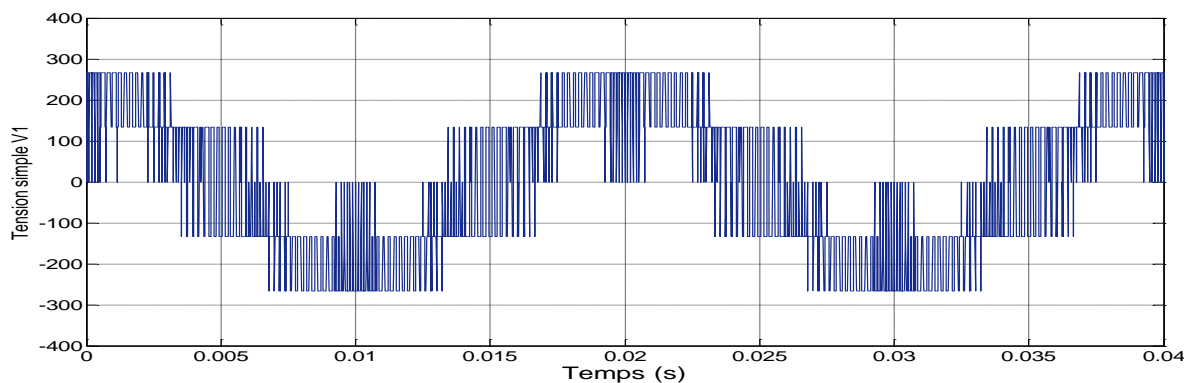
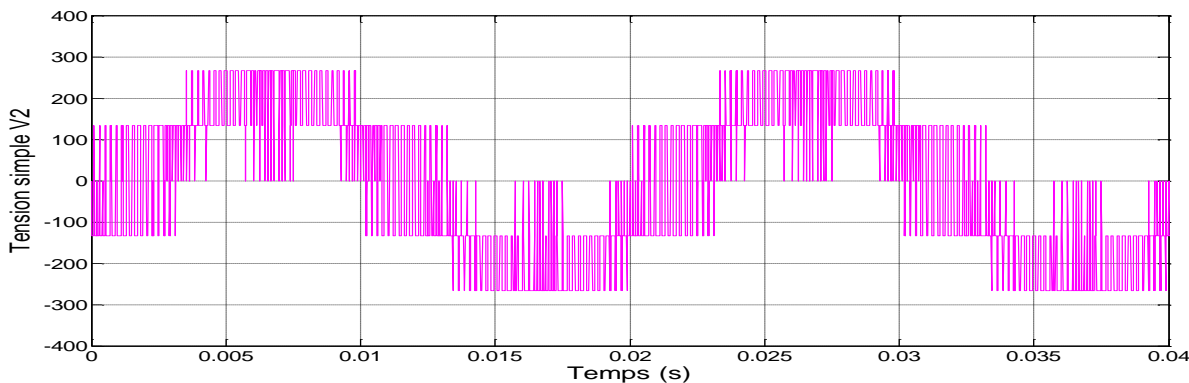


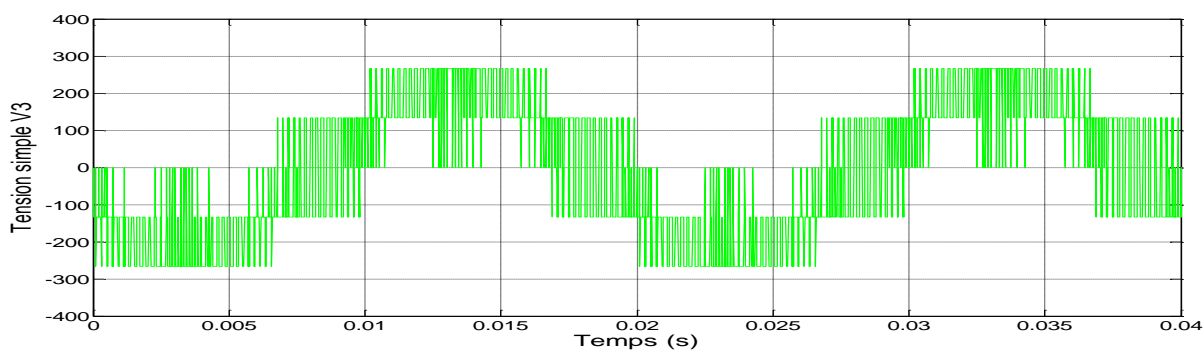
Figure III.33 Le signal d'impulsions F_{11} de l'interrupteurs supérieurs S_{11} de l'onduleur.



La tension simple V_1 .



La tension simple V_2 .



La tension simple V_3 .

Figure III.34 Les tensions simples V_1 , V_2 et V_3 à la sortie de l'onduleur.

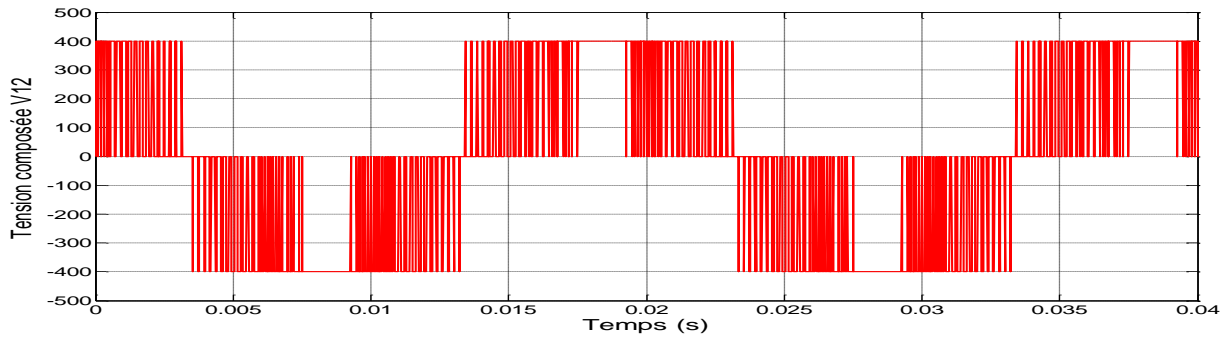


Figure III.35 La tension composée V_{12}

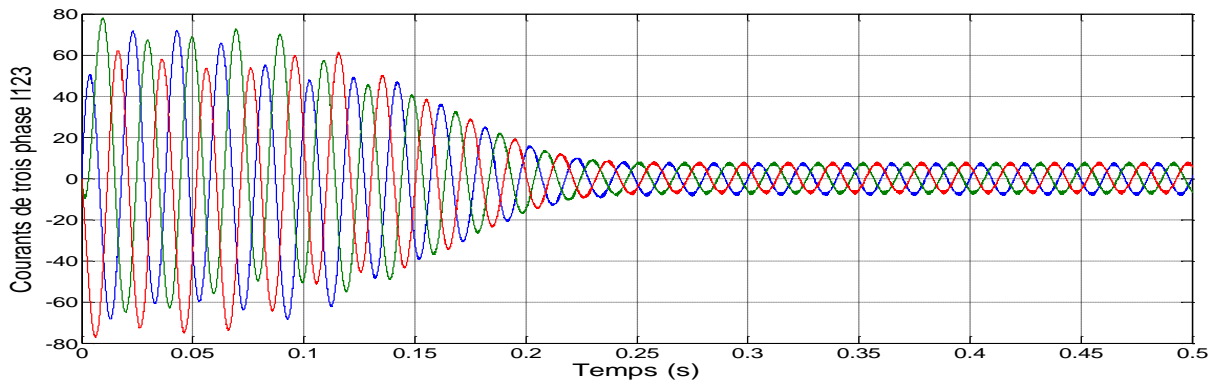


Figure III.36 Les trois courant statoriques.

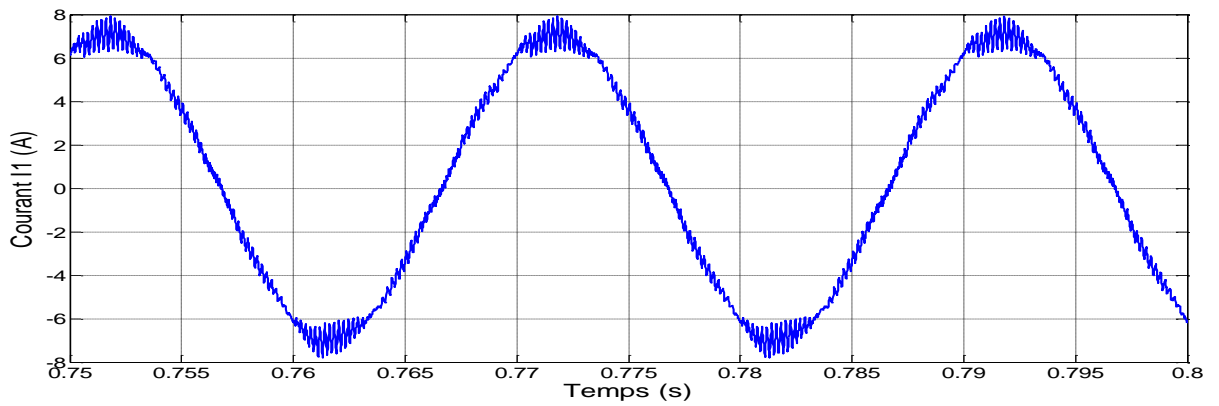


Figure III.37 Le courant statorique I_1 de la phase 1 en régime permanent.

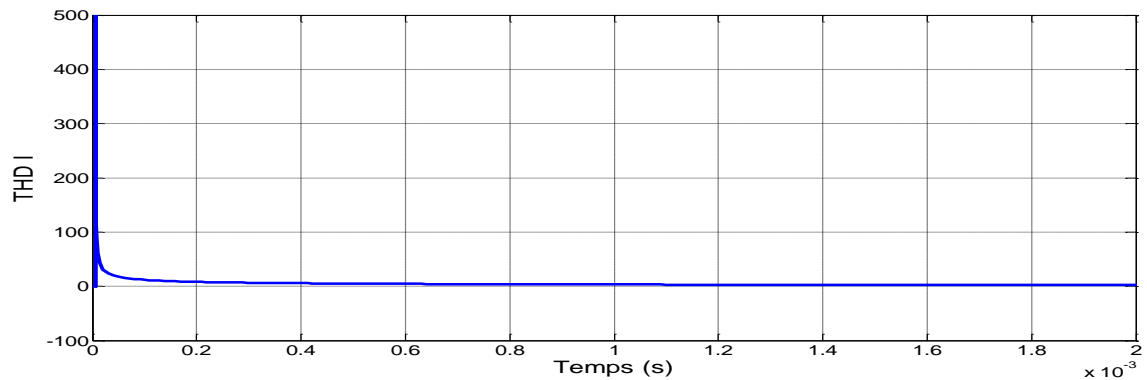


Figure III.38 La distorsion totale des harmoniques $THD_{I1}=0.04796=4.796\%$.

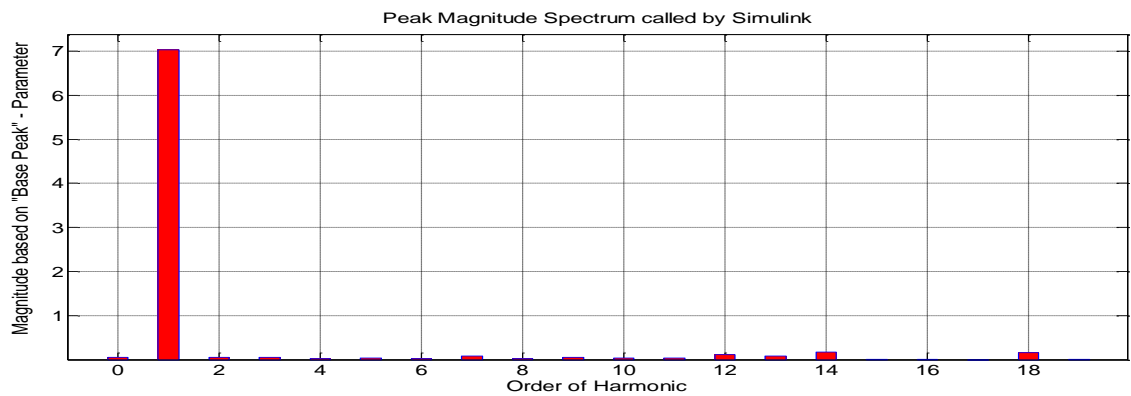


Figure III.39 : Analyse spectrale du courant.

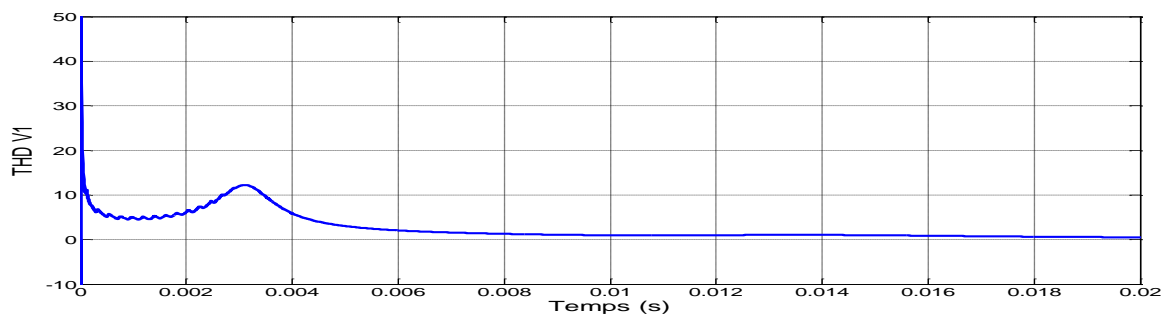


Figure III.40 La distorsion totale des harmoniques $THD_{V1}=0.5173=51.73\%$.

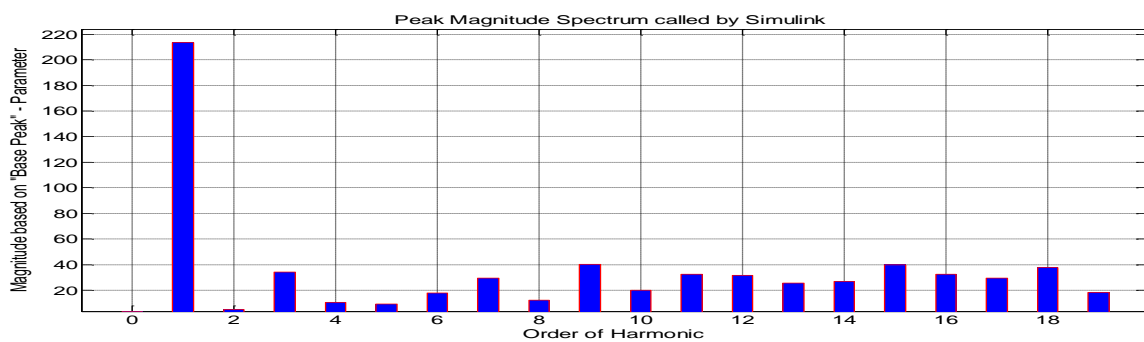


Figure III.41 Analyse spectrale du tension.

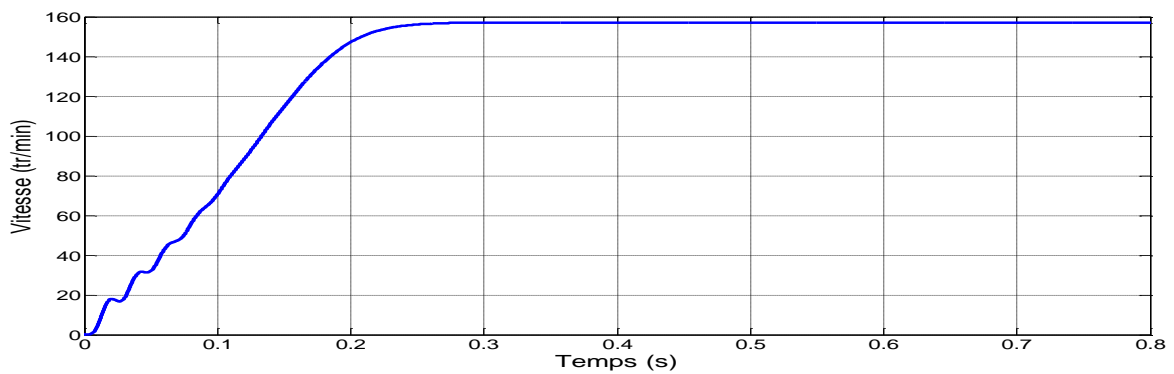


Figure III.42 La variation de la vitesse du moteur asynchrone

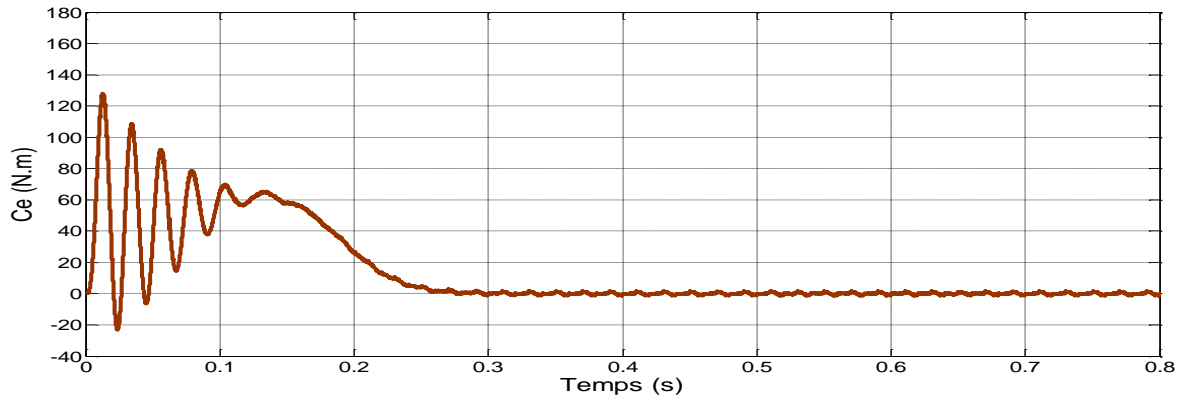


Figure III.43 La variation de couple du moteur asynchrone ($C_r=0\text{Nm}$).

III.16.2 Interprétation des résultats

Après la simulation, On remarque que :

- la valeur de THD pour la tension de la phase 1 est (51.73 %) correspond à l'indice de modulation $N=96$ et le taux de modulation $m=0.8$.
- la valeur de THD pour le courant de la phase 1 est (4.796 %) correspond à l'indice de modulation $N=96$ et le taux de modulation $m=0.8$.
- la tension simple possède cinq niveaux et la tension composé possède trois niveaux de tension.
- Les 3 impulsions de commande contiennent $N=96$ créneaux, ces 3 impulsions de commande sont décalées entre elles de un tiers de période ($2\pi/3$).
- On reconnaît le classique appel de courant au démarrage égal à 3 fois environ le courant nominal (le courant mesuré en A).
- Le couple monte jusqu'à plus de 120N.m. après disparition du régime transitoire, le couple tend vers couple résistant
- Les oscillations de couple se font évidemment ressentir sur l'évolution de la vitesse qui en régime permanent se stabilise à 160 tr/min .

III.17 Simulation du modèle de la commande scalaire (v/f) en boucle ouverte de la machine asynchrone associée avec l'MLI vectorielle classique.

A l'aide de logiciel de simulation **MATLAB (simulink)**, nous avons obtenu les courbes qui représentant le comportement du moteur asynchrone triphasé après la commande scalaire (v/f) associé MLI vectorielle classique avec une machine asynchrone en boucle ouverte. Sachant que la commande scalaire basée sur la relation suivante :

$$v_s = j\omega_r \Phi_s \quad \Phi_s = \frac{v_s}{\omega_r} \quad \Phi_s = \frac{v_s}{2\pi f} \tag{III.60}$$

our pouvoir obtenir une tension de sortie de l'onduleur à l'échelle de la tension nominale de la machine (220V), on a besoin d'alimenter l'onduleur par une source continue de valeur $V_{dc} = 500$.

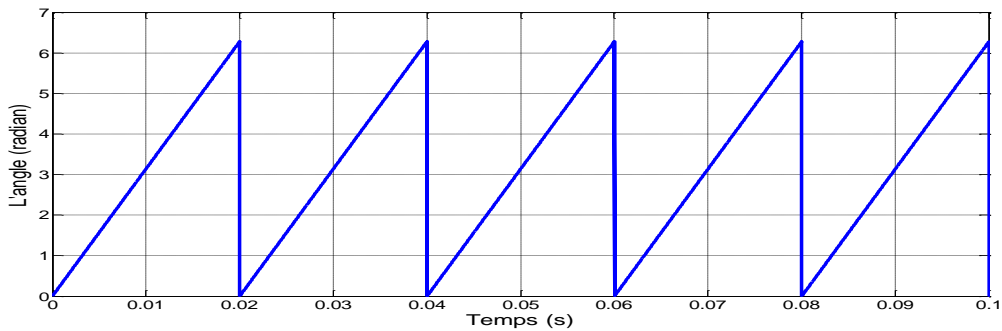


Figure III.44 L'angle du vecteur de référence

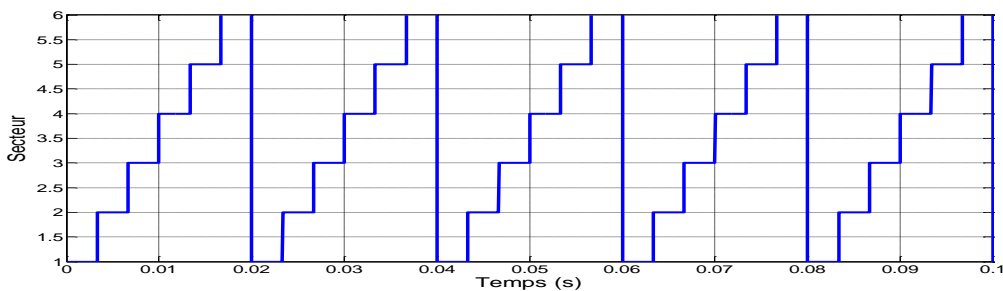


Figure III.45 Le déplacement du vecteur de référence entre les secteurs avec le temps.

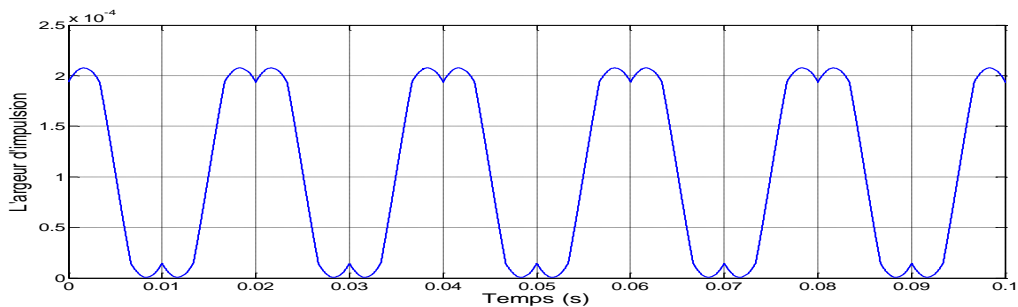


Figure III.46 La largeur d'impulsion de l'interrupteur supérieur de la branche 1 de l'onduleur.

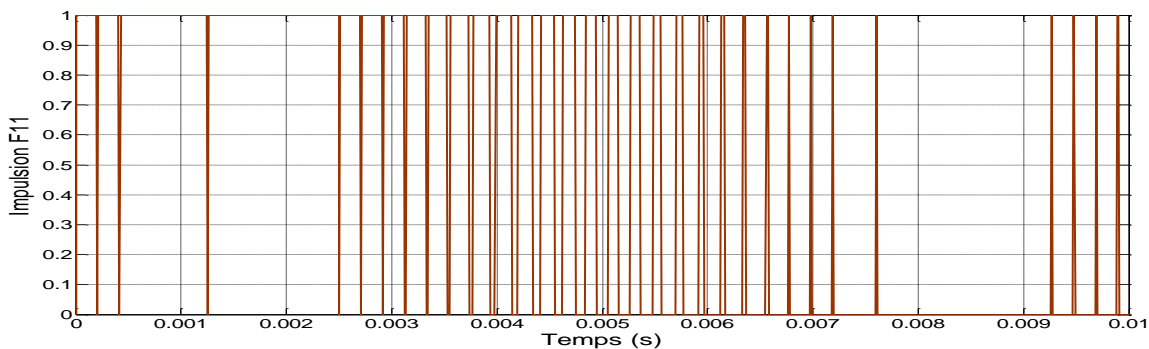
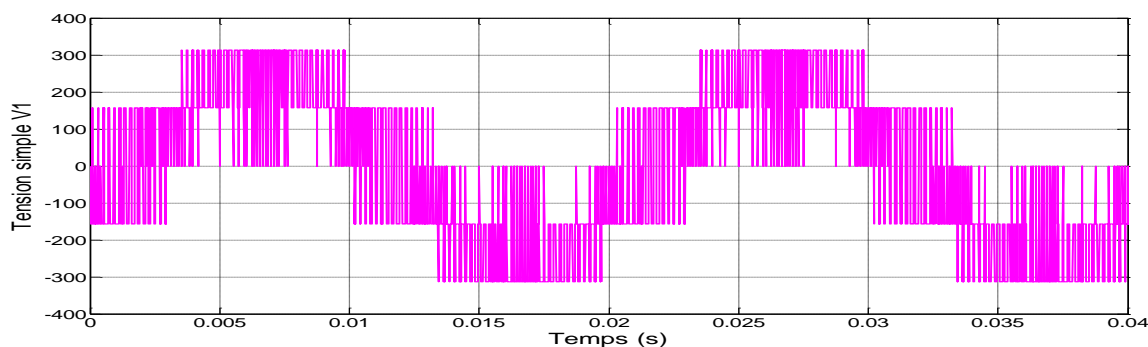
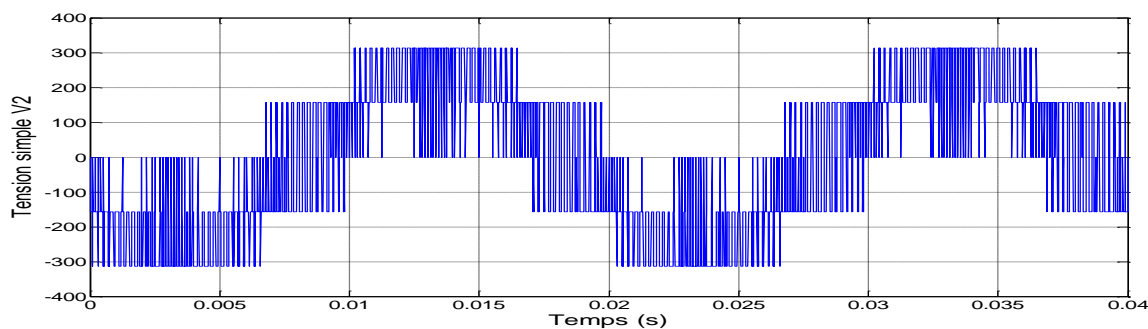


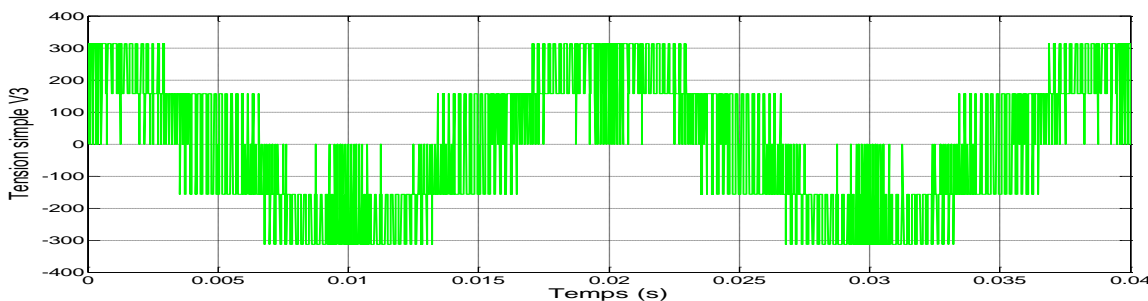
Figure III.47 Le signal d'impulsions F_{11} de l'interrupteurs supérieurs S_{11} de l'onduleur.



La tension simple V_1 .



La tension simple V_2 .



La tension simple V_3 .

Figure III.48 Les tensions simples V_1 , V_2 et V_3 à la sortie de l'onduleur.

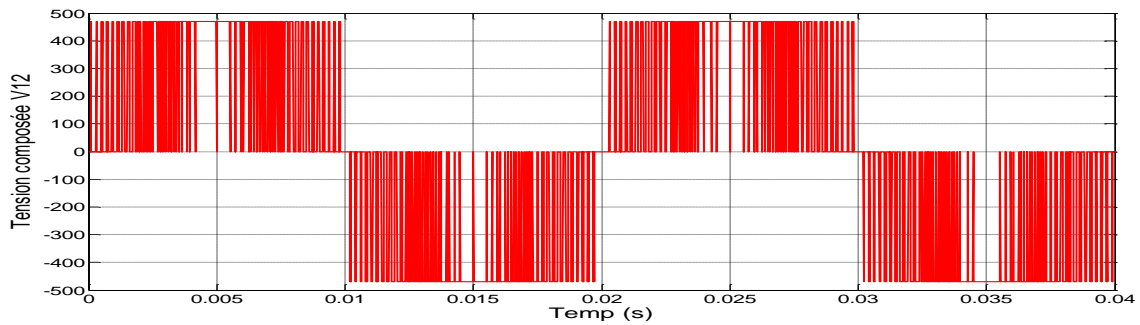


Figure III.49 La tension composée V_{12} .

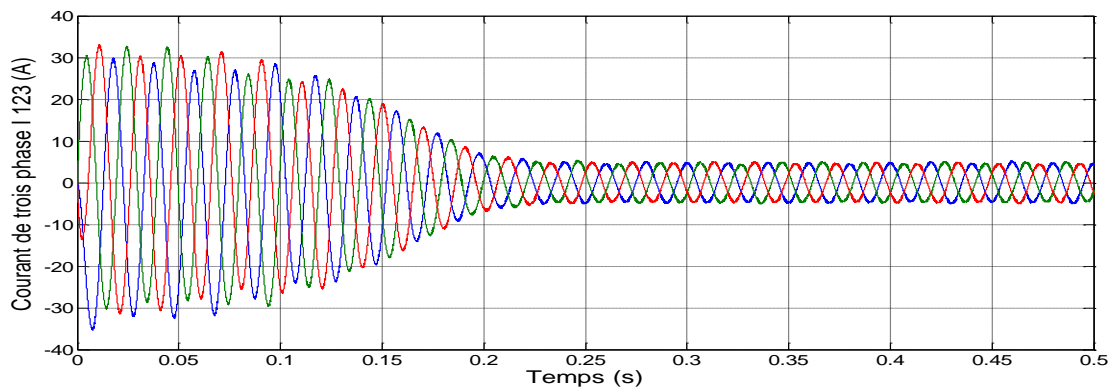


Figure III.50 Les trois courant statoriques.

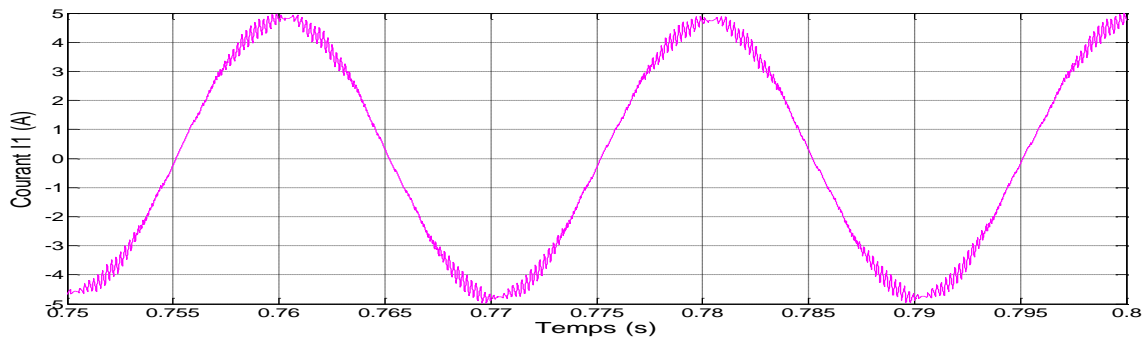


Figure III.51 Le courant statorique I_1 de la phase 1 en régime permanent.

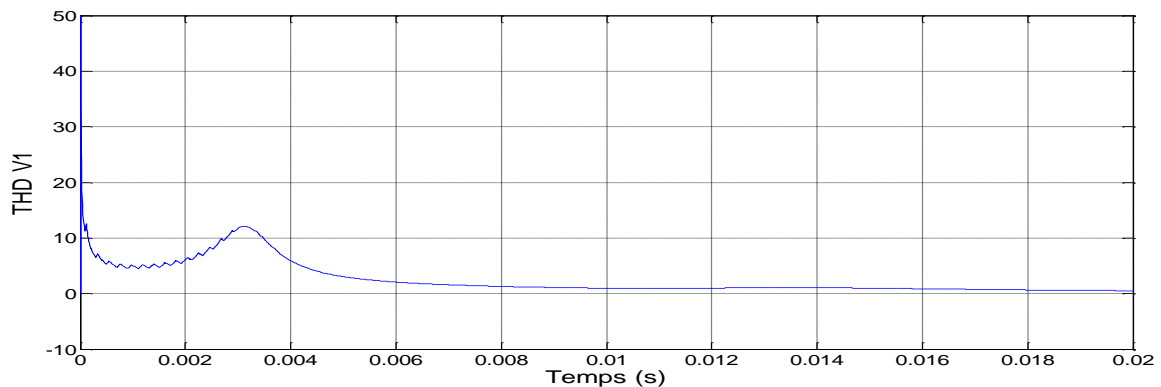


Figure III.52 La distorsion totale des harmoniques $THD_{I1}=0.6046=60.46\%$.

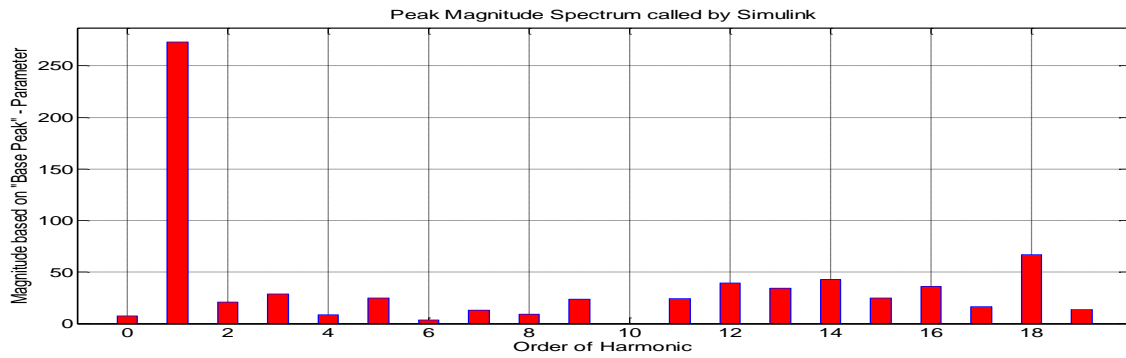


Figure III.53 Analyse spectrale du tension.

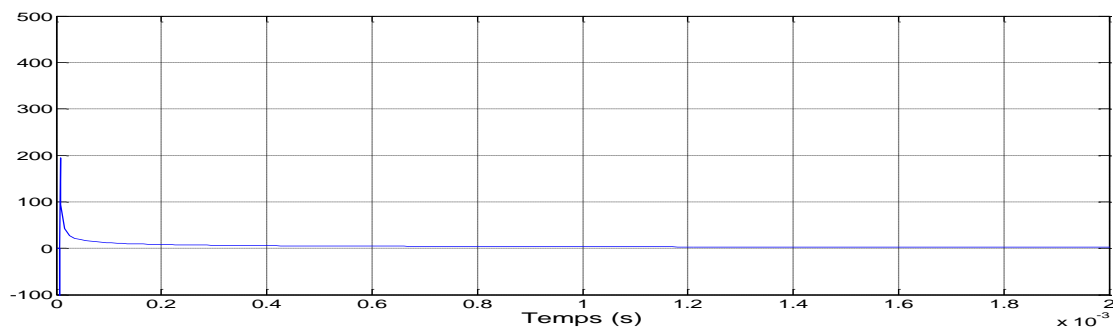


Figure III.54 La distorsion totale des harmoniques $THD_{II}=0.04513=4.513\%$.

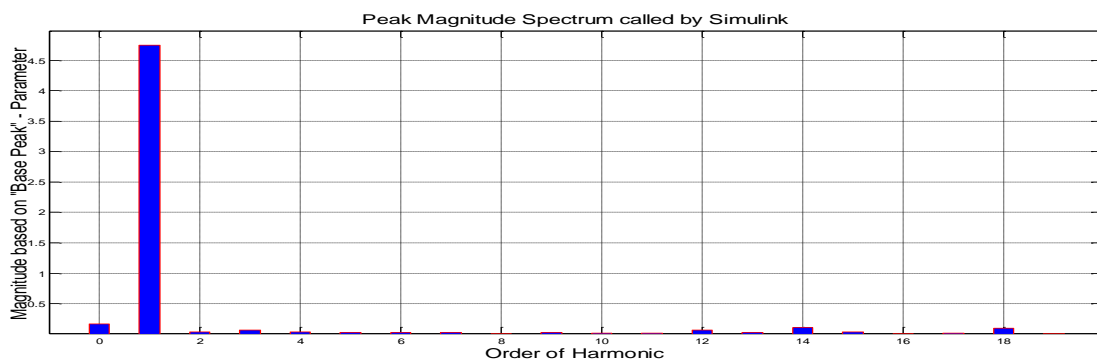


Figure III.55 Analyse spectrale du courant.

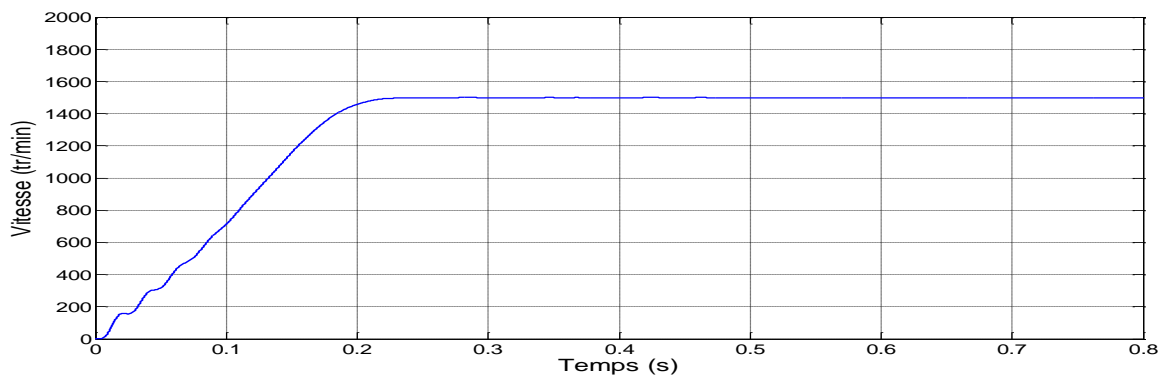


Figure III.56 La variation de la vitesse du moteur asynchrone (en regime permanent $N= 1500$ tr/mn).

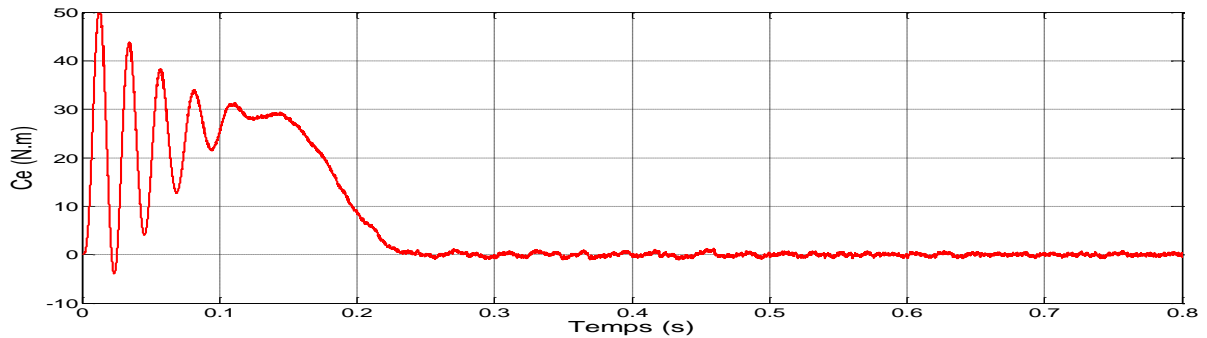


Figure III.57 La variation de couple du moteur asynchrone ($C_r=0\text{Nm}$).

III.17.1 Interprétations des résultats de simulation

Après ces essais de simulation, On remarque que :

- la valeur de THD pour la tension de la phase 1 est (53.29 %) correspond à l'indice de modulation $N=96$ et le taux de modulation $m=0.8$.
- la valeur de THD pour le courant de la phase 1 est (4.05 %) correspond à l'indice de modulation $N=96$ et le taux de modulation $m=0.8$.
- la tension simple possède cinq niveaux et la tension composé possède trois niveaux de tension.
- Les 3 impulsions de commande contiennent $N=96$ créneaux, ces 3 impulsions de commande sont décalées entre elles de un tiers de période ($2\pi/3$).
- On reconnaît le classique appel de courant au démarrage égal à 3 fois environ le courant nominal (le courant mesuré en A).
- Le couple monte jusqu'à plus de 85N.m. après disparition du régime transitoire, le couple tend vers couple résistant
- Les oscillations de couple se font évidemment ressentir sur l'évolution de la vitesse qui en régime permanent se stabilise à 1500 tr/mn puisque le moteur possède 2paires de pôles.

III.18 Simulation du modèle de la commande scalaire (v/f) associé MLI vectorielle hybride avec une machine asynchrone en boucle ouverte.

- On gardent tous les paramètre de la simulation précédente puis on conclure.

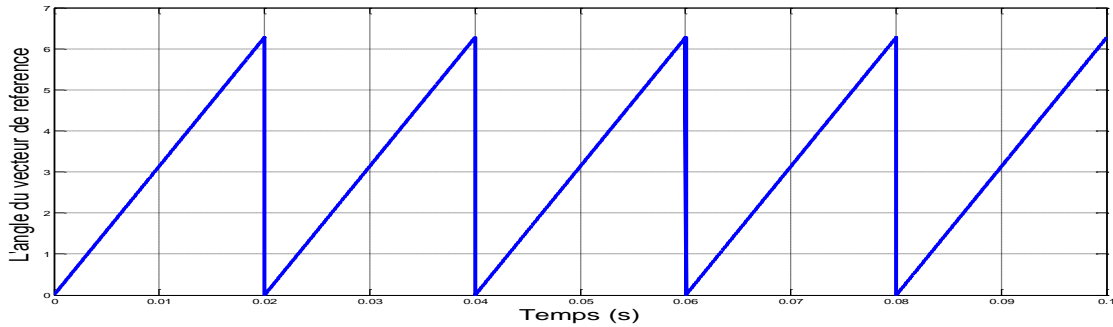


Figure III.58 L'angle du vecteur de référence

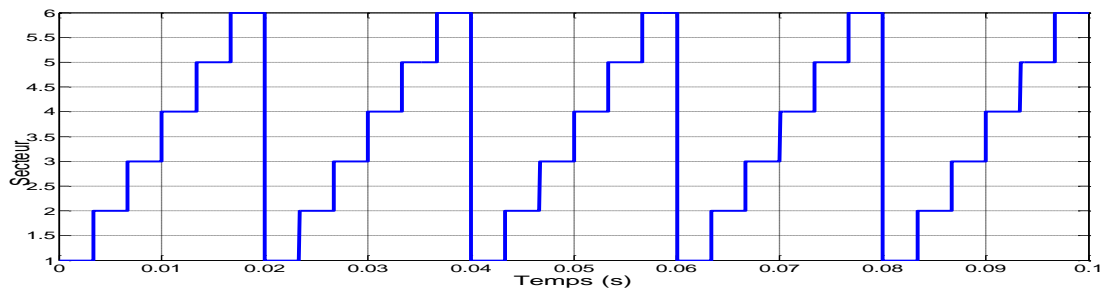


Figure III.59 Le déplacement du vecteur de référence entre les secteurs avec le temps.

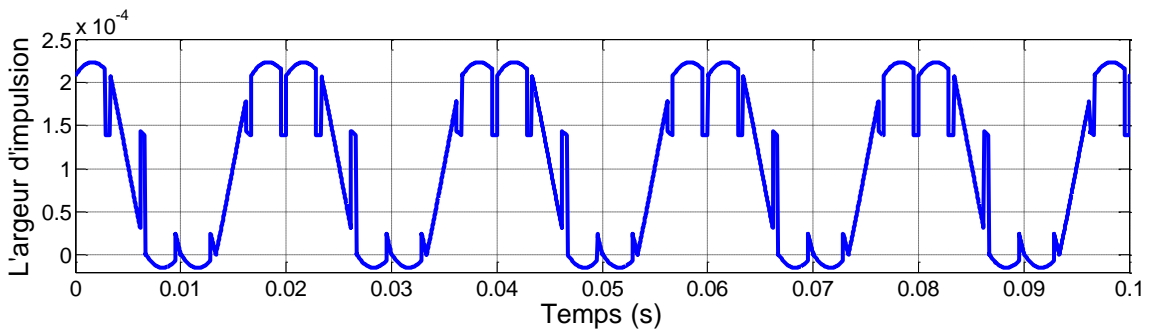


Figure III.60 La largeur d'impulsion de l'interrupteur supérieur de la branche 1 de l'onduleur.

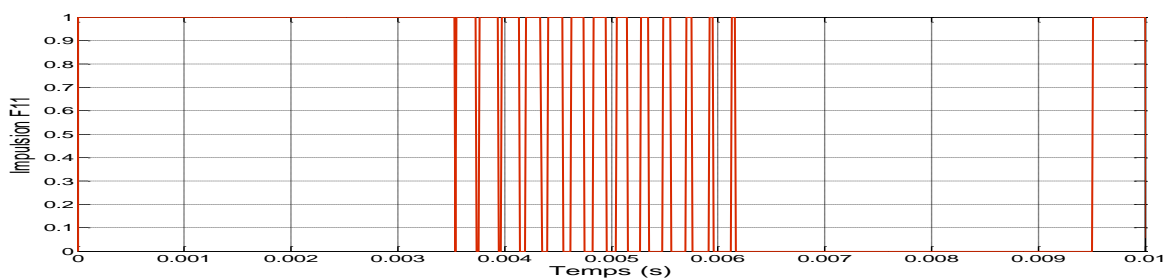
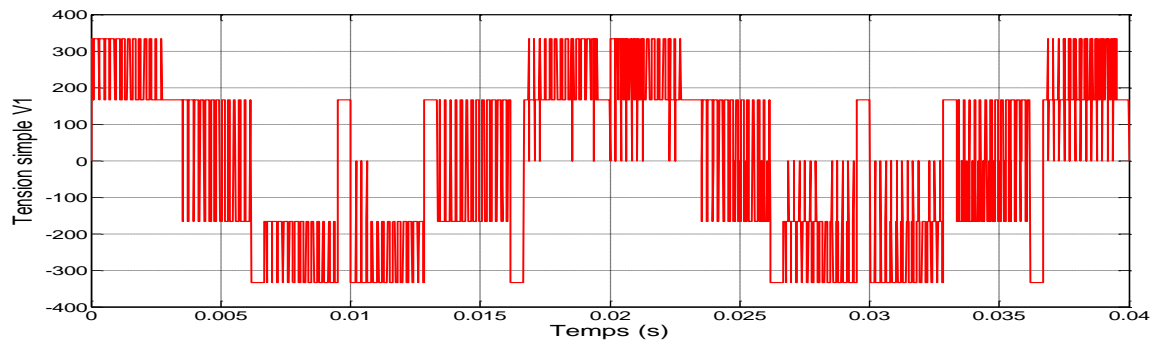
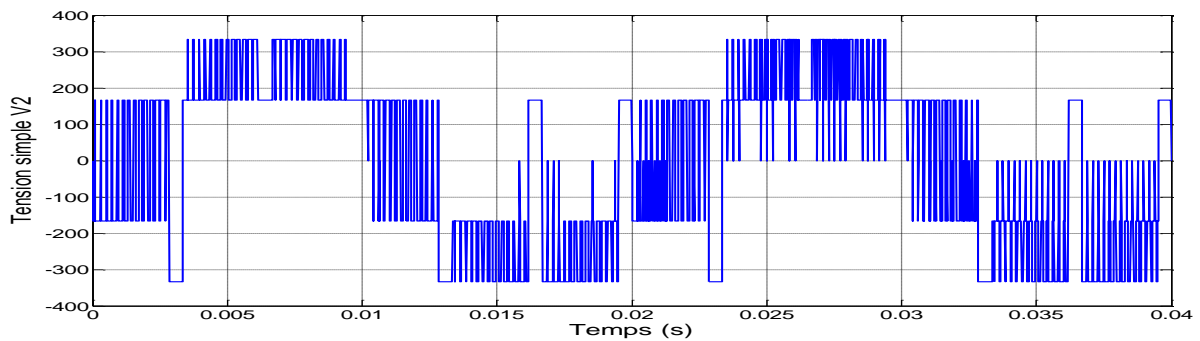


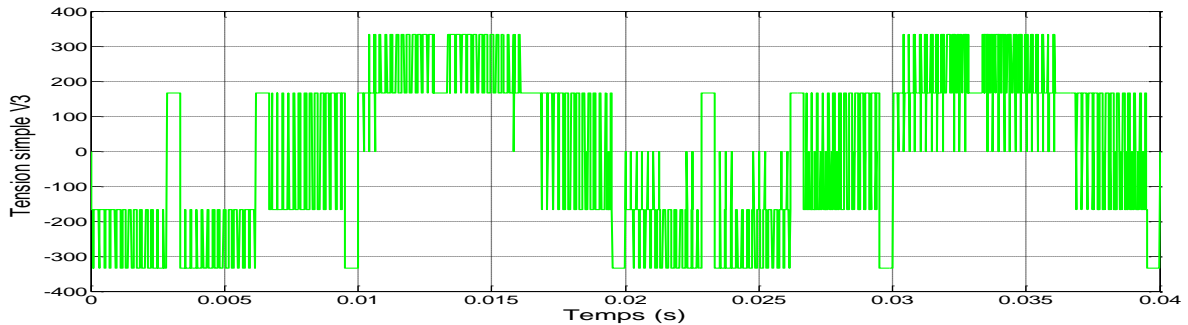
Figure III.61 Le signal d'impulsions F_{11} de l'interrupteurs supérieurs S_{11} de l'onduleur.



La tension simple V_1 .



La tension simple V_2 .



La tension simple V_3 .

Figure III.62 Les tensions simples V_1 , V_2 et V_3 à la sortie de l'onduleur.

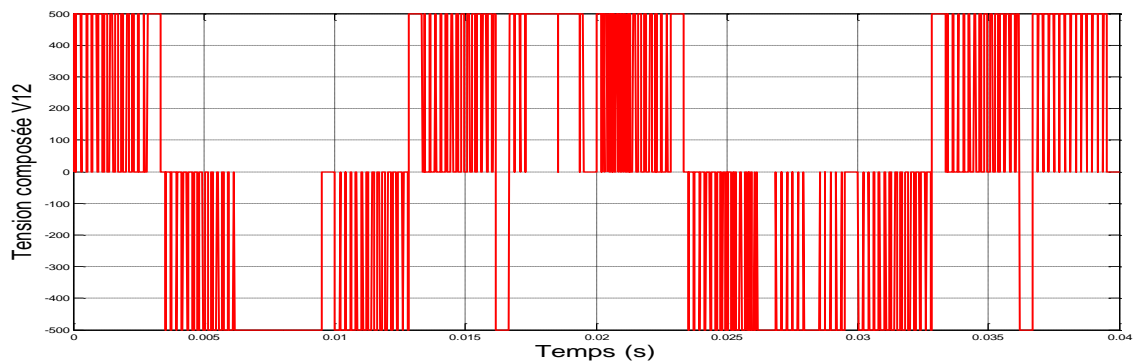


Figure III.63 La tension composée V_{12} .

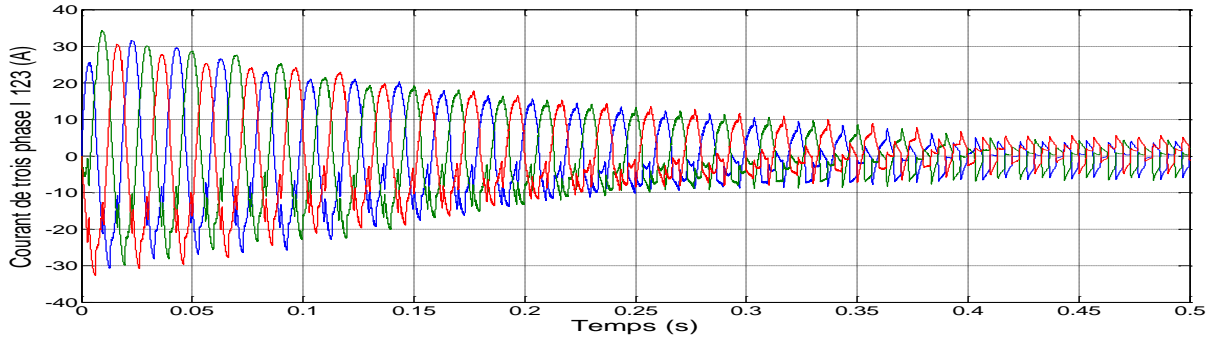


Figure III.64 Les trois courant statoriques.

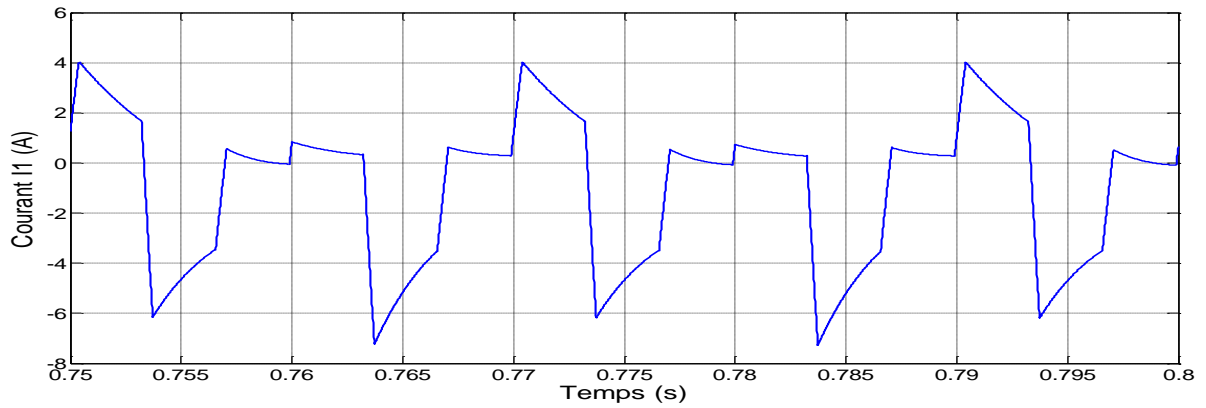


Figure III.65 Le courant statorique I_1 de la phase 1 en régime permanent.

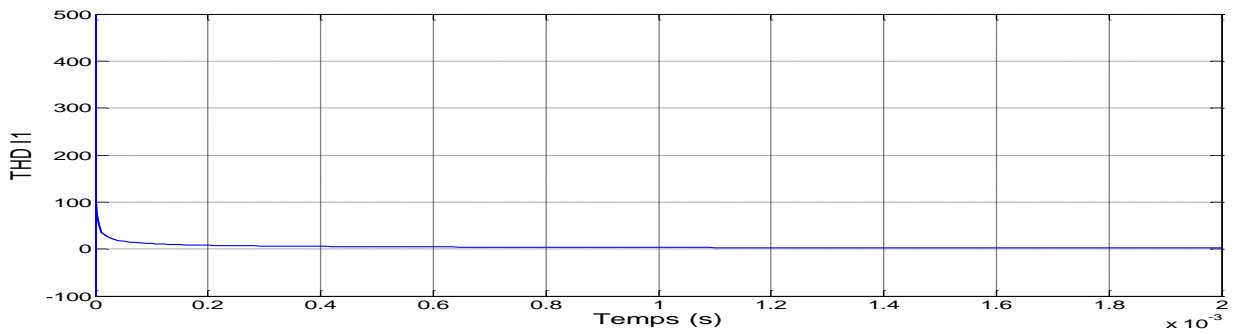


Figure III.66 La distorsion totale des harmoniques $THD_{I1}=0.1515=15.15\%$.

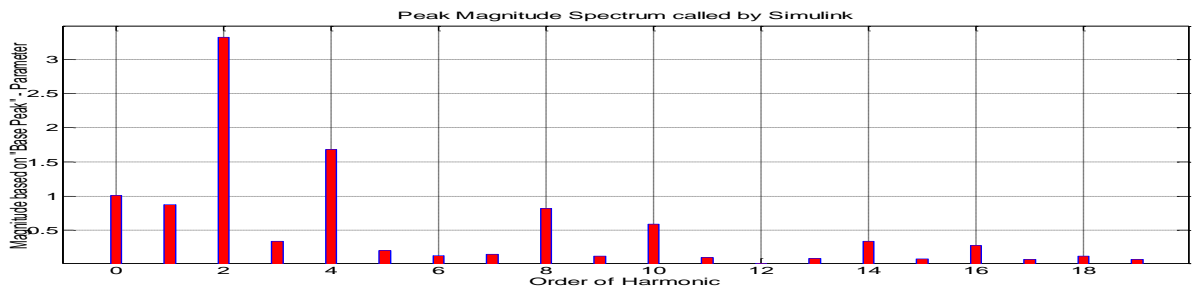


Figure III.67 Analyse spectrale du courant.

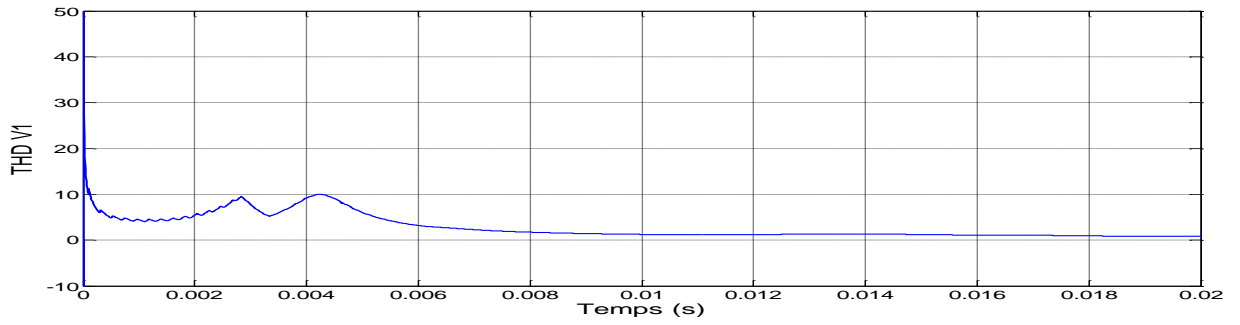


Figure III.68 La distorsion totale des harmoniques $THD_{II}=0.8856=88.56\%$.

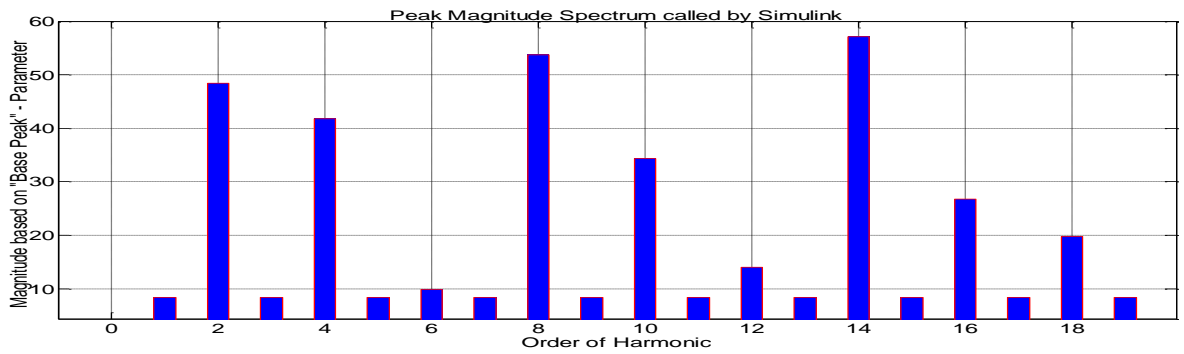


Figure III.69 Analyse spectrale du tension.

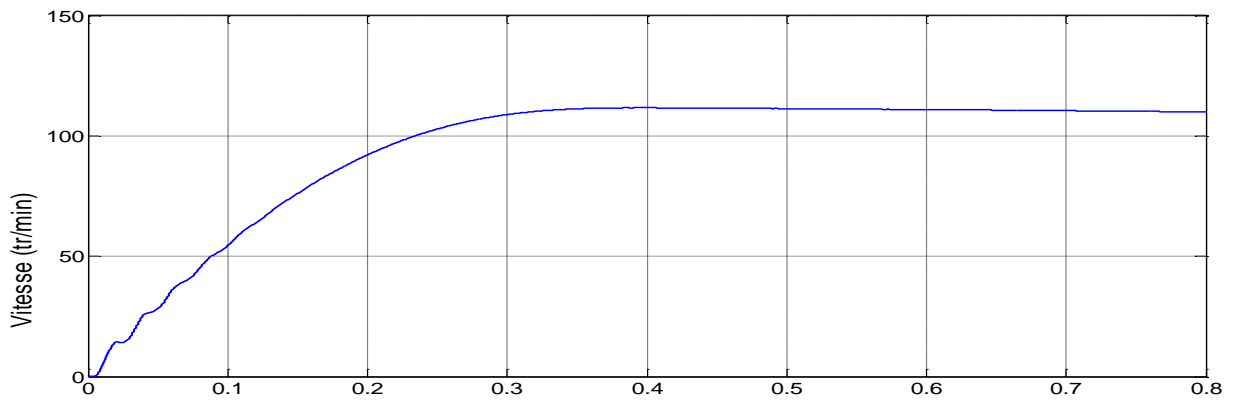


Figure III.70 La variation de la vitesse du moteur asynchrone

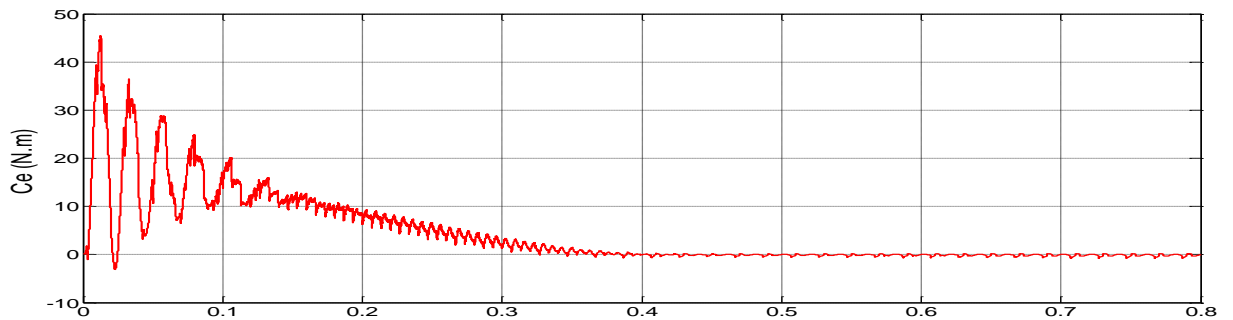


Figure III.71 La variation de couple du moteur asynchrone ($C_r=0Nm$).

III.18.1 Interprétations des résultats de simulation

Après ces essais de simulation, On remarque que :

- la valeur de THD pour la tension de la phase 1 est (88.59 %) .
- la valeur de THD pour le courant de la phase 1 est (15.15 %)
- la tension simple possède cinq niveaux et la tension composé possède trois niveaux de tension.
- Le couple monte jusqu'à plus de 45N.m. après disparition du régime transitoire, le couple tend vers couple résistant
- Les oscillations de couple se font évidemment ressentir sur l'évolution de la vitesse qui en régime permanent se stabilise à 110 tr/mn .

III.19 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté le modèle mathématique de la machine asynchrone avec son alimentation. La complexité de ce modèle a été réduite moyennant un certain nombre d'hypothèses simplificatrices et grâce à l'application de la transformation de *PARK* qui ramène la machine triphasée en une machine diphasée équivalente. Le choix des variables d'état dépend de l'objectif de la commande scalaire. et concernant la simulation de l'ensemble onduleur -MAS nous avons remarqué que la qualité du signal de sortie de l'onduleur et le THD de tension et de courant s'améliore dans le cas MLI vectorielle hybride par rapport à MLI vectorielle classique, mais après l'utilisation de la commande en v/f , le THD de tension et de courant s'améliore pour l'MLI vectorielle classique, mais il ne nous a pas donné des bons résultats pour l'MLI vectorielle hybride .

Conclusion générale

Dans l'objectif d'améliorer la tension de sortie d'un onduleur alimentant un moteur asynchrone à cage, ce moteur est le plus utilisé en industrie par rapport aux autres types de moteur car elle présente de nombreux avantages tels que sa puissance massique, sa robustesse, sa facilité de mise en œuvre, son faible coût, etc.

Dans le travail présenté dans ce mémoire, nous avons réalisé quatre algorithmes de commande de l'onduleur par MLI vectorielle les deux premiers algorithmes concernent l'MLI vectorielle classique et hybride sans commande en v/f et les deux derniers algorithmes concernent l'MLI vectorielle classique et hybride avec commande en v/f en boucle ouverte.

Dans ce travail nous avons choisi l'onduleur à deux niveaux, vue sa structure plus simple, pour développer l'algorithme de commande par MLI vectorielle hybride pour alimenter un moteur à induction.

- On constate que la qualité du signal de sortie de l'onduleur et le THD de tension et de courant s'améliore dans le cas MLI vectorielle hybride (THD=51.73 % pour la tension et THD=4.796 % pour le courant) par rapport à MLI vectorielle classique (THD=53.29% pour la tension et THD=4.05 % pour le courant) .
- Après l'utilisation de la commande en v/f , le THD de tension et de courant s'améliore pour l'MLI vectorielle classique (THD=53.29% pour la tension et THD=4.05% pour le courant) , mais il ne nous a pas donné des bons résultats pour l'MLI vectorielle hybride (THD=51.73 % pour la tension et THD=4.796 % pour le courant) .

On peut déduire que la commande en v/f en boucle ouverte s'adapte avec l'MLI vectorielle classique par contre elle ne s'adapte pas avec l'MLI vectorielle hybride.

Comme perspectives, on va essayer dans les futures travaux d'utiliser la commande vectorielle pour tester leur adaptation avec les différentes configurations de l'MLI vectorielle hybride. Ainsi on va essayer dans d'incarner ces résultats expérimentalement à travers l'utilisation de DSPACE.

Bibliographie

- [01] **Brahimi Mohamed el Amine, Babah Azmi**, « commande par mli vectorielle d'un onduleur alimentant un moteur a cage », Mémoire fin d'étude , Université de M'sila, 2008
- [02] **Bezzalla Amel, Mohamdi Souad**, « Commande par MLI vectorielle d'un onduleur alimenté un moteur à cage (étude de comparative enter la modulation à séquence Alignée à droit et celle à séquence symétrique) », Mémoire de Fin d'études, Université de M'sila, 2009.
- [03] **T. Abdelkrim, E.M. Berkouk, K. Aliouane, K. Benamrane et T. Benslimane**, « Etude et réalisation d'un onduleur à trois niveaux commandé par MLI vectorielle », Revue des Energies Renouvelables Vol. 14 N°2 (2011) 211 – 217,2011.
- [04] **Ayad Boubakeur, Benkhaouda Soufyane**, «étude et implémentation des techniques mil appliquees aux onduleurs multiniveaux hybrides », Mémoire de fin d'études, école militaire polytechnique, 2009.
- [05] **Yakoub Khadidja**, « réduction des effets de la tension homopolaire dans les associations onduleurs multiniveaux moteur à induction », Mémoire de Magistère, Université de batna, 2005.
- [06] **Stefan Laurentiu Capitaneanu**, « Optimisation de la fonction MLI d'un onduleur de tension deux-niveaux » Thèse doctorat ,université de toulouse,2002.
- [07] http://www.controltechniques.ch/french/produits/varianteurs_ac/quesque_estce_que_un_variateur.aspx
- [08] **Bruno Gaidon**, « Les Onduleurs pour Systèmes Photovoltaïques Fonctionnement, Etat de l'Art et Etude des Performances »,Rapport, Août 2007
- [09] **Berroubi fateh ,Kharchi ouilid**, « technique de commande d'un onduleur à MLI associe à une machine à induction », Mémoire de Fin d'études, Université de M'sila, 2006.
- [10] **SEHILI Miloud, GUEDDOUDJ Ettayeb**, « Amélioration de l'alimentation du moteur asynchrone l'utilisation de l'onduleur MLI » Mémoire de Fin d'Etudes, Université de ,2005.
- [11] **Rezgui Salah eddine**, « commande de machine électrique en environnement matlab/simulink et temps reel application a la machine asynchrone: commande vectorielle sans capteurs mecaniques Svpwm, Mode Glissant, Mras », Mémoire de Magistère, Université Mentouri de Constantine,2009.
- [12] **Hind DJeghloud** , « filtrage actif de puissance », Thèse de Doctorat, Université Mentouri de Constantine,2007.
- [13] **Djebbar Mohamed Salah**, « Etude comparative des redresseurs cascades et multiniveaux a commande MLI », Mémoire de Magistère, université mentouri – Constantine, 2005.
- [14] **Bouzidi Ali, Bouchareb Mohammed**, « commande par mode glissant floue d'un D-statcom multi-niveaux », Mémoire de Fin d'études, Université de M'sila, 2011.

- [15] **Khoudiri Abdelkader**, « Fonctionnement en mode dégradé d'un Onduleur Multiniveaux en Cascade », Mémoire de Magistère, école militaire polytechnique, 2009.
- [16] **Diaf Youssef, Ben anter Djamel**, « Modélisation et commande d'un onduleur triphasé pilote par mli a structure multi-niveaux ».Mémoire fin d'étude , Université de Ouargla ,2012.
- [17] **Mebrek yahia**, «Contribution à l'étude et à la modélisation des element d'un système photovoltaïque».Mémoire fin d'étude ,Université de Telemcen ,2011.
- [18] **Dr A. Meroufel**, «Contrôle de la machine asynchrone »,thèse fin d'étude, université de sidi bel-Abbes,2009
- [19] **Amaia Lopez DE HEREDIA BERMEO**, « Commandes avancées des systèmes dédiés à l'amélioration de la qualité de l'énergie : de la basse tension à la montée en tension », Thèse de Doctorat, Laboratoire d'électrotechnique de Grenoble Cidae (Mondragón, Espagne), 2000.
- [20] **Salmi Salem**, « Commande par mli vectorielle d'un onduleur à sept niveaux alimentés un moteur à cage», Mémoire fin d'étude, Université de M'sila,2012.
- [21] **Hamidat Nabil**, «Commande par MLI vectorielle d'un onduleur à cinq niveaux alimentant un moteur à cage» Mémoire de Fin d'études, Université de M'sila, 2012.
- [22] **Attar Samah, Djegham Khaled**, «Commande par mli vectorielle d'un onduleur a trois niveaux alimentant un moteur à cage», Mémoire de Fin d'études, Université de M'sila, 2012.
- [23] **Djaafer Lalili** «MLI Vectorielle et commande non linéaire du bus continu des onduleurs Multi-niveaux. Application à la Conduite de la Machine Asynchrone. » Mémoire de Fin d'études, Université de jijel, 2009.
- [24] **M. Harsha Vardhan Reddy**, « Open loop V/f Control of Induction Motor based on hybrid PWM With reduced torque ripple »Rapport, Université de Karunya,2011.
- [25] **Sudarshan K.valluru**, «An optimized hybrid space vector pulse width modulation for reduction of torque ripple in voltage source inverter fed induction motor».Mémoire de fin d'étude, Université de Delhi,2009.
- [26] **Bilal Guesmia, Brahim Mecheri**, «Commande vectorielle a flux orienté de la machine à induction» Mémoire de Fin d'études, Université de M'sila, 2009.
- [27] **L.baghli**, «Modélisation et commande de la asynchrone» Mémoire de fin d'études, Université de Nancy 2005.
- [28] **Nasri Farid, Ayche Mohamed**, « étude des procédés des freinages des moteurs asynchrones triphasés par les automates programmables industriels (A.P.I.) », Mémoire de fin d'études, Université de M'sila2007.
- [29] **Saadi Nour el houda ,Bakhti Ibtissam**, « Conception d'un observateur par modélisant d'une machine à induction », Mémoire de Fin d'études, Université de M'sila, 2007.
- [30] **Belkaibech Ali, Maalmi Ali**, «Commande a base d'un regulateur rst de la machine a induction », Mémoire de Fin d'études, Université de M'sila, 2006.

- [31] **Sehili Miloud, Gueddoud Ettayeb**, « Conception assistée par ordinateur des machines asynchrones a rotor en court circuit », Mémoire de Fin d'études, Université de M'sila, 2005.
- [32] **Haddad Salah, Charif Mourad**, «Etude comparative de la commande vectorielle et celle par mode de glissement d'un machine asynchrone », Mémoire de Fin d'études, Université de M'sila, 2006.
- [33] **Diaf youssouf ,Ben anter djamal**, «Modélisation et commande d'un onduleur triphasé pilote par mli a structure multiniveaux » Mémoire de Fin d'Etudes, Université de ouargla, 2012.
- [34] **Ben hamimid Radhwane, Brahimi Nadjib** «Commande vectorielle d'un système mono-onduleur bi-machines asynchrones» Mémoire de Fin d'études, Université de M'sila, 2006.
- [35] **Messeguem Walid , Merzougui Walid** «Commande vectorielle de la machine asynchrone avec l'asservissement du redresseur MLI multi-niveaux» Mémoire de Fin d'études, Université de M'sila, 2009.

**MEMOIRE DE FIN D'ETUDES EN VUE DE L'OBTENTION DU DIPLÔME DE
MASTER EN GENIE ELECTRIQUE
SPECIALITE: INGENIERIE DES SYSTEMES ELECTROMECHANQUES**

Proposé et dirigé par :

-Mr. BENDAIKHA A / Malik

Présenté par :

- BOUTERAA Imad eddine

THEME

**Commande en V/f en boucle ouverte du moteur à
induction basé sur la modulation de largeur
d'impulsion vectorielle hybride**

Résumé :

L'inconvénient principal des onduleurs est l'obtention de la tension alternative non sinusoïdale à la sortie. ce problème influe d'une manière négative sur le moteur qui est conçue pour fonctionner avec une tension alternative sinusoïdale, cela engendre des pertes additionnelles aux niveaux des bobinages des moteurs et le rendement devient faible.

Notre travail entre dans ce cadre c'est-à-dire l'utilisation de la commande en v/f en boucle ouverte d'un moteur à induction alimenté par un onduleur à deux niveaux dans le but de développer un algorithme basé sur la modulation vectorielle classique puis hybride.

Cette dernière est une commande la plus employé pour commander l'onduleur afin d'obtenir une tension plus proche à la sinusoïdale.

Mots clés: onduleur, deux niveaux, MLI vectorielle hybride, moteur à induction,

Année Universitaire: 2013/2014

N° d'ordre : 107

