

RÉPUBLIQUE ALGÉRIENNE DÉMOCRATIQUE ET POPULAIRE
MINISTÈRE DE L'ENSEIGNEMENT SUPÉRIEURE ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE



UNIVERSITÉ MOHAMED KHIDER - BISKRA
FACULTÉ DES SCIENCES ET DE LA TECHNOLOGIE
DÉPARTEMENT DE GÉNIE ÉLECTRIQUE - ÉLECTROTECHNIQUE
FILIÈRE : ÉLECTROTECHNIQUE
OPTION : COMMANDE ÉLECTRIQUE

Mémoire de Fin d'Etudes

En vue de l'obtention du diplôme de Master

thème

*Etude Comparative des Différentes Techniques MLI de Commande
d'un Onduleur Triphasé Associés à une Machine Electrique
(Implantation sur Carte Dspace 1104 MLI Classique, MLI Vectorielle)*

Présentée par : Zahira Achouri

Soutenu le : 08/07/2019

Devant le jury composé de :

Dr. Med Yacine	Hammoudi	Président
Dr. Aicha	Guergazi	Encadreur
Dr. Karima	Darradj Belloum	Examineur

Année Universitaire : 2018/2019

Dédicaces

*Mes chers parents, pour tous leurs sacrifices, leur amour, leur tendresse, leur soutien
tout au long de mes études.*

A mes chers sœurs et frères pour leurs encouragements permanents, et leur soutien moral.

A toute ma famille

*Aux personnes qui m'ont toujours aidé et encouragé, qui étaient toujours à mes côtés, et
qui m'ont accompagnaient durant mon chemin d'études supérieures, mes aimables amis,
collègues d'étude, et frères de cœur.*

Remerciements

En premier lieu, je remercie le bon Dieu, tout puissant, de m'avoir donné la force pour survivre et dépasser toutes les difficultés.

La réalisation de ce mémoire a possible grâce au concours de plusieurs personnes à qui témoigner toute ma gratitude.

Je voudrais dans un premier temps toute les remerciement et respect mon professeur vertueuse Aicha Guergazi. Je la remercie de m'avoir encadré, orienté, aidé et conseillé.

J'adresse mes sincères remerciements à tous les professeurs, intervenants et toutes les personnes qui par leurs paroles, leurs écrits, leurs conseils et leurs critiques ont guidé mes réflexions et ont accepté de me rencontrer et de répondre à mes questions durant mes recherches.

Je remercie mes très chers parents, qui ont toujours été là pour moi.

Je remercie mes sœurs et mon frères pour leurs encouragements.

Je remercie également toute l'équipe pédagogique de filire electrotechnique en universite Biskra ,En spéciaux Professeurs qui m'ont fourni les outils nécessaires à la réussite de mes études universitaires.

Je remercie mes amis et collègues qui m'ont apporté leur soutien moral et intellectuel tout au long de ma démarch.

Enfin, je voudrais remercie tous les enseignants de m'avoir construit une base éducative au cours de ma carrière.

Résumé

Ce mémoire, vise à évaluer et démontrer l'efficacité de la modulation de la largeur d'impulsion (MLI) à travers une comparaison entre les différentes techniques de commande MLI. Ces stratégies de commande sont utilisées pour commander l'onduleur triphasé à deux niveaux alimentant un moteur alternatif asynchrone.

Les convertisseurs statiques sont capables de gérer, par un pilotage adapté, les transferts d'énergie entre différentes sources et différents récepteurs selon la famille de convertisseur utilisée. Au sein de l'interface de pilotage, un schéma particulier permet de générer des signaux de commande pour les interrupteurs, il s'agit de la modulation. Une grande évolution due à la prolifération de l'utilisation de l'informatique, permet à réaliser des commandes complexes impossible en analogique.

Le développement du contrôleur et le prototypage rapide de lois de commande sont les domaines spécifiques de la Dspace, qui peut être installée dans la plupart des PC standards. Comme avantage majeur, elle a un aspect compact, à haute performance. Utilisées avec la Real-Time-Interface (RTI), la carte contrôleur est entièrement programmable à partir de l'environnement de schéma-bloc Simulink. Cette dernière comprend un jeu complet de modules d'E/S fréquemment utilisés au sein de la commande.

Notre travail concerne l'alimentation d'une machine asynchrone par onduleur commander par différentes techniques de MLI. Une simulation sous MATLAB/Simulink a permis de vérifier les techniques étudiées. En suite une réalisation pratique sur la carte dSPACE 1104 a permis de valider les résultats obtenus par simulation numérique, et d'élaborer une comparaison entre elles avec les critères comme THD, spectres de fréquence, etc..

Mots-clés : Machine asynchrone, dSPACE, Onduleurs Triphasés à deux niveaux, Modulation de Largeur d'Impulsions Sinus-triangle, Modulation de Largeur d'Impulsions vectorielle, (THD) Taux Distorsion Harmonique, MATLAB/Simulink.

Abstract

THIS thesis aims to evaluate and demonstrate the effectiveness of pulse width modulation (PWM) through a comparison between different PWM control techniques. These control strategies are used to control the two-stage three-phase inverter supplying an asynchronous AC motor.

The static converters are able to manage, by a suitable control, the energy transfers between different sources and different receivers according to the converter family used. Within the control interface, a particular scheme makes it possible to generate control signals for the switches, it is about the modulation. A big evolution due to the proliferation of the use of computer science, allows to realize complex commands impossible in analog. Controller development and rapid prototyping of control laws are the specific areas of Dspace, which can be installed in most standard PCs. As a major advantage, it has a compact, high performance appearance. Used with the Real-Time-Interface (RTI), the controller board is fully programmable from the Simulink block diagram environment. The latter includes a complete set of I / O modules frequently used within the command.

Our work concerns the feeding of an asynchronous machine by inverter control by different PWM techniques. A simulation under MATLAB / Simulink allowed to verify the studied techniques. Then a practical realization on the dSPACE 1104 card allowed to validate the results obtained by numerical simulation, and to develop a comparison between them with the criteria like THD, frequency spectra, etc...

keywords :

Asynchronous machine, dSPACE, two-phase three-phase inverters, sine-triangle pulse width modulation, vector pulse width modulation, (THD) Harmonic distortion rate, MATLAB / Simulink.

TABLE DES SYMBOLES

MAS : Machine asynchrone.

N_s : Vitesse de rotation asynchronisme

f_s : Fréquence de réseaux

N : Vitesse de rotation.

a, b, c : Correspondent aux trois phases du stator.

A, B, C : Correspondent aux trois phases du rotor.

α, β : Axes de référentiel statorique.

d, q : Axes de référentiel de PARK.

θ : Angle de rotation du rotor par rapport au stator.

θ_r : Angle de rotation de (d ; q) par rapport au rotor

θ_{obc} : Angle de rotation de (d ; q) par rapport au stator.

$\varphi_{s\alpha}$: Flux statoriques sur l'axe α .

$\varphi_{s\beta}$: Flux statoriques sur l'axe β .

v_{ra}, v_{rb}, v_{rc} : Tension des phases rotoriques.

R_s, R_r : Résistance des phases statoriques, rotoriques.

i_{sa}, i_{sb}, i_{sc} : Courant des phases statoriques.

i_{ra}, i_{rb}, i_{rc} : Courant des phases rotoriques.

$\varphi_{sa}, \varphi_{sb}, \varphi_{sc}$: Déphasage statoriques.

$\varphi_{ra}, \varphi_{rb}, \varphi_{rc}$: Déphasage rotoriques.

L_s, L_r : Inductances statoriques et rotoriques.

$[Msr]$: Matrice des inductances mutuelles stator-rotor.

M_s : Inductance mutuelle entre deux phases statorique.

M_r : Inductance mutuelle entre deux phases rotoriques.

P : Nombre de paires de pôles.

J : Moment d'inertie des parties tournantes.

f : Coefficient du frottement visqueux.

C_e : Couple électromagnétique.

C_r : Couple résistant.

X : Grandeur physique (représente la vecteur tension, courant ou flux).

X_0 : Composante homopolaire.

$[A]$: La matrice de transformation PARK.

ω_{coor} : Vitesse angulaire de rotation du système d'axes biphasé par rapport ausystème d'axes triphasé.

i_{rABC} : Courants rotoriques phase A, B, C.

$i_{r\alpha}$: Courants rotoriques sur l'axe α .

$i_{r\beta}$: Courants rotoriques sur l'axe β .

MLI : Modulation de Largeur d'Impulsion.(anglais :Pulse Width Modulation "PWM")

K_i, K'_i : Interrupteurs de l'onduleur.

THD : taux de distorsion harmonique.

U_{dc} : tension filtrée après redressement.

V_a, V_b, V_c : Tensions simples à la sortie de l'onduleur.

V_{ab}, V_{bc}, V_{ca} : Tensions composées à la sortie de l'onduleur.

m : Indice de modulation.

r : Indice de réglage.

T : La période de modulation.

f_c : La fréquence d'échantillonnage.

Q_n : Valeur efficace de l'harmonique au rang n de courant/tension.

Q_1 : Composante principale.

h : Rang harmonique.

H : Rang harmonique maximal, en principe illimité.

DF : Facteur de distorsion

Etude Comparative Des Différentes Techniques MLI De
Commande D'un Onduleur Triphasé Associés à Une
Machine Electrique

(Implantation sur carte Dspace 1104 MLI Classique, MLI
Vectorielle)

Achouri Zahira

30 juillet 2019

Table des matières

Table des matières	I
Liste des figures	V
Liste des tables	VIII
Introduction générale	1
1 Modélisation de la Machine Asynchrone	3
1.1 INTRODUCTION	3
1.2 GENERALITE SUR LES MOTEURS ASYNCHRONES	3
1.2.1 Stator :	4
1.2.2 Rotor :	4
1.2.2.1 Rotor à cage (d'écureuil) :	4
1.2.2.2 Rotor bobiné :	5
1.3 PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT :	6
1.4 MODELISATION DE MOTEUR ASYNCHRONE :	6
1.4.1 Hypothèses simplificatrices	6
1.4.2 Modèle dynamique de la machine asynchrone	7
1.4.3 Équations générales de la machine asynchrone triphasée	7
1.4.3.1 Equations électriques :	8
1.4.3.2 Equation magnétique :	8
1.4.3.3 Equation mécanique	10
1.5 TRANSFORMATION DE PARK	10
1.6 TRANSFORMATION DE PARK APPLIQUEE A LA MACHINE ASYNCHRONE TRIPHASEE :	12
1.6.1 Choix du référentiel(d,q)	12

1.6.2	Equations électriques d'un enroulement triphasé dans les axes (α - β) : . . .	12
1.6.2.1	Equations électriques :	12
1.6.2.2	Equation magnétique :	13
1.7	SIMULATION DE MOTEUR ASYNCHRONE :	14
1.7.1	Résultat de simulation de la machine Asynchrone à vide :	14
1.7.2	Résultat de simulation de la machine Asynchrone en charge :	15
1.8	CONCLUSION :	17
2	Les Onduleurs et les Techniques de Commande MLI	18
2.1	INTRODUCTION	18
2.2	GENERALITE SUR LES ONDULEURS	19
2.2.1	Classification des onduleurs :	19
2.2.1.1	Onduleur autonome :	19
2.2.1.2	Onduleur non autonome :	20
2.2.2	Structure de l'Onduleurs :	20
2.2.3	Modélisation de l'onduleur triphasé	21
2.3	TYPES DE COMMANDES	23
2.3.1	Modulation MLI d'une seule impulsion (simple) :	24
2.3.2	Modulation MLI de multiples impulsions (UPWM) :	25
2.3.3	Modulation MLI Sinusoïdale (SPWM) :	26
2.3.4	Modulation MLI Sinusoïdale Modifiée (MSPWM) :	29
2.3.5	Modulation MLI vectorielle (SVPWM) :	30
2.3.5.1	Transformation de Clarck	31
2.3.5.2	Principe de MLI vectorielle	32
2.3.5.3	Détermination des durées d'utilisations des interrupteurs T1, T2 et T0 pour chaque secteur	34
2.4	INTRODUCTION DE TEMPS MORTS	37
2.5	LA QUALITE DU SIGNAL	37
2.6	ANALYSE SPECTRALE DES SIGNAUX	38
2.7	LES AVANTAGES ET LES INCONVENIENTS	39
2.8	CONCLUSION	39
3	Simulation et Interprétations des Résultats	40
3.1	INTRODUCTION	40

3.2	RÉSULTATS DE SIMULATION	41
3.2.1	PRINCIPE DE BASE	41
3.2.1.1	Modulation MLI d'une seule impulsion (simple)	42
3.2.1.2	MLI Multiple (UPWM)	45
3.2.2	MLI Sinusoïdale (SPWM)	48
3.2.3	MLI Sinusoïdale Modifiée (MSPWM)	52
3.2.4	MLI vectorielle	56
3.3	INTERPRETATION DES RESULTATS	60
3.4	COMPARIASON ENTER LES TECHNIQUES MLI	60
3.4.1	Pour spectres harmonique THD	60
3.4.2	Pour le temps de réponse	60
3.5	CONCLUSION	61
4	Mise en œuvre d'un banc d'essai et la validation expérimentale	62
4.1	INTRODUCTION	62
4.2	PRESENTATION DES MATERIELS	63
4.2.1	La carte Dspace 1104	65
4.2.1.1	Présentation matérielle "Hardware du kit"	65
4.2.1.2	Processeur Maitre PPC :	65
4.2.1.3	Contrôleur d'interruption :	66
4.2.1.4	Mémoires :	67
4.2.1.5	Temporisateurs :	67
4.2.2	Convertisseur de puissance	67
4.2.2.1	Redresseur de tension	68
4.2.2.2	Onduleur de tension	68
4.2.3	Isolation galvanique	69
4.2.4	Liaison SEMIKRON-Dspace	70
4.2.5	Capteur de courant	70
4.3	RESULTATS ET INTERPRETATIONS	71
4.3.1	Expérimentales MLI sinus-triangle	72
4.3.1.1	charge résistive	73
4.3.1.2	Machine asynchrone à cage	75
4.3.2	Expérimentales MLI vectorielle	76

4.3.2.1	Charge résistive	79
4.3.2.2	Machine Asynchrone à cage	80
4.4	CONCLUSION	81
	Conclusion générale	82
	Bibliographie	84
	AnnexeA	88
	AnnexeB	89
	AnnexeC	92
	AnnexeD	95

Liste des figures

1.1	Organisation de la machine asynchrone à cage d'écureuil	4
1.2	Schéma de principe d'une cage d'écureuil	5
1.3	Schéma de principe de rotor bobiné.	5
1.4	Répartition spatiale des enroulements statoriques et rotoriques	7
1.5	Représentation des axes triphasés réels et les axes biphasés de la MAS	11
1.6	Schéma de machine au ropar (α, β)	12
1.7	La vitesse de rotation w_r	14
1.8	Le couple électromagnétique	14
1.9	Le courant statorique isa	15
1.10	La vitesse de rotation en charge w_r	16
1.11	Le couple électromagnétique en charge	16
1.12	Le courant statorique isa en charge	16
2.1	Schéma explicatif d'un convertisseur DC/AC (Onduleur)	19
2.2	Digramme puissance-fréquence des composants Miller	20
2.3	Domaines d'application de la conversion statique, dans le plan puissance-fréquence de commutation ou découpage (Termes en anglais).	21
2.4	Diagramme puissance-fréquence des composants Miller Onduleur de tension tri- phasé à deux niveaux	22
2.5	Modulation MLI d'une seule impulsion	24
2.6	Modulation MLI de multiples impulsions (UPWM)	25
2.7	Modulation MLI Sinusoïdale (SPWM)	27
2.8	Indice de modulation m	29
2.9	Modulation MLI Sinusoïdale Modifiée (MSPWM)	30
2.10	Schéma de circuit de l'onduleur triphasé SVPWM	31
2.11	Relation de la tension triphasée sur les coordonnées α, β	31

2.12	les secteurs de MLI vectorielle	32
2.13	Vs dans le K-ième secteur	33
2.14	Algorithme de décision dans le repère (α, β)	34
2.15	Forme d'onde MLI dans le secteur I et vecteurs d'application	35
2.16	Séquences centrées de commande pour Ka, Kb, Kc, Ka', Kb' et Kc' en Modula- tion de largeur d'impulsion	36
2.17	Introduction de temps morts	37
3.1	Schéma fonctionnel	41
3.2	Principe de la commande	41
3.3	Résultats de simulation d'impulsion et la source de MLI simple	42
3.4	Résultats de simulation de tension sortie d'onduleur de MLI simple	43
3.5	Résultats de simulation de la MAS alimentée par MLI simple	44
3.6	Analyses FFT des résultats de simulation de la MAS alimentée par MLI simple	45
3.7	Résultats de simulation d'impulsion et la source de MLI Multiple	46
3.8	Résultats de simulation de tension sortie d'onduleur de MLI Multiple	46
3.9	Résultats de simulation de la MAS alimentée par MLI multiple	47
3.10	Analyses FFT des résultats de simulation de la MAS alimentée par MLI multiple	48
3.11	Résultats de simulation d'impulsion et la source de MLI Sinusoïdale	49
3.12	Résultats de simulation de tension sortie d'onduleur de MLI Multiple	49
3.13	Résultats de simulation de la MAS alimentée par MLI Sinusoïdale	51
3.14	Analyses FFT des résultats de simulation de la MAS alimentée par MLI Sinu- soïdale	51
3.15	Résultats de simulation d'impulsion et la source de MLI Sinusoïdale Modifiée .	52
3.16	Résultats de simulation de tension sortie d'onduleur de MLI Sinusoïdale Modifiée	53
3.17	Résultats de simulation de la MAS alimentée par MLI Sinusoïdale Modifiée . .	54
3.18	Analyses FFT des résultats de simulation de la MAS alimentée par MLI Sinu- soïdale Modifiée	55
3.19	Résultats de simulation d'impulsion et la source de MLI vectorielle	57
3.20	Résultats de simulation de tension sortie d'onduleur de MLI vectorielle	57
3.21	Résultats de simulation de la MAS alimentée par MLI vectorielle	59
3.22	Analyses FFT des résultats de simulation de la MAS alimentée par MLI vectorielle	59
4.1	présenter le banc d'essai	63

4.2	Architecture du DS1104	64
4.3	La carte dSPACE 1104	65
4.4	Control panel	66
4.5	Montage didactique vu de dessus	67
4.6	Redresseur triphasé à diode (SKD 51/14)	68
4.7	Module d'interrupteurs de puissance	68
4.8	Module didactique vu de face	69
4.9	Schéma synoptique de l'ensemble de la carte.	70
4.10	Banc d'essai.	71
4.11	Tension porteuse et référence de MLI	72
4.12	Signaux de commande de grille à la sortie du connecteur DS1104	72
4.13	Le signal de commande des interrupteurs d'un seul bras de l'onduleur à la sortie du connecteur DS1104	73
4.14	Temps mort pour deux signaux de commande de deux interrupteurs appartenant au même bras de l'onduleur	73
4.15	Tension entre phases	74
4.16	Image de courant de phase	74
4.17	Tension composée	75
4.18	Courant statorique I_a	75
4.19	Détermination du secteur	76
4.20	Le secteur et les Tensions de référence de la SVM	76
4.21	Tensions de référence de la SVM	77
4.22	Signaux de commande de grille à la sortie du connecteur DS1104	77
4.23	Le signal de commande des interrupteurs d'un seul bras de l'onduleur à la sortie du connecteur DS1104	78
4.24	Temps mort pour deux signaux de commande de deux interrupteurs appartenant	78
4.25	Tension simple	79
4.26	Tension entre phases	79
4.27	Image de courant de phase	80
4.28	Tension composée	80
4.29	Courant statorique I_a	81

Liste des tables

2.1	vecteur de commande et tension de phase	33
2.2	Calcul les temps de commutation pour chaque secteur	36
3.1	spectres harmonique THD	60
3.2	le temps de réponce	61
4.1	Principales caractéristiques du DS1104	63
..		

INTRODUCTION GÉNÉRALE

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

L'entraînement à vitesse variable des machines électriques était l'objectif de plusieurs études dans ces dernières années grâce à l'évolution technologique des convertisseurs statiques qui représentent le véritable cœur de tous système électrique. À partir d'une source d'énergie brute, ils doivent alimenter les différents circuits en énergie, avec un flux maîtrisé et adapté aux conditions de fonctionnement. Si l'on sait aujourd'hui remplir toutes les fonctions de conversion, les concepteurs s'efforcent d'améliorer continuellement certaines performances. La réduction du coût d'exploitation global est bien souvent le critère principal pour l'utilisateur final, cet objectif ultime doit être décomposé en plusieurs objectifs intermédiaires : augmentation du rendement, augmentation des performances dynamiques, réduction des perturbations, recherche d'une meilleure sûreté de fonctionnement.

Dans ce projet de recherche, nous avons présenté les différentes technique des MLI (Modulation Largeur d'impulsion) on applique sur MAS pour comparé les résultats. La Modulation en Largeur d'Impulsions (MLI) est une technique de pilotage pour les convertisseurs statiques servant d'interface entre une charge (machine électrique,...) et son dispositif d'alimentation (onduleur triphasé, ...). Elle est donc une technique utilisée pour la conversion de l'énergie, ayant ses bases dans le domaine des télécommunications (traitement du signal). Elle porte en anglais le nom de Pulse Width Modulation (PWM) ou Pulse-Duration Modulation (PDM), en utilisant une dénomination plus ancienne. Loin d'être un élément accessoire dans la chaîne de variation de vitesse (variateur électrique associé à une machine électrique), l'étage MLI joue un rôle essentiel avec des conséquences sur toutes les performances du système : les performances d'entraînement, les pertes dans l'onduleur ou dans la machine, le bruit acoustique, le bruit électromagnétique, la destruction même du système, due par exemple aux surtensions

qui apparaissent lors de l'utilisation des longs câbles. En ce qui concerne l'étude elle-même de la fonction MLI, elle se situe pratiquement entre les deux domaines principaux du métier : l'entraînement (algorithmes de commande) et l'électronique, Il existe plusieurs types de modulateurs utilisables pour réaliser la fonction MLI. Il se différencie bien de l'aspect génération de la modulante qui ne tient pas directement de la façon d'obtenir les impulsions de commande.

Le mémoire présenté est organisé en quatre chapitres :

- **Dans le premier chapitre**, nous proposerons une modélisation classique de la machine asynchrone à cage dans les hypothèses simplificatrices de linéarité utilisant ; L'utilisation de la transformation de Park, puis nous avons simulé la machine asynchrone à cage alimenté directement au réseau pour déterminer les différentes caractéristiques électriques et mécaniques.
- **Le deuxième chapitre** qui suivent traitent des aspects théoriques les différentes technique des MLI (Modulation Largeur d'impulsion) classique et vectorielle , entre-autres, comment on obtient les équations de l'onduleur triphasé dans le référentiel synchrone.
- **Troisième chapitre** est consacré à la simulation et l'interprétations des cinq techniques de MLI , puis l'alimentation directe de la machine asynchrone ainsi que l'association en boucle ouverte de l'onduleur machine asynchrone en utilisant un onduleur à MLI classique (Unitaire, Multiple, Sinusoïdale et Sinusoïdale Modifiée) et MLI vectorielle.
- **Dans quatrième chapitre** on utilise la partie expérimentale ; Notre travail concerne l'alimentation d'une machine asynchrone par onduleur de tension en utilisant la carte dSPACE 1104. Pour se faire, un banc d'essais expérimental sera réalisé.

Enfin, le mémoire se termine par une conclusion générale et des Annexes ainsi qu'une bibliographie.

Chapitre 1

Modélisation de la Machine Asynchrone

1.1 INTRODUCTION

La machine asynchrone est le moteur employé dans plus de 80% des applications, notamment dans le transport (métro, trains, propulsion des navires), dans l'industrie (machines outils), et dans les applications domestiques. Le choix de son utilisation est dû à son principal avantage qui réside dans l'absence de contacts électriques glissants, ce qui conduit à une structure simple et robuste facile à construire. Elle est utilisée dans une gamme de puissance d'applications de quelques Watts à plusieurs MW. Pour pouvoir évaluer les performances de l'onduleur de deux niveaux, il est nécessaire de connaître dans un premier temps le comportement de moteur asynchrone, utilisant une source d'alimentation triphasée sinusoïdale parfaite.[1]

Dans ce chapitre, nous présentons le principe de modélisation et simulation d'un moteur asynchrone.

1.2 GENERALITE SUR LES MOTEURS ASYNCHRONES

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

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

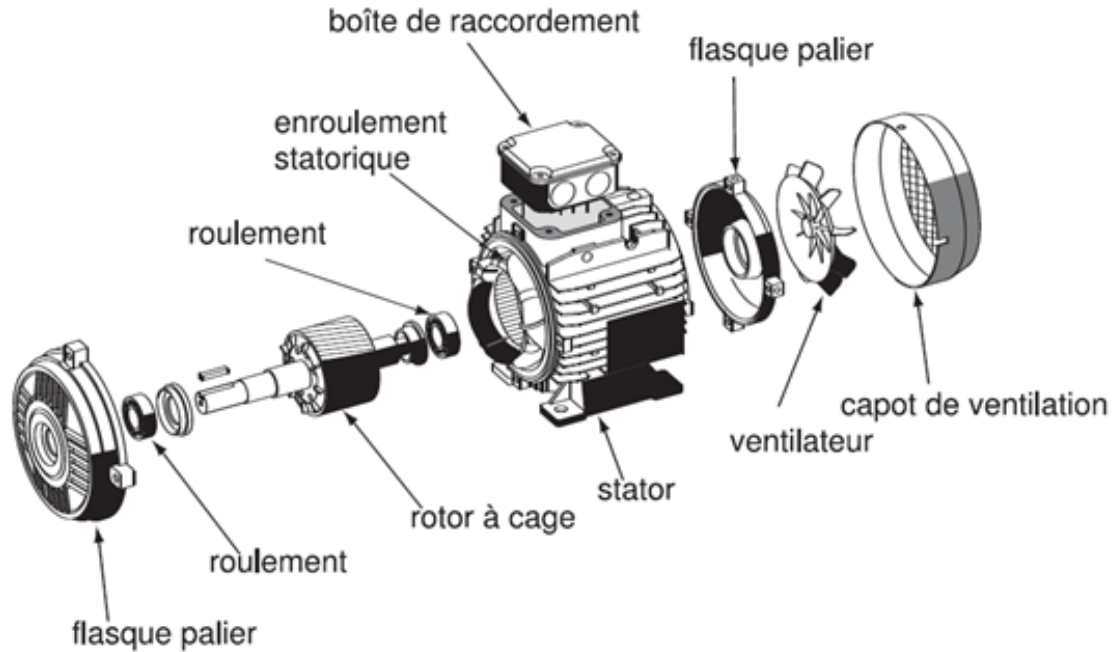


FIGURE 1.1 – Organisation de la machine asynchrone à cage d'écureuil

1.2.1 Stator :

Il est constitué d'un enroulement bobiné réparti dans les encoches du circuit magnétique statorique. Ce circuit magnétique est constitué d'un empilage de tôles dans lesquelles sont découpées des encoches parallèles à l'axe de la machine..[7]

1.2.2 Rotor :

Anneau de tôles rainuré à l'extérieur, concentrique au premier et séparé de lui par un entrefer étroit d'épaisseur constante. Le rotor porte un enroulement polyphasé mis en court-circuit constituant le secondaire. On distingue principalement deux types de structures de rotors :

1.2.2.1 Rotor à cage (d'écureuil) :

Le circuit du rotor est constitué de barres conductrices régulièrement réparties entre deux couronnes métalliques formant les extrémités, le tout rappelant la forme d'une cage d'écureuil. Bien entendu, cette cage est insérée à l'intérieur d'un circuit magnétique analogue à celui du moteur à rotor bobiné. Les barres sont faites en cuivre, en bronze ou en aluminium, suivant les caractéristiques mécaniques et électriques recherchées par le constructeur. Ce type de moteur, beaucoup plus aisé à construire que le moteur à rotor bobiné est par conséquent d'un prix de revient inférieur et a une robustesse intrinsèquement plus grande. Il n'est donc pas étonnant

qu'il constitue la plus grande partie du parc des moteurs asynchrones actuellement en service.

[8] [9]

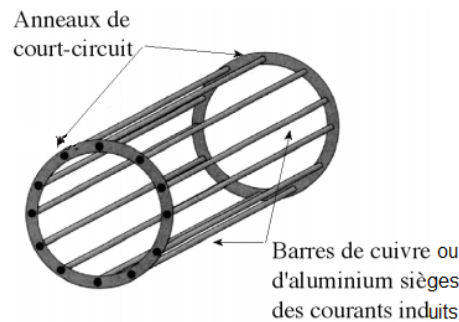


FIGURE 1.2 – Schéma de principe d'une cage d'écurail

1.2.2.2 Rotor bobiné :

Le rotor comporte un enroulement bobiné à l'intérieur d'un circuit magnétique constitué de disques en tôle empilés sur l'arbre de la machine. Cet enroulement est obligatoirement polyphasé, même si le moteur est monophasé, et en pratique, toujours triphasé à couplage en étoile. Les encoches, découpées dans les tôles sont légèrement inclinées par rapport à l'axe de la machine de façon à réduire les variations de réluctance liées à la position angulaire rotor/stator et certaines pertes dues aux harmoniques. Les extrémités des enroulements rotoriques sont sorties et reliées à des bagues montées sur l'arbre, sur lesquelles frottent des balais en carbone. On peut ainsi mettre en série avec le circuit rotorique des éléments de circuit complémentaires (résistances, électronique de puissance...) qui permettent des réglages de la caractéristique couple/vitesse. [8] [9]

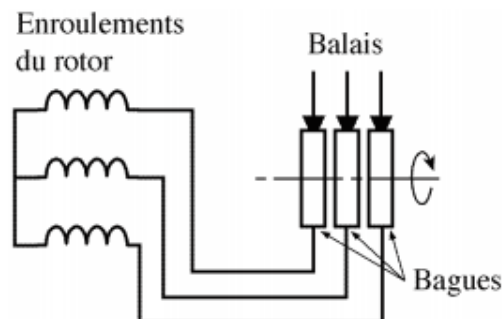


FIGURE 1.3 – Schéma de principe de rotor bobiné.

1.3 PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT :

Il repose sur les lois de l'induction ; la machine asynchrone est un transformateur à champ magnétique tournant dont le secondaire (le rotor) est en court-circuit. La vitesse de rotation N_s (en *tr/min*) du champ tournant d'origine statorique qualifiée de synchronisme, est rigidement liée à la fréquence f_s des tensions triphasées d'alimentation :

$$N_s = \frac{60f_s}{P} \quad (1.1)$$

P : Nombre de paires de pôles.

Lorsque le rotor tourne à une vitesse de rotation N différente de N_s (asynchronisme), l'application de la loi de Faraday aux enroulements rotoriques montre que ceux-ci deviennent le siège d'un système de force électromotrice triphasée engendrant elles-mêmes trois courants rotoriques. D'après la loi de Lenz, ces derniers s'opposent à la cause qui les a provoqués, c'est à dire la vitesse relative de l'induction tournante statorique par rapport au rotor. Ainsi, les effets de l'induction statorique sur les courants induits rotoriques se manifestent par l'élaboration d'un couple de forces électromagnétiques sur le rotor tel que soit réduit l'écart des vitesses. De ce fait, selon que N est inférieur (hypo-synchronisme) ou supérieur (hyper-synchronisme) à N_s , la machine développe respectivement un couple moteur tendant à accroître N (fonctionnement moteur) ou un couple résistant (fonctionnement générateur) tendant à réduire N . [2] [4]

1.4 MODELISATION DE MOTEUR ASYNCHRONE :

1.4.1 Hypothèses simplificatrices

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

- Les circuits magnétiques sont symétriques.
- La répartition de l'induction dans l'entrefer est sinusoïdale.
- L'entrefer est constant.
- On néglige les phénomènes de saturation, ce qui permet de considérer le flux magnétique comme fonction linéaire des courants .
- L'effet de l'encochage est négligeable .
- L'influence de l'effet de peau et de l'échauffement sur les caractéristiques n'est pas prise en compte.

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

- L'additivité du flux.
 - La constance des inductances propres.
 - La loi de variation sinusoïdale des inductances mutuelles entre les enroulements statoriques et rotoriques en fonction de l'angle électrique entre leurs axes magnétiques.[10]
- [3]

1.4.2 Modèle dynamique de la machine asynchrone

Les modèles des machines électriques les plus utilisés sont basés sur la théorie unifiée des machines électriques classiques, dite encore théorie généralisée. Cette théorie est basée sur la transformation de Park, qui rapporte les équations électriques statoriques et rotoriques à un système cartésien d'axes, (d, q) donnée en figure(1.4)[35]

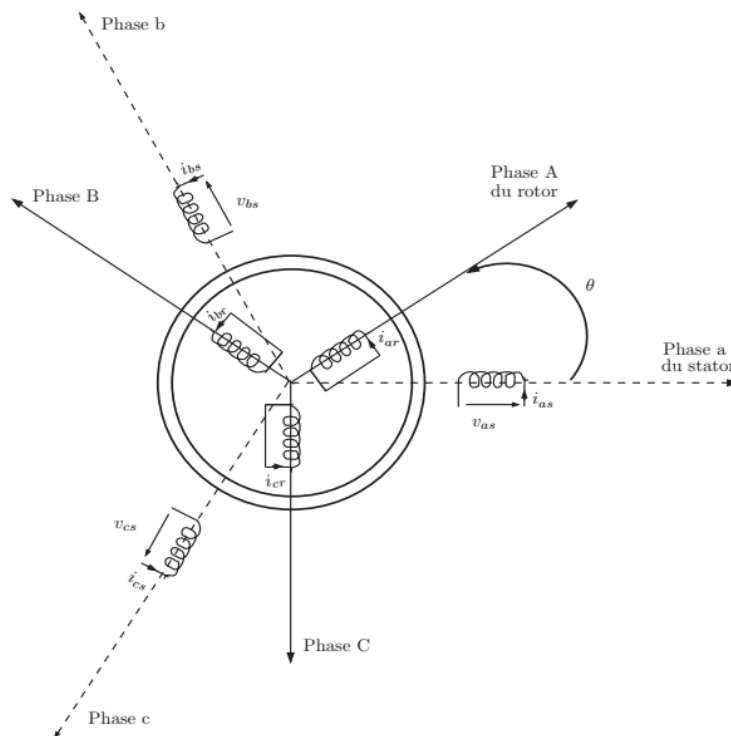


FIGURE 1.4 – Répartition spatiale des enroulements statoriques et rotoriques

1.4.3 Équations générales de la machine asynchrone triphasée

Dans ces conditions, si on considère que le moteur à induction est triphasé au stator et au rotor. Les trois types d'équations traduisant le comportement du moteur sont[11].

Le comportement de la machine asynchrone est entièrement défini par trois types d'équations à savoir : [13] [12]

1.4.3.1 Equations électriques :

Par application de la loi de Faraday à l'un des six enroulements statoriques et rotoriques de la machine, la loi des mailles s'exprime par la relation

$$V = R.i + \frac{d\varphi}{dt} \quad (1.2)$$

On déduit pour l'ensemble des phases, statoriques :

$$\begin{pmatrix} v_{sa} \\ v_{sb} \\ v_{sc} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{pmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} \varphi_{sa} \\ \varphi_{sb} \\ \varphi_{sc} \end{pmatrix} \quad (1.3)$$

Et rotoriques :

$$\begin{pmatrix} v_{ra} \\ v_{rb} \\ v_{rc} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{pmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} \varphi_{ra} \\ \varphi_{rb} \\ \varphi_{rc} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix} \quad (1.4)$$

Le rotor étant en court-circuit, ses tensions sont nulles. v_{sa}, v_{sb}, v_{sc} : Tension des phases statoriques.

v_{ra}, v_{rb}, v_{rc} : Tension des phases rotoriques.

R_s, R_r : Résistance des phases statoriques, rotoriques.

i_{sa}, i_{sb}, i_{sc} : Courant des phases statoriques.

i_{ra}, i_{rb}, i_{rc} : Courant des phases rotoriques.

$\varphi_{sa}, \varphi_{sb}, \varphi_{sc}$: Déphasage statoriques.

$\varphi_{ra}, \varphi_{rb}, \varphi_{rc}$: Déphasage rotoriques.

1.4.3.2 Equation magnétique :

Chaque flux comporte une interaction avec les courants de toutes les phases compris la sienne (notion de flux / inductance propre). Exemple de la phase statorique :

$$\varphi_{sa} = L_s \cdot i_{sa} + M_s(i_{sb} + i_{sc}) + M_1 \cdot i_{ar} + M_3 \cdot i_{rb} + M_2 \cdot i_{rc} \quad (1.5)$$

En matriciel :

$$\begin{pmatrix} \varphi_{sa} \\ \varphi_{sb} \\ \varphi_{sc} \\ \varphi_{ra} \\ \varphi_{rb} \\ \varphi_{rc} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} L_s & M_s & M_s & M_1 & M_2 & M_3 \\ M_s & L_s & M_s & M_2 & M_1 & M_3 \\ M_s & M_s & L_s & M_3 & M_2 & M_1 \\ M_1 & M_2 & M_3 & L_r & M_r & M_r \\ M_3 & M_1 & M_2 & M_r & L_r & M_r \\ M_2 & M_3 & M_1 & M_r & M_r & L_r \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \\ i_{ar} \\ i_{br} \\ i_{cr} \end{pmatrix} \quad (1.6)$$

Cette matrice des inductances fait apparaitre quatre sous matrice :

$$\begin{bmatrix} \varphi_{sabc} \\ \varphi_{rabc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [L_s] & [M_{sr}] \\ [M_{sr}] & [L_r] \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{sabc} \\ i_{rabc} \end{bmatrix} \quad (1.7)$$

avec : $[M_{sr}] = [M_{sr}]^t$

Ou :

L_s : Inductance propre d'une phase statorique.

L_r : Inductance propre d'une phase rotorique.

M_s : Inductance mutuelle entre deux phases statorique.

M_r : Mnductance mutuelle entre deux phases rotoriques.

M_{sr} : Le maximum de l'inductance mutuelle entre deux phases rotoriques et une phase statorique.

Avec :

$$[M_{sr}] = [M_{sr}]^t = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad (1.8)$$

et :

$$\begin{cases} M_1 = M_{sr} \cos(\theta) \\ M_2 = M_{sr} \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ M_3 = M_{sr} \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \end{cases} \quad (1.9)$$

$[M_{sr}]$: Matrices des inductances mutuelles du couplage stator-rotor.

θ : Angle électrique définit la position relative instantanée entre les axes rotorique et les stato-

rique que sont choisi comme axes de références.

On obtien finalement :

$$\begin{cases} [V_{sabc}] = [R_s] \cdot [i_{sabc}] + \frac{d}{dt} \{ [L_s] \cdot [i_{sabc}] + [M_{sr}] \cdot [i_{rabc}] \} \\ [V_{rabc}] = [R_r] \cdot [i_{rabc}] + \frac{d}{dt} \{ [L_r] \cdot [i_{rabc}] + [M_{sr}] \cdot [i_{sabc}] \} \end{cases} \quad (1.10)$$

1.4.3.3 Equation mécanique

L'expression de l'équation mécanique est :

$$C_e - C_r = J \frac{d}{dt} \Omega + f \cdot \Omega \quad (1.11)$$

Le couple électromagnétique est donné par :

$$C_e = [i_{as} \quad i_{bs} \quad i_{cs}] \cdot \frac{d}{dt} [M_{sr}] \cdot \begin{bmatrix} i_{ar} \\ i_{br} \\ i_{cr} \end{bmatrix} \quad (1.12)$$

Avec :

J : moment d'inertie du rotor.

f : coefficient de frottement visqueux.

C_e : couple électromagnétique.

C_r : couple résistant.

P : nombre de pair de pôle.

1.5 TRANSFORMATION DE PARK

La transformation de Park permet de transformer les enroulements statoriques et rotoriques disposés sur trois axes (a, b, c) en des enroulement entas fictifs équivalents Figure (1.5), du point de vue électriques et magnétiques disposés sur deux axes (d, q), tel que :

θ : angle de rotation du rotor par rapport au stator.

θ_{obs} : angle de rotation de (d, q) par rapport au stator.

θ_r : angle de rotation de (d, q) par rapport au rotor.

Les angles sont liés par la relation :

$$\theta_{obs} = \theta + \theta_r \quad (1.13)$$

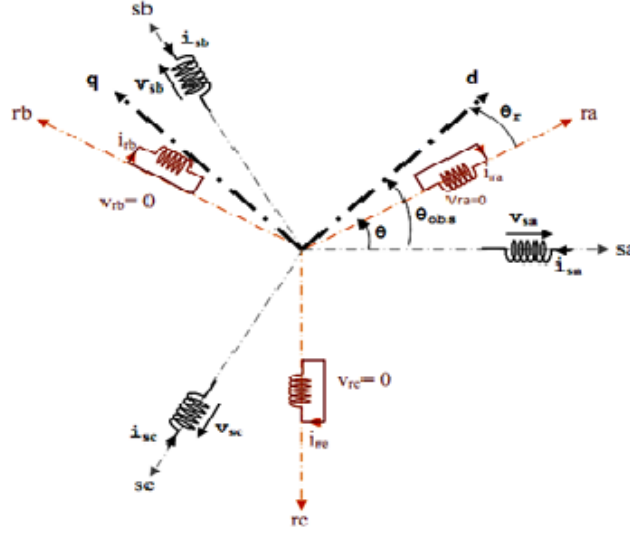


FIGURE 1.5 – Représentation des axes triphasés réels et les axes biphasés de la MAS

La transformation d'un enroulement triphasé en enroulement biphasée, en tenant compte de l'égalité des puissances, est définie par la matrice de Park suivante :

$$\begin{bmatrix} X_d \\ X_q \\ X_0 \end{bmatrix} = [A] \cdot \begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} \quad (1.14)$$

Avec :

X : grandeur physique (représente la vecteur tension, courant ou flux).

X_0 : composante homopolaire.

La matrice de transformation $[A]$ est donnée par :

$$[A] = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} \cos\theta_s & \cos(\theta_s - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_s - \frac{4\pi}{3}) \\ -\sin\theta_s & -\sin(\theta_s - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_s - \frac{2\pi}{3}) \\ -\frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (1.15)$$

La transformation inverse :

$$[X_{abc}] = [A]^{-1} \cdot [X_{dq0}] \quad (1.16)$$

avec :

$$\theta_s = \omega_{coord} \cdot t + \theta_0$$

ω_{coord} : Vitesse angulaire de rotation du système d'axes biphasé par rapport au système d'axes triphasé. [6] [14]

1.6 TRANSFORMATION DE PARK APPLIQUEE A LA MACHINE ASYNCHRONE TRIPHASEE :

1.6.1 Choix du référentiel(d,q)

- Référentiel lié au stator : $\omega_{coor} = 0; (\theta_0 = 0) \Rightarrow \theta_s = 0 \mapsto (\alpha, \beta)$
- Référentiel lié au rotor : $\omega_{coor} = \omega_r; (\theta_0 = 0) \Rightarrow \theta_s = \omega_r.t; \theta_r = 0 \mapsto (x, y)$
- Référentiel lié au champ tournant : $\omega_{coor} = \omega_s; (\theta_0 = 0) \Rightarrow \theta_s = \omega_s.t; \theta_r = (\omega_s - \omega_r).t \mapsto (d, q)$ [6] [14]

1.6.2 Equations électriques d'un enroulement triphasé dans les axes $(\alpha-\beta)$:

La modélisation de ce type de moteur est traitée dans la majorité des cas dans le référentiel (α, β) lié au stator ($\omega_{coor} = 0$) (1.6). Le système d'équations est de la forme : [5]

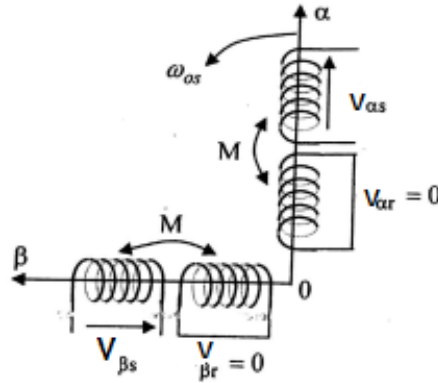


FIGURE 1.6 – Schéma de machine au rotor (α, β)

1.6.2.1 Equations électriques :

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{s\alpha} = R_s \cdot i_{s\alpha} + \frac{d\varphi_{s\alpha}}{dt} \\ V_{s\beta} = R_s \cdot i_{s\beta} + \frac{d\varphi_{s\beta}}{dt} \\ 0 = V_{r\alpha} = R_r \cdot i_{r\alpha} + \frac{d\varphi_{r\alpha}}{dt} + \varphi_{r\beta} \cdot \omega_r \\ 0 = V_{r\beta} = R_r \cdot i_{r\beta} + \frac{d\varphi_{r\beta}}{dt} - \varphi_{r\alpha} \cdot \omega_r \end{array} \right. \quad (1.17)$$

1.6.2.2 Equation magnétique :

$$\begin{cases} \varphi_{s\alpha} = L_s \cdot i_{s\alpha} + M \cdot i_{r\alpha} \\ \varphi_{s\beta} = L_s \cdot i_{s\beta} + M \cdot i_{r\beta} \\ \varphi_{r\alpha} = L_r \cdot i_{r\alpha} + M \cdot i_{s\alpha} \\ \varphi_{r\beta} = L_r \cdot i_{r\beta} + M \cdot i_{s\beta} \end{cases} \quad (1.18)$$

En introduisant les expressions des flux (1.18) dans le système (1.17) , celui-ci devient :

$$\begin{cases} V_{s\alpha} = R_s \cdot i_{s\alpha} + L_s \cdot \frac{di_{s\alpha}}{dt} + M \cdot \frac{di_{r\alpha}}{dt} \\ V_{s\beta} = R_s \cdot i_{s\beta} + L_s \cdot \frac{di_{s\beta}}{dt} + M \cdot \frac{di_{r\beta}}{dt} \\ 0 = R_r \cdot i_{r\alpha} + L_r \cdot \frac{di_{r\alpha}}{dt} + M \cdot \frac{di_{s\alpha}}{dt} + \omega_r(L_r \cdot i_{r\beta} + M \cdot i_{s\beta}) \\ 0 = R_r \cdot i_{r\beta} + \frac{di_{r\beta}}{dt} + M \cdot \frac{di_{s\beta}}{dt} - \omega_r(L_r \cdot i_{r\alpha} + M \cdot i_{s\alpha}) \end{cases} \quad (1.19)$$

Le système d'équations 1.19 peut être exprimé sous la forme :

$$[L] \frac{d[I]}{dt} = -[R] \cdot [I] + [U] \quad (1.20)$$

Avec :

$$[R] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 & 0 \\ 0 & \omega_r M & R_r & \omega_r L_r \\ -\omega_r M & 0 & -\omega_r L_r & R_r \end{bmatrix}; [L] = \begin{bmatrix} L_s & 0 & M & 0 \\ 0 & L_s & 0 & M \\ M & 0 & L_r & 0 \\ 0 & M & 0 & L_r \end{bmatrix};$$

$$[I] = \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \\ i_{r\alpha} \\ i_{r\beta} \end{bmatrix}; [U] = [V_{s\alpha} \ V_{s\beta} \ 0 \ 0]$$

A partir de l'expression (1.20) on peut écrire :

$$\frac{d[I]}{dt} = -[L]^{-1} \cdot [R] \cdot [I] + [L]^{-1} \cdot [U] \Leftrightarrow \frac{X}{dt} = A \cdot X + B \cdot U \quad (1.21)$$

Avec :

$$A = -[L]^{-1} \cdot [R]; B = [L]^{-1} \cdot [U]; [R] = [R1] + \omega_r [R2]$$

et :

$$[R1] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} ; [R2] = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & M & 0 & L_r \\ -M & 0 & -L_r & 0 \end{bmatrix}$$

1.7 SIMULATION DE MOTEUR ASYNCHRONE :

1.7.1 Résultat de simulation de la machine Asynchrone à vide :

Les figures (1.7), (1.8), (1.9), illustre le schéma bloc de la machine asynchrone liée au repère $(\alpha\beta)$ basé sur le modèle mathématique d'écrit précédemment.

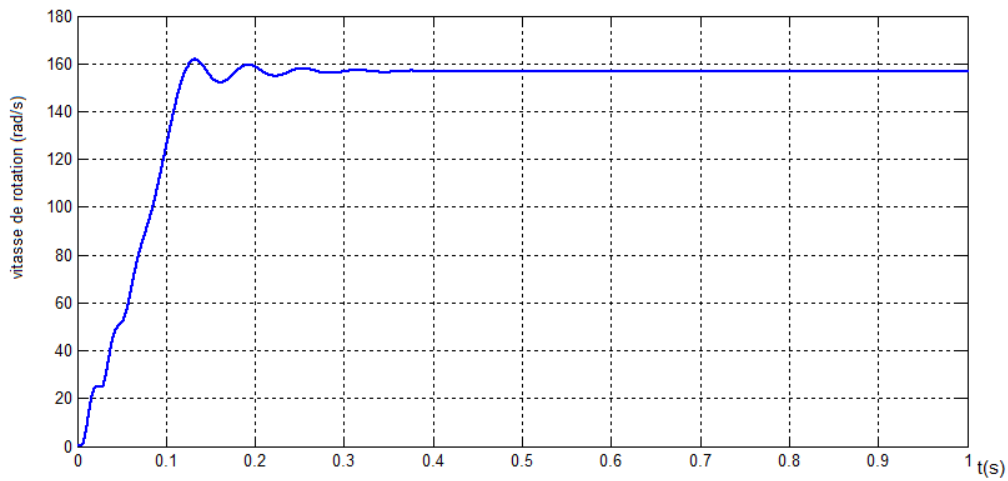


FIGURE 1.7 – La vitesse de rotation w_r

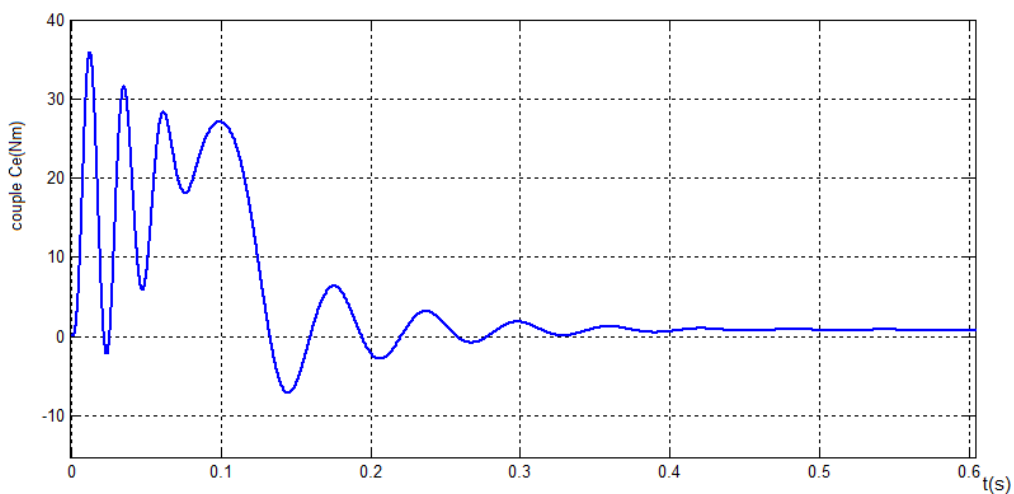


FIGURE 1.8 – Le couple électromagnétique

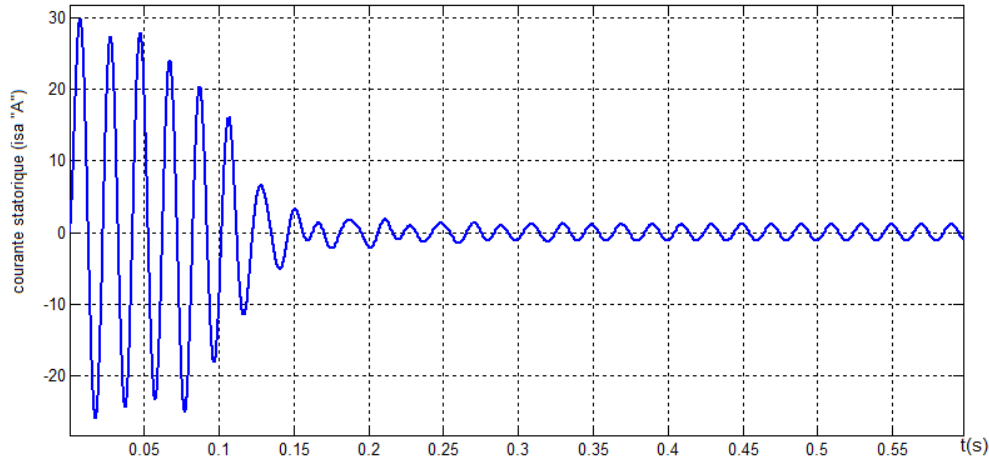


FIGURE 1.9 – Le courant statorique i_{sa}

L'analyse de ces courbes permet de déterminer le temps d'établissement (0 :0.6sec).

- La vitesse en régime permanent se stabilise à (157rad=sec) puisque le moteur possède deux paires de pôles.
- Au démarrage à vide, le couple est fortement oscillatoire. Ceci explique le bruit engendré par la partie mécanique et après la disparition du régime transitoire, il tend vers zéro.
- On note un appel excessif de courant lors de la mise sous tension du moteur en régime transitoire qui se stabilise à zéro pour donner lieu à une forme sinusoïdale d'amplitude constante

1.7.2 Résultat de simulation de la machine Asynchrone en charge :

On introduit un couple de charge ($C_r = 10\text{Nm}$ à l'instant $t = 0.5\text{s}$), les résultats de la simulation sont représentés par la figure (1.10), (1.11), (1.12) L'analyse de ces courbes permet de déterminer le temps d'établissement (0 :1sec) :

Le courant statorique de la phase (a) répond parfaitement au changement de la consigne du couple du 0 à 10N.m à l'instant 0.5s. (A vide $I_{sa} = 1.43\text{A}$, à charge $I_{sa} = 4.33\text{A}$).

Après l'application de la charge à l'instant $t = 0.5\text{s}$, la vitesse du moteur diminue, c'est le principe du moteur asynchrone quand il fonctionne en boucle ouverte à cause du glissement.

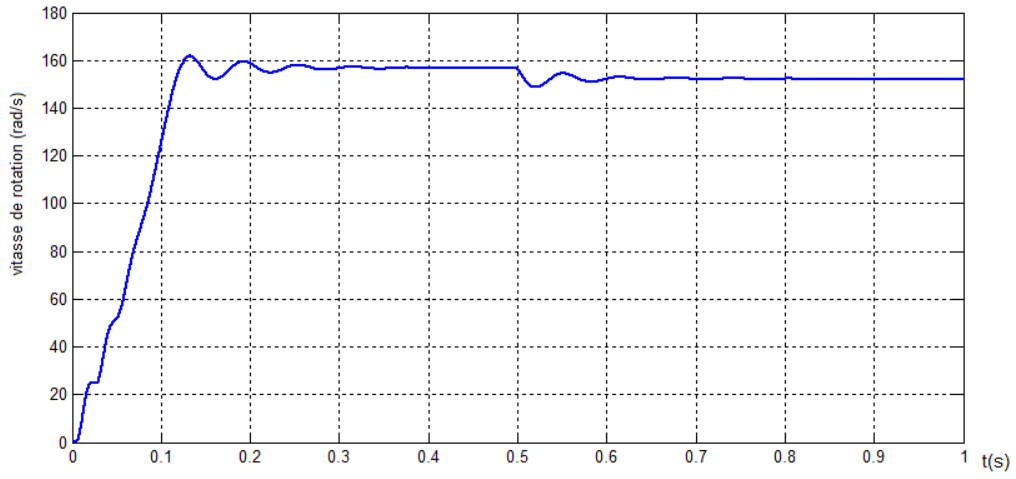


FIGURE 1.10 – La vitesse de rotation en charge w_r

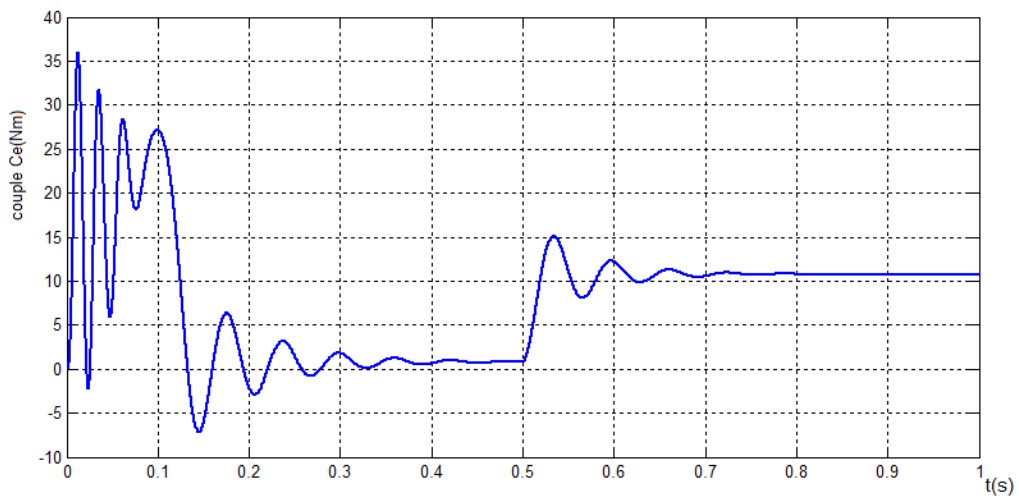


FIGURE 1.11 – Le couple électromagnétique en charge

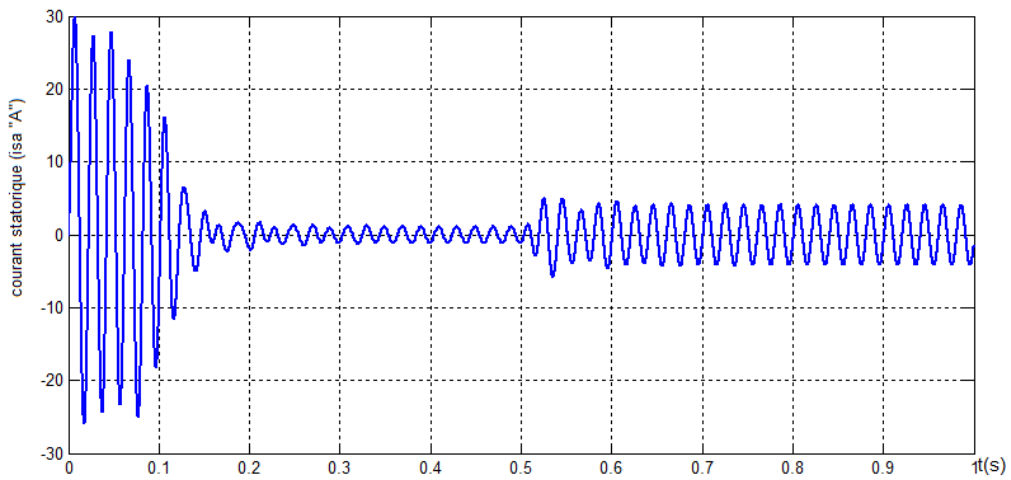


FIGURE 1.12 – Le courant statorique i_{sa} en charge

1.8 CONCLUSION :

On a présenté dans ce chapitre la modélisation de la machine asynchrone triphasée, en mettant en exigence la complexité et la non linéarité du modèle. Par la suite, et en se basant sur un ensemble d'hypothèses simplificatrices, le modèle de la MAS dans le repère de Park a été établi dans le but de linéariser le système et faciliter l'étude. Le modèle Simulink est construit sur la base des modèles mathématiques. Les résultats de la simulation, voir les Différentes figures illustrent la performance d'un modèle Simulink. Dans le monde industriel, les entraînements électriques exigent de plus en plus des vitesses variables, a cette effet, le progrès de l'électronique de puissance à permis de développer plusieurs moyens qui assurent des entraînements alternatifs à vitesse variable parmi ces moyens, citions les onduleurs autonomes commandés en modulations de largeurs d'impulsion (MLI) : C'est le but du deuxième chapitre.

Chapitre 2

Les Onduleurs et les Techniques de Commande MLI

2.1 INTRODUCTION

La progression technologique de la microélectronique et l'électronique de puissance a rendu possible l'implémentation des commandes performantes de cette machine faisant d'elle un concurrent redoutable dans les secteurs de la vitesse variable et le contrôle rapide du couple [17]. La conception d'une chaîne de commande passe par une phase de modélisation afin de dimensionner et valider les stratégies retenues. Mais, on ne peut parler de la commande de la machine asynchrone, sans qu'on parle du convertisseur qui lui est associé, de son alimentation et de sa commande [17][18][19].

L'utilisation de nouveaux composants commandables à l'ouverture et à la fermeture tels que les GTO, IGBT, ou MOSFET en électronique de puissance et surtout dans les convertisseurs statiques ont permis la conception de nouveaux convertisseurs fiables, rapides, puissants et un coût réduit. En effet, un grand nombre de convertisseurs récemment développés permettent le choix d'une association optimale de la combinaison moteur à courant alternatif et onduleur à tension ou à courant. L'adoption de cette structure dans les installations industrielles a été motivée par des avantages tels que la réduction du taux de distorsion harmonique (THD), l'amélioration du facteur de puissance, la fluctuation de couple réduite, une réponse de courte durée à la régulation de vitesse, une diminution des nombres de commutations et la minimisation des grandeurs de filtrage ainsi que l'obtention d'une tension presque sinusoïdale.[20]

L'application des techniques de modulation de la largeur d'impulsion, permet la réduction du taux d'harmoniques fournis. C'est pourquoi, on considère que la technique MLI est la méthode

la mieux adaptée au contrôle des onduleurs[21] [22][23].

Dans ce chapitre, nous présenterons l'onduleur de tension à deux niveaux contrôlés par les différentes techniques de commande.

2.2 GENERALITE SUR LES ONDULEURS

Un onduleur est un dispositif d'électronique de puissance permettant de générer des tensions et des courants alternatifs à partir d'une source d'énergie électrique de tension ou de fréquence différente figure (2.1). Il modifie de façon périodique les connexions entre l'entrée et la sortie pour obtenir à la sortie une tension et un courant alternatif, c'est-à-dire de valeur moyenne nulle, ou un système polyphasé de telles grandeurs. Etant donné que les tensions de sortie du circuit sont généralement désirées alternatives et sinusoïdales, on s'intéressera principalement à caractériser leurs valeurs efficaces ainsi que leur spectre et à chiffrer leur taux de distorsion harmonique (THD).[24]

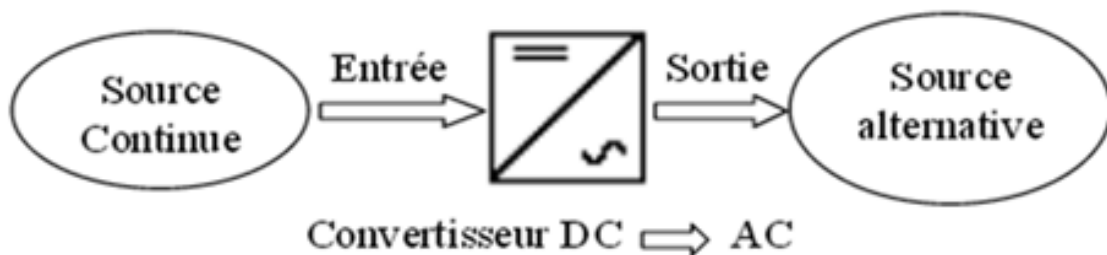


FIGURE 2.1 – Schéma explicatif d'un convertisseur DC/AC (Onduleur)

2.2.1 Classification des onduleurs :

Il existe plusieurs centaines de schémas d'onduleurs, chacun correspondant à un type d'application déterminé ou permettant des performances recherchées. Les onduleurs sont en général classés selon les modes de commutation de leurs interrupteurs

2.2.1.1 Onduleur autonome :

C'est un système qui nécessite des composants commandés à la fois à la fermeture et à l'ouverture, de fréquence variable, dont les instants de commutations sont imposés par des circuits externes la charge est quelconque cet onduleur n'est pas réversible

2.2.1.2 Onduleur non autonome :

Dans ce cas, les composants utilisés peuvent être de simples thyristors commandés uniquement à la fermeture et la commutation est "naturelle" contrairement à l'onduleur autonome. L'application principale de ce type d'onduleur se trouve dans les variateurs pour moteurs synchrones de très forte puissance où les thyristors sont souvent les seuls composants utilisables.[9] [15] [6]

2.2.2 Structure de l'Onduleurs :

L'onduleur découle immédiatement de trois demi pont monophasé, on obtient l'onduleur triphasé à six interrupteurs. Chaque demi-pont comprend un interrupteur et une diode. La source de tension continue est obtenue à partir d'un réseau standard 220/380V, 50Hz. Après redressement, la tension filtrée $U_{dc}(t)$ est appliquée à l'onduleur.

Les composants de l'électronique de puissances (interrupteurs) sont déterminés par les niveaux de la puissance et la fréquence de commutation Figure (2.2). En règle générale, plus les composants sont rapides, plus la puissance commutée est faible et inversement. A titre indicatif, les transistors MOSFET, sont considérés comme des composants très rapides mais de puissance relativement faible. Les transistors bipolaires sont moins rapides que les transistors MOSFET mais d'avantage plus puissants (quelques kHz à une dizaine de kW). Les transistors IGBT sont des composants de gamme standard (jusqu'à 20kHz à une des dizaines de kW). Les thyristors GTO destinées à l'application des grandes puissances et commutent très lentement et du type commandable à l'ouverture et à la fermeture; ce qui n'est pas le cas pour le thyristor classique[25] [26].

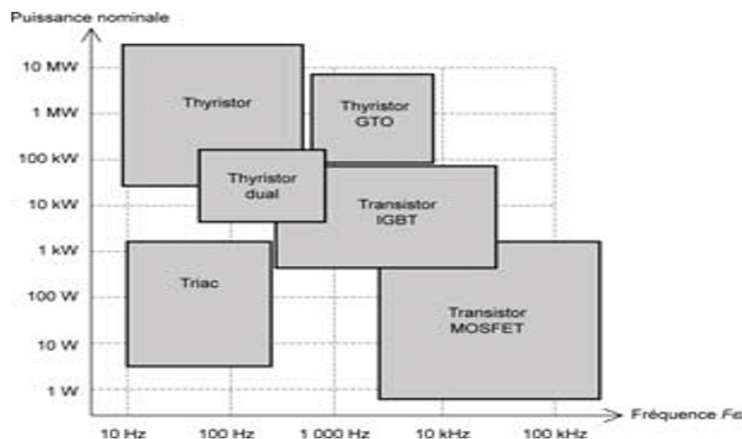


FIGURE 2.2 – Digramme puissance-fréquence des composants Miller

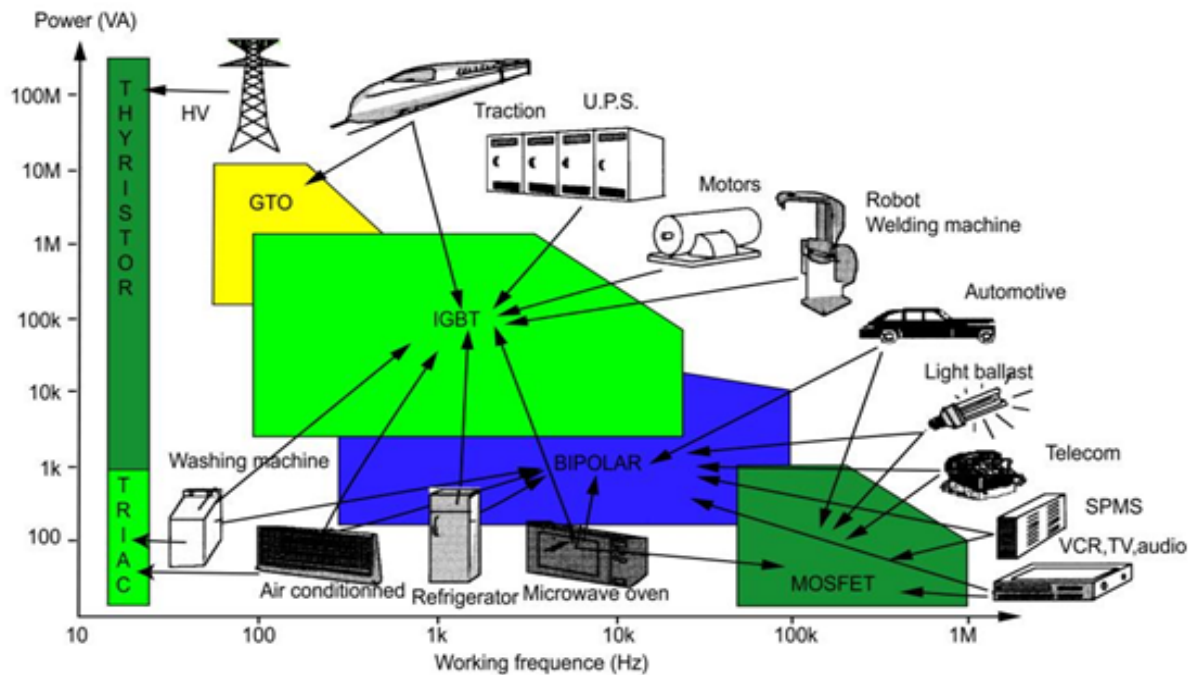


FIGURE 2.3 – Domaines d'application de la conversion statique, dans le plan puissance-fréquence de commutation ou découpage (Termes en anglais).

2.2.3 Modélisation de l'onduleur triphasé

L'onduleur de tension est constitué de trois bras de commutation. Chaque bras composé de deux cellules comportant chacune une diode et un interrupteur (GTO, IGBT, MOSFET, Transistor).

L'onduleur de tension est habituellement choisi pour sa réponse rapide et ses performances élevées. Il permet d'imposer à la machine des ondes de tensions à amplitudes et fréquences variables. La figure (2.4) montre le schéma de base de l'onduleur de tension triphasé "à deux niveau" [27], possédant six cellules de commutation contrôlables à l'ouverture et à la fermeture (Q1 jusqu'à Q6) et six diodes de roue libre en antiparallèle avec eux (D1 jusqu'à D6). Ces diodes assurent la continuité du courant dans les charges inductives ainsi que la réversibilité de la puissance par injections de courant de la charge vers la source de tension continue.

Chaque bras de l'onduleur est composé de deux cellules de commutations constituées chacune de l'interrupteur (GTO, IGBT, MOSFET, Transistor) (GTO, IGBT, MOSFET, Transistor) avec sa diode, la sortie correspondant est le point milieu de bras. Les signaux de commande des interrupteurs de chaque bras doivent être complémentaires afin de ne pas court-circuiter l'alimentation continue de l'onduleur.

Tous ces éléments sont considérés comme des interrupteurs idéaux. En mode commandable,

le bras est un commutateur à deux positions qui permet d'obtenir à la sortie deux niveaux de tension. Sa commande peut être réalisée par la technique classique ou par la technique de modulation de largeur d'impulsion.

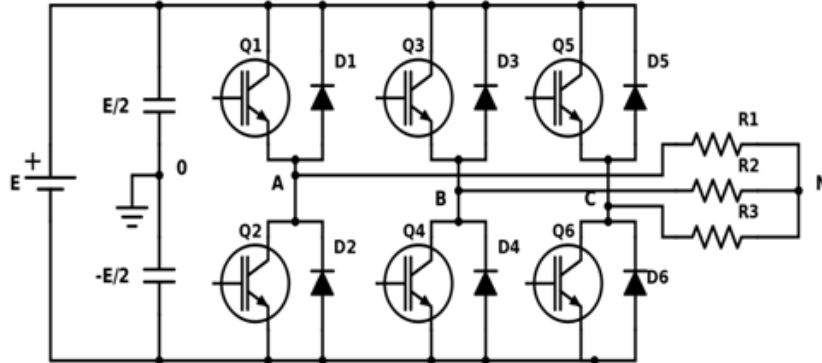


FIGURE 2.4 – Diagramme puissance-fréquence des composants Miller Onduleur de tension triphasé à deux niveaux

Pour se prémunir d'un court-circuit intempestif, il est nécessaire d'introduire un temps d'attente à la fermeture de l'interrupteur, usuellement appelé temps mort. L'effet de ce temps mort produit, lors du changement de sens des courants de lignes, des discontinuités sur la tension conduisant à des distorsions des courants et à une augmentation de l'amplitude des harmoniques correspondantes [28][29].

L'onduleur est modélisé en associant à chaque bras une fonction logique F qui détermine sont états de conduction :

$$F_1 = \begin{cases} 1 & \text{si } k_1 \text{ fermé et } k'_1 \text{ ouvert} \\ 0 & \text{si } k'_1 \text{ fermé et } k_1 \text{ ouvert} \end{cases}$$

$$F_2 = \begin{cases} 1 & \text{si } k_2 \text{ fermé et } k'_2 \text{ ouvert} \\ 0 & \text{si } k'_2 \text{ fermé et } k_2 \text{ ouvert} \end{cases}$$

$$F_3 = \begin{cases} 1 & \text{si } k_3 \text{ fermé et } k'_3 \text{ ouvert} \\ 0 & \text{si } k'_3 \text{ fermé et } k_3 \text{ ouvert} \end{cases}$$

Ainsi les tensions de ligne sont donnée par :[9] [35]

$$u_{ab} = v_{as} - v_{bs} = v_{dc}(F_1 - F_2) \quad (2.1)$$

$$u_{bc} = v_{bs} - v_{cs} = v_{dc}(F_2 - F_3) \quad (2.2)$$

$$u_{ca} = v_{cs} - v_{as} = v_{dc}(F_3 - F_1) \quad (2.3)$$

Dans l'hypothèse on a les tensions v_{sa}, v_{sb}, v_{sc} forment un system de tensions triphasées équilibrées alors De (2.1)et (2.3) en trouve

$$v_{as} = \frac{v_{dc}}{3}(2F_1 - F_2 - F_3) \quad (2.4)$$

De (2.1) et (2.2) en trouve

$$v_{bs} = \frac{v_{dc}}{3}(2F_2 - F_1 - F_3) \quad (2.5)$$

De (2.2)et (2.3) en trouve

$$v_{cs} = \frac{v_{dc}}{3}(2F_3 - F_1 - F_2) \quad (2.6)$$

donc :

$$\begin{pmatrix} v_{as} \\ v_{bs} \\ v_{cs} \end{pmatrix} = \frac{v_{dc}}{3} \begin{pmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} F_1 \\ F_2 \\ F_3 \end{pmatrix} \quad (2.7)$$

v_{cd} : C'est la tension d'alimentation continue de l'onduleur.

2.3 TYPES DE COMMANDES

Beaucoup d'applications industrielles reçoivent leur alimentation d'une source de tension qui est stable et réglable. Cette tension est souvent obtenue avec des onduleurs qui éliminent les variations de la tension continue d'entrée, et maintiennent constante la relation tension/fréquence tout en réglant l'amplitude de la tension requise par la charge. Plusieurs méthodes sont utilisées pour obtenir la tension désirée et l'une d'elle très efficace est appelée "Modulation de Largeur d'Impulsions (MLI)". En plus de régler l'amplitude, cette méthode contrôle le contenu harmonique de la tension de sortie de l'onduleur, en poussant les harmoniques d'ordre faible vers des fréquences plus élevées. Cela permet que le filtrage de cette tension soit plus facile et peu coûteux, car la taille des composants du filtre est plus petite. Il est important de mentionner que la technique MLI a des limitations par rapport à la fréquence d'opération des onduleurs, plus élevée est la fréquence, plus hautes sont les pertes dues à la commutation des interrupteurs

semi-conducteurs ; de même les stress dans ces dispositifs étant aussi élevés, leurs vies d'utilisation en sont diminuées. Plusieurs techniques de contrôle à MLI ont été développées, les plus utilisées sont les suivantes :[38] [39]

- Modulation MLI d'une seule impulsion (simple)
- Modulation MLI Multiple (UPWM)
- Modulation MLI Sinusoïdale (SPWM)
- Modulation MLI Sinusoïdale Modifiée (MSPWM)
- Modulation MLI vectorielle (SVPWM)

2.3.1 Modulation MLI d'une seule impulsion (simple) :

La technique de modulation MLI d'une seule impulsion contrôle la tension de sortie efficace en changeant la largeur de la seule impulsion par alternance que l'on trouve avec ce type de commande. Les signaux de commande des interrupteurs se génèrent en faisant la comparaison d'un signal triangulaire d'amplitude A_c avec un signal porteur rectangulaire d'amplitude A_r , La figure (2.5) montre la génération des signaux de commande et de sortie d'un onduleur mono-phasé à pont complet utilisant la modulation MLI simple. La fréquence du signal de référence est celle de la fondamentale de la tension de sortie. En variant A_r , de 0 à A_c , la largeur d'impulsion δ peut varier de 0 à 180° .

Le rapport entre A_r , et A_c est la variable de contrôle et est appelée indice de modulation d'amplitude ou tout simplement indice de modulation.

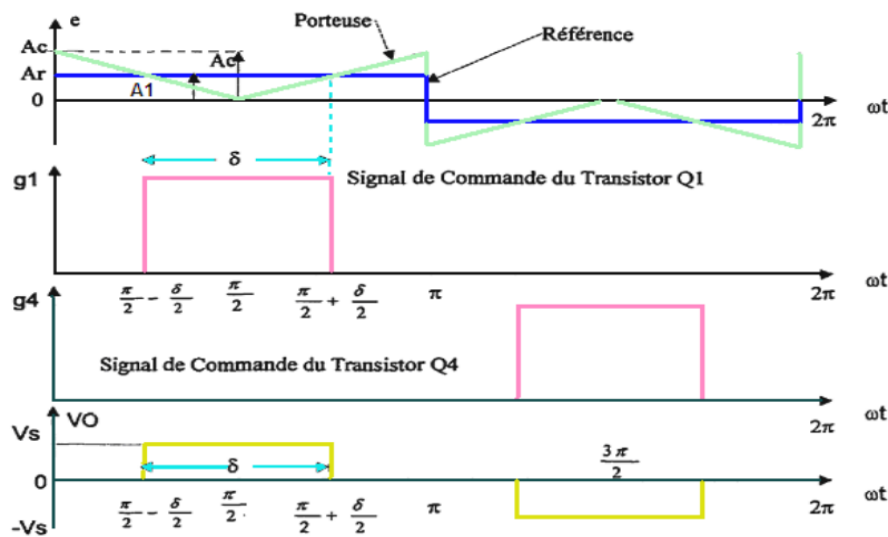


FIGURE 2.5 – Modulation MLI d'une seule impulsion

La variable contrôlable est le rapport :(Index de Modulation)

$$m = \frac{Ar}{Ac} \quad (2.8)$$

La Valeur de la tension de sortie est :

$$V_o = \left[\frac{2}{2\pi} \int_{(\pi-\delta)/2}^{(\pi+\delta)/2} V_s^2 d(\omega.t) \right]^{\frac{1}{2}} = V_s \sqrt{\frac{\delta}{\pi}} \quad (2.9)$$

Le développement en série de Fourier donne :[39] [40]

$$V_o(t) = \sum_{n=1,3,5\dots}^{\infty} \frac{4V_s}{n.\pi} \sin \frac{n.\delta}{2} \sin n.\omega.t \quad (2.10)$$

2.3.2 Modulation MLI de multiples impulsions (UPWM) :

La technique précédente module la largeur d'impulsion pour varier la valeur efficace de la tension de sortie V_o . Lorsque, si l'on veut réduire le contenu harmonique de cette tension, il faut avoir plus d'une impulsion par demi-cycle, et pour en obtenir l'utilisation de la technique de modulation MLI de multiples impulsions est souvent requise. Les impulsions de commande des interrupteurs s'obtiennent d'une façon similaire à celle de la technique précédente, avec les intersections d'un signal de référence et d'un signal porteur (Figure (2.6))

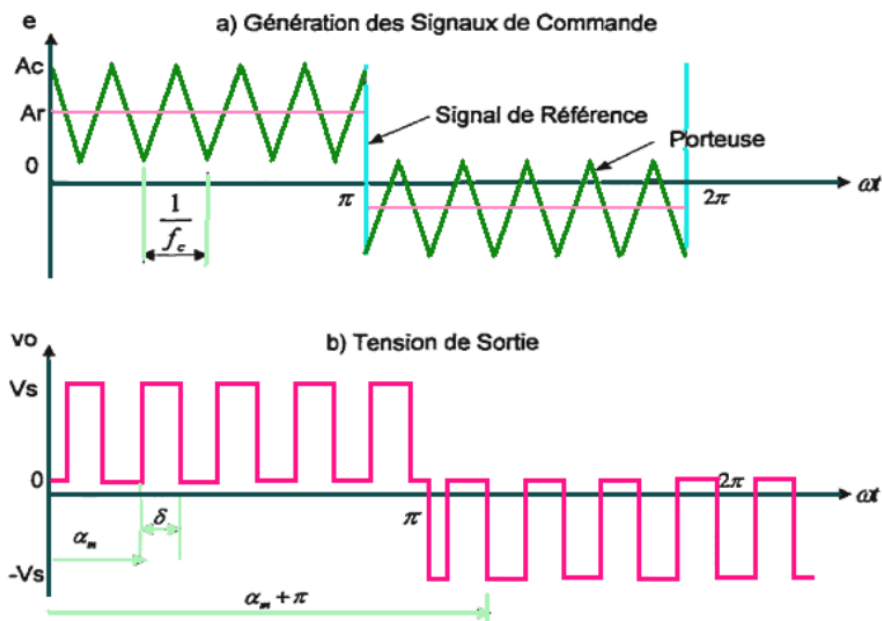


FIGURE 2.6 – Modulation MLI de multiples impulsions (UPWM)

La fréquence du signal porteur est plus élevée que la fréquence du signal de référence, ce qui fait la différence principale de cette technique est qu'elle génère plus d'une impulsion à la sortie. La fréquence du signal de référence détermine la fréquence de la tension de sortie tandis que la fréquence du signal porteur f_c , dénombre les impulsions par demi-cycle. L'expression suivante donne le nombre p des impulsions :

$$p = \frac{f_c}{2f_o} = \frac{m_f}{2} \quad (2.11)$$

Où $m_f = \frac{f_c}{2f_o}$ est le rapport de modulation de fréquences.

La variation de l'index de modulation ($m = A_r/A_p$) de 0 à 1 fait varier la largeur d'impulsion de 0 à $\frac{\pi}{p}$ et la tension de sortie de 0 à V_s .

Si δ est la largeur de chaque impulsion, la tension efficace de sortie peut être calculée d'après la formule :

$$V_o = \left[\frac{2p}{2\pi} \int_{(\pi-\delta)/2}^{(\pi+\delta)/2} V_s^2 d(\omega.t) \right]^{\frac{1}{2}} = V_s \sqrt{\frac{p \cdot \delta}{\pi}} \quad (2.12)$$

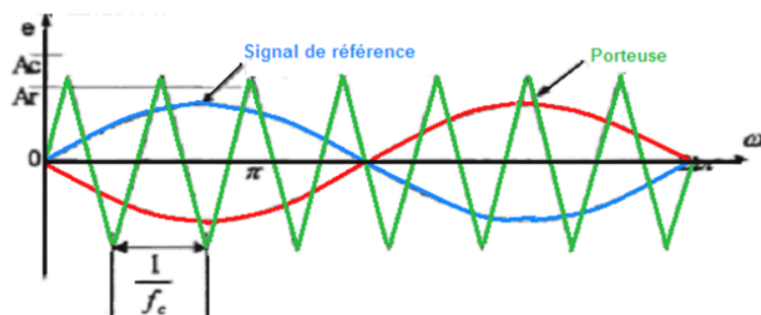
avec : $(0 < \delta < \frac{\pi}{2p})$

Cependant, à cause du nombre élevé de commutations (n fois), les pertes augmentent également de n fois. Pour un nombre élevé d'impulsions p , les amplitudes des harmoniques d'ordre inférieur sont réduites tandis que les mêmes amplitudes pour les harmoniques d'ordre élevé augmentent. Cependant, ces harmoniques produisent une faible distorsion qui peut être facilement filtrée à la sortie [38] [39] [15] [6]

2.3.3 Modulation MLI Sinusoïdale (SPWM) :

Cette technique consiste à comparer le signal de référence onde (modulante) de forme sinusoïdale à faible fréquence, à un signal triangulaire onde (porteuse) de fréquence élevée. Les instants de commutation sont déterminés par les points d'intersection entre la porteuse et la modulante (Figure (2.7)).

a) Signaux de commande générés par une porteuse triangulaire avec une référence sinusoïdale



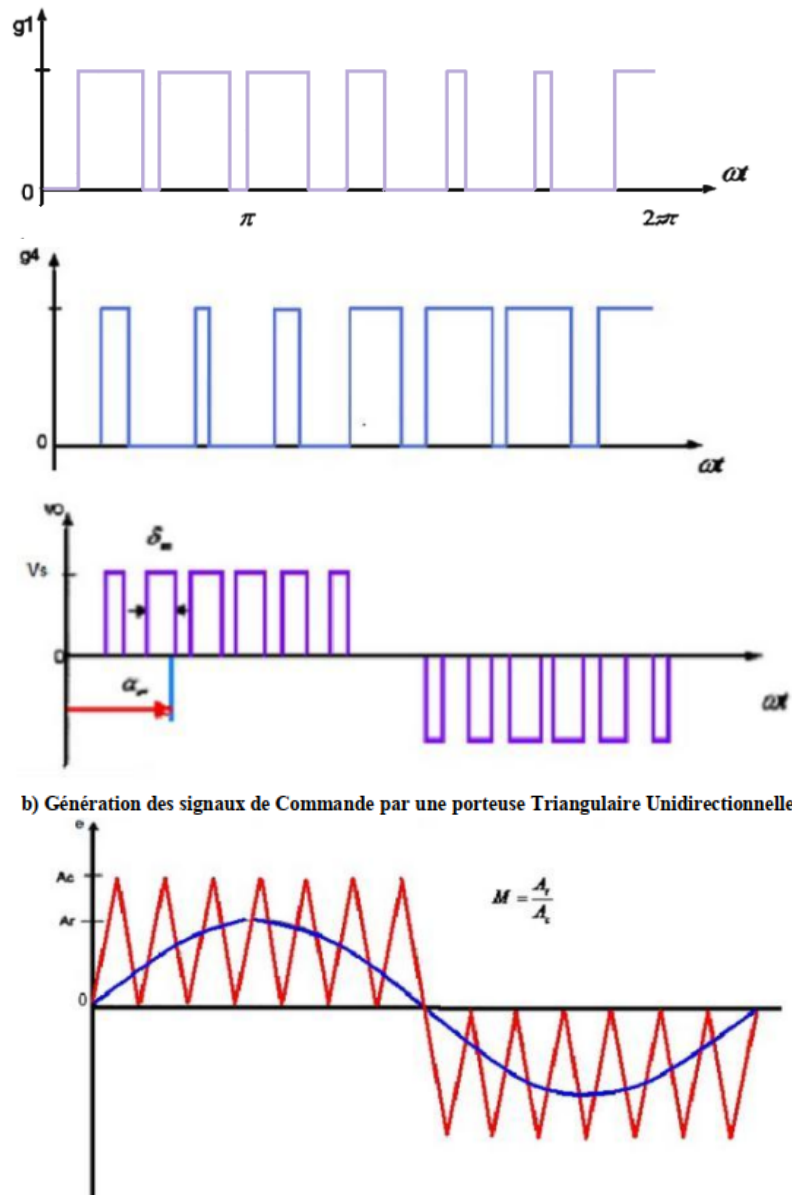


FIGURE 2.7 – Modulation MLI Sinusoïdale (SPWM)

La fréquence du signal de référence f_r , détermine la fréquence f_0 de l'onduleur ;alors que l'amplitude maximale A_r , contrôle l'indice de modulation m qui à son tour détermine la tension efficace de sortie V_o . Le nombre d'impulsions par demi-cycle dépend de la fréquence de l'onde porteuse.

La tension efficace de sortie peut être variée en variant l'indice de modulation m . On peut observer que la zone de chaque impulsion correspond approximativement à la zone au-dessus de l'onde sinusoïdale entre la moitié des points adjacents de la fin de la période au début des signaux de commande. Si δ_m , est la largeur de la même impulsion, la tension efficace de sortie

peut être écrite sous la forme suivante :

$$V_o = V_s \left(\sum_{m=1}^p \frac{\delta_m}{\pi} \right)^{1/2} \quad (2.13)$$

Ainsi, le coefficient de la série de Fourier de cette tension est :

$$B_n = \sum_{m=1}^p \frac{2V_s}{n\pi} \sin \frac{n\delta_m}{2} \left[\sin n \left(\alpha_m + \frac{\delta_m}{2} \right) - \sin n \left(\pi + \alpha_m + \frac{\delta_m}{2} \right) \right] \quad (2.14)$$

Pour $n = 1, 3, 5, \dots (2p-1) \dots$

Cette technique réduit le facteur de distorsion mieux que la MLI multiple. Elle élimine toutes les harmoniques inférieures ou égales à $(2p-1)$. Pour $p = 5$, l'harmonique de rang le plus petit est le neuvième. Toutefois, la tension de sortie contient des harmoniques. Cette modulation repousse ces harmoniques dans le domaine des hautes fréquences autour de la fréquence de commutation f_c , et ses multiples.

La tension maximale de sortie de la fondamentale pour les commandes MLI et MLI sinusoïdale ; peuvent être approximativement trouvées par la relation suivante :

$$V_{m1} = d.V_s \quad \text{pour} \quad 0 < d < 1 \quad (2.15)$$

Pour $d = 1$, on obtient l'amplitude maximale de la fondamentale de la tension de sortie, $V_{m1}(max) = V_s$, Ainsi pour une onde de sortie carrée $V_{m1}(max)$ peut être plus grand que $V_s/\pi = 1.273V_s$, en considérant l'équation de la tension de sortie d'un onduleur monophasé, c'est-à-dire :

$$V_o(t) = \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{4V_s}{n\pi} \cdot \sin n.\omega.t \quad (2.16)$$

On peut augmenter la fondamentale de la tension de sortie en choisissant " d " plus grand que l'unité. Ce mode de fonctionnements et appelé sur modulation.

La valeur à laquelle $V_{m1}(max) = 1.273V_s$ dépend du nombre d'impulsions " p " par demi cycle et est approximativement égale à 3 pour $p = 7$ (voir la fig (2.8)).

En réalité, cette sur modulation emmène l'opération en onde carré et ajoute plus d'harmonique en comparant ce fonctionnement à celui dans la gamme linéaire (c'est à dire pour $d = 1$).

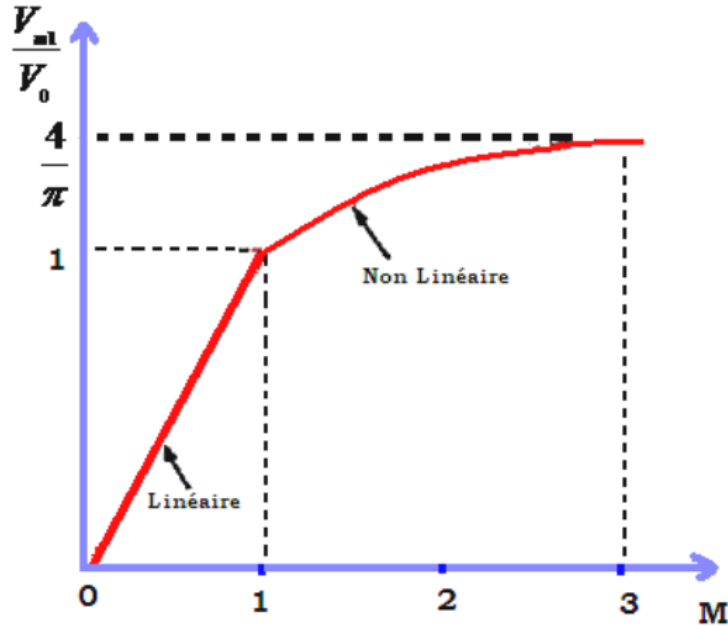


FIGURE 2.8 – Indice de modulation m

La sur modulation est déconseillée dans des applications où on exige la minimisation des distorsions comme dans le cas des 'UPS'(un interruptible power supplies).[37] [39] [15]

2.3.4 Modulation MLI Sinusoïdale Modifiée (MSPWM) :

Selon la caractéristique de la MLI sinusoïdale, les largeurs des impulsions s'approchent de l'amplitude maximale de l'onde sinusoïdale pour ne pas changer significativement avec la variation de l'indice de modulation. Cela est dû à la caractéristique d'une onde sinusoïdale et la technique de MLI sinusoïdale peut être modifiée en appliquant l'onde sinusoïdale durant le début et la fin d'un intervalle de 60° par demi-cycle ; c'est à dire 0 à 60° et de 120° à 180° . Ce type de modulation est connu sous le nom de MLI sinusoïdale modifiée. La composante fondamentale est ainsi augmentée et les caractéristiques des harmoniques sont améliorées. Le nombre d'impulsions a sur une demi-période de 60° est normalement lié au rapport de fréquence dans le cas d'un onduleur triphasé par : [16] [39] [15]

$$\frac{f_c}{f_a} = 6q + 3 \quad (2.17)$$

Il réduit le nombre de commutations des dispositifs de puissance et réduit également les pertes dues aux commutations.

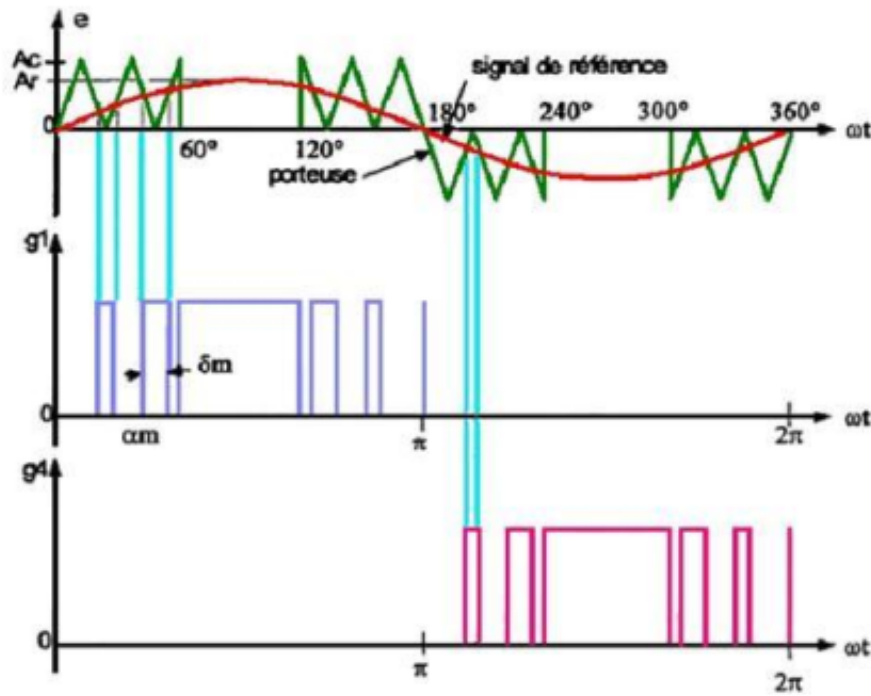


FIGURE 2.9 – Modulation MLI Sinusoïdale Modifiée (MSPWM)

2.3.5 Modulation MLI vectorielle (SVPWM) :

La technique de modulation vectorielle est une variante de la commande par modulation de largeur d'impulsion qui se base sur la représentation vectorielle des tensions dans le plan complexe. Elle est devenue très populaire au cours de ces dernières années, en particulier pour des applications d'entraînement d'une machine asynchrone.[41]

Cette technique de MLI suit les principes suivants :

- Un vecteur tension de référence est échantillonnée à intervalles réguliers
- Pour chaque phase, réalisation d'une impulsion de largeur T centrée sur la période (MLI symétrique) dont la valeur moyenne est égale a la valeur de la tension de référence a l'instant d'échantillonnage
- Tous les interrupteurs d'un même demi pont ont un état identique au centre et aux deux extrémités de la période (pour un MLI discontinu l'état d'un des interrupteurs de chaque demi pont reste constant ce qui diminue les pertes de commutation mais augmente les harmoniques).

Cette modulation est conduite en synchronisme sur les trois phases elle est appelée MLI vectorielle. [36]

2.3.5.1 Transformation de Clarck

Le schéma représentatif de la topologie d'un onduleur triphasé de tension à deux niveaux est donné par la figure (2.10) l'étage de puissance consiste de six commutateurs (c'est-à-dire Q_1, Q_2, \dots, Q_6) et une charge triphasée Z_a, Z_b, Z_c associé de manière correspondante à une tension triphasée V_{AN}, V_{BN}, V_{CN} . V_α et V_β , qui sont utilisés pour contrôler la tension triphasée de l'onduleur.[41] [42]

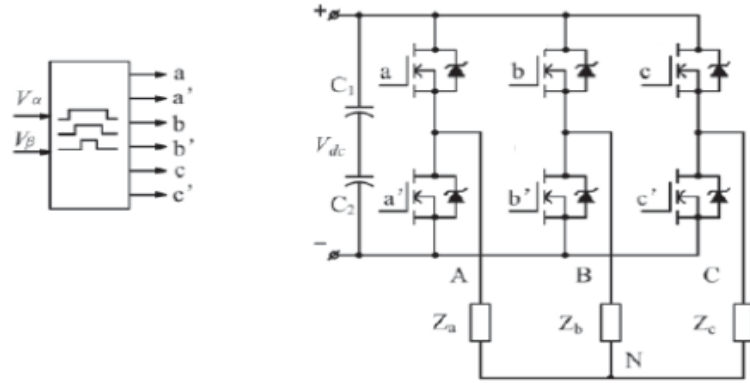


FIGURE 2.10 – Schéma de circuit de l'onduleur triphasé SVPWM

Dans ce modèle, si la tension triphasée idéale nous avons :

$$V_{AN} = V_m \sin(2\pi \cdot f \cdot t)$$

$$V_{BN} = V_m \sin\left(2\pi \cdot f \cdot t - \frac{2\pi}{3}\right) \quad (2.18)$$

$$V_{CN} = V_m \sin\left(2\pi \cdot f \cdot t + \frac{2\pi}{3}\right).$$

Les tensions triphasées ci-dessus peuvent être contrôlées en fonction de la rotation du vecteur spatial comme illustré à la Fig (2.11), Pour simplifier les calculs et représenter ces tensions .

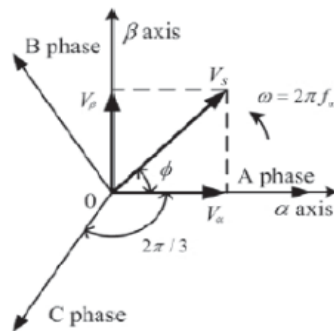


FIGURE 2.11 – Relation de la tension triphasée sur les coordonnées α, β

On utilise la transformation de Concordia pour transformer le vecteur de tensions triphasées (V_{AN}, V_{BN}, V_{CN}) à un vecteur de tensions diphasées (V_α, V_β)

$$\begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_{AN} \\ V_{BN} \\ V_{CN} \end{bmatrix} \quad (2.19)$$

Dans la matrice de l'équation ci-dessus est également exprimée comme :

$$\begin{cases} V_\alpha = V_{AN} \\ V_\beta = (2V_{BN} + V_{AN})/\sqrt{3} \end{cases} \quad (2.20)$$

$$V_s = \sqrt{V_\alpha^2 + V_\beta^2} \quad (2.21)$$

$$\phi = \arctan\left(\frac{V_\beta}{V_\alpha}\right) = \omega = 2\pi \cdot f \quad (2.22)$$

f : la fréquence du fondamentale de tension de référence.

2.3.5.2 Principe de MLI vectorielle

Avec trois bras ne possédant que deux états chacun le nombre de configurations possibles pour ce type d'onduleur s'élève à $8(2^3)$. A chacune de ces configurations est associé un vecteur représentant l'image des tensions de charge dans le repère de Concordia. Les différentes relations introduites dans cette partie, permettent d'établir la valeur de chacune des grandeurs et de les répertorier dans le tableau (2.1) ci-dessous. Sur la Figure (2.12) nous avons représenté les huit vecteurs de tension statorique dans le plan $\alpha\beta$. On remarquera que deux des huit vecteurs (V_0 et V_7) sont nuls, et ils correspondent aux étapes de roue libre de l'onduleur.

Quant aux six autres, ils définissent six secteurs angulaires de 60° . [42] [25] [30] [31]

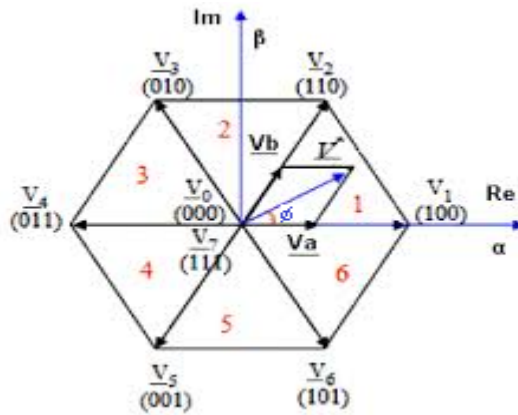


FIGURE 2.12 – les secteurs de MLI vectorielle

Les vecteurs sont liés par les relations suivant :[35]

$$\left\{ \begin{array}{l} \vec{V}_1 = -\vec{V}_4 \\ \vec{V}_2 = -\vec{V}_5 \\ \vec{V}_3 = -\vec{V}_6 \\ \vec{V}_0 = -\vec{V}_7 = \vec{0} \end{array} \right. \quad (2.23)$$

et : $\vec{V}_1 + \vec{V}_3 + \vec{V}_5 = \vec{0}$

Donc on résume ce qu'a été déjà dit concernant les valeurs des tensions simples et composées pour chaque topologie dans le tableau suivant :

TABLE 2.1 – vecteur de commande et tension de phase

vecteur de tension	vecteur de commande [a b c]	V_{AN}	V_{BN}	V_{CN}
V_0	[000]	0	0	0
V_1	[100]	$2V_{dc}/3$	$V_{dc}/3$	$V_{dc}/3$
V_2	[110]	$V_{dc}/3$	$V_{dc}/3$	$2V_{dc}/3$
V_3	[010]	$V_{dc}/3$	$2V_{dc}/3$	$V_{dc}/3$
V_4	[011]	$2V_{dc}/3$	$V_{dc}/3$	$V_{dc}/3$
V_5	[001]	$V_{dc}/3$	$V_{dc}/3$	$2V_{dc}/3$
V_6	[101]	$V_{dc}/3$	$2V_{dc}/3$	$V_{dc}/3$
V_7	[111]	0	0	0

avec : $[V_{AN}V_{BN}V_{CN}]$ tensions simples.

Chacun avec l'angle $\frac{2.\pi}{3}$ et l'amplitude $\frac{2.V_{dc}}{3}$. Si le vecteur de tension V_s se trouve dans un secteur arbitraire, il correspondra à deux vecteurs actifs de ce secteur et il sont utilisés pour moduler V_s qui représentera la tension triphasée.[41]

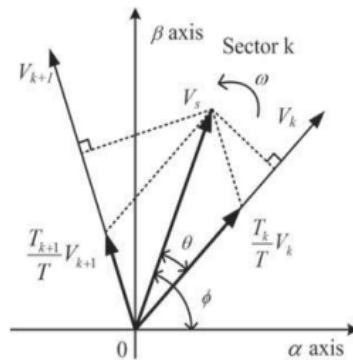


FIGURE 2.13 – V_s dans le K-ième secteur

Dans le plan $(\alpha\beta)$, la sélection du secteur correspond à l'organigramme suivant :[43]

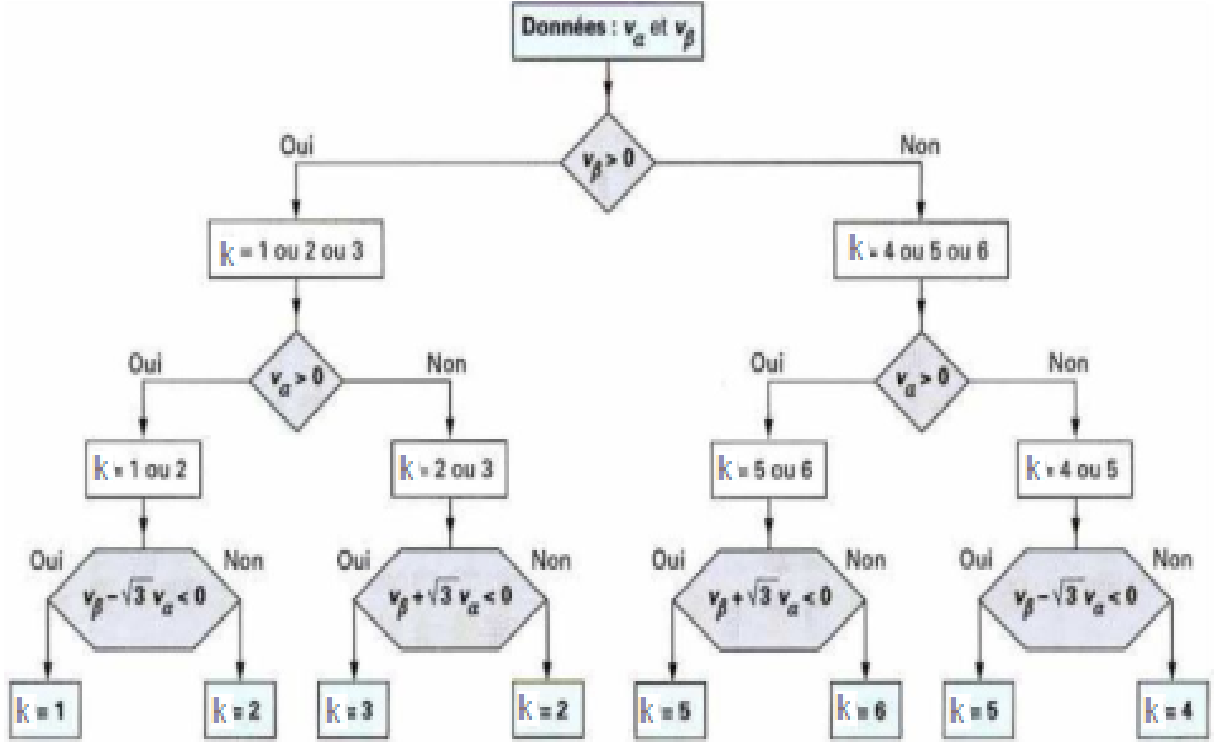


FIGURE 2.14 – Algorithme de décision dans le repère (α, β)

2.3.5.3 Détermination des durées d'utilisations des interrupteurs T1, T2 et T0 pour chaque secteur

Le vecteur de référence V_s est évalué sur la période de modulation T_k , par la génération d'un vecteur moyen déterminé par l'application des vecteurs de commande adjacents de l'onduleur et des vecteurs nuls [42]. Au lieu de moduler le vecteur V_s dans le k^{me} secteur, ($k = 1, 2, \dots, 6$), pendant une période T_{MLI} . On peut moduler les deux vecteurs V_k et V_{k+1} pendant deux périodes correspondantes à T_k et T_{k+1} tel que $T_k + T_{k+1} \leq T_{MLI}$. La figure (2.13) représente le cas où le vecteur de référence, étant donné que la somme de T_k et T_{k+1} devrait être inférieure ou égale à T_{MLI} , l'onduleur doit être en V_0 ou V_7 pour le reste de la période.

Mathématiquement, cela représenté par : [41]

$$\int_{nT}^{(n+1)T} V_s \cdot dt = T_k \cdot V_k + T_{k+1} \cdot V_{k+1} + T_0 \cdot V_0 (\text{ou } T_0, V_7) \quad (2.24)$$

Parce que V_s est une constante, nous avons

$$V_s \cdot T_{MLI} = T_k \cdot V_k + T_{k+1} \cdot V_{k+1} + T_0 \cdot V_0 (\text{ou } T_0, V_7) \quad (2.25)$$

Le temps d'application des vecteurs adjacents est donné comme suit :

$$T_0 = T_{MLI} - T_k - T_{k+1} \quad (2.26)$$

En pratique, l'onde porteuse générée par le modèle PWM (MLI vectorielle) est symétrique. Un exemple pour cette onde porteuse avec la fréquence $f_c = 1/T$ est illustré par la Fig (2.15). Comme nous pouvons voir à partir de cette figure, pour chaque période T_{MLI} , V_0 et V_7 doivent s'appliquer pendant chaque $\frac{T_0}{2}$. Cependant, V_0 et V_7 sont égaux à zéro, ce qui implique que le résultat (2.25) peut être ré-écrit comme suit :

$$V_s = \frac{T_k}{T} V_k + \frac{T_{k+1}}{T} V_{k+1} \quad (2.27)$$

T : la période de modulation.

f_c : la fréquence d'échantillonnage.

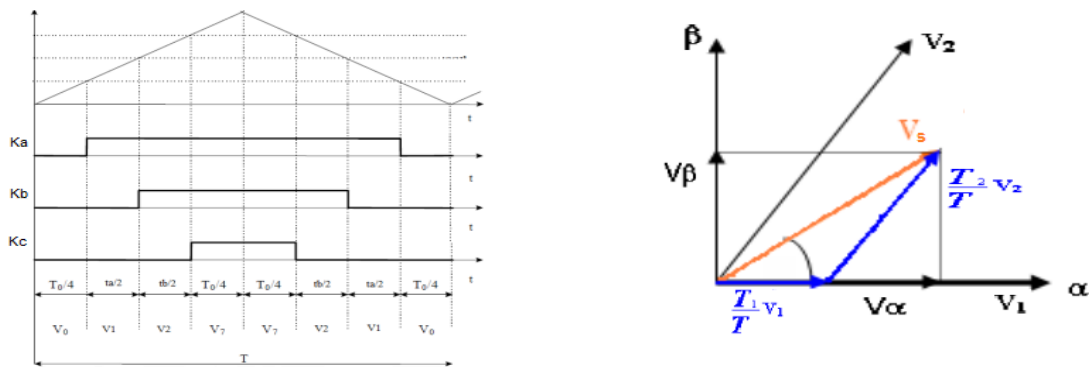


FIGURE 2.15 – Forme d'onde MLI dans le secteur I et vecteurs d'application

Jusqu'à présent, pour obtenir V_s , nous devons trouver les valeurs de T_k et T_{k+1} . de la Fig(2.2), on peut en déduire les trois suivantes les équations :

$$\theta = \phi - \frac{k-1}{3}\pi \quad (2.28)$$

$$V_s \sin\left(\frac{\pi}{3} - \theta\right) = \frac{T_k}{T_{MLI}} V_k \sin\left(\frac{\pi}{3}\right) \quad (2.29)$$

$$V_s \sin(\theta) = \frac{T_{k+1}}{T_{MLI}} V_{k+1} \sin\left(\frac{\pi}{3}\right) \quad (2.30)$$

En remplaçant V_k et V_{k+1} par $2V_{dc}/3$, en résolvant l'ensemble de (2.28), (2.29) et (2.30), nous obtenons finalement[41]

$$T_k = \frac{\sqrt{3}T_{MLI} \cdot V_s}{V_{dc}} \sin\left(-\phi + \frac{k}{3}\pi\right) \quad (2.31)$$

$$T_{k+1} = \frac{\sqrt{3}T_{MLI} \cdot V_s}{V_{dc}} \sin\left(\phi - \frac{k-1}{3}\pi\right) \quad (2.32)$$

En utilisant les huit vecteurs disponibles (Tableau 2.2) de calcul du temps de commutation dans chaque secteur se fait comme suit :[42]

TABLE 2.2 – Calcul les temps de commutation pour chaque secteur

Secteur	Commutateur supérieur	Commutateur inférieur
1	$K_a = T1 + T2 + To/2$ $K_b = T2 + To/2$ $K_c = To/2$	$K'_a = To/2$ $K'_b = T1 + To/2$ $K'_c = T1 + T2 + To/2$
2	$K_a = T1 + To/2$ $K_b = T1 + T2 + To/2$ $K_c = To/2$	$K'_a = T2 + To/2$ $K'_b = To/2$ $K'_c = T1 + T2 + To/2$
3	$K_a = To/2$ $K_b = T1 + T2 + To/2$ $K_c = T2 + To/2$	$K'_a = T1 + T2 + To/2$ $K'_b = To/2$ $K'_c = T1 + To/2$
4	$K_a = To/2$ $K_b = T1 + To/2$ $K_c = T1 + T2 + To/2$	$K'_a = T1 + T2 + To/2$ $K'_b = T2 + To/2$ $K'_c = To/2$
5	$K_a = T2 + To/2$ $K_b = To/2$ $K_c = T1 + T2 + To/2$	$K'_a = T1 + To/2$ $K'_b = T1 + T2 + To/2$ $K'_c = To/2$
6	$K_a = T1 + T2 + To/2$ $K_b = To/2$ $K_c = T1 + To/2$	$K'_a = To/2$ $K'_b = T1 + T2 + To/2$ $K'_c = T2 + To/2$

Les impulsions durant une période d'échantillonnage T_k est présentée dans le chronogramme de la Fig(2.16).

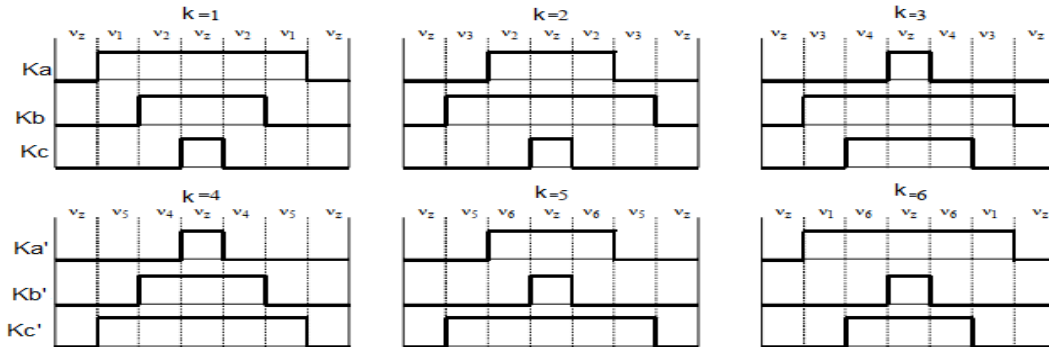


FIGURE 2.16 – Séquences centrées de commande pour K_a , K_b , K_c , K_a' , K_b' et K_c' en Modulation de largeur d'impulsion

2.4 INTRODUCTION DE TEMPS MORTS

En pratique, il n'est pas possible d'effectuer le blocage de K_i et l'amorçage de K_i' (et inversement) au même instant $\tau_i = \bar{\tau}_i$ à cause du temps de stockage des semi-conducteurs. Afin d'éviter des courts-circuits dus à la conduction simultanée de deux interrupteur d'un même bras, des temps morts sont introduits dans les périodes de conduction Figure (2.17).

Les temps morts nécessaires sont dans l'ordre de $1\mu s$ pour les transistors MOSFET, $2.5\mu s$ pour les IGBT, introduit seulement sur les fronts montants des signaux de commande, les fronts descendants restant inchangés [32].

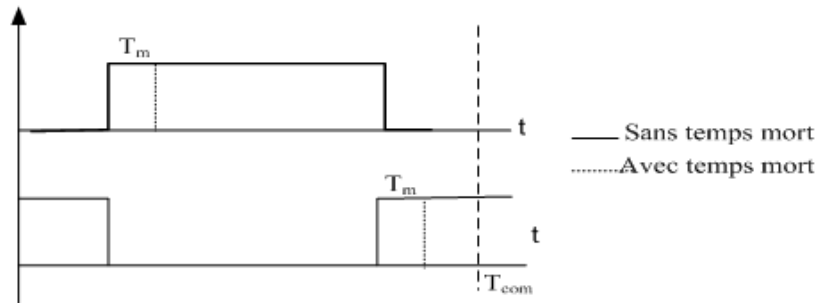


FIGURE 2.17 – Introduction de temps morts

Pendant la durée du temps mort, les tensions aux bornes des phases du moteur dépendent des sens des courants dans celles-ci. C'est la diode, en antiparallèle avec l'interrupteur qui conduit. Cette commutation Interrupteur-Diode se fait naturellement dans l'onduleur, cependant, pour étudier les signaux de la MLI, les temps morts doivent être pris en considération durant la simulation.

2.5 LA QUALITE DU SIGNAL

Plusieurs expressions peuvent être utilisées pour quantifier la déformation d'un signal, on utilise dans ce travail le taux de distorsion harmonique (THD) défini par [33] [34] :

$$THD = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{n=H} Q_n^2}}{Q_1} \quad (2.33)$$

Q_n : valeur efficace de l'harmonique au rang n de courant/tension.

Q_1 : composante principale.

h : rang harmonique.

H : rang harmonique maximal, en principe illimité.

Un appareil de mesure qui n'effectue pas une analyse spectrale ne mesure pas le THD mais une valeur approchée appelée le facteur de distorsion, ou DF.

Ce facteur, inférieur à 100 %, est défini par le rapport de la valeur efficace des harmoniques à la valeur efficace du signal total.

$$DF = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{n=H} Q_n^2}}{\sqrt{Q_1 + \sum_{n=2}^{n=H} Q_n^2}} \quad (2.34)$$

Lorsque la distorsion est faible, les deux valeurs THD et DF sont équivalentes. Si DF dépasse les 15%, il est possible de corriger la mesure pour obtenir le taux de distorsion harmonique total.

$$THD = \frac{DF}{\sqrt{1 - DF^2}} \quad (2.35)$$

2.6 ANALYSE SPECTRALE DES SIGNAUX

L'étude des caractéristiques des signaux PWM par décomposition en série de Fourier est indispensable d'une part pour contrôler la composante fondamentale du signal qui est en fait sa composante utile, et d'autre part pour évaluer sa qualité par le calcul des harmoniques.

La forme générale en série de Fourier de la tension de sortie est :

$$Vo(t) = \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} Bn \cdot \sin n \cdot \omega \cdot t \quad (2.36)$$

Le coefficient Bn peut être déterminé en considérant une paire d'impulsions telle que l'impulsion positive de durée δ démarre à $\omega \cdot t = \alpha$ et l'impulsion négative de même largeur démarre à $\omega \cdot t = \pi + \alpha$.

Les effets de toutes les impulsions prises ensemble donnent la tension de sortie effective (théorème de superposition). Si l'impulsion positive de la m^{ime} paire démarre à $\omega \cdot t = \alpha_m$, et s'arrête à $\omega \cdot t = \alpha_m + \pi$, le coefficient de la série de Fourier pour une paire d'impulsions est :

$$bn = \frac{1}{\pi} \left[\int_{\alpha_m}^{\alpha_m + \delta} \cos n \cdot \omega \cdot t \, d(\omega \cdot t) - \int_{\pi + \alpha_m}^{\pi + \alpha_m + \delta} \cos n \cdot \omega \cdot t \, d(\omega \cdot t) \right] \quad (2.37)$$

$$= \frac{2Vs}{n\pi} \sin \frac{n\delta}{2} \left[\sin n \left(\alpha_m + \frac{\delta}{2} \right) - \sin n \left(\pi + \alpha_m + \frac{\delta}{2} \right) \right] \quad (2.38)$$

Le coefficient Bn , peut être obtenu en additionnant des effets de toutes les impulsions :

$$Bn = \sum_{m=1}^p \frac{2Vs}{n\pi} \sin \frac{n\delta}{2} \left[\sin n \left(\alpha_m + \frac{\delta}{2} \right) - \sin n \left(\pi + \alpha_m + \frac{\delta}{2} \right) \right] \quad (2.39)$$

L'ordre des harmoniques est le même que pour le cas précédemment étudié, mais le facteur de distorsion est considérablement réduit. [15]

2.7 LES AVANTAGES ET LES INCONVENIENTS

La modulation de largeur d'impulsion présente les avantages suivants La modulation de largeur d'impulsion présente les avantages suivants [32] :

- Une bonne neutralisation d'harmonique par rapport aux onduleurs à onde carrée ou en un seul créneau.
- Elle permet de repousser vers des fréquences élevées les harmoniques de la tension de sortie, ce qui facilite le filtrage.
- Minimiser les harmoniques de tension et d'augmenter le rendement de l'onduleur de 15% par rapport MLI classique.
- De faire varier la valeur du fondamental de tension de sortie.
- MLI permet aussi l'alimentation de plusieurs ensembles onduleurs, moteurs asynchrones à partir d'une même source continue.
- L'implantation de la MLI vectorielle en temps réel est plus facile.

2.8 CONCLUSION

Le choix d'une technique dépend du type de machine à commander, de la gamme de puissance, des semi-conducteurs utilisés pour l'onduleur et de la simplicité d'implantation de l'algorithme. Ce sont finalement des critères de coût et de performance qui vont déterminer ce choix. Les critères de performances permettent d'évaluer et de comparer les qualités des différentes techniques de MLI. Dans ce deuxième chapitre on a présenté les différentes techniques de la commande d'un convertisseur de fréquence ; ce dernier permettra de doter le moteur asynchrone avec une réponse rapide et des performances élevées. La MLI vectorielle permet d'imposer à la machine des ondes de tensions, à amplitudes et fréquences variables. Les résultats de simulation obtenus sera présenté dans le troisième chapitre.

Chapitre 3

Simulation et Interprétations des Résultats

3.1 INTRODUCTION

Les onduleurs de tension peuvent être pilotés suivant plusieurs stratégies. A fréquence élevée, ils sont pilotés en modulation de largeur d’impulsion. Cette stratégie permet de régler à la fois l’amplitude et la fréquence en gardant la source continue constante (pont à diode).

Afin de produire une tension de sortie proche de la sinusoïde, différentes stratégies de commande ont été proposées par différents auteurs dans le chapitre précédent. Les plus utilisées sont les suivantes :

- Modulation MLI d’une seule impulsion (simple)
- Modulation MLI de multiples impulsions (UPWM)
- Modulation MLI Sinusoïdale (SPWM)
- Modulation MLI Sinusoïdale Modifiée (MSPWM)
- Modulation MLI vectorielle (SVPWM)

MATLAB/Simulink est un logiciel destiné principalement au calcul scientifique, à la modélisation et à la simulation. Le noyau de calcul est associé à l’environnement SIMULINK, permettant une modélisation basée sur des schémas-blocs.

Des bibliothèques spécialisées sont disponibles (les “Toolboxes”) pour la plupart des domaines scientifiques nécessitant des moyens de calcul importants : automatique, traitement de signal, mathématiques appliquées, télécommunications, etc.

3.2 RÉSULTATS DE SIMULATION

Les signaux générés par le bloc MLI(modèle programmé sous MATLAB-Simulink) sont utilisés pour commander un onduleur de tension alimentant un moteur asynchrone à cage d'écureuil comme l'indique la figure (3.1).

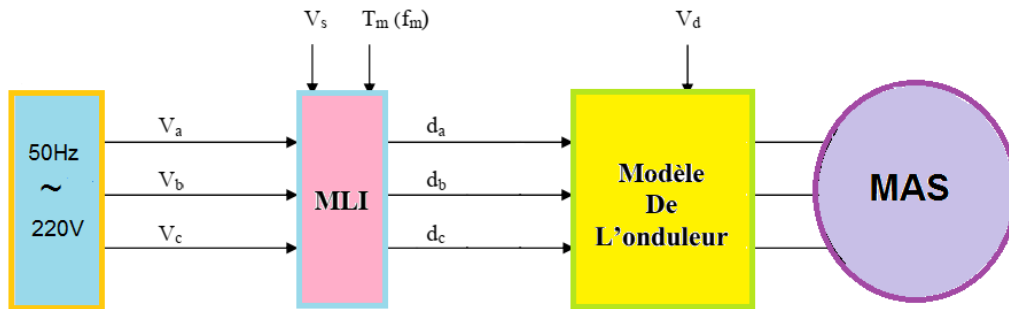


FIGURE 3.1 – Schéma fonctionnel

V_d :Tension d'alimentation continue.

$V_{[abc]}$: Tensions de référence.

V_s et T_m :Tension d'alimentation continue et la période de modulation respectivement.

d_a, d_b et d_c : Rapports cycliques des trois branches K_a , K_b et K_c de l'onduleur de tension triphasé.

3.2.1 PRINCIPE DE BASE

La modulation de largeur d'impulsion est réalisée par comparaison d'une onde modulante basse fréquence (tension de référence) à une onde porteuse haute fréquence de forme carrée et triangulaire Figure (3.2).

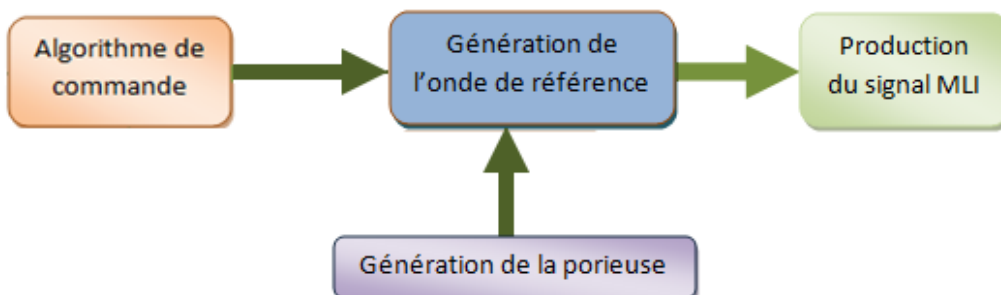


FIGURE 3.2 – Principe de la commande

Les instants de commutation sont déterminés par les points d'intersection entre la porteuse et la modulante, la fréquence de commutation des interrupteurs est fixée par la porteuse.

Comme la sortie de l'onduleur de tension n'est pas purement sinusoïdale, l'intensité de courant ne l'est pas aussi, donc elle comporte des harmoniques, seuls responsables des parasites (pulsation de couple électromagnétique) ce qui engendre des pertes supplémentaires.

Après l'analyse théorique nous abordons maintenant la simulation en utilisant un logiciel bien approprié, à savoir le Matlab-Simulink version 13. Les organigrammes de calcul correspondant aux différentes techniques de commandes sont représentés dans l'annexe C pour $f = 50Hz$, $m = 30$ et $r = 0,86$, alimenté un moteur asynchrone à vide. Les paramètres de la machine asynchrone en Annexe (A) et on choisi dans l'étude FFT deux cycles après $t = 0.02s$.

3.2.1.1 Modulation MLI d'une seule impulsion (simple)

Les résultats de simulation sont représentés par les figures (3.3)(3.4)(3.5)(3.6).et qui expriment les tensions de références et la porteuse, les tensions des phases (simples), les tensions composées ainsi que le spectre d'harmonique de la tension simple Va.

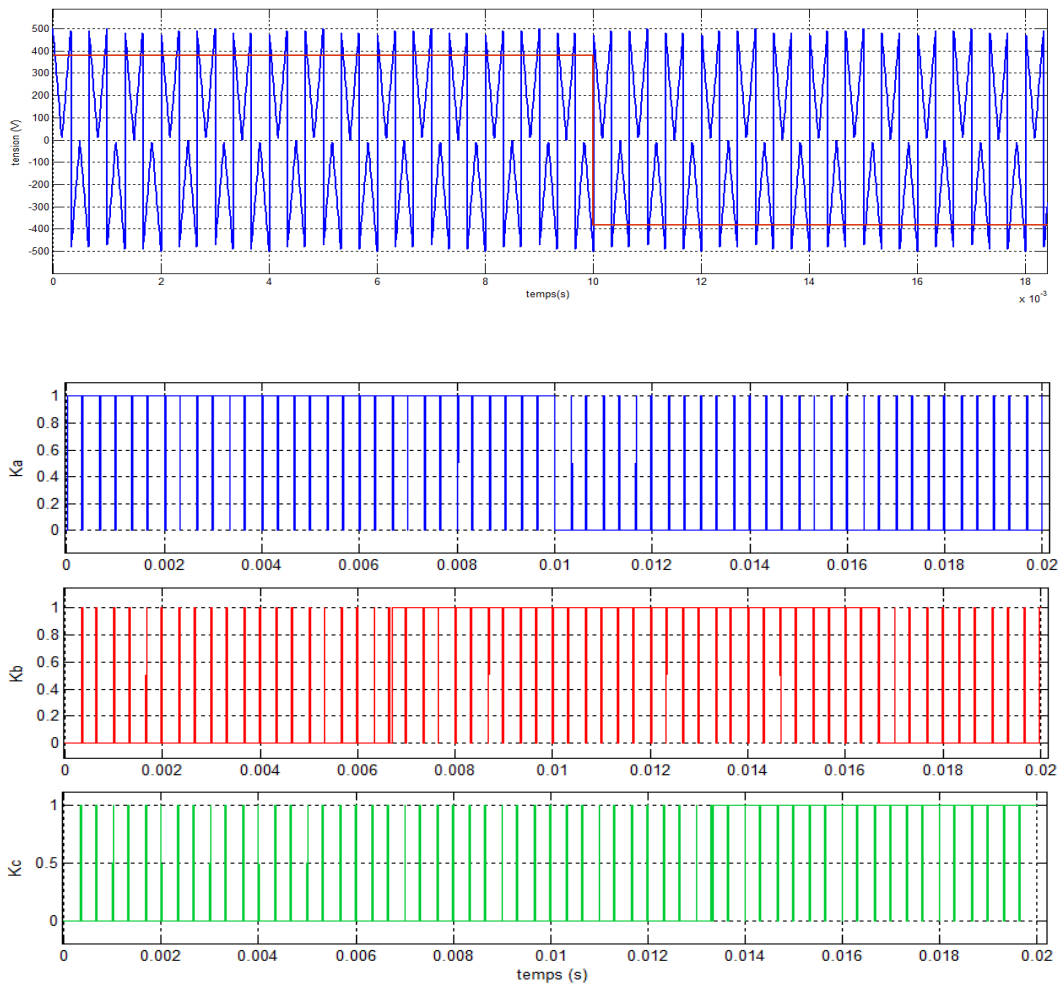


FIGURE 3.3 – Résultats de simulation d'impulsion et la source de MLI simple

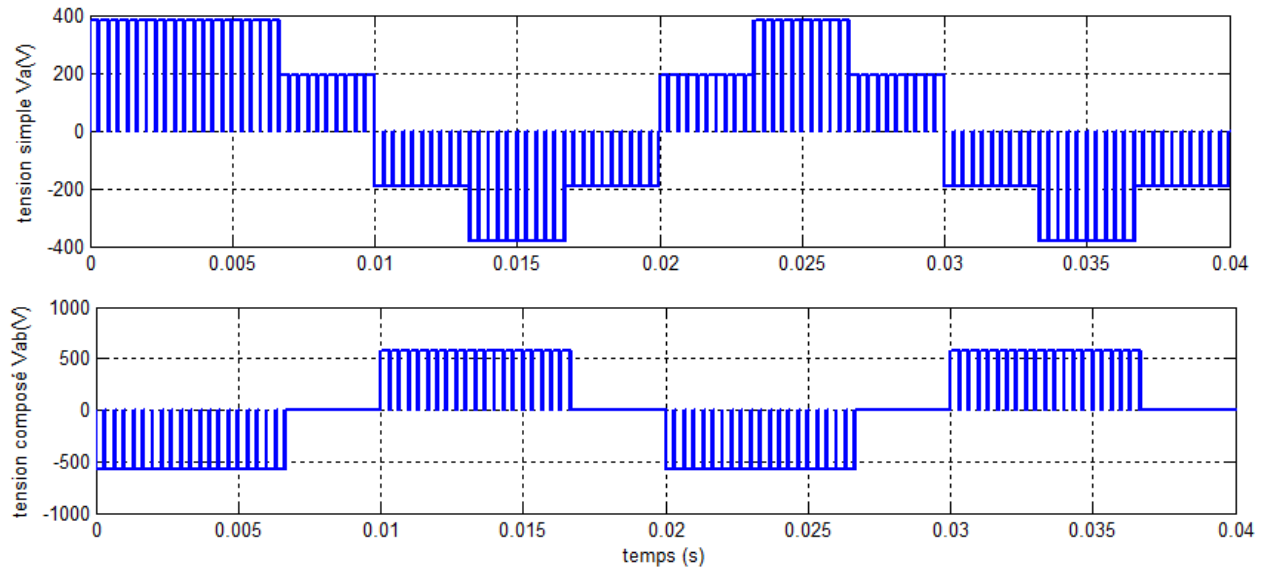
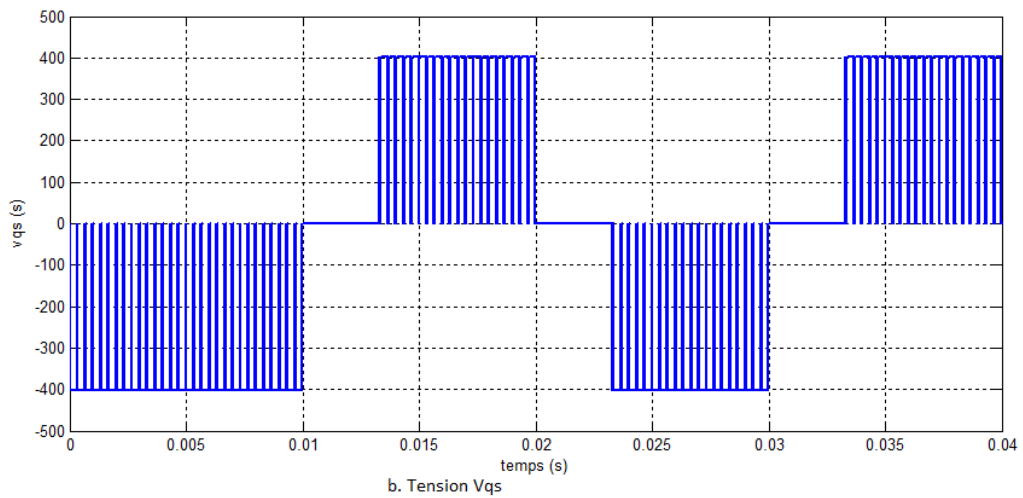
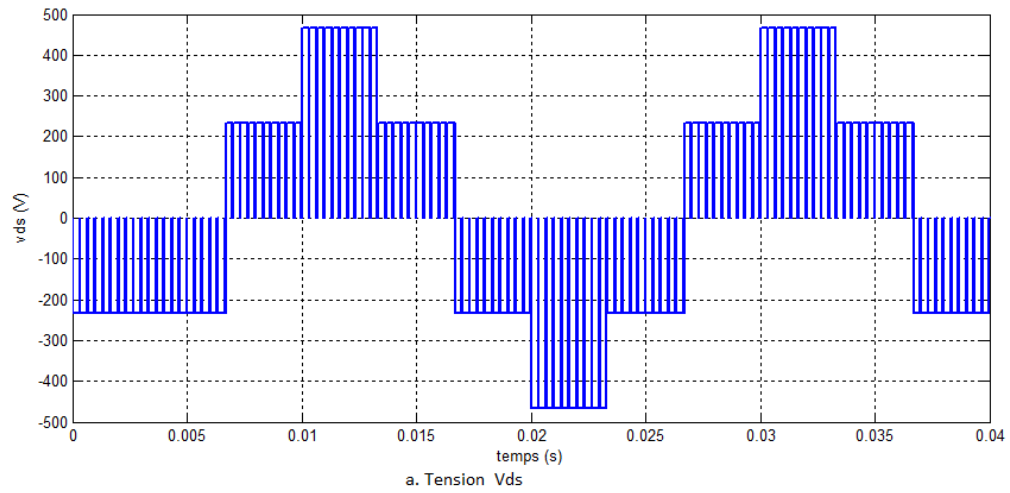
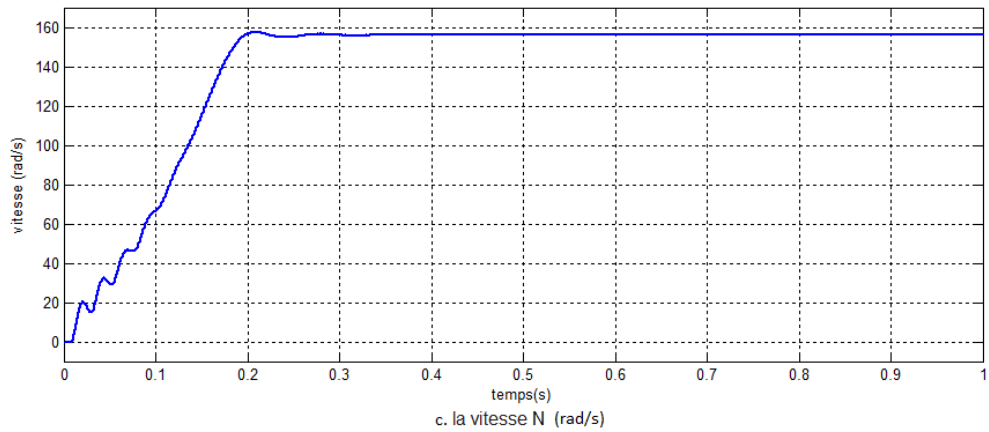
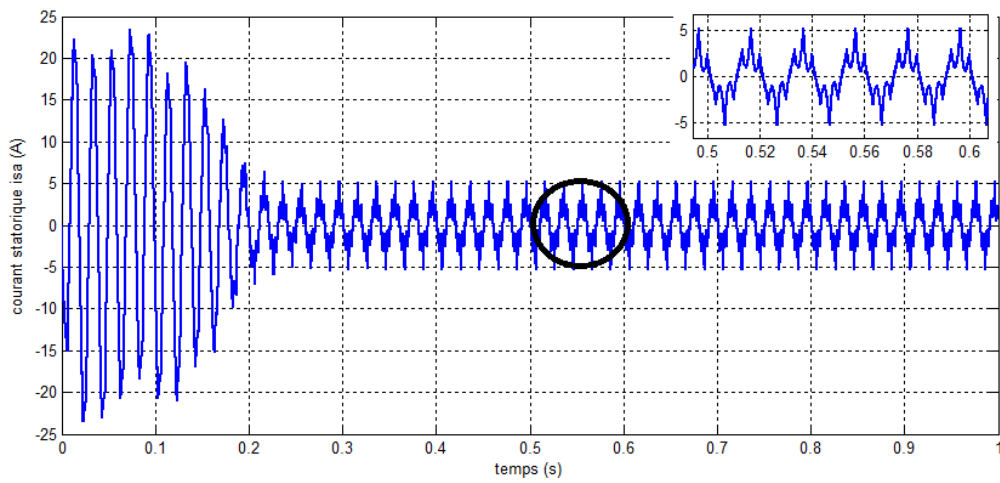


FIGURE 3.4 – Résultats de simulation de tension sortie d'onduleur de MLI simple

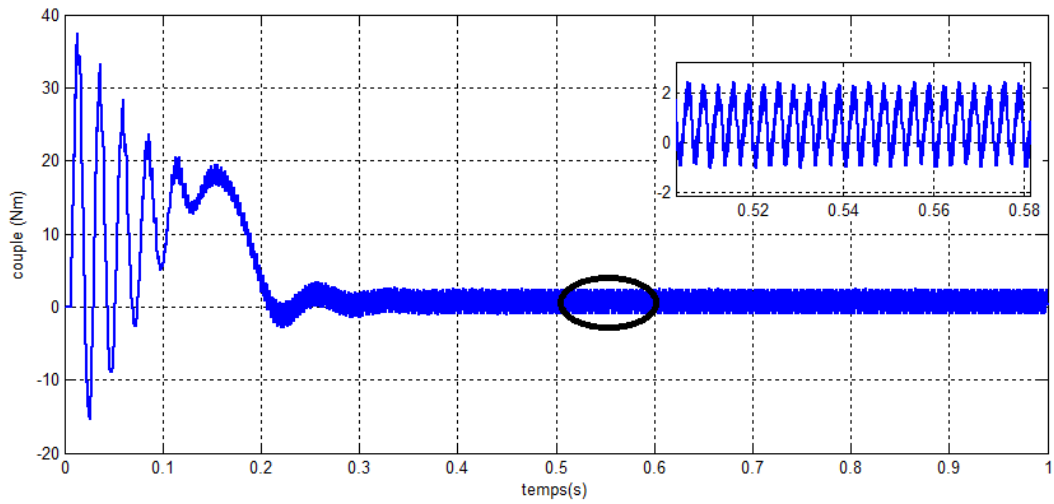




c. la vitesse N (rad/s)

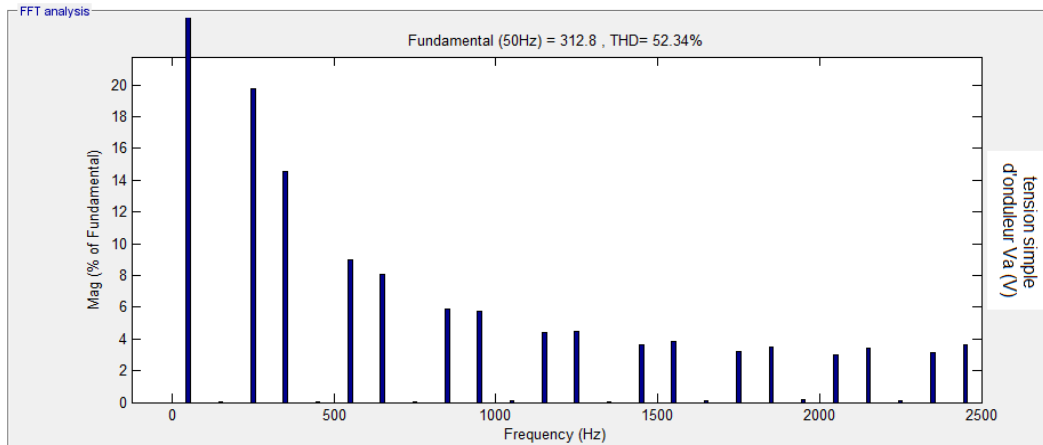


d. Courant statorique i_{sa}

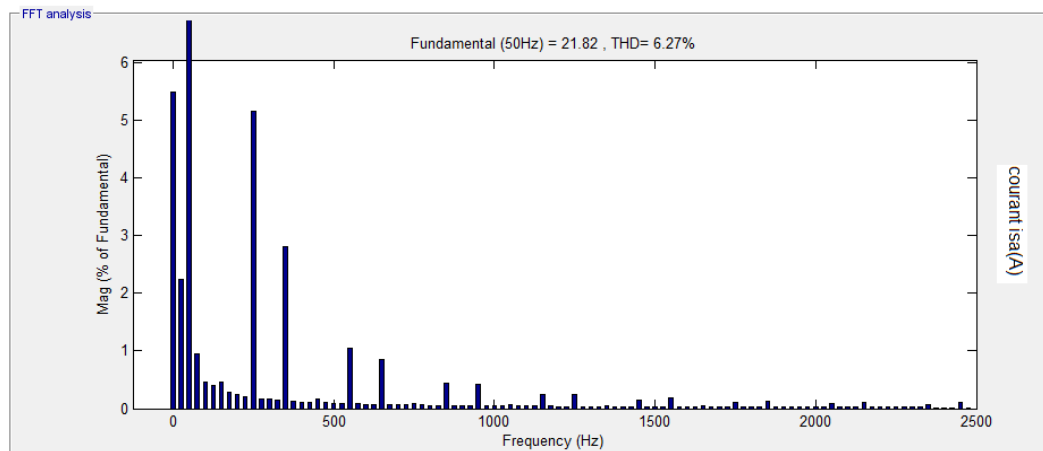


e. Couple électromagnétique C_e

FIGURE 3.5 – Résultats de simulation de la MAS alimentée par MLI simple



a . Spectre d'harmonique tension simple d'nduleur Va

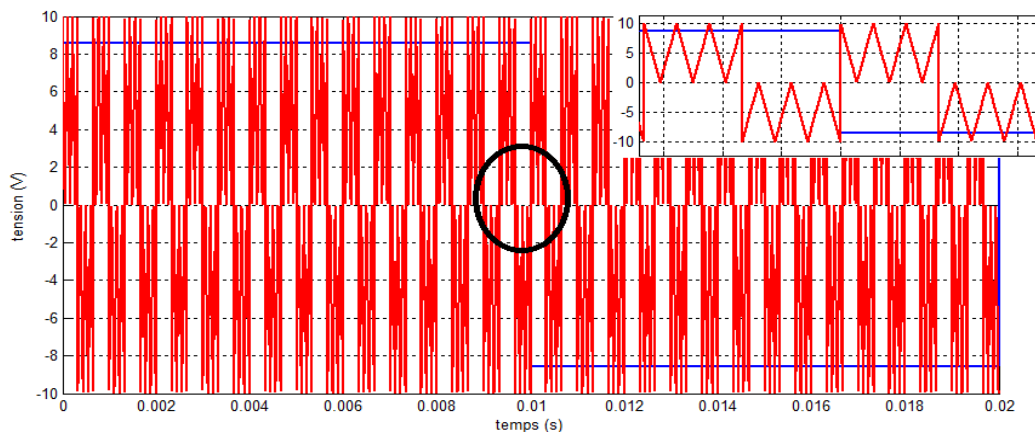


c. Spectre d'harmonique courant isa

FIGURE 3.6 – Analyses FFT des résultats de simulation de la MAS alimentée par MLI simple

3.2.1.2 MLI Multiple (UPWM)

Les résultats de simulation sont représentés par les figures(3.7) (3.8)(3.9)(3.10). et qui expriment les tensions de références et la porteuse, les tensions des phases (simples), les tensions composées ainsi que le spectre d'harmonique de la tension simple Va.



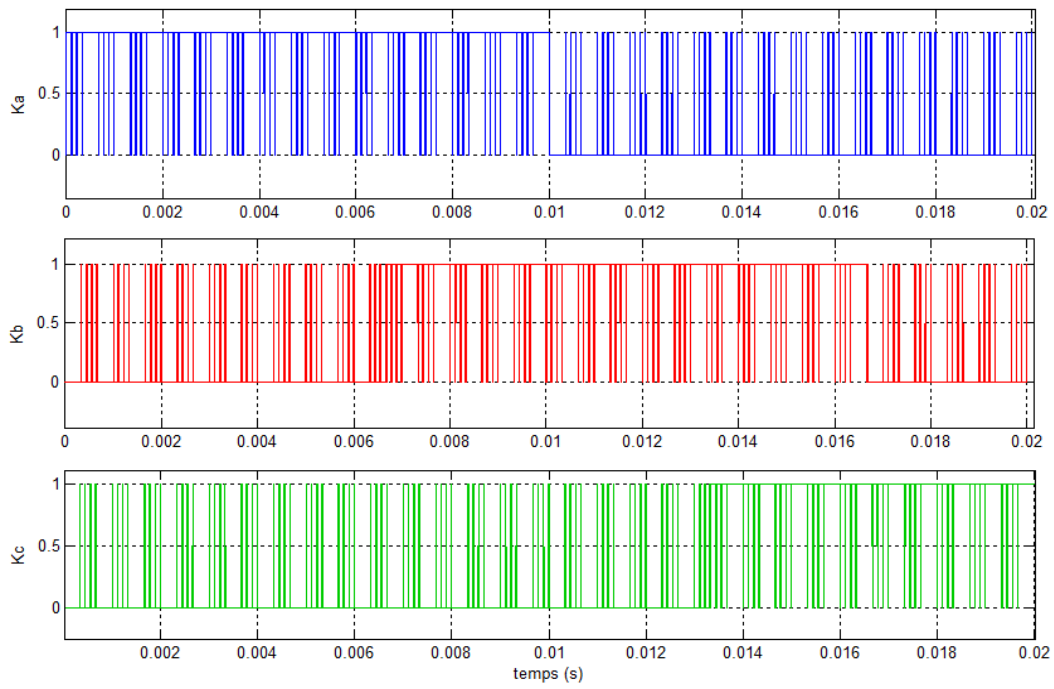


FIGURE 3.7 – Résultats de simulation d’impulsion et la source de MLI Multiple

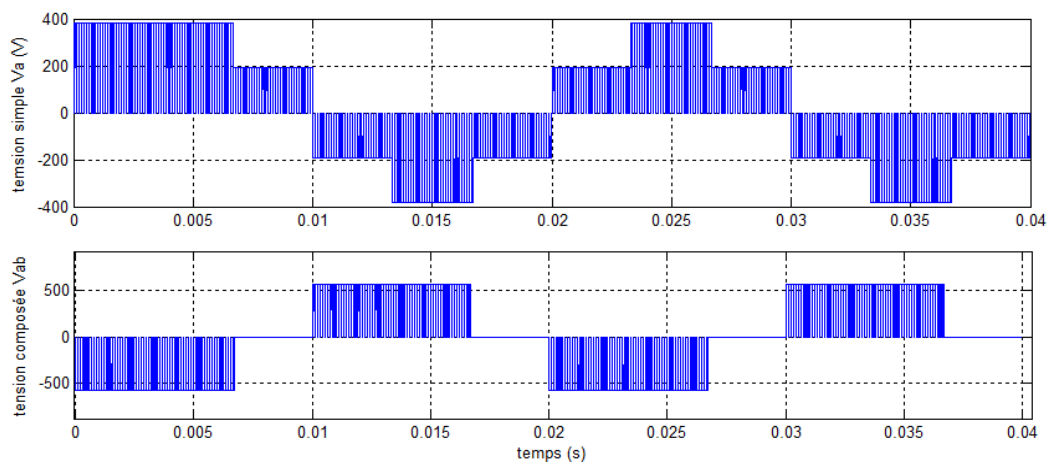
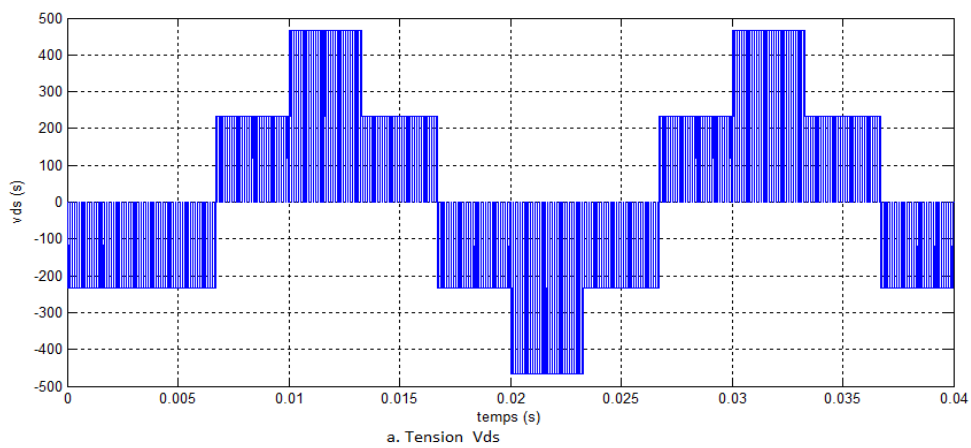


FIGURE 3.8 – Résultats de simulation de tension sortie d’onduleur de MLI Multiple



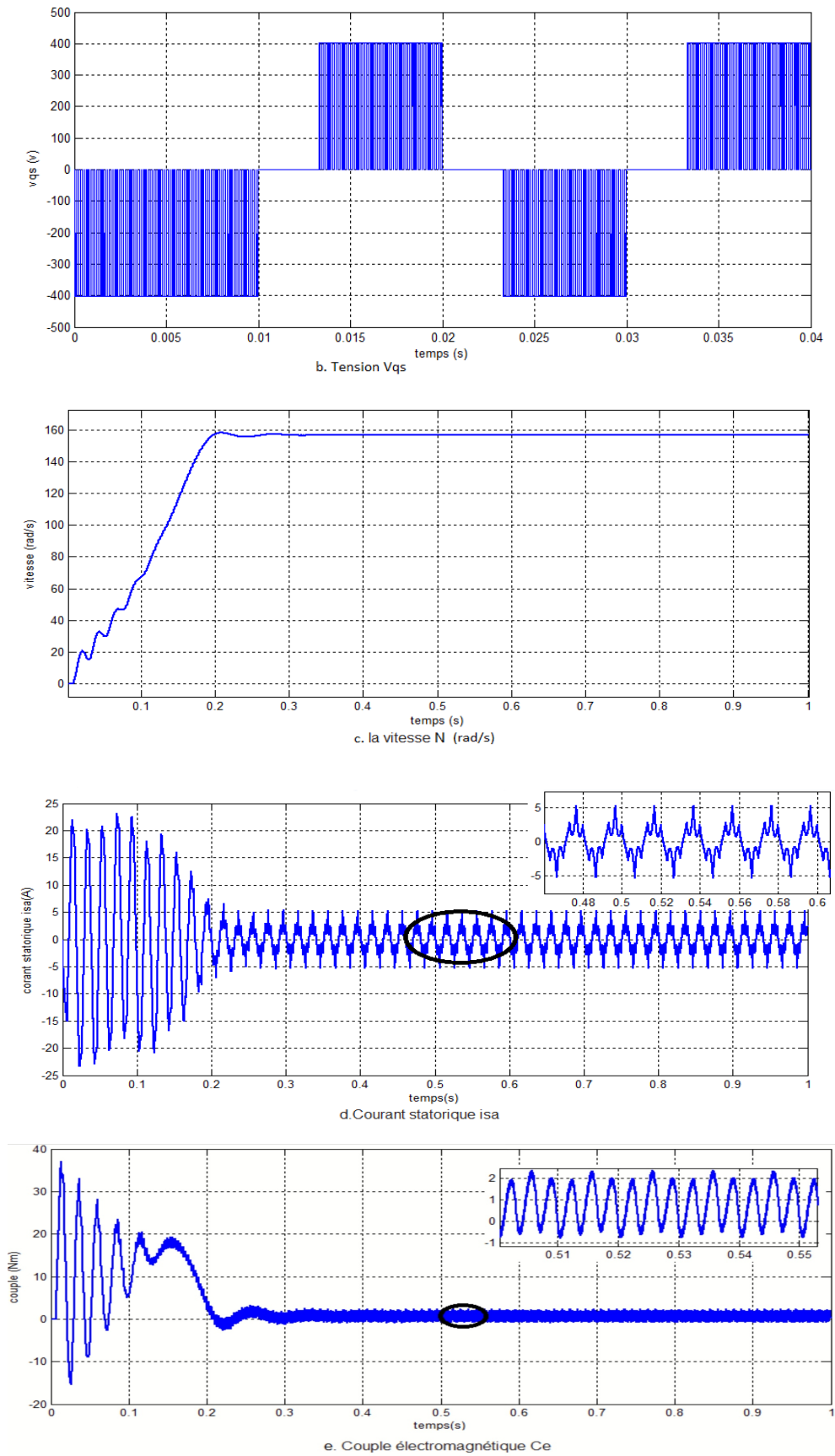


FIGURE 3.9 – Résultats de simulation de la MAS alimentée par MLI multiple

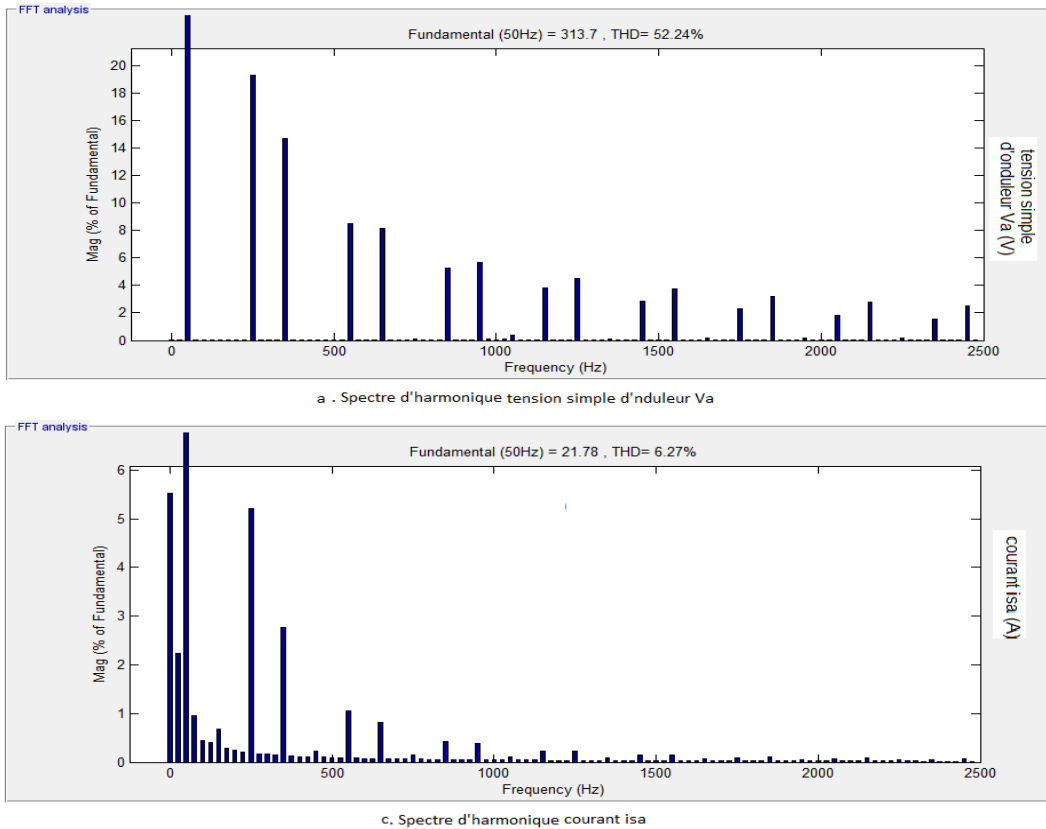


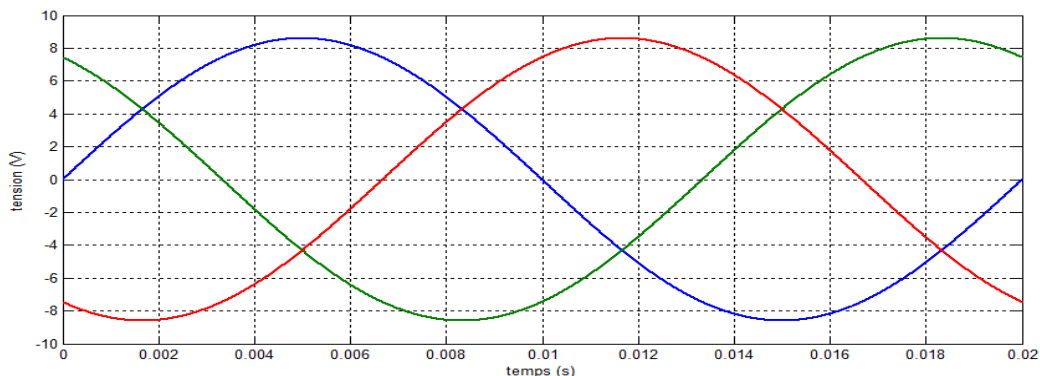
FIGURE 3.10 – Analyses FFT des résultats de simulation de la MAS alimentée par MLI multiple

3.2.2 MLI Sinusoïdale (SPWM)

La figure (3.11) montre le principe de la méthode SPWM ainsi que des différentes grandeurs appliquées à l'onduleur.

La figure (3.11(a)), représente les signaux de références issues de la commande et le signal de la porteuse, chaque intersection génère les signaux de commande qui seront appliqués aux interrupteurs statiques.

Les figures (3.11 (b)), et (3.11(c)), montrent respectivement les tensions entre phases et ceux qui seront aux bornes de la machine.



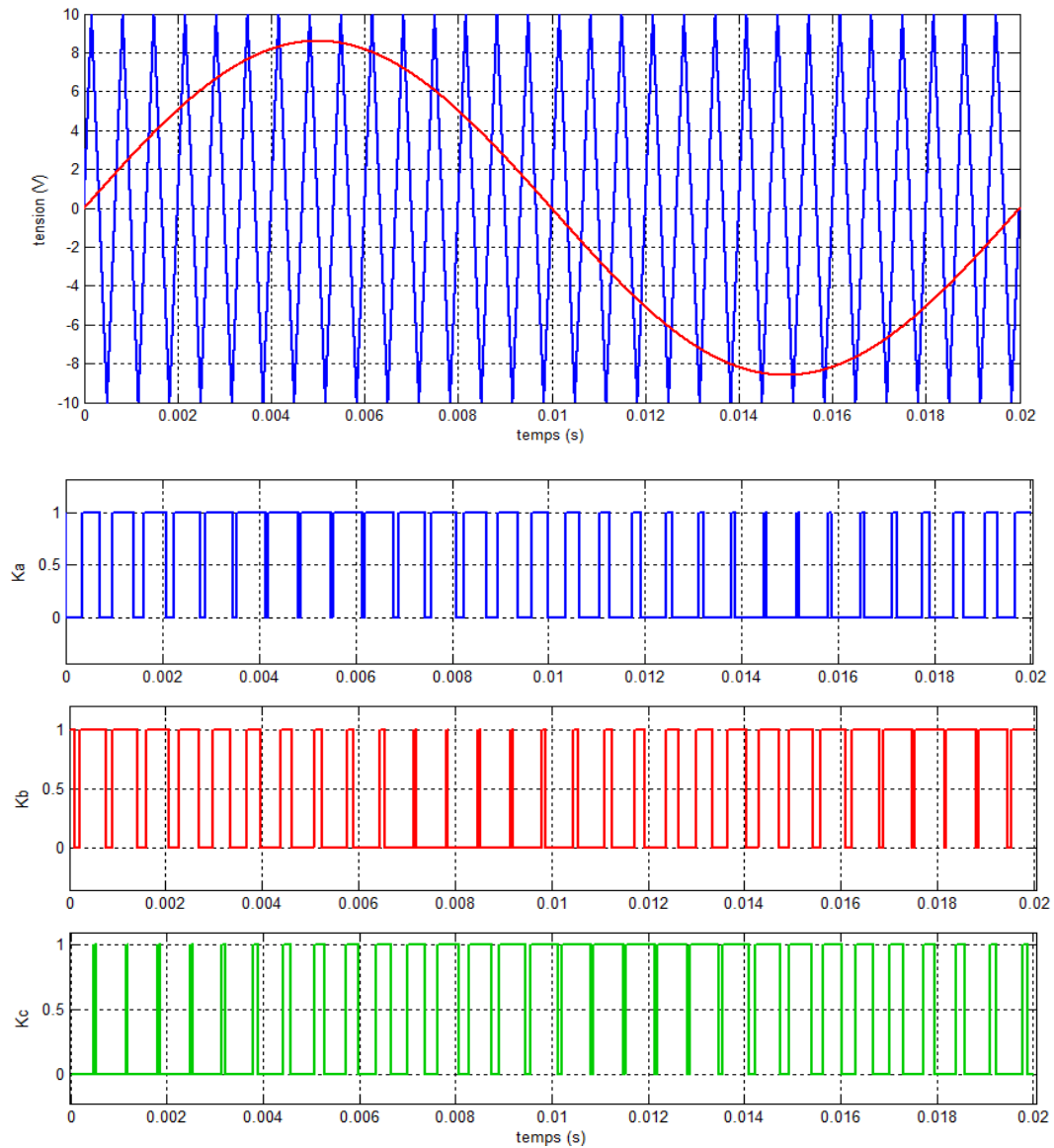


FIGURE 3.11 – Résultats de simulation d’impulsion et la source de MLI Sinusoïdale

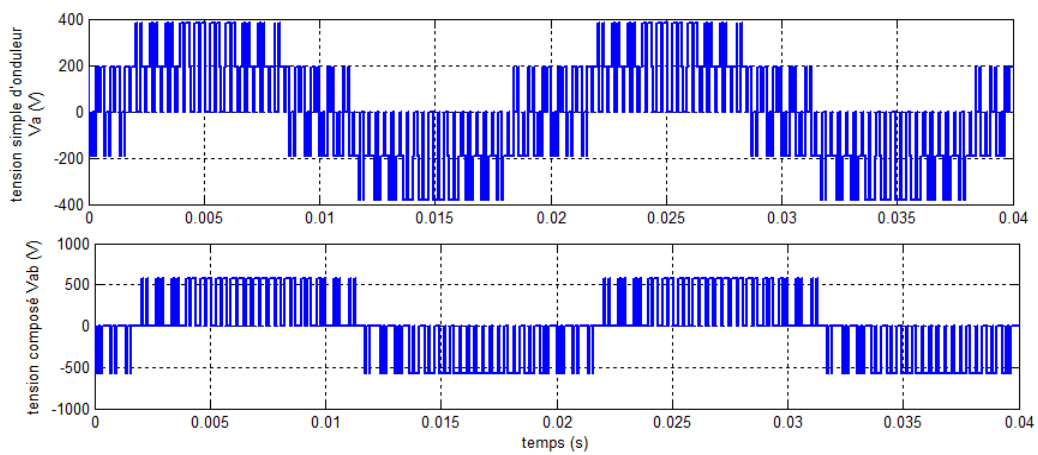
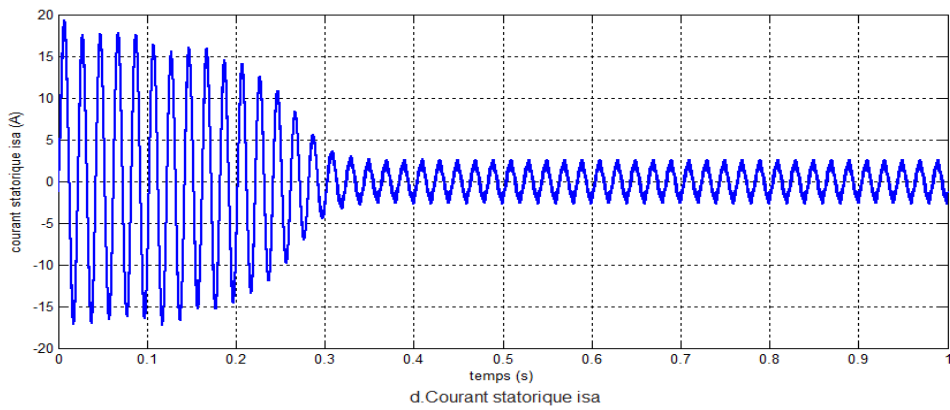
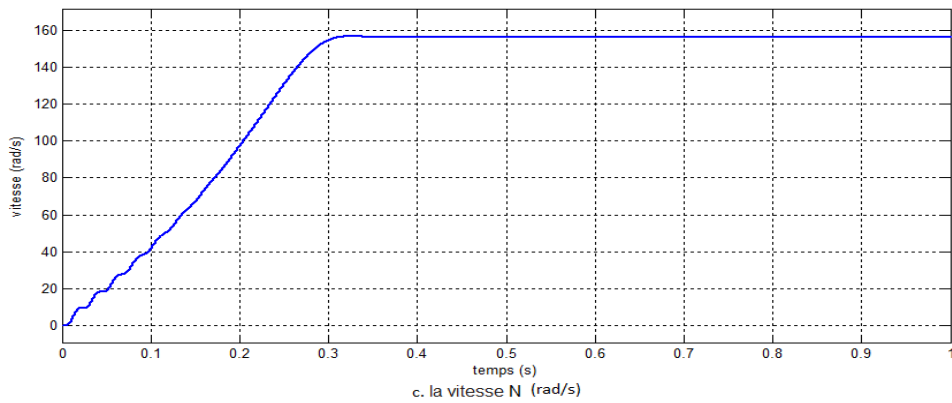
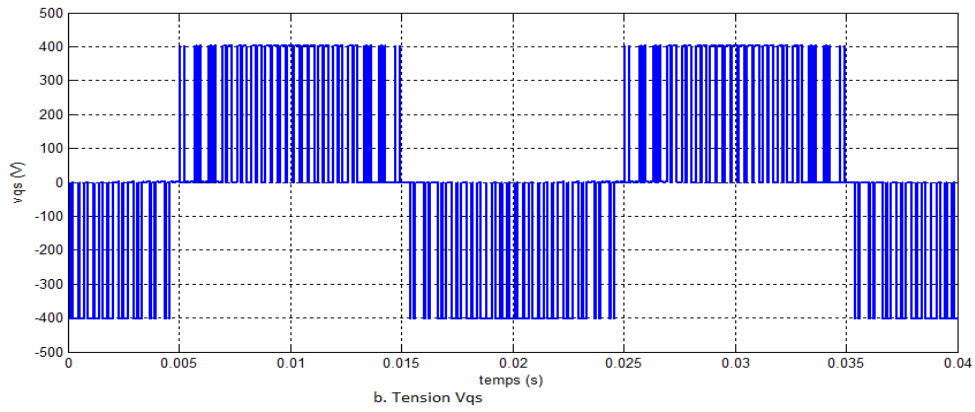
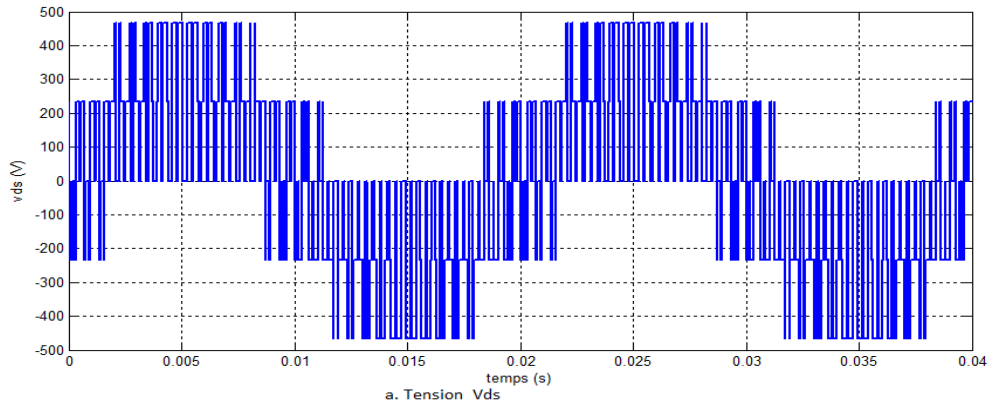
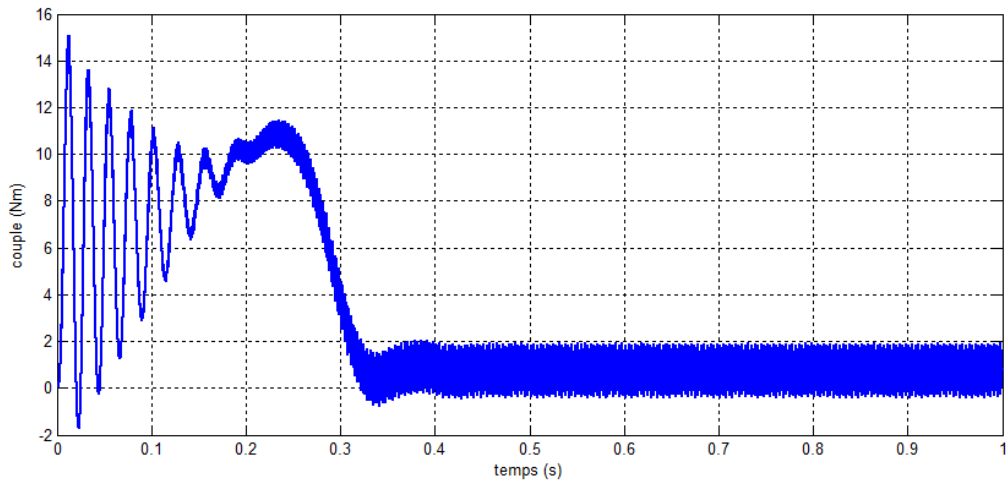


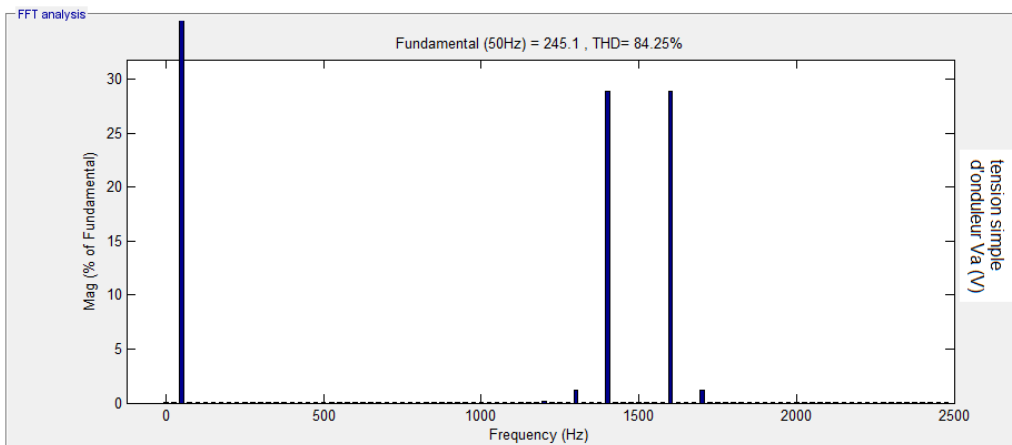
FIGURE 3.12 – Résultats de simulation de tension sortie d’onduleur de MLI Multiple



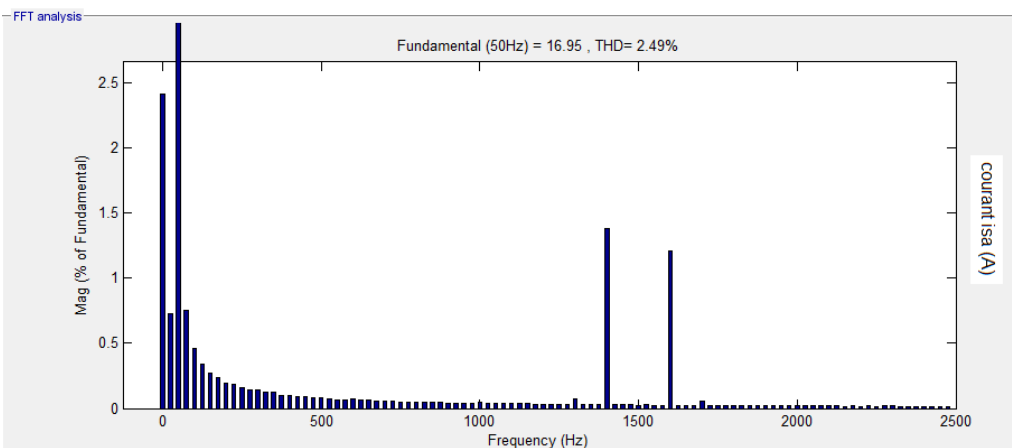


e. Couple électromagnétique Ce

FIGURE 3.13 – Résultats de simulation de la MAS alimentée par MLI Sinusoïdale



a . Spectre d'harmonique tension simple d'nduleur Va



c. Spectre d'harmonique courant isa

FIGURE 3.14 – Analyses FFT des résultats de simulation de la MAS alimentée par MLI Sinusoïdale

3.2.3 MLI Sinusoïdale Modifiée (MSPWM)

Les résultats de simulation sont représentés par les figures (3.15)(3.16)(3.17)(3.18).et qui expriment les tensions de références et la porteuse, les tensions des phases (simples), les tensions composées ainsi que le spectre d'harmonique de la tension simple V_a .

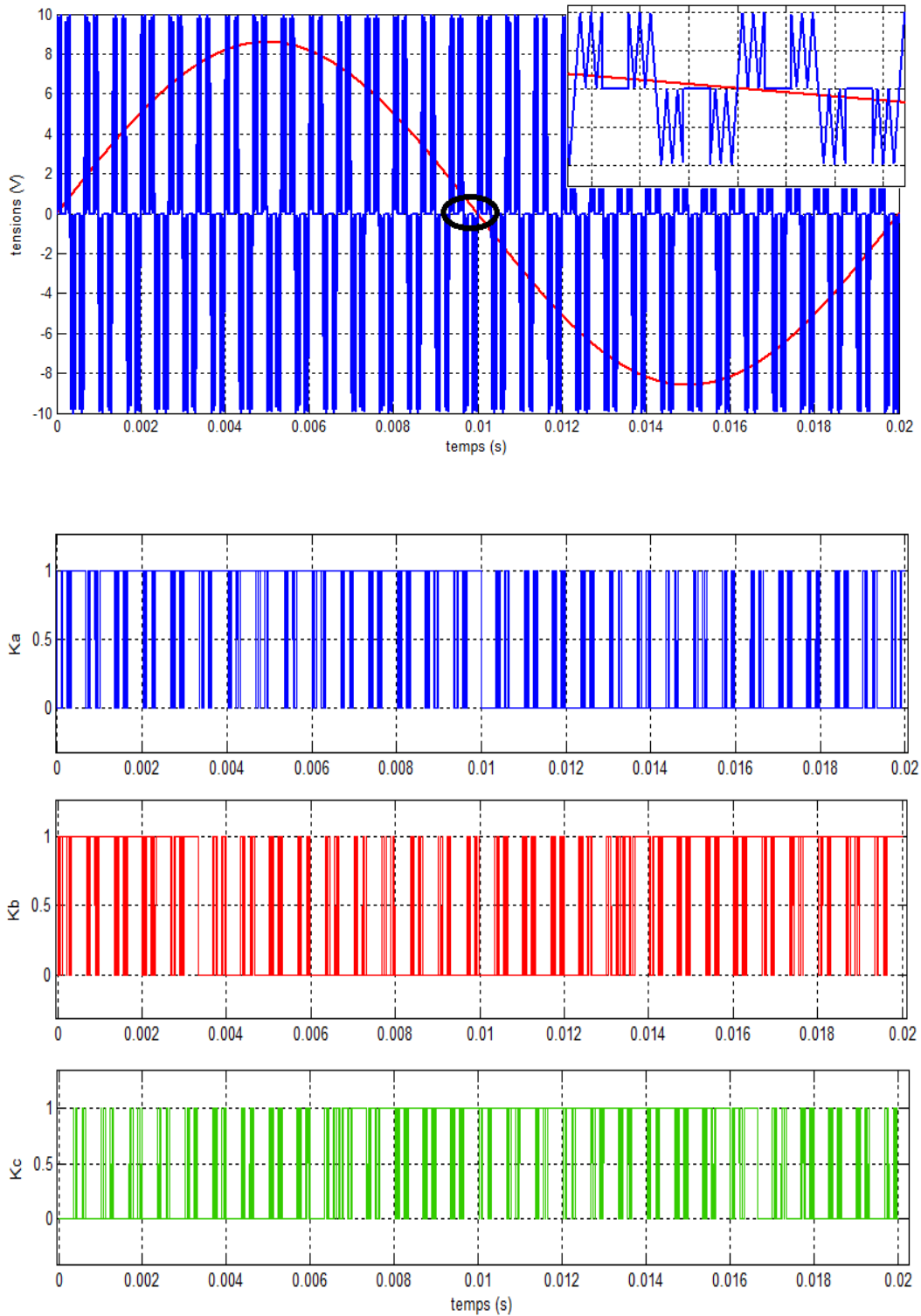


FIGURE 3.15 – Résultats de simulation d'impulsion et la source de MLI Sinusoïdale Modifiée

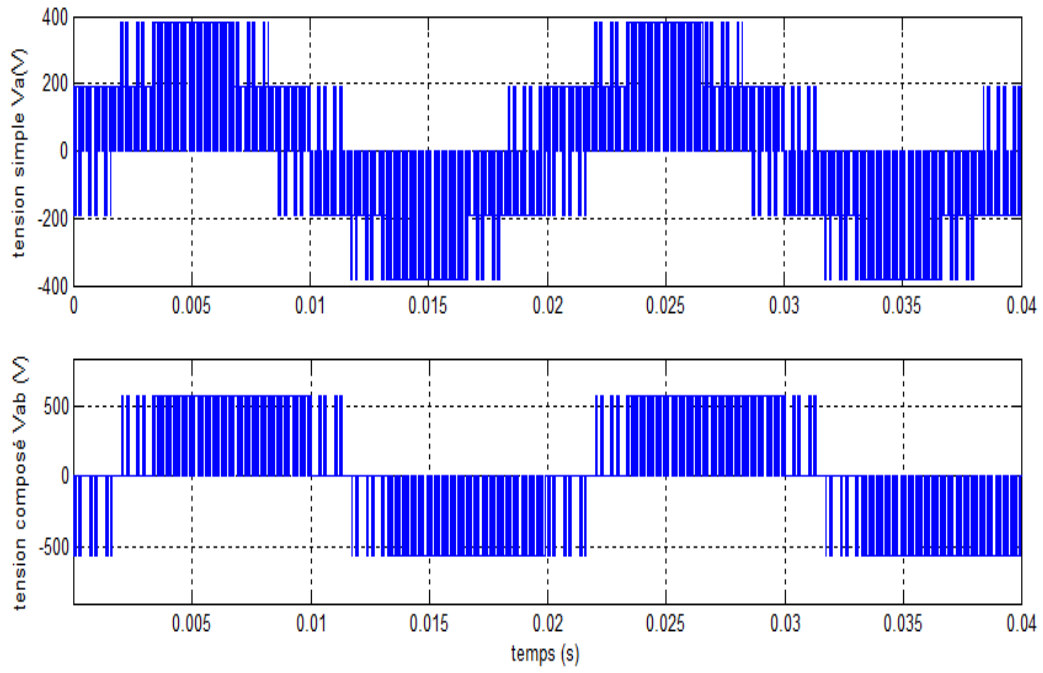
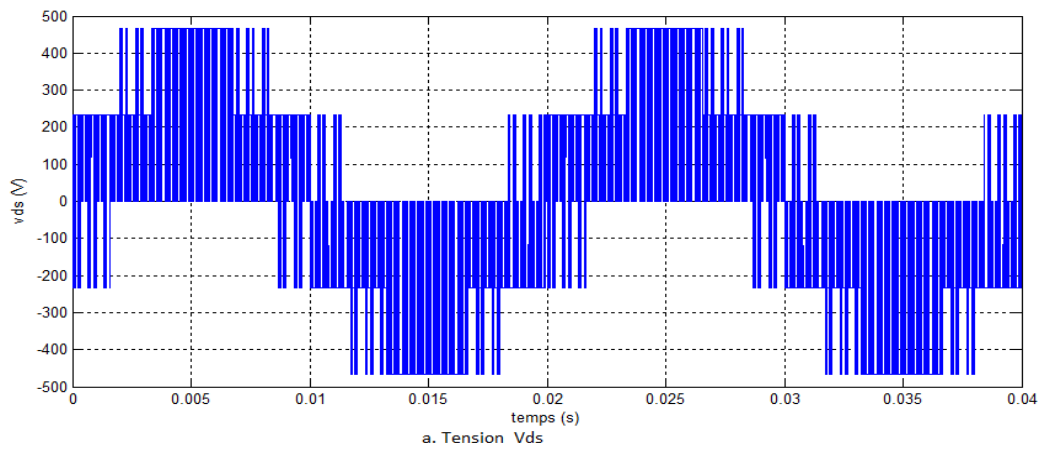
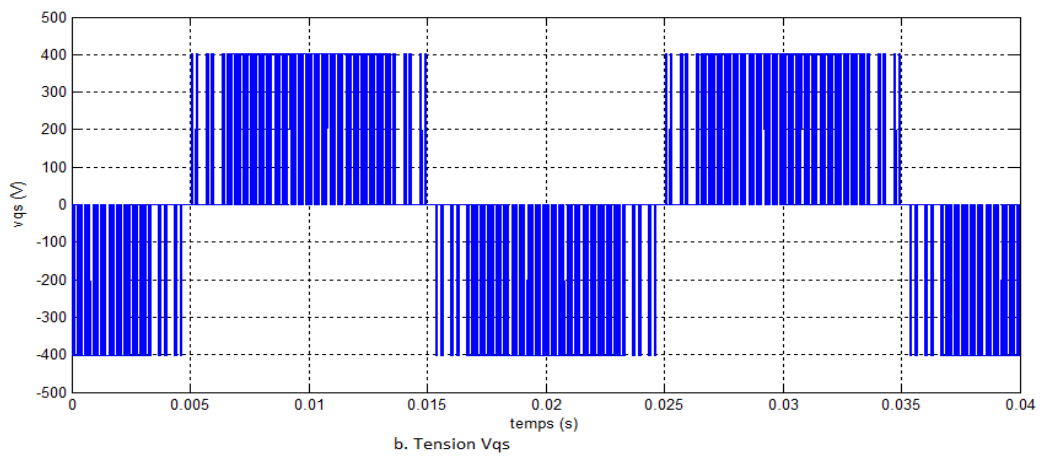


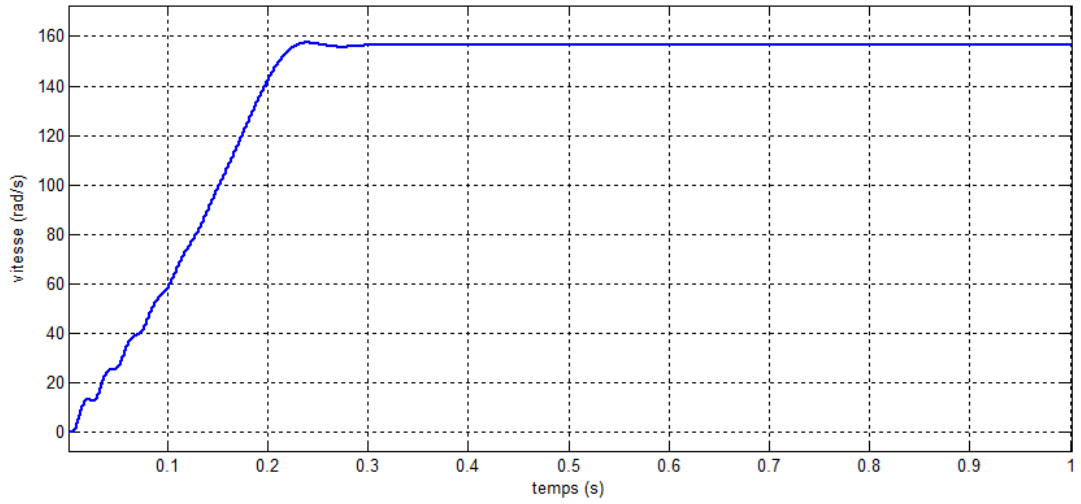
FIGURE 3.16 – Résultats de simulation de tension sortie d'onduleur de MLI Sinusoïdale Modifiée



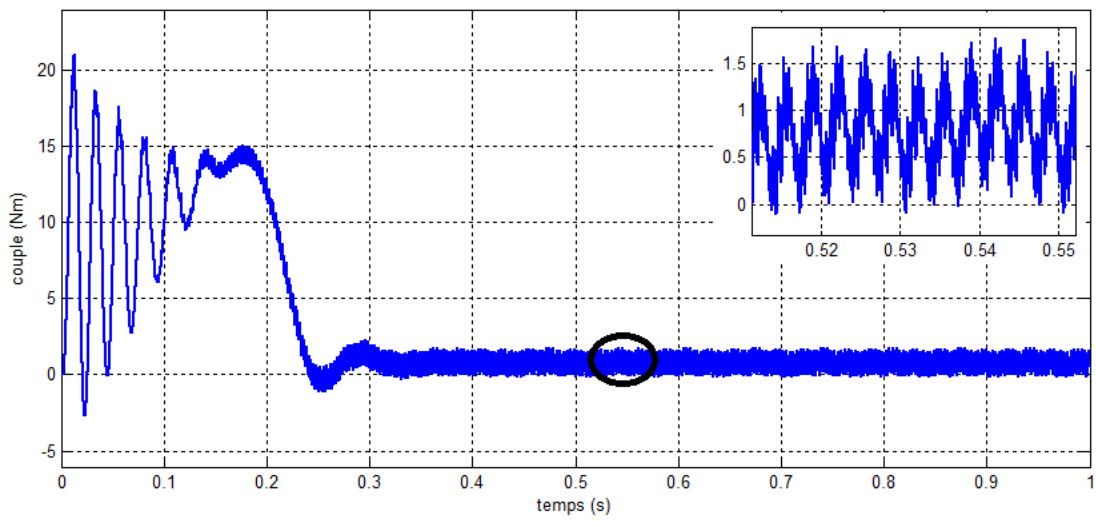
a. Tension Vds



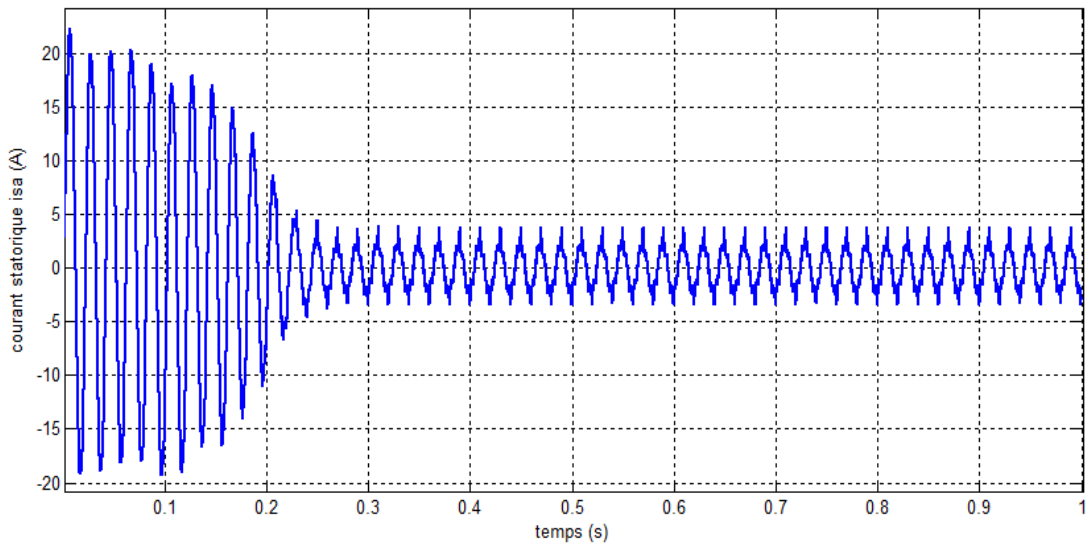
b. Tension Vqs



c. la vitesse N (rad/s)

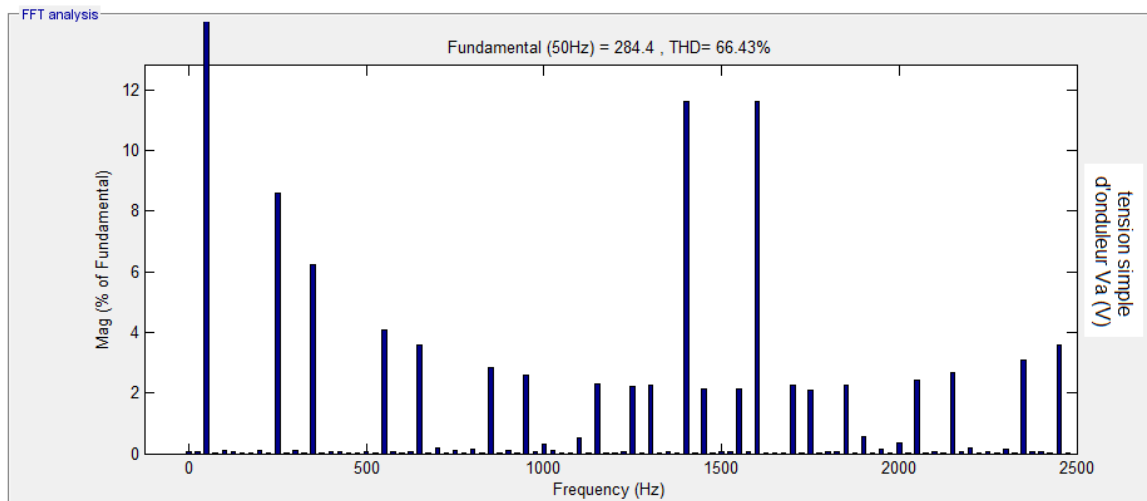


d. Couple électromagnétique C_e

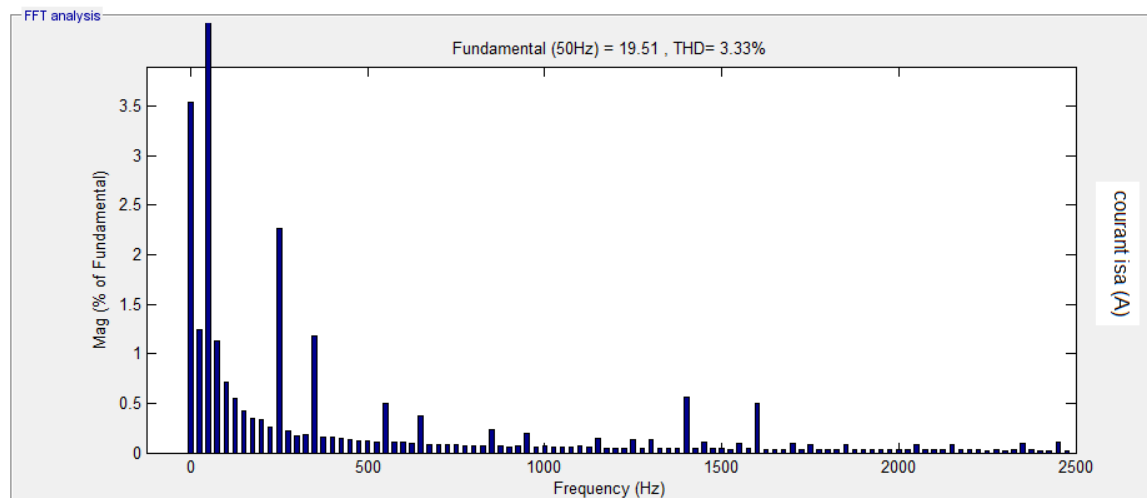


e. Courant statorique i_{sa}

FIGURE 3.17 – Résultats de simulation de la MAS alimentée par MLI Sinusoïdale Modifiée



a . Spectre d'harmonique tension simple d'ndueur Va

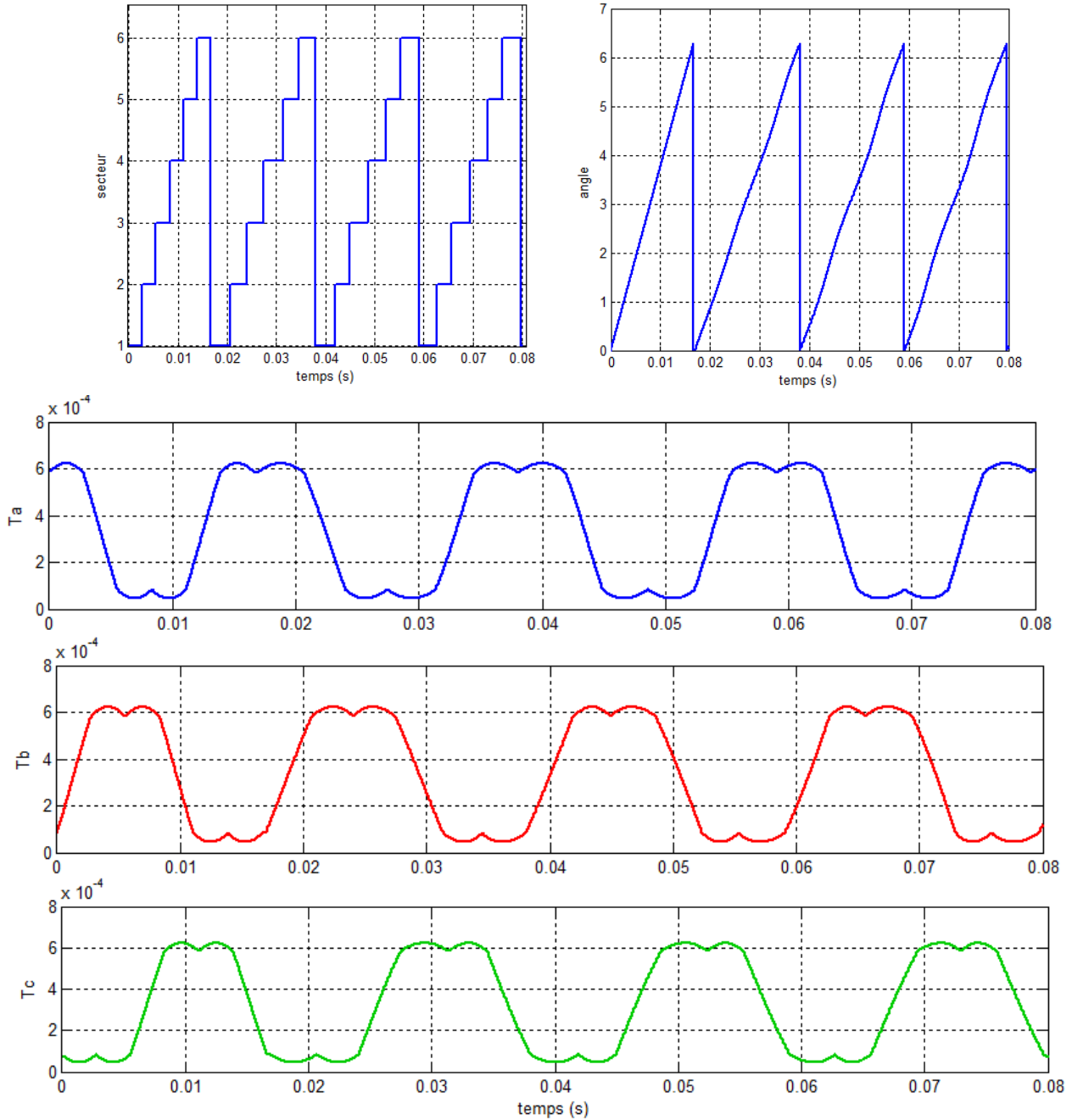


c. Spectre d'harmonique courant isa

FIGURE 3.18 – Analyses FFT des résultats de simulation de la MAS alimentée par MLI Sinusoïdale Modifiée

3.2.4 MLI vectorielle

Les résultats de simulation sont représentés par les figures (3.19)(3.20)(3.21)(3.22). Et qui expriment les secteurs avec les rapports cycliques, les tensions des phases (simples), les tensions composées ainsi que le spectre d'harmonique.



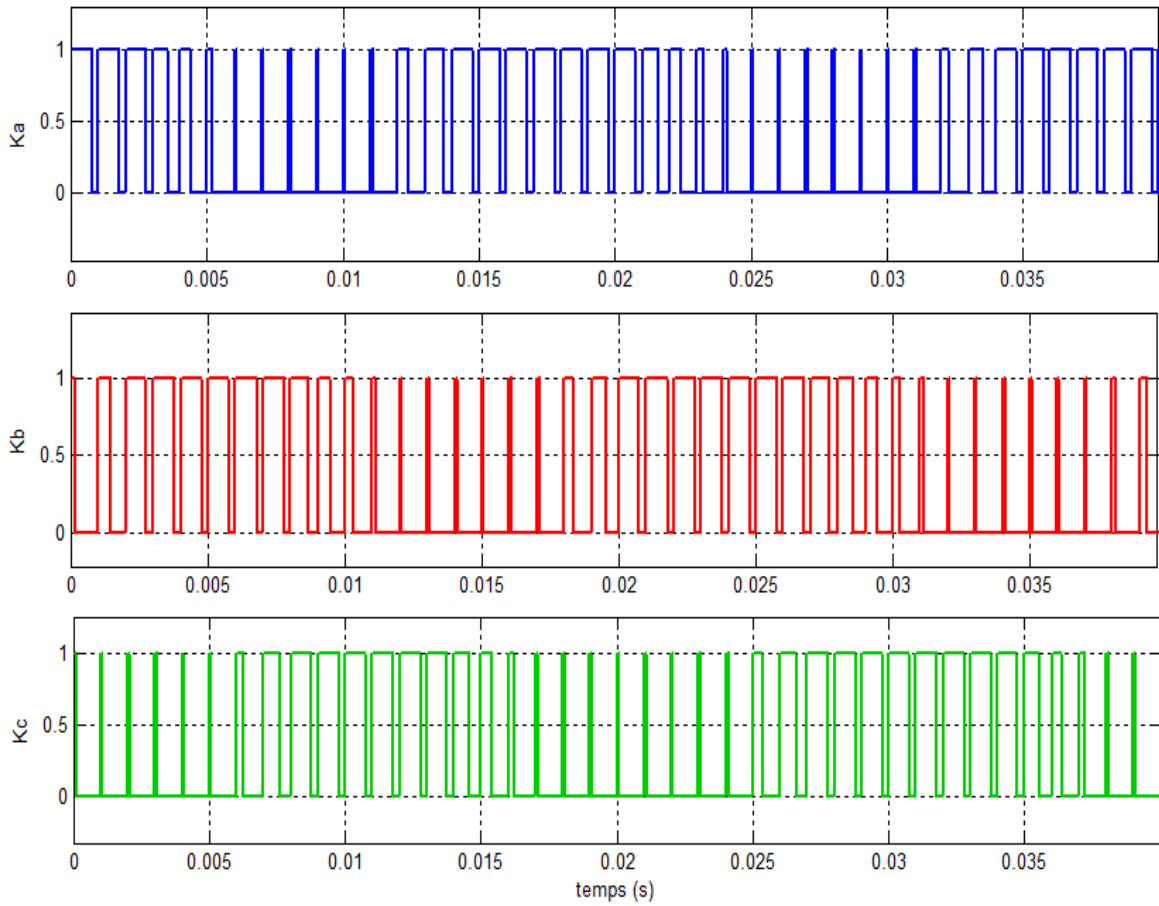


FIGURE 3.19 – Résultats de simulation d'impulsion et la source de MLI vectorielle

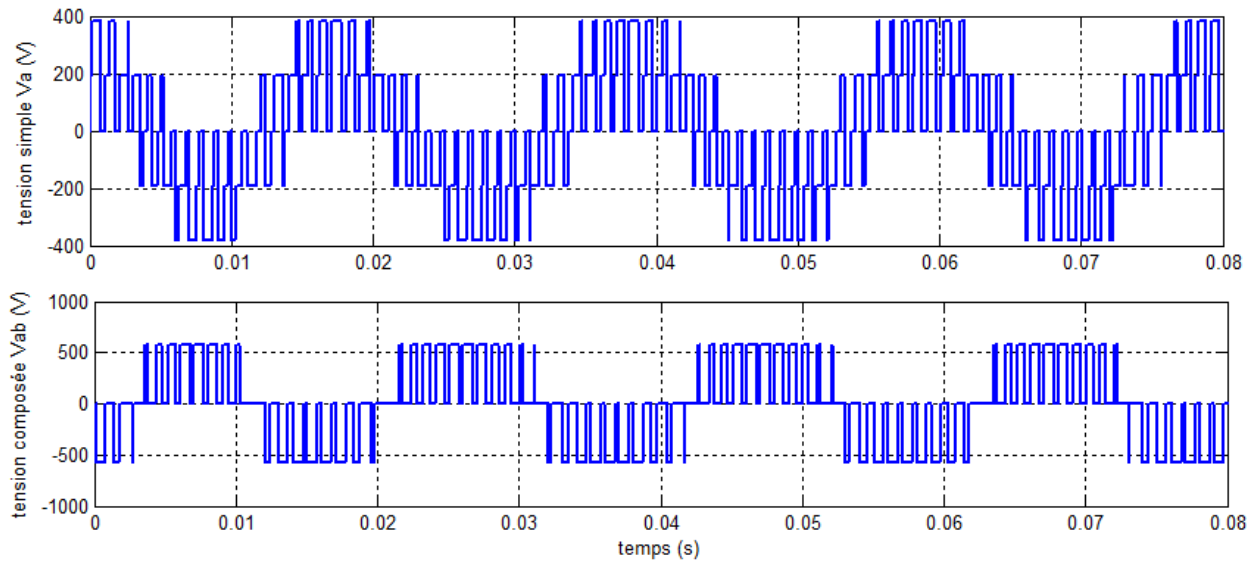
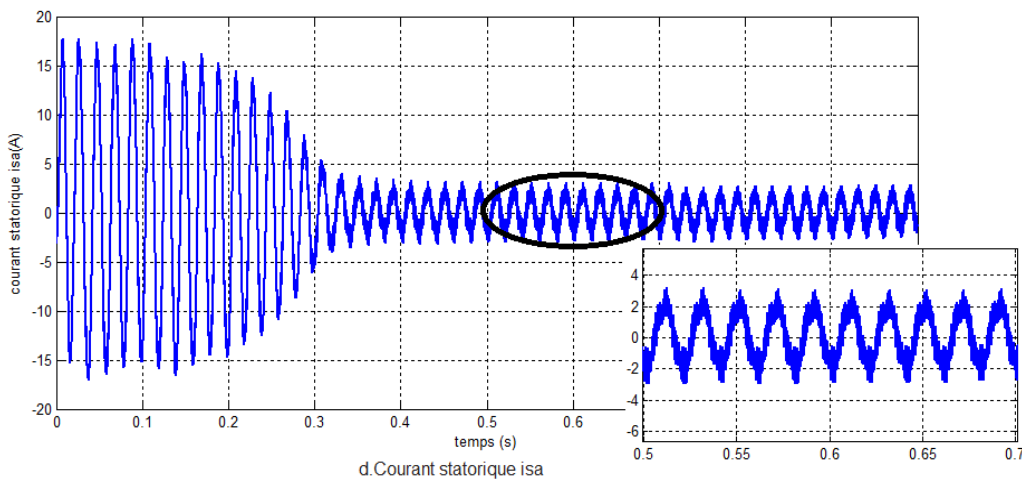
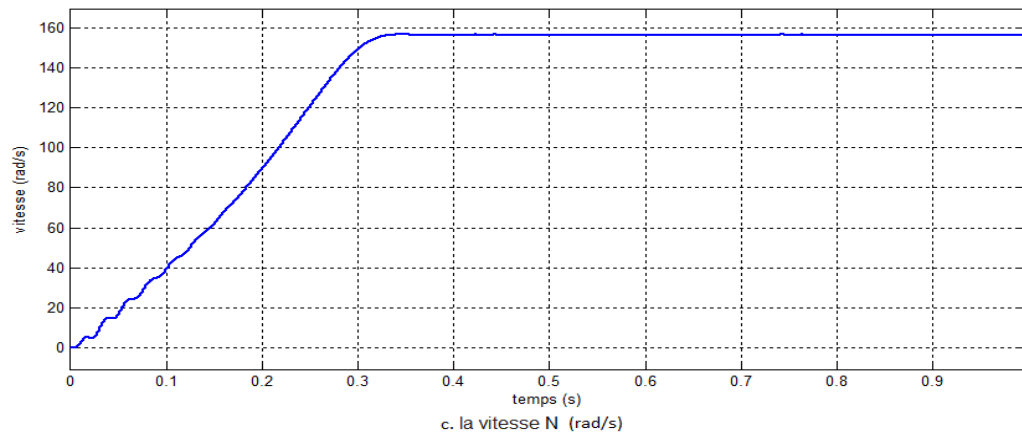
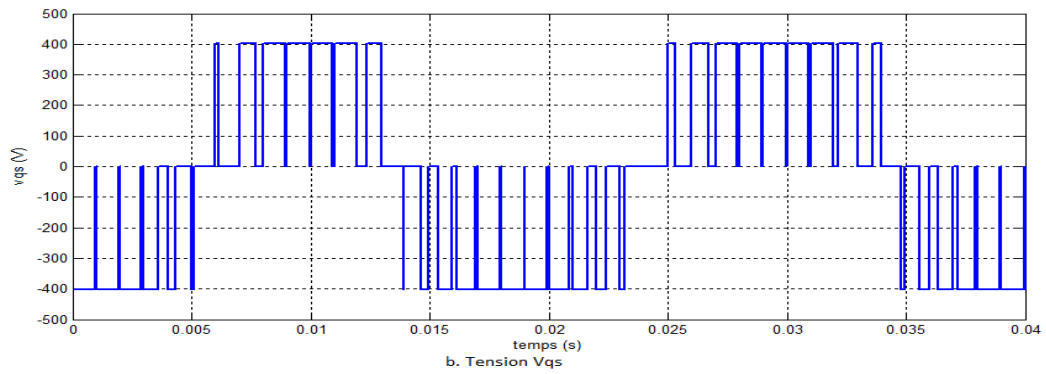
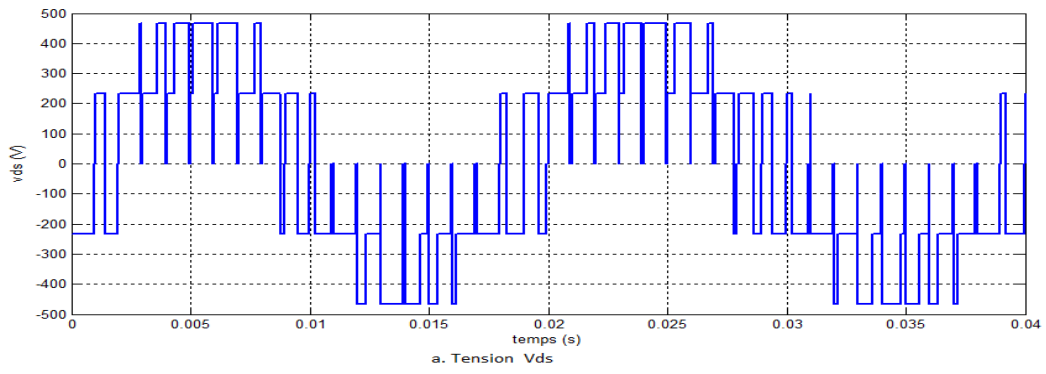


FIGURE 3.20 – Résultats de simulation de tension sortie d'onduleur de MLI vectorielle



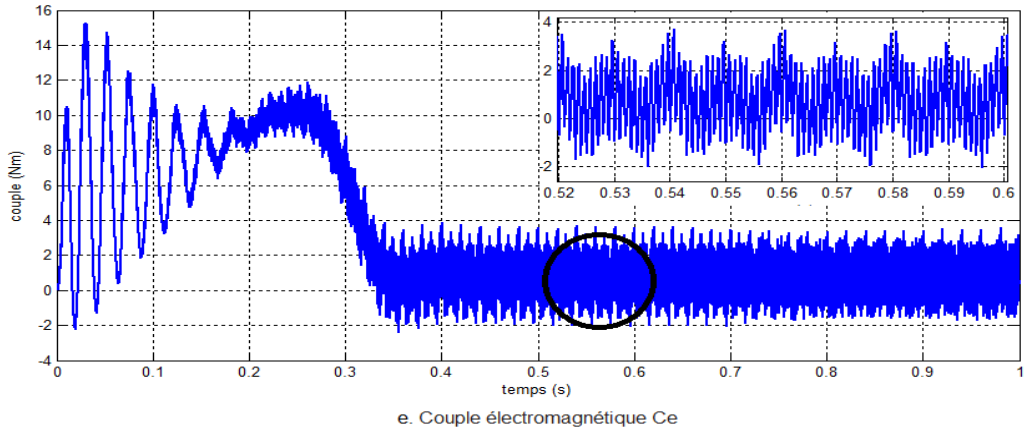


FIGURE 3.21 – Résultats de simulation de la MAS alimentée par MLI vectorielle

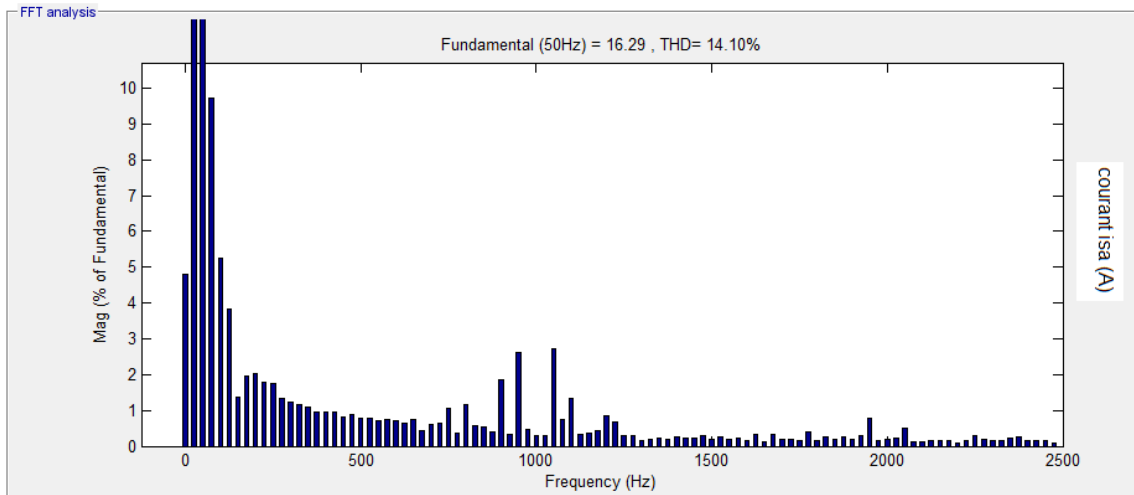
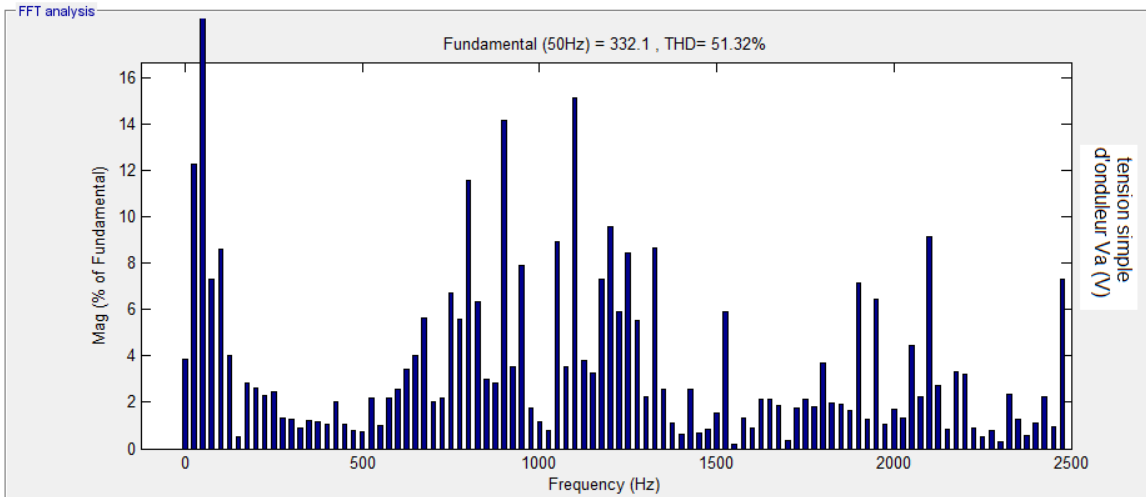


FIGURE 3.22 – Analyses FFT des résultats de simulation de la MAS alimentée par MLI vectorielle

3.3 INTERPRETATION DES RESULTATS

- Presque dans les différents techniques de commande, pendant le régime transitoire le couple électromagnétique et le courant statorique atteint des valeurs élevées. En régime permanent le courant statorique varie selon une allure qui n'est pas parfaitement sinusoïdale. Mais le couple électromagnétique oscille autour de sa valeur moyenne .
- On marche à vide, on remarque l'évolution de la vitesse de rotation dans les premiers instants de démarrage, avec accroissement presque linéaire au régime permanent. La vitesse atteinte est proche de 157 rad/sec (vitesse de synchronisme).

3.4 COMPARIASON ENTER LES TECHNIQUES MLI

3.4.1 Pour spectres harmonique THD

TABLE 3.1 – spectres harmonique THD

THD	courant	tension simple d'ond
MLI Unitaire	6.27%	52.34%
MLI Multiple	6.27%	52.24%
MLI Sinusoïdale	2.49%	84.25%
MLI Sinusoïdale Modifiée	3.33%	66.43 %
MLI vectorielle	14.10%	51.32%

Le meilleur résultat obtenu :

- Pour la MLI sinusoïdal , on remarque que le THD du spectre harmonique " $THD = 2.49%$ " de courant a diminué par rapport aux autres commandes.
- Pour la tension simple de sorte d'onduleur son spectre harmonique " $THD = 51.32%$ " a diminué dans la commande à modulation MLI vectorielle par rapport aux autres commandes.

3.4.2 Pour le temps de réponse

Le meilleur résultat obtenu : MLI Sinusoïdale Modifiée " $t = 0.2973s$ "

TABLE 3.2 – le temps de réponse

vitesse en MLI	temps (s)
MLI Unitaire	0.3369
MLI Multiple	0.3269
MLI Sinusoïdale	0.3425
MLI Sinusoïdale Modifiée	0.2973
MLI vectorielle	0.3558

3.5 CONCLUSION

Dans ce chapitre nous avons présenté les résultats de simulation de différentes techniques de commande sur Matlab Simulink. Ces techniques sont utilisées pour commander un onduleur de tension triphasé.

D'après les résultats, nous avons conclu que le choix de la technologie dépend du domaine d'utilisation et MLI vectorielle est plus proche de l'idéal par la comparaison.

Chapitre 4

Mise en œuvre d'un banc d'essai et la validation expérimentale

4.1 INTRODUCTION

Comme pour toutes les sciences appliquées, l'aspect expérimental d'une étude constitue une partie très importante. Dans le domaine de l'électrotechnique, il permet, d'une part, de concrétiser le travail de recherche et de faire émerger les problèmes liés à la faisabilité et à la mise en œuvre, et d'autre part, de valider ou non l'étude théorique, donc de conclure quant au bienfondé de notre démarche.

Les chapitres précédents ont permis l'étude et la validation par simulation des modèles et des procédés de la commande choisie. Cela nous invite à concevoir l'implantation de ce formalisme sur notre banc d'essai pratique.

L'utilisation des techniques numériques dans la conception des systèmes de commande des moteurs électriques est maintenant un fait acquis. L'avantage principal de ces techniques par rapport aux méthodes analogiques est leur grande souplesse d'utilisation au niveau de développement de commandes. Ceci suppose bien, qu'on dispose de matériel suffisamment performant qui permet d'assurer la commande en temps réel du processus. Dans ce chapitre, nous décrivons la structure matérielle du banc d'essai réalisé ainsi que les différentes tâches qui doivent être accomplies par ce dispositif. Du côté logiciel, nous décrivons la procédure suivie pour l'implantation des algorithmes étudiés dans le cadre de ce mémoire et validés par simulation dans le (chapitre 3).

4.2 PRESENTATION DES MATERIELS

En cette partie On va présenter le banc d'essai que nous avons mis en œuvre pour la réalisation de la commande de l'onduleur connecté à une machine asynchrone choisie. Le banc d'essai est illustré sur la figure (4.1) et qui comporte :

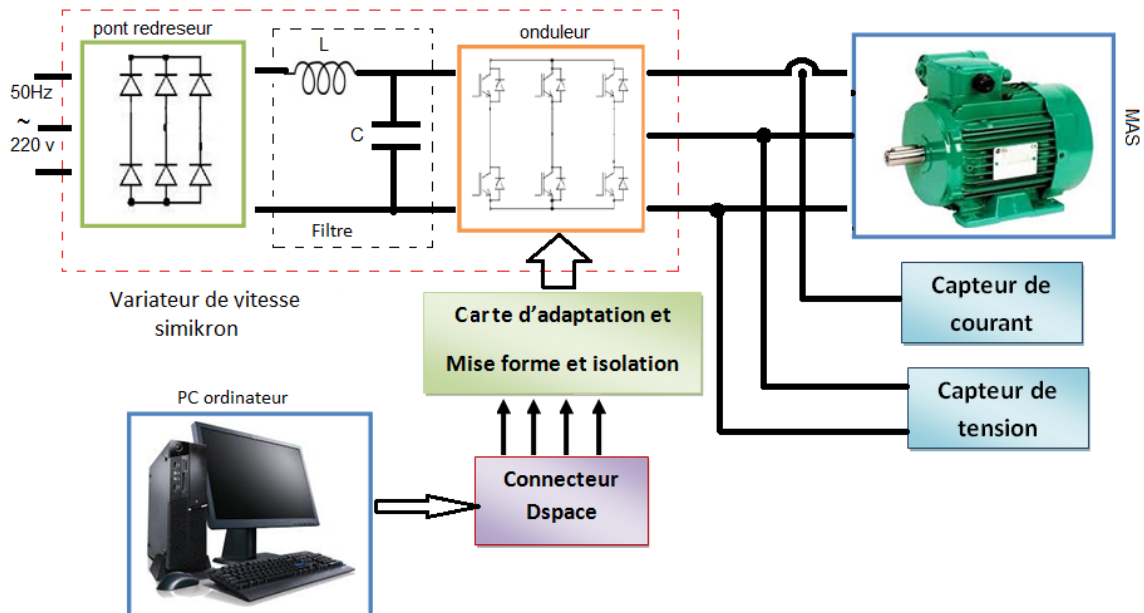


FIGURE 4.1 – présenter le banc d'essai

1. **Carte Dspace** : [44] [45] La carte dSPACE DS1104 est une carte d'interface qui peut convertir les blocs de Simulink en un code machine qui peut être exécuté sur un système à base de DSP. Ceci réduit considérablement le temps de développement et de prototypage pour le control des systèmes. Le processeur principal est un MPC8240, avec une horloge de 250MHz. caractéristiques de la carte sont données dans le tableau (4.1).

TABLE 4.1 – Principales caractéristiques du DS1104

Parameter	Specification
Processor	<ul style="list-style-type: none"> ■ MPC8240 processor with PPC 603e core and on-chip peripherals ■ 64-bit floating-point processor ■ CPU clock: 250 MHz ■ 2 x 16 KB cache, on-chip ■ On-chip PCI bridge (33 MHz)
Memory	<ul style="list-style-type: none"> ■ 32 MB SDRAM
	<ul style="list-style-type: none"> ■ 8 MB
Timer	<ul style="list-style-type: none"> ■ 32-bit down counter ■ Reload by hardware ■ 80-ns resolution
	<ul style="list-style-type: none"> ■ 32-bit down counter ■ Reload by software ■ 40-ns resolution
	<ul style="list-style-type: none"> ■ 64-bit up counter ■ 40-ns resolution

La carte DS1104 (Master PPC) dispose de 8 convertisseurs analogiques numériques ADC dont la tension d'entrée est comprise entre -10V et +10V ; et 8 convertisseurs numériques analogiques DAC dont la tension délivrée est comprise entre -10V et +10V. Il dispose également de plusieurs interfaces notamment des entrées sorties numériques, des codeurs incrémentaux, etc ... La carte DS1104 dispose également d'un DSP esclave, le TMS320F240 DSP qui sera utilisé pour générer les signaux PWM, les signaux PWM générés par le DSPACE sont des signaux TTL de niveau de tension compris entre 0 et 5V figure (4.2)

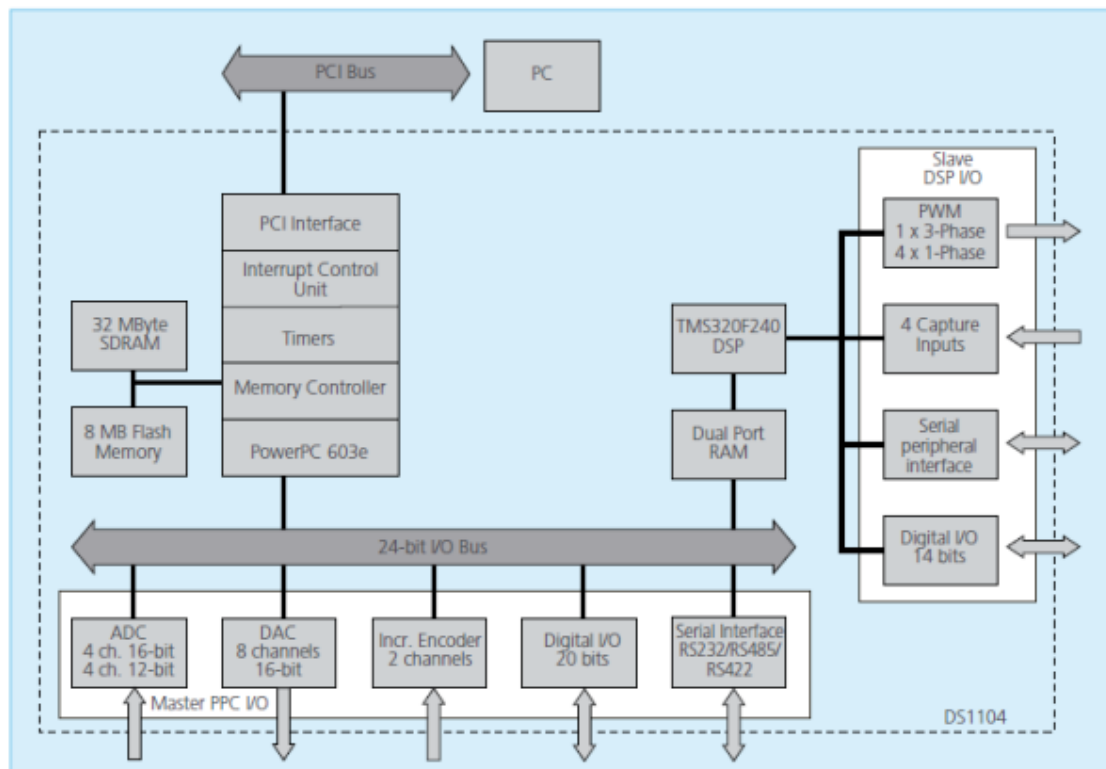


FIGURE 4.2 – Architecture du DS1104

2. **Moteur asynchrone** : La commande est appliquée sur une machine asynchrone à cage d'une puissance de 1.5kW, 230/400V, 2.3/4A, 1500tr/min.
3. **Un onduleur de tension** continue à IGBT de tension 600V, l'alimentation continue est de courant maximal de 30A.
4. **Une carte de mise en forme de signaux** : Elle permet le conditionnement des signaux issus de la carte numérique.
 - Un capteur de courant (FLUKE).
 - Un capteur de tension différentiel.

Dans ce qui suit, nous développons les différents modules composants notre système à mettre en œuvre

4.2.1 La carte Dspace 1104

Le système d'évaluation est constitué d'une carte reliée à un PC par le biais d'un connecteur DS1104 (port) piloté par le logiciel Matlab/Simulink version 13 qui permette la mise en œuvre du kit.[44] [45] [7]

4.2.1.1 Présentation matérielle "Hardware du kit"

La figure (4.3) donne une vue de haut de la carte DS 1104 alimentée par une tension de 5Volts et montrant les composants externes associés au DSP.

La carte DS1104 contenant les éléments suivants :

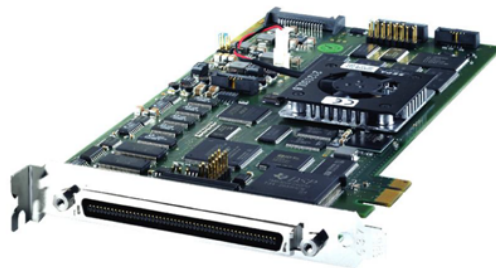


FIGURE 4.3 – La carte dSPACE 1104

- Deux processeurs (Maitre, Esclave)
- Contrôleurs d'interruption
- Des mémoires
- Des temporisateurs
- Des interfaces.

4.2.1.2 Processeur Maitre PPC :

L'unité principale de traitement, Motorola MPC8240, se compose :

- Un noyau Power PC 603 (Horloge interne à 250 MHZ).
- Un contrôleur d'interruption.
- Contrôleur synchrone de la mémoire DRAM.
- Plusieurs temporisateurs.
- Une interface PCI.

Le maître PPC contrôle les unités entrées/sorties suivantes figure (4.4) :

- Unité de ADC (Analog Digital Converter) : comportant (8) convertisseurs analogique /numérique (4 en 16bits, 4 en 12 bits).
- Unité de DAC (Digital Analog Converter) :comportant (8) convertisseurs numérique/ analogique (16 bits).
- Unité entrée / sortie numérique (20 bits).
- Interface d'encodeur incrémental.
- Interface série.



FIGURE 4.4 – Control panel

Processeur esclave DSP : Se compose un DSP (Digital Signal Processor), processeur TMS 320F240 de Texas instruments, ses caractéristiques principales sont :

- Fonctionnement à 25 MHz.
- Une mémoire utilisée pour la communication avec le maître PPC.

L'esclave DSP fournit les dispositifs entrées/sorties suivants :

- Unité entrée /sortie numérique de synchronisation : qui permet de générer et mesurer des signaux PWM (Pulse Width Modulation) et des signaux carrés.
- Unité entrée /sortie numérique.
- Interface Périphérique Série (SPI : Serial Peripheral Interface).

4.2.1.3 Contrôleur d'interruption :

Le processeur ne peut pas traiter plusieurs informations à la fois, mais grâce aux interruptions le processeur peut exécuter ou suspendre un programme donné selon la priorité des interruptions.

4.2.1.4 Mémoires :

La carte DS1104 est équipée de deux mémoires :

- Mémoire Global.
- Mémoire Flash.

4.2.1.5 Temporisateurs :

Un temporisateur (Timer) est un circuit logique qui permet d'effectuer du comptage de Temps, pour la génération de signaux. La carte DS1104 est équipée de 6 temporisateurs, ils sont pilotés par l'horloge.

4.2.2 Convertisseur de puissance

Le variateur de vitesse est la source d'énergie à piloter pour commander la machine électrique. Notre conception exige que cet élément de puissance, offre la possibilité d'accès libre pour commander les trois bras de pont à IGBT. Il est possible de concevoir le variateur à partir d'un assemblage de modules électriques commercialisés pour des applications industrielles. Pour notre cas, nous avons exploités un convertisseur de puissance à IGBT, proposé par la firme SEMIKRON. La commande des bras de pont est réalisée par modulation de largeur d'impulsion. Ce type de convertisseur de puissance est de plus en plus utilisé dans les bancs d'essais d'expérimentation pour la recherche (Raymundo, 2006) et pour la didactique. Il est constitué

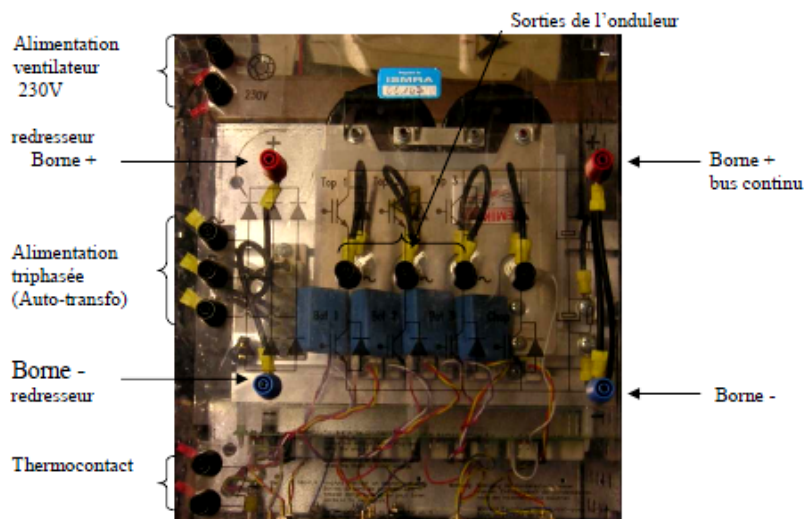


FIGURE 4.5 – Montage didactique vu de dessus

d'un redresseur, suivi d'un onduleur. L'ensemble est piloté via des cartes d'isolation galvanique entre la puissance et la commande.

4.2.2.1 Redresseur de tension

C'est un redresseur triphasé à diode (SKD51/14) non réversible, figure (4.5) et figure (4.6). La réversibilité est assurée par l'onduleur grâce à un quatrième bras (bras de freinage). La tension délivrée par ce pont est redressée et stabilisée à l'aide des condensateurs de filtrage de valeur 2200F/400V. Leur valeur est à déterminer en fonction de la qualité de filtrage désirée et du courant efficace admissible dans les condensateurs. On ajoute en parallèle aux condensateurs de filtrage des résistances d'équilibrage, dont le but est d'assurer une bonne répartition des tensions lors de la mise en série de condensateurs.



FIGURE 4.6 – Redresseur triphasé à diode (SKD 51/14)

4.2.2.2 Onduleur de tension

L'onduleur est connecté au redresseur de tension continue 600V par un filtre R-C. Les interrupteurs de puissance sont assemblés sous forme de cellules de commutations réunies dans un "Pack" à IGBT en antiparallèle avec une diode (SKM50 GB 123D) figure (4.7), connectés en série. Il comprend trois bras pour le fonctionnement de l'onduleur triphasé et un quatrième bras peut également servir, une fois associé à une charge résistive et une commande appropriée, à protéger la partie électronique de puissance des phases de freinage. Donc soit quatre cellules de commutations comprenant sept interrupteurs de puissance commandables.

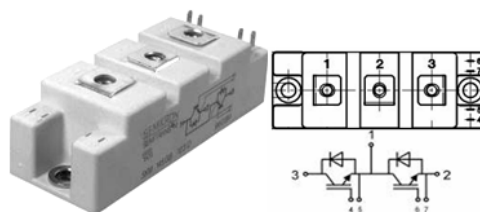


FIGURE 4.7 – Module d'interrupteurs de puissance

4.2.3 Isolation galvanique

Pour des raisons de sécurité, il est nécessaire d'implanter une carte d'isolation galvanique entre la basse et forte puissance. Ce convertisseur de puissance intègre une carte du même constructeur SEMIKRON la SKHI 22 et commande chacun un bras du pont (les deux IGBT d'un module). Ils doivent être alimentés en 0V/+15V.

Le driver SKHI22 est un composant à technologie hybride, qui contient un générateur d'impulsions, transformateur qui assure la transmission de la commande et une alimentation isolée des transistors qui attaquent la grille des transistors de puissance figure (4.8). Ce driver contient

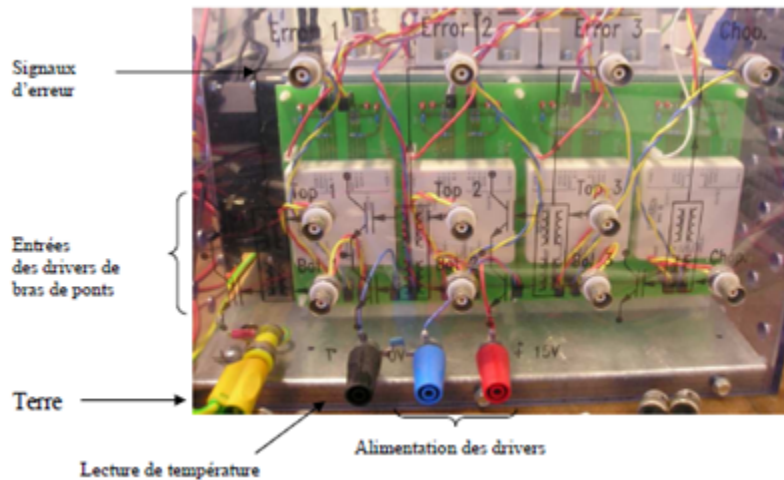


FIGURE 4.8 – Module didactique vu de face

un signal d'erreur qui est en logique négative, c'est-à-dire qu'il délivre un signal de +15V s'il n'y a pas d'erreur. En cas d'erreur, le driver se bloque et les impulsions d'entrée sont ignorées. Le verrouillage d'erreur est remis à zéro en forçant les deux entrées à 0, et en enlevant la cause d'erreur. Ce type de driver assure :

- La surveillance de l'erreur de sous tension d'alimentation, de court-circuit et la détection de la chute de tension dans la charge de convertisseur. Dans ce cas, un signal « error » est déclenché et une mémoire évite que les deux transistors soient de nouveau mis en conduction. Il faut remettre à « 0 » les entrées pour redémarrer le fonctionnement.
- L'isolation du circuit primaire du secondaire directement relié à la puissance élevée. Elle empêche le potentiel élevé du côté secondaire de l'affectation du côté primaire. C'est une question de sûreté et de fiabilité.

4.2.4 Liaison SEMIKRON-Dspace

Le circuit de commande de grille d'un IGBT ou " driver ", reçoit en entrée les signaux logiques d'ouverture et de fermeture de niveau de tension (0-15V). D'autre part les signaux de port Digital I/O du Dspace sont des signaux TTL (0-5V).

Dans notre réalisation, nous avons intercalés entre les signaux de commande venant du Dspace et les entrées du driver SKHI22 un étage de bufferisation utilisant le 74LS241 (0 à 5V), Cela garanti une faible influence parasite entre ces éléments et une diminution des dégâts en cas de mauvais fonctionnement de l'onduleur. Par la suite, un étage d'élévation de niveau de tension en exploitant le circuit 74LS07 constitue de six inverseurs à collecteur ouvert, figure (4.9).

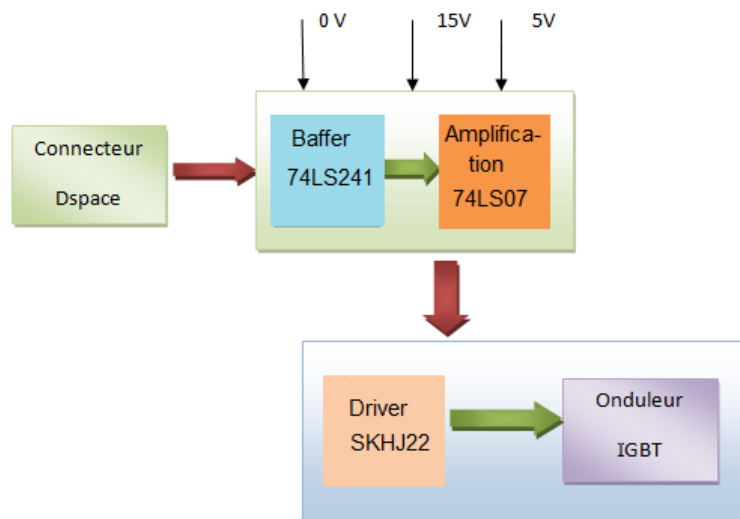


FIGURE 4.9 – Schéma synoptique de l'ensemble de la carte.

4.2.5 Capteur de courant

Le capteur fonctionne à effet de Hall est basé sur la mesure des champs magnétiques résultants du courant électrique. En plus de la mesure des courants, le capteur offre une autre fonction celle de l'isolation entre la partie haute tension et basse tension du système expérimental. Un capteur de courant tout fait avec sonde et pince de courant Fluke model i30s (Annexe caractéristique+ photo).

4.3 RESULTATS ET INTERPRETATIONS

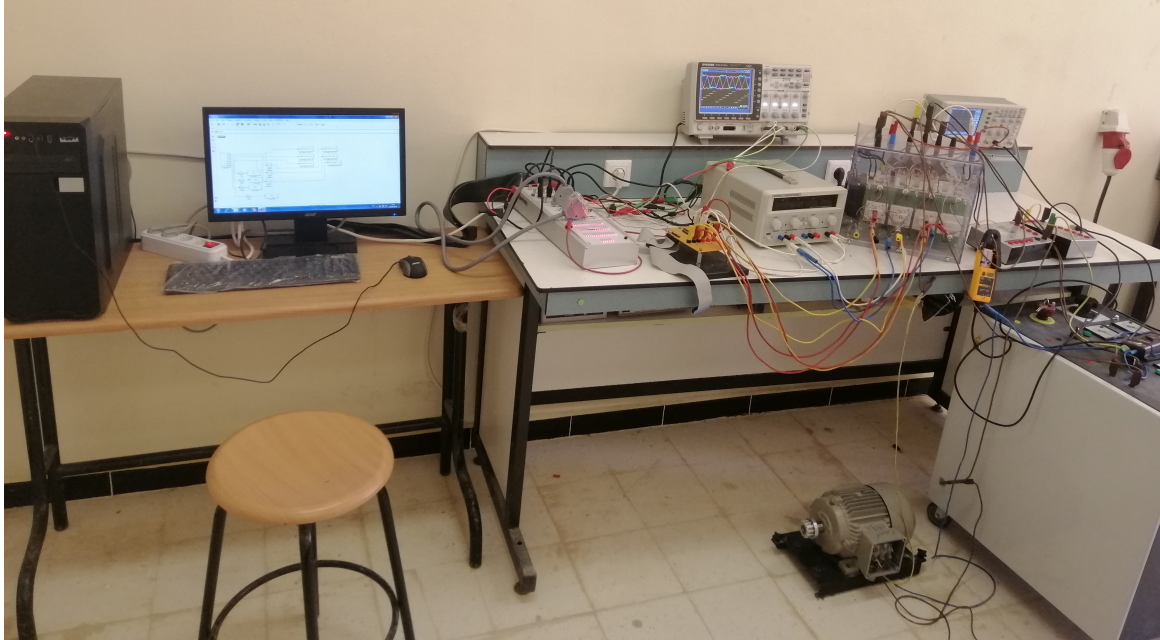


FIGURE 4.10 – Banc d'essai.

Le schéma de simulation de Matlab/Simulink est modifié en supprimant les composants réels réalisés en pratique telle que : l'onduleur, la charge, les scopes...etc. Pour accéder au port de la carte dSPACE, le bloc « MASTER BIT OUT » qui correspond au E/S numérique (Digital I/O) est ajouté à chaque signal de commande. Les blocs de conversion « Boolean » convertissent les valeurs numériques réelles, non nulles, y compris l'infini vers booléen 1.

Afin de valider l'approche théorique présentée dans la section précédente, on a relevé quelques signaux des sorties de l'onduleur, ainsi les signaux de commandes de la carte Dspace1104 **pour deux charge différentes : une charge résistive et l'autre c'est la machine asynchrone à cage .**

4.3.1 Expérimentales MLI sinus-triangle



FIGURE 4.11 – Tension porteuse et référence de MLI



FIGURE 4.12 – Signaux de commande de grille à la sortie du connecteur DS1104

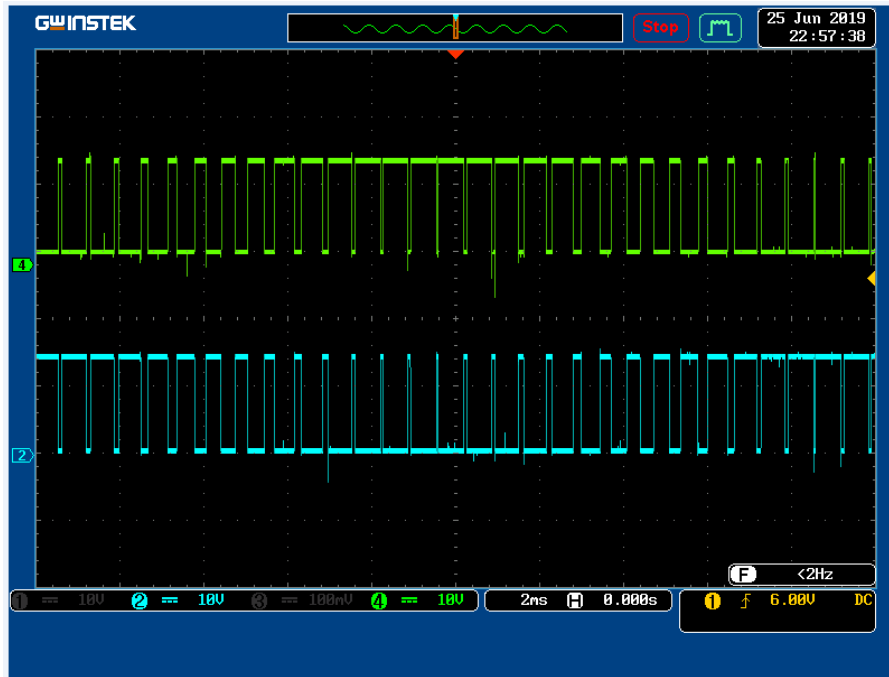


FIGURE 4.13 – Le signal de commande des interrupteurs d’un seul bras de l’onduleur à la sortie du connecteur DS1104

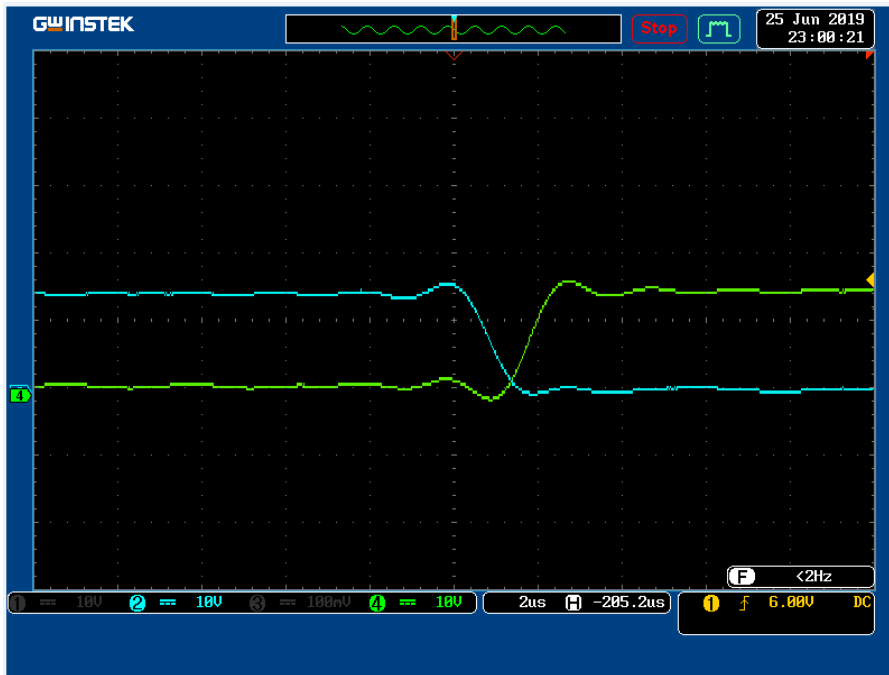


FIGURE 4.14 – Temps mort pour deux signaux de commande de deux interrupteurs appartenant au même bras de l’onduleur

4.3.1.1 charge résistive

On a choisie : $R = 75\Omega$,

– Alimentation de l’onduleur est 200V,

- Le capteur de tension avec une sonde multiplicative de 200
- Le courant avec une sonde de division par 10.

Les résultats sont représentés par les figures (4.15)(4.16), qui expriment les tensions composées et l'image de courant.

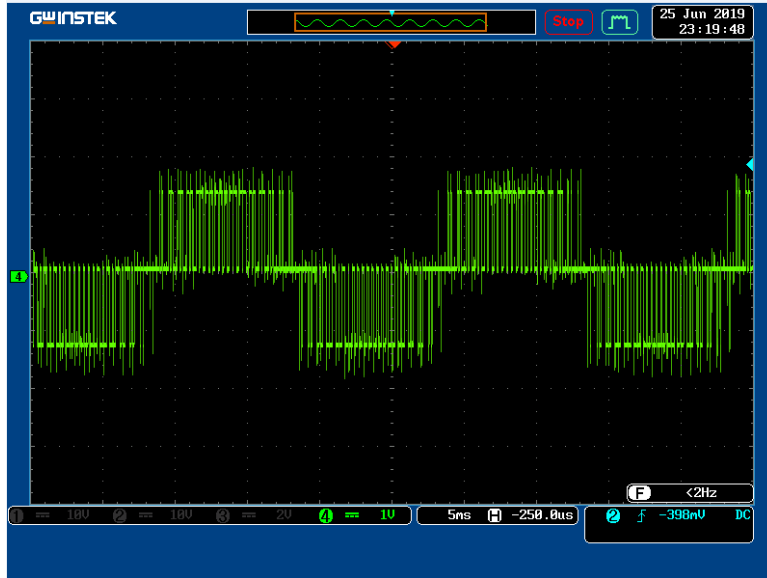


FIGURE 4.15 – Tension entre phases



FIGURE 4.16 – Image de courant de phase

4.3.1.2 Machine asynchrone à cage

Le moteur est couplé en triangle alimenté par 300V, Les résultats sont représentés par les figures (4.17)(4.18), qui les tensions composées et l'image de courant.

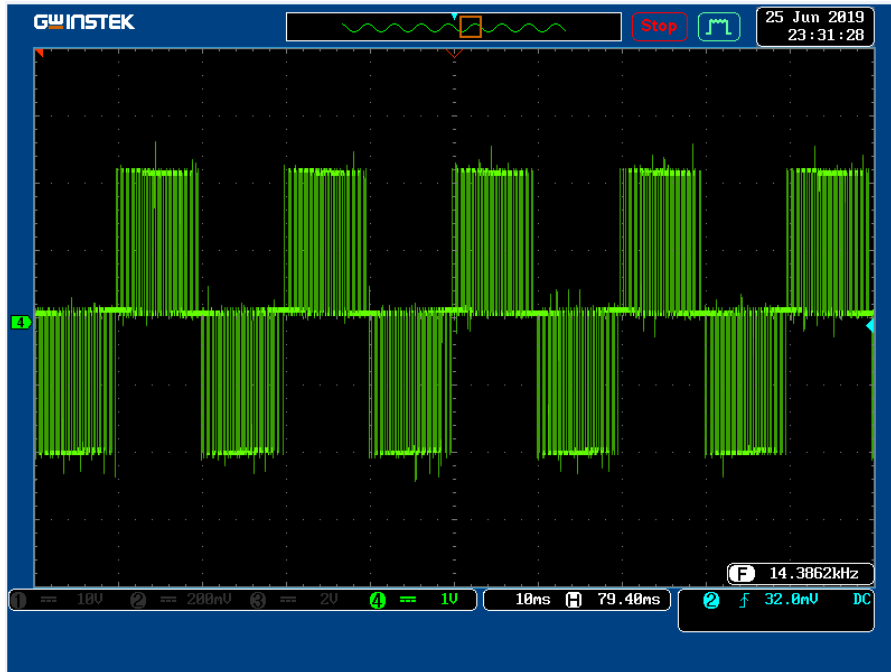


FIGURE 4.17 – Tension composée

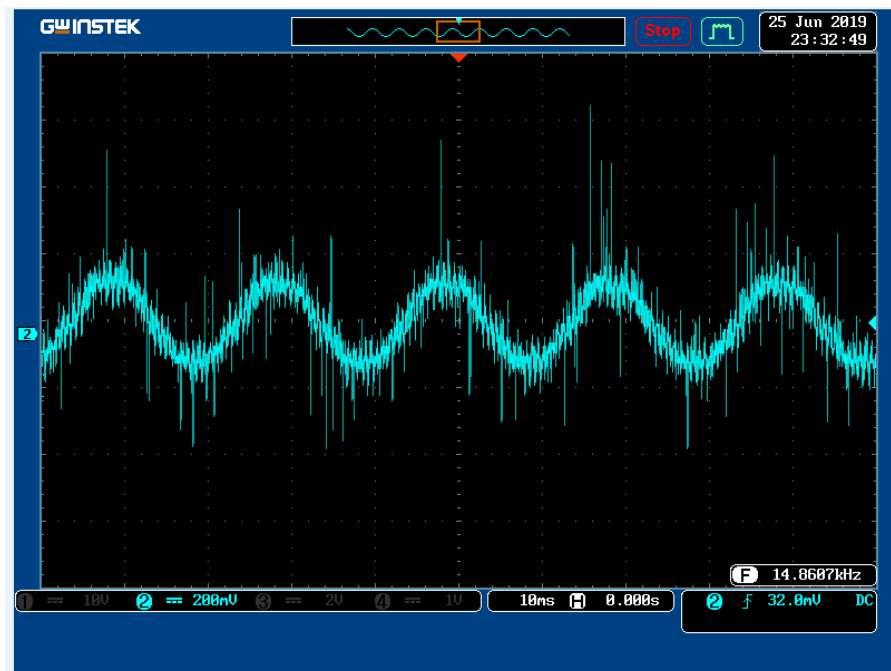


FIGURE 4.18 – Courant statorique I_a

4.3.2 Expérimentales MLI vectorielle

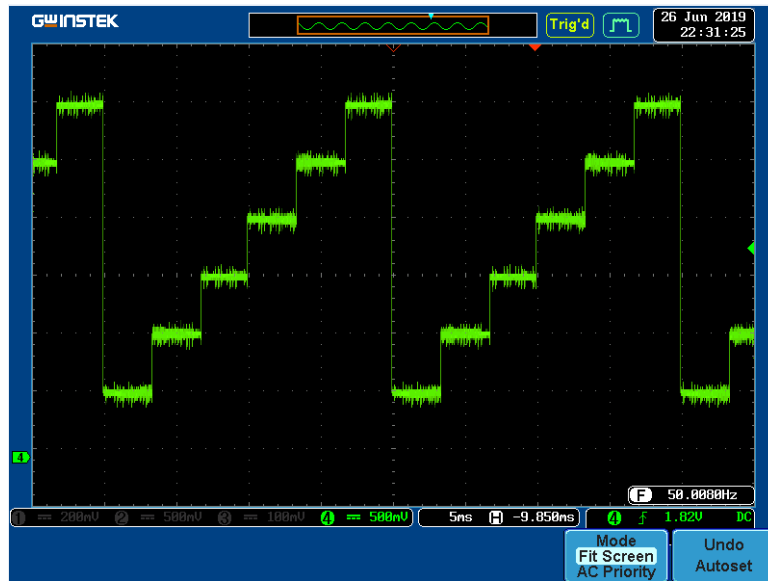


FIGURE 4.19 – Détermination du secteur

En suite, nous procédons à la capture du signal tensions simple, les tensions composées et l'image de courant. Dans une seule période ($T = 0.02s$), l'onduleur passe par six (06) état de commutations, c'est pour cette raison l'allure du secteur en fonction du temps prend cette forme figure (4.19). Le temps de chaque secteur correspond à la période de modulation T_m égale ($0.02/6 s = 0.0033s$).

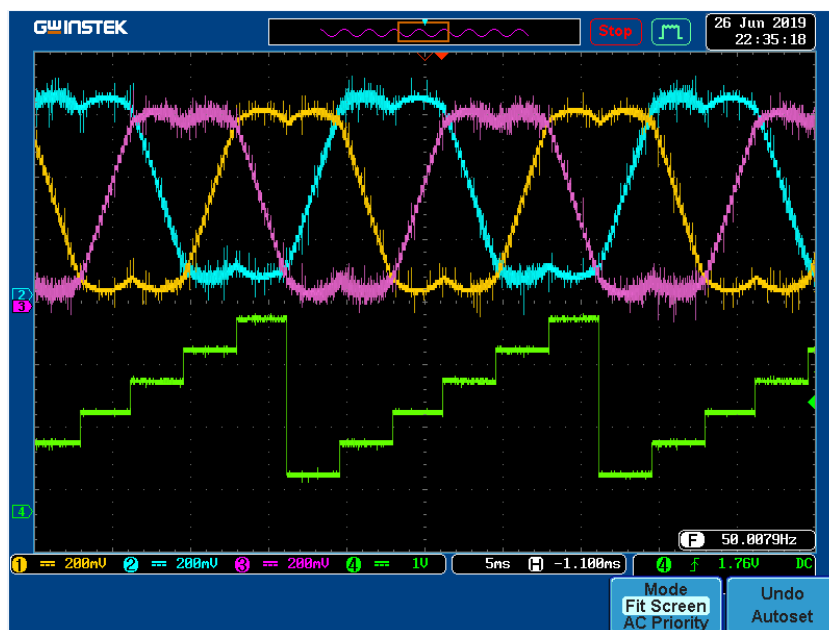


FIGURE 4.20 – Le secteur et les Tensions de référence de la SVM

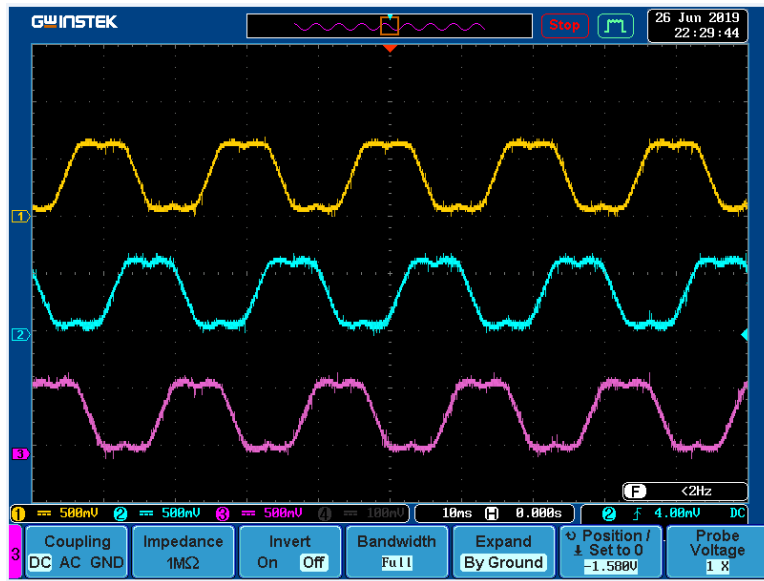


FIGURE 4.21 – Tensions de référence de la SVM

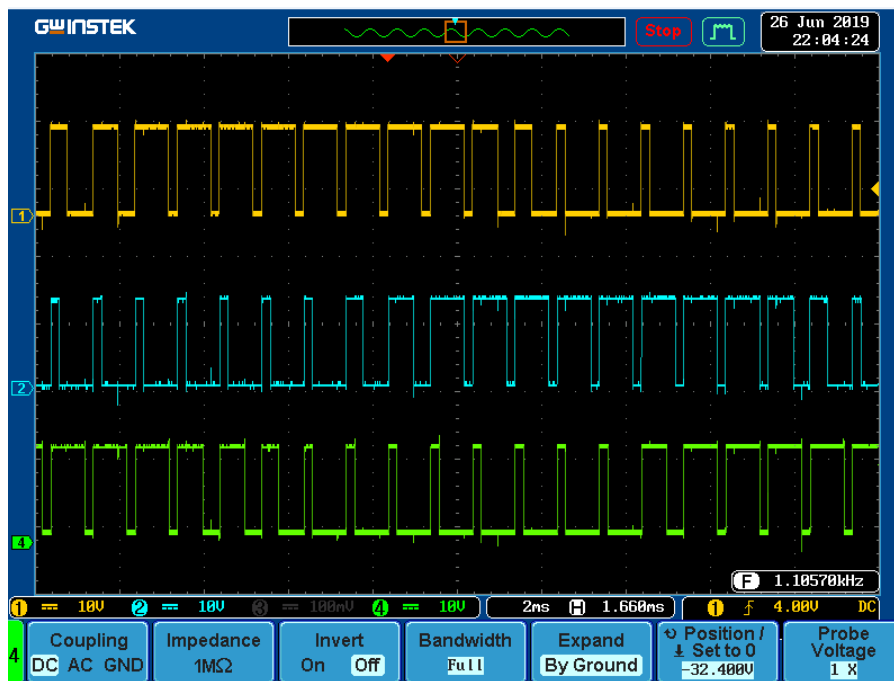


FIGURE 4.22 – Signaux de commande de grille à la sortie du connecteur DS1104

Sur la figure (4.22), on peut voir les signaux logiques de commande de grille à la sortie du connecteur de la carte Dspace pour les interrupteur Q1, Q2 et Q3 de l'onduleur pour la modulation de largeur d'impulsion vectorielle.

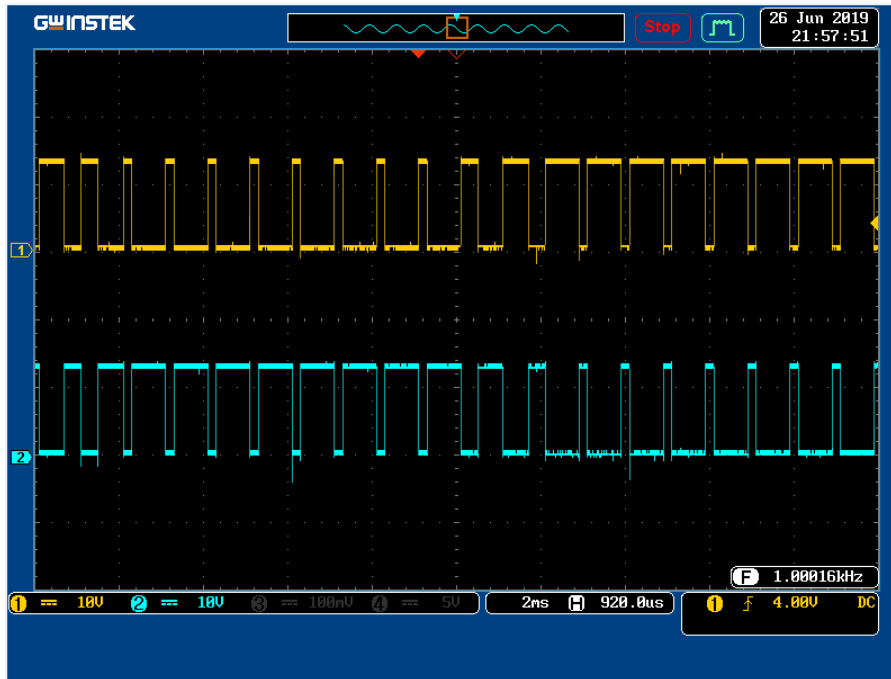


FIGURE 4.23 – Le signal de commande des interrupteurs d’un seul bras de l’onduleur à la sortie du connecteur DS1104

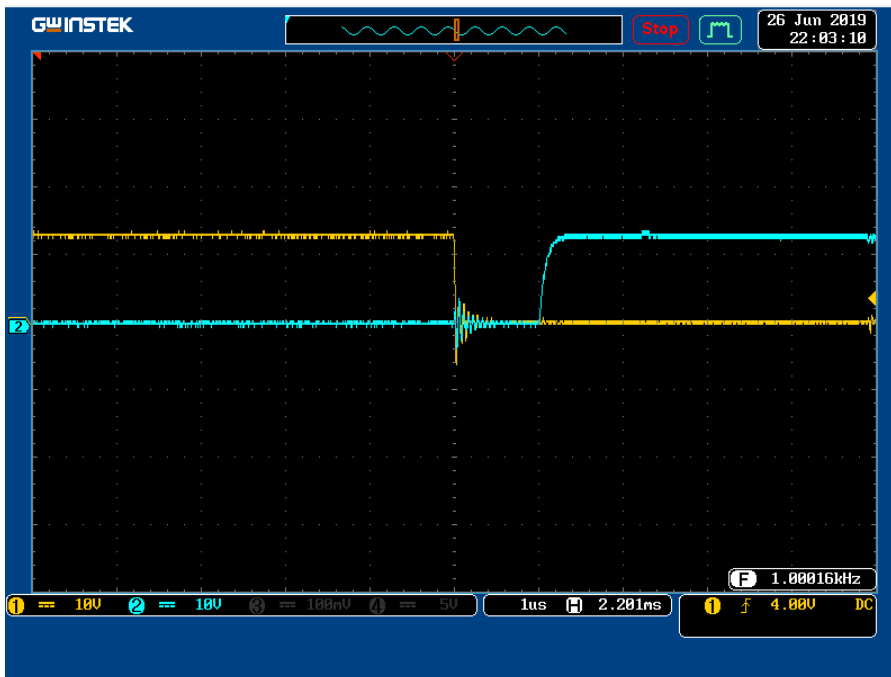


FIGURE 4.24 – Temps mort pour deux signaux de commande de deux interrupteurs appartenant

4.3.2.1 Charge résistive

On a choisie : $R = 75\Omega$,

- Alimentation de l'onduleur est 200V ;
- Le capteur de tension avec une sonde multiplicative de 200
- Le courant avec une sonde de division par 10.

Les résultats sont représentés par les figures (4.25)(4.26)(4.27), qui expriment les tensions simple , les tensions composées et l'image de courant.

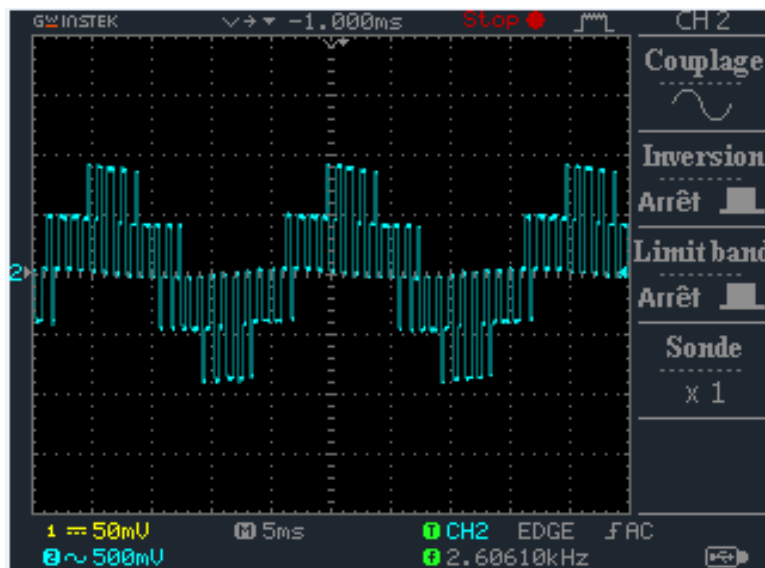


FIGURE 4.25 – Tension simple

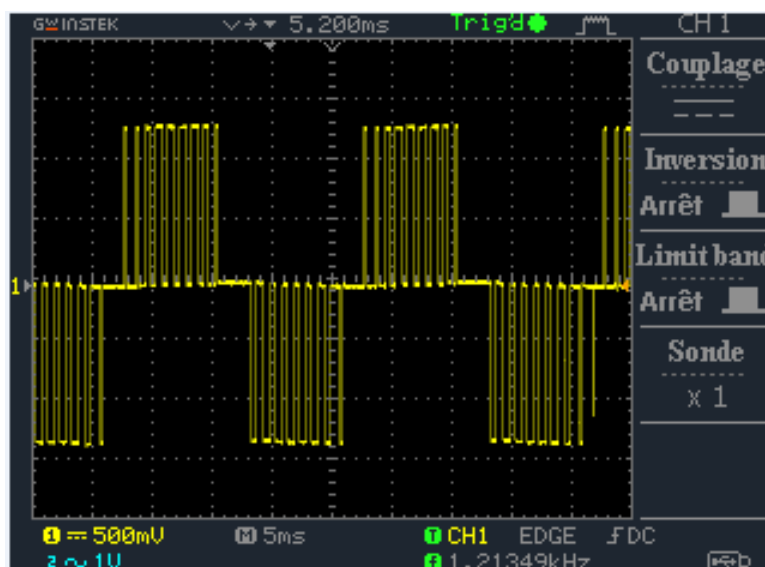


FIGURE 4.26 – Tension entre phases

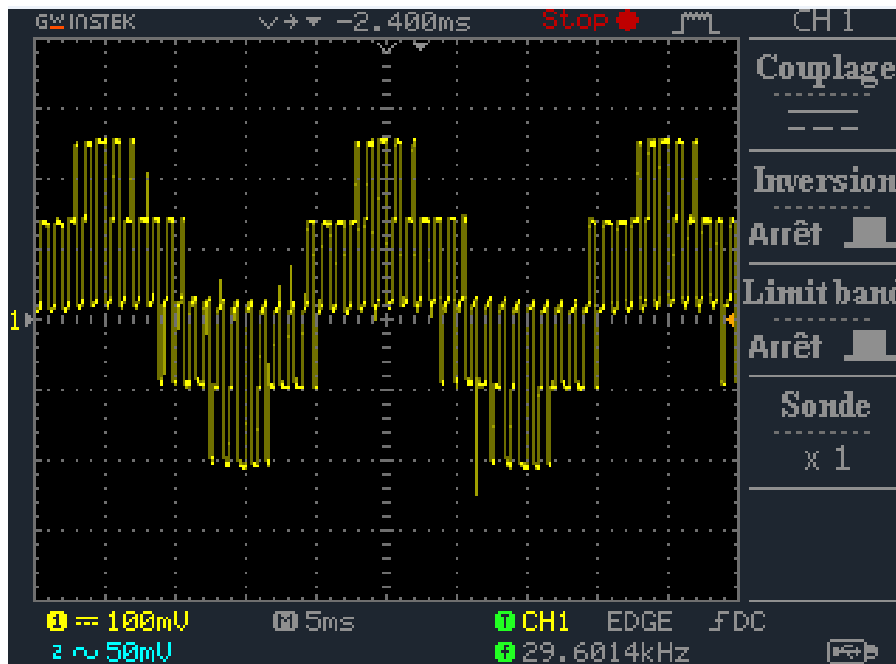


FIGURE 4.27 – Image de courant de phase

4.3.2.2 Machine Asynchrone à cage

le moteur en coplage triangle alimenté par 300V, Les résultats sont représentés par les figures (4.28)(4.29), qui les tensions composées et l'image de courant.

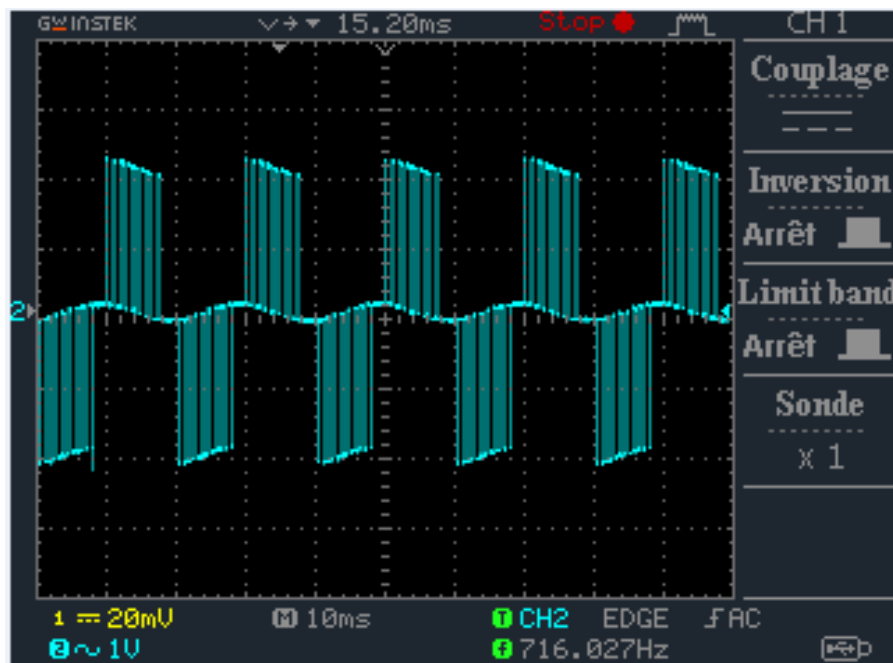


FIGURE 4.28 – Tension composée

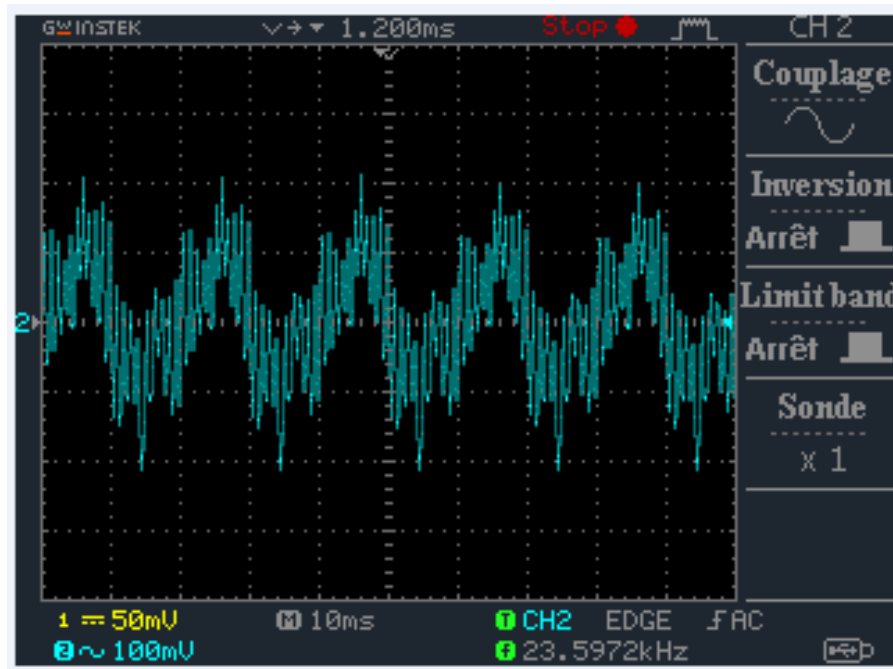


FIGURE 4.29 – Courant statorique I_a

4.4 CONCLUSION

La carte Dspace 1104, équipée de tous ces modules ces unité et ces registres, nous offre une grande souplesse et facilité pour la programmation de la MLI vectorielle et de l'acquisition des signaux.

Nous avons exploité les blocs de la bibliothèque de Matlab, plus exactement, le bloc de la MLI sinusoïdale et celui de la SVPWM, qui nous ont permis de tirer les différentes allures présentées dans ce chapitre, à savoir, l'allure de la tension à la sortie de l'onduleur, qu'elle soit simple ou composée, la tension d'alimentation, le signal de commande des interrupteurs, et le temps mort.

Ceci dit, les modèles réalisés ont été validés avec succès.

CONCLUSION GENERALE

Dans ce travail, nous avons présenté la simulation de cinq techniques de modulation de largeur d'impulsion (MLI) à savoir : MLI classique (Unitaire, Multiple, Sinusoïdale et Sinusoïdale Modifiée) et MLI vectorielle ; pour présenté dans ce mémoire s'inscrit dans le cadre d'une meilleure exploitation des variateurs de vitesse Les onduleurs triphasés de tension plus utilisés dans l'industrie connu est sans doute, celui de la variation de vitesse des machines à courant alternatif, et a comme visée principale, la connaissance et la bonne maîtrise des cinq technique de MLI commandé des onduleurs de tension. ET dans le cadre de notre travail, nous avons modélisé la machine asynchrone triphasée alimentée depuis le réseau pour comparé les résultats de MLI.

Dans le premier chapitre Nous l'avons modélisée et mise en équations dans un repère biphasé, en s'appuyant sur quelques hypothèses simplificatrices, pour pouvoir concevoir un modèle de simulation sous Matlab-Simulink, qui nous a permis de tirer quelques caractéristiques de notre machine, en introduisant les paramètres de la MAS.

Dans le deuxième chapitre, nous avons fait une étude théorique d'onduleur de tension triphasée à deux niveaux que nous avons réalisé et exposé en expliquant son principe de fonctionnement et ses domaines d'utilisation ; En parallèle nous avons étudié théoriquement les différent techniques de MLI classique (Unitaire, Multiple, Sinusoïdale , Sinusoïdale Modifiée) et MLI vectorielle.

En chapitre trois on choisié modale mathématique d'onduleur ce que nous avons étudié dans le chapitre précédent. Après l'avoir modélisé et implémenté sous Matlab-Simulink, alors l'avons associé au modèle de la machine et procédé à une simulation de l'ensemble et commande par les défirants techniques de MLI en boucle ouverte . Pour une adaptation la meilleur tche-nique. Après une étude comparative de ces techniques du point de vue de leur contenance en

harmonique et taux de réponse de vitesse ainsi que le déchet de tension il s'avère que la MLI vectorielle ont des performances meilleures par rapport aux autres techniques étudiées.

Dans le dernier chapitre et grâce à la carte dSPACE 1104 développe notre PC à un moyen de prototypage robuste de lois de commande, aussi ; nous permet d'exécuter et d'adapter des programmes réalisés avec Matlab en temps réel.

Bibliographie

- [1] B.Hosseini. "Prototypage rapide à base de FPGA d'un algorithme de contrôle avancé pour le moteur à induction". Mémoire pour la maîtrise en génie électrique, Université de Québec à Trois-Rivières, Canada. (2010.)
- [2] J. Caron et J. Hautier. "Modélisation et commande de la machine asynchrone". première édition, Editions Technip. (1995.)
- [3] S.Arezki, . " Contribution au contrôle direct du couple (DTC) d'une machine asynchrone à cage alimentée par un onduleur multi niveaux". Mémoire de Magister, Université M'hammed Bougara de Boumerdes, Algérie. (2009.)
- [4] C. C. de Wit et All. " Commande des moteurs asynchrones 1-modélisation, contrôle vectoriel et DTC". première éd., Hermès Science Publications.. (2000.)
- [5] Rachid Abdessamed. "Electrotechnique - Modélisation et simulation des machines électriques". Ellipses, Paris. (2011).
- [6] Kamel Merabet. "Commande d'un onduleur triphasé basée sur la dispersion triphasée". Mémoire, Université du Québec. (2011).
- [7] Ben Boudaoud Mourad, Mokrani Zahra. "Alimentation d'une machine asynchrone par onduleur MLI en utilisant la carte Dspace 1104". Mémoire de master, Université de Bejaia (2012).
- [8] Boubacar Housseini. "Prototypage rapide à base de FPGA d'un algorithme de contrôle avancé pour le moteur à induction". Mémoire, Université du Québec (2010).
- [9] Diaf Youssef, Ben Anter Djamel. "Modélisation et commande d'un onduleur triphasé pilote par MLI à structure multiniveaux". Mémoire de master, Université d'Ouargla, (2010).
- [10] Alia Salim, Guedda Smail. "Commande Vectorielle d'une Machine à Induction". Mémoire de master, Université d'El-Oued (2018).
- [11] Tchiali Fouad, Maghraoui Noura. " Modélisation et Commande des Onduleurs Multi niveaux Asymétriques ", PFE. Dép. d'électrotechnique, U.S.T.H.B .

- [12] L .Baghli. "modélisation et commande de la machine asynchrone" (2005).
- [13] Boudjttat Walid,Himoura Abdelkader. "Eude et simulation d'une machine asynchrone alimente par un onduleur de tension à commande MLI ", Mémoire de master, Université badji mokhtar-annaba (2017).
- [14] Rabia Lakhdar. "Modélisation, identification expérimentale et commande vectorielle d'un moteur asynchrone triphasé à cage", Mémoire de master, Universite Kasdi Merbah Ourgla, (2015).
- [15] Bouzid Allal El Moubarek. "Onduleur triphasé commandé par stratégie d'élimination d'harmonique(SHE)", Mémoire de Magister,École normale supérieur d'enseignement technique Oran (2010).
- [16] Berrezek Farid. "Etude des Différentes Techniques de Commande des Onduleurs à MLI Associés à une Machine Asynchrone", Mémoire de Magister, Université BADJI MOKHTAR ANNABA (2006).
- [17] Taibi Djamel. "Contrôle du Moteur à induction sans capteur de vitesse et de position ", Thèse de Magister en Electrotechnique, Université de Batna, Algérie (2005).
- [18] H.Godfroid, A.Veis. "Commande d'onduleur moyenne tension pour moteur asynchrone de très grande puissance", Journée d'étude SEE Groupe Nord, Club 13, LILLE, 2 Décembre. (1995).
- [19] Kheldoun Aissa. "Amélioration des Performances d'un Variateur de Vitesse par Moteur Asynchrone Contrôlé par la Méthode à Flux Orienté" , Thèse de Doctorat Université de Boumerdès,Faculté des hydrocarbures et de la chimie (2007).
- [20] B.L. Dokic ,B. Branki. Power Electronics Converters and Regulators, 3rd Editio. Springer (2015).
- [21] M. Pinard. "Convertisseurs et Électronique de Puissance", Paris : DUNOD (2007).
- [22] E. C. dos S. Jr and E. R. C. Silva, Advanced Power Electronics Converters : PWM Converters Processing AC voltages. Wiley (2015).
- [23] M. M. Bech. Analysis of Random Pulse-Width Modulation Techniques for Power Electronic Converters by (2000).
- [24] B.Abdelkader. "Modélisation et Diagnostic d'un Onduleur Triphasépar l'Approche Bond-Graph ", Mémoire de master ,Université FerhatAbbas de Setif (2009).
- [25] Celanovic N., Boroyevich D. A fast space vector modulation algorithm for multilevel three phase converters. IEEE Trans. IA, Vol. 37, N°2, pp.637 – 641 (2001).

- [26] [https://www.google.fr/search/diagramme puissance fréquence des composants](https://www.google.fr/search/diagramme+puissance+fréquence+des+composants)
- [27] G.Grellet, G.Clerc. Actionneurs Electriques : principes/Modèles/Commande. Edition Eyrolles, Paris (1999).
- [28] J.Bonal. "Entraînement électriques à vitesse variable", Technique & Documentation Lavoisier, Paris (1997).
- [29] C.Razvan, Panaitescu and Ned Mohan . "A simple space vector PWM algorithm for VSI-fed AC motor drives", In Conference. Rec. IEEE APEC'02, pp. 535 – 541 (2002).
- [30] J.Holtz. "Pulse width modulation A survey", Power Electronics Specialists Conference, Toledo, Spain (1992).
- [31] Broeck H.W. Van Der, SKUDELMY H.C, STANKE G.V . "Analysis and realization of a pulse width modulator based on voltage space vectors", IEEE Transactions on industry applications, Vol 24, N°1, pp.142 – 150 (1988).
- [32] Zare F, Ledwich G. "Zare F", Proceeding of the EPE'99 , Lausanne, pp.1-7 (1999).
- [33] G .narayana, V.T.Ranganathan, Senior Member. "Two novel synchronized bus-clamping PWM strategies based on space vector approach for high power drives", IEEE transactions on industry applications vol .17, NO (1 january 2002.)
- [34] Guyseguier, Francislabrique,RobertBaussiere. "Les convertisseurs de l'électronique de puissance "Volume 4"
- [35] Khelifi Samia. "Comparaison des techniques MLI", Mémoire de master , Université de Biskra (2009).
- [36] Zouggar EL Walid. "Developpement de l'algorithme de commande de l'onduleur basé sur la sequence alternante de vecteur nul (alternating zero vector sequence)", Mémoire de Magister , Université de BAadji Mokhtar –ANNABA (2008).
- [37] Kobbi Abdellatif ,Dekkiche Mouni. "Etude comparative enter la commande vectorielle et la commande non linéaire", Mémoire de Master , Université Kasdi Merbah OUARGLA (2017).
- [38] Benmira Hassa. "Implantation de la commande vectorielle spatiale dans un circuit dédié", Mémoire, Université du Québec à Trois-Rivière (2003).
- [39] Mikell P. Groover. "Powwr Electronics(circuit,devices,and applicatons)". éditions prentice hall USA,Mixico,ou au Canada (1987).

- [40] M^{me} Amina Merhoum. "Optimisation Des Techniques De MLI Pour Les Equipements FACTS A Base D'onduleu", Mémoire de Magister , Université d'Oran (2013).
- [41] Moussa Boushaba. "Realisation d'une commande MLI a choix multiple", Mémoire de Master , Université Abou Bekr Belkaïd de TLEMCEM (2017).
- [42] Zaaouch Fares. "Etude et analyse de la commande des anduleur multiniveux par MLI vectorielle", Mémoire de Magister, Université de BAadji Mokhtar –ANNABA (2009).
- [43] http://12ep.univ-lille1.fr/pagesperso/francois/files/ITEEM%202%20equi2%2003%20onduleur_imp.pdf
- [44] Abdallah Darkawi. "Initiation au système dSPACE, de l'interface RTI dans Simulink et de ControlDesk Next Generation 5.4 version 2.0", Support de coure - systeme Dspace, polytch nantes Département Génie Électrique universitéde Nantes (2015)
- [45] Benabdllah Kamal. "Conception de la commande d'une machine asynchrone", Mémoire de Master, Université des Sciences et de la Technologie d'Oran (2015).
- [46] Ramdane Ahmed. "Réduction des harmoniques et les pertes à la sortie de l'onduleur de tension commandé par la MLI vectorielle", Mémoire de Magister, Université du 20 Août 1955 – SKIKDA (2007).
- [47] www.distrame.fr.

Annexe A : Paramètres du MAS

Table A.1-Les paramètres de plaque signalétique.

les paramètres	Notation	Valeur
puissance nominale	P_n	1.1 KW
vitesse nominale	N_n	1500 tr/min
facteur de puissance	$\cos \varphi$	0.81
tension nominale "couplage triangle"	U_n	380V
courant nominale	I_n	2.8A
nombre de paires de pôles	P	2

Table A.2-les paramètres électrique et mécanique.

les paramètres	Notation	Valeur
résistance statorique	R_s	8Ω
résistance rotorique	R_r	3.6Ω
inductance statorique	L_s	$0.47H$
inductance rotorique	L_r	$0.488H$
mutuelle	L_m	$0.457H$
moment d'inertie	j	$0.015Kg.m^2$
frottement	f	$0.005N.m.s$

Annexe B :Déférante types de modulation vectorielle [36] [46]

Il existe quatre types d'algorithme de modulation vectorielle :

1. Séquence bien alignée (The right aligned sequence) (SVM1).
2. Séquence symétrique (The symmetric sequence) (SVM2).
3. Séquence alternative du vecteur zéro (The alternating zero-vector sequence) (SVM3).
4. Séquence non commutée du courant le plus élevé (The highest current not switched sequence) (SVM4).

Tous les schémas de modulation vectorielle présentés ici assument l'exécution numérique et, par conséquent, le prélèvement régulier, c'est à dire tous les rapports cycliques pré-calculés au début du cycle de commutation, basé sur la valeur du vecteur de référence de la tension au même instant.

Modulation vectorielle à séquence alignée à droite (SVM1)

Une simple procédure pour synthétiser le vecteur de la tension de sortie est à la mise en fonction de tous les commutateurs inférieurs (ou supérieurs) au début du cycle de commutation et pour les arrêter séquentiellement de sorte que le vecteur zéro soit devisé entre $V_0(000)$ et $V_7(111)$ également. Cet arrangement de commutation est montré sur la Fig(B.1) pendant deux périodes de commutation successives. Les signaux dans la figure représentent les signaux de gâchette du bras supérieur de l'onduleur. Le schéma a trois commutateurs en marche et trois en arrêt dans un cycle de commutation.

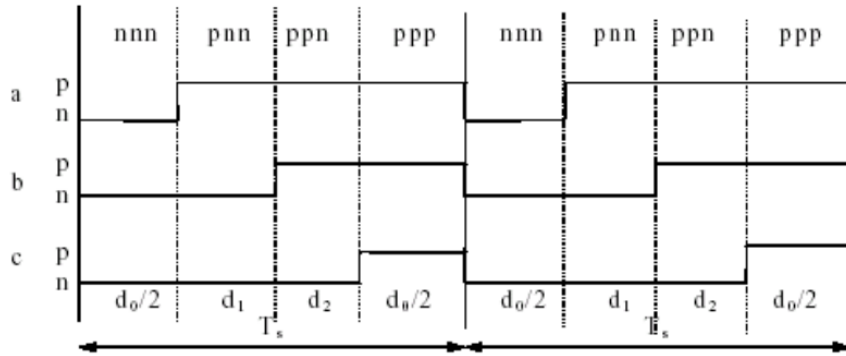


Figure B.1-Signaux de gâchette à SVM1.

Modulation vectorielle à séquence symétrique (SVM2)

Le nombre de commutations dans une période simple est six. Puisque cet arrangement a le même nombre de commutations que SVM1, avec les trois commutateurs en marche et trois en arrêt, leurs pertes de commutation soient semblables.

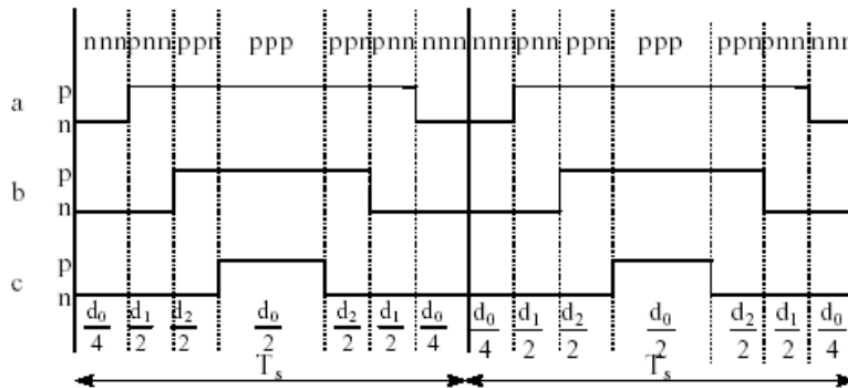


Figure B.2-Signaux de gâchette à SVM2.

Modulation vectorielle à séquence alternative du vecteur zéro (SVM3)

Dans ce schéma, les vecteurs zéro $V_0(000)$ et $V_7(111)$ sont employés alternativement dans les cycles adjacents de sorte que la fréquence de commutation soit divisée en deux, comme illustré sur la Fig(B.3).

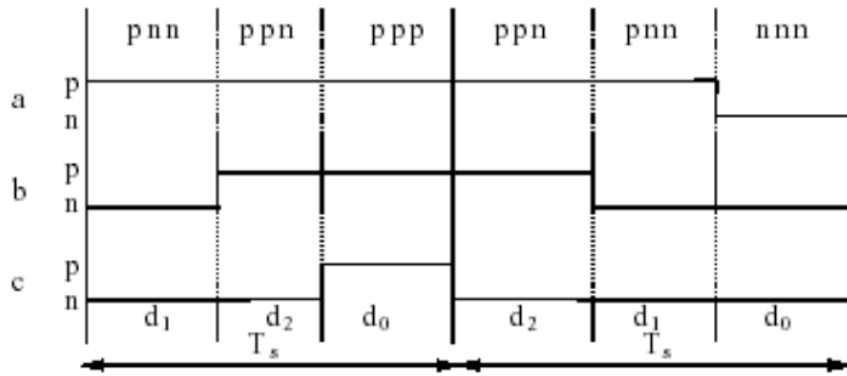


Figure B.3-Signaux de gâchette à SVM3.

Modulation vectorielle à séquence non commutée du courant le plus élevé (SVM4)

Cet arrangement est basé sur l'effet que les pertes de commutation sont d'une façon approximative proportionnelles à l'amplitude du courant étant commuté et par conséquent il serait avantageux d'éviter la commutation du bras de l'onduleur portant le courant instantané le plus élevé. C'est possible dans la plupart des cas, parce que tous les vecteurs d'état de commutation adjacents diffèrent selon l'état des commutateurs dans un seul bras. Par conséquent, en utilisant un seul vecteur zéro $V_0(000)$ ou $V_7(111)$ dans un secteur donné, avec un des bras ne doit pas être commuté, comme montré sur la Fig (B.4).

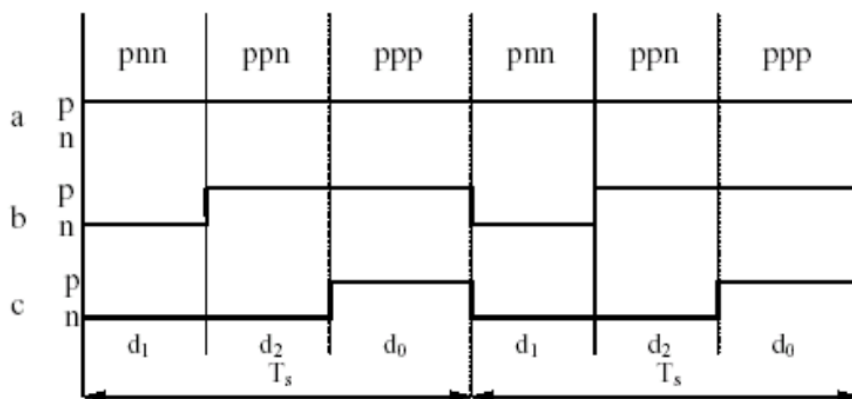


Figure B.4-Signaux de gâchette à SVM4.

Annexe C : Schéma bloc des simulations

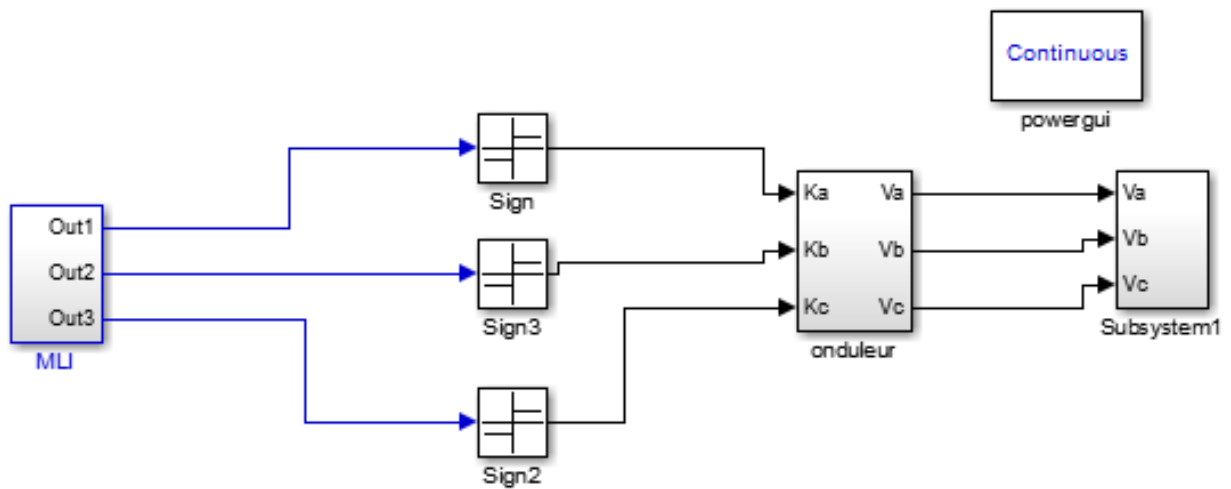


Figure C.1-Moteur asynchrone alimenté par onduleur à MLI.

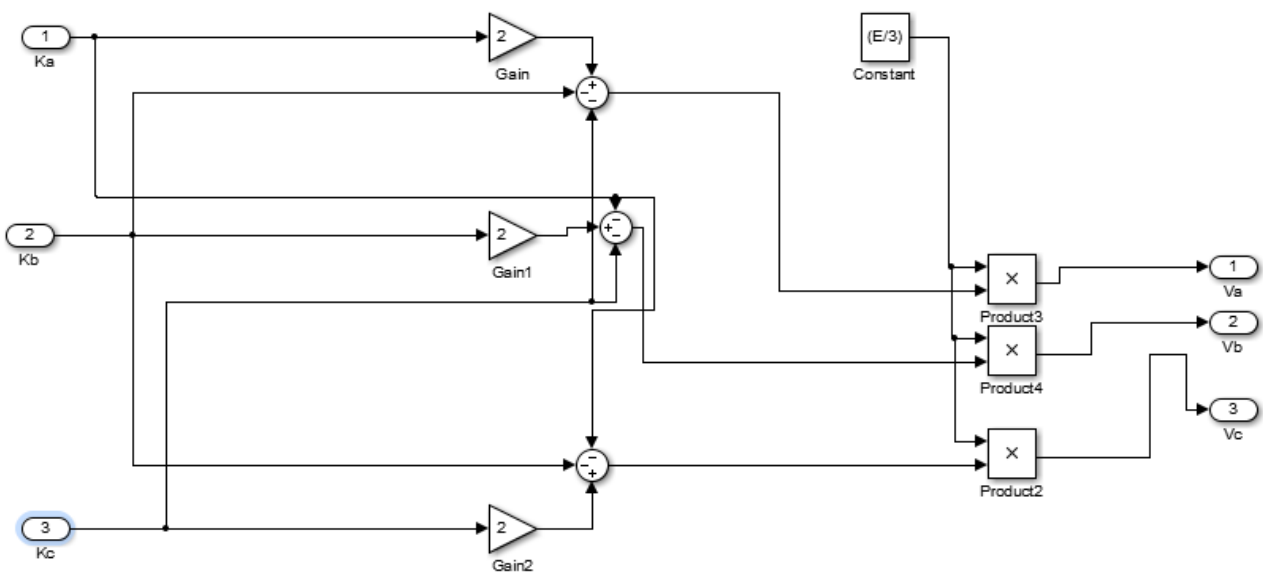


Figure C.2-Bloc simulations de module mathématique d'onduleur de tension triphasé.

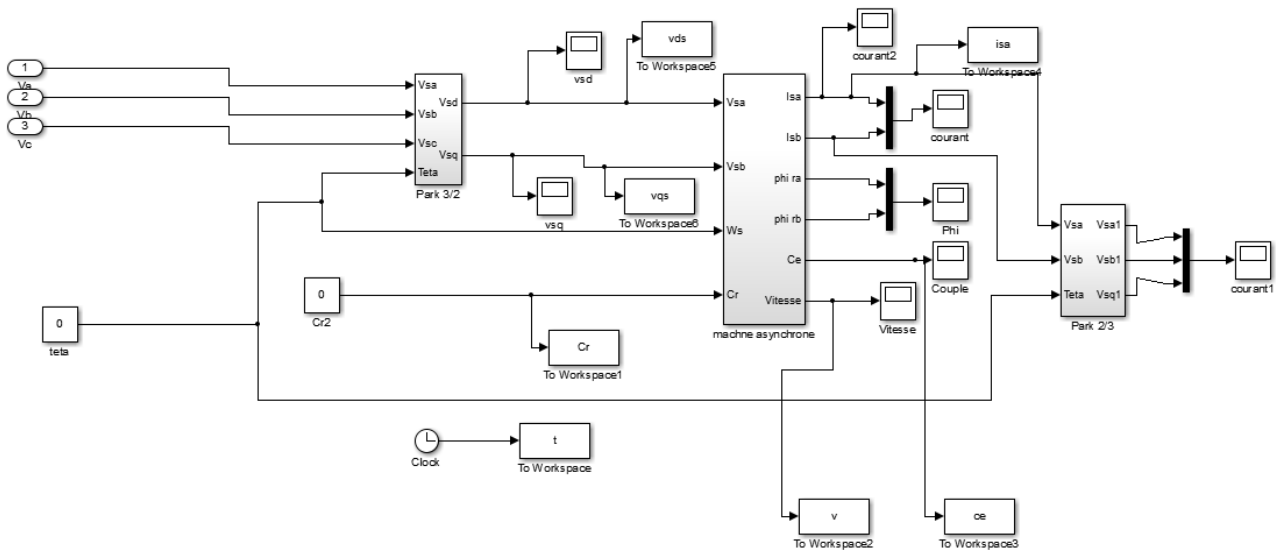


Figure C.3-Modale simulations de MAS.

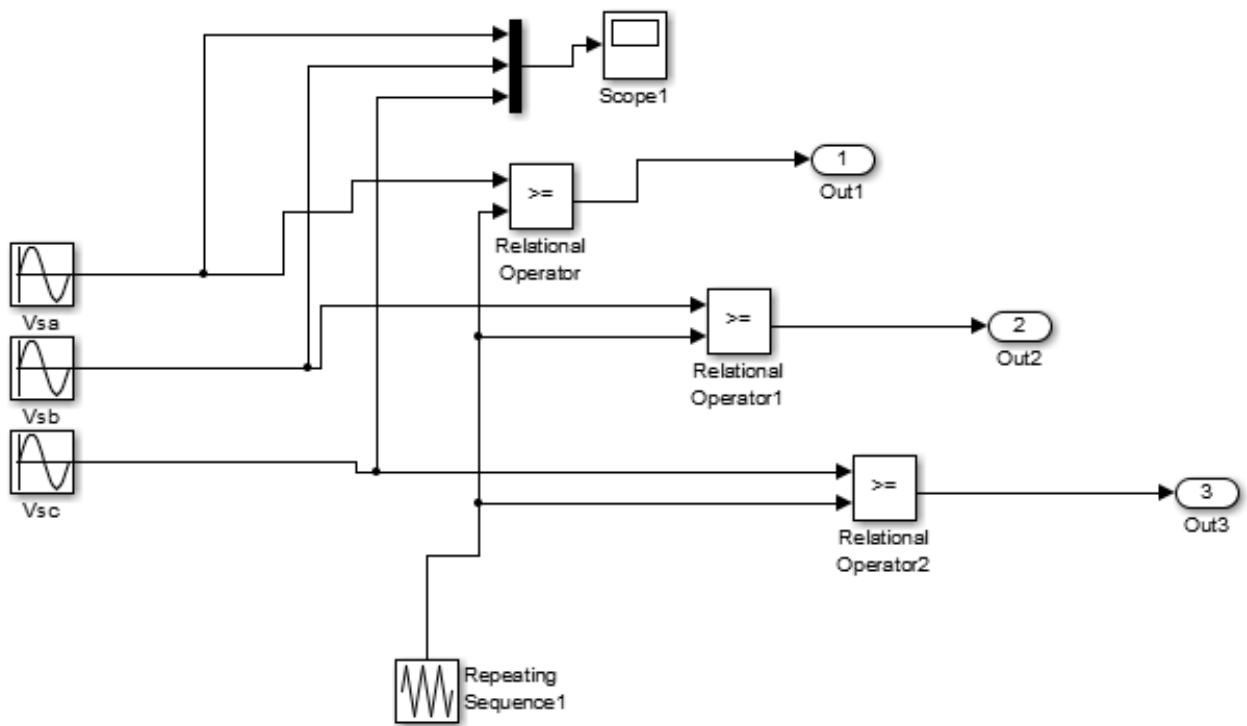


Figure C.4-Schéma principale de technique MLI classique .

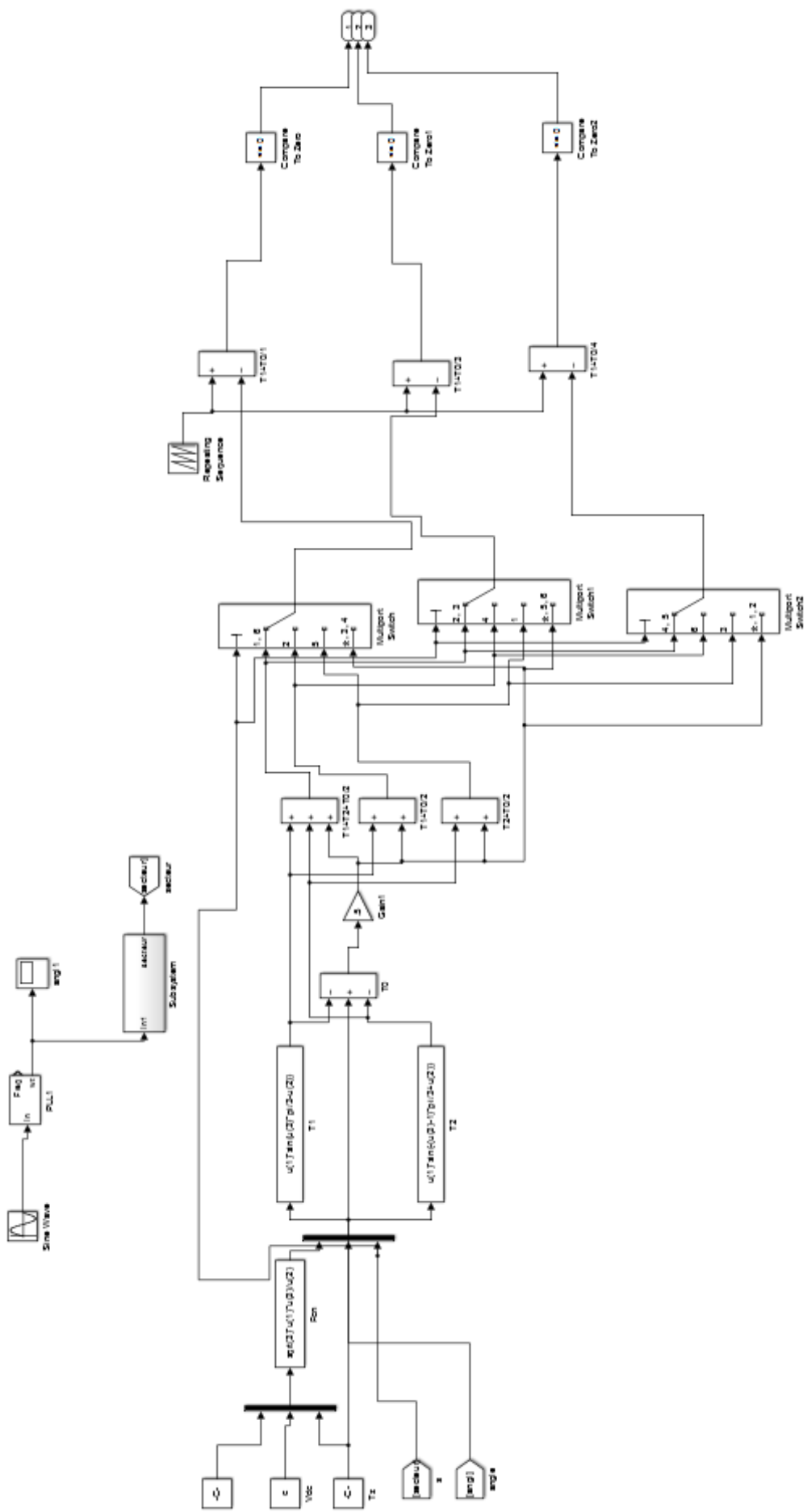


Figure C.5-Schéma principale de technique MLI vectorielle.

Annexe D :Caractéristique capteur de courant [47]



Figure D.1-Capteur de courant i310s-Sonde de courant..

Caractéristiques générales	
Taille de conducteur maximale :	Diamètre : 19 mm
Connexion de sortie	Connecteur BNC de sécurité Fournie avec adaptateur de sécurité de 4 mm
Mise à zéro de la sortie	Réglage manuel via la molette
Longueur de câble	2 mètres
Plage de température de fonctionnement	-10 à +50 °C
Plage de température de stockage (sans pile)	-20 à +85 °C
Humidité de fonctionnement	15 % à 85 % (sans condensation)
Poids	250 g

Caractéristiques électriques	
Gammes de courant	30 A et 300 A AC r_{ms} ou ± 45 A et 450 A DC
AC r_{ms} ou DC	± 45 A et 450 A
Courant de démarrage	600 A AC r_{ms} MAX
Sensibilité à la sortie	10 mV/A (30 A) 1 mV/A (300 A)
Précision (à +25 °C)	(gamme 30 A) ± 1 % de la mesure ± 50 mA (gamme de 300 A) ± 1 % de la mesure ± 300 mA
Bande passante pour précision conforme aux spécifications	1 kHz
Déphasage sous 1 kHz	< 2 degrés
Résolution	± 50 mA (30 A) ± 100 mA (300 A)
Impédance de charge	> 10 kOhms et ≤ 100 pF
Sensibilité de positionnement du conducteur	$\pm 1,5$ % par rapport à une mesure centrée
Gamme de fréquence	(petits signaux) DC jusqu'à 20 kHz (-3 dB)
Coefficient de température	$\pm 0,1$ % de la mesure / °C
Alimentation	Pile alcaline 9 V, MN1604/PP3
Autonomie des piles	30 heures, voyant de pile faible
Tension de service (voir section Sécurité)	300 V AC r_{ms} ou DC

Norme de sécurité	
BS EN 61010-1	2001
BS EN 61010-2-032	2002
BS EN 61010-031	2002
300 V r_{RMS} , Catégorie III, Degré de pollution 2	
Remarque	L'utilisation de la sonde sur des conducteurs nus est limitée à 300 V AC efficaces ou DC et à des fréquences inférieures à 1 kHz.
Normes de compatibilité électromagnétique	BS EN 61236 1998 +A1, A2 et A3