

République Algérienne Démocratique et Populaire
Ministère de L'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

UNIVERSITE MOULOUD MAMMERI DE TIZI-OUZOU



FACULTE DE GENIE ELECTRIQUE ET D'INFORMATIQUE
DEPARTEMENT D'ELECTROTECHNIQUE

Mémoire de Fin d'Etudes de MASTER PROFESSIONNEL

Domaine : Sciences et Technologies

Filière : Génie Electrique

Spécialité : ELECTROTECHNIQUE INDUSTRIELLE

Présenté par :
DJAFOUR Meziane

GACEM Rafik

Thème

Etude d'un variateur de vitesse pour une machine asynchrone triphasée.

Mémoire soutenu le 04 /07/2017 devant le jury composé de :

Mr BENYAHIA Nabil

Maître des conférences classe-A-, UMMTO, Président.

Mr ZIANE Djamel

Maître des conférences classe-B-, UMMTO, Promoteur.

Mr MEZZAI Nabil

Maître des conférences classe-B-, UMMTO, Co-promoteur.

Mr DJOUDI Hakim

Maître assistant classe-A, UMMTO, Examineur.

Mr KIMOUCHE Abdelghani

Maître assistant classe-A, UMMTO, Examineur.

Promotion 2016 /2017

Remerciements.

. Nous tenons tout d'abord à remercier DIEU le Tout Puissant et Miséricordieux, qui nous A Donné la force et la patience d'accomplir ce modeste travail.

Nous remercions tout particulièrement notre promoteur Mr ZIANE Djamel, qui a proposé et dirigé ce travail pour ses précieux conseils, orientations, patience qui ont constitué un apport considérable sans lesquels ce travail n'aurait pas pu être mené au bon port. Qu'il trouve dans ce travail un hommage vivant à ses hautes qualités humaines.

Nos vifs remerciements s'adressent aussi à notre Copromoteur Mr MEZZAI Nabil pour son aide et ses encouragements.

Nous remercions également les membres du jury qui ont fait l'honneur de bien vouloir examiner ce travail

Nos vifs remerciements vont également du fond du cœur à tous nos enseignants durant notre formation universitaire, à tous nos amis.

À toute la promotion ETH Professionnel

Dédicaces

Je dédie ce modeste travail :

A mes chers parents

A mes frères : SAMIR et BRAHIM

A mes sœurs et leurs enfants

A tous les miens

RAFIK

Dédicace

Je dédie ce modeste travail :

À mes chers parents

À ma sœur et à mon frère

À tous les miens

MEZIANE



Liste des abréviations

Liste Des Abréviations

C_e	[N.m]	Couple électromagnétique.
f	[Hz]	Fréquence du réseau électrique d'alimentation.
(I_{as}, I_{bs}, I_{cs})	[A]	Courants statoriques triphasés.
(I_{ds}, I_{qs})	[A]	Courants statoriques biphasés dans le repère tournant de Park (d, q).
(I_{ar}, I_{br}, I_{cr})	[A]	Courants rotoriques triphasés.
(I_{dr}, I_{qr})	[A]	Courants rotoriques biphasés dans le repère tournant de Park (d, q).
$L_s = l_s - M_s$	[H]	Inductance cycliques statoriques.
$L_r = l_r - M_r$	[H]	Inductance cycliques rotoriques
$L_m = \frac{3}{2} M_{sr}$	[H]	Inductance cycliques mutuelles entre le stator et le rotor.
l_s, l_r	[H]	Inductances propres d'une phase de la machine.
M_s	[H]	Inductance mutuelle entre deux phases statoriques.
M_r	[H]	Inductance mutuelle entre deux phases rotoriques.
M_{sr}	[H]	Inductance mutuelle maximum entre le rotor et le stator.
N	[tr/min]	Vitesse mécanique.
R_s, R_r	[Ω]	Résistances statoriques et rotoriques.
S, r		Indice relatif au stator et au rotor.
(V_{as}, V_{bs}, V_{cs})	[V]	Tensions statoriques triphasés.
(V_{ds}, V_{qs})	[V]	Tensions statoriques biphasés dans le repère tournant de Park (d, q).
ω	[rad/s]	Pulsation mécanique correspondant à la vitesse de rotation Ω .

Liste Des Abréviations

ω_r	[rad/s]	Pulsation des grandeurs électriques rotoriques.
ω_s	[rad/s]	Pulsation des grandeurs électriques statoriques.
$(\varphi_{as}, \varphi_{bs}, \varphi_{cs})$	[Wb]	Flux statoriques triphasés.
$(\varphi_{ds}, \varphi_{qs})$	[Wb]	Flux statoriques biphasés dans le repère tournant de Park (d, q).
θ	[rd]	Position angulaire du rotor.
P		Nombre de paire de pôles.
Ω	[rad/s]	Vitesse mécanique.

Tables des matières

Listes des figures

Liste des abréviations

Introduction Générale 1

Chapitre I : Généralités sur Les Machines Asynchrone

Introduction 3

I-1-Définition de la machine asynchrone 3

I-2-Constitution de la machine asynchrone..... 4

a)-stator.....4

b)- rotor.....4

I-3-Principe de fonctionnement 5

I-4-Définition du glissement 6

I-5- Bilan des puissances 6

I-6-régimes de fonctionnement de la machine asynchrone..... 7

I-7-procédés de démarrages d'une machine asynchrone à cage d'écureuil 8

I-7-1-Démarrage étoile triangle8

I-7-2-Démarrage direct.....9

I-7-3-Démarrage à une tension réduite.....9

I-8- Démarrage d'une machine asynchrone à rotor bobiné10

I-9-problèmes posés par les machines asynchrones..... 11

I-9-1-Inversion du sens de rotation11

I-9-2-Freinage.....11

I-10-Techniques de variation de la vitesse pour un moteur asynchrone..... 12

I-10-1-Variation de la fréquence d'alimentation12

I-10-2- changement du nombre de paires de pôles.....13

I-10-3- Variation par action sur le glissement13

I-11-Modélisation de la machine asynchrone	13
I-11-1-Hypothèses simplificatrices	13
I-11-2-Equation des tensions et des flux	14
I-11-3-Modèle de Park de la machine asynchrone	15
a)-Transformation de Park.....	16
I-11-4-Applications aux équations des tensions.....	17
I-11-5-Applications aux équations des flux	18
I-2-6-Choix de référentiel.....	19
I-2-7-Expression de couple électromagnétique	21
Conclusion.....	22

Chapitre II : Etude de Variateur de Vitesse

Introduction	23
1-Gradateurs	23
1-1- Définition	23
1-2-Classification des gradateurs	24
1-3-Gradateur à angle de phase	25
I-4-Principe de fonctionnement d'un gradateur à angle de phase monophasé débitant sur une charge résistive	25
2-système redresseur-onduleur	
2-1 redresseurs.....	27
2-1-1-Définition d'un redresseur.....	27
2-1-2- Différents montages redresseurs	28
2- 1-3- Les redresseurs non commandés	28
a)-Principe de fonctionnement	29
2-1-4- Les redresseurs triphasés commandés	31
2-2- Onduleurs.....	32
2-2-1- Définition de l'onduleur	32
2-2-2- Classification des onduleurs.....	32
2-2-3- Principe de fonctionnement de l'onduleur	32
2-2-4- Onduleur triphasé en pont	34

Conclusion.....	36
-----------------	----

Chapitre III : Différentes Stratégies de commande.....

Introduction	37
1-Commande pleine onde (180°)	37
1-1- Principe de fonctionnement.....	37
2-Modulation de Largeur d'impulsion.....	42
2-1 MLI naturelle	42
2-2- La MLI calculée.....	45
2-3- La MLI optimisée	46
2- Modulation vectorielle (SVM).....	47
3- Conclusion	52

Chapitre IV : Application : Association convertisseur-machine

1-Schéma synoptique d'un variateur de vitesse	53
2-Alimentation de la machine asynchrone.....	54
2-1-Alimentation de la MAS par la tension du réseau	54
2-2- Alimentation de la MAS par le convertisseur statique	57
2-2-1-Par un convertisseur commandé à pleine onde	57
2-2-2-Par un convertisseur commandé par la MLI naturelle	60
2-2-3-Par un convertisseur commandé par la SVM	63
Conclusion.....	66
Conclusion générale	68
Références bibliographiques	
Annexes	

Listes Des Figures

Liste des figures

Liste des figures

Figure (I-1) : Machine asynchrone.....	3
Figure (I-2) : Vue éclatée d'un rotor à cage d'une MAS.....	5
Figure (I-3) : Vue éclatée d'un rotor bobiné d'une MAS.....	5
Figure (I-4) : Bilan de puissances.....	6
Figure (I-5) : Quadrants de fonctionnement d'une MAS.....	7
Figure (I-6): Courant et couple en fonction de la vitesse pour un démarrage direct.	8
Figure (I-7):Démarrage rotorique.	10
Figure (I-8) : Techniques de freinage.	11
Figure (I-9) : Modèle de Park de la machine asynchrone.	15
Figure (I-10) : Représentation des axes de la machine.	15
Figure (II-1) : Montage d'un gradateur monophasé.....	24
Figure (II-2) : Montage d'un gradateur triphasé charge résistive.	24
Figure (II-3) : Allures de la tension d'alimentation (a) et la tension à la sortie de la charge (b).	26
Figure (II-4) : Montage simple alternance (P3)	27
Figure (II-5) : Montage double alternance (PD3)	28
Figure (II-6) : Montage avec une source en polygone	28
Figure(II.7) :Redresseur triphasé non commandé.....	29
Figure (II-8) : La tension redressée U_d	30
Figure (II-10) : Topologie d'un redresseur triphasé commandé de tension.....	31
Figure (II-11) : Fonctionnement et signal de l'onduleur dans le 1 ^{eme} cycle.	33
Figure (II-11) : Fonctionnement et signal de l'onduleur dans le 2eme cycle.	33
Figure (II-12) :Signal de sortie à l'onduleur.	34
Figure (II-13) : Montage d'un onduleur triphasé.....	34
Figure (III-1) : Structure d'un onduleur detension.....	38

Liste des figures

Figure (III-2) : Signal de commade.....	40
Figure (III-3) : La tension simple.....	40
Figure (III-4) : La tension composée.	41
Figure (III-5) : Le courant de sortie	41
Figure (III-6) : Analyse fréquentielle du courant de sortie.	42
Figure (III-8) : Signal de commande de l'interrupteur K_1	44
Figure (III-9) : La tension composée de sortie.....	45
Figure (III-11): L'analyse fréquentielle du courant de sortie.	45
Figure (III-12) : Formes d'ondes pour une commande MLI calculée d'un onduleur.....	47
Tableau (III-1) : table de vérité de l'onduleur de tension triphasé.....	49
Figure (III-13) : Le principe de la SVM.	49
Figure (II-14) : Composantes du vecteur de référence dans le secteur I.....	49
Figure (III-15) : Bloc de la SVM.	50
Figure (III-17) : La tension composée de sortie.....	52
Figure (III-18) : Le courant de sortie.	52
Figure (III-19) : L'analyse fréquentielle du courant de sortie.	52
Figure (IV-1) : Schéma synoptique d'un variateur de vitesse.	53
Figure (IV-2) : Schéma d'un démarrage direct de la MAS.....	54
Figure (IV-2) : Allure de la tension composée statorique.....	55
Figure (IV-3) : Allure de la tension simple statorique.	55
Figure (IV-4) : Allure du courant statorique.....	56
Figure (IV-5) : La courbe de la vitesse de la MAS.....	56
Figure (IV-6) : Schéma bloc de la machine asynchrone à cage alimentée par un onduleur commandé à pleine onde.	57
Figure (IV-7): Signal de commande de l'interrupteur K_1	58
Figure (IV-8) : Formes d'onde de la tension composée statorique.....	58
Figure (IV-9) : Formes d'onde de la tension simple statorique.	58

Liste des figures

Figure (IV-10) : Forme d'onde du courant d'une phase i_1 à la sortie de l'onduleur.	59
Figure (IV-11) : Le spectre du courant i_1	59
Figure (IV-12) : La courbe de la vitesse de la MAS.	59
Figure (IV-13) : Schéma bloc de la machine asynchrone à cage alimentée par un onduleur commandé par la MLI naturelle.	60
Figure (IV-14) : Signal de commande de l'interrupteur K_1	61
Figure (IV-15) : Formes d'onde de la tension composée statorique.	61
Figure (IV-16) : Formes d'onde de la tension simple statorique.	61
Figure (IV-17) : Forme d'onde du courant d'une phase i_1 à la sortie de l'onduleur.	62
Figure (IV-18) : Le spectre du courant i_1	62
Figure (IV-19) : La courbe de la vitesse de la MAS.	62
Figure (IV-20) : Forme d'onde de la tension composée statorique.	63
Figure (IV-21) : Forme d'onde de la tension simple statorique.	64
Figure (IV-22) : Forme d'onde du courant d'une phase i_1 à la sortie de l'onduleur.	64
Figure (IV-23) : Spectre du courant i_1	64
Figure (IV-24) : La courbe de la vitesse de la MAS	65

Introduction générale

Les moteurs électriques sont classés parmi les appareils les plus répandus en industrie. Leur fonction de conversion de l'énergie mécanique les rend d'une grande importance pour faire fonctionner les processus industriels et aider ainsi à accomplir des tâches.

Parmi les moteurs électriques les plus utilisés, on cite le moteur asynchrone triphasé grâce aux multiples avantages qu'il présente notamment, la simplicité du processus de fabrication, sa robustesse ainsi que son adaptation facile aux équipements de commande tels que les contacteurs et les convertisseurs électroniques qui contribuent à la variation de sa vitesse.

Le variateur de vitesse est un convertisseur d'énergie son rôle est de régler l'énergie électrique fournie au moteur, ils nous permettent donc d'adapter la vitesse de rotation du moteur aux conditions d'exploitation.

Les variateurs utilisés pour les moteurs asynchrones sont des variateurs électroniques à fréquence variable, ils sont des combinaisons redresseur-onduleur sur lesquelles on peut varier la fréquence et permettre ainsi le contrôle de la vitesse, ce variateur est le plus utilisé depuis le développement de l'électronique de puissance car il répond parfaitement aux exigences souhaitées.

Notre travail est consacré à l'étude d'un variateur de vitesse pour une machine asynchrone triphasé et pour bien éclaircir notre travail nous avons opté pour la méthode de travail suivante :

Dans le premier chapitre nous avons établi des généralités sur les machines asynchrones triphasés, nous nous intéresserons aux diverses définitions des parties qui composent cette machine, son principe de fonctionnement ainsi que sa modélisation.

Le deuxième chapitre sera consacré à l'étude des différents convertisseurs utilisés dans la conception de ces variateurs de vitesse. Ainsi nous illustrerons d'une manière détaillée sur les gradateurs, les redresseurs et les onduleurs.

Dans le troisième chapitre nous allons faire l'étude des techniques de commande d'un onduleur destiné pour la variation de la vitesse, nous détaillerons alors sur trois commandes et qui sont la technique de modulation de largeur d'impulsion naturelle et vectorielle et la commande pleine onde.

Enfin le quatrième chapitre sera un exemple d'application, où nous ferons la simulation de l'ensemble convertisseur-machine en utilisant les trois principales stratégies de modulation étudiées précédemment et nous conclurons sur la meilleure stratégie entre elles.

Chapitre I : Généralités sur les machines asynchrones.

Chapitre I : Généralités sur Les Machines Asynchrones

Introduction

Dans le domaine de l'industrie, il est primordial de transformer l'énergie électrique en énergie mécanique afin de pouvoir effectuer les tâches nécessaires pour la production. Ce rôle de transformation d'énergie est assuré par les moteurs électriques et ce sont les moteurs électriques conventionnels qui sont les plus utilisés (MCC, synchrone et asynchrone). Mais c'est le moteur asynchrone qui est le plus utilisé dans ce domaine grâce à ces multiples avantages.

Dans ce présent chapitre nous essayerons d'en parler sur les différents paramètres qui régissent cette machine. Ainsi, on commencera par une définition de cette dernière, un aperçu sur les différents éléments la constituant et son principe de fonctionnement. Puis on citera les différents régimes de fonctionnement ainsi que le bilan de puissances de cette machine on étalera également, les procédés de démarrage, les problèmes posés par la MAS et les techniques de variation de sa vitesse ainsi que sa modélisation et on terminera par une conclusion.

I-1-Définition de la machine asynchrone

Le moteur asynchrone triphasé est le moteur le plus utilisé dans le domaine de l'industrie pour sa simplicité de construction et pour le fait qu'il ne nécessite pas d'entretien.

On appelle machine asynchrone toute machine qui tourne à une vitesse légèrement inférieure à la vitesse de synchronisme. Elle est constituée comme toutes les autres machines électriques tournantes, d'une partie fixe appelée stator et d'une partie mobile appelée rotor



Figure (I-1) : Machine asynchrone

I-2-Constitution de la machine asynchrone

Le moteur asynchrone triphasé comprend deux parties, l'une fixe appelée stator et l'autre mobile appelée rotor.

a)-Stator

Le stator comporte une carcasse en acier renfermant un empilage de tôles identiques qui constituent un cylindre vide, il est constitué d'encoches dans lesquelles est logé le bobinage triphasé.

Le bobinage du stator est serré dans les encoches par des cales et il est imprégné de sorte à obtenir une masse solide qui pourra résister aux effets électrodynamiques de démarrage [1].

Les trois phases sont connectées en étoile et seul trois fils sortent vers la plaque à bornes.

b)-Rotor

Le rotor se compose d'un cylindre de tôles perforées à l'extérieur pour former les encoches où vont se loger les conducteurs.

Il existe deux types de rotors :

❖ Rotor à cage d'écureuil

L'enroulement d'un rotor à cage est constitué de barres de cuivres nues et qui sont placées dans les encoches, ces barres sont soudées à chaque extrémité à deux anneaux qui les court-circuitent l'ensemble ainsi formé ressemble à une cage d'écureuil, d'où l'appellation rotor à cage d'écureuil. Notons que ce type de moteurs est le plus utilisé pour différents raisons et qui sont : [1]

- ❖ Facilité de construction ;
- ❖ Cout minimal ;
- ❖ Ils sont robustes.

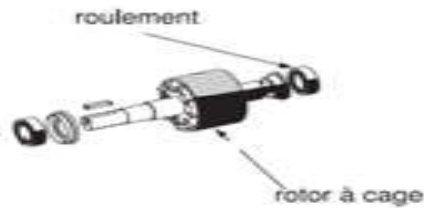


Figure (I-2) : Vue éclatée d'un rotor à cage d'une MAS.

❖ Rotor bobiné

Le rotor bobiné est constitué d'un bobinage identique à celui du stator, il est composé de trois enroulements en étoile dont l'extrémité de chacun de ces enroulements est reliée à une bague tournant avec le rotor, ces bagues nous permettent par le biais de trois balais d'effectuer un démarrage par insertion des résistances et elles seront court-circuitées en régime établi.

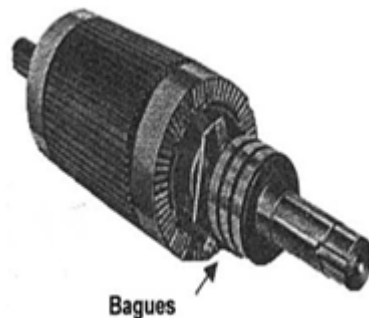


Figure (I-3) : Vue éclatée d'un rotor bobiné d'une MAS.

I-3-Principe de fonctionnement

Le stator est alimenté par un système triphasé de courant cette alimentation va créer un champ tournant à la même fréquence d'alimentation, c'est la vitesse du synchronisme dans l'entrefer ce qui va créer des force électromotrices induites dans les enroulements rotoriques et par conséquent des courants d'induits. Le rotor est balayé par le champ magnétique tournant crée au stator, les conducteurs rotoriques sont alors traversés par des courants de Foucault.

Chapitre I : Généralités sur Les Machines Asynchrones

Par conséquent on aura des forces de Laplace qui se créent, ces dernières exercent un couple sur le rotor et d'après la loi de Lenz les courants d'induits s'opposent à la cause qui leur a donné naissance, c'est la raison pour laquelle on aura le rotor qui va tourner à une vitesse légèrement inférieure à celle du synchronisme d'où l'appellation du moteur asynchrone.

I-4-Définition du glissement

Le glissement noté g est le rapport de la vitesse du rotor par rapport à la vitesse du synchronisme il est exprimé par la loi suivante : [1]

$$g = \frac{(N_s - N_r)}{N_s} \quad \text{Eq (I-1)}$$

N_s : La vitesse de rotation du synchronisme [tr/min].

N_r : La vitesse du rotor [tr/min].

I-5- Bilan des puissances

Le bilan des puissances est illustré par la figure suivante : [1]

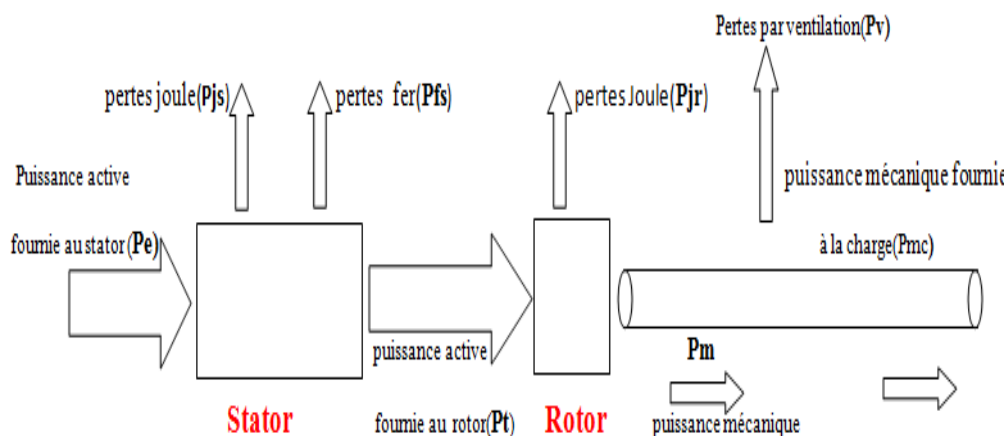


Figure (I-4) : Bilan de puissances.

Chapitre I : Généralités sur Les Machines Asynchrones

I-6-Régimes de fonctionnement de la machine asynchrone

Les régimes de fonctionnement de la machine asynchrone dépendent de la valeur du glissement s :

a)-Si $0 \leq s \leq 1$: (N_r comprise entre 0 et N_s)

Dans ce cas le champ statorique tend à ramener le rotor à la vitesse du synchronisme. C'est le fonctionnement moteur de la machine.

b)-Si $-\infty < s < 0$:

On aura $N_r > N_s$ et on dit que la machine dans ce cas fonctionne en génératrice.

c)-Si $s > 1$:

Cela implique que $N_r < 0$ on dit alors que la machine fonctionne en frein. On peut voir bien clairement ces régimes de fonctionnement sur la caractéristique couple/vitesse et, qu'on résume sur la figure (I.4), [1].

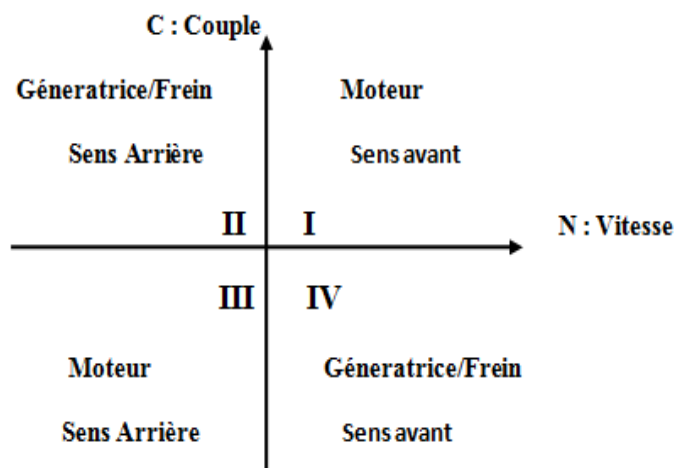


Figure (I-5) : Quadrants de fonctionnement d'une MAS.

I-7-Procédés de démarrages d'une machine asynchrone à cage d'écureuil

Selon le type du rotor du MAS, on distingue le procédé de démarrage. Pour ce mode du moteur, le démarrage s'effectue selon les procédés suivants :

- Démarrage étoile triangle.
- Un démarrage direct sur la tension du réseau.
- Un démarrage à une tension réduite.

I-7-1-Démarrage étoile triangle

Avant la mise en marche du moteur, on doit coupler les enroulements du stator en étoile, puis une fois démarré, on rétablit le couplage en triangle. Ce procédé de démarrage nous permet d'avoir un courant trois fois plus faible que lors de démarrage direct, avec un couple de démarrage diminué de même rapport que le courant.

On utilise ce procédé pour des machines centrifuges (machine-outil, compresseur) ; c'est un procédé économique qui est utilisé pour les moteurs en couplage triangle lors de leur fonctionnement normal.

I-7-2-Démarrage direct

Ce procédé de démarrage est utilisé pour des moteurs de faible puissance, le moteur est branché directement au réseau d'alimentation. Ce procédé est le plus simple, car ils nous permettent d'avoir un démarrage en un seul temps avec un couple de décollage important, mais le démarrage est brutal et l'appel de courant important.

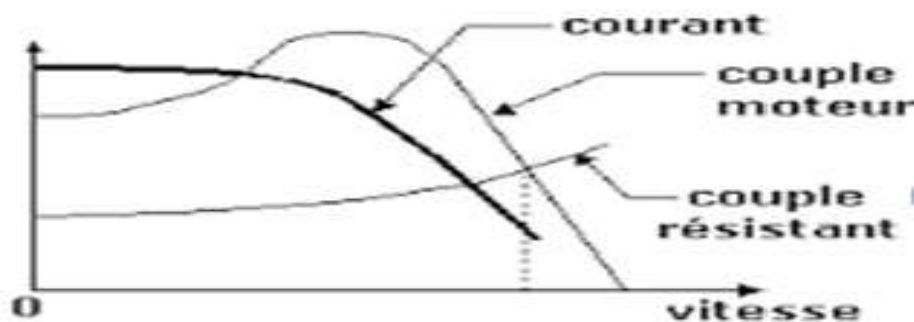


Figure (I-6): Courant et couple en fonction de la vitesse pour un démarrage direct.

I-7-3-Démarrage à une tension réduite

Le principe de ce démarrage permet de réduire la tension aux bornes des enroulements du stator, ce qui est moyen de limiter le courant de démarrage. Et comme le couple est proportionnel au carré de la tension, toute diminution de celle-ci entraîne une diminution du couple. La réduction de la tension peut se fait par l'une des méthodes suivantes :

❖ Démarrage par autotransformateur

Le principe de fonctionnement de ce dispositif consiste à réduire la tension du réseau lors du démarrage direct ; ce qui provoquera la diminution du courant et du couple $\propto m^2$ (m : le rapport de la transformation de l'autotransformateur). Mais la diminution de ce dernier est moins forte par rapport aux autres procédés. Ce dispositif nous permet le réglage du couple de démarrage mais la nécessité d'un autotransformateur le rend plus onéreux. Il est réservé aux MAS de forte puissance ($P_n > 1500$ kW) [2].

❖ Démarrage par insertion des résistances statoriques

La connexion des enroulements statoriques au réseau se fait par l'intermédiaire des résistances ou des inductances, qu'on élimine progressivement ou bien en une seule fois selon le couple désiré.

Ce dispositif présente l'inconvénient de diminuer le couple de démarrage plus que le courant. Mais il nous permet de choisir l'intensité de décollage et donc du couple de démarrage. Ils sont essentiellement valables pour des machines présentant un couple de démarrage plus faible que le couple nominal (compresseur centrifuges, pompes, ...) [2].

I-8- Démarrage d'une machine asynchrone à rotor bobiné

Pour les machines à rotor bobiné, la technique utilisée pour le démarrage est la technique de démarrage par insertion des résistances rotoriques. Ces résistances seront court-circuitées progressivement pendant la phase de démarrage et complètement éliminées après la fin de cette période de démarrage. La figure (I.8) illustre la technique de démarrage par insertion des résistances rotoriques. Cette technique nous permet la réduction du courant de démarrage qui est le maillon faible de toute machine électrique et l'augmentation du couple.

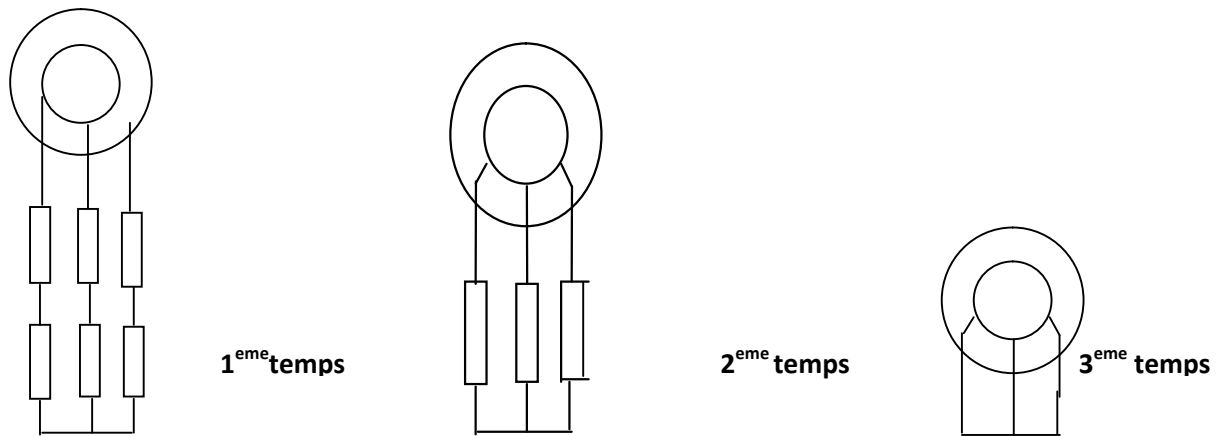


Figure (I-7): Démarrage rotorique.

I-9-Problèmes posés par les machines asynchrones

Bien que les machines asynchrones présentent d'énormes avantages tels que la simplicité de construction, le prix raisonnable mais elles possèdent quelques problèmes parmi lesquels on peut citer :

I-9-1-Inversion du sens de rotation

Pour faire fonctionner un processus industriel quelconque, nous avons besoin d'utiliser l'actionneur (souvent le moteur asynchrone) dans ces deux sens de rotation. Cependant, ce changement de sens de rotation ne peut pas être effectué directement et sans qu'une intervention ait lieu pour faire tourner la machine dans les deux sens et remédier ainsi à ce problème, il faut inverser deux phases d'alimentation du stator, ce qui va engendrer l'inversion du sens du champ tournant et par conséquent le sens de rotation de la machine.

I-9-2-Freinage

Le freinage peut être réalisé électriquement par deux méthodes :

❖ Freinage par contre-courant

Cette technique repose sur l'inversion du sens de rotation du champ tournant par l'inversion de deux phases d'alimentation pendant une courte durée. On aura par conséquent des appels de courants très importants qui peuvent détruire le rotor donc on insère des résistances pour le diminuer.

Chapitre I : Généralités sur Les Machines Asynchrones

Cependant il faut prévoir une coupure d'alimentation quand la vitesse devient nulle sinon le moteur va tourner dans le sens inverse à cause du couple de décélération qui reste négatif même si la vitesse devient nulle. (Figure I.9)

❖ Freinage par injection d'un courant continu

Cette technique repose sur l'excitation du stator par un courant continu, un champ non variable qui va s'opposer au mouvement et créer ainsi le frein. Cette technique nous oblige à déconnecter la machine de l'alimentation lorsqu'on l'effectue. (Figure I.9)

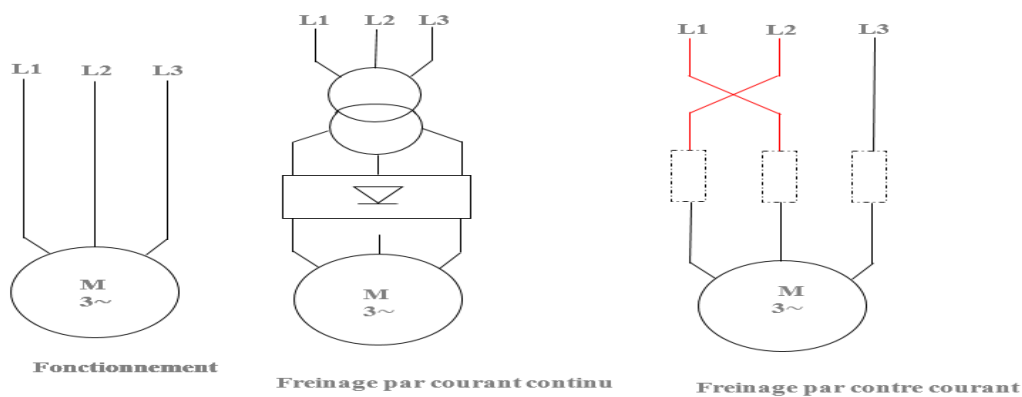


Figure (I-8) : Techniques de freinage.

I-10-Techniques de variation de la vitesse pour un moteur asynchrone

La variation de la vitesse de rotation d'une machine asynchrone repose sur l'action sur l'un des paramètres régissant la formule de la vitesse. La formule exprimant la vitesse d'une MAS est donnée par :

$$Nr = (1 - g) \frac{f}{P} \quad \text{Eq (I-2)}$$

g : Le glissement.

f : La fréquence [Hz].

P : Le nombre de paires de pôles

Chapitre I : Généralités sur Les Machines Asynchrones

Donc pour varier cette vitesse on doit agir soit sur la fréquence d'alimentation, sur le nombre de paires de pôles ou bien le glissement.

I-10-1-Variation de la fréquence d'alimentation

On peut varier la vitesse de rotation en jouant sur la fréquence d'alimentation. Mais la fréquence du réseau étant toujours fixe donc cette méthode est rarement utilisée sauf si on a une alimentation par des moteurs électrogènes. Cependant on peut l'effectuer par l'alimentation d'un moteur par un système redresseur-onduleur.

I-10-2- Changement du nombre de paires de pôles

On peut varier le nombre de paires de pôles en agissant sur le bobinage primaire d'une machine. On distingue :

- ❖ Des machines à bobinages primaire (système DAHLANDER) elles sont caractérisées par un rapport de vitesse égal à deux.
 - ❖ Des machines à plusieurs enroulements parmi lesquelles on peut citer les machines possédant deux enroulements statoriques indépendants l'un de l'autre donc des nombres de paires de pôles différents pour chaque enroulement [3].

I-10-3- Variation par action sur le glissement

On peut varier la vitesse d'un moteur alimenté à fréquence constante et ce en augmentant le glissement. Cette technique peut être réalisée par les méthodes suivantes :

- ❖ Pour les machines à cage par la réduction de la tension d'alimentation.
- ❖ Les machines à rotor bobiné par l'augmentation des résistances statoriques.

I-11-Modélisation de la machine asynchrone

Le choix d'un modèle de représentation pour une machine asynchrone se fait toujours en fonction de la commande qu'on souhaite réaliser. Ce modèle repose sur les hypothèses simplificatrices [4].

I-11-1-Hypothèses simplificatrices

Afin de modéliser la machine asynchrone, il est nécessaire de poser des hypothèses simplificatrices [5] :

Chapitre I : Généralités sur Les Machines Asynchrones

- Entrefer constant, et effet des encoches négligeables.
- Distribution sinusoïdale des forces magnétomotrices d'entrefer.
- Circuit magnétique parfaitement feuilleté
- Pertes ferromagnétiques négligeables.

Parmi les conséquences de ces hypothèses on peut citer :

- ✓ L'additivité des flux
- ✓ La constance des inductances propres

I-11-2-Equation des tensions et des flux

Les équations des tensions statoriques, écrites dans un référentiel stationnaire lié au stator, peuvent être exprimées, en utilisant la notation matricielle par : **[4]**

$$[V_s] = [R_s][I_s] + \frac{d}{dt}[\varphi_s] \quad \text{Eq (I-3)}$$

Les équations des tensions rotoriques, écrites dans un référentiel tournant lié au rotor, peuvent être exprimées, en utilisant la notation matricielle par : **[4]**

$$[V_r] = [0] = [R_r][I_r] + \frac{d}{dt}[\varphi_r] \quad \text{Eq (I-4)}$$

Où

$$[V_s] = \begin{bmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \end{bmatrix} ; [I_s] = \begin{bmatrix} I_{as} \\ I_{bs} \\ I_{cs} \end{bmatrix} ; [I_r] = \begin{bmatrix} I_{ar} \\ I_{br} \\ I_{cr} \end{bmatrix} ; [\varphi_s] = \begin{bmatrix} \varphi_{as} \\ \varphi_{bs} \\ \varphi_{cs} \end{bmatrix} ; [\varphi_r] = \begin{bmatrix} \varphi_{ar} \\ \varphi_{br} \\ \varphi_{cr} \end{bmatrix} \quad \text{Eq (I-5)}$$

$$[R_s] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} ; [R_r] = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \quad \text{Eq (I-6)}$$

Les flux statoriques et rotoriques par phase sont exprimés par les formules suivantes :

$$[\varphi_s] = [L_{ss}][I_s] + [M_{sr}][I_r] \quad \text{Eq (I-7)}$$

$$\text{Eq (I-8)}$$

$$[\varphi_r] = [L_{rr}][I_r] + [M_{sr}]^t [I_s]$$

Ou

$$[L_{ss}] = \begin{bmatrix} l_s & M_s & M_s \\ M_s & l_s & M_s \\ M_s & M_s & l_s \end{bmatrix} ; [L_{rr}] = \begin{bmatrix} l_r & M_r & M_r \\ M_r & l_r & M_r \\ M_r & M_r & l_r \end{bmatrix} \quad \text{Eq (I-9)}$$

Et :

$$[M_{sr}] = M_{sr} \begin{bmatrix} \cos\Theta & \cos(\Theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\Theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\Theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos\Theta & \cos(\Theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\Theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\Theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos\Theta \end{bmatrix} \quad \text{Eq (I-10)}$$

En remplaçant (I.7) et (I.8) dans (I.3) et (I.4) on aura les deux équations de tension rotoriques et statoriques suivantes :

$$[V_s] = [R_s] * [I_s] + [L_{ss}] * \frac{d}{dt} [I_s] + \frac{d}{dt} \{ [M_{sr}] * [I_r] \} \quad \text{Eq (I-11)}$$

$$[V_r] = [R_r] * [I_r] + [L_{rr}] * \frac{d}{dt} [I_r] + \frac{d}{dt} \{ [M_{sr}] * [I_s] \} = 0 \quad \text{Eq (I-12)}$$

Cette mise en équation a abouti à des équations différentielles à courant, flux et angle de position variables. [4]

L'étude analytique du système est alors très difficile à effectuer vu ce grand nombre de variables qui existent. D'où l'intérêt d'utiliser une transformation mathématique qui va nous permettre d'obtenir des équations différentielles à coefficients constants pour pouvoir décrire le comportement de la machine.

La transformation la plus utilisée est celle de Park car elle conserve la puissance instantanée et la réciprocité des inductances mutuelles ce qui permet d'établir l'expression du couple électromagnétique dans le repère correspondant au système transformé et qui reste valable pour la machine réelle [4].

I-11-3-Modèle de Park de la machine asynchrone

Dans le but d'obtenir des coefficients constants dans les équations différentielles on utilise la transformation de Park. Physiquement parlant, elle transforme les trois enroulements de la MAS à seulement deux enroulements **d** et **q** (direct et en quadrature). La figure ci-dessous illustre le modèle de Park :

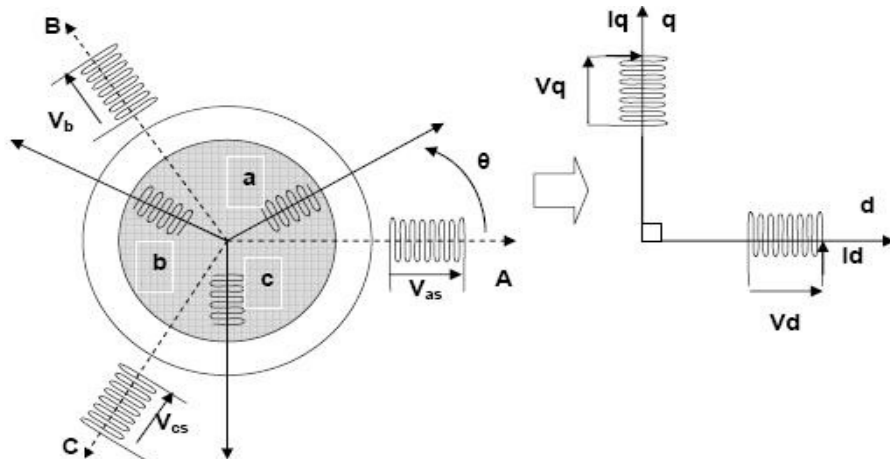


Figure (I-9) : Modèle de Park de la machine asynchrone.

a)-Transformation de Park

La transformation de Park est constituée d'une transformation triphasée-diphasée suivie d'une rotation. Elle permet de passer du repère **abc** vers le repère **dq**[5]. Les repères de la transformation de Park des grandeurs statoriques et rotoriques doivent coïncider, en effet si on note par θ_s l'angle de la transformation de Park des grandeurs statoriques et θ_r des grandeurs rotoriques, ceci se fait en unissant les deux angles par la relation :

$$\theta_s = \theta r + \theta \quad \text{Eq (I-13)}$$

Chapitre I : Généralités sur Les Machines Asynchrones

Les amplitudes directes (d) et en quadrature (q) ne sont pas réelles, leurs équivalences avec les grandeurs par phase est donnée comme suit :

$$\begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \\ V_0 \end{bmatrix} = C \begin{bmatrix} \cos(\theta_s) & \cos(\theta_s - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_s + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta_s) & -\sin(\theta_s - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_s + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \end{bmatrix} = [P(\theta_s)] \begin{bmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \end{bmatrix} \quad \text{Eq (I-14)}$$

$$\begin{bmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \end{bmatrix} = C \begin{bmatrix} \cos(\theta_s) & -\sin(\theta_s) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta_s - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_s - \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta_s + \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_s + \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \\ V_0 \end{bmatrix} = [P^{-1}(\theta_s)] \begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \\ V_0 \end{bmatrix} \quad \text{Eq (I-15)}$$

Avec

- C est une constante qui prendra les valeurs suivantes :
- $C = \frac{2}{3}$ pour la transformée directe et par conséquent 1 pour la transformée inverse, c'est la transformée de Park. Cette transformation conserve l'amplitude des grandeurs mais ne conserve pas la puissance et le couple.
- $C = \sqrt{\frac{2}{3}}$ pour la transformée directe, cette transformée est appelée la transformée de Park modifiée. Elle conserve l'équivalence énergétique (puissance, couple), c'est la raison pour laquelle elle est adoptée pour la modélisation.

I-11-4-Applications aux équations des tensions

En appliquant la transformée de Park à l'expression (I.3) on aura :

$$[P^{-1}(\theta_s)] * [V_{sdq}] = [R_s] * [P^{-1}(\theta_s)] * [I_{sdq}] + \frac{d}{dt} \{ [P^{-1}(\theta_s)] * [\varphi_{sdq}] \} \quad \text{Eq (I-16)}$$

Et en multipliant les deux membres de l'égalité précédente nous aboutissons à :

$$[V_{sdq}] = [R_s] * [I_{sdq}] + \frac{d}{dt} [\varphi_{sdq}] + [P(\theta_s)] * \frac{d}{dt} [P^{-1}(\theta_s)] * [\varphi_{sdq}] \quad \text{Eq (I-17)}$$

Chapitre I : Généralités sur Les Machines Asynchrones

Tel que :

$$\frac{d}{dt}[P^{-1}(\theta_s)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \frac{d\theta_s}{dt} \begin{bmatrix} \sin(\theta_s) & -\cos(\theta) & 0 \\ \sin(\theta_s - \frac{2\pi}{3}) & -\cos(\theta_s - \frac{2\pi}{3}) & 0 \\ \sin(\theta_s + \frac{2\pi}{3}) & -\cos(\theta_s + \frac{2\pi}{3}) & 0 \end{bmatrix} \quad \text{Eq (I-18)}$$

Après calcul nous aurons :

$$[P(\theta_s)] * \frac{d}{dt}[P^{-1}(\theta_s)] = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{d\theta_s}{dt} & 0 \\ \frac{d\theta_s}{dt} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad \text{Eq (I-19)}$$

L'expression (I.17) devient alors :

$$[V_{sdq}] = [R_s] * [I_{sdq}] + \frac{d}{dt}[\varphi_{sdq}] + [\varphi_{sdq}] \begin{bmatrix} 0 & -\frac{d\theta_s}{dt} \\ \frac{d\theta_s}{dt} & 0 \end{bmatrix} \quad \text{Eq (I-20)}$$

On aura finalement :

$$\begin{pmatrix} v_{ds} \\ v_{qs} \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{pmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \end{pmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} \varphi_{ds} \\ \varphi_{qs} \end{pmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\frac{d\theta_s}{dt} \\ \frac{d\theta_s}{dt} & 0 \end{bmatrix} \begin{pmatrix} \varphi_{ds} \\ \varphi_{qs} \end{pmatrix} \quad \text{Eq (I-21)}$$

En faisant les mêmes calculs pour les grandeurs rotoriques nous obtenons :

$$\begin{pmatrix} 0 \\ 0 \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{pmatrix} i_{dr} \\ i_{qr} \end{pmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} \varphi_{dr} \\ \varphi_{qr} \end{pmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\frac{d\theta_r}{dt} \\ \frac{d\theta_r}{dt} & 0 \end{bmatrix} \begin{pmatrix} \varphi_{dr} \\ \varphi_{qr} \end{pmatrix} \quad \text{Eq (I-22)}$$

I-11-5-Applications aux équations des flux

En appliquant la transformation de Park à l'expression (I.7) on aura :

$$[P^{-1}(\theta_s)] * [\varphi_{sdq}] = [L_{ss}] * [P^{-1}(\theta_s)] * [I_{sdq}] + [M_{sr}] * [P^{-1}(\theta_r)] * [I_{rdq}]$$

Eq (I-23)

Chapitre I : Généralités sur Les Machines Asynchrones

Soit :

$$[\varphi_{sdq}] = [P(\theta_s)] * [L_{ss}] * [P^{-1}(\theta_s)] * [I_{sdq}] + [P(\theta_s)] * [M_{sr}] * [P^{-1}(\theta_r)][I_{rdq}]$$

Eq (I-24)

Après calcul nous obtenons :

$$[P(\theta_s)] * [L_{ss}] * [P^{-1}(\theta_s)] = \begin{bmatrix} l_s - M_s & 0 & 0 \\ 0 & l_s - M_s & 0 \\ 0 & 0 & l_s + 2M_s \end{bmatrix}$$

Eq (I-25)

Et :

$$[P(\theta_s)] * [M_{sr}] * [P^{-1}(\theta_r)] = \frac{3}{2} M_{sr} \begin{bmatrix} \cos(\theta_s - \theta_r - \theta) & \sin(\theta_s - \theta_r - \theta) & 0 \\ -\sin(\theta_s - \theta_r - \theta) & \cos(\theta_s - \theta_r - \theta) & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

Eq (I-26)

En utilisant l'égalité (I.13) nous pouvons écrire :

$$[P(\theta_s)] * [M_{sr}] * [P^{-1}(\theta_r)] = \frac{3}{2} M_{sr} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

Eq (I-27)

En introduisant les inductances cycliques :

$$\begin{cases} L_s = l_s - M_s \\ L_m = \frac{3}{2} M_{sr} \end{cases} \quad \text{Eq (I-28)}$$

L'expression (I.24) devient alors :

$$\begin{pmatrix} \varphi_{ds} \\ \varphi_{qs} \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & 0 \\ 0 & L_s \end{bmatrix} \begin{pmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \end{pmatrix} + \begin{bmatrix} L_m & 0 \\ 0 & L_m \end{bmatrix} \begin{pmatrix} I_{dr} \\ I_{qr} \end{pmatrix}$$

Eq (I-29)

En suivant la même procédure pour les grandeurs rotoriques tout en introduisant l'inductance cyclique :

$$L_r = l_r - M_r \quad \text{Eq (I-30)}$$

Nous aurons :

$$\begin{pmatrix} \varphi_{dr} \\ \varphi_{qr} \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} L_r & 0 \\ 0 & L_r \end{bmatrix} \begin{pmatrix} I_{dr} \\ I_{qr} \end{pmatrix} + \begin{bmatrix} L_m & 0 \\ 0 & L_m \end{bmatrix} \begin{pmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \end{pmatrix} \quad \text{Eq (I-31)}$$

I-2-6-Choix du référentiel

Les équations des tensions et des flux sont les suivants [4] :

- Equation des tensions :

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{ds} = R_s * I_{ds} + \frac{d\varphi_{ds}}{dt} - \frac{d\theta_s}{dt} * \varphi_{qs} \\ V_{qs} = R_s * I_{qs} + \frac{d\varphi_{qs}}{dt} + \frac{d\theta_s}{dt} * \varphi_{ds} \\ 0 = R_r * I_{dr} + \frac{d\varphi_{dr}}{dt} - \frac{d\theta_r}{dt} * \varphi_{qr} \\ 0 = R_r * I_{qr} + \frac{d\varphi_{qr}}{dt} + \frac{d\theta_r}{dt} * \varphi_{dr} \end{array} \right. \quad \text{Eq (I-32)}$$

- Equation des flux :

$$\left\{ \begin{array}{l} \varphi_{ds} = L_s * I_{ds} + L_m * I_{dr} \\ \varphi_{qs} = L_s * I_{qs} + L_m * I_{qr} \\ \varphi_{qr} = L_s * I_{qr} + L_m * I_{qs} \\ \varphi_{dr} = L_s * I_{dr} + L_m * I_{qs} \end{array} \right. \quad \text{Eq (I-33)}$$

Cependant, nous pouvons simplifier ces équations en optant pour un référentiel particulier pour **dq**. On distingue trois référentiels et qui sont :

❖ Référentiel lié au stator

Ce référentiel est caractérisé par $\theta_s = 0$, donc on aura $\theta_r = -\theta$.

Les équations deviennent alors :

Chapitre I : Généralités sur Les Machines Asynchrones

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{ds} = R_s * I_{ds} + \frac{d\phi_{ds}}{dt} \\ V_{qs} = R_s * I_{qs} + \frac{d\phi_{qs}}{dt} = R_r * I_{dr} + \frac{d\phi_{dr}}{dt} + \omega * \phi_{qr} \\ 0 = R_r * I_{qr} + \frac{d\phi_{qr}}{dt} - \omega * \phi_{dr} \end{array} \right.$$

Eq (I-34)

Avec $\omega = \frac{d\theta}{dt}$: La pulsation mécanique

❖ Référentiel lié au rotor

Ce référentiel est caractérisé par $\theta_r = 0$, donc on aura $\theta_s = \theta$. Les équations deviennent alors :

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{ds} = R_s * I_{ds} + \frac{d\phi_{ds}}{dt} - \omega * \phi_{qs} \\ V_{qs} = R_s * I_{qs} + \frac{d\phi_{qs}}{dt} + \omega * \phi_{ds} \\ 0 = R_r * I_{dr} + \frac{d\phi_{dr}}{dt} \\ 0 = R_r * I_{qr} + \frac{d\phi_{qr}}{dt} \end{array} \right. \quad \text{Eq (I-35)}$$

❖ Référentiel lié au champ tournant

Ce référentiel est caractérisé par :

$\frac{d\theta_s}{dt} = \omega_s$: C'est la pulsation statorique.

$\frac{d\theta_r}{dt} = \omega_r$ C'est la pulsation rotorique.

Et on a $\omega_s = \omega_r + \omega$ tel que $\omega = P \Omega$ c'est la pulsation mécanique. Le système d'équations devient alors :

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{ds} = R_s * I_{ds} + \frac{d\phi_{ds}}{dt} - \omega_s * \phi_{qs} \\ V_{qs} = R_s * I_{qs} + \frac{d\phi_{qs}}{dt} + \omega_s * \phi_{ds} \\ 0 = R_r * I_{dr} + \frac{d\phi_{dr}}{dt} - (\omega_s - \omega) \phi_{qr} \\ 0 = R_r * I_{qr} + \frac{d\phi_{qr}}{dt} + (\omega_s - \omega) \phi_{dr} \end{array} \right. \quad \text{Eq (I-36)}$$

Chapitre I : Généralités sur Les Machines Asynchrones

Ce référentiel présente l'avantage d'obtenir des grandeurs constantes en régime permanent de fonctionnement. C'est la raison pour laquelle il est plus utilisé pour l'étude de la machine.

I-2-7-Expression de couple électromagnétique

La puissance électrique que fournie à la machine s'écrit comme suit :

$$P_e(t) = V_{ds}(t) * i_{ds}(t) + V_{qs}(t) * i_{qs}(t) + V_{dr}(t) * i_{dr}(t) + V_{qr}(t) * i_{qr}(t) \quad \text{Eq (I-37)}$$

Cette puissance se divise en trois parties : la puissance électromagnétique, la puissance mécanique et les pertes par effets joule comme suit [5] :

$$P_e = P_{em} + P_{mec} + P_j \quad \text{Eq (I-38)}$$

Tel que :

$$P_{em} = I_{ds} * \frac{d\varphi_{ds}}{dt} + I_{qs} * \frac{d\varphi_{qs}}{dt} + I_{dr} * \frac{d\varphi_{dr}}{dt} + I_{qr} * \frac{d\varphi_{qr}}{dt} \quad \text{Eq (I-39)}$$

$$P_{mec} = (\varphi_{sd} * I_{qs} - \varphi_{qs} * I_{ds}) \frac{d\theta_s}{dt} + (\varphi_{dr} * I_{qr} - \varphi_{qr} * I_{dr}) \frac{d\theta_r}{dt} \quad \text{Eq (I-40)}$$

$$P_j = R_s (I_{ds}^2 + I_{qs}^2) + R_r (I_{dr}^2 + I_{qr}^2) \quad \text{Eq (I-41)}$$

On aura finalement :

$$P_{em} = [(\varphi_{ds} * I_{qs}) - (\varphi_{qs} * I_{ds})] \frac{d\theta}{dt} \quad \text{avec : } \frac{d\theta}{dt} = \omega \quad \text{Eq (I-42)}$$

L'expression du couple électromagnétique :

On a :

$$P_{em} = C_e \frac{\omega}{P} \quad \text{avec } P : \text{nombre de paires de pôles.}$$

D'où :

$$C_e = P [\varphi_{ds} * I_{qs} - \varphi_{qs} * I_{ds}] \quad \text{Eq (I-43)}$$

Chapitre I : Généralités sur Les Machines Asynchrones

Conclusion

Dans ce premier chapitre, nous nous sommes intéressés à la machine asynchrone triphasée d'une manière générale en citant toutes les parties le composant ainsi que son principe de fonctionnement et sa modélisation.

Nous avons également illustré les procédures avec lesquelles on peut faire varier sa vitesse de rotation en mettant en évidence tous les paramètres sur lesquels on agit pour accomplir cette tâche. La variation de la vitesse peut se faire aussi à l'aide des variateurs électroniques et qui sont des combinaisons de différents convertisseurs (redresseurs, onduleurs et gradateurs), ces convertisseurs feront l'objet d'étude pour le second chapitre.

Chapitre II : Etude de Variateur de vitesse

Introduction

Pour adapter la forme et les caractéristiques de l'énergie électrique et satisfaire ainsi à la grande diversité des applications, la conversion statique de l'énergie électrique est nécessaire [15]. Cette conversion est faite par les convertisseurs statiques comme les gradateurs, les redresseurs-onduleurs, les cyclo convertisseurs. Ces convertisseurs qui sont de plus en plus en développement grâce au développement de l'électronique de puissance et de la micro-électronique nous permettent, lorsqu'on les associe à des actionneurs, de mieux les contrôler en vitesse et d'améliorer leurs performances.

Ce présent chapitre sera consacré à l'étude de deux convertisseurs utilisés lors des processus de variation de la vitesse des machines asynchrones à savoir le gradateur et le système redresseur-onduleur. Ainsi, nous allons essayer de les définir et présenter leurs structures et leurs principes de fonctionnement.

1-Gradateurs**1-1- Définition**

Un gradateur est un convertisseur statique qui, alimenté sous une tension alternative sinusoïdale permet de faire varier la tension aux bornes de la charge alimentée [6]. Les tensions d'entrée et de sortie sont de fréquences égales, le gradateur permet le réglage continu du rapport des valeurs efficaces de la tension de sortie de ces deux tensions [7].

Les gradateurs fonctionnent en commutation naturelle, autrement dit on aura extinction du courant dans chaque semi-conducteur de lui-même à la fin de son intervalle normal de conduction [7]. Le schéma d'un gradateur est composé de deux interrupteurs montés en tête bêche bien qu'ils soient monophasés ou triphasés comme illustrent les deux figures ci-dessus :

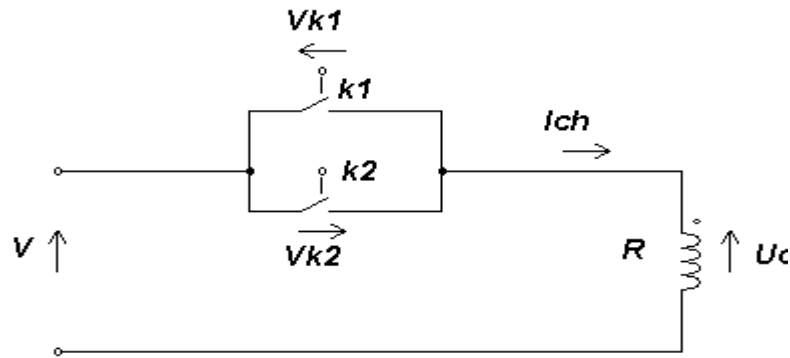


Figure (II-1) : Montage d'un gradateur monophasé.

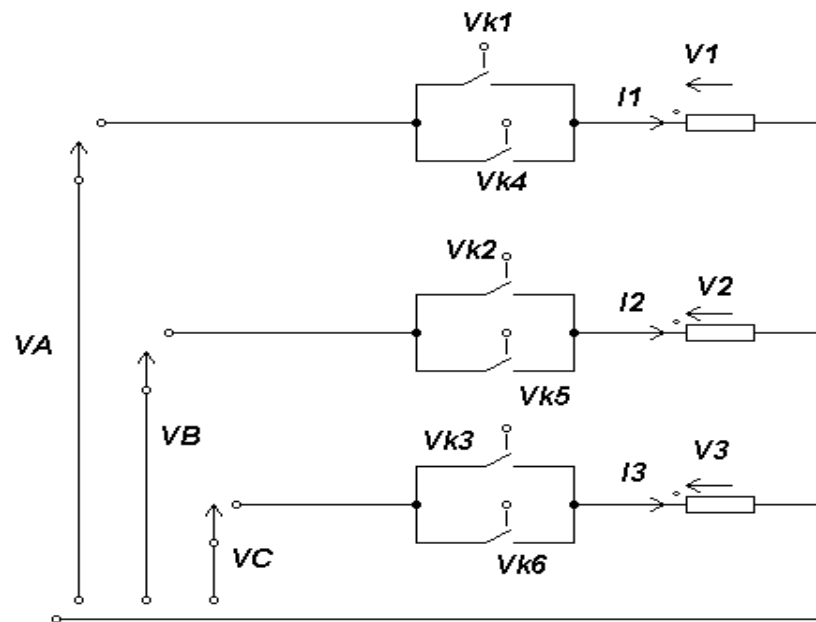


Figure (II-2) : Montage d'un gradateur triphasé charge résistive.

1-2-Classification des gradateurs

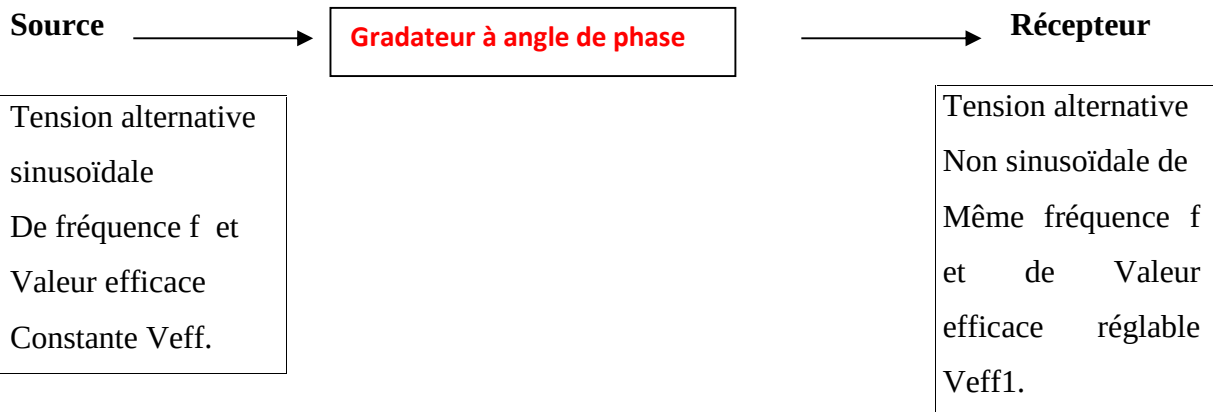
Bien qu'ils soient monophasés ou triphasés on distingue deux sortes de gradateurs de l'évolution de la la tension aux bornes de la charge et qui sont :[6]

-) Le gradateur à train d'onde.
-) Le gradateur à angle de phase .

On se contentera de définir le gradateur à angle de phase car c'est celui utilisé dans les processus de variation de vitesse des machines alternatives.

1-3-Gradateur à angle de phase

C'est un convertisseur qui, alimenté sous une tension alternative sinusoïdale de valeur efficace et de fréquence constante, fournit à la charge qu'il alimente un courant alternatif non sinusoïdale d'une fréquence égale à celle de l'alimentation mais de valeur efficace réglable [6].


I-4-Principe de fonctionnement d'un gradateur à angle de phase monophasé débitant sur une charge résistive

Le schéma de ce gradateur est identique à celui de la figure(II.1)

➤ Description du fonctionnement :

L'interrupteur K1 est amorcé avec un angle α de retard à l'amorçage par rapport au passage par zéro de la tension d'alimentation pendant l'alternance positive tandis que l'interrupteur K2 est amorcé pendant l'alternance négative avec le même angle α .

On aura alors :

$$U_{ch} = 0 \text{ de } [0 ; \alpha].$$

$$U_{ch} = V \text{ de } [\alpha ; \pi].$$

$$U_{ch} = 0 \text{ de } [\pi ; \pi + \alpha].$$

$$U_{ch} = -V \text{ de } [\pi + \alpha ; 2\pi].$$

Avec V : La valeur efficace de la tension d'alimentation.

La figure (II.3) illustre les formes de la tension d'alimentation et de sortie aux bornes de la charge.

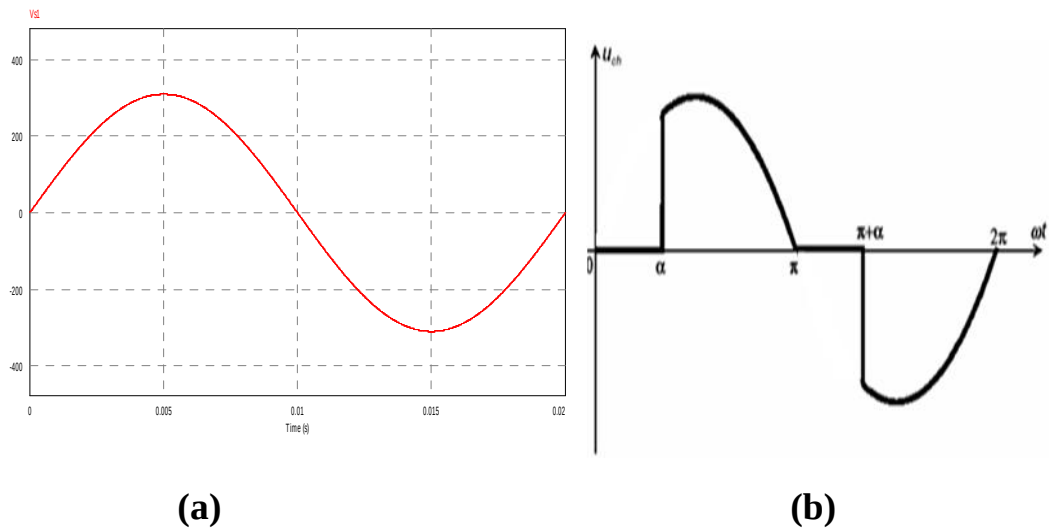


Figure (II-3) : Allures de la tension d'alimentation (a) et la tension à la sortie de la charge (b).

) La valeur de la tension efficace aux bornes de la charge s'exprime par la formule suivante :

$$U_{ch} = V \sqrt{1 - \frac{\alpha}{\pi} + \frac{\sin(2\alpha)}{2\pi}} \quad (\text{II-1})$$

) La puissance moyenne dissipée par la charge :

$$P_{moy} = \frac{U_{ch}^2}{R} = \frac{V^2}{R} \left(1 - \frac{\alpha}{\pi} + \frac{\sin(2\alpha)}{2\pi}\right) \quad (\text{II-2})$$

On constate donc que la valeur efficace dépend de l'angle du retard à l'amorçage. Donc pour la faire varier il suffit de varier l'instant α ou autrement dit sur la durée de conduction des composants.

2-système redresseur-onduleur**2-1-redresseurs****2-1-1-Définition d'un redresseur**

Les redresseurs sont des convertisseurs statiques d'électronique de puissance qui assurent la conversion de l'énergie électrique de la forme alternative vers la forme continue [8]. Bien que l'énergie électrique soit souvent distribuée et disponible en alternatif, les redresseurs nous permettent d'alimenter en courant continu le récepteur branché à leurs sorties, c'est ce qui les rend d'une extrême importance dans les différentes applications bien qu'ils soient monophasés ou triphasés, on distingue deux types de redresseurs, les redresseurs commandés et les redresseurs non commandés.

2-1-2- Différents montages redresseurs

Pour obtenir une tension continue on redresse un ensemble q de tension (généralement 3), on distingue alors trois types de montages et qui sont : [8] [11]

-) P_q : montage avec une source en étoile et un seul redresseur <<simple alternance>> il est appelé montage parallèle simple.
-) PD_q : il est appelé montage parallèle double, c'est un montage avec une source en étoile et deux commutateurs montés en pont.
-) S_q : les montages avec une source en polygone.

Les figures ci-dessous illustrent les différents montages [11].

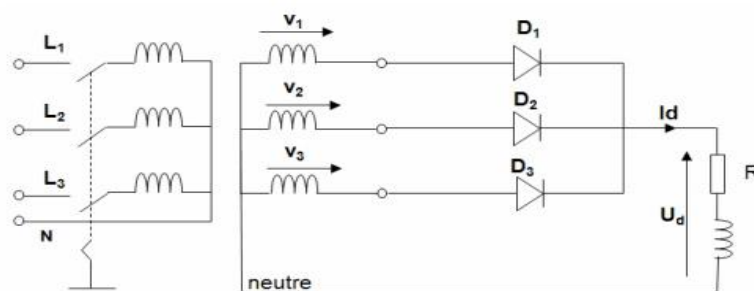


Figure (II-4) : Montage simple alternance (P3)

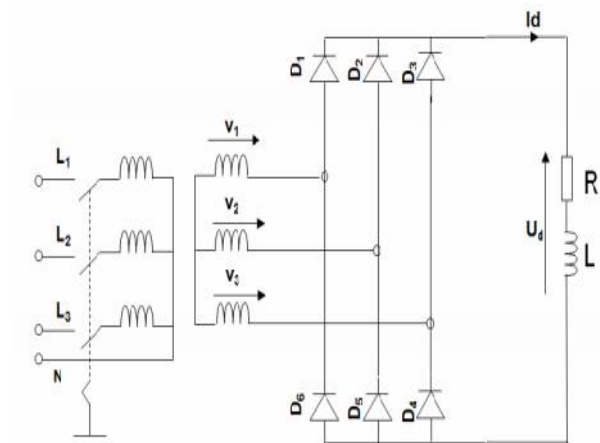


Figure (II-5) : Montage double alternance (PD3)

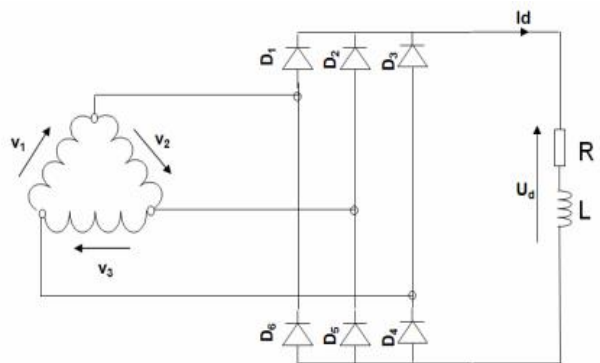


Figure (II-6) : Montage avec une source en polygone

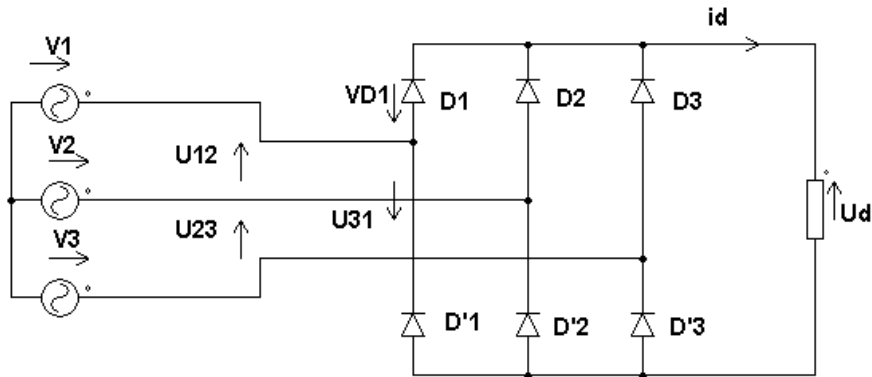
2-1-3- Les redresseurs non commandés

Il est appelé aussi le montage en pont de Graetz, les enroulements des tensions qu'on souhaite redresser sont montés en étoile [9]. Ce montage est également appelé redresseur triphasés double alternance. Le redresseur se compose de six diodes en deux groupes :

-) Le premier groupe est monté en cathode commune, il est appelé le commutateur plus positif [9] [11].
-) Le deuxième groupe est monté en anode commune, il est appelé le commutateur plus négatif [9] [11].

a)- Principe de fonctionnement

La figure(II.7) illustre le montage d'un redresseur triphasé.



Figure(II.7) : Redresseur triphasé non commandé.

Pour ce montage on aura deux diodes (une de chaque commutateur) qui va conduire :

-)] Pour le commutateur à cathode commune, la diode dont l'anode est au potentiel le plus élevé conduit.
-)] Pour le commutateur à anode commune, la diode dont la cathode est au potentiel négatif le plus réduit conduit.

On aura donc :

D_1 et D_2' conduisent si $V_1 > V_3 > V_2 \Rightarrow U_d = V_1 - V_2$

D_1 et D_3' conduisent si $V_1 > V_2 > V_3 \Rightarrow U_d = V_1 - V_3$

D_2 et D_3' conduisent si $V_2 > V_1 > V_3 \Rightarrow U_d = V_2 - V_3$

Tel que V_1, V_2, V_3 les tensions d'entrée et elles sont égales à :

$$\begin{cases} V_1 = V \sin(\omega t) \\ V_2 = V \sin(\omega t - \frac{2\pi}{3}) \\ V_3 = V \sin(\omega t - \frac{4\pi}{3}) \end{cases} \quad \text{(II-3)}$$

La figure ci-dessous montre l'allure de la tension redressée U_d . Chaque diode conduit pendant un tiers de période et la tension de sortie (redressé) se compose de six portions de sinusoides par période T .

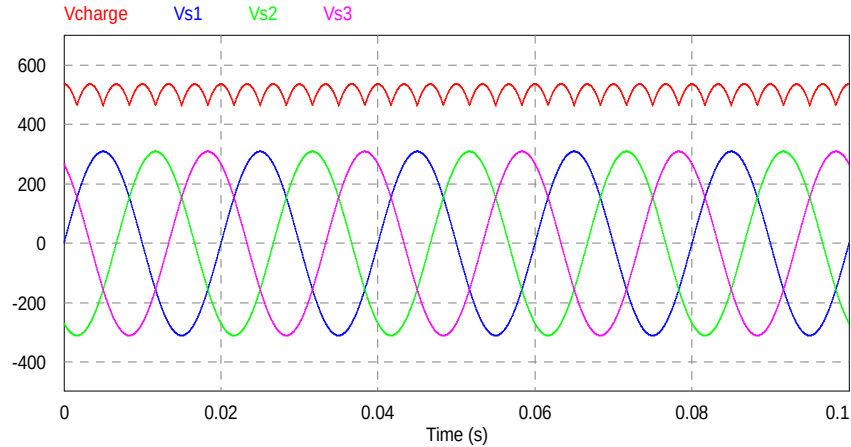


Figure (II-8) : La tension redressée U_d .

➤ Etude de la tension redressée

La tension redressée U_d d'un PD3 est périodique de période $\frac{T}{6}$ elle s'exprime par [11] :

$$U = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} V_m \quad (II.4)$$

Avec : V_m la tension maximale [V]

) Valeur de tension moyenne U_d moy :

$$U_d \text{ moy} = \frac{6}{T} \int_{\frac{T}{6}}^{\frac{T}{2}} V\sqrt{2} \left\{ \sin(\omega t) - \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \right\} dt \quad (II.5)$$

$$= \frac{6V\sqrt{2}}{\pi} \frac{1}{\omega} \left[-\cos(\omega t) + \cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \right] \quad \text{Avec : } \omega = \frac{2\pi}{T}$$

$$U_d \text{ moy} = \frac{6V\sqrt{2}}{\pi} \left[\cos\left(\frac{\pi}{6}\right) \right].$$

) Valeur de tension efficace U_d eff :

$$U_d \text{ eff} = \sqrt{\frac{6}{T} \int_{\frac{T}{6}}^{\frac{T}{2}} \left[(V\sqrt{2} \sin(\omega t) - V\sqrt{2} \sin(\omega t - \frac{2\pi}{3}))^2 \right] dt} \quad (II.6)$$

$$U_d \text{ eff} = \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} V_{\max} \sqrt{1 + \frac{\sin(2\pi/6)}{2\pi/6}}$$

$U_d \text{ eff} = 1,662 V_{\max}$

2-1-4- Les redresseurs triphasés commandés

On appelle redresseur commandé un montage redresseur dont les diodes ont été remplacées par des transistors ou bien des thyristors [8] et comme les thyristors et les transistors sont à commutation commandée, d'où l'appellation de ce montage par <<montage commandé>>.

Les figures [II.8] et [II.9] illustrent le schéma d'un redresseur commandé de courant et de tension :

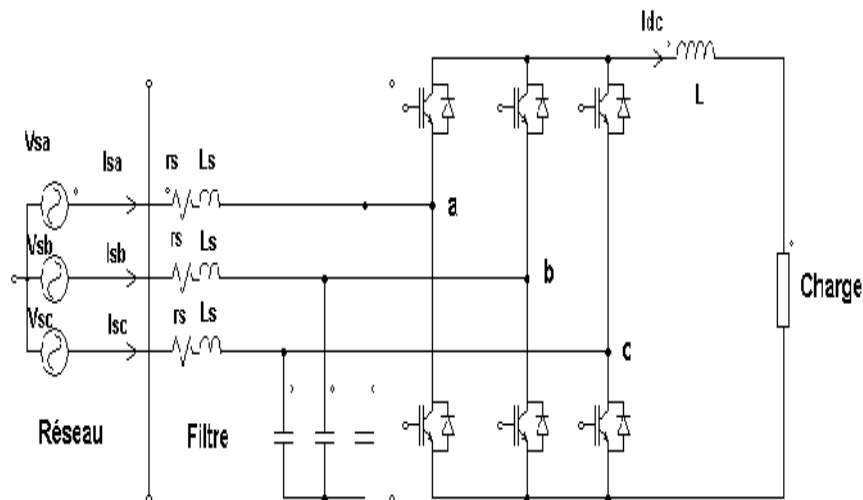


Figure (II-9) : Topologie d'un redresseur commandé triphasé de courant.

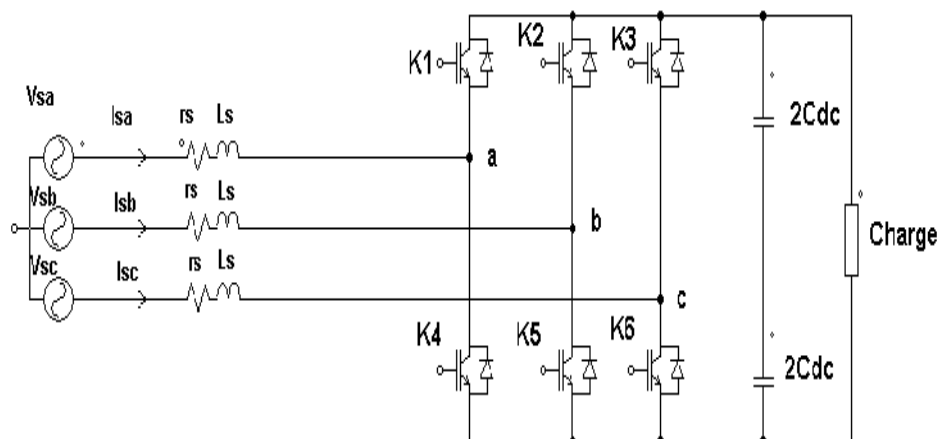


Figure (II-10) : Topologie d'un redresseur triphasé commandé de tension.

2-2- Onduleurs**2-2-1- Définition de l'onduleur**

Un onduleur est un convertisseur statique assurant la conversion d'énergie électrique de la forme continue(DC) à la forme alternative(AC) [13]. Cette conversion d'énergie est satisfaite au moyen d'un dispositif de commande. Il permet d'obtenir aux bornes du récepteur une tension alternative réglable en fréquence et en valeur efficace à l'aide d'une séquence adéquate de commande [14].

2-2-2- Classification des onduleurs

Il existe plusieurs schémas d'onduleurs, chacun correspondant à un type d'application déterminé. Les onduleurs sont en général classés selon les modes de commutation de leurs interrupteurs [13].

❖ Onduleur autonome

Un onduleur autonome est un convertisseur statique assurant la conversion continu-alternatif, ce convertisseur détermine de lui-même la fréquence et la forme d'onde de la tension alternative qu'il délivre d'où l'appellation <<autonome>>. Les onduleurs autonomes sont constitués des interrupteurs de puissance (MOSFET, IGBT, Thyristors) pilotés par différentes types de commandes dans le but d'avoir des tensions et des courants de sortie proches de la sinusoïde [16].

❖ Onduleur non autonome

Un onduleur non autonome est un convertisseur pour lequel la fréquence et la forme d'onde lui sont imposées par un réseau alternatif externe donc il dépendant de réseau externe d'où l'appellation de <<non autonome>>.

2-2-3- Principe de fonctionnement de l'onduleur

Le principe de fonctionnement d'un onduleur est basé sur l'emploi d'une électronique de puissance pour gérer la commutation, il s'agit de générer une onde de tension alternative à partir d'une source continue. [15].

Les figures ci-dessous illustrent le principe de fonctionnement d'un onduleur monophasé :

✚ A l'intervalle $t \in [0, T/2]$ $\begin{cases} S1, S2 \text{ sont fermés} \\ S3, S4 \text{ sont ouverts} \end{cases} \Rightarrow U(t) = V$.

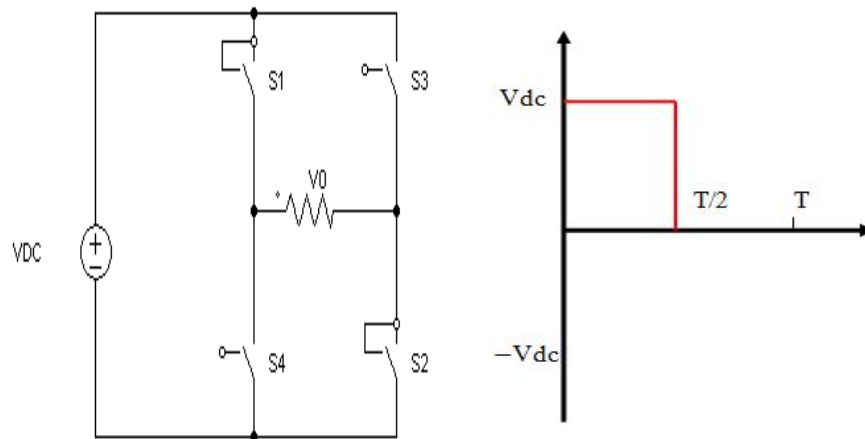


Figure (II-11) : Fonctionnement et signal de l'onduleur dans le 1^{eme} cycle.

✚ A l'intervalle $t \in [T/2, T]$ $\begin{cases} S1, S2 \text{ sont ouverts} \\ S3, S4 \text{ sont fermés} \end{cases} \Rightarrow U(t) = -V$.

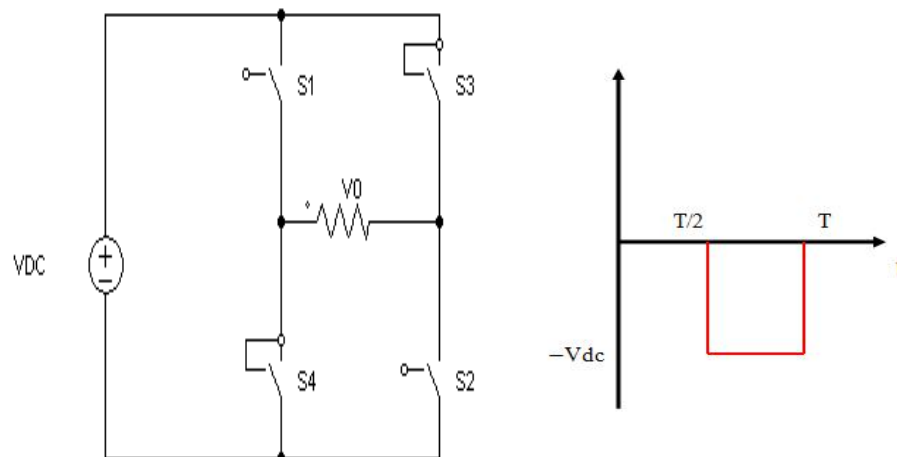


Figure (II-11) : Fonctionnement et signal de l'onduleur dans le 2eme cycle.

La sommation de deux signaux sur la période complète nous donne le signal de sortie.

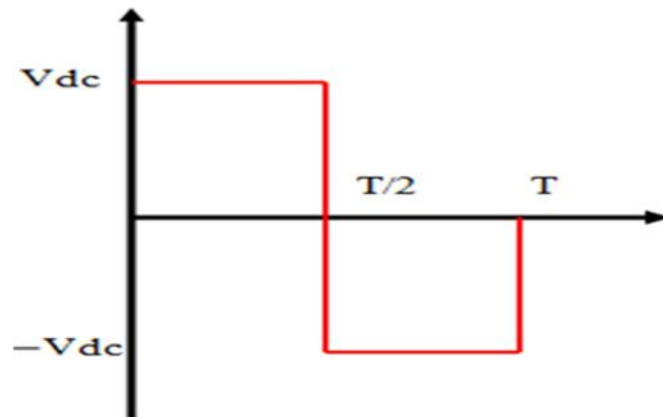


Figure (II-12) : Signal de sortie à l'onduleur.

2-2-4- Onduleur triphasé en pont

L'onduleur triphasé en pont est constitué de trois cellules de commutation (trois bras). On retrouve évidemment une structure différentielle dans laquelle les tensions triphasées sont obtenues de façon composées sur les trois bornes de sortie. [15]

En régime normal, l'onduleur triphasé doit délivrer un système de tension dont les composantes forment un système triphasé équilibré.

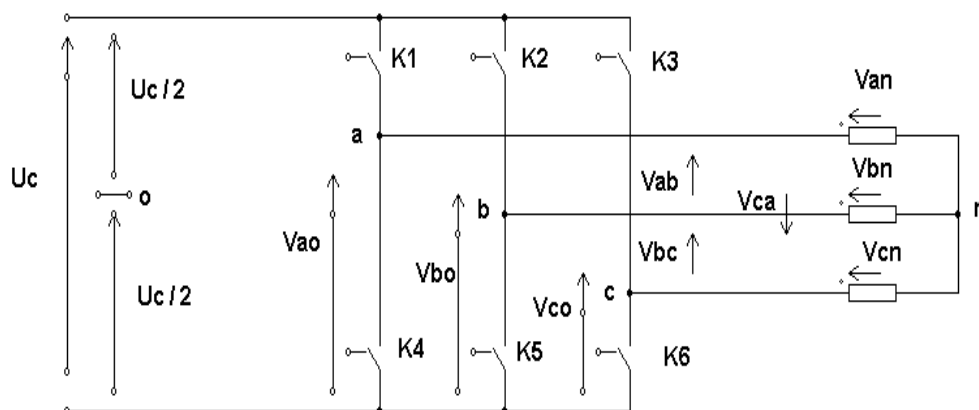


Figure (II-13) : Montage d'un onduleur triphasé.

❖ Principe de fonctionnement

La commande des interrupteurs de puissance d'un bras d'onduleur est complémentaire autrement dit si l'interrupteur $K_1 = 1$ on a $K_4 = 0$ et vice-versa. L'état des interrupteurs peut être défini par trois grandeurs de commande C_{Ki} ($i=a, b, c$).

$C_{Ki}=1$, cas où l'interrupteur du haut est fermé et celui d'en bas est ouvert.

$C_{Ki}=0$, cas où l'interrupteur du haut est ouvert et celui d'en bas est fermé.

Avec :

V_{an}, V_{bn}, V_{cn} : les tensions simples ;

V_{ab}, V_{bc}, V_{ca} : les tensions composées.

Les trois tensions composées sont définies par les relations suivantes en tenant compte du point fictif **o**.

$$\begin{cases} V_{ab} = V_{an} - V_{bn} \\ V_{bc} = V_{bn} - V_{cn} \\ V_{ca} = V_{cn} - V_{an} \end{cases} \quad (\text{II-7})$$

Soit $<n>$ le point neutre du cote alternatif, on a :

$$\begin{cases} V_{an} = V_a - V_n \\ V_{bn} = V_b - V_n \\ V_{cn} = V_c - V_n \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} V_n = \frac{1}{3}(V_a + V_b + V_c) \\ V_n = \frac{1}{3}(V_a + V_b + V_c) \\ V_n = \frac{1}{3}(V_a + V_b + V_c) \end{cases} \quad (\text{II-8})$$

La charge est considérée équilibrée, on aura :

$$V_{an} + V_{bn} + V_{cn} = 0 \quad (\text{II-9})$$

En remplaçant (II.8) dans (II.9) on peut écrire :

$$V_n = \frac{1}{3}(V_a + V_b + V_c) \quad (\text{II-10})$$

En remplaçant (II.10) dans (II.8) nous donne pour les tensions simples :

$$\begin{cases} V &= \frac{2}{3}V & -\frac{1}{3}V & -\frac{1}{3}V \\ V &= -\frac{1}{3}V & +\frac{2}{3}V & -\frac{1}{3}V \\ V &= -\frac{1}{3}V & -\frac{1}{3}V & +\frac{2}{3}V \end{cases} \quad (\text{II-11})$$

Conclusion

Ce chapitre a été consacré à l'étude de deux convertisseurs d'électronique de puissance qui sont utilisés dans les processus de variation de vitesse des machines asynchrone à savoir le gradateur et le système redresseur-onduleur. Ainsi on a présenté leurs structures et leurs principes de fonctionnement.

Le gradateur à angle de phase qui est utilisé pour la variation de vitesse des moteurs à faible puissance uniquement à cause de la tension de sortie qui est non-sinusoïdale et la présente donc des harmoniques de courant importants et ils sont beaucoup plus utilisés dans l'éclairage et la chauffage rie.

Le système redresseur-onduleur ou simplement l'onduleur nous permet par contre une large gamme d'application dans le domaine de variation de vitesse en utilisant les différentes techniques de commande comme la commande pleine onde et la commande vectorielle(SVM). Ces techniques de commande feront l'objet de notre prochain chapitre.

Chapitre III : Différentes Stratégies de Commande.

Introduction

Les entraînements des machines électriques à vitesse variable utilisent les convertisseurs statiques pour les applications de commande. Parmi les convertisseurs les plus utilisés on cite l'onduleur de tension et les convertisseurs matriciels qui continuent leur développement ces dernières années, [17].

Pour commander l'onduleur de tension on utilise les techniques de modulation de largeur d'impulsion MLI et la commande pleine onde. La modélisation de largeur d'impulsion possède plusieurs principes tel que la MLI sinus-triangle et la MLI vectorielle(SVM).

Ce chapitre sera consacré à l'étude de deux techniques de commande qui sont la commande pleine onde et la SVM.

1-Commande pleine onde (180°)

La commande pleine onde ou plutôt connue sous le nom de commande 180° consiste à amorcer les interrupteurs de puissance pendant 180°. En fonctionnement pleine onde, on ne peut contrôler la tension de sortie que par le biais de la tension d'entrée [17].

La tension alternative de sortie est exprimée par la loi suivante :

$$\hat{V}_a = \frac{4}{3} \sqrt{3} \frac{U_d}{2}$$

I-1- Principe de fonctionnement

Le schéma de l'onduleur de tension est représenté par la figure ci-dessous :

La commande de chaque bras est complémentaire, les commandes décalées de 120

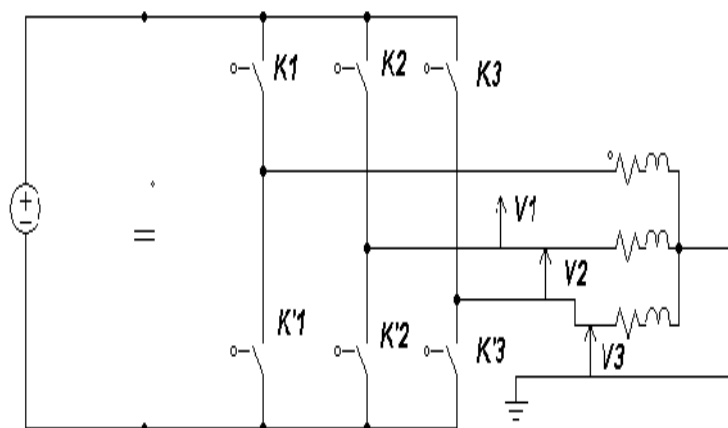
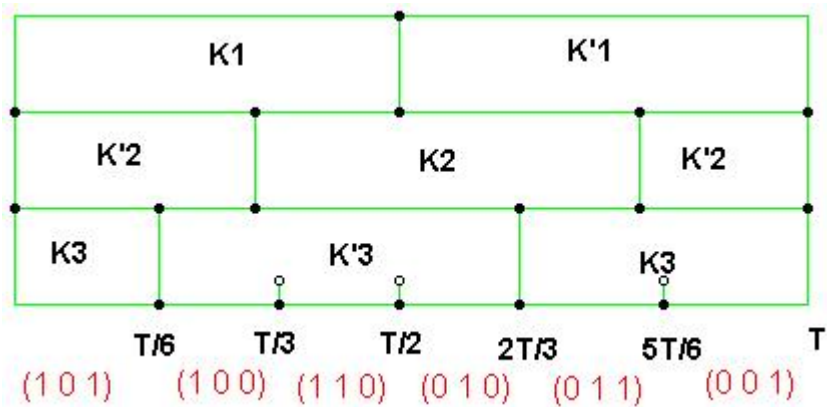
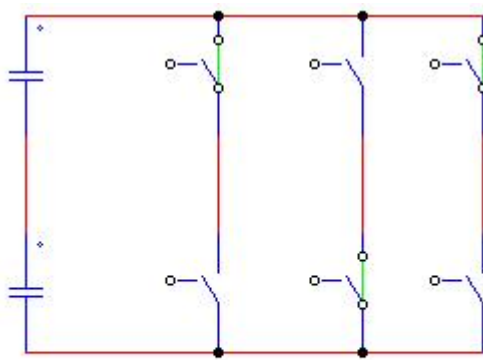


Figure (III-1) : Structure d'un onduleur de tension.

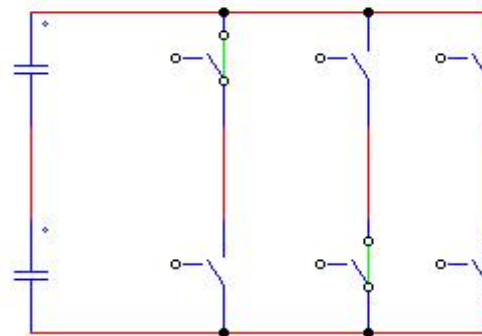
L'intervalle de conduction des interrupteurs est de la manière suivante :



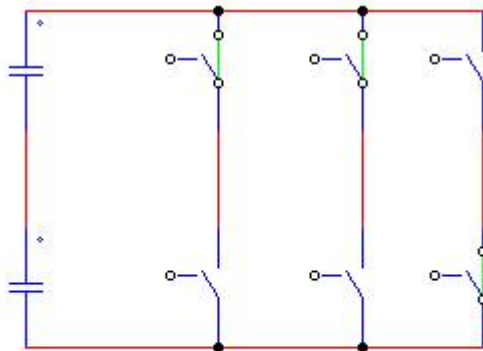
L'état des interrupteurs est illustrée par les figures suivantes :



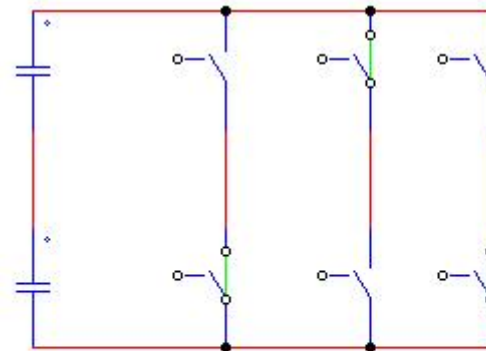
(1 0 1)
de 0 à $T/6$



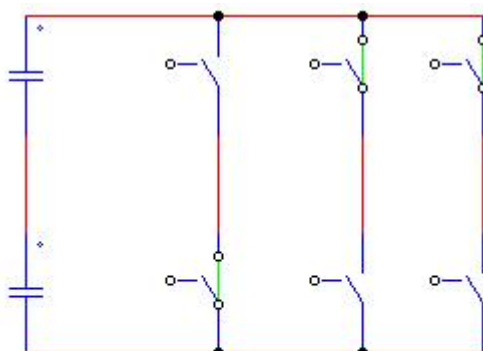
(1 0 0)
de $T/6$ à $T/3$



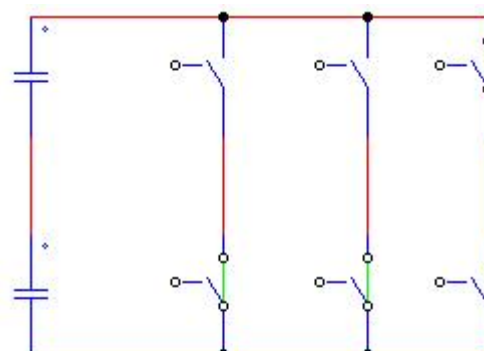
(1 1 0)
de $T/3$ à $T/2$



(0 1 0)
de $T/2$ à $2T/3$



(0 1 1)
de $2T/3$ à $5T/6$



(0 0 1)
de $5T/6$ à T

- Signal de commande :

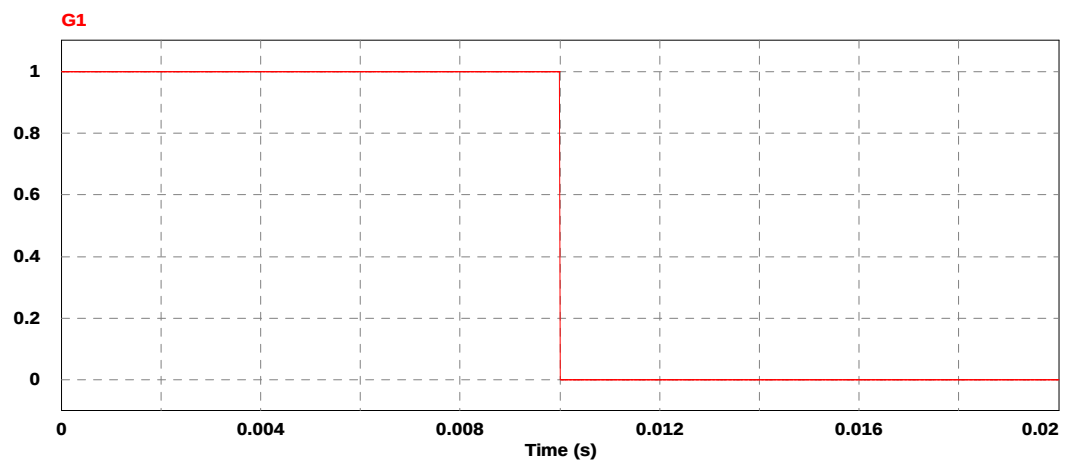


Figure (III-2) : Signal de commande.

- Le chronogramme des tensions :

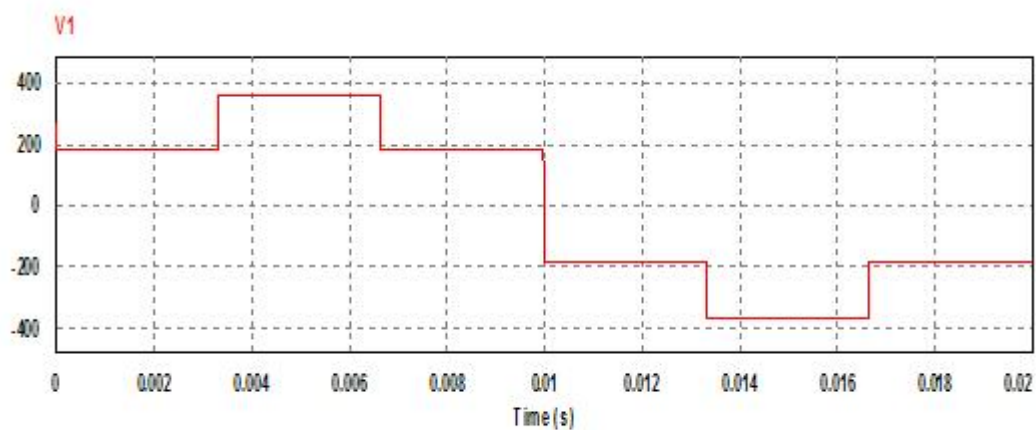


Figure (III-3) : La tension simple.

Le chronogramme ci-dessous illustre l'allure de U_{12} :

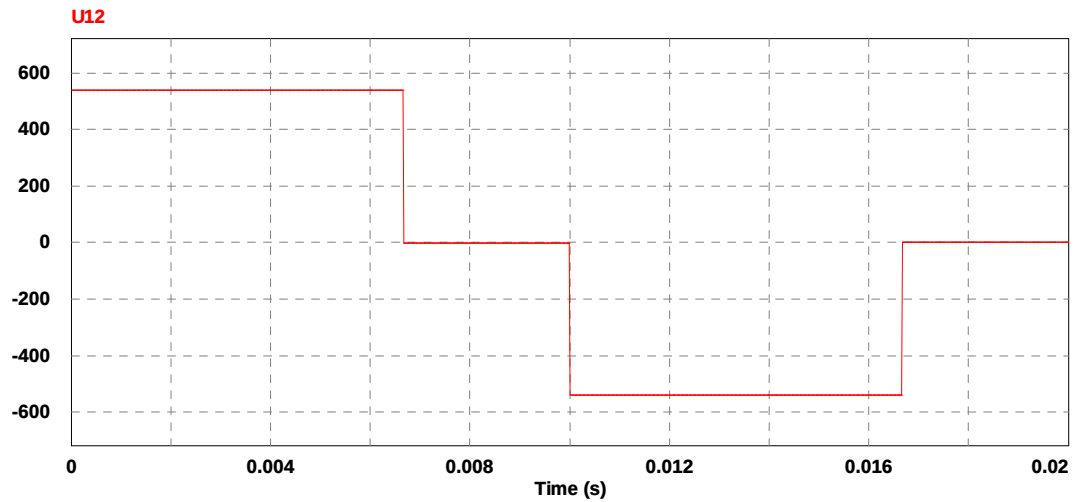


Figure (III-4) : La tension composée.

➤ Etude des courants :

Selon la caractéristique de la charge, on peut déterminer les courants.

Si i_1 est positif T_1 est passant d'où : $i_{K1} = i_1$

Si i_1 est négatif D_1 est passant d'où : $i_{K2} = -i_1$

Le courant de source i_s est déterminé par la loi des nœuds :

$$i_s = i_{T1} - i_{D1} + i_{T2} - i_{D2} + i_{T3} - i_{D3}$$

Eq (III-1)

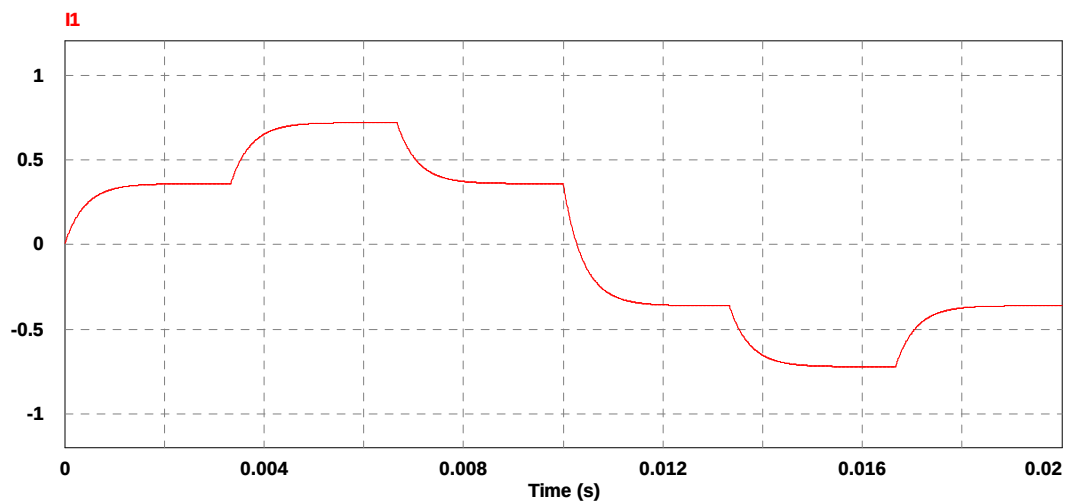


Figure (III-5) : Le courant de sortie .

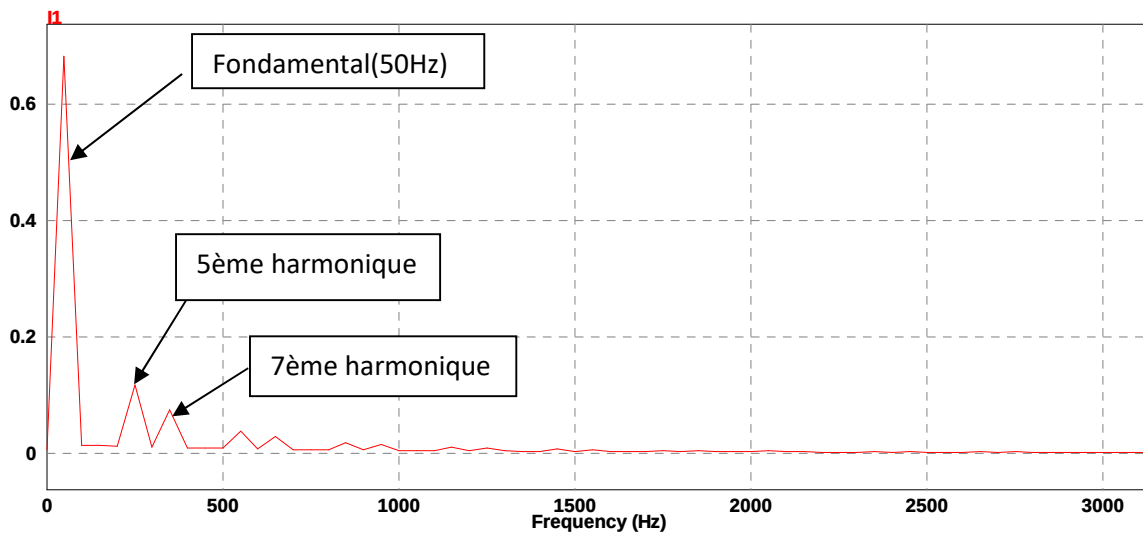


Figure (III-6) : Analyse fréquentielle du courant de sortie.

On remarque que les harmoniques sont de rang faible et que ceux du rang multiple de 3 disparaissent.

➤ Discussion des résultats :

Les tensions de sortie obtenues ont une forme alternative en créneaux.

Le courant de sortie de l'onduleur est alternatif mais qui n'a pas une allure d'une sinusoïde ; son analyse spectrale montre l'existence d'harmoniques qui l'empêchent d'approcher la forme sinusoïdale.

La commande pleine onde présente l'avantage de la simplicité de conception et son principal inconvénient réside dans l'existence de ces harmoniques.

2-Modulation de Largeur d'impulsion

2-1 :MLI naturelle

Dans des différentes techniques de modulation, on souhaite toujours que la tension de sortie ait une forme souhaitée (par exemple sinusoïdale). La technique de modulation de largeur d'impulsion MLI à onde porteuse (MLI naturelle) nous permet de satisfaire cette exigence car elle définit les états d'ouverture et de fermeture des interrupteurs de puissance d'un bras d'onduleur et ce, en effectuant une comparaison entre la tension de sortie souhaité

qui est appelé un signal de modulation **V_{mod}** et un signal d'une forme triangulaire **V_p** applé le signal porteur. En pratique, lorsque **V_{mod} > V_p** l'interrupteur du haut est fermé et celui du bas est ouvert, Le contraire est vrai lorsque **V_{mod} < V_p**.

Lorsque la modulante **V_m** est une sinusoïde à la fréquence **f_m** et d'amplitude **V̂_m** et la porteuse **V_p** est à la fréquence **f_p** et d'amplitude **V̂_p** on aura dans ce cas une autre technique de MLI appelée MLI sinusoidale. On aura alors, l'indice de modulation d'amplitude **m_a** défini par la relation suivante :

$$m_a = \frac{\hat{V}_m}{\hat{V}_p} \quad (\text{III-2})$$

et la fréquence de la porteuse normalisée **m_f** appelée également le rapport de modulation de fréquence définie par la formule suivante :

$$m_f = \frac{f_m}{f_p} \quad (\text{III-3})$$

Pour garder les caractéristiques de la technique MLI, il faut que le rapport de fréquence **m_f** doit etre un multiple impair de 3.

Les figures ci-dessous illustrent respectivement les formes d'onde de la modulante et de la porteuse, du signal de commande de l'interrupteur K₁ et des tensions simples et composées de sortie.

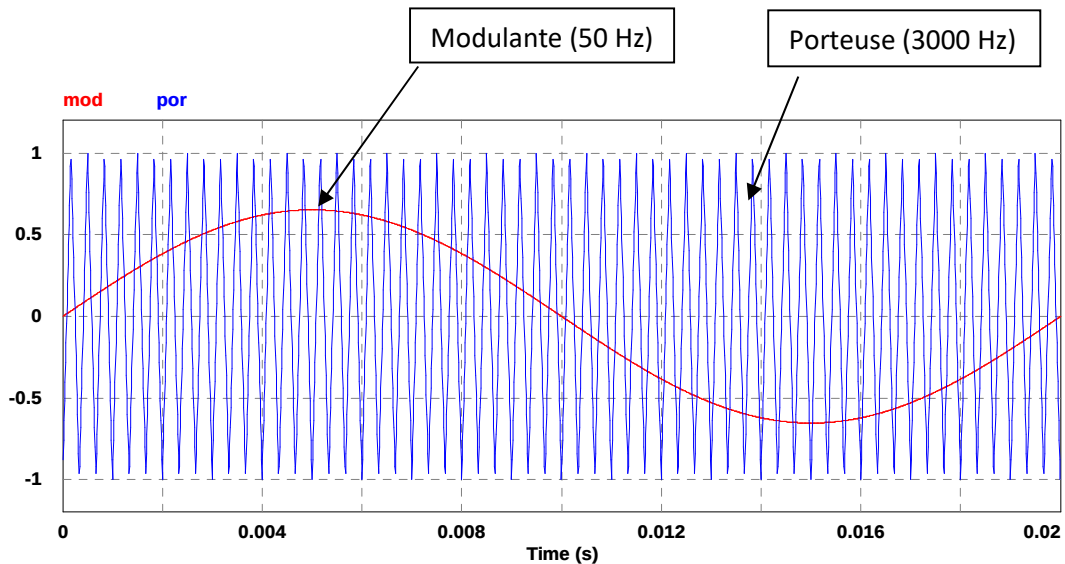


Figure (III-7) : Signal de la modulante et la porteuse.

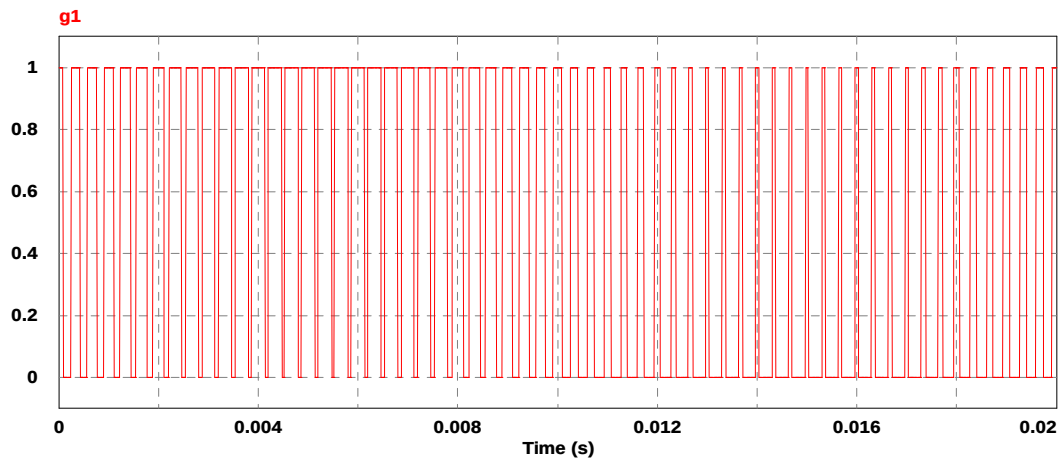


Figure (III-8) : Signal de commande de l'interrupteur K_1 .

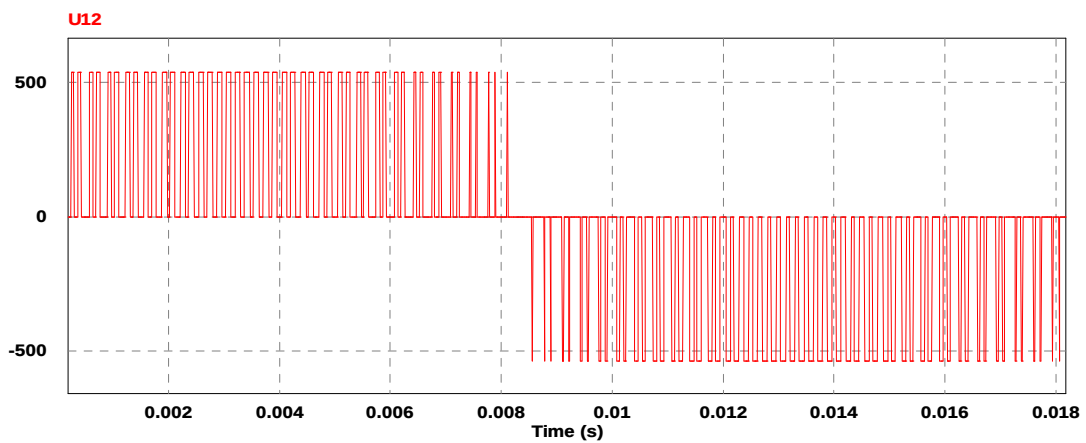


Figure (III-9) : La tension composée de sortie.

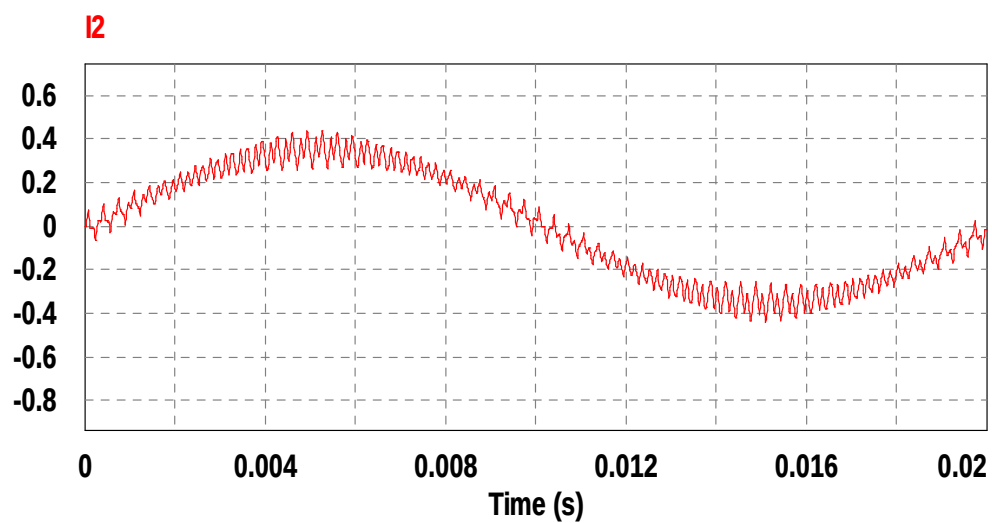


Figure (III-10) : Le courant de sortie.

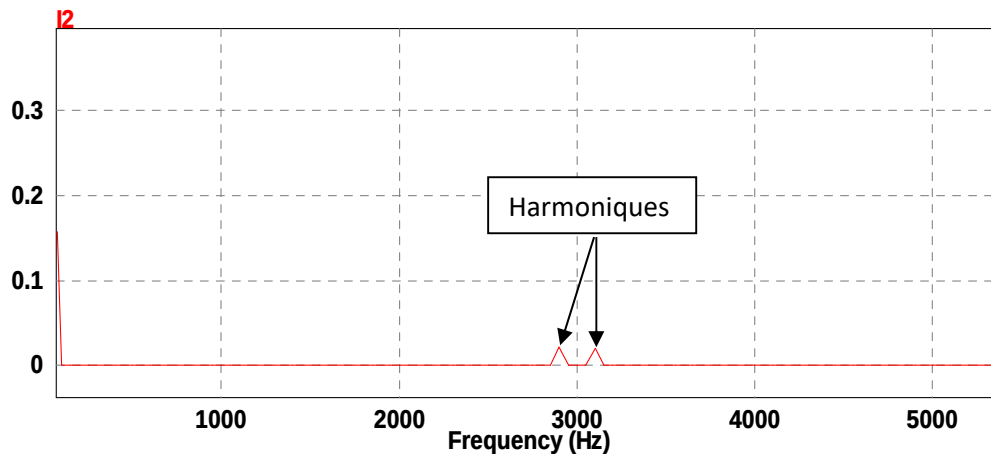


Figure (III-11): L'analyse fréquentielle du courant de sortie.

On constate que le courant de sortie se lisse et prend la forme sinusoïdale souhaitée grâce à cette technique de commande.

➤ Discussion des résultats :

Les tensions obtenues ont une forme alternative en créneaux. Le courant de sortie est proche de la sinusoïde avec des ondulations légères. Son analyse spectrale montre que les harmoniques sont repoussés vers la fréquence de la porteuse (vers des hautes fréquences) ce qui fait l'avantage de cette technique MLI.

De plus lorsque l'indice de modulation est un multiple de 3 on constate que les harmoniques d'ordre 3 disparaissent.

II-2- La MLI calculée

Dans les méthodes de modulation, on considère toujours que les angles de commutation sont déterminés en temps réel, ces derniers sont soit dictés par les intersections d'une onde de référence et d'une onde de modulation, soit calculés au début de chaque période de modulation [19].

La MLI calculée nous permet de déterminer des séquences de commandes qui éliminent les premiers harmoniques de la tension de sortie. Donc cette méthode nous permet d'obtenir une forme d'onde sinusoïdale de la tension de sortie où la composante fondamentale peut-être réglée arbitrairement dans un intervalle donné et les premiers harmoniques sont sélectivement éliminés.

Ceci est réalisé par génération mathématiques des instants de l'ouverture et de la fermeture des interrupteurs de puissance,[17]. La tension alternative de sortie dispose d'une symétrie impaire par conséquent les harmoniques pairs ne sont pas présents. La tension de sortie doit être hachée N fois par demi-cycle pour ajuster le fondamental et éliminer N-1 harmoniques de la forme d'onde de la tension de sortie [17]. La figure ci-dessous illustre la forme de la tension de sortie pour une commande MLI calculée d'un onduleur .

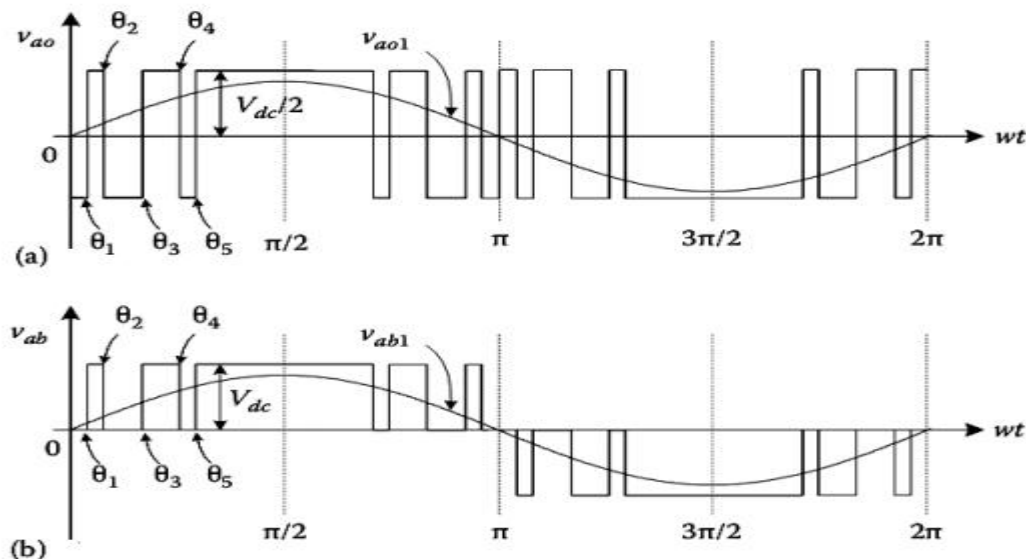


Figure (III-12) : Formes d'ondes pour une commande MLI calculée d'un onduleur.

2-3- La MLI optimisée

Lorsque la puissance des entraînements à vitesse variable est élevée, la fréquence de commutation des interrupteurs est très limitée. Par conséquent une augmentation de la fréquence de la commande des machines engendre une réduction du nombre de commutation par période, ce qui rend l'obtention d'un signal sinusoïdal de sortie difficile avec une onde contenant peu de commutations.[20]

Les commandes classiques utilisées pour les entraînements à vitesse variable réstent incapables de fournir un signal parfaitement sinusoïdal à cause des harmoniques de forte amplitude et de faibles rangs produits par ces dernières. Les méthodes de modulation obtenues à partir de l'optimisation des signaux MLI permet d'améliorer le rendement des installations et de résoudre les problèmes spécifiques à chaque application.

Les signaux optimisés sont obtenues en minimisant des critères établis de manière à interpréter mathématiquement les défauts cités précédemment, cette méthode est réalisée par des algorithmes mis en œuvre pour les calculs des signaux et ce en déterminant les angles de commutation des interrupteurs.

Les méthodes d'optimisation permettent d'améliorer les performances de la commande et de remédier aux problèmes posés par les méthodes classiques lorsque la fréquence de commande augmente, il s'agit donc de minimiser le taux de distorsion en courant et d'annuler les harmoniques de faible rang. La forme du courant de sortie s'approche alors de la forme sinusoïdale ce qui améliore le rendement de l'installation.

3- Modulation vectorielle (SVM)

La commande souvent adaptée aux convertisseurs statiques est la stratégie MLI. Plusieurs méthodes ont été développées avec l'objectif de générer à la sortie de l'onduleur une tension sinusoïdale ayant le moins d'harmoniques possible. Pour l'onduleur de notre système de commande nous utilisons la technique de modulation vectorielle.

La SVM est basée sur la représentation, par des vecteurs obtenus par des états des interrupteurs de l'onduleur. Le système triphasé de tensions à générer pour la durée d'échantillonnage en cours peut alors être représenté comme un unique vecteur dans un plan ($\alpha \beta$). Elle propose un calcul direct des temps de commutation de l'onduleur, en considérant que le vecteur de tension à obtenir tourne dans le plan ($\alpha \beta$). En modulation sinusoïdale, cette commande donne des résultats similaires à la MLI naturelle à porteuse triangulaire. Néanmoins, elle peut être plus facile à implanter dans un microcontrôleur, et, disjointe d'harmonique 3, elle permet de maximiser la puissance disponible, ce qui justifie son usage. La technique SVM est basée sur six secteurs de fonctionnement. Les tensions v_a , v_b et v_c sont converties en un vecteur d'espace, et placées dans un système de coordonnées polaires, les six secteurs correspondent aux vecteurs $\vec{v}_1$ à $\vec{v}_6$.

La table de vérité de l'onduleur triphasé est présentée par le tableau suivant :

Vecteur	Sa	Sb	Sc	Vsa	Vsb	Vsc	Vs α	Vs β
V0	0	0	0	0	0	0	0	0
V1	1	0	0	$2U/3$	$-U/3$	$-U/3$	$\sqrt{2/3} U$	0
V2	1	1	0	$U/3$	$U/3$	$-2U/3$	$\sqrt{1/6} U$	$\sqrt{1/2} U$
V3	0	1	0	$-U/3$	$2U/3$	$-U/3$	$-\sqrt{1/6} U$	$\sqrt{1/2} U$
V4	0	1	1	$-2U/3$	$U/3$	$U/3$	$-\sqrt{2/3} U$	0
V5	0	0	1	$-U/3$	$-U/3$	$2U/3$	$-\sqrt{1/6} U$	$-\sqrt{1/2} U$
V6	1	0	1	$U/3$	$-2U/3$	$U/3$	$\sqrt{1/6} U$	$-\sqrt{1/2} U$
V7	1	1	1	0	0	0	0	0

Tableau (III-1) : table de vérité de l'onduleur de tension triphasé.

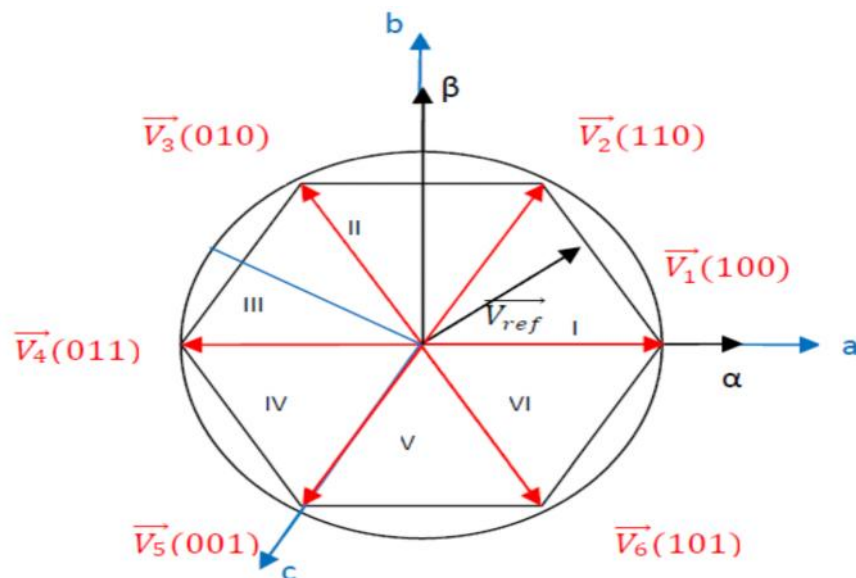


Figure (III-13) : Le principe de la SVM.

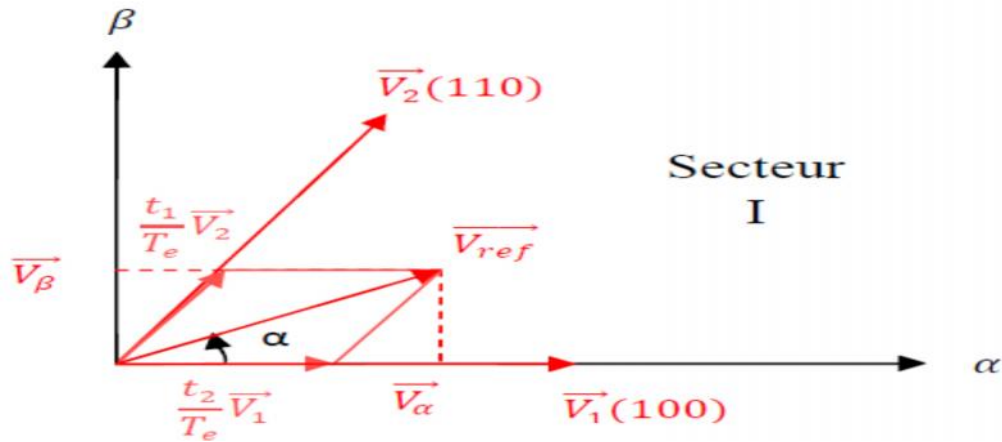


Figure (II-14) : Composantes du vecteur de référence dans le secteur I.

Nous calculons les coordonnées du vecteur de tension dans la base formée par les vecteurs adjacents (vecteurs délimitant le secteur) grâce à l'équation :

$$\vec{v}_r = \frac{t_1}{T_e} \cdot \vec{v}_1 + \frac{t_2}{T_e} \cdot \vec{v}_2 + \frac{t_0}{T_e} \cdot \vec{v}_0$$

Avec :

T_e : la période d'échantillonnage.

Pour généraliser cette étude à tous les secteurs, la notation t_1 représente le temps d'application du vecteur limitrophe avec le secteur précédent. Il en est de même pour t_2 du vecteur limitrophe avec le secteur suivant.

m_v : L'indice de modulation de la tension.

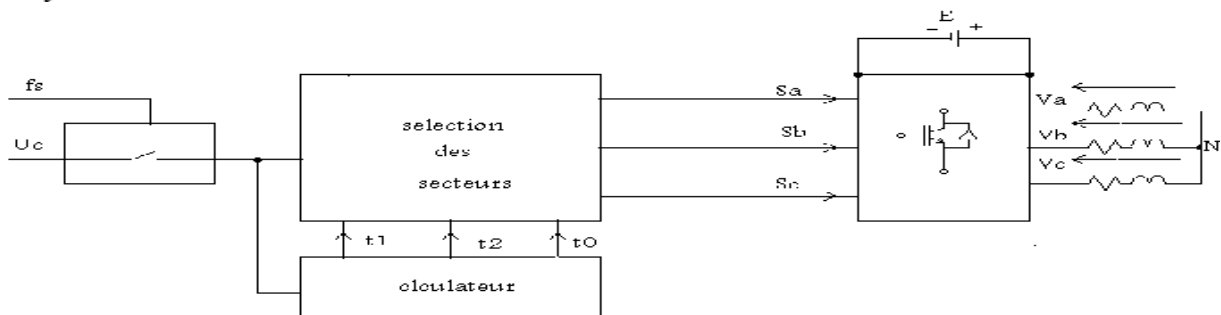


Figure (III-15) : Bloc de la SVM.

Le schéma PWM de la SVM génère une commande dédiée à la commutation. L'onduleur à deux niveaux possède six interrupteurs, il y a donc huit états de commutations possibles. Les vecteurs tensions de $\vec{v}_1$ à $\vec{v}_6$ sont appelés vecteurs actifs, tandis que $\vec{v}_0$ et $\vec{v}_7$ sont appelés vecteurs nuls, parce qu'ils n'ont aucun angle ni aucune phase. Chaque bras de commande a besoin d'être complémentaire. Cela veut dire, sur un même bras, lorsque le transistor de l'étage supérieur est fermé, celui du bas doit obligatoirement être ouvert, et vice versa. Chaque état conduit le courant dans les trois phases du moteur, produisant les vecteurs de tensions.

➤ Implémentation de la commande vectorielle sur PSIM :

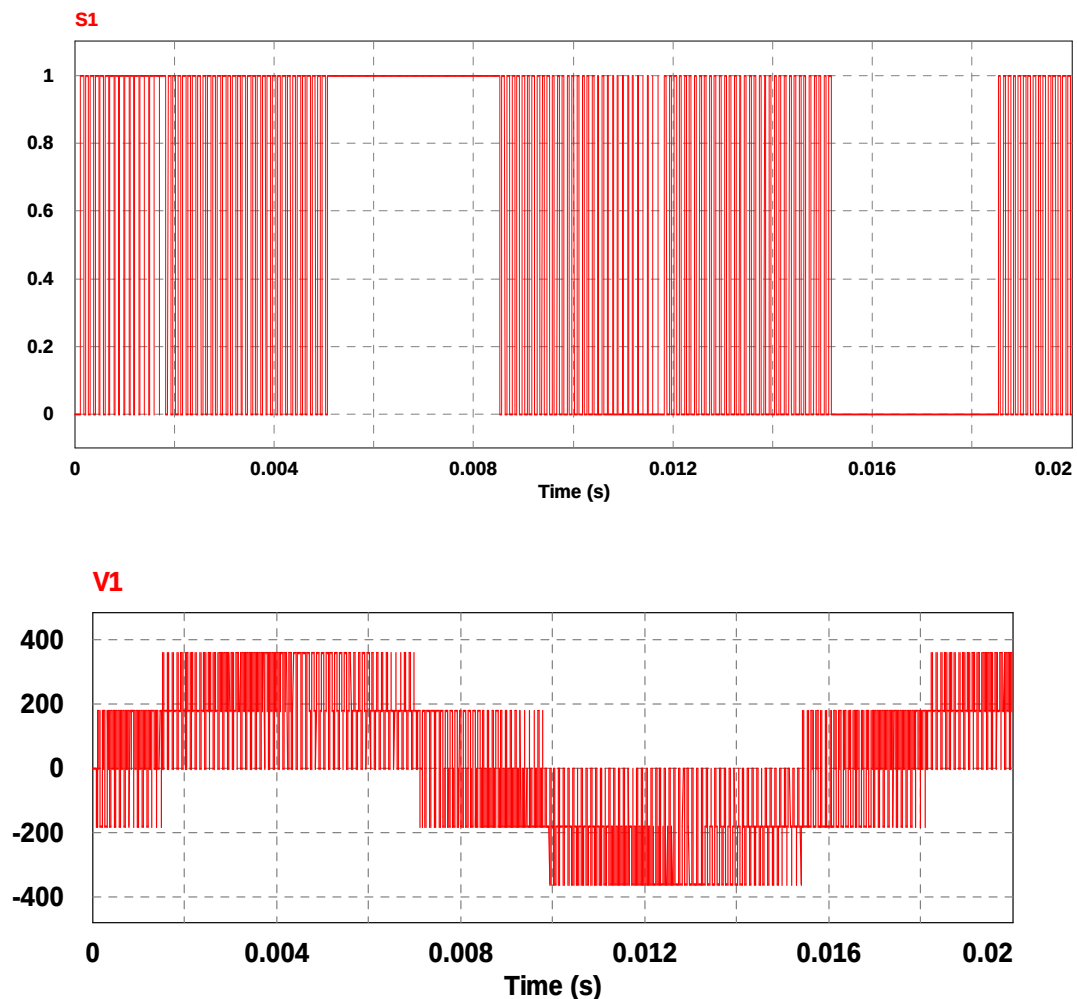


Figure (III-16) : La tension simple de sortie.

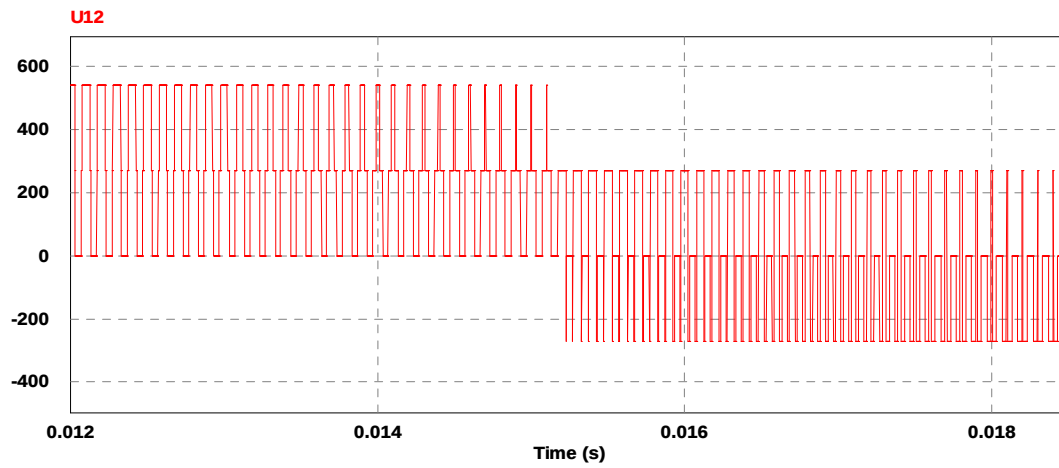


Figure (III-17) : La tension composée de sortie.

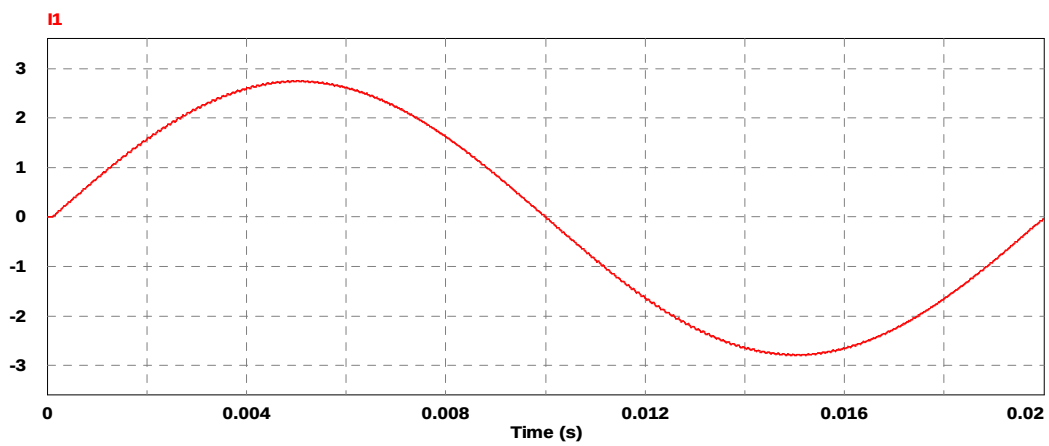


Figure (III-18) : Le courant de sortie.

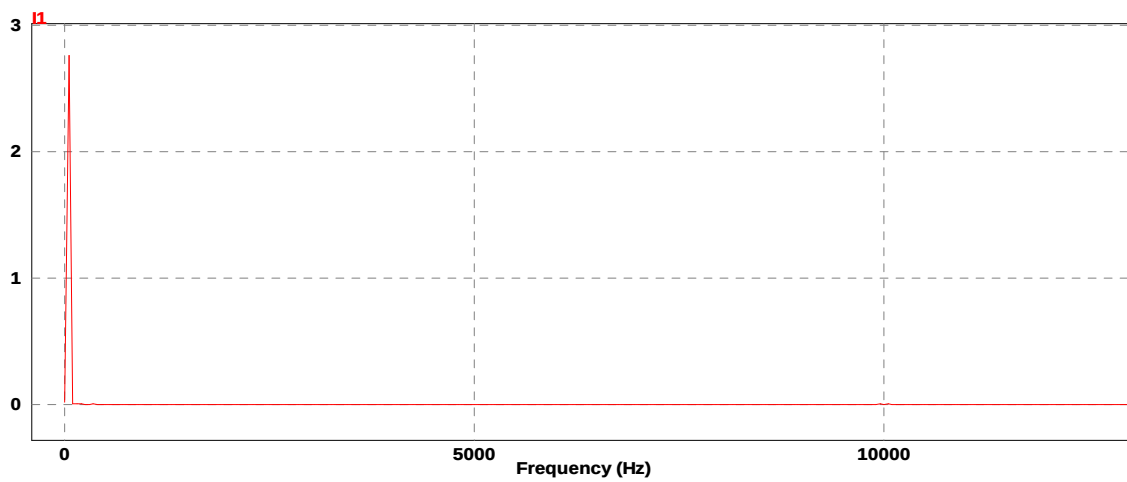


Figure (III-19) : L'analyse fréquentielle du courant de sortie.

➤ **Discussion des résultats :**

Les tensions de sortie (simple et composée) sont de formes alternatives en créneaux. Le courant de charge est parfaitement sinusoïdal (lissé) et son analyse spectrale montre l'absence d'harmoniques. La SVM est caractérisée par sa complexité de réalisation néanmoins elle est la méthode la plus performante parmi celles étudiées.

Conclusion

Ce chapitre était consacré à l'étude des techniques de commande des onduleurs destinés pour la variation de vitesse des moteurs asynchrones triphasés.

Nous avons détaillé sur les techniques de modulation de largeur d'impulsion (SVM et pleine onde). On conclut que la MLI vectorielle (SVM) est la plus utilisée pour les processus de variation de vitesse grâce aux multiples avantages qu'elle présente tels que l'amélioration des performances de la machine en éliminant les harmoniques qui contribuent à sa perturbation.

Chapitre IV : Application : Association convertisseur-machine.

Introduction

Le dernier chapitre de ce travail sera une simulation en boucle ouverte de l'ensemble convertisseur-machine. Donc nous allons relier le convertisseur étudié précédemment (l'onduleur) à la machine asynchrone et ce en appliquant trois stratégies de modulation à savoir la commande pleine onde, la MLI naturelle et la SVM.

La simulation se fera par le logiciel SIM POWER et nous allons ensuite discuter les résultats obtenus pour chaque stratégie de commande puis on conclura sur la meilleure stratégie à utiliser pour varier la vitesse d'un moteur par un onduleur. Les paramètres de la machine à simuler sont des paramètres tirés d'une machine réelle. (Voir annexe 1)

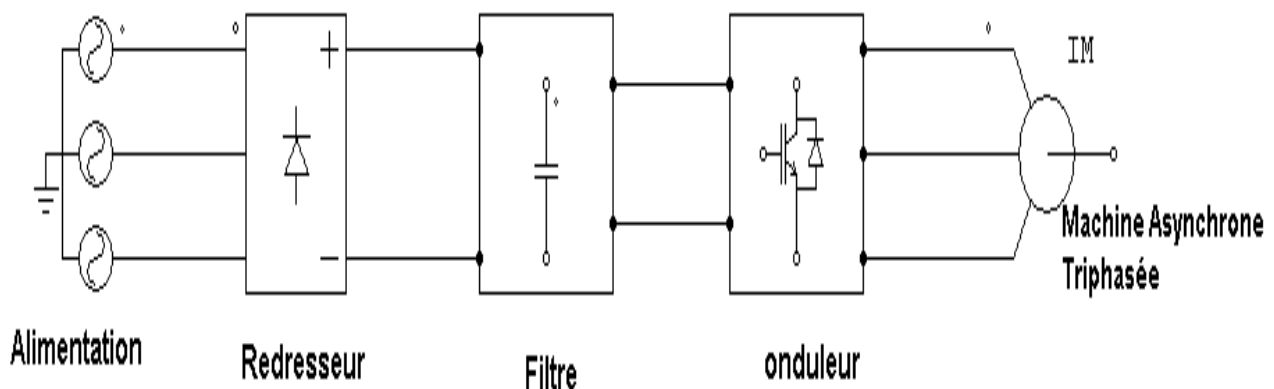
1-Schéma synoptique d'un variateur de vitesse

Figure (IV-1) : Schéma synoptique d'un variateur de vitesse.

Le schéma synoptique du variateur de vitesse est illustré par la figure ci-dessus. La structure se compose principalement de l'onduleur triphasé de tension qui transforme une tension continue en une tension alternative de fréquence variable. Et comme l'énergie électrique est généralement disponible en alternatif on aura à utiliser un redresseur pour transformer la tension alternative du réseau en une tension continue qui servira d'alimentation pour l'onduleur. La forme d'onde générée à la sortie du redresseur est de la forme continue mais elle est caractérisée par des ondulations d'où la nécessité d'utilisation d'un étage de filtrage (LC ou RC).

Les courants avec lesquels le moteur sera alimenté seront délivrés par l'onduleur par le biais de diverses techniques de pilotage (pleine onde, MLI naturelle et la SVM). La variation de la fréquence se fait par action sur les commutations des interrupteurs et celle du fondamental de la tension de sortie se fait par action sur le rapport cyclique (temps de conduction des interrupteurs).

Les essais que nous allons effectuer seront à une fréquence égale à 50 Hz . Cependant, pour réaliser un changement de vitesse de la machine il suffit de varier cette fréquence.

2-Alimentation de la machine asynchrone

Pour ce travail de simulation, on effectuera une alimentation de la machine en premier lieu, directe du réseau et puis par le biais du convertisseur statique (l'onduleur) piloté par trois stratégies de commande différentes et qui sont la commande pleine onde, la MLI naturelle, et la SVM.

2-1-Alimentation de la MAS par la tension du réseau

Les figures ci-dessous montrent les résultats d'un démarrage direct sous la tension du réseau (220V/380V), $f=50$ Hz. Le schéma bloc est présenté par la figure ci-dessous

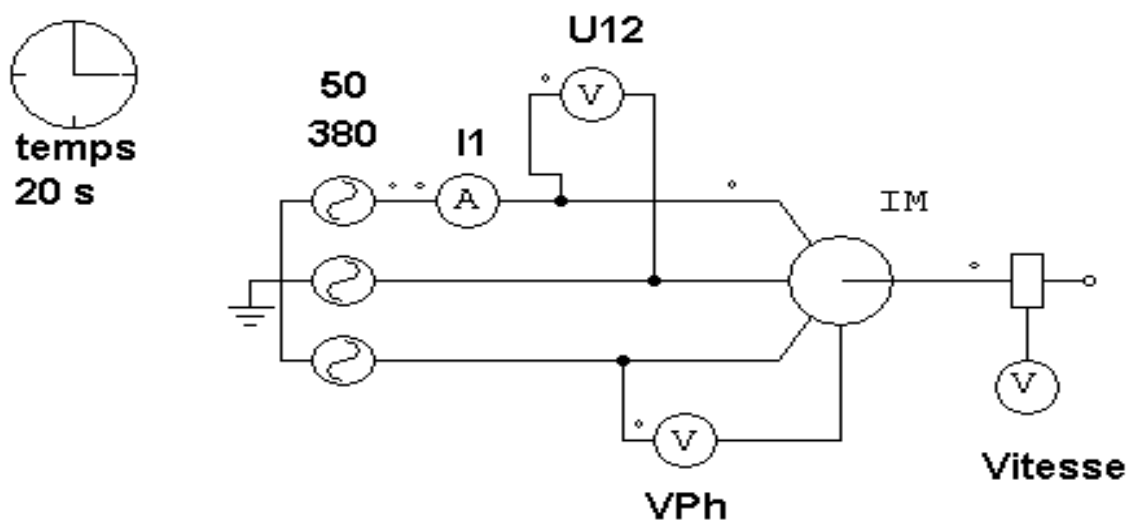
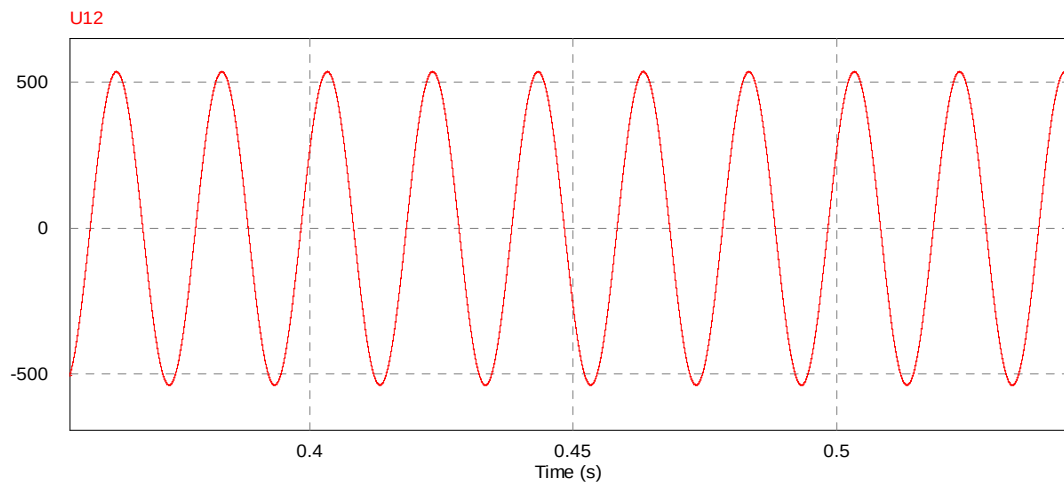
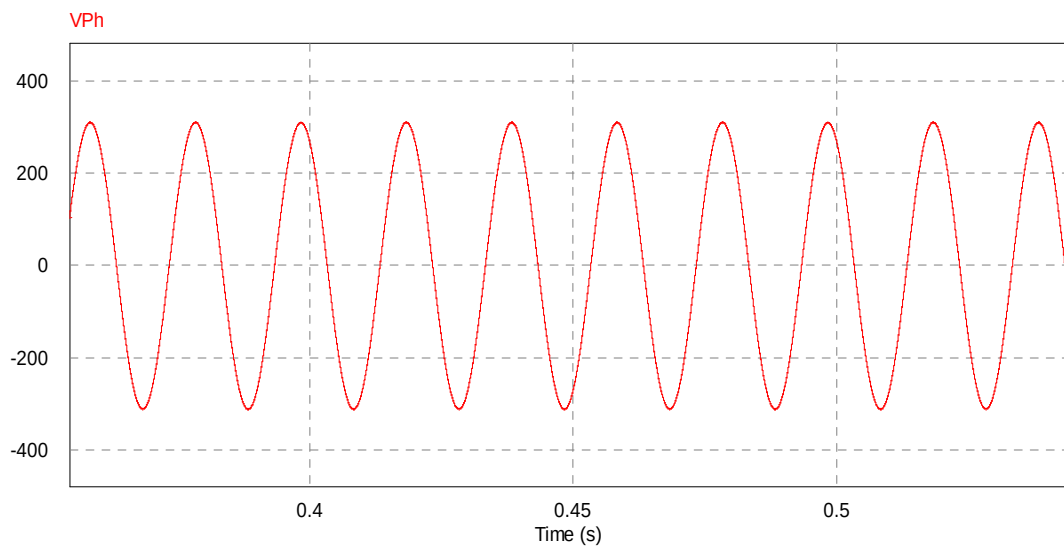


Figure (IV-2) : Schéma d'un démarrage direct de la MAS.**a) Résultats de simulation****Figure (IV-2) :** Allure de la tension composée statorique.**Figure (IV-3) :** Allure de la tension simple statorique.

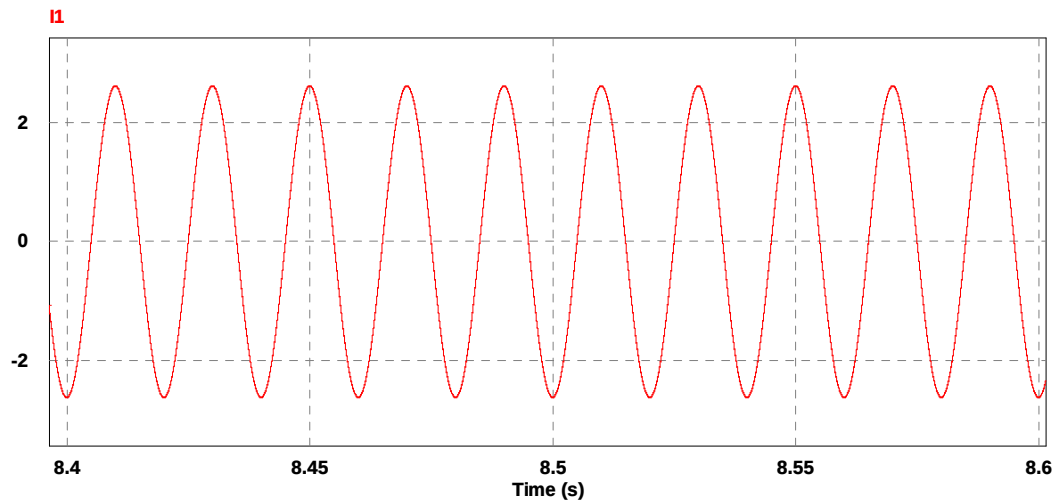


Figure (IV-4) : Allure du courant statorique.

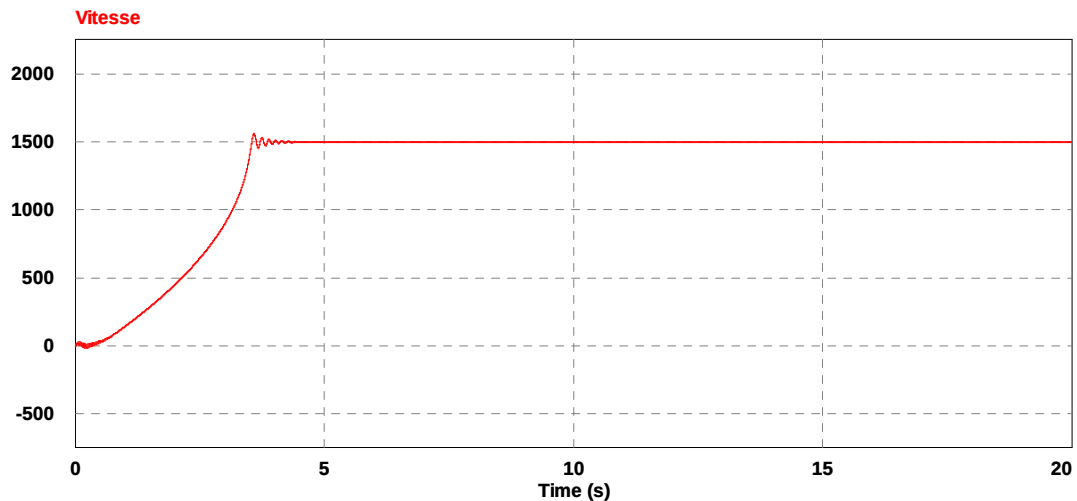


Figure (IV-5) : La courbe de la vitesse de la MAS.

b)-Interprétation des résultats

Les figure (IV.2) et (IV.3) : illustrant les tensions composée et simple statoriques en régime permanent montre des formes purement sinusoïdales de valeurs efficaces de 380 V et 220 V respectivement.

La figure (IV.4) : illustrant l'allure du courant statorique en régime permanent, ce dernier montre une forme alternative et purement sinusoïdale de ce signal. Sa valeur efficace est $I_e = 2.3$ A.

Le démarrage direct du réseau d'une machine nous permet d'avoir des formes de courants et de tension purement sinusoïdales adéquates au bon fonctionnement de la machine. Toutefois on ne peut pas agir pour faire varier sa vitesse.

La figure (IV.5) : illustrant l'allure de la vitesse montre que la vitesse croit pendant un régime transitoire avant de se stabiliser en régime permanent sur une valeur proche de 1500 tr/min. le temps de réponse de la vitesse est de $T_r = 4$ s.

2-2- Alimentation de la MAS par le convertisseur statique

2-2-1-Par un convertisseur commandé à pleine onde

Le schéma bloc de convertisseur-machine est présenté par la figure (IV.6) :

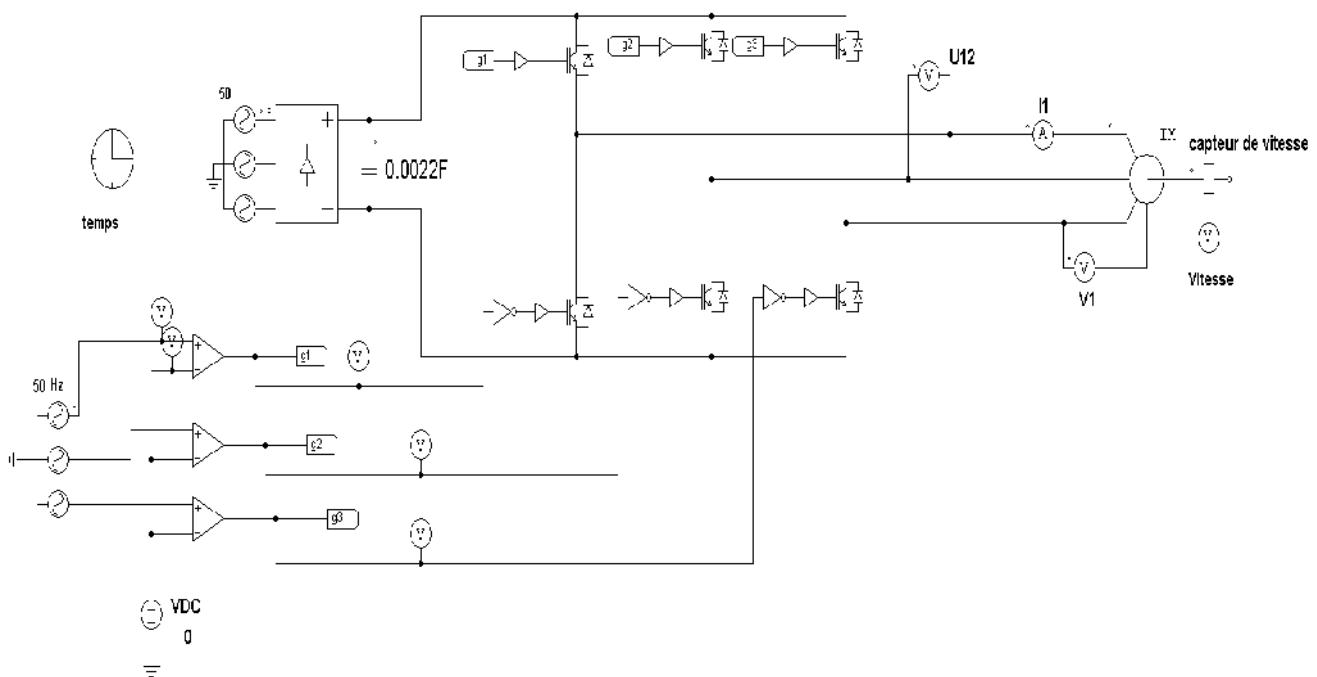


Figure (IV-6) : Schéma bloc de la machine asynchrone à cage alimentée par un onduleur commandé à pleine onde.

A. Résultats de simulation

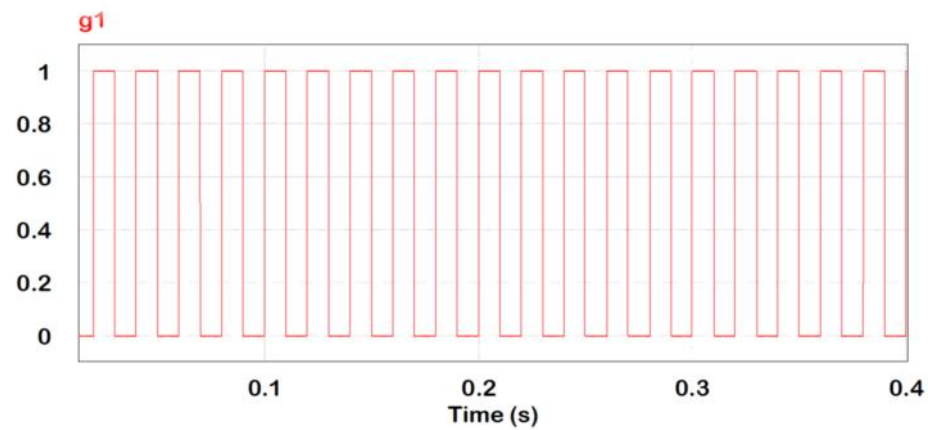
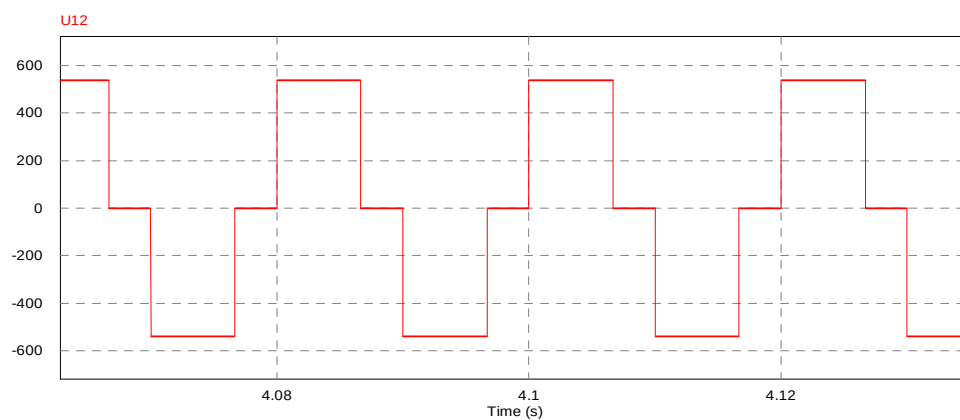
Figure (IV-7): Signal de commande de l'interrupteur K_1 .

Figure (IV-8) : Formes d'onde de la tension composée statorique.

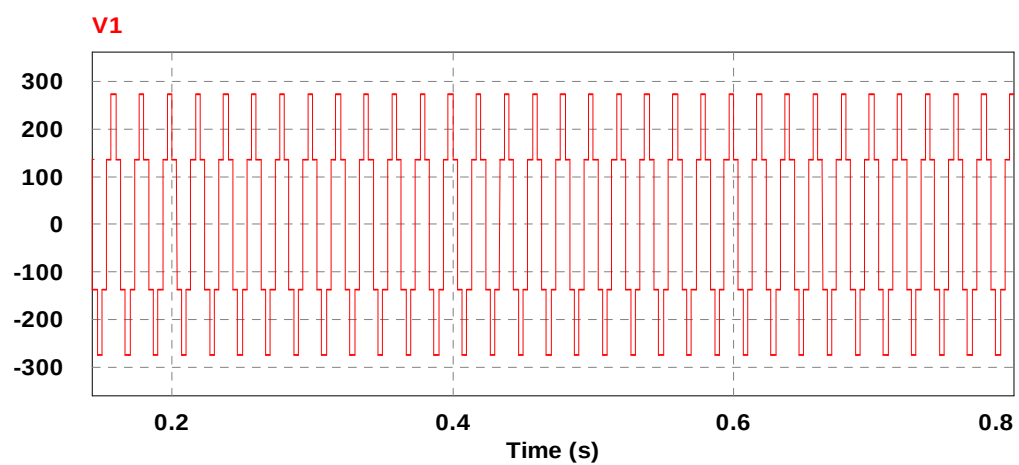


Figure (IV-9) : Formes d'onde de la tension simple statorique.

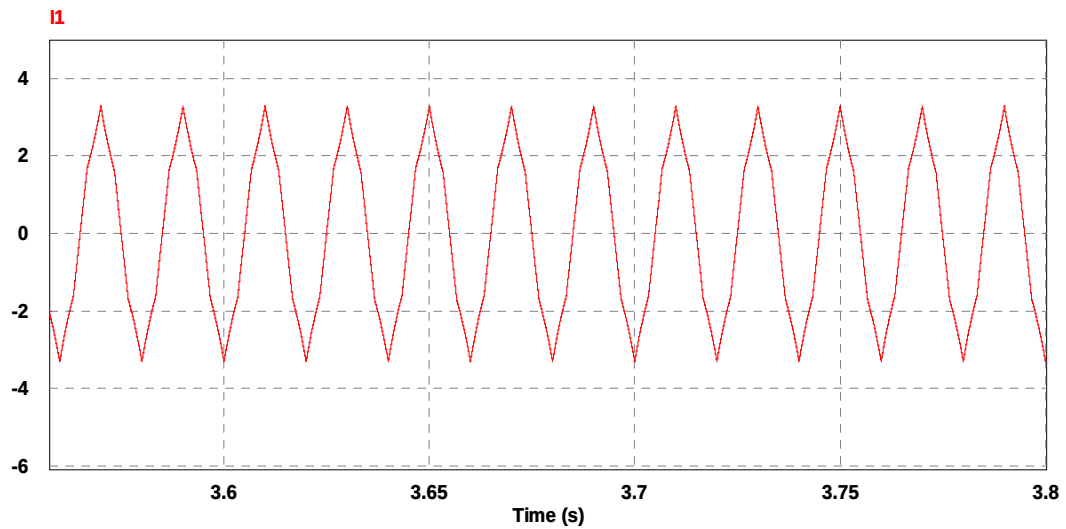


Figure (IV-10) : Forme d'onde du courant d'une phase i_1 à la sortie de l'onduleur.

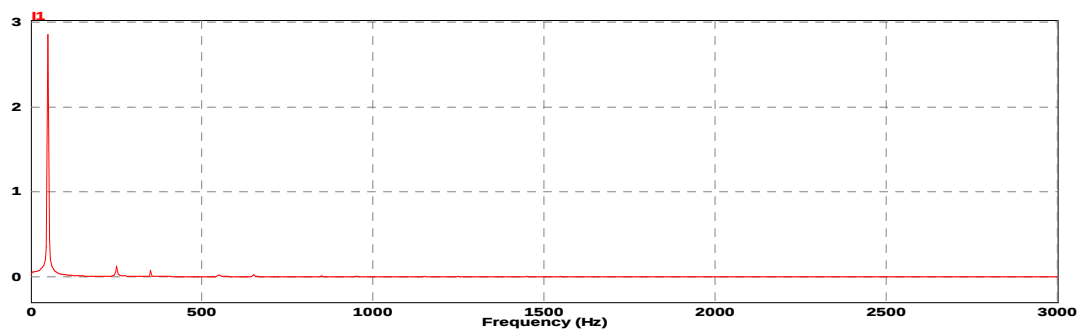


Figure (IV-11) : Le spectre du courant i_1 .

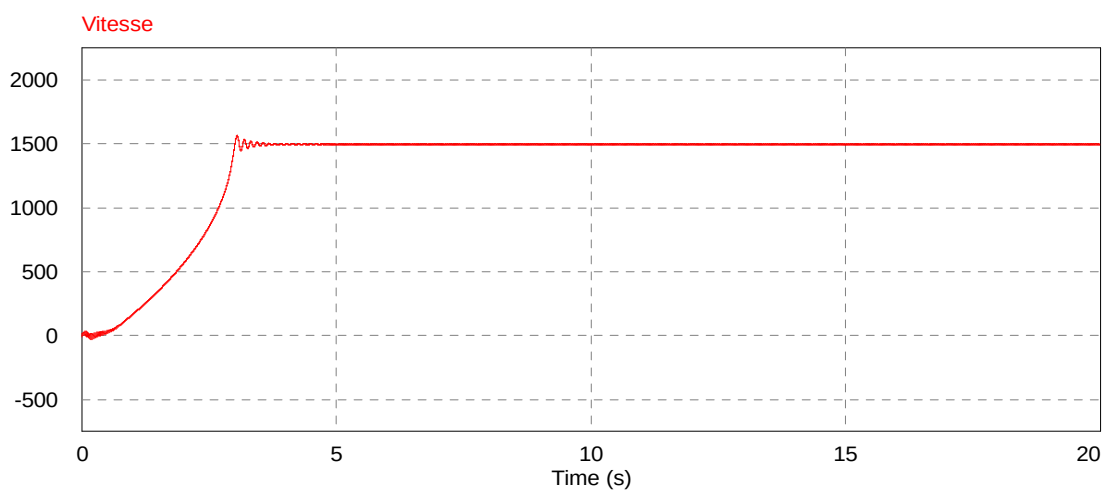


Figure (IV-12) : La courbe de la vitesse de la MAS.

B. -Interprétation des résultats de simulation

Les figures (IV.8) et (IV.9) : illustre l'allure des tensions simple et composée statoriques en régime permanent, on remarque des allures sous forme de créneaux de tension de forme alternative.

Les valeurs efficaces des tensions simple et composée sont : $U_e = 440$ V et $V_e = 254$ V. La figure (IV.10) : illustre l'allure du courant statoriques en régime permanent, on remarque que la forme du courant est alternative mais non sinusoïdale de valeur efficace $I_e = 2$ A ; son analyse spectrale montre une allure riche en harmoniques de faible rang.

La figure (IV.12) : illustre l'allure de la vitesse de la machine, on remarque que cette dernière croit pendant un régime transitoire avant de se stabiliser en régime permanent à une vitesse proche de 1500 tr/min, le temps de réponse est de $T_r = 4$ s.

2-2-2-Par un convertisseur commandé par la MLI naturelle

Le schéma bloc est présenté par la figure (IV.13)

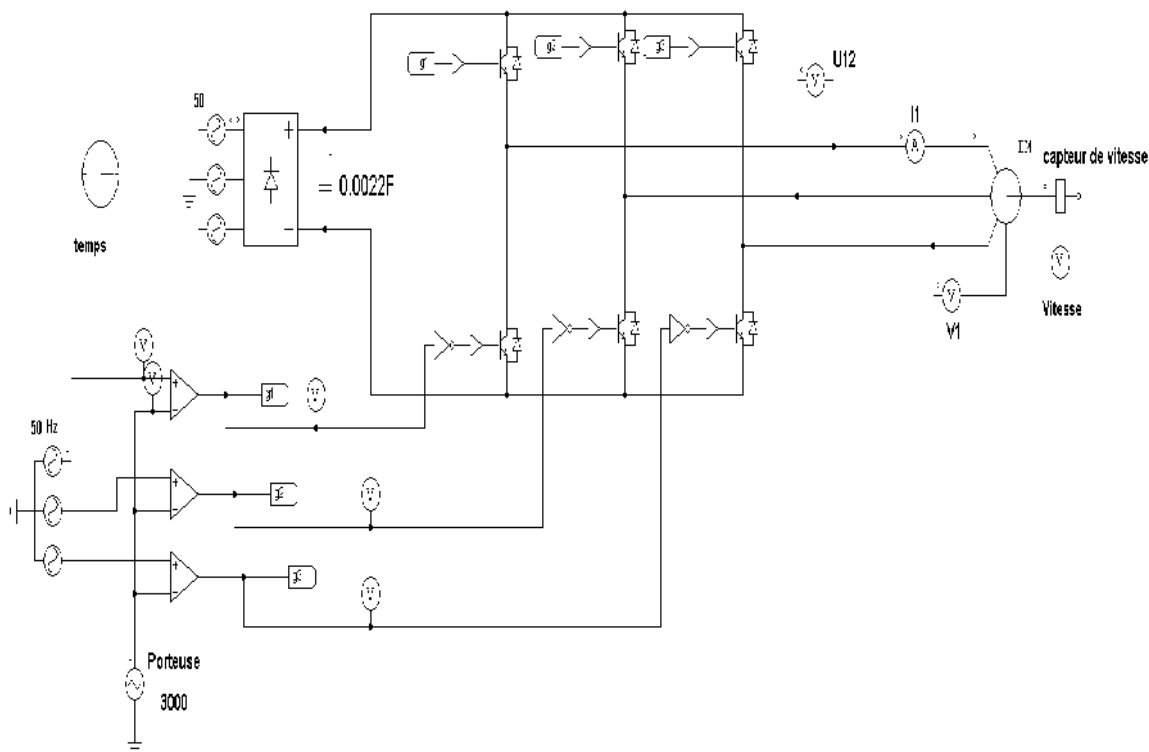


Figure (IV-13) : Schéma bloc de la machine asynchrone à cage alimentée par un onduleur commandé par la MLI naturelle.

A. Résultats de simulation

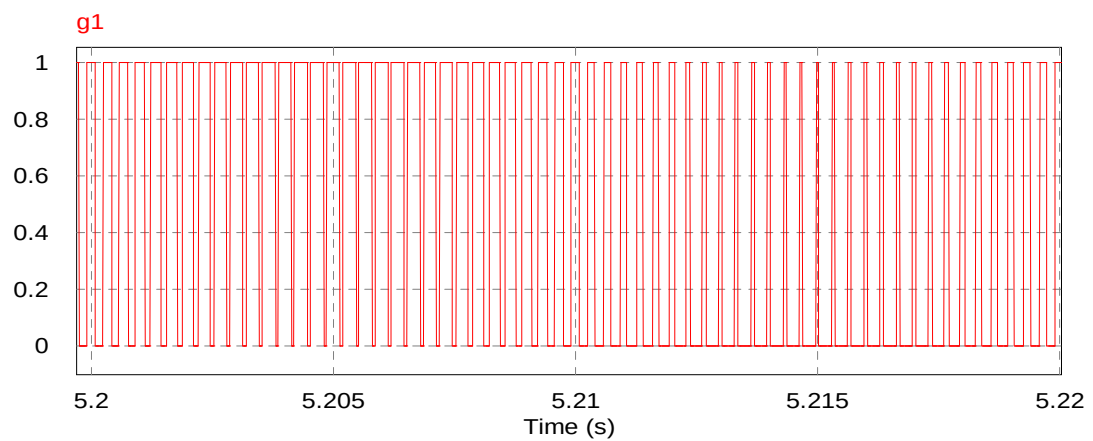
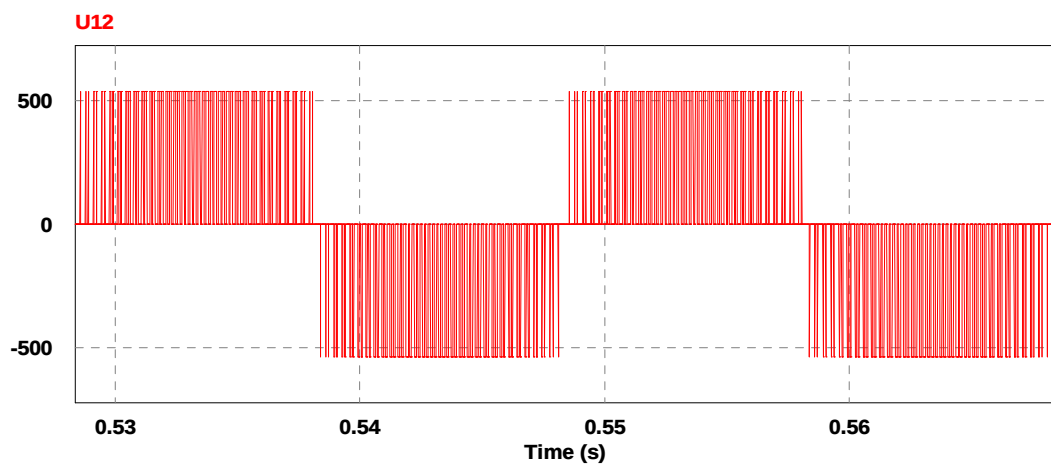
Figure (IV-14) : Signal de commande de l'interrupteur K_1 .

Figure (IV-15) : Formes d'onde de la tension composée statorique.

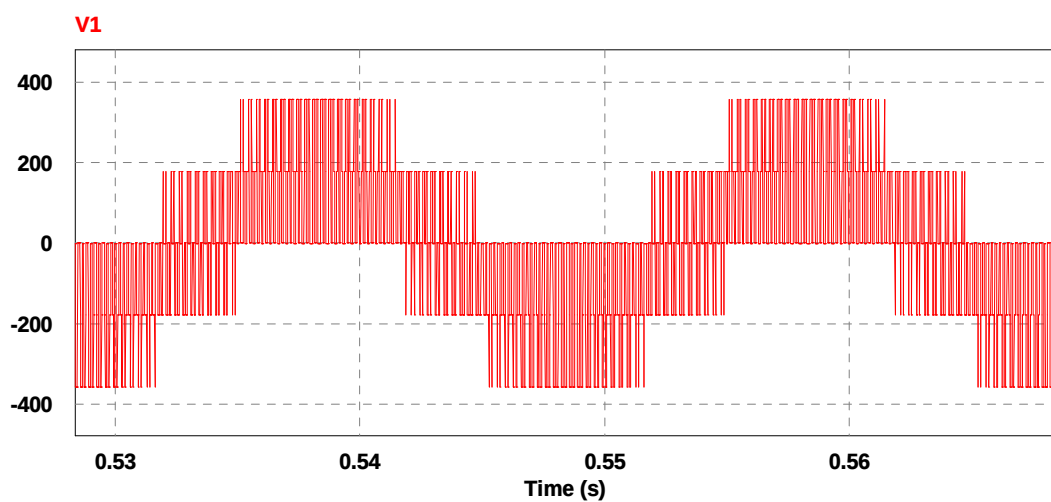


Figure (IV-16) : Formes d'onde de la tension simple statorique.

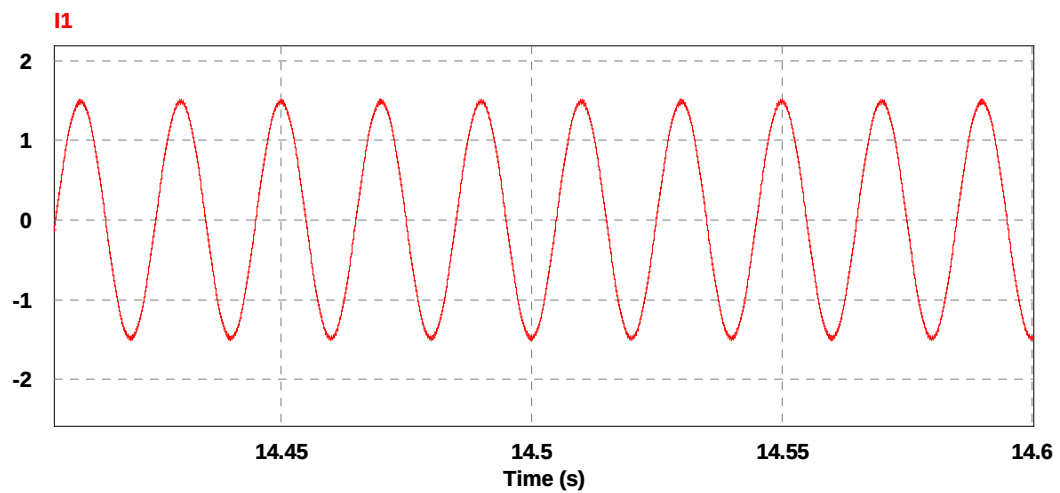


Figure (IV-17) : Forme d'onde du courant d'une phase i_1 à la sortie de l'onduleur.

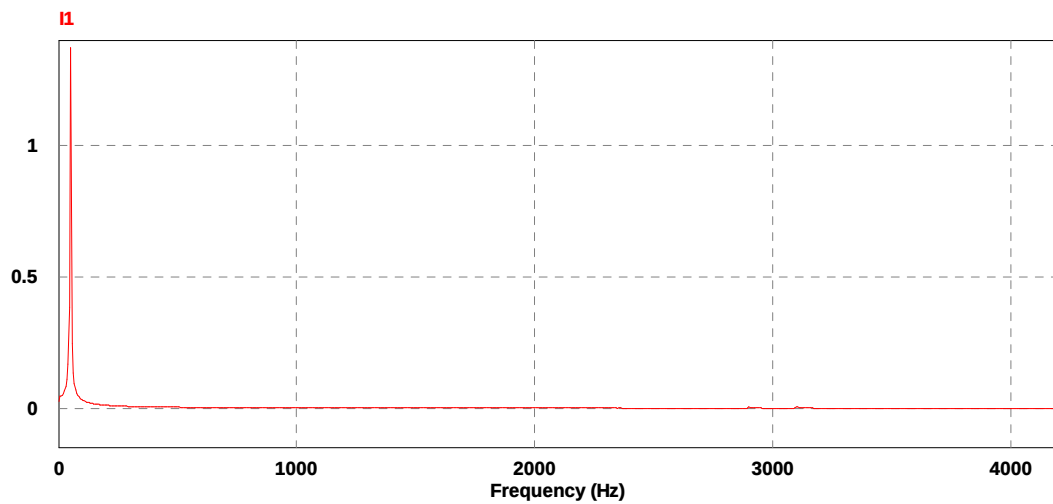


Figure (IV-18) : Le spectre du courant i_1 .

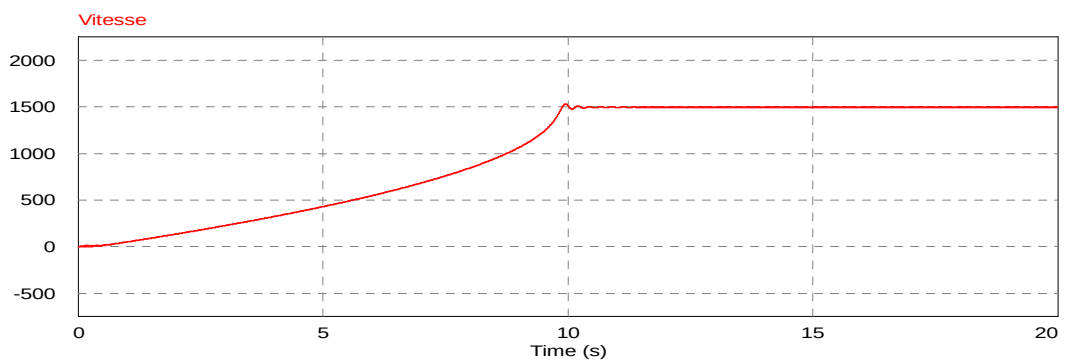


Figure (IV-19) : La courbe de la vitesse de la MAS.

B. Interprétation des résultats de simulation

Les figure (IV.15) et (IV.16) : montre les allures des tensions simple et composée statoriques, on remarque que les deux tensions sont en forme alternative en créneaux. Les valeurs efficaces de ces deux tensions sont : $U_e = 325 \text{ V}$, $V_e = 186 \text{ V}$.

La figure (IV.17) : montre l'allure du courant statorique en régime permanent, on remarque que la forme obtenue est alternative sinusoïdale de valeur efficace $I_e = 1 \text{ A}$ avec la présence de quelques ondulations dues à la commutation des interrupteurs.

L'analyse spectrale (figure IV.18) montre que les harmoniques sont repoussés vers de hautes fréquences (celles de la porteuse) ce qui rend leur filtrage facile à faire.

La figure (IV.19) : illustre l'allure de la vitesse cette dernière présente la même allure que précédemment avec un temps de réponse de $T_r = 10\text{s}$.

2-2-3-Par un convertisseur commandé par la SVM

A. Résultats de simulation

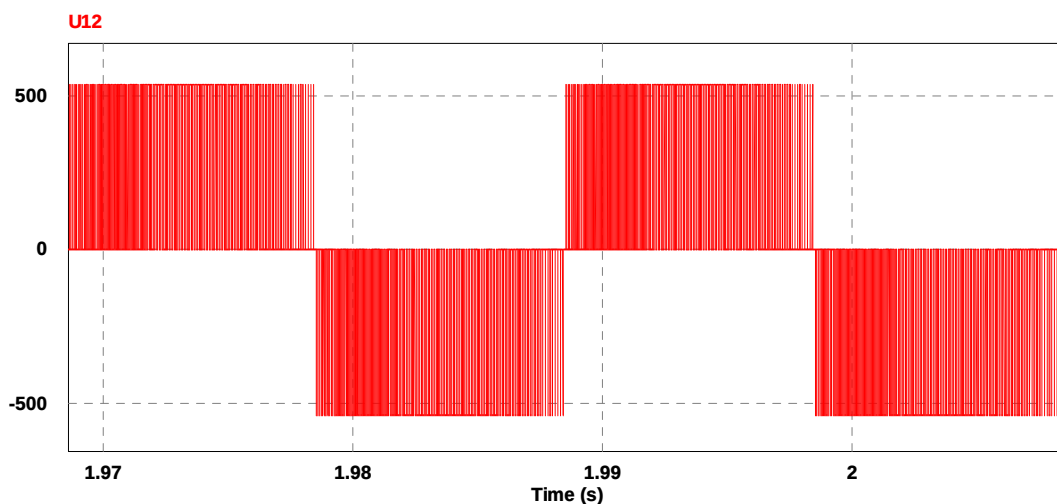


Figure (IV-20) : Forme d'onde de la tension composée statorique.

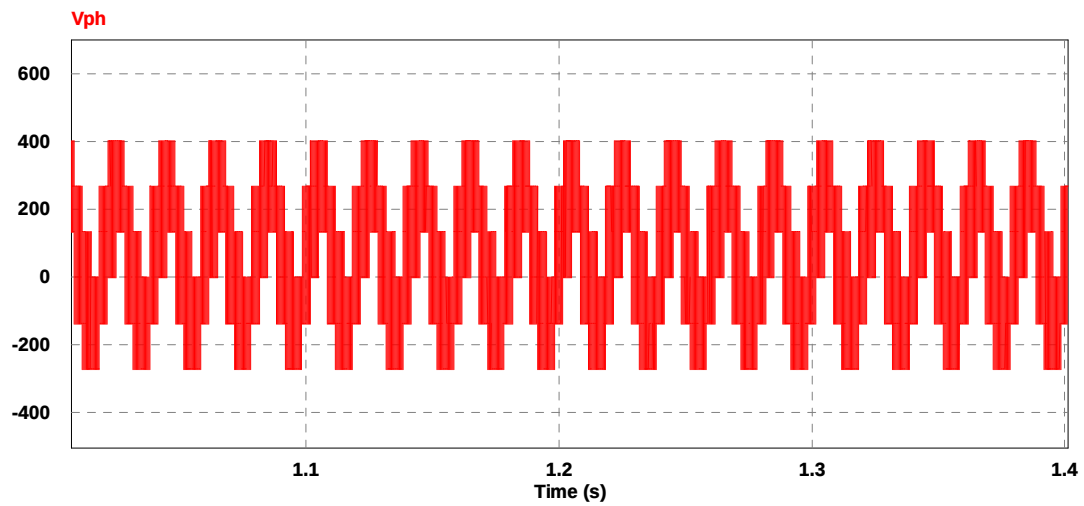


Figure (IV-21) : Forme d'onde de la tension simple statorique.

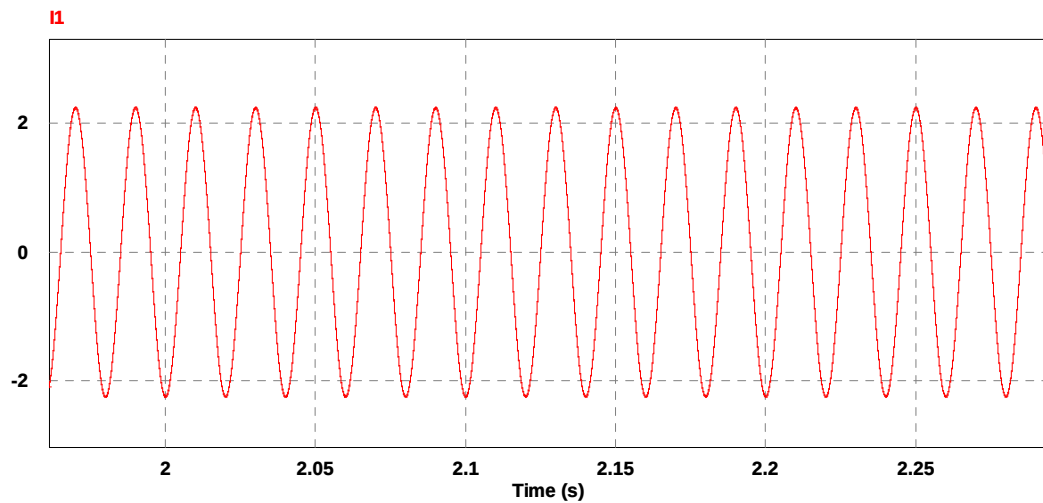


Figure (IV-22) : Forme d'onde du courant d'une phase i_1 à la sortie de l'onduleur

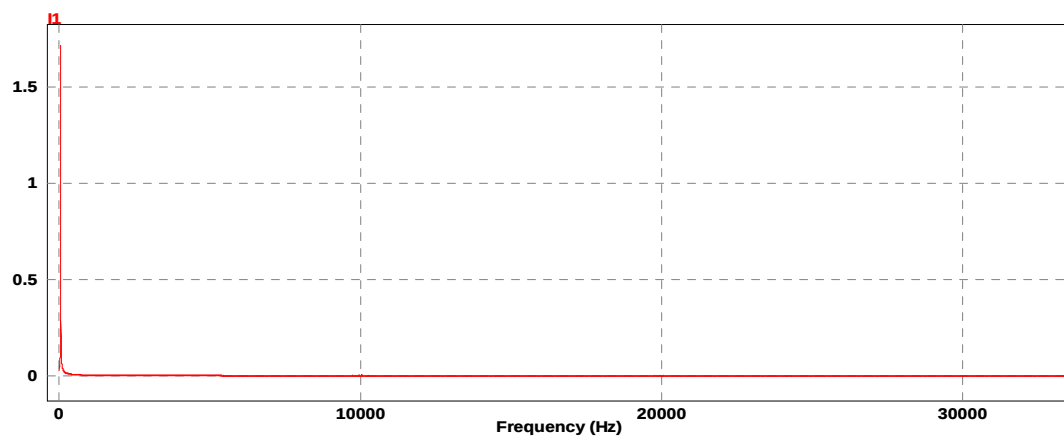


Figure (IV-23) : Spectre du courant i_1 .

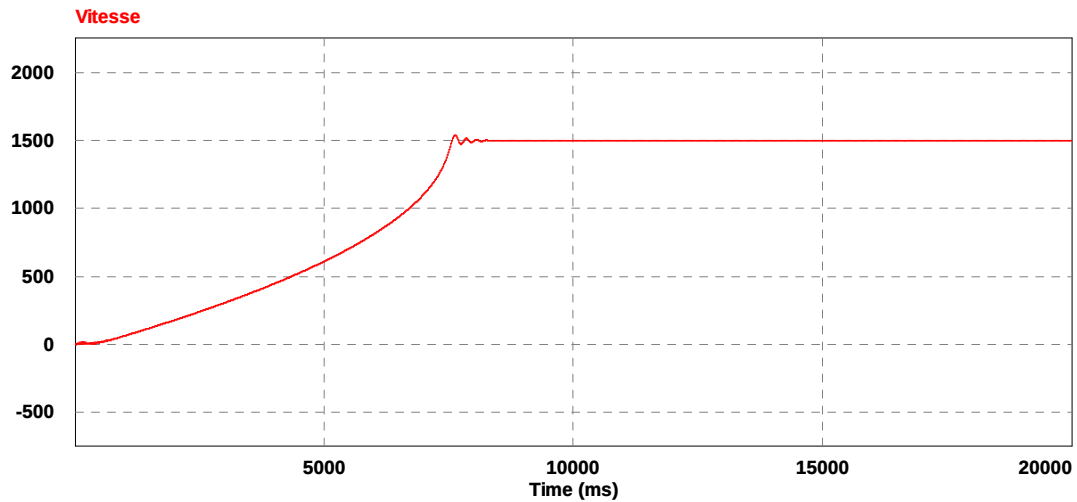


Figure (IV-24) : La courbe de la vitesse de la MAS.

B. Interprétation des résultats de simulation

Les figures (IV.20) et (IV.21) : illustre l'allure des tensions statoriques simples et composées en régime permanent, on remarque que les deux tensions sont de formes alternatives en créneaux et leurs valeurs efficaces sont respectivement $V_e = 216 \text{ V}$ et $U_e = 350 \text{ V}$.

La figure (IV.22) : montre l'allure du courant statorique en régime permanent, on remarque qu'il est d'une allure alternative purement sinusoïdale de valeur efficace $I_e = 1.5 \text{ A}$. Le spectre du courant (figure IV.23) montre l'existence d'harmoniques de faible amplitude aux alentours. La figure (IV.24) : illustrant l'allure de la vitesse de la machine. Elle présente la meilleure allure que les autres techniques avec un temps de réponse différent ($T_r = 6 \text{ s}$).

Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons effectué une simulation en boucle ouverte de l'ensemble variateur-machine asynchrone en utilisant trois stratégies de commande de l'onduleur de tension et qui sont la commande pleine onde, la MLI naturelle et la MLI vectorielle à l'aide du logiciel de simulation POWERSIM.

La commande pleine onde est la plus facile à mettre en œuvre, elle est la meilleure en termes de puissance et du temps de réponse de la vitesse et son inconvénient majeur est la présence d'harmoniques qui empêchent d'avoir des courants sinusoïdaux ces dernières présentent des effets néfastes sur la machine (vibration).

La MLI naturelle nous offre des courants quasi-sinusoïdaux du fait qu'elle parvient à évacuer les harmoniques vers de hautes fréquences (généralement celle de la porteuse), elle est bonne aussi en terme de puissance mais elle présente un temps de réponse trop long.

La SVM nous offre des courants purement sinusoïdaux grâce à l'élimination des harmoniques, le temps de réponse de la vitesse est acceptable. Toutefois en termes de puissance elle présente beaucoup de pertes sans oublier la complexité de la mise en œuvre de cette commande.

Conclusion Générale

Conclusion Générale

Le travail que nous avons présenté dans ce mémoire s'inscrit dans le cadre de l'étude théorique d'un variateur de vitesse dédié à l'alimentation de la machine asynchrone triphasée. Cette machine est alimentée par un onduleur de tension, et commandée par trois techniques de contrôle.

En premier lieu, nous nous sommes confiés à une étude théorique sur les machines triphasées en présentant leurs caractéristiques et leurs modes de variation.

En second lieu, on a présenté deux types de variateurs de vitesse pour la machine asynchrone, pour ce nous avons commencé par la modélisation du système d'alimentation. Nous avons commencés par le gradateur puis l'ensemble redresseur-onduleur de tension.

La troisième partie était consacrée aux stratégies de commande de l'onduleur, à savoir la commande180, commande MLI et la commande SVM.

Les résultats de simulation de l'onduleur débitant sur une charge résistive montrent que les techniques de modulation de largeur d'impulsion offrent des courants sinusoïdaux et parviennent à repousser les harmoniques vers de hautes fréquences facilitant ainsi leurs filtrages.

La dernière partie montre les résultats de simulations obtenues lors de la mise en association la machine et le convertisseur. Les résultats de simulation du système convertisseur-machine en utilisant les trois stratégies de commande ont montré que la commande pleine onde est meilleure en puissance fournie avec un bon temps de réponse de la vitesse, toutefois, elle présente des inconvénients tel que la non sinusoidalité du courant de sortie ainsi que la forte présence d'harmoniques de faible rang.

La MLI naturelle remédie aux problèmes d'harmoniques et du courant non sinusoïdal mais le temps de réponse de la vitesse est lent.

La SVM montre des résultats plus satisfaisants en offrant des courants purement sinusoïdaux, une bonne puissance vers la machine et un temps de réponse acceptable de la vitesse.

Nous concluons que chaque stratégie de commande a ses avantages et ses inconvénients et que leurs utilisation dépend de la charge qu'on souhaite contrôler Les stratégies de modulation de largeur d'impulsion sont les plus utilisées pour le contrôle des onduleurs destinés pour la variation de vitesse des MAS.

Conclusion Générale

Ce travail réalisé nous a permis d'enrichir nos connaissances sur deux appareils très répandus dans le domaine de l'électrotechnique, à savoir la machine asynchrone et le variateur électronique de vitesse qui leur est destinée.

Cette structure ainsi étudiée pourra être améliorée en faisant une régulation des différentes grandeurs comme le courant et la vitesse et ce, en effectuant des asservissements en boucle fermée. Parmi ces commandes on cite la commande scalaire ou autrement appelée commande en v/f constant.

Nous espérons que ce modeste travail accompli puisse servir d'un bon support pour les promotions à venir.

Références Bibliographiques

- [1] : **G. Sybille, Théodore Wildi**, <<Electrotechnique>>, 4^{ème} édition.
- [2] : **F. Chaouche, M. Chaouche, M. Negrouche**, << Etude et expérimentation d'un variateur de vitesse pour une MAS >>, mémoire d'ingénieur en ETH, UMMTO, 2011.
- [3] : **J.Bonal, G.Segulier**, <<Entrainement à vitesse variable >> Edition TECH & DOC, LAVOISIER, paris 1998.
- [4] : **Mlle AIT KAID Djamil**, << commande d'une machine asynchrone sans capteur mécanique, à l'aide de régulateurs fractionnaires >> mémoire Magister en ETH, UMMTO, 2011.
- [5] : **J.P Caron, J.P Hautier**, <<Modélisation et commande de la machine asynchrone >> Edition TECHNIP, 1995.
- [6] : **Solaz Philippe** << Électronique de puissance >>
- [7] : **Christian ROMBAUT, Guy Segulier** << Les convertisseurs de l'électronique de puissance >> La conversion Alternatif-Alternatif, TEC&DOC, LAVOISIER 1991.
- [8] : <<cours Energie et convertisseurs>>, Université de Savoie, License.
- [9] : **Guy Segulier** << Les montages redresseurs. Etude générale >> Paris, Dunod, 1970.
- [10] : **Guy Segulier** << Les convertisseurs de l'électronique de puissance >> Paris, Lavoisier, 1995, 2^{ème} Edition.
- [11] : <<cours de redressement Triphasé>>, Ecole Nationale D'ingénieur de Sousse ENIS, 2011-2012,
- [12] : **Nouri Bélhouchet** << fonctionnement à fréquence de commutation constante des convertisseurs de puissance en utilisant des techniques de commande avancées >>, Thèse de Doctorat en Sciences, Machines électriques, Sétif, 2011.
- [13] : **Khaled Saidoun, M. Simoussi** <<Commande MLI d'un onduleur multi-niveaux >> Mémoire de Master en ETH, UMMTO 2015.

- [14] : **G.Seguié ; B.Robert ; Labrique Français**<<Les convertisseurs de l'électronique de puissance >> Conversion Continu-Alternatif ; Volume 4 ; Edt&Tec 1995.
- [15] : **Henri Foch ; Français Forest ; Thierry Meynard, Techniques d'ingénieur**<<Onduleurs de tensions>>.
- [16] : **OURABI Lassaad**, " Les convertisseurs continus/alternatifs ", ISET de Bizerte.
- [17] : **Brahim METIDJI**, << commande robuste des moteurs à courant alternatif alimentés par un convertisseur matriciel >>, Thèse de Doctorat en ETH, Université de Bejaïa, 2013.
- [18] : **Philippe MISSIRILIU**, << stratégie de commande des onduleurs>>, Lycée Newton, ENREA Clichy.
- [19] : **Français Labrique, Guy Seguié, Robert Bausière** <<les convertisseurs de l'électronique de puissance>>, La conversion Continu- Alternatif, TEC&DOC, LAVOISIER, 1995, Volume 4.
- [20] : **Daniel DEPERNET**<<Optimisation de la commande d'un onduleur MLI de tension à trois niveaux pour MAS>> ; Thèse de Doctorat, 1995 Université de Reims champagne-Ardeme.

Annexes

Paramètres de la machine asynchrone à cage :

Grandeurs	Symboles	Valeurs
Puissance nominale	P_u	3 [KW]
Nombre de paires de pôles	P	2
Résistance statorique	R_s	1.76 [Ω]
Résistance rotorique	R_r	1.95 [Ω]
Inductance statorique et rotorique	$L_s=L_r$	0.194 [H]
Inductance Mutuelle	L_m	0.183 [H]
Moment d'inertie	J	0.002 [Kg. m ²]
Friction visqueuse	f	0.0001 [Nm s ²]

Résumé

Les avantages des moteurs asynchrones tels que la robustesse, le faible coût, la simplicité de mise en œuvre ainsi que l'avènement des convertisseurs statiques rendent l'association de ces deux éléments dans des systèmes d'entraînement à vitesse variable une solution attrayante.

Ainsi, un convertisseur statique associé à un moteur asynchrone a été étudiée, en pilotant l'onduleur de tension par trois stratégies de commande différentes et qui sont respectivement la commande pleine onde, les commandes par modulation de largeur d'impulsion naturelle et vectorielle.

Un travail de simulation du système convertisseur-machine a été réalisé avec l'utilisation de ces trois techniques de commande dans le but de comparer entre elles.

Les résultats obtenus montrent que les stratégies de commande MLI donnent de meilleurs résultats en terme de qualité de signaux délivrés et permettent le réglage de la vitesse du moteur tout en gardant ses performances et son meilleur rendement.

On conclut que les commandes MLI sont les plus utilisées dans les commandes des variateurs de vitesse électroniques.

Mots clés :

- MAS triphasée.
- MLI.
- Variateur.
- PWM.
- SVM.
- Onduleur.
- Redresseur.
- Gradateur.