

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية
République Algérienne démocratique et populaire

وزارة التعليم العالي والبحث العلمي
Ministère de l'enseignement supérieur et de la recherche scientifique

جامعة سعد دحلب البلدية 1
Université SAAD DAHLAB de BLIDA 1

كلية التكنولوجيا
Faculté de Technologie

قسم الآلية والكهر وتقني
Département d'Automatique & Electrotechnique



Mémoire de Master

Filière Électrotechnique
Spécialité Machines électriques

Thème

Commande d'un onduleur triphasé par SHEPWM optimisée pour MAS

Présenté par :

- SARDI HAMZA
- DAOUD SAID

Encadreur :

- KAHLANE Hamza

Co-promoteur :

- Pr. GHADBANE Ismail

Année Universitaire : 2024/2025

Remerciements

Mes remerciements s'adressent :

En premier lieu à ALLAH, le tout puissant pour la Volanté, la santé et la patience qu'il m'a donnée durant ces longues années ;

A mon encadreur Mr. KAHLANE Hamza qui m'a apporté une aide précieuse, je lui exprime ma gratitude pour sa grande disponibilité, ainsi que pour sa compréhension et les encouragements qu'il m'a apportés ;

À mon co-promoteur Mr. GHADBANE Ismail, pour ses conseils et son soutien tout au long de ce projet ;

Nous exprimons également notre gratitude aux membres du jury pour le temps et les efforts qu'ils consacreront à l'évaluation et à l'examen de ce travail.

A les tous Les enseignants du Département d'Electrotechnique et Automatique.

Dédicace

Je dédie ce travail à ma chère mère. Aucun mot ne suffit pour remercier tout l'amour, les efforts et les sacrifices qu'elle a faits pour moi. Elle a toujours été là, dans les moments difficiles comme dans les bons, pour me soutenir et m'encourager. Si j'ai pu arriver jusqu'ici, c'est grâce à elle. Ce diplôme est aussi le sien.

À mon cher père, que Dieu accueille en Sa miséricorde. Tu as été mon pilier, mon exemple et ma source d'inspiration. Chaque page de ce travail porte la trace de tes valeurs et de ton amour.

À mes frères, mes sœurs et à leurs familles, je vous remercie pour votre présence, vos encouragements et votre confiance. Votre soutien m'a beaucoup aidé.

À mes amis fidèles, qui m'ont accompagné tout au long de ce parcours, je vous suis très reconnaissant. Merci d'avoir cru en moi et d'être restés à mes côtés.

À mon partenaire, qui a partagé avec moi les moments de stress comme les moments de joie pendant ce projet.

Et enfin, à toutes les personnes qui m'ont aidé ou soutenu, de près ou de loin, je vous remercie sincèrement.

Que ce travail soit l'accomplissement de vos vœux tant allégués, et le fruit de votre soutien infaillible.

SARDI HAMZA

Dédicace

Tout d'abord, je rends grâce à Allah, notre Créateur, pour m'avoir accordé la force, la volonté et le courage nécessaires à la réalisation de ce travail modeste.

Je dédie ce travail à mes chers parents, mon père et ma mère. Aucun mot de remerciement ou d'appréciation ne saurait rendre justice à leur amour, leur dévouement et leur soutien indéfectible. Ils ont consenti d'innombrables sacrifices physiques et moraux, veillant tard la nuit et travaillant sans relâche pour m'offrir les meilleures conditions possibles afin de réussir mes études. Aujourd'hui, je réalise ce rêve, qui était aussi le leur : achever mon parcours universitaire.

À ma petite sœur, à qui je souhaite du fond du cœur une réussite éclatante dans son avenir, ce travail t'est aussi dédié.

À mes amis fidèles, qui sont restés à mes côtés contre vents et marées, je vous remercie sincèrement.

À mon cher partenaire, qui a partagé avec moi chaque moment de difficulté et de joie jusqu'à l'achèvement de ce travail, ainsi qu'à sa famille, je vous adresse toute ma gratitude.

Enfin, à toutes les personnes qui m'ont soutenu, de près ou de loin, j'exprime ici ma reconnaissance.

J'espère que ce travail sera à la hauteur de vos espérances, fruit de mon effort et de votre présence bienveillante.

DAOUD Said

Les mots techniques :

MLI ou PWM : Modulation de largeur d'impulsion

SHEPWM : (Selective Harmonic Elimination Pulse Width Modulation) Modulation de largeur d'impulsion avec élimination sélective des harmoniques.

SPWM: (Sinusoidal Pulse Width Modulation) Modulation de largeur d'impulsion Sinusoïdal

MAS : Moteur Asynchrone

Im : indice de modulation

THD : (Total Harmonic Distortion) le taux de distorsion harmonique totale

ملخص:

تتناول هذه المذكرة دراسة وتحسين أداء محرك غير متزامن ثلاثي الطور عبر استعمال تقنية متقدمة للتحكم تعرف بـ (SHEPWM) التحكم بعرض النبضة مع الإزالة الانتقائية للتوافقيات تم أولاً استعراض خصائص المحركات غير المتزامنة وأنواع تقنيات التحكم الحديثة، ثم تم تنفيذ خوارزمية نيوتن-رافسون لحساب زوايا التبديل بهدف إزالة التوافقيات غير المرغوبة. تم التحقق من الأداء من خلال محاكاة باستخدام MATLAB/Simulink ، ثم تم التحقق تجريبياً باستخدام منصة dSPACE . أظهرت النتائج أن تقنية SHEPWM تضمن تقليل التوافقيات وتحسين جودة الإشارة مقارنة بـ SPWM .

الكلمات المفتاحية: المحرك غير المتزامن، العاكس ثنائي المستوى، NR، تعديل عرض النبضة مع إزالة التوافقيات (SHE-PWM)، V/f ثابت

Résumé :

Ce mémoire porte sur l'amélioration de la commande d'un moteur asynchrone triphasé en utilisant la technique (SHEPWM) Modulation de largeur d'impulsions avec élimination sélective des harmoniques Une étude théorique a été menée pour décrire le fonctionnement des moteurs et des onduleurs. Ensuite, l'algorithme de Newton-Raphson a été utilisé pour calculer les angles de commutation permettant d'éliminer certains harmoniques. Les performances ont été analysées par simulation sous MATLAB/Simulink puis validées expérimentalement avec une carte dSPACE. Les résultats obtenus montrent que la SHEPWM permet une réduction significative des harmoniques et une meilleure qualité de tension par rapport à la SPWM.

Mots-Clés : MAS, onduleurs à deux niveaux, NR, SHE-PWM, V/f (c^{st}).

Abstract in English:

This thesis focuses on improving the control of a three-phase induction motor using the Selective Harmonic Elimination PWM technique. A theoretical study was carried out to analyze motor and inverter operation. The Newton-Raphson algorithm was applied to calculate switching angles that eliminate specific harmonics. The SHEPWM technique was simulated in MATLAB/Simulink and experimentally validated using a dSPACE board. The results demonstrate that SHEPWM significantly reduces harmonic distortion and enhances output voltage quality compared to SPWM, while maintaining good dynamic performance of the motor.

Keywords: IM, two-level inverters, NR, SHE-PWM, V/f (cst)

Table de matière

Introduction Générale	1
CHAPITRE 01 : GÉNÉRALITÉS SUR LE MOTEUR ASYNCHRONE & LES ONDULEURS	3
I.1. Introduction :	4
I.2. LA MAS :	4
I.2.1. Constitution du moteur asynchrone (MAS) :	4
I.2.1.1. Stator :	4
I.2.1.2. L'entrefer :	5
I.2.1.3. Le rotor (induit) :	5
I.2.1.4. L'Arbre :	6
I.2.2. Bobinage de la machine asynchrone :	7
I.2.3. Principe de fonctionnement de la MAS et leur Avantages :	7
I.2.3.1. Le glissement :	8
I.2.3.2. Bilan de puissance :	9
I.2.4. Modèle du MAS :	10
I.2.5. Inversion du sens de la rotation du moteur :	10
I.2.6. Démarrage de la machine asynchrone :	11
I.2.7. Freinage des moteurs asynchrones :	11
I.2.8. Variation de vitesse d'un moteur asynchrone :	11
I.2.9. Commande de la machine asynchrone :	12
I.2.9.1. Commande Directe (DOL - Direct On Line) :	12
I.2.9.2. Démarrage Étoile-Triangle (Y-Δ) :	12
I.2.9.3. Commande Scalaire (V/f) :	12
I.2.9.4. La Commande Vectorielle FOC :	13
I.2.9.5. Commande DTC (Direct Torque Control) :	14
I.2.9.6. Commande DTC-MPC (Model Prédictive Control) :	15
I.2.10. Principe de la commande V/f :	15
I.3. Les onduleurs :	16
I.3.1. DESCRIPTION DU CONVERTISSEUR STATIQUE :	16

I.3.2.	Définition d'un convertisseur DC-AC :	17
I.3.3.	Classification des onduleurs :	17
I.3.3.1.	Selon le type de source d'alimentation :	18
I.3.3.2.	Selon la forme d'onde de sortie	18
I.3.3.3.	Selon le mode de connexion :	20
I.3.3.4.	Selon le nombre de phases :	21
I.3.3.5.	Selon la conception du circuit (topologie)	23
I.3.4.	Principe de fonctionnement de l'onduleur	23
Chapitre 02 : La Technique SHEPWM		25
II.1.	Introduction	26
II.2.	La commande des onduleurs :	26
II.2.1.	Commande symétrique :	26
II.2.2.	Commande décalée :	27
II.2.3.	Structure et commande des onduleurs de tension à deux niveaux :	28
II.3.	La technique MLI	29
II.4.	Développements des différentes techniques de MLI	30
II.4.1.	La commande SPWM	30
II.4.1.1.	Avantages de la SPWM :	32
II.4.1.2.	Inconvénients de la SPWM :	32
II.4.2.	La Commande par modulation en courant par hystérésis :	33
II.4.2.1.	Les avantages et inconvénients de la commande par modulation en courant par hystérésis :	34
II.4.3.	THIPWM (Third Harmonic Injection Pulse Width Modulation)	34
II.4.3.1.	Les avantages et inconvénients de la modulation par injection du troisième harmonique (THIPWM) :	35
II.4.4.	La commande SVPWM (Space Vector Pulse Width Modulation)	36
II.4.4.1.	Définition	36
II.4.4.2.	Le principe de la modulation vectorielle	36
II.4.4.3.	Les avantages et inconvénients de la modulation de largeur d'impulsion par vecteur spatial (SVPWM) :	39
II.4.5.	La commande DPWM (Discontinuons Pulse Width Modulation)	39

II.4.5.1.	Les avantages et inconvénients de la modulation de largeur d'impulsion décalée (DPWM) :	42
II.4.6.	La Modulation par Élimination Sélective des Harmoniques (SHEPWM)	43
II.4.6.1.	Principe de la SHEPWM	43
II.4.6.2.	Série de Fourier :.....	44
II.4.6.3.	Méthode de NEWTON-RAPHSON.....	47
II.4.6.4.	Autres stratégies de calcul des angles de commutation :	50
I.1.1.1.	Avantages et inconvénients de la SHEPWM :	51
II.5.	Conclusion :	52
<i>Chapitre 3 : Partie expérimentale</i> <i>et</i> <i>Simulation</i>		53
III.1.	Introduction :	54
III.2.	Schéma synoptique et description du système :	55
III.2.1.	Description des éléments matériels et logiciels :	55
III.2.2.1.	Éléments matériels :	55
III.2.2.2.	Environnement logiciel :	57
III.3.	Génération des Angles de commutation	58
III.4.	Partie Simulation :	60
III.4.1.	Simulation avec la Technique SHEPWM	60
III.4.1.1.	Schéma de simulation.....	60
III.4.1.2.	Analyse des signaux et les résultats obtenus	61
III.4.2.	Variation de vitesse du MAS	68
III.4.3.	Simulation avec la Technique SPWM :	71
III.4.3.1.	Schéma de simulation SPWM	71
III.4.3.2.	Résultats à 50 Hz	72
III.4.3.3.	Synthèse des résultats SPWM	74
III.4.4.	Comparaison SHEPWM vs SPWM.....	74
III.5.	Partie Expérimentale :	75
III.5.1.	Réalisation pratique de la commande :	75
III.5.2.	Résultats Expérimentaux.....	75
III.5.2.	Résultats obtenus de la variation du vitesse pour MAS	82
III.5.3.	Discutions des résultats.....	84

III.6. Conclusion.....	85
<i>Conclusion Générale :.....</i>	<i>86</i>
<i>Annexe</i>	<i>88</i>
<i>Bibliographies.....</i>	<i>89</i>

Liste Des Figures

Figure (I.1) : Tôles constituant le circuit.....	05
Figure (I.2) : stator de machine asynchrone magnétique du stator.	05
Figure (I.3) : Rotor à bobiné (à bagues).....	06
Figure (I.4) : Rotor à cage d'écureuil.....	06
Figure (I.5) : Bilan des puissances.....	09
Figure (I.6) : Modèle d'une machine asynchrone triphasée. 1 Partie fixe : Stator. 2 Partie mobile : Rotor. 3 Entrefer constant.	10
Figure (I.7) : Les différents types de convertisseurs statiques.	16
Figure (I.8) : Digramme puissance-fréquence des composants Miller.	17
Figure (I.9) : Schéma symbolique d'un onduleur.	17
Figure (I.10) : Onduleur de courant.	18
Figure (I.11) : Onduleur de tension.	18
Figure (I.12) : Onde modifiée et carrée.	20
Figure (I.13) : Schéma de principe d'un onduleur de tension en demi-pont.	21
Figure (I.14) : Différentes formes des signaux.	21
Figure (I.15) : Schéma de principe d'un onduleur monophasé en pont.	22
Figure (I.16) : Tensions et leurs spectres.	22
Figure (I.17) : schéma d'un onduleur triphasé.	23
Figure (I.18) : schéma d'un onduleur multiniveau.	23
Figure (I.19) : fonctionnement et signal de l'onduleur dans le 1 ^{er} demi cycle.	24
Figure (I.20) : fonctionnement et signal de l'onduleur dans le 2 ^{ème} demi cycle.	24
Figure (I.21) : signal complet de l'onduleur.....	24
Figure (II.1) : Commande en pleine d'onde (symétrique).	27
Figure (II.2) : commande décalée.....	27
Figure (II.3) : Convertisseur à deux niveaux de tension.	28
Figure (II.4) : signal MLI 2 niveaux.	29
Figure (II.5) : Schéma de la méthode SPWM.....	31
Figure (II.6) : Schéma fonctionnel de la commande en courant par hystérésis.....	33
Figure (II.7) : Principe de la commande en courant par hystérésis.....	33
Figure (II.8) : Injection d'harmonique de rang trois.....	35

Figure (II.9) : Présente le schéma représentatif de la topologie d'un onduleur triphasé de tension.....	37
Figure (II.10) : les huit états de la topologie de l'onduleur triphasé.....	38
Figure (II.11) : Représentation vectorielle des tensions générées par l'onduleur, différents de zéro dans le plan (α, β) . (Polygone de commutation).....	39
Figure (II.12) : Rapport entre les pertes par commutation des stratégies DPWM et celles de la stratégie SVPWM en fonction du facteur de puissance de la charge.....	40
Figure (II.13) : Séquence du signal de pilotage de l'onduleur sur une période de dé coupage pour la stratégie DDT-GDPWM.....	41
Figure (II.14) : Rapport entre les pertes par commutation de la DDT-GDPWM et celles de la SVPWM.....	41
Figure (II.15) Capteurs de courant nécessaires pour la DDT-GDPWM.....	42
Figure (II.16) : Angles de commutation en fonction de r	44
Figure (II.17) : Forme d'onde MLI pour un onduleur monophasé en demi-pont.....	45
Figure (II.18) : Courbes des angles de commutation exacts pour m égal à 3 et 5.....	50
Figure (II.19) : Les méthodes d'optimisation	51
Figure (III.1) : Schéma synoptique global du système.....	55
Figure (III.2) : Onduleur triphasé à deux niveaux (Semikron).....	56
Figure (III.3) : Carte MicroLabBox dSPACE 1104.....	56
Figure (III.4) : Carte d'isolation.....	57
Figure (III.5) : power mètre.....	57
Figure (III.6) : Organigramme de la méthode Newton-Raphson.....	59
Figure (III.7) : schéma de simulation de command SHEPWM.....	61
Figure (III.8) : Signal de commande avec 5 angles de commutation.....	62
Figure (III.9) : Tension de sortie de l'onduleur correspondant au signal précédent.....	62
Figure (III.10) : Analyse FFT (THD) spectrale.....	63
Figure (III.11) : Signal de commande obtenu avec 7 angles de commutation.....	63
Figure (III.12) : Tension de sortie de l'onduleur.....	64
Figure (III.13) : Analyse FFT (THD) spectrale.....	64
Figure (III.14) : Signal de commande avec 9 angles de commutation.....	65
Figure (III.15) : Tension de sortie de l'onduleur.....	65

Figure (III.16) : Analyse FFT (THD) spectrale.....	66
Figure (III.17) : Signal de commande avec 15 angles de commutation.....	66
Figure (III.18) : Tension de sortie de l'onduleur.....	67
Figure (III.19) : Analyse FFT (THD) spectrale.....	67
Figure (III.20) : Analyse FFT (THD) spectrale limite la fréquence a (2 KHz).....	67
Figure (III.21) : représente la vitesse pour 50hz.....	68
Figure (III.22) : représente la vitesse à 40hz.....	69
Figure (III.23) : représente la vitesse à 30hz.....	69
Figure (III.24) : représente la vitesse à 20hz.....	69
Figure (III.25) : représente la vitesse à 50hz.....	70
Figure (III.26) : représente la vitesse à 40hz.....	70
Figure (III.27) : représente la vitesse à 30hz.....	70
Figure (III.28) : représente la vitesse à 20hz.....	71
Figure (III.29) : schéma de simulation SPWM.....	72
Figure (III.30) : signaux de commande générés par la technique SPWM à une fréquence de 50 Hz.....	72
Figure (III.31) : la tension de sortie de l'onduleur en phase A obtenue avec la modulation SPWM à 50 Hz.....	73
Figure (III.32) : taux de distorsion harmonique (THD) de la tension de sortie à 50 Hz.....	73
Figure (III.33) : Signal de commande avec 5 angles de commutation dans l'oscilloscope.....	75
Figure (III.34) : Tension de sortie de l'onduleur.....	76
Figure (III.35) : Analyse FFT (THD) spectrale.....	76
Figure (III.36) : Signal de commande avec 7 angles de commutation dans l'oscilloscope.....	77
Figure (III.37) : Signal de commande avec 7 angles de commutation dans l'oscilloscope.....	78
Figure (III.38) : Tension de sortie de l'onduleur.....	78
Figure (III.39) : Analyse FFT (THD) spectrale.....	79
Figure (III.40) : Signal de commande avec 9 angles de commutation dans l'oscilloscope.....	79
Figure (III.41) : Tension de sortie de l'onduleur.....	80
Figure (III.42) : Analyse FFT (THD) spectrale.....	80
Figure (III.43) : Signal de commande avec 15 angles de commutation dans l'oscilloscope.....	81
Figure (III.44) : Tension de sortie de l'onduleur.....	81

Figure (III.45) : Analyse FFT (THD) spectrale.....	82
Figure (III.46) : représente la Vitesse du moteur à 50hz.....	83
Figure (III.47) : représente la Vitesse du moteur à 40hz.....	83
Figure (III.48) : représente la Vitesse du moteur à 30hz.....	83
Figure (III.49) : représente la Vitesse du moteur à 20hz.....	84

Listes des tableaux

Chapitre 02 :

Tableau (II.1) : Avantages de la SPWM.....	32
Tableau (II.2) : Inconvénients de la SPWM.....	32
Tableau (II.3) : Les avantages et inconvénients de la commande par modulation en courant par hystérésis.....	34
Tableau (II.4) : les avantages et inconvénients de THIPWM.....	35
Tableau (II.5) : Les avantages et inconvénients de la (SVPWM).....	39
Tableau (II.6) : les avantages et inconvénients DPWM.....	42
Tableau (II.7): les avantages de la SHEPWM.....	52
Tableau (II.8) : les Inconvénients de la SHEPWM.....	52

Chapitre 03 :

Tableau (III.1) : Tableau des angles calculer par la méthode Newton-Raphson.....	60
Tableau (III.2) : Comparaison entre SHEPWM et SPWM.....	74
Tableau (III.3) : comparaison des configurations entre simulation et expérimentation.....	84

Introduction Générale

Dans le domaine de l'électrotechnique, la commande des moteurs électriques, en particulier les moteurs asynchrones triphasés (MAS), représente un enjeu fondamental tant pour l'industrie que pour la recherche. Ces moteurs sont largement utilisés en raison de leur robustesse, de leur coût relativement faible, de leur entretien minimal et de leur adaptabilité à de nombreuses applications industrielles comme les convoyeurs, ventilateurs, ascenseurs ou encore les systèmes de pompage. Toutefois, pour garantir une efficacité énergétique optimale et une précision de contrôle adaptée aux exigences modernes, leur alimentation doit être assurée par des systèmes de commande avancés capables de gérer à la fois la fréquence et l'amplitude de la tension appliquée.

La modulation de largeur d'impulsion (MLI ou PWM) s'est imposée comme une solution incontournable pour piloter les onduleurs qui alimentent ces moteurs. Parmi les techniques les plus répandues, la modulation sinusoïdale SPWM (Sinusoidal PWM) est fréquemment utilisée pour sa simplicité de mise en œuvre et sa stabilité de fonctionnement. Toutefois, cette méthode génère un spectre harmonique important, ce qui affecte la qualité de la tension de sortie, réduit le rendement global du système et peut engendrer des échauffements supplémentaires, des vibrations mécaniques ou encore des perturbations électromagnétiques.

C'est dans ce cadre que s'inscrit notre travail de fin d'études. L'objectif principal de ce mémoire est d'implémenter une technique de modulation plus avancée, à savoir la modulation par élimination sélective d'harmoniques (SHEPWM), appliquée à un onduleur triphasé à deux niveaux destinés à alimenter un moteur asynchrone. La SHEPWM repose sur une approche mathématique rigoureuse consistant à résoudre un système d'équations non linéaires issu du développement en série de Fourier du signal de commande. L'algorithme de Newton-Raphson a été utilisé ici pour le calcul des angles de commutation permettant d'éliminer efficacement certaines harmoniques de bas ordre (comme les 5^e, 7^e ou 11^e), tout en maximisant la composante fondamentale.

Dans un premier temps, une étude théorique complète est menée pour présenter les caractéristiques du moteur asynchrone, des onduleurs ainsi que des principales techniques de MLI. Ensuite, la SHEPWM est simulée à l'aide de l'environnement MATLAB/Simulink pour évaluer ses performances en termes de THD, de forme d'onde, et de comportement dynamique du moteur. Enfin, une validation expérimentale est effectuée à l'aide d'un banc d'essai basé sur la carte dSPACE, afin de comparer les résultats simulés avec ceux mesurés sur un système réel.

À travers cette étude, nous cherchons non seulement à démontrer la supériorité de la SHEPWM sur la SPWM en matière de qualité de signal et de rendement, mais aussi à en explorer les limites, notamment en termes de complexité de mise en œuvre et de contraintes de calcul en temps réel.

Ce mémoire est structuré comme suit :

- Le premier chapitre est consacré aux généralités sur le moteur asynchrone triphasé et les onduleurs, en abordant leurs principes de fonctionnement, leurs caractéristiques et les différentes méthodes de commande.
 - Le deuxième chapitre présente les différentes techniques de modulation de largeur d'impulsion, avec un accent particulier sur la modulation par élimination sélective d'harmoniques (SHEPWM), ainsi que les outils mathématiques utilisés pour son implémentation.
 - Le troisième chapitre regroupe à la fois la partie simulation sous MATLAB/Simulink et la partie expérimentale avec la carte dSPACE, permettant une validation complète du système et une analyse comparative des résultats.
- Enfin, une conclusion générale vient clore ce travail en résumant les contributions principales et en ouvrant des perspectives pour des travaux futurs.

CHAPITRE 01 :

**GÉNÉRALITÉS SUR LE MOTEUR
ASYNCHRONE & LES ONDULEURS**

I.1. Introduction :

Ce chapitre présente les bases essentielles du moteur asynchrone triphasé (MAS) : sa constitution (stator, rotor, entrefer), son principe de fonctionnement, ainsi que les notions de glissement, puissance. Il aborde aussi les différentes méthodes de démarrage, de variation de vitesse et de commande (scalaire, vectorielle, DTC). Enfin, une partie est consacrée aux onduleurs, leur rôle, types et stratégies de commande, indispensables au pilotage moderne des moteurs.

I.2. LA MAS :

Les moteurs électriques sont des dispositifs qui transforment l'énergie électrique en énergie mécanique. Il en existe plusieurs types, notamment les moteurs à courant continu, synchrones et asynchrones. Parmi eux, le moteur asynchrone triphasé (MAS) est le plus utilisé dans les applications industrielles grâce à sa simplicité, sa robustesse et son coût réduit. Il peut être commandé par un onduleur pour un contrôle efficace de la vitesse.

I.2.1. Constitution du moteur asynchrone (MAS) :

Les parties principales du moteur asynchrone sont :

I.2.1.1. Stator :

Le stator, également appelé inducteur, est la partie fixe (statique) des moteurs asynchrones. Il est constitué d'un empilement de tôles minces (généralement de 0,5 mm d'épaisseur) isolées entre elles pour réduire les pertes par courants de Foucault. Cet ensemble forme le circuit magnétique statorique, dans lequel sont découpées des encoches abritant un bobinage triphasé.

Ce bobinage, lorsqu'il est alimenté par un courant triphasé, engendre un champ magnétique tournant, essentiel au fonctionnement du moteur asynchrone. Pour les petites puissances (généralement inférieures à 10 kW), le stator est souvent conçu avec des enroulements optimisés pour des applications domestiques ou industrielles légères [1] [2].

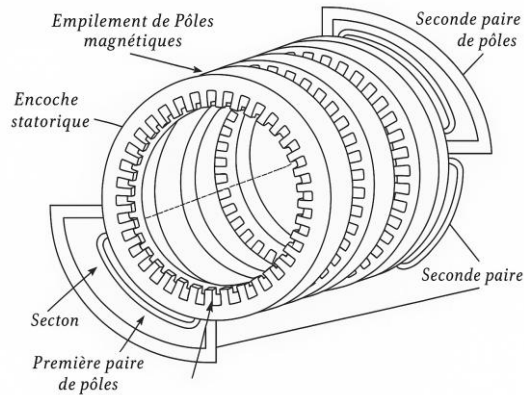


Figure (I.1) : Tôles constituant le circuit

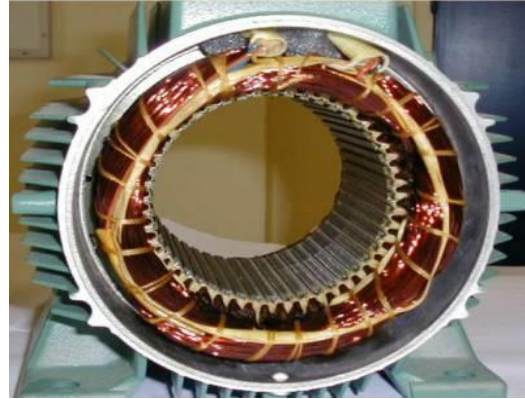


Figure (I.2) : stator de machine asynchrone magnétique du stator

I.2.1.2. L'entrefer :

L'entrefer c'est l'air qui se situe entre le stator et le rotor, il est donné en fonction de la hauteur d'axe pour différents nombres de pôles.

Si on veut avoir un bon facteur de puissance, un courant magnétisant minimal et un bon rendement, l'entrefer doit être petit, comme il doit être aussi grand que possible afin de réduire les pertes (pertes superficielles et pertes par pulsation) et un bon fonctionnement des moteurs asynchrones [2].

I.2.1.3. Le rotor (induit) :

C'est la partie tournante du moteur, il comporte au périphérique extérieur des encoches destinés à recevoir les conducteurs qui sont en court-circuit, donc il n'est relié à aucune alimentation électrique et il tourne à une vitesse (N) inférieure à celle du champ tournant. Selon la construction du rotor, on peut distinguer deux familles de moteurs asynchrones :

Les moteurs à cage : dans ce cas le rotor forme une cage d'écureuil.

Les moteurs à bagues dont le rotor est bobiné [7].

Rotor bobiné (à bagues) :

Le rotor bobiné est constitué d'un empilage de disques. Les tôles de ce rotor sont munies d'encoches ou sont placées des conducteurs formant des bobinages au quel on peut accéder par l'intermédiaire de trois bagues et trois balais, ce dispositif permet de modifier les propriétés électromécaniques du moteur. Le nombre d'encoches rotorique (Z_1) doit être choisi de façon qu'il soit différent de celui du stator (Z_2), (p : Le nombre de paires de pôles) ($Z_1 \neq Z_2$), ($Z_1 - Z_2 \neq \pm 2p$), ($Z_1 - Z_2 \neq \pm 1 + 2p$) [2].

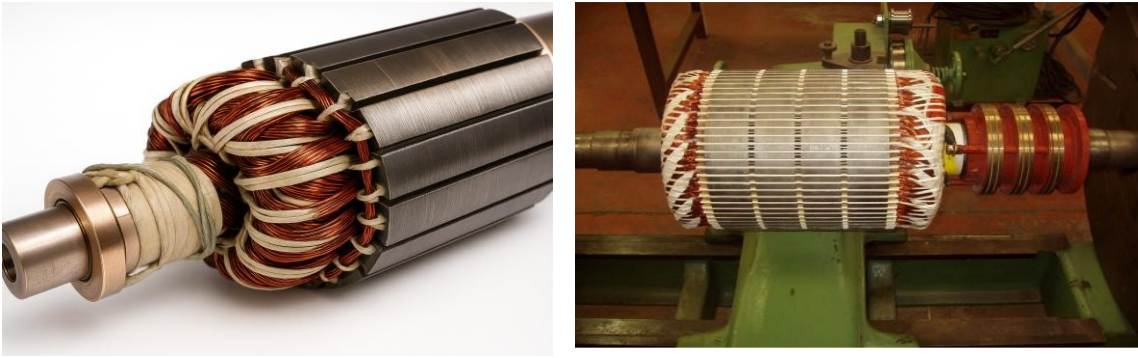


Figure (I.3) : Rotor à bobiné (à bagues).

Rotor a cage d'écureuil :

Les encoches du rotor à cage d'écureuil comportent des barres en cuivre ou en aluminium réunies entre elles de part et d'autre du rotor par des anneaux. Dans le cas de moteurs de faible puissance et même de puissance moyenne, les cages sont en aluminium coulé sous vide partiel et pression. Ce procédé permet d'éviter la présence néfaste de bulles d'air dans les barres et d'obtenir en une seule opération les barres, les anneaux de chaque extrémité et parfois même les ailettes de ventilation. Toutefois, dans les petits moteurs de fabrication récente, on utilise plutôt des ailettes en plastique, étant donné que cette matière est beaucoup moins coûteuse que l'aluminium [4].

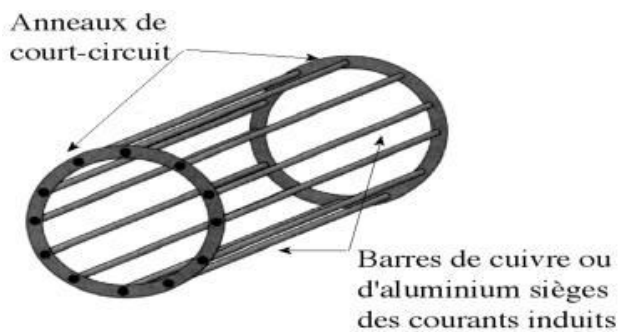


Figure (I.4) : Rotor a cage d'écureuil

I.2.1.4. L'Arbre :

L'arbre de moteur électrique est un organe de transmission du mouvement de rotation. Il comporte une partie centrale qui sert de support au corps du rotor, comme il sert de soutien aux collecteurs et aux ventilateurs, aux bagues, ainsi qu'à des accessoires varies. L'arbre est lui-même supporté par un ou plusieurs paliers suivant la configuration de l'ensemble de la ligne d'arbre [2].

I.2.2. Bobinage de la machine asynchrone :

On peut effectuer le bobinage d'une machine asynchrone de plusieurs façons, la disposition des bobines dans les encoches différencie ces types d'enroulements d'où on trouve habituellement trois types : l'enroulement imbriqué, concentrique et ondulé. Chaque type présente des avantages dans certaines applications. L'enroulement du stator peut être à une seule couche ou à deux couches, ce dernier nous permet de raccourcir le pas d'enroulement.

Le bobinage statorique peut se décomposer en deux parties, les conducteurs d'encoches et les têtes de bobines. Les conducteurs d'encoches permettent de créer dans l'entrefer le champ magnétique à l'origine de la conversion électromagnétique. Les têtes de bobines permettent, la fermeture des courants en organisant la circulation judicieuse des courants d'un conducteur d'encoche à l'autre ; l'objectif est d'obtenir à la surface de l'entrefer une distribution de courant la plus sinusoïdale possible, afin de limiter les ondulations du couple électromagnétique [5].

I.2.3. Principe de fonctionnement de la MAS et leur Avantages :

La Machine Asynchrone (MAS) a de nombreux avantages par rapport aux autres types de machines électriques tournantes, parmi lesquelles nous pouvons citer : la robustesse, le prix relativement bas et l'entretien facile et moins fréquent. La MAS est aujourd'hui la plus utilisée dans les applications industrielles où la variation de vitesse, la haute précision de régulation et les hautes performances en couple sont requises. Cependant, il faut noter que ces avantages ont longtemps été limités par la complexité de la commande due au couplage non linéaire existant entre le flux magnétique et le couple moteur. L'utilisation à grande échelle actuellement est rendue possible grâce à l'évolution technologique, notamment en matière de semi-conducteurs (MOSFET, IGBT, etc.) et de circuits électroniques programmables (DSP, FPGA, etc.).

Le principe de fonctionnement des moteurs asynchrones repose sur la création d'un champ magnétique tournant dans le stator. Celui-ci est produit par l'alimentation des trois bobines statoriques, déphasées de 120 degrés, à l'aide d'une source alternative triphasée. La fréquence de rotation de ce champ est imposée par la fréquence des courants statoriques, et la vitesse de ce champ est appelée vitesse de synchronisme. La cage du rotor est alors soumise à des variations de flux magnétique, ce qui induit une force électromotrice et génère des courants rotoriques. Ces courants provoquent l'apparition d'un couple qui tend à mettre le rotor en mouvement, selon la loi

de Lenz, afin de s'opposer à la variation du flux. Le rotor se met ainsi à tourner pour tenter de suivre le champ tournant statorique [6] [7].

$$\Omega = \frac{\omega_s}{p} [\text{rad/s}] \quad (1)$$

Le champ magnétique tourne à la vitesse de synchronisme Ω_s , le rotor tourne à la vitesse de rotation Ω . Avec : $\Omega \leq \Omega_s$

La vitesse à laquelle tourne ce champ magnétique dans l'entrefer est dite : vitesse de synchronisme, elle est directement proportionnelle à la fréquence f du réseau et inversement proportionnelle au nombre de paires de pôles P .

$$N_s = 60 \frac{f}{p} [\text{tr/min}] \quad (2)$$

Ce champ variable coupe les conducteurs rotoriques ; et d'après la loi de **FARADAY** :

$e = \frac{d\phi}{dt}$ (Tout conducteur soumis à une variation du flux est un siège d'une f.e.m) et donc une force électromotrice induite apparaît, ce qui engendre des courants induits circulant dans les conducteurs rotoriques en court-circuit.

On a aussi la loi de **LENZ** qui s'exprime par : $e = -\frac{d\phi}{dt}$, cela signifie que la f.e.m créé dans les conducteurs rotoriques s'oppose à la cause qui lui a donné naissance, donc elle s'oppose à la variation du flux.

La rotation du rotor est engendrée par l'apparition des forces de **LAPLACE** qui sont un résultat de l'interaction entre le champ tournant (B) et le courant induit (i), dL :

$$\vec{df} = i \cdot \vec{dL} \wedge \vec{B} \quad (3)$$

Le rotor n'arrivera jamais à tourner à la même vitesse que le champ statorique [7] [11].

I.2.3.1. Le glissement :

Le glissement est le paramètre qui mesure l'écart relatif entre la vitesse de rotation du moteur et la vitesse du champ tournant (vitesse de synchronisme) ; Mathématiquement, il est exprimé par la formule :

$$g = \frac{\Omega_s - \Omega}{\Omega_s} = \frac{N_s - N}{N_s} \quad \text{avec} \quad \Omega = (1 - g)\Omega_s \quad (4)$$

A l'arrêt : $g = 1$ car $N = 0$, Au synchronisme : $g = 0$ car $N = N_s$

En fonctionnement normal, la fréquence des f.e.m et des courants rotoriques est très faible, elle est donnée en fonction du glissement ce qui permet un fonctionnement stable et efficace.

$$f_r = g \cdot f [\text{Hz}] [11] \quad (5)$$

Avec :

F : fréquence du réseau en hertz.

ω_s : pulsation électrique du champ tournant en [rad/s].

N_s : vitesse de synchronisme en (tr/min).

N : vitesse de rotation du rotor en [tr/min].

Ω_s : vitesse mécanique synchrone de rotation du champ tournant en [rad/s].

Ω : vitesse mécanique de rotation du rotor en [rad/s].

P : nombre de paires de pôles.

I.2.3.2. Bilan de puissance :

L'étude d'un moteur asynchrone commence par l'établissement du bilan de la puissance et des pertes dans la machine. Lors de la transformation d'énergie électrique en énergie mécanique, apparaît une énergie électrique électromagnétique. Le moteur asynchrone absorbe sur le réseau une puissance électrique active triphasée P_a

$$P_a = 3 \cdot U \cdot I \cdot \cos \varphi \quad (6)$$

Avec :

U : est la tension composée du réseau (V)

I : est le courant en phase (A)

φ : est le déphasage entre le courant et la tension

Une partie de cette puissance P_{js} est dissipée par effet Joule dans les enroulements du Stator, le champ magnétique inducteur entraîne des pertes dans le fer P_{fer} par hystérésis et Par courant de Foucault. Le reste de la puissance P_{tr} est transmise au rotor vers l'entrefer. La figure si dessous représente le bilan des puissances et des pertes d'un moteur Asynchrone triphasé [22].

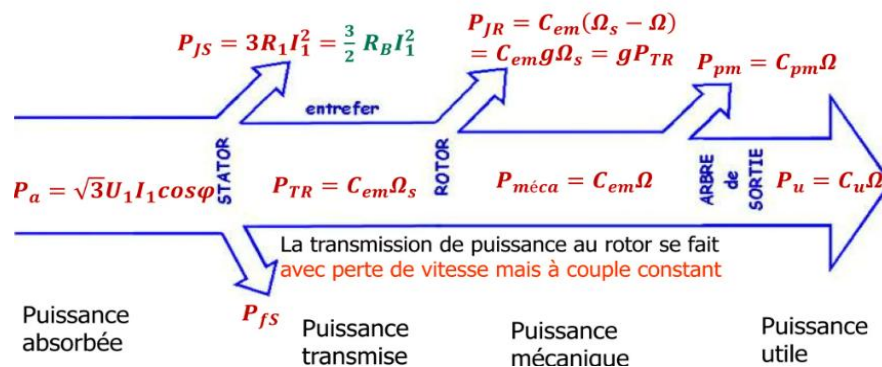


Figure (I.5) : Bilan des puissances [24].

I.2.4. Modèle du MAS :

Dans cette section, nous présentons brièvement, et de façon non exhaustive, différents modèles mathématiques de la machine asynchrone, généralement, ces modèles sont définis dans un référentiel diphase, soit (d, q) ; ou (α, β) . [12]

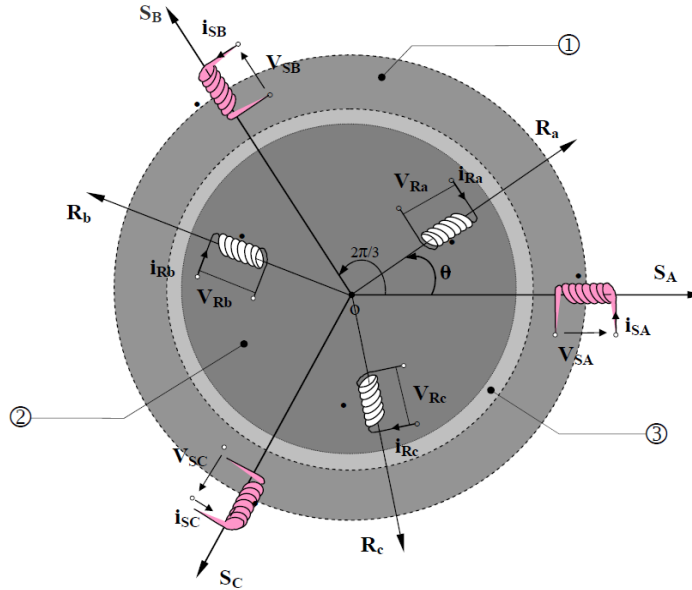


Figure (I.6) : Modèle d'une machine asynchrone triphasée
1 Partie fixe : Stator. 2 Partie mobile : Rotor. 3 Entrefer constant

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

- a) Equations électriques.
- b) Equations magnétique.
- c) Equations mécaniques.

I.2.5. Inversion du sens de la rotation du moteur :

Le sens de rotation du moteur asynchrone triphasé est varié en inversant le sens de rotation du flux tournant statorique. il suffit pour cela de permuter les entrées de deux phases. L'inversion du sens du flux tournant pendant la rotation du moteur entraîne d'abord le freinage puis l'arrêt et enfin la rotation en sens inverse du moteur. [40]

I.2.6. Démarrage de la machine asynchrone :

Le démarrage d'une machine asynchrone est une phase critique, principalement en raison du courant d'appel élevé qu'elle peut absorber. En effet, lors de la mise sous tension, le rotor étant initialement à

L'arrêt, le glissement est maximal ($g \approx 1$), ce qui provoque un courant de démarrage pouvant atteindre 3 à 5 fois le courant nominal. Ce pic de courant peut entraîner des perturbations sur le réseau électrique et imposer des contraintes mécaniques importantes sur l'arbre moteur et les charges entraînées. Le couple de démarrage est 2 à 3 fois supérieur au couple nominal [40]

Démarrage direct : simple mais provoque un courant important, réservé aux petites puissances.

Démarrage étoile-triangle : réduit le courant au démarrage en divisant la tension par $\sqrt{3}$.

Démarrage par autotransformateur : applique une tension réduite, limitant ainsi le courant d'appel.

Démarrage par résistances statoriques : insère des résistances pour limiter la tension appliquée.

Démarrage avec variateur de vitesse (onduleur) : offre un démarrage progressif et contrôlé, idéal pour les applications industrielles modernes [24].

I.2.7. Freinage des moteurs asynchrones :

Le freinage des moteurs asynchrones peut s'effectuer principalement selon trois méthodes traditionnelles : le freinage par contre-courant, efficace mais provoquant un échauffement important du moteur, le freinage dynamique qui dissipe l'énergie dans des résistances externes, et le freinage par injection de courant continu, privilégié pour les arrêts précis et contrôlés. Parallèlement, pour les moteurs alimentés par onduleur, deux modes modernes existent : le freinage à décélération contrôlée, où la machine fonctionne en génératrice avec réinjection d'énergie dans le bus continu, et le freinage à énergie dissipée utilisant des résistances de freinage mais avec un contrôle électronique précis du couple de freinage, offrant ainsi des solutions plus avancées et mieux adaptées aux systèmes automatisés contemporains [25] [26].

I.2.8. Variation de vitesse d'un moteur asynchrone :

La variation de vitesse des moteurs asynchrones est un enjeu majeur dans les applications industrielles modernes. Plusieurs méthodes existent, dont la plus répandue est la commande par variateur de fréquence (onduleur). Cette technique permet d'ajuster la vitesse en modifiant la fréquence et l'amplitude de la tension d'alimentation, tout en maintenant un couple constant dans

la plage de fonctionnement. D'autres approches incluent la commande scalaire (V/F) ou vectorielle (FOC – Field-Oriented Control), offrant des performances dynamiques supérieures. Les défis principaux incluent les harmoniques de courant et les pertes par échauffement [27] [28].

I.2.9. Commande de la machine asynchrone :

On distingue principalement deux grandes familles de commande : les commandes scalaires, simples mais limitées en précision, et les commandes vectorielles, plus complexes mais offrant une dynamique supérieure. Ces méthodes peuvent être complétées par des approches avancées comme la commande directe de couple (DTC) ou des techniques sans capteur, permettant d'améliorer l'efficacité et la fiabilité des systèmes entraînés.

I.2.9.1. Commande Directe (DOL - Direct On Line) :

Consiste à alimenter le moteur directement au réseau sans dispositif de démarrage. Bien que simple et économique à installer, cette méthode génère un fort courant de démarrage (5-8 fois le courant nominal) accélérant l'usure mécanique. Elle reste utilisée pour les petits moteurs (<5 kW) dans les applications tolérant un démarrage brutal. [33]

Avantages : Simplicité de mise en œuvre et faible coût d'installation.

Inconvénients : Courant de démarrage très élevé (5 à 8 fois le courant nominal).

I.2.9.2. Démarrage Étoile-Triangle (Y-Δ) :

Le démarrage étoile-triangle, développé dans les années 1920, réduit le courant de démarrage par commutation de couplage. Cette solution économique (2-3 fois moins de courant) la transition provoque une chute de couple, nécessitant un dimensionnement précis pour les moteurs 5-50kW. [34]

I.2.9.3. Commande Scalaire (V/f) :

La commande scalaire est Développé dans les années 1960, apparue avec les premiers variateurs et la plus simple et économique des lois de commande d'une machine asynchrone. Elle est utilisée essentiellement pour des applications ne nécessitant que des performances statiques ou dynamiques moyennes. De nos jours, grâce aux avancées de l'électronique de puissance, de nombreux variateurs utilisent ce mode de commande. On en retrouve essentiellement pour des applications industrielles de pompage, climatisation, ventilation. [35] [38]

Cette méthode de commande est basée sur le modèle en régime permanent sinusoïdal. Elle permet d'atteindre des performances remarquables en pratique. La commande la plus utilisée est la loi (V/F). Le principe de la commande scalaire c'est de varier la vitesse en maintenant le rapport (V /F) constant. Ce signifie que la variation de la vitesse MAS se fait en maintenant le flux statorique et le couple maximale en régime permanent constant.

Le choix du type de commande dépend de la topologie de l'actionneur utilisé (onduleur de tension ou de courant). Généralement l'onduleur de tension est le plus sollicité [8]

I.2.9.4. La Commande Vectorielle FOC :

La commande vectorielle, également appelée commande à flux orienté, *La FOC (Field Oriented Control)*, est une méthode de commande avancée des machines à courant alternatif a été introduite dans les années 1970, notamment par Blaschke en 1971. Cependant, son implantation et son utilisation effective n'ont été rendues possibles qu'avec les avancées en micro-électronique. En effet, cette méthode nécessite des calculs complexes tels que la transformée de Park, l'évaluation de fonctions trigonométriques, des intégrations et des régulations, qui ne pouvaient pas être réalisés en pure analogique. Cette approche transforme une machine asynchrone en un système équivalent à une machine à courant continu, [39] [1]

Le contrôle d'une machine asynchrone repose sur la régulation du couple, de la vitesse ou même de la position. Le contrôle le plus fondamental est celui des courants, car le couple électromagnétique est directement exprimé en fonction des courants statoriques et rotoriques, comme le montre l'équation (6)

$$C_e = P * M(i_{qs} \cdot \Phi_{dr} - i_{ds} \cdot \Phi_{qr}) \quad (7)$$

Une fois la régulation du couple maîtrisée, une boucle de régulation externe peut être ajoutée pour contrôler la vitesse, créant ainsi une structure de régulation en cascade. Pour augmenter la vitesse, un couple positif doit être imposé, tandis qu'un couple négatif est nécessaire pour la diminuer. Ainsi, la sortie du régulateur de vitesse sert de consigne de couple, qui est ensuite imposée par les régulateurs de courants.

Cependant, la formule du couple électromagnétique dans une machine asynchrone est complexe et ne permet pas un découplage naturel entre le réglage du flux et celui du couple, contrairement à une machine à courant continu (MCC). Cette complexité représente une difficulté supplémentaire

pour le contrôle du couple. La commande vectorielle résout ce problème en découplant les réglages du flux et du couple au sein de la machine.

Dans un repère dq (direct-quadrature), le couple en régime transitoire s'exprime comme un produit croisé de courants ou de flux, comme indiqué dans l'équation (1.3

$$C_e = P * M L_r (i_{qs} \cdot \Phi_{dr} - i_{ds} \cdot \Phi_{qr}) \quad (8)$$

La commande vectorielle repose donc sur deux choix fondamentaux : le choix des variables d'état et le choix du repère. Cette méthode permet d'obtenir une structure de commande découplée, optimisant ainsi le positionnement des vecteurs courants et flux résultants pour atteindre le mode de fonctionnement souhaité. Deux modèles principaux sont couramment utilisés dans les travaux de recherche : la méthode directe, développée par F. Blaschke, et la méthode indirecte, développée par K. Hasse. Ces approches ont largement contribué à l'amélioration des performances des machines électriques en permettant un contrôle précis du flux et du couple.

-La méthode directe consiste à mesurer directement le flux rotorique (ou statorique) à l'aide de capteurs ou d'estimateurs, puis à orienter le repère dq de manière à aligner le flux rotorique sur l'axe direct (d). Cela permet d'annuler la composante de flux en quadrature ($\phi_{qr} = 0$), simplifiant ainsi l'expression du couple électromagnétique.

-La méthode indirecte : ne mesure pas directement le flux. Au lieu de cela, elle estime la position du flux rotorique en utilisant des grandeurs mesurables (comme les courants et les tensions statoriques) et des équations du modèle de la machine. L'orientation du repère dq est réalisée en calculant l'angle de rotation (θ) nécessaire pour aligner le flux rotorique sur l'axe direct. [9].[1]

I.2.9.5. Commande DTC (Direct Torque Control) :

Le contrôle direct du couple (DTC) est une méthode de commande des machines asynchrones introduite dans les années 1980. Il se distingue par sa simplicité, son absence de régulateurs PI et de PWM, et sa grande réactivité. Le DTC utilise une table de commutation et des régulateurs à hystérésis pour contrôler directement le couple et le flux sans transformation complexe. Sa précision dépend de l'estimation correcte des courants et tensions statoriques transformées dans le repère (α, β).[37]

Avantages : Réponse ultra-rapide, robustesse aux variations.

Inconvénients : Ondulations de couple, bruit acoustique.

Applications : Ascenseurs, traction électrique.

I.2.9.6. Commande DTC-MPC (Model Prédictive Control) :

Depuis les années 2010 jusqu'à aujourd'hui (développements récents). Le contrôle prédictif (MPC) est une méthode avancée destinée à la commande des systèmes industriels complexes. Il repose sur l'utilisation d'un modèle dynamique du système pour prédire son comportement futur et optimiser les actions de commande en temps réel. Dans le cadre du contrôle direct du couple (DTC), la stratégie DTC-MPC remplace la table de commutation conventionnelle par une optimisation en ligne fondée sur une fonction de coût. Cette approche améliore le pilotage en évaluant à chaque pas d'échantillonnage les grandeurs prédictives telles que le flux statorique, le couple et la vitesse angulaire.[37]

Avantages : Ondulations réduites, efficacité énergétique.

Inconvénients : Charge calcul intensive, complexité.

Applications : Véhicules électriques, énergies renouvelables.

I.2.10. Principe de la commande V/f :

La commande V/f (Voltage/Frequency) est une méthode couramment utilisée pour contrôler la vitesse des moteurs asynchrones. Le principe de base consiste à maintenir un rapport constant entre la tension (V) et la fréquence (f) appliquée au stator du moteur, afin de garantir un flux magnétique constant dans la machine.

$$\varphi \approx 2\pi f \cdot N \cdot V = \text{constante} \quad (9)$$

Où :

- φ : Flux magnétique (Wb)

- N : Nombre de spires du stator

Ceci permet d'éviter la saturation du circuit magnétique et d'assurer un couple constant à différentes vitesses. Lorsque la fréquence diminue, la tension doit également être réduite proportionnellement pour maintenir le rapport V/f. [29]

$$C_{em} \approx k \cdot (f \cdot V)^2 \quad (10)$$

Où :

- C_{em} : Couple électromagnétique (Nm)

- k : Constante dépendante des paramètres machine

On voit bien que le couple est directement proportionnel au carré du rapport de la tension sur la fréquence statorique. En maintenant ce rapport constant et en jouant sur la fréquence statorique, on déplace la courbe du couple électromagnétique (régime quasi-statique) de la machine asynchrone. En fait, garder le rapport constant revient à garder le flux constant. Quand la tension atteint sa

valeur maximale, on commence alors à décroître ce rapport ce qui provoque une diminution du couple que peut produire la machine. On ait en régime de « défluxage ».

$$\text{Si } V = V_{max} \Rightarrow \frac{V}{F} \Rightarrow \phi_{\downarrow} \Rightarrow Te_{\downarrow}$$

Ce régime permet de dépasser la vitesse nominale de la machine on l'appelle donc aussi régime de survitesse, Cette technique est simple à mettre en œuvre et ne nécessite pas de capteurs de vitesse, ce qui en fait une solution économique pour les applications industrielles."

I.3. Les onduleurs :

Le progrès technologique réalisés ces dernières années a permis le développement important des convertisseurs qui s'appliquent dans le domaine de l'électronique de puissance. La figure (I.7) illustre les différents types de convertisseurs statiques.[14]

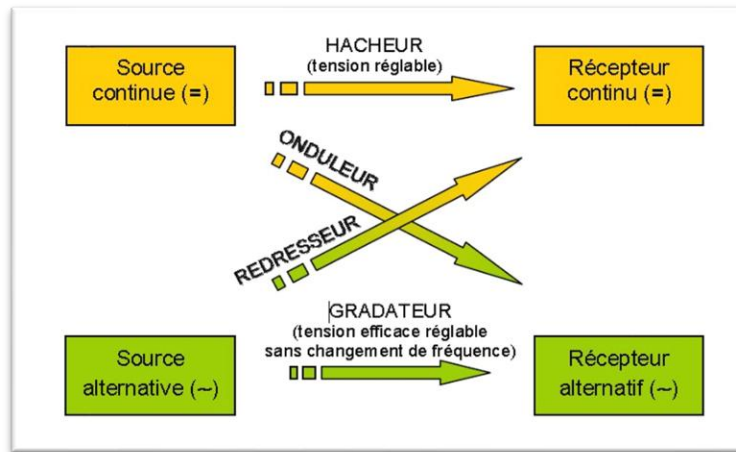


Figure (I.7) : Les différents types de convertisseurs statiques.

I.3.1. DESCRIPTION DU CONVERTISSEUR STATIQUE :

L'onduleur de tension est un convertisseur statique composé de cellules de commutation, définies en fonction des niveaux de puissance et de la fréquence de commutation (voir figure I.8). En général, plus les composants sont rapides, plus la puissance qu'ils peuvent commuter est faible, et vice versa. Par exemple, les transistors MOSFET sont très rapides mais de puissance relativement faible. Les transistors bipolaires sont moins rapides que les MOSFET mais plus puissants (quelques kHz pour une puissance de plusieurs kW). Les transistors IGBT, quant à eux, offrent un bon compromis (jusqu'à 20 kHz pour des puissances de dizaines de kW). Enfin, les thyristors GTO, conçus pour les très grandes puissances, commutent lentement mais sont commandables à l'ouverture et à la fermeture, contrairement aux thyristors classiques. [20].

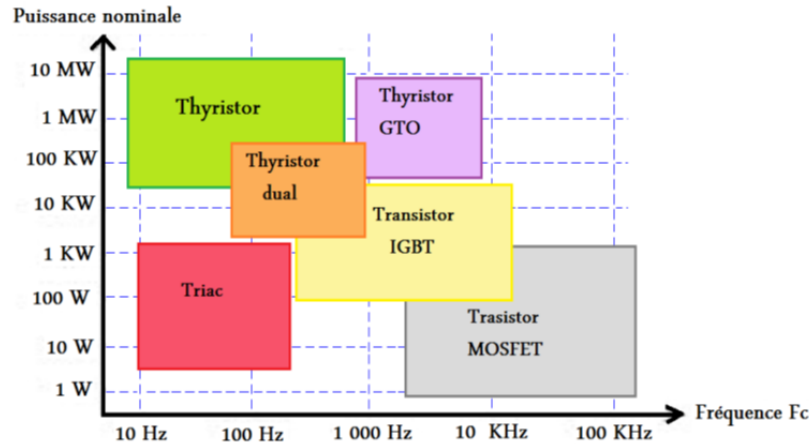


Figure (I.8) : Digramme puissance-fréquence des composants Miller [20].

I.3.2. Définition d'un convertisseur DC-AC :

Les convertisseurs DC-AC appelé aussi des onduleurs permettent de transformer une source de tension continue en une source de tension alternative. Cette transformation est basée sur des dispositifs de commandes (semi-conducteurs) rapides et robustes. La représentation symbolique d'un onduleur est donnée par la figure (I.9). [14]

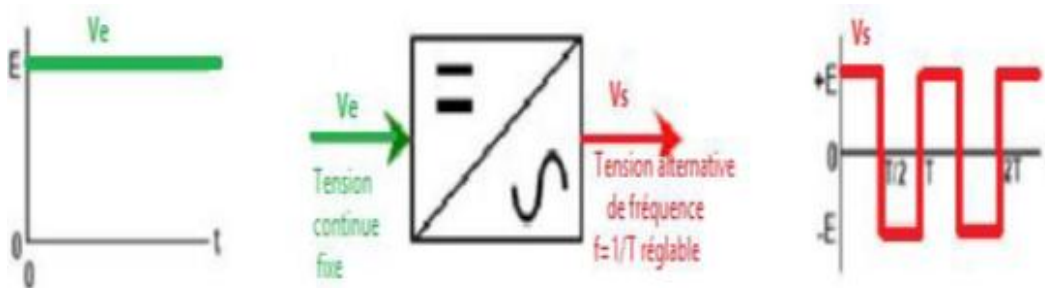


Figure (I.9) : Schéma symbolique d'un onduleur.

I.3.3. Classification des onduleurs :

Les onduleurs sont classés selon plusieurs critères, tels que le type de source d'alimentation (source de tension ou courant), la forme d'onde de sortie (sinusoïdale, carrée), le mode de connexion (autonome, raccordé au réseau), le nombre de phases (monophasé ou triphasé), la technologie de commutation (forcée ou naturelle), la conception du circuit (pont complet, demi-pont ou multiniveau).

I.3.3.1. Selon le type de source d'alimentation :

- **Onduleur de courant :**

Les convertisseurs continu-alternatif associés sont définis comme des onduleurs de courant à condition que l'étage continu est considéré comme étant une source de courant. A cet effet, ce type de système est connecté à une source de tension alternative, figure (I.10).

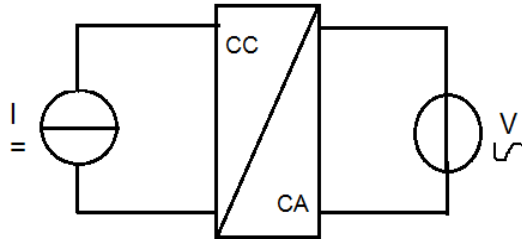


Figure (I.10) : Onduleur de courant [14].

- **Onduleur de tension :**

Les convertisseurs continu-alternatif associés sont des onduleurs de tension à condition que l'étage continu est vu comme étant une source de tension. En effet, les onduleurs de tension sont connectés à une source de courant alternative, comme le présente la figure (I.11)

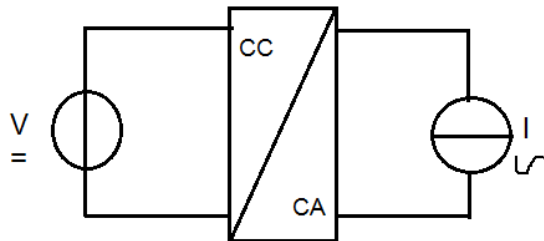


Figure (I.11) : Onduleur de tension [14].

I.3.3.2. Selon la forme d'onde de sortie

Il existe 3 principaux types d'onduleurs : l'onde sinusoïdale (parfois appelée onde sinusoïdale « vraie » ou « pure »), l'onde sinusoïdale modifiée (en fait une onde carrée modifiée) et l'onde carrée.

- **Onde sinusoïdale :**

une onde sinusoïdale est celle que vous obtenez de votre fournisseur d'électricité local et (généralement) d'un générateur. En effet, elle est générée par des machines à courant alternatif rotatif, et les ondes sinusoïdales sont un produit naturel de ces machines. Le principal avantage

d'un onduleur sinusoïdal est que tous les équipements vendus sur le marché sont conçus pour une onde sinusoïdale. Cela garantit un fonctionnement optimal. Certains appareils, comme les moteurs et les fours à micro-ondes, ne produisent leur pleine puissance qu'avec une onde sinusoïdale. Quelques appareils, comme les machines à pain, les variateurs d'éclairage et certains chargeurs de batterie, nécessitent une onde sinusoïdale pour fonctionner. Les onduleurs sinusoïdaux sont toujours plus chers, de 2 à 3 fois plus chers [18].

- **Onde sinusoïdale modifiée :**

Un onduleur à onde sinusoïdale modifiée a en fait une forme d'onde plus proche d'une onde carrée, mais avec un pas supplémentaire. Un onduleur à onde sinusoïdale modifiée fonctionnera bien avec la plupart des équipements, bien que l'efficacité ou la puissance soit réduite avec certains. Les moteurs, tels que les moteurs de réfrigérateur, les pompes, les ventilateurs, etc., utiliseront davantage d'énergie de l'onduleur en raison d'un rendement inférieur. La plupart des moteurs consommeront environ 20 % de puissance en plus. Cela est dû au fait qu'une bonne partie d'une onde sinusoïdale modifiée est constituée de fréquences plus élevées (c'est-à-dire différentes de 60 Hz), de sorte que les moteurs ne peuvent pas l'utiliser. Certains luminaires fluorescents ne fonctionneront pas aussi intensément et certains peuvent bourdonner ou émettre des bourdonnements gênants. Les appareils équipés de minuteries électroniques et/ou d'horloges numériques ne fonctionneront souvent pas correctement. De nombreux appareils obtiennent leur synchronisation à partir du secteur ; en gros, ils prennent les 60 Hz (cycles par seconde) et les divisent à 1 par seconde ou à la fréquence nécessaire. L'onde sinusoïdale modifiée étant plus bruyante et plus irrégulière qu'une onde sinusoïdale pure, les horloges et les minuteries peuvent fonctionner plus vite, voire ne pas fonctionner du tout. Certaines parties de l'onde ne sont pas à 60 Hz, ce qui peut accélérer les horloges. Des appareils tels que les machines à pain et les variateurs de lumière peuvent ne pas fonctionner du tout ; dans de nombreux cas, les appareils à régulation électronique de température ne fonctionnent pas. Le cas le plus courant concerne des appareils tels que les perceuses à vitesse variable, qui n'ont que deux vitesses : marche et arrêt [18].

- **Onde carrée :**

Il en existe très peu, mais les onduleurs les moins chers sont à onde carrée. Un onduleur à onde carrée permet de faire fonctionner des appareils simples comme des outils à moteur universel sans problème, mais pas grand-chose d'autre. Les onduleurs à onde carrée sont rares de nos jours [18].

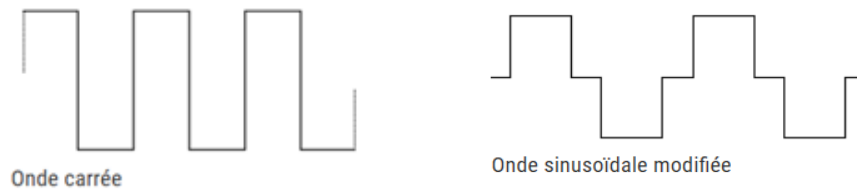


Figure (I.12) : Onde modifiée et carrée.

I.3.3.3. Selon le mode de connexion :

- **Onduleur autonome :**

Il fonctionne indépendamment du réseau électrique et génère une tension avec une fréquence soit fixe, soit ajustable selon les besoins de l'utilisateur. Ce type d'onduleur est généralement utilisé dans des applications nécessitant une source d'énergie indépendante, comme les systèmes d'énergie solaire ou les systèmes de stockage par batteries [16] [17].

Un onduleur autonome est un système électronique qui utilise des composants pouvant être commandés à la fois pour la fermeture et l'ouverture. Ces composants fonctionnent à une fréquence variable, et les moments de commutation (passage d'un état à un autre) sont déterminés par des circuits externes. Contrairement à d'autres types d'onduleurs, l'onduleur autonome ne permet pas de réversibilité, c'est-à-dire qu'il ne peut pas fonctionner en mode inverse (par exemple, convertir l'énergie de la charge en énergie électrique). La charge connectée à cet onduleur peut être de nature quelconque (résistive, inductive, capacitive, etc.), mais cela n'affecte pas son fonctionnement unidirectionnel [15] [21] [8].

- **Onduleur non autonome (raccordé au réseau) :**

Ce type d'onduleur ne peut pas opérer de manière indépendante, car il a besoin d'une source externe pour fournir la tension et la fréquence nécessaires à la conversion. Il est souvent utilisé dans des applications industrielles de grande puissance, comme les variateurs de vitesse pour moteurs à courant alternatif, où la fréquence et la tension sont contrôlées en fonction des signaux du réseau ou d'un système de commande externe.

L'onduleur non autonome, quant à lui, utilise principalement des thyristors, qui sont des composants semi-conducteurs commandés uniquement à la fermeture. La commutation dans ce type d'onduleur est dite "naturelle", car elle dépend des conditions du circuit (comme le passage du courant par zéro) plutôt que d'être imposée par des circuits de commande externes, comme c'est le cas pour l'onduleur autonome [15] [21] [8].

- **Onduleurs hybrides**

Les onduleurs hybrides sont de plus en plus populaires et fonctionnent comme des onduleurs hors réseau et raccordés au réseau. Ils peuvent fonctionner comme des onduleurs raccordés au réseau, avec ou sans batterie, et peuvent également être utilisés en autonomie complète en l'absence de réseau électrique. L'utilisation d'une batterie permet aux onduleurs hybrides de stocker l'énergie solaire pendant la journée et de l'utiliser après la tombée de la nuit, lorsque les tarifs du réseau sont plus élevés. Dans une installation où le réseau est disponible, ils peuvent même fonctionner en mode « autoconsommation », ce qui permet de réduire les factures d'électricité sans nécessiter de contrat d'interconnexion avec le fournisseur d'électricité [18].

I.3.3.4. Selon le nombre de phases :

- **Les onduleurs monophasés :**

Ce type d'onduleur est conçu pour alimenter des charges fonctionnant en courant alternatif monophasé. Il existe deux types d'onduleurs monophasés :

A. Onduleur monophasé en demi-pont :

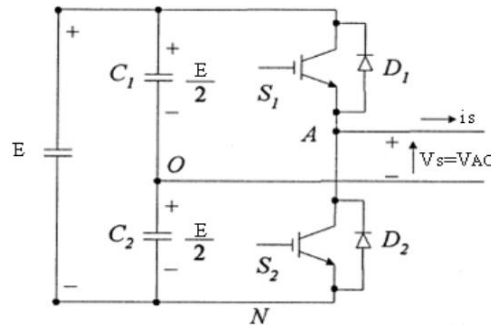


Figure (I.13) : Schéma de principe d'un onduleur de tension en demi-pont.[19]

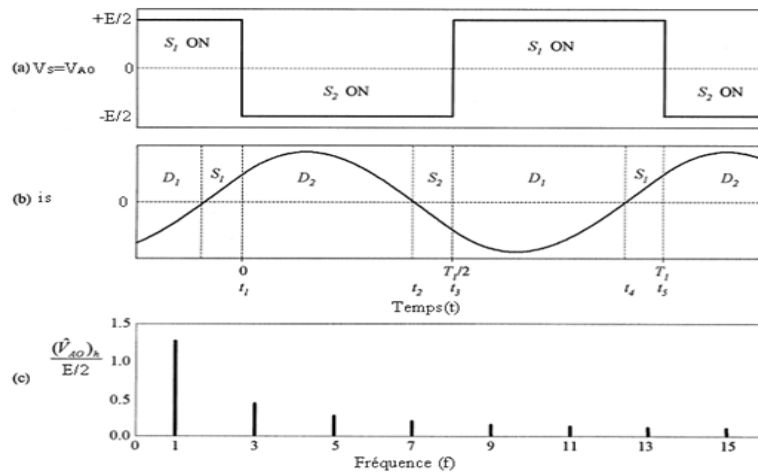


Figure (I.14) : Différentes formes des signaux [1].

(a) Tension de sortie. (b) Courant dans la charge. (c) Spectre normalisé de la tension de sortie.

B. Onduleur monophasé en pont :

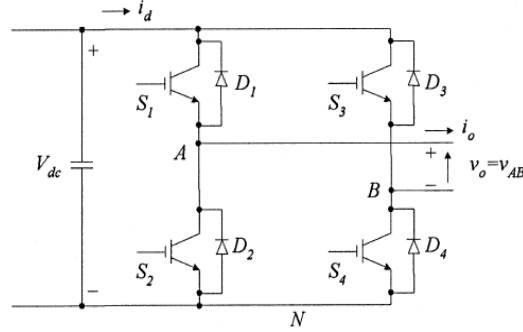


Figure (I.15) : Schéma de principe d'un onduleur monophasé en pont [1].

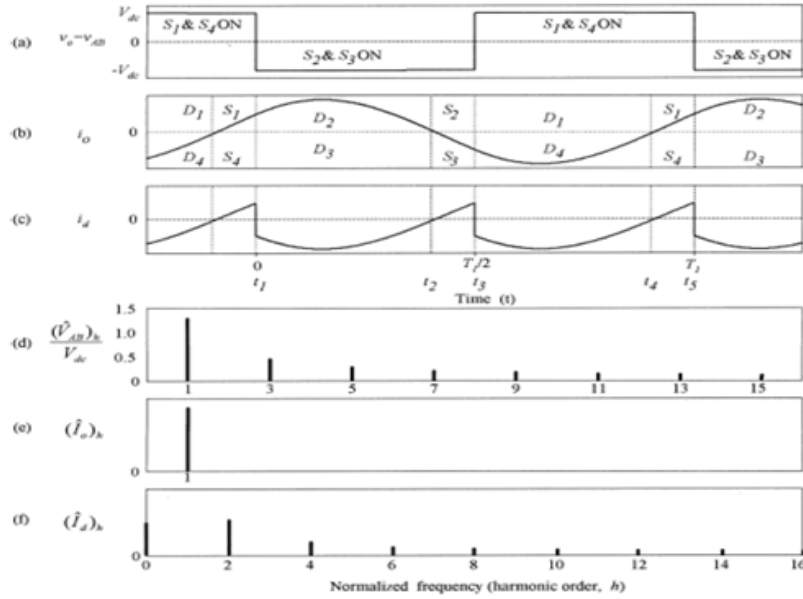


Figure (I.16) : Tensions et leurs spectres [1].

• Les onduleurs triphasés :

Les onduleurs monophasés sont utilisés pour des applications de faible puissance, alors que les onduleurs triphasés couvrent la gamme des moyennes et des fortes puissances. L'objectif de cette topologie est de fournir une source de tension triphasée, dont l'amplitude, la phase et la fréquence sont contrôlables. Dans notre étude on a utilisé cette topologie. La figure (I.17) montre une MAS commandée par un onduleur triphasé [30].

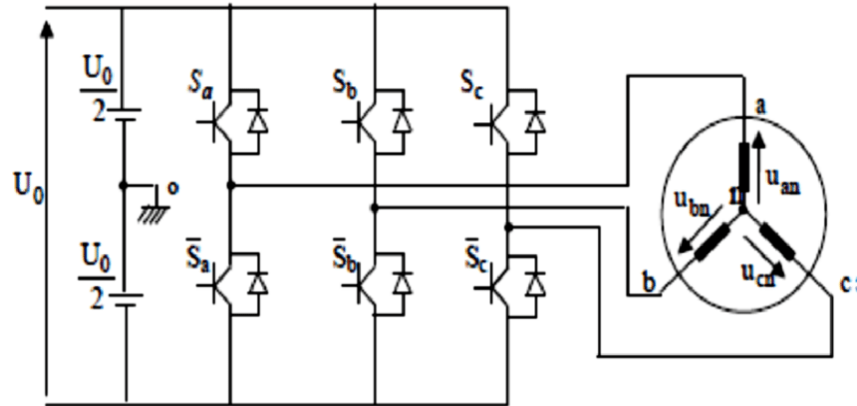


Figure (I.17) : schéma d'un onduleur triphasé.

I.3.3.5. Selon la conception du circuit (topologie)

- Onduleur en pont complet
- Onduleur en demi-pont
- **Onduleur multiniveau (NPC, Flying Capacitor, ...etc.) :**

Par définition, l'onduleur de tension multi-niveaux possède trois ou plusieurs niveaux. Dans la littérature on trouve plusieurs topologies multiniveaux, les plus utilisées sont la topologie à diode de bouclage, la topologie au condensateur flotteur et la topologie en cascade.

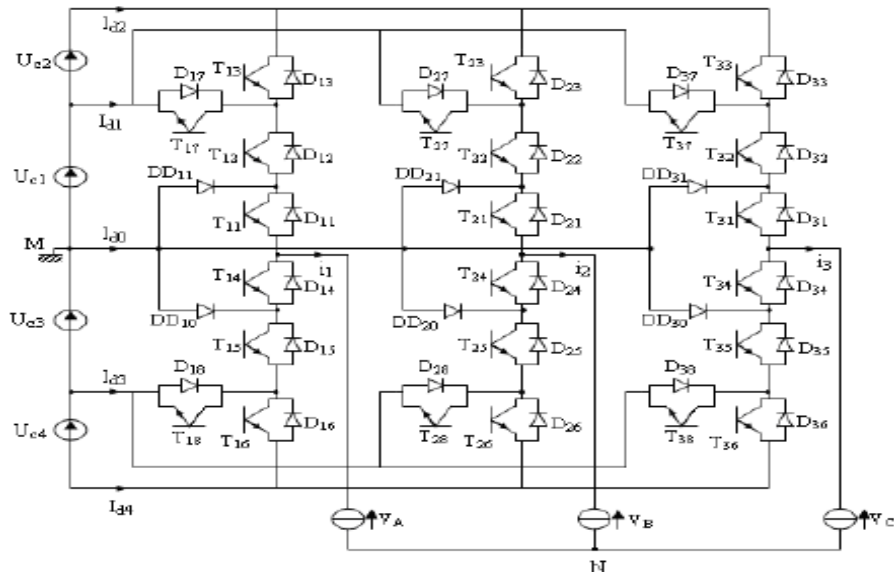


Figure (I.18) : schéma d'un onduleur multiniveau.

I.3.4. Principe de fonctionnement de l'onduleur

Le principe de fonctionnement d'un onduleur est basé sur l'électronique de commutation. On génère une onde de tension alternative à partir d'une tension continue, On peut dire qu'il existe deux moyens pour réaliser cette conversion.

-L'utilisation directe d'une paire d'interrupteurs de base qui consiste à régler la fréquence et la durée des interconnexions de la source avec la sortie. Il est donc plutôt temporel et débouche sur les techniques de modulation de largeur d'impulsion. Contrôler l'amplitude soit de façon continue en créant une source réglable (ce qui suppose l'existence d'un autre étage de conversion), soit de façon discrète en disposant d'un nombre suffisant de sources. Quand S1 – S2 sont Fermé (On) et S3 – S4 sont Ouvert (Off) pour $t_1 < t < t_2$ on obtient une alternance positive $U(t) = V_{ds}$ comme le montre la figure (I.19) ci-dessous :

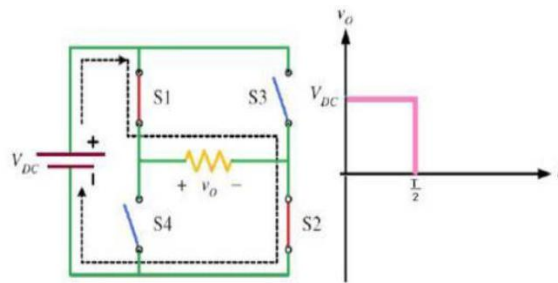


Figure (I.19) : fonctionnement et signal de l'onduleur dans le 1^{er} demi cycle [15].

Quand S1 – S2 sont Ouvert (Off) et S3 – S4 sont Fermé (On) pour $t_2 < t < t_3$ on obtient une alternance négative $U(t) = -V_{dc}$ comme le montre la figure (I.20)

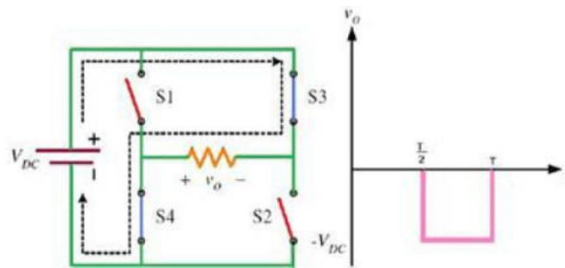


Figure (I.20) : fonctionnement et signal de l'onduleur dans le 2^{ème} demi cycle.

Pour obtenir le signal résultant sur la période complète qui est présenté sur la figure (I.21)

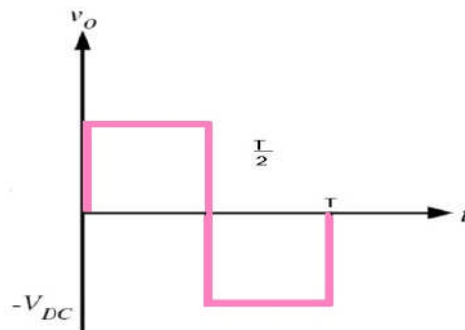


Figure (I.21) : signal complet de l'onduleur.

Chapitre 02 :
La Technique SHEPWM

II.1. Introduction

A qualité des tensions de sortie des onduleurs est un enjeu majeur pour le bon fonctionnement des charges électriques, en particulier des moteurs à induction. Pour cela, différentes techniques de modulation de largeur d'impulsion (MLI) ont été développées. Ces méthodes permettent de transformer une tension continue en une tension alternative, tout en minimisant les distorsions harmoniques et en améliorant l'efficacité du système. La modulation de largeur d'impulsion (MLI) est l'une des méthodes les plus répandues pour commander ces onduleurs, car elle permet de générer des formes d'ondes proches de la sinusoïdale en ajustant les périodes de commutation des interrupteurs de l'onduleur [41].

La MLI dans les onduleurs à deux niveaux se divise en techniques engendrées (comme la SPWM) et programmées (comme la SHEPWM). Bien que plus complexes, les techniques programmées permettent une réduction significative des harmoniques et une meilleure efficacité du système.

II.2. La commande des onduleurs :

Plusieurs stratégies de commande des onduleurs ont été développées dans la littérature dont les principes consistent soit :

-Analogique : Consiste en la génération des signaux de commande des interrupteurs de puissance par l'asservissement de la tension de sortie de l'onduleur à une référence de tension sinusoïdale : c'est la commande dite implicite, technique analogique telle que principalement la MLI engendrée, la Modulation Delta, la commande à hystérésis.

-Numérique : Consiste en la détermination des instants de commutation des composants de puissance formant l'onduleur par le biais du développement en série de Fourier des formes d'onde souhaitées en sortie répondant à des critères bien définies (taux d'harmoniques, valeur du terme fondamental) : c'est la commande dite explicite où la commande des interrupteurs se fait d'une façon numérique telle que la technique de la sortie sinusoïdale synthétisée ou la modulation programmée. [1]

II.2.1. Commande symétrique :

Lorsque la séquence de commande de fermeture d'un interrupteur coïncide avec la commutation d'ouverture de l'interrupteur situé sur le même bras, on parle dans ce cas, d'un onduleur de type

180 °, Figure (2.5) Pour le premier bras de l'onduleur, l'interrupteur K1 est fermé pendant une demi période (180°), et K'1 est fermé pendant l'autre demi de la période. Pour les deux autres bras de l'onduleur, on applique la même procédure, mais avec un décalage de $2\pi/3$ et $4\pi/3$ par rapport au premier bras. Figure (II.1) :

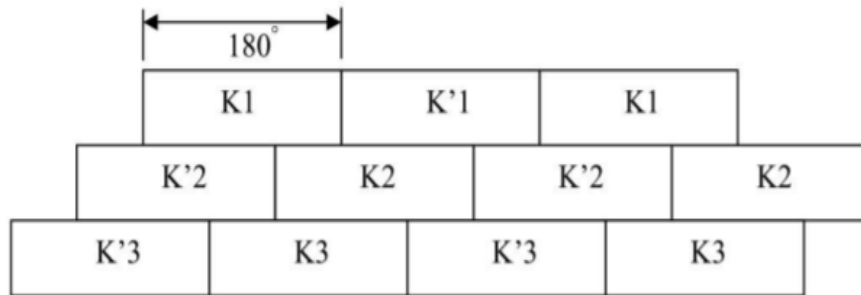


Figure (II.1) : Commande en pleine d'onde (symétrique).

En appliquant ce type de commande pour l'onduleur, on obtient un système de tensions alternatives triphasées caractérisées par l'absence des harmoniques de rangs multiples de trois.

II.2.2. Commande décalée :

Dans ce cas, la Figure II.2, la commande de fermeture d'un interrupteur ne coïncide plus avec la commande d'ouverture de l'interrupteur placé sur le même bras, on parle dans ce cas d'un onduleur de type 120°.

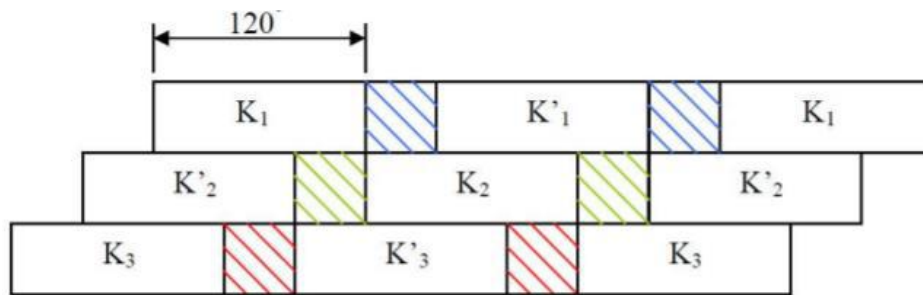
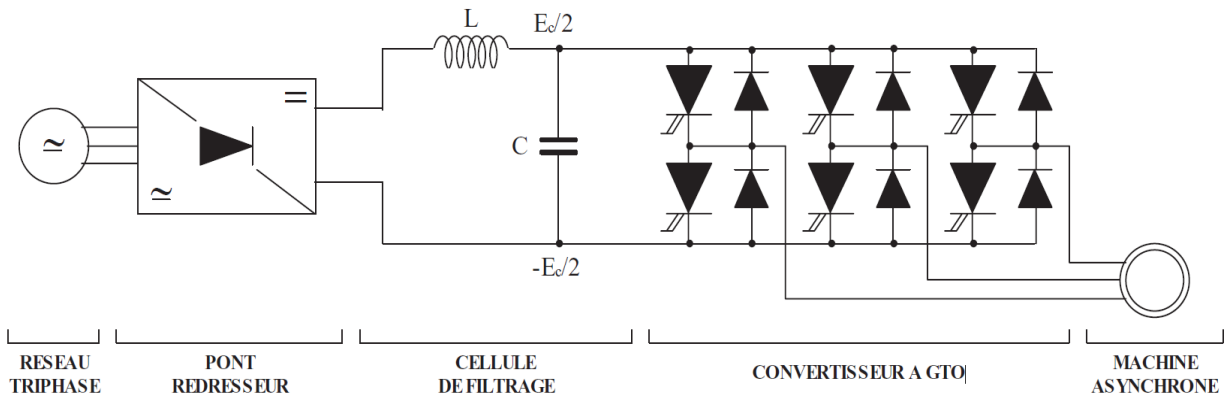


Figure (II.2) : commande décalée.

Avec cette technique de commande, Chaque interrupteur fonctionne pendant 120°, telle que la séquence est K1, K2 puis K3 successivement. De même pour les interrupteurs K'1, K'2 et K'3 avec un décalage de 60° par rapport à K1, K2, K3. [36]

II.2.3. Structure et commande des onduleurs de tension à deux niveaux :

Le schéma de la figure (II.3) représente l'onduleur de tension à deux niveaux, associé en aval à la machine asynchrone, et en amont au réseau triphasé alimentant un redresseur commandé ou non, suivi d'une cellule de filtrage.



Figurer (II.3) : Convertisseur à deux niveaux de tension.

Le condensateur de la cellule de filtrage permet de fixer la tension d'entrée de l'onduleur qu'on appellera par la suite « tension de boucle ». Il permet également de filtrer les harmoniques engendrés par le pont redresseur ainsi que ceux engendrés par l'onduleur.

Les commandes des deux thyristors d'un même bras sont aux temps morts près complémentaires. Les tensions de sortie de chaque bras du convertisseur suivent la commande des thyristors supérieurs, et peuvent prendre les valeurs $+E_c/2$ ou $-E_c/2$.

Lorsque les signaux de commande associés à ce type d'onduleur et permettant d'assurer la variation de vitesse sont en forme de carré (signal pleine onde), la tension fondamentale est fixe et ne dépend que de la tension de boucle. Pour adapter l'amplitude de la tension fondamentale et améliorer la qualité des tensions appliquées au moteur, le signal est constitué de plusieurs créneaux ou impulsions dont la largeur est modulée (signal MLI). Le placement des commutations est issu soit de techniques conventionnelles de modulation, soit de techniques d'optimisation de critères

spécifiques [DEL90]. La figure (II.4) représente une période fondamentale ou « période machine » de l'une des trois tensions de sortie de l'onduleur.

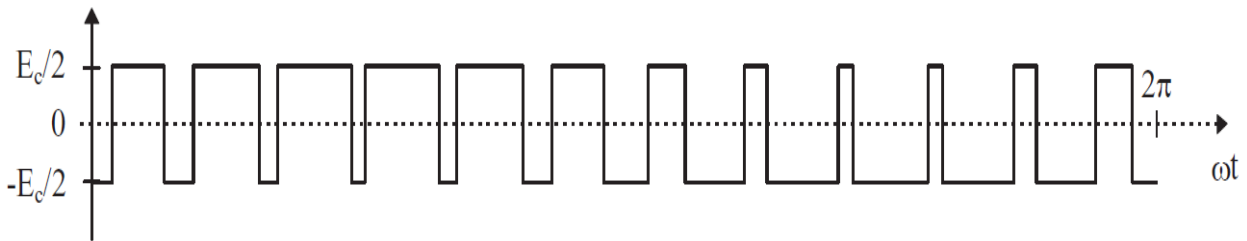


Figure (II.4) : signal MLI 2 niveaux.

Le pilotage de la machine est réalisé en imposant la fréquence et l'amplitude du fondamental de la tension appliquée aux phases de la machine. Les performances obtenues sont étroitement liées aux formes d'ondes utilisées. La fréquence de commutation des GTO étant limitée, la méthode de placement des commutations devient de plus en plus importante lorsque la vitesse de la machine augmente. En effet, dans ce cas le nombre de commutation par période machine de l'onde MLI devient faible. On retiendra donc essentiellement que les signaux issus des méthodes de génération classiques telles que la modulation sinusoïdale seront utilisés dans les zones de faible vitesse, et les signaux optimisés le seront dans les zones de vitesse plus élevée. Dans certaines applications, la tension de boucle peut être rendue variable en utilisant un redresseur commandé, donnant ainsi un degré de liberté supplémentaire pour l'optimisation des signaux MLI. En effet, l'utilisation de signaux à très faible nombre de commutation par période machine peut occasionner de fortes dégradations de la qualité des courants de phases dans certaines zones de fonctionnement. Pour y remédier on effectuera un placement des angles de commutation de manière indépendante de la tension désirée, mais en recherchant à minimiser un critère particulier. Le contrôle de la tension fondamentale appliquée à la machine se fera alors par action sur la tension de boucle.[13].

II.3. La technique MLI

Est une technique permettant de fournir un "1" logique et un "0" logique pour une période de temps contrôlée. C'est une source de signal implique la modulation de son rapport cyclique pour contrôler la quantité de puissance envoyée à une charge. La MLI génère des impulsions sur sa sortie en de telle sorte que la valeur moyenne des hauts et des bas soit proportionnelle à l'entrée MLI. En filtrant les impulsions, on obtient une valeur analogique proportionnelle à l'entrée MLI. Une entrée MLI est donc, peut-être de n'importe quelle largeur. Les valeurs les plus courantes sont 8 bits et 16 bits.

Le MLI développé peut être utilisé dans de nombreuses applications diverses et complexes telles que la robotique, le contrôle des moteurs et du mouvement [45].

II.4. Développements des différentes techniques de MLI

II.4.1. La commande SPWM

La commande SPWM (Modulation de largeur d'impulsions d'onde sinusoïdale) consiste à comparer un signal sinusoïdal dit (consigne) à un signal triangulaire dit (porteuse) de fréquence supérieure permettant de fixer par la même fréquence de commutation et ainsi la bande de fréquences occupée par le contenu harmonique. et pour mettre en œuvre un SPWM, les impulsions sont modulées avec les largeurs initiales plus étroites qui s'élargissent progressivement au centre du cycle, et finissent finalement par être plus étroites à la fin pour terminer le cycle. Pour être précis, les impulsions commencent avec les largeurs les plus étroites qui s'élargissent progressivement avec chaque impulsion suivante, après cela la séquence continue mais avec une modulation opposée, c'est-à-dire que les impulsions commencent maintenant à se rétrécir progressivement. Jusqu'à la fin du cycle. Cela constitue un cycle SPWM et cela se répète tout au long à une fréquence particulière déterminée par la fréquence d'application 50Hz. En règle générale, le SPWM est utilisé pour piloter des dispositifs tels que les mosfets qu'on a utilisé dans l'onduleur. Ce modèle de modulation spécial garanti que les cycles de fréquences sont exécutés avec une valeur de tension moyenne qui change progressivement (également appelée valeur RMS), au lieu de lancer des pointes de tensions élevées ou basses soudaines comme cela est normalement observé dans les cycles d'ondes carrées plates. [46]

Dans ce schéma de modulation, l'amplitude de la forme d'onde sinusoïdale est émulée par le signal triangulaire porteur pour obtenir le signal de grille pour l'onduleur. Lorsque l'amplitude de la forme d'onde sinusoïdale est supérieure à celle du signal triangulaire, une impulsion est produite pour le cycle positif. Lorsque l'amplitude du signal triangulaire est supérieure à la forme d'onde sinusoïdale, aucune impulsion n'est produite [47] [48] [49].

En conséquence, des impulsions de commutation d'amplitude fixe sur un intervalle de temps défini peuvent être générées pour le fonctionnement de commutation de l'onduleur. Un schéma de la SPWM est illustré à la Figure (II.5).

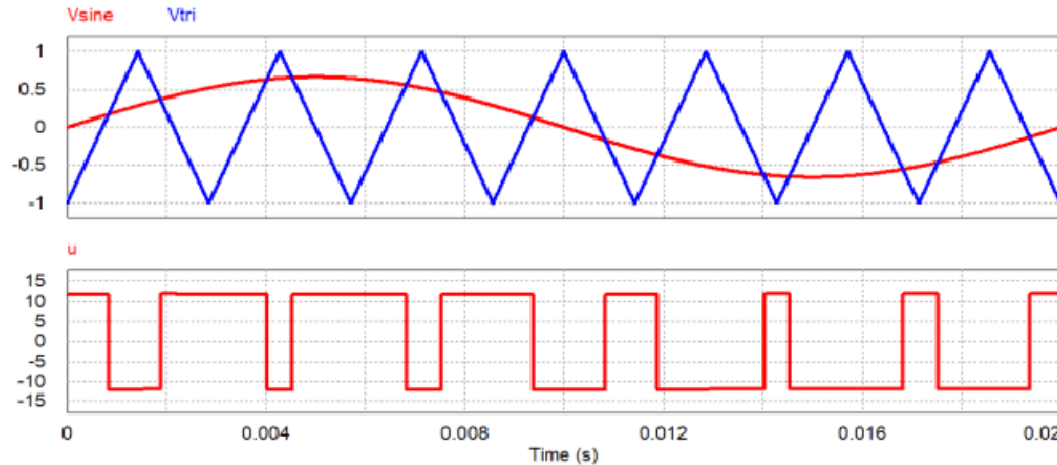


Figure (II.5) : Schéma de la méthode SPWM.

- **Paramètres importants :**

1. Coefficient de réglage r :

$$r = \frac{V_{ref}}{V_p} \quad (11)$$

L'indice Coefficient de réglage r représente le rapport entre l'amplitude de l'onde sinusoïdale de référence et celle de l'onde triangulaire porteuse. Cet indice joue un rôle essentiel dans la commande SPWM, car il détermine directement la tension efficace (RMS) en sortie de l'onduleur. Plus r est élevé (jusqu'à une valeur maximale de 1), plus la durée des impulsions augmente, ce qui conduit à une tension RMS de sortie plus élevée. En revanche, si $r > 1$, le système entre en surmodulation, déformant la forme d'onde et introduisant davantage d'harmoniques.

2. Indice de modulation :

$$m = \frac{f_p}{f_{ref}} \quad (12)$$

L'indice de modulation m est le rapport entre la fréquence de l'onde triangulaire (porteuse) et celle de l'onde sinusoïdale de référence. Un m élevé signifie que l'on a plus de commutations par période, ce qui améliore la qualité du signal de sortie (spectre plus propre), mais augmente aussi les pertes par commutation. En pratique, on choisit généralement $m \geq 9$ pour assurer un bon fonctionnement. [50]

II.4.1.1. Avantages de la SPWM :

Tableau (II.1) : Avantages de la SPWM :

Avantage	Description
Simplicité d'implémentation	Facile à générer avec des microcontrôleurs, DSP ou circuits logiques.
Bonne qualité de la forme d'onde	Reproduit efficacement une sinusoïde à la sortie après filtrage.
Réduction des harmoniques bas ordre	Les harmoniques dominants sont à haute fréquence, donc plus faciles à filtrer.
Contrôle direct de la tension de sortie	Par l'indice de modulation m_a .
Flexibilité	Facile à adapter à différentes applications (onduleurs, moteurs, systèmes PV, etc.).
Efficace à basse et moyenne fréquence	Convient bien aux applications classiques 50/60 Hz.

II.4.1.2. Inconvénients de la SPWM :

Tableau (II.2) : Inconvénients de la SPWM :

Inconvénient	Description
Pertes par commutation élevées	Car la fréquence de commutation est relativement élevée.
Moins efficace que d'autres techniques avancées	Comme la SVPWM ou SHE-PWM, surtout pour les applications hautes performances.
Pas de contrôle précis sur les harmoniques spécifiques	Contrairement à SHE-PWM, qui peut cibler certaines harmoniques à éliminer.
Utilisation non optimale du bus DC	La tension efficace de sortie maximale est limitée ($\sim 78\%$ de V_{DC}).
Distorsion accrue si m_r est faible	Le choix d'un mauvais rapport $f_{\text{porteuse}}/f_{\text{référence}}$ augmente le THD.

II.4.2. La Commande par modulation en courant par hystérésis :

La technique de commande en courant par hystérésis est une technique implicite en boucle fermée. Elle consiste à imposer les commutations de l'onduleur pour maintenir le courant dans une fourchette imposée, c'est le principe de contrôle en courant le plus direct que l'on puisse imaginer. La figure (II.6) montre le schéma bloc fonctionnel de la commande en courant par hystérésis. [51]

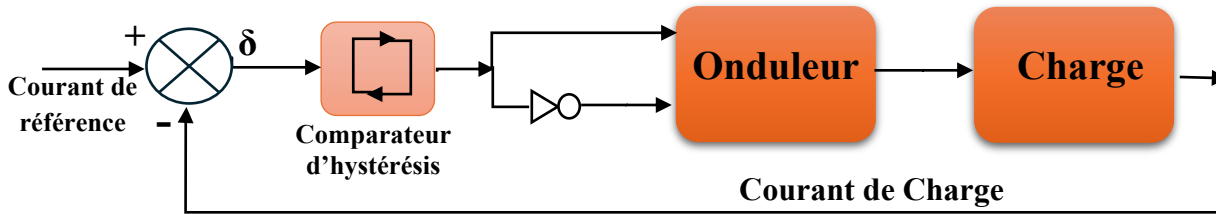


Figure (II.6) : Schéma fonctionnel de la commande en courant par hystérésis.

Le principe d'un organe de commande fonctionnant selon cette stratégie est donné dans la figure (II.7), la détection de l'erreur entre le courant de référence et le courant réel la plus élevée sup (δ) ou la plus faible inf(δ) permet d'imposer l'état d'hystérésis. [51]

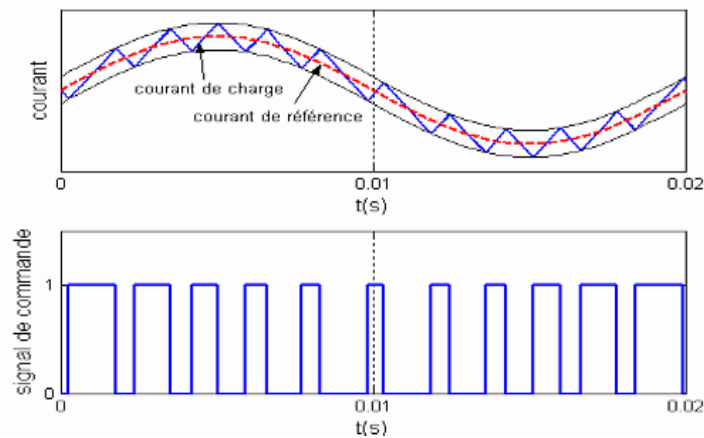


Figure (II.7) : Principe de la commande en courant par hystérésis.

La technique de commande par hystérésis est de type asynchrone, elle présente aussi le fonctionnement à fréquence de commutation libre (variable) qui peut faire apparaître des problèmes de filtrage, et l'interférence entre les phases dans le cas des systèmes triphasés à neutre isolé ou connexion delta. [51]

II.4.2.1. Les avantages et inconvénients de la commande par modulation en courant par hystérésis :

Tableau (II.3) : Les avantages et inconvénients de la commande par modulation en courant par hystérésis

Critère	Avantages	Inconvénients
Simplicité	Simple à mettre en place avec des comparateurs de courant.	—
Réponse	Très rapide	Fréquence de commutation variable difficile à filtrer.
Stabilité du courant	Bon contrôle du courant reste dans une plage bien définie (bande d'hystérésis).	Moins efficace pour des applications triphasées équilibrées.
Complexité PWM	Pas besoin de PWM fixe	Génère des Pertes de commutation et un bruit électromagnétique
Applications triphasées	Simple pour une phase unique	Difficile à équilibrer sur les trois phases (fréquences variables entre phases).

II.4.3. THIPWM (Third Harmonic Injection Pulse Width Modulation)

Depuis les années 1970, plusieurs stratégies de modulation ont été développées afin d'optimiser le fonctionnement des onduleurs alimentés par une source de tension continue [52]. Parmi elles, la THIPWM (Third Harmonic Injection PWM) se distingue par son efficacité à améliorer l'amplitude de la tension de sortie sans affecter les tensions de phase. Cette méthode consiste à injecter une composante sinusoïdale de troisième harmonique, ayant une fréquence triple de celle du signal fondamental, dans la consigne de modulation sinusoïdale. L'injection est réalisée de manière à ce que la composante homopolaire soit identique sur les trois phases, ce qui permet son annulation dans la tension de ligne. Ainsi, la forme des tensions de phase reste inchangée, tandis que la tension de ligne est augmentée.

Le principal avantage de cette méthode est l'augmentation de l'amplitude de la tension de sortie d'environ 15 % par rapport à une modulation sinusoïdale classique, sans introduire de distorsions supplémentaires dans le spectre de la tension de phase [53]. En d'autres termes, la troisième harmonique s'annule naturellement dans la différence entre deux phases, ce qui permet une meilleure utilisation de la tension du bus continu [54]. Cette technique est donc particulièrement

adaptée pour les applications nécessitant une performance optimale des convertisseurs de puissance, comme les entraînements de moteurs et les systèmes d'énergie renouvelable. [55]

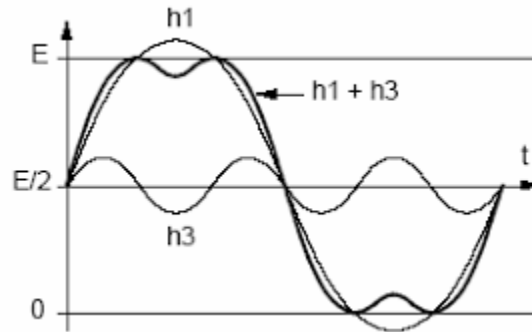


Figure (II.8) : Injection d'harmonique de rang trois.

II.4.3.1. Les avantages et inconvénients de la modulation par injection du troisième harmonique (THIPWM) :

Tableau (II.4) : les avantages et inconvénients de THIPWM.

Critère	Avantages	Inconvénients
Réduction des harmoniques	Améliore la qualité du signal en réduisant les harmoniques bas.	Peut introduire des harmoniques à des fréquences plus élevées.
Utilisation de la tension DC	Permet d'augmenter la tension de sortie en utilisant la tension DC disponible de manière plus efficace.	Complexité supplémentaire pour le calcul et l'application de l'injection.
Amélioration du rendement	Augmente l'efficacité globale du système en réduisant la distorsion.	Peut nécessiter un filtrage plus complexe pour éliminer les harmoniques restants.
Simplicité d'implémentation	Relativement simple à mettre en œuvre en ajoutant une composante sinusoïdale au signal de porteuse.	Peut ne pas être optimal dans les systèmes avec des exigences de très haute précision.
Applications spécifiques	Idéale pour les applications nécessitant une réduction des pertes et une amélioration de la forme d'onde.	Moins efficace pour des applications où une commutation parfaite est requise.

II.4.4. La commande SVPWM (Space Vector Pulse Width Modulation)

II.4.4.1. Définition

La stratégie de la modulation vectorielle a été proposée par « Der Broek & al, 1988 ». Elle a été développée comme approche vectorielle de la modulation de largeur d'impulsion (MLI) pour les onduleurs triphasés et pour le contrôle des machines électriques vectorielles spatiales. Elle consiste à générer une séquence spécifiée des états de l'onduleur en temps réel. Elle utilise le fait qu'un vecteur peut représenter les trois tensions d'un système triphasé de somme nulle [56]. Cette modulation est utilisée par les commandes modernes des machines à courant alternatif pour obtenir des formes d'onde arbitraires non nécessairement sinusoïdales, les tensions de référence sont les tensions simples désirées à la sortie de l'onduleur. Cette technique suit les principes suivants :

- Le signal de référence est échantillonné sur des intervalles T (MLI régulière).
- Pour chaque phase, on envoie une impulsion de largeur centrée sur la période (MLI symétrique) dont la valeur moyenne est égale à la valeur de la tension de référence à l'instant de l'échantillonnage.
- Tous les interrupteurs d'un même demi-point ont un état identique au centre et aux deux extrémités de la période.

Cette modulation est conduite en synchronisme sur les trois phases. Elle est appelée MLI vectorielle [57].

II.4.4.2. Le principe de la modulation vectorielle

Le principe de la modulation vectorielle (SVM) consiste à reconstruire le vecteur de tension de référence V_{ref} , à partir de huit vecteurs tensions. Chacun de ces vecteurs correspond à une combinaison de l'état des interrupteurs d'un onduleur de tension triphasé.

La MLI vectorielle est récemment la méthode la mieux adaptée au contrôle des moteurs asynchrones. Le vecteur de référence V_{ref} est calculé approximativement sur une période de modulation T_m par un vecteur tension moyenne où pour chaque phase, la réalisation d'une impulsion de largeur T est centrée sur la période dont la valeur moyenne est égale à la valeur de la tension de référence à l'instant de l'échantillonnage. [58]

Tous les interrupteurs d'un demi-point ont un état identique aux centres et aux extrémités de la période. Une analyse combinatoire de tous les états possibles des interrupteurs permet de calculer le vecteur de tension (V_α, V_β).

Le vecteur de référence V_{ref} est approximé sur la période de modulation, par la génération d'un vecteur moyen crée à partir des vecteurs disponibles.

Cette modulation consiste à considérer globalement le système triphasé, et à lui appliquer une transformée de Concordia pour se ramener dans le plan (α, β). Le système triphasé des tensions à générer pour la durée de l'échantillonnage en cours, peut alors être représenté comme un unique vecteur dans ce plan. Ainsi, les tensions simple V_{an}, V_{bn} et V_{cn} sont représentées dans la trame (α, β) par les équations suivantes : [58]

$$\begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{pmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{pmatrix} \begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} \quad (13)$$

Ce vecteur n'est pas directement réalisable par les interrupteurs du variateur, mais on peut chercher les trois configurations les plus proches (situées sur les sommets et au centre de l'hexagone), et les appliquer successivement pendant une fraction adéquate de la période de l'échantillonnage, de façon à obtenir en valeur moyenne le vecteur recherché [57].

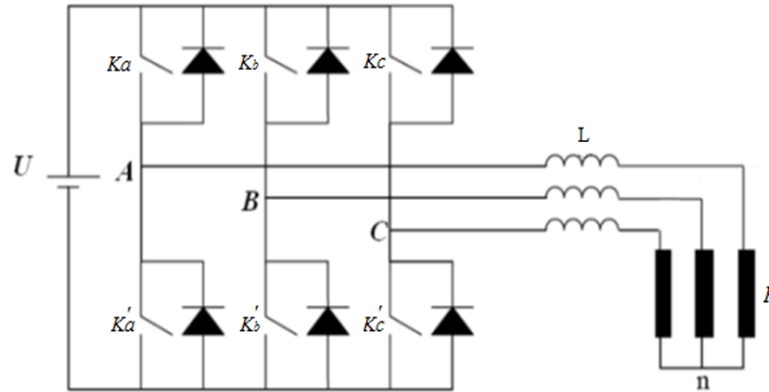


Figure (II.9) : Présente le schéma représentatif de la topologie d'un Onduleur triphasé de tension.

On considère que les interrupteurs sont idéaux et présentent deux états possibles : fermé (off) ou ouvert (on). Et de même, on considèrera que les interrupteurs de chaque bras sont commandés par deux signaux complémentaires. Ainsi, on aura besoin de trois signaux logiques (K_a, K_b et K_c) pour

commander les six interrupteurs formant l'onduleur. Toutefois, dans la pratique, il faudra prévoir un délai entre les deux signaux pour ne pas court-circuiter la source U [58].

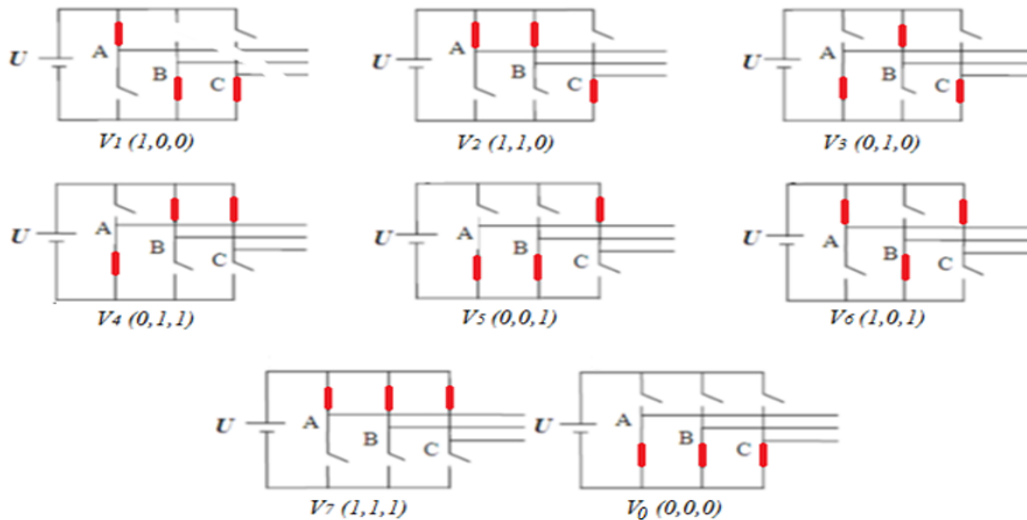


Figure (II.10) : les huit états de la topologie de l'onduleur triphasé.

Pour expliquer le principe de la modulation par la méthode vectorielle, on fait appel au schéma présenté ci-dessous où sont représentés les vecteurs, définis précédemment, dans un polygone en fonction des valeurs que prennent $V\alpha$ et $V\beta$ (figure.II.7) :

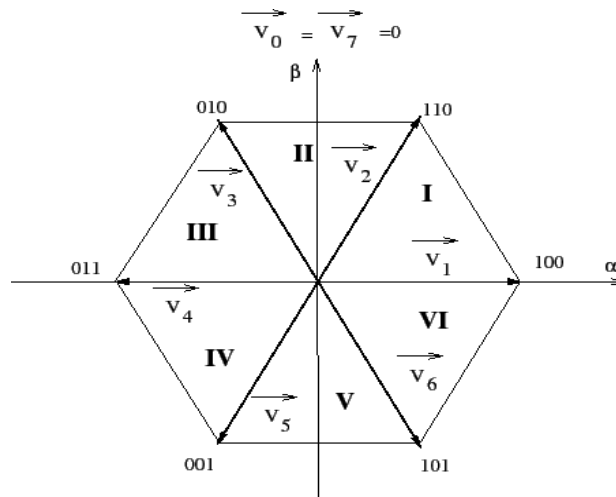


Figure (II.11) : Représentation vectorielle des tensions générées par l'onduleur, différents de zéro dans le plan (α, β) . (Polygone de commutation)

Puisque chaque interrupteur a deux états (ouvert ou fermé), donnant ainsi $2^3=8$ combinaisons possibles, représentées par huit vecteurs espace :

- Six vecteurs principaux (1 à 6) actif, la tension est appliquée aux bornes de la charge.
- Deux vecteurs de roues libres (0 et 7) inactif, il n'y a pas de tension aux bornes de la charge.

Les six vecteurs principaux sont déphasés, l'un par rapport à l'autre, de $\pi/3$ formant ainsi six sections (triangles). Chaque vecteur correspond à une séquence bien définie, composée de trois variables logiques qui pilotent instantanément les trois bras de l'onduleur [57].

II.4.4.3. Les avantages et inconvénients de la modulation de largeur d'impulsion par vecteur spatial (SVPWM) :

Tableau (II.5) : Les avantages et inconvénients de la (SVPWM) :

Critère	Avantages	Inconvénients
Efficacité	Meilleure utilisation de la tension DC, augmente l'efficacité.	Plus de calculs nécessaires, ce qui augmente la complexité.
Qualité de la sortie	Forme d'onde de sortie plus proche de la sinusoïdale.	Plus difficile à mettre en œuvre par rapport à la PWM classique.
Réduction des harmoniques	Réduit efficacement les harmoniques.	Peut demander des ressources de calcul importantes.
Optimisation de la tension	Utilise pleinement la tension disponible pour un meilleur rendement.	Nécessite des algorithmes plus complexes pour gérer la modulation.
Applications industrielles	Convient pour des moteurs et des applications exigeantes.	Moins adapté aux systèmes simples.

II.4.5. La commande DPWM (Discontinuons Pulse Width Modulation)

La réduction des pertes par commutations via la commande de l'onduleur a fait l'objet de nombreuses investigations. Pour cela, l'idée principale est de garder l'état d'un bras de pont inchangé pendant chaque période de découpage. [59] A partir de ce concept initial, toute une famille de stratégies MLI dites MLI discontinues (DPWM) s'est constituée :

- DPWMMAX, DPWMMIN où chaque bras de pont est gardé à l'état haut (ou bas resp.) pendant un tiers de période fondamentale. Ces stratégies sont rarement utilisées à cause de

la distribution des pertes par commutations non équilibrée entre les deux interrupteurs sur chaque bras de pont.

- DPWM0, DPWM1, DPWM2, DPWM3 où chaque bras de pont est gardé à l'état haut et à l'état bas ; chacun pendant un sixième de la période fondamentale. Ces stratégies se différencient les unes des autres par la position de blocage vis-à-vis la période fondamentale. Par conséquent, chacune est optimale en termes des pertes par commutation pour une valeur de facteur de puissance de la charge. [59]
- Récemment, Hava et al ont proposé la stratégie MLI discontinue généralisée (GDPWM) qui permet de minimiser les pertes par commutation dans une large gamme de facteur de puissance de la charge notamment dans la zone où ce dernier est proche de l'unité. La **Figure (II.12)** illustre la performance en termes de pertes par commutation des stratégies DPWM par rapport à la stratégie SVPWM. On constate que la stratégie GDPWM permet de réduire les pertes par commutation jusqu'à 50% par rapport à la stratégie SVPWM. [59]

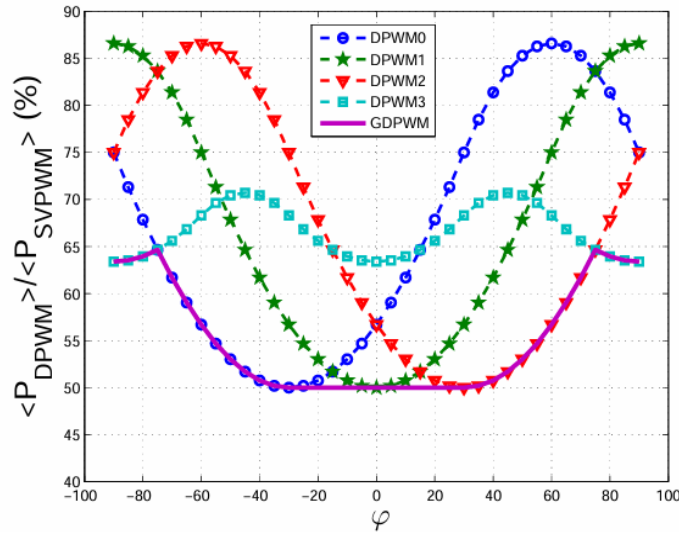


Figure (II.12) Rapport entre les pertes par commutation des stratégies DPWM et celles de la stratégie SVPWM en fonction du facteur de puissance de la charge.

Cependant, en pratique, l'implémentation de cette stratégie sur DSP pose quelques difficultés. En effet, il faut connaître le facteur de puissance de la charge afin d'appliquer la stratégie DPWM optimale correspondante. Des calculs supplémentaires pour l'estimation du facteur de puissance de la charge sont donc requis. Afin de pallier cette difficulté, nous avons proposé une méthode d'implémentation numérique pour la stratégie GDPWM, dénommée la DDT-GDPWM, Elle consiste à calculer la composante homopolaire optimale à chaque période de découpage afin de

minimiser les pertes par commutations en se basant sur la valeur des consignes des tensions et sur les valeurs instantanées mesurées des courants de charge (à chaque période de découpage). Ainsi, aucune connaissance a priori du facteur de puissance de la charge n'est requise. Le principe de fonctionnement et la performance en termes des pertes par commutation de la DDT-GDPWM sont illustrés aux figures (II.13) et (II.14) respectivement. A chaque période de découpage, on a le choix de mettre en butée le bras de pont dont la valeur de consigne est la plus haute ou le bras de pont dont la valeur de consigne est la plus basse. Le choix entre ces deux possibilités est alors effectué en mettant effectivement en butée le bras dans lequel circule le courant le plus élevé (celui dans lequel les pertes par commutation seraient les plus élevées si des commutations avaient lieu). [59]

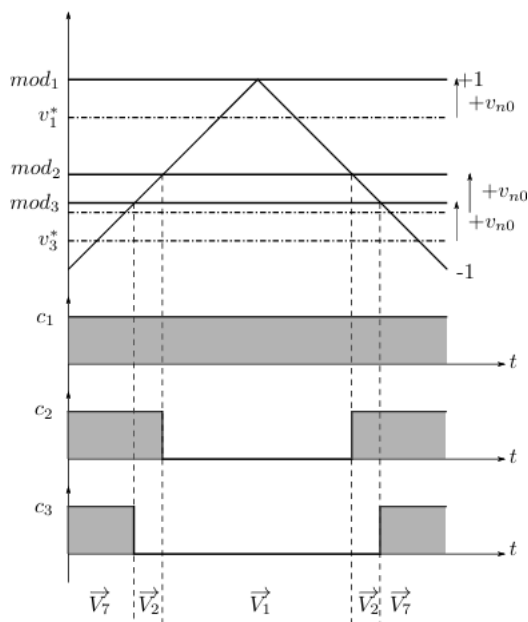


Figure (II.13) : Séquence du signal de pilotage de l'onduleur sur une période de découpage pour la stratégie DDT-GDPWM

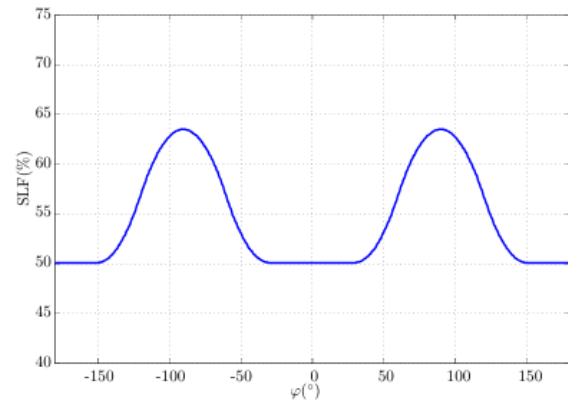


Figure (II.14) : Rapport entre les pertes par commutation de la DDT-GDPWM et celles de la SVPWM

De par le principe de fonctionnement de la DDT-GDPWM, cette méthode d'implémentation requiert deux (au minimum) capteurs de courant **figure (II.15)** déjà disponibles dans un tel système pour la commande en couple d'une machine (qu'elle soit synchrone ou asynchrone). On notera que les capteurs de courant ne sont pas requis pour les autres stratégies MLI présentées.

D'un point de vue vectoriel, sur chaque période de découpage, les DPWM utilisent un seul type de vecteur nul au lieu des deux comme les stratégies continues (CPWM). [59]

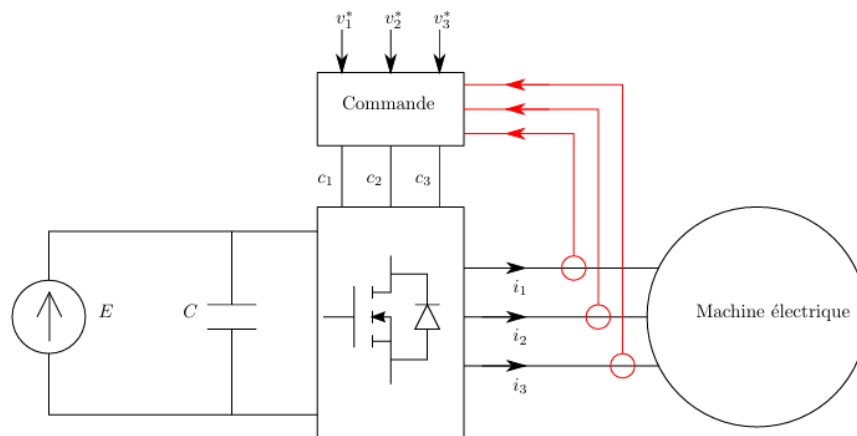


Figure (II.15) Capteurs de courant nécessaires pour la DDT-GDPWM.

II.4.5.1. Les avantages et inconvénients de la modulation de largeur d'impulsion décalée (DPWM) :

Tableau (II.6) : les avantages et inconvénients DPWM

Critère	Avantages	Inconvénients
Réduction des harmoniques	Diminue les harmoniques de manière efficace.	Peut compliquer l'implémentation en raison du décalage.
Efficacité énergétique	Améliore l'efficacité globale en réduisant les pertes de commutation.	Peut rendre le contrôle plus complexe par rapport à une PWM classique.
Tension de sortie optimale	Utilise mieux la tension DC, augmentant l'efficacité.	Le calcul du décalage peut être complexe.
Réduction du bruit EMI	Aide à réduire les interférences électromagnétiques (EMI).	Nécessite un contrôle précis pour éviter des erreurs.
Flexibilité d'application	Adaptée à de nombreuses applications, notamment industrielles.	Moins performante pour les applications nécessitant des commutations à haute fréquence.

II.4.6. La Modulation par Élimination Sélective des Harmoniques (SHEPWM)

II.4.6.1. Principe de la SHEPWM

Le principe de cette stratégie est basé sur le développement en série de Fourier de la tension us à la sortie du convertisseur à pas uniforme. Cette tension admet une symétrie par rapport au demi et au quart de la période. De ce fait, les composantes harmoniques paires en cosinus et en sinus sont nulles. La décomposition en série de Fourier de cette tension est donnée par la relation suivante :

$$f(\alpha) = a_0 + \sum_{n=1}^{\infty} (a_n \cos(n\alpha) + b_n \sin(n\alpha)) \quad (14)$$

Avec une amplitude de l'harmonique de rang n (n impaire), $m = (N-1)/2$ nombre total de commutations sur un quart de période et α_i angles de commutation ($i = 1, 2, \dots, m$). Les m angles de commutation de la relation (14) sont déterminés en imposant l'amplitude de la composante fondamentale et en annulant les (m-1) harmoniques. Par exemple, si l'on veut faire varier la valeur des tensions de sortie d'un onduleur asymétrique triphasé à 2 niveaux constitué de $k = 3$ onduleurs partiels alimentés par la tension V_{dc} alors il faut déterminer les cinq angles de commutation ($\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_5$) de façon à annuler les quatre premières composantes harmoniques impaires autres que celles de rang 3 ou multiples de 3 (5, 7, 11 et 13) de la tension composée. Dans ce cas, cela revient à résoudre le système non linéaire suivant [60] :

$$a_n = \frac{4}{n\pi} [1 + 2 \sum_{k=1}^m (-1)^k \cos(n\alpha_k)] \quad (15)$$

où ($Im = \frac{V_{réf}}{V_{dc}}$) taux de modulation. La solution recherchée doit satisfaire la condition suivante :

$V_{réf}$: La tension référence ou tension de sortie de l'onduleur en Volt.

$$\alpha_1 < \alpha_2 < \alpha_3 < \alpha_4 < \alpha_5 < \frac{\pi}{2} \quad (16)$$

La résolution du système (15) par la méthode de Newton-Raphson donne toutes les solutions possibles pour différentes valeurs de Im (Figure II.16).

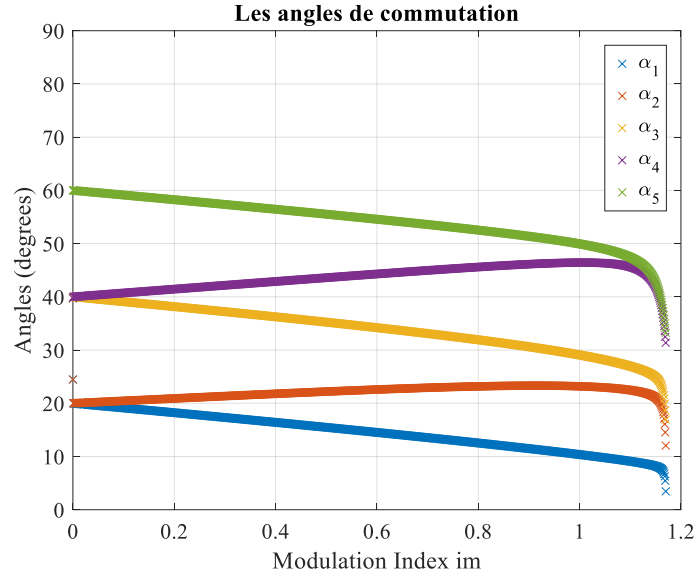


Figure (II.16) : Angles de commutation en fonction de im

II.4.6.2. Série de Fourier :

Le principe des séries de Fourier est introduit par Jean Baptiste Joseph Fourier. Les séries de Fourier sont des séries de fonctions périodiques. L'objectif est de décomposer un signal périodique en somme de sinus et de cosinus de fréquences égales et multiples de la fréquence du signal de base. Ceci peut être exprimé d'une manière mathématique par la relation suivante :

$$f(\alpha) = a_0 + \sum_{n=1}^{\infty} (a_n \cos(n\alpha) + b_n \sin(n\alpha)) \quad (17)$$

Où $n \in N^*(1, 2, 3, \dots)$

Les paramètres (a_0 , a_n , et b_n) sont dits : coefficients de Fourier. Leur valeur donne des indications sur la nature du signal. On note aussi qu'est appelée la fréquence fondamentale et les multiples de ($2f_0$, $3f_0$, ...) les fréquences harmoniques. La fonction $f(t)$ est donc une superposition continue de sinusoïdes dont les fréquences prennent leur valeur dans l'intervalle $[0, \infty]$.

Les coefficients (a_0 , a_n , et b_n) sont déterminés à partir des relations suivantes :

$$a_0 = \frac{1}{T} \int_{t_0}^{t_0+T} f(t) dt \quad (18)$$

$$a_n = \frac{2}{T} \int_{t_0}^{t_0+T} f(t) \cos(n\alpha) dt \quad (19)$$

$$b_n = \frac{2}{T} \int_{t_0}^{t_0+T} f(t) \sin(n\alpha) dt \quad (20)$$

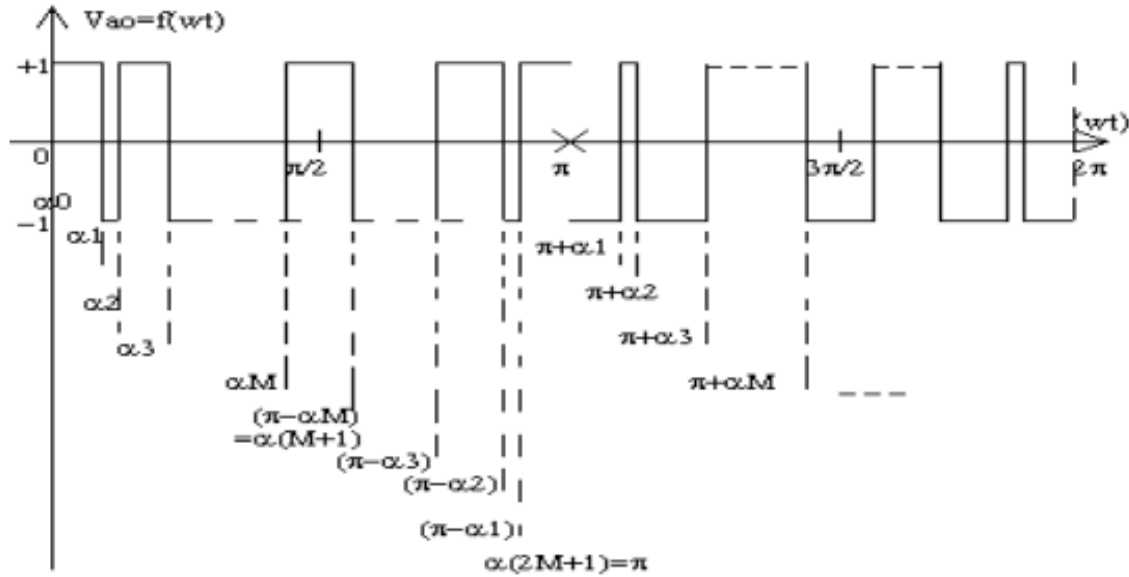


Figure (II.17) : Forme d'onde MLI pour un onduleur monophasé en demi-pont.

Avec : T : la période du signal $f(t)$. De l'équation, il est clair que le coefficient n'est autre que la valeur moyenne du signal $f(t)$ à décomposer .

La valeur moyenne est nulle et seulement les harmoniques impairs existent. Par conséquence, l'indice n prend les valeurs impaires 1, 3, 5, 7, 9,... m . (m est un nombre impair).

Remplaçons $f(\alpha)$ par sa valeur dans l'équation

$$a_n = \frac{2}{\pi} \left[\int_{a_0}^{a_1} (-1)^0 \sin(na) da \right] + \dots + \frac{2}{\pi} \left[\int_{a_{2M}}^{a_{(2M+1)}} (-1)^{2M} \sin(na) da \right] \quad (21)$$

$$a_n = \frac{2}{\pi} \left[\sum_{k=0}^{2M} \int_{a_k}^{a_{(2M+1)}} \sin(na) da \right] \quad (22)$$

$$n = 1, 3, 5, \dots$$

$$a_n = \frac{2}{n\pi} \left[\sum_{k=0}^{2M} (-1)^k (\cos(na_k) - \cos(na_{k+1})) \right] \quad (23)$$

$$\text{Avec } a_{2M+1} = \pi \quad \text{et} \quad \alpha_0 < \alpha_1 < \alpha_2 < \dots < a_{2M+1}$$

$$a_n = \frac{2}{n\pi} [\cos(na_0) - \cos(na_{2M+1}) + 2 \sum_{k=1}^{2M} (-1)^K \cos(na_K)] \quad (24)$$

$$\text{Comme : } a_0 = 0, a_{2M+1} = \pi$$

$$\text{On déduit : } \cos(na_0) = 1, \cos(na_{2M+1}) = (-1)^n \quad (25)$$

D'où :

$$a_n = \frac{2}{n\pi} [1 - (-1)^n + 2 \sum_{k=1}^{2M} (-1)^K \cos(na_K)] \quad (26)$$

De même pour le coefficient : b_n , on trouve, après simplifications, le résultat suivant :

$$b_n = \frac{-4}{n\pi} \sum_{K=1}^{2M} (-1)^K \cos(na_K) \quad (27)$$

Comme n doit être impair on peut écrire :

$$a_n = \frac{4}{n\pi} [1 + \sum_{K=1}^{2M} (-1)^K \cos(na_K)] \quad n \text{ impair} \quad (28)$$

$$b_n = \frac{4}{n\pi} [-\sum_{K=1}^{2M} (-1)^K \sin(na_K)] \quad n \text{ impair} \quad (29)$$

D'autre part la forme d'onde $f(\omega t) = V_{ao}(t)$ présente une symétrie quart-d'onde :

$$f(\alpha) = f(\pi - \alpha) \quad (30)$$

Et d'après la figure II.17 :

$$a_k = \pi - a_{2M-k+1} \quad \text{avec } K = 1, 2, \dots, M \quad (31)$$

D'où :

$$\sin(na_K) = \sin(n(\pi - a_{2M-K+1})) \quad (32)$$

$$\sin(nn_{aK}) = \sin(n\pi) \cos(na_{2M-K+1}) - \cos(n\pi) \sin(na_{2M-K+1}) \quad (33)$$

Pour n impair on a :

$$\sin(n\pi) = 0, \cos(n\pi) = -1 \quad (34)$$

D'où :

$$\sin(na_K) = \sin(na_{2M-K+1}) \quad K = 1, 2, \dots, M \quad (35)$$

Remplaçons (35) dans (29) :

$$b_n = \frac{4}{n\pi} \sum_{K=1}^M (\sin(na_K) - \sin(na_{2M-K+1})) = 0 \quad (36)$$

D'autre part :

$$\cos(na_K) = \cos(n(\pi - a_{2M-K+1})) \quad (37)$$

$$\cos(na_K) = \cos(n\pi) \cos(na_{2M-K+1}) + \sin(n\pi) \sin(na_{2M-K+1}) \quad (38)$$

D'où :

$$\cos(na_K) = \cos(n(\pi - a_{2M-K+1})) \quad (39)$$

Remplaçons (39) dans (28), on obtient :

$$a_n = \frac{4}{n\pi} [1 + 2 \sum_{K=1}^M (-1)^K \cos(na_K)] \quad (40)$$

Avec n impair et différent d'un multiple de 3.

On considère une alimentation unité, ie $E_{d/2}=1$.

Le coefficient a_n est l'amplitude de l'harmonique de rang n du signal suivant :

$$V_{a0}(t) = f(wt) = \sum_{n=1}^{\infty} a_n \sin(nwt) \quad (41)$$

Le système d'équations (40) possède m variables inconnues $\alpha_1, \alpha_2, \alpha_3, \dots, \alpha_m$ appelées angles de commutation exactes. Le problème est de calculer les valeurs de celles-ci qui permettent d'annuler les amplitudes à n des (m-1) premiers harmoniques f_n : [31]

$$f_n(wt) = a_n \cdot \sin(nwt) \quad (42)$$

D'assigner une valeur déterminée au fondamental f_1 :

$$f_1(wt) = a_1 \cdot \sin(wt) \quad (43)$$

II.4.6.3. Méthode de NEWTON-RAPHSON

La relation (40) est un système de m équations non linéaires à m inconnues $\alpha_1, \dots, \alpha_m$. On assigne une valeur déterminée i_m , appelée indice de modulation, à l'amplitude 1 a du fondamental et on annule les amplitudes a_n des (m-1) premiers harmoniques.

Pour les montages triphasés, les harmoniques de rang 3 et multiple de 3 sont inopérants. Pour cette raison les triplets ne sont pas éliminés dans cette étude. D'autre part, il faut éliminer deux harmoniques de tension pour éliminer un harmonique de courant. Comme l'amplitude du fondamental doit être fixée à une valeur déterminée, ceci fixe la première valeur de m à 3 (m étant le nombre de commutations par quart d'onde ou nombre de découpages par demi-onde). Par conséquent lorsque m augmente successivement par pas égal à 2, le nombre d'harmoniques de courant qui seront éliminés augmente par pas égal à 1 [61]. Finalement on obtient un système de m équations non linéaires de la forme :

$$a_n = \frac{4}{n\pi} [1 + 2 \sum_{k=1}^m (-1)^k \cos(n\alpha_k)] \quad (44)$$

Avec : $n=1,5,7,11, 13, \dots$ et $m=1,3,5,7,9, 11, \dots$ (m impair).

Par exemple pour m égal à 3, n prend les valeurs 1,5,7, pour m égal à 5, n prend les valeurs 1,5,7,11,13 pour m égal à 7, n prend les valeurs 1,5,7,11,13,17,19 etc... Le système (44) s'écrit encore :

$$a_1 = \frac{4}{\pi} [1 + 2 \sum_{k=1}^m (-1)^k \cos(\alpha_k)] = -im \quad (45)$$

$$a_5 = \frac{4}{5\pi} [1 + 2 \sum_{k=1}^m (-1)^k \cos(5\alpha_k)] = 0 \quad (46)$$

$$a_7 = \frac{4}{7\pi} [1 + 2 \sum_{k=1}^m (-1)^k \cos(7\alpha_k)] = 0 \quad (47)$$

$$a_{11} = \frac{4}{11\pi} [1 + 2 \sum_{k=1}^m (-1)^k \cos(11\alpha_k)] = 0 \quad (48)$$

$$a_{13} = \frac{4}{13\pi} [1 + 2 \sum_{k=1}^m (-1)^k \cos(13\alpha_k)] = 0 \quad (49)$$

$$a_n = \frac{4}{n\pi} [1 + 2 \sum_{k=1}^m (-1)^k \cos(n\alpha_k)] = 0 \quad (50)$$

Ces amplitudes sont normalisées i.e la tension d'alimentation continue est supposée égale à l'unité. On doit signaler que la valeur de l'indice de modulation im assignée au fondamental est un indice sans dimension variant de 0 à 1. Pour obtenir la valeur correspondante en volt, il faut multiplier im par $Ed/2$, la tension d'alimentation continue de l'onduleur demi-pont.

Ces équations sont non linéaires. On utilisera la méthode de Newton-Raphson dans notre cas pour résoudre ce système de m équations non linéaires à m inconnues.

D'autre part la méthode itérative de Newton-Raphson ne converge pas pour une valeur positive de im . C'est pourquoi on assigne une valeur négative ($-im$) au fondamental. Ce qui correspond à un déphasage de π du fondamental. Ce déphasage est sans effet sur le moteur

Pour résoudre ces systèmes d'équations, on va utiliser dans ce projet la méthode itérative de Newton-Raphson. Mais on doit localiser préalablement la solution cherchée.[31]

II.4.6.3.1. Estimation initiale de la solution :

Pour assurer la convergence de la méthode de Newton-Raphson, on doit obtenir un bon estimé initial de la solution 'exacte' recherchée. On peut utiliser la méthode du gradient mais on utilisera l'algorithme de Taufik, Mellitt et Goodman [61].

II.4.6.3.2. Résolution du système non linéaire par la Méthode de Newton-Raphson

Notons :

$$\alpha^* = (\alpha_1^*, \alpha_2^*, \alpha_3^*, \dots, \alpha_m^*) \quad (51)$$

Le vecteur solution du système non linéaire (50) :

$$f_i(0) \quad i = 1, m$$

Avec $\alpha = (\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_m)$

Si chaque fonction f_i est continue et continûment différentiable, alors on peut la développer en série de Taylor dans le voisinage d'un estimé $\alpha^{(k)}$ (obtenu à la k ème itération) proche de α^* .

$$\begin{aligned} f_i(\alpha^*) &= f_i(\alpha^{(k)} + (\alpha^* - \alpha^{(k)})) = f_i(\alpha^{(k)}) + \sum_{j=1}^m \left[\frac{\partial f_i(\alpha)}{\partial \alpha_j} \right]_{\alpha=\alpha^{(k)}} \cdot (\alpha_j^* - \alpha_j^{(k)}) + \dots \\ &+ \frac{1}{2!} \sum_{j=1}^m \sum_{r=1}^m (\alpha_j^* - \alpha_j^{(k)}) (\alpha_r^* - \alpha_r^{(k)}) \left[\frac{\partial^2 f_i(\alpha)}{\partial \alpha_j \partial \alpha_r} \right]_{\alpha=\alpha^{(k)}} + \dots + \dots = 0 \end{aligned} \quad (52)$$

Pour $i = 1, \dots, m$

Si $\alpha^{(k)}$ est un estimé proche de α^* les éléments $(\alpha^* - \alpha^{(k)})^2$ sont négligeables ainsi que les termes de degré supérieur.

Le système (52) s'écrit donc :

$$\sum_{j=1}^m \frac{\partial f_i(\alpha)}{\partial \alpha_j} \Big|_{\alpha=\alpha^{(k)}} \cdot (\alpha_j^* - \alpha_j^{(k)}) = -f_i(\alpha^{(k)}) \quad (53)$$

Avec $i=1, \dots, m$

Définissons la matrice des dérivées premières :

$$E^{(k)} = (E_{ij}^{(k)}) \quad (54)$$

Avec

$$E_{ij}^{(k)} = \left[\frac{\partial f_i(\alpha)}{\partial \alpha_j} \right]_{\alpha=\alpha^{(k)}} \quad i = 1, \dots, m \quad j = 1, \dots, m \quad (55)$$

D'où

$$E^{(k)} = \frac{8}{\pi} \begin{bmatrix} \sin \alpha_1 - \sin \alpha_2 \dots - \sin \alpha_m \\ \sin 5\alpha_1 - \sin 5\alpha_2 \dots - \sin 5\alpha_m \\ \dots \dots \dots \\ \sin n\alpha_1 - \sin n\alpha_2 \dots - \sin n\alpha_m \end{bmatrix} \quad (56)$$

Définissons le vecteur erreur :

$$\Delta \alpha^{(k)} = (\Delta \alpha_1^{(k)}, \Delta \alpha_2^{(k)}, \dots, \Delta \alpha_m^{(k)}) \quad (57)$$

$$\text{Avec } \Delta \alpha^{(k)} = \alpha_j^* - \alpha_j^{(k)} \quad (58)$$

Soit le vecteur

$$F^{(k)} = [F_1^{(k)}, F_2^{(k)}, \dots, F_m^{(k)}] \quad (59)$$

$$F_i^{(k)} = -f_i(\alpha^{(k)}) \quad (60)$$

Alors le système (53) s'écrit sous la forme matricielle suivante :

$$E^{(k)} \cdot \Delta \alpha^{(k)} = F^{(k)} \quad (61)$$

Où $\Delta \alpha^{(k)}$ est le vecteur inconnu.

Le système (61) est un système linéaire que l'on peut résoudre par l'algorithme de Gauss [62].

Une fois le vecteur $\Delta \alpha^{(k)}$ déterminé, on obtient un meilleur estimé $\alpha^{(k+1)}$ de α^* par la relation :

$$\alpha^{(k+1)} = \alpha^{(k)} + \Delta \alpha^{(k)} \quad (62)$$

On continue jusqu'à ce que :

$$|\alpha_j^* - \alpha_j^{(k)}| \rightarrow 0 \quad (63)$$

En pratique, α^* étant l'inconnue, on arrête les opérations par l'un des tests suivants :

1. $K \geq KMAX$
2. $|f_i(\alpha^{(k+1)})| \leq E0$

Où E0 est une borne supérieure de l'erreur fixée à priori et KMAX le nombre maximum d'itérations admissible. La figure (II.18) donne, à titre d'exemple, le graphe des angles de commutation exacts calculés pour m égal à 3 et 5.

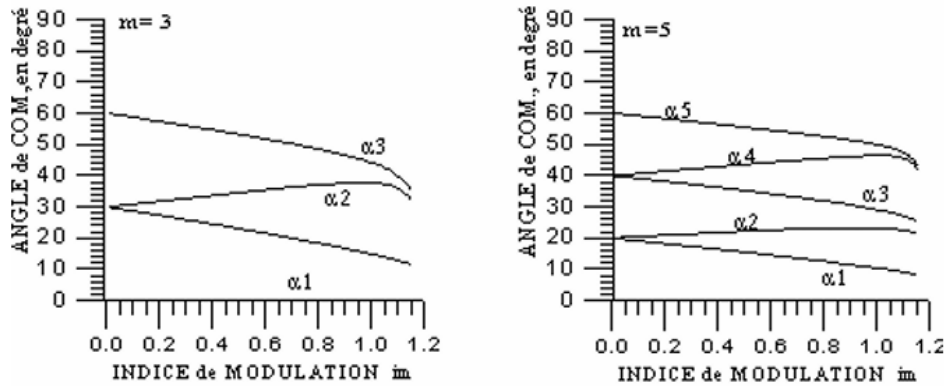


Figure (II.18) : Courbes des angles de commutation exacts pour m égal à 3 et 5.

II.4.6.4. Autres stratégies de calcul des angles de commutation :

En plus de la méthode développée précédemment, plusieurs autres stratégies ont été proposées pour le calcul des angles de commutation. Chacune vise à optimiser la réduction des harmoniques selon des approches analytiques, numériques ou hybrides. L'organigramme ci-dessous présente un aperçu de ces principales méthodes.

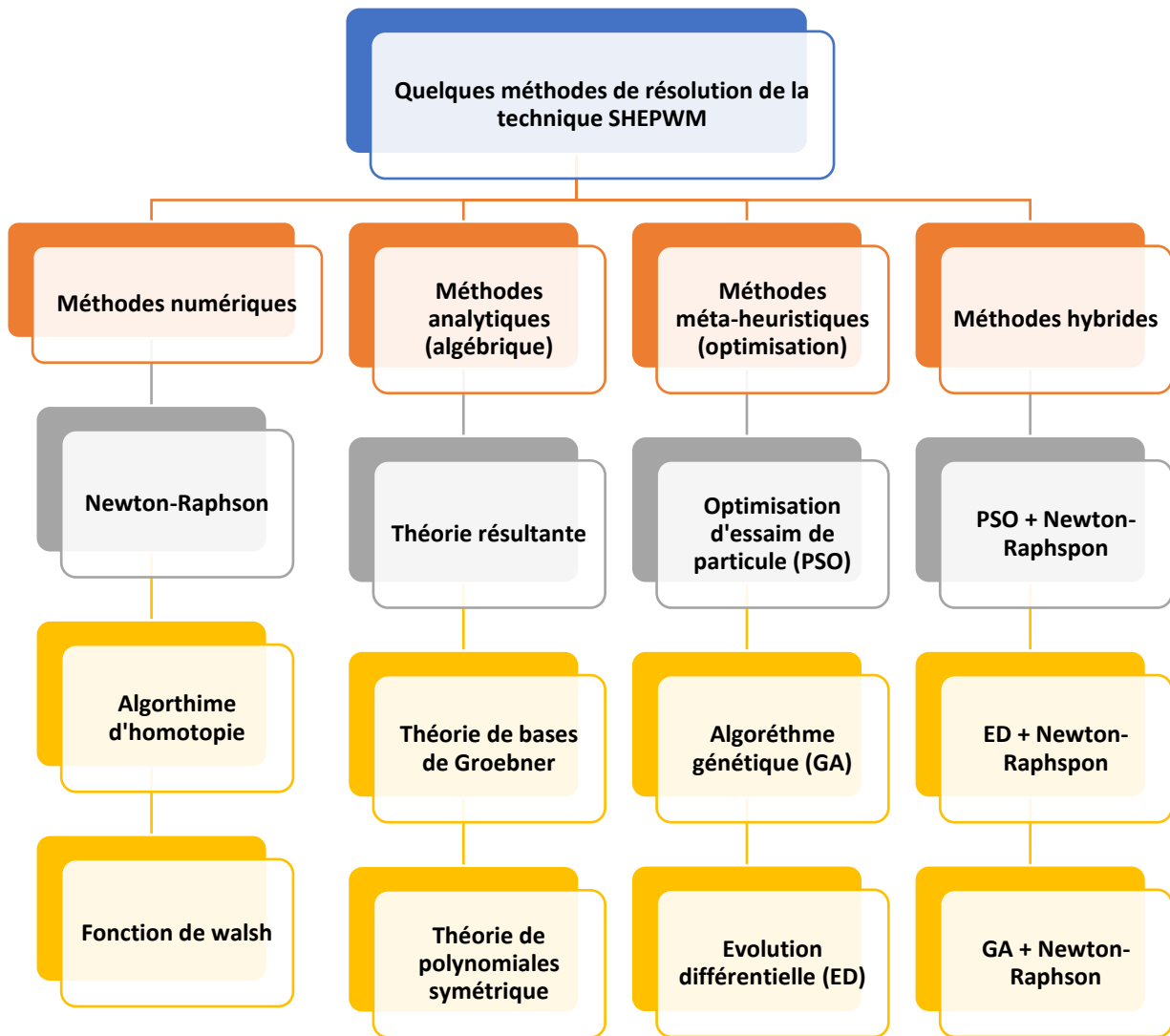


Figure (II.19) : Les méthodes d'optimisation

I.1.1.1. Avantages et inconvénients de la SHEPWM :

Tableau (II.7): les avantages de la SHEPWM.

Avantage	Description
Élimination sélective des harmoniques	Permet de cibler et supprimer certains ordres d'harmoniques spécifiques (5 ^e , 7 ^e , 11 ^e ...), améliorant la qualité du signal.
Faible fréquence de commutation	Réduit le nombre de commutations par cycle, ce qui diminue les pertes dans les interrupteurs de l'onduleur.
Meilleure utilisation de la tension	La composante fondamentale est maximisée, ce qui permet une conversion plus efficace de l'énergie.
Réduction des interférences EMI	Moins d'harmoniques de bas ordre signifie une meilleure compatibilité électromagnétique avec les autres équipements.

Tableau (II.8) : les Inconvénients de la SHEPWM.

Inconvénients	Description
Résolution complexe	Le calcul des angles de commutation repose sur des équations non linéaires difficiles à résoudre.
Dépendance à l'indice de modulation	Chaque valeur de modulation nécessite un nouveau calcul ou une base de données préétablie.
Implémentation numérique coûteuse	L'exécution en temps réel nécessite des processeurs rapides ou des algorithmes d'optimisation (ex. PSO, GA).
Limite sur le nombre d'harmoniques	On ne peut éliminer qu'un nombre restreint d'harmoniques, car limité par le nombre d'angles par période.

II.5. Conclusion :

Dans ce chapitre, nous avons présenté plusieurs techniques de modulation pour la commande des onduleurs, comme la SPWM, la THIPWM, la SVPWM et la DPWM. Ces méthodes ont été décrites brièvement pour donner une vue d'ensemble. En revanche, nous avons détaillé la technique SHEPWM, car c'est celle que nous avons utilisée dans notre réalisation pratique. Cette méthode permet de supprimer certains harmoniques de manière sélective, ce qui améliore la qualité de la tension de sortie et le rendement global du système. Même si elle est plus complexe à mettre en œuvre, ses avantages justifient largement son choix pour notre projet.

Chapitre 3 :
Partie expérimentale
et
Simulation

III.1. Introduction :

Dans le cadre de ce travail, une étude approfondie a été menée à la fois par la simulation numérique et par des tests expérimentaux afin de valider la stratégie de commande développée. La phase de simulation a été réalisée sous l'environnement MATLAB/Simulink, permettant de modéliser avec précision le comportement du système de commande appliqué à MAS alimentée par un onduleur à deux niveaux triphasés. Les résultats obtenus ont permis d'évaluer l'impact des paramètres de commande, notamment l'effet des angles de commutation calculés par la méthode de Newton Raphson, sur la qualité de la tension de sortie et sur la réduction des harmoniques.

La partie expérimentale, quant à elle, a été réalisée en laboratoire de génie électrique à Msila, à l'aide d'un banc d'essai composé d'un onduleur triphasé, d'un moteur asynchrone triphasée et d'un système d'acquisition de données à base de MicroLabBox dSPACE 1104. Cette phase a permis de confronter les résultats simulés à la réalisation pratique, en analysant les tensions, la réduction effective de la distorsion harmonique totale (THD). L'ensemble des résultats confirme la cohérence entre la simulation et l'expérimentation, prouvant ainsi l'efficacité de la méthode appliquée.

III.2. Schéma synoptique et description du système :

Afin de visualiser le fonctionnement global de notre système, un schéma synoptique est présenté ci-dessous.

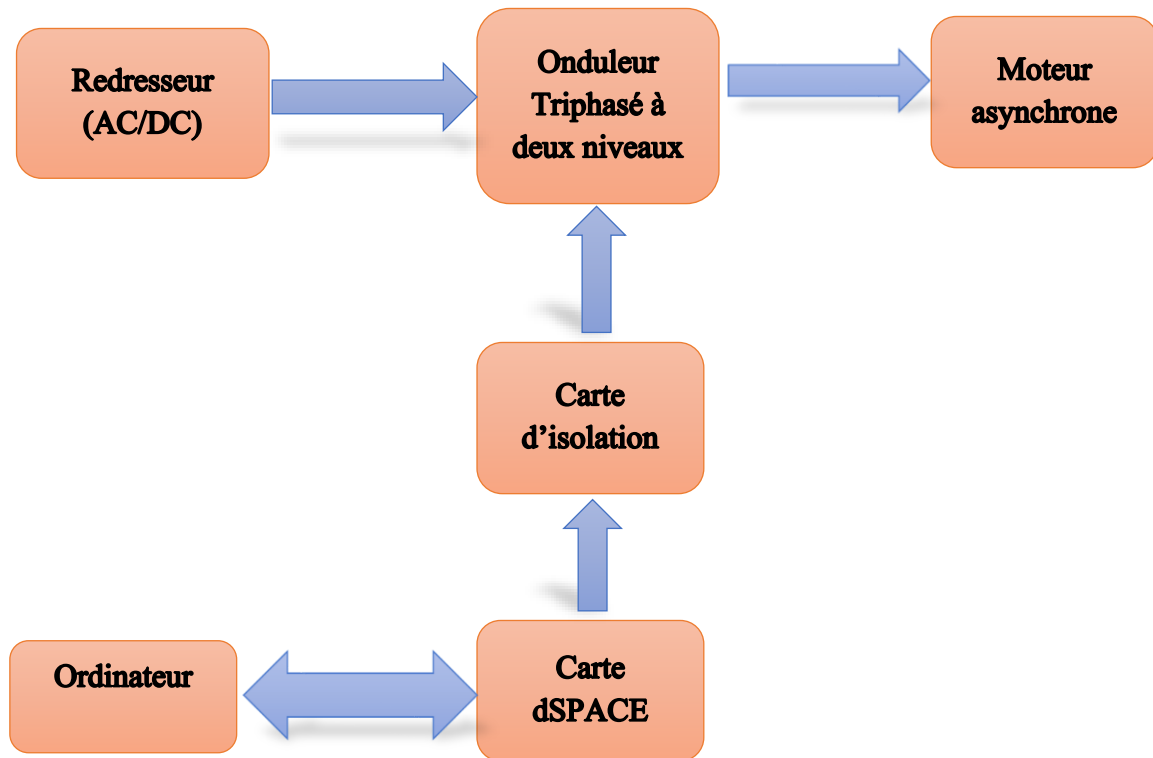


Figure (III.1) : Schéma synoptique global du système

III.2.1. Description des éléments matériels et logiciels :

Les composants matériels et logiciels utilisés pour la réalisation et la simulation de la commande SHEPWM appliquée au moteur asynchrone triphasé.

III.2.2.1. Éléments matériels :

Sources d'alimentation 15V DC : utilisé pour la carte d'isolation.

Le redresseur fournit une tension continue à l'entrée de l'onduleur.

Onduleur triphasé à deux niveaux (Semikron) : Il permet de convertir la tension continue provenant de l'alimentation (via le redresseur) en tension alternative appliquée au moteur. Il est commandé directement par les signaux générés via la technique SHEPWM.

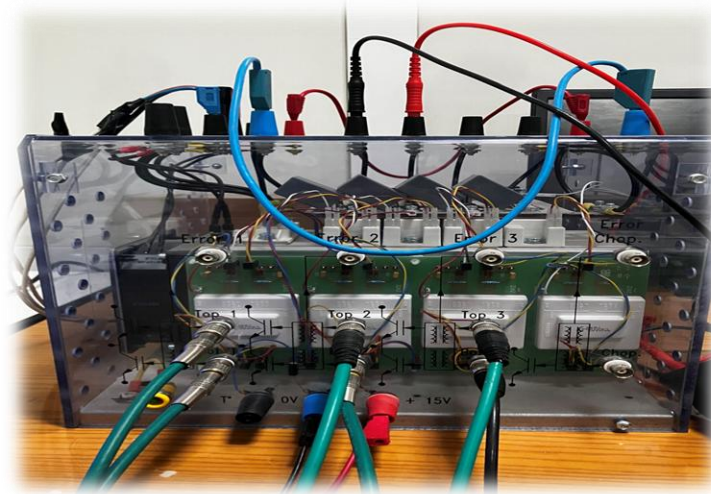


Figure (III.2) : Onduleur triphasé à deux niveaux (Semikron).

Un capteur de vitesse : (généralement un encodeur incrémental) qui mesure la vitesse angulaire du moteur en temps réel.

Oscilloscope : Utilisé pour la visualisation en temps réel des formes d'ondes de tension. Il permet d'observer les effets de la commande SHEPWM sur le signal de sortie.

Carte MicroLabBox dSPACE 1104 : Elle sert d'interface de commande en temps réel. Elle reçoit les signaux des capteurs, exécute les algorithmes de commande implémentés dans MATLAB/Simulink, et transmet les signaux à l'onduleur.



Figure (III.3) : Carte MicroLabBox dSPACE 1104.

Carte d'isolation : Elle assure une isolation optique entre les cartes de commande faibles signaux (issus de la dSPACE) et les cartes de puissance, ce qui protège les composants sensibles et garantit la sécurité de l'ensemble du système.

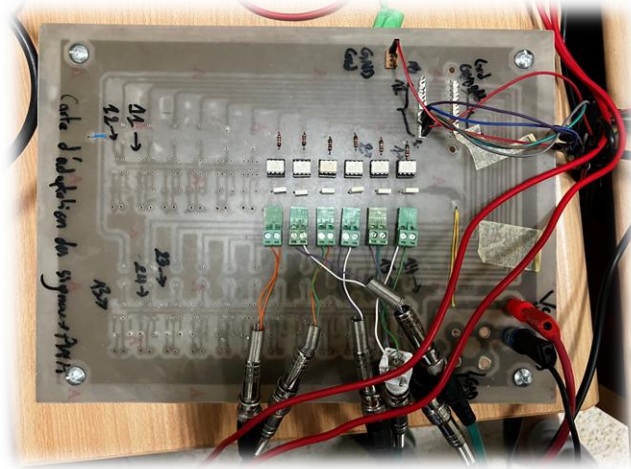


Figure (III.4) : Carte d'isolation.

Un power mètre : Pour analyser les spectres.



Figure (III.5) : power mètre.

III.2.2.2. Environnement logiciel :

- **MATLAB/Simulink**

Utilisé pour simuler et générer les algorithmes de commande SHEPWM. Les blocs dans Simulink sont interconnectés pour représenter le moteur, l'onduleur et le bloc m-fonction qui utilisée pour générer les impulsions de commutation nécessaires à la stratégie SHEPWM.

ControlDesk (dSPACE) : Ce logiciel permet de superviser et visualiser en temps réel les signaux du système via la carte dSPACE. Il facilite également l'ajustement des paramètres pendant l'expérimentation

La simulation, permettant de valider les performances du système de commande avant l'expérimentation. Une comparaison avec la technique classique SPWM est également proposée

afin de mettre en évidence les avantages de la stratégie SHEPWM en termes de qualité de signal et de réponse dynamique.

III.3. Génération des Angles de commutation

L'objectif principal est de déterminer n angles de commutation $\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_n$ (avec $0 < \alpha_1 < \alpha_2 < \dots < \alpha_n < \pi/2$) de manière à contrôler la valeur fondamentale (généralement définie par l'indice de modulation m), est éliminer certains harmoniques spécifiques (ex. : 5e, 7e, 11e ...). Ces objectifs conduisent à un système d'équations non linéaire, Pour résoudre ce système, on utilise la méthode de Newton-Raphson.

La procédure commence par une initialisation des angles avec des valeurs approximatives proches de la solution attendue. Ensuite, on évalue le vecteur fonction représentant les équations harmoniques à annuler ou à contrôler. À chaque itération, on calcule le Jacobien, c'est-à-dire la matrice des dérivées partielles de chaque équation par rapport à chaque angle. À l'aide de cette matrice, on met à jour le vecteur des angles selon la formule de Newton-Raphson. Ce processus est répété jusqu'à ce que la solution converge, c'est-à-dire lorsque la norme du vecteur fonction devient suffisamment petite ou que les variations entre deux itérations successives deviennent négligeables. Cette méthode permet une convergence rapide et une élimination précise des harmoniques indésirables. Critère d'arrêt : Lorsque la norme de $F(\vec{\alpha})$ devient inférieure à un seuil ou que la variation entre deux itérations devient négligeable. C'est-à-dire la variation des angles est très faible.

Avantages de cette méthode :

- Rapide convergence si l'initialisation est bien choisie.
- Précision élevée dans l'élimination des harmoniques ciblés.
- Adaptabilité au nombre d'angles et au choix des harmoniques.

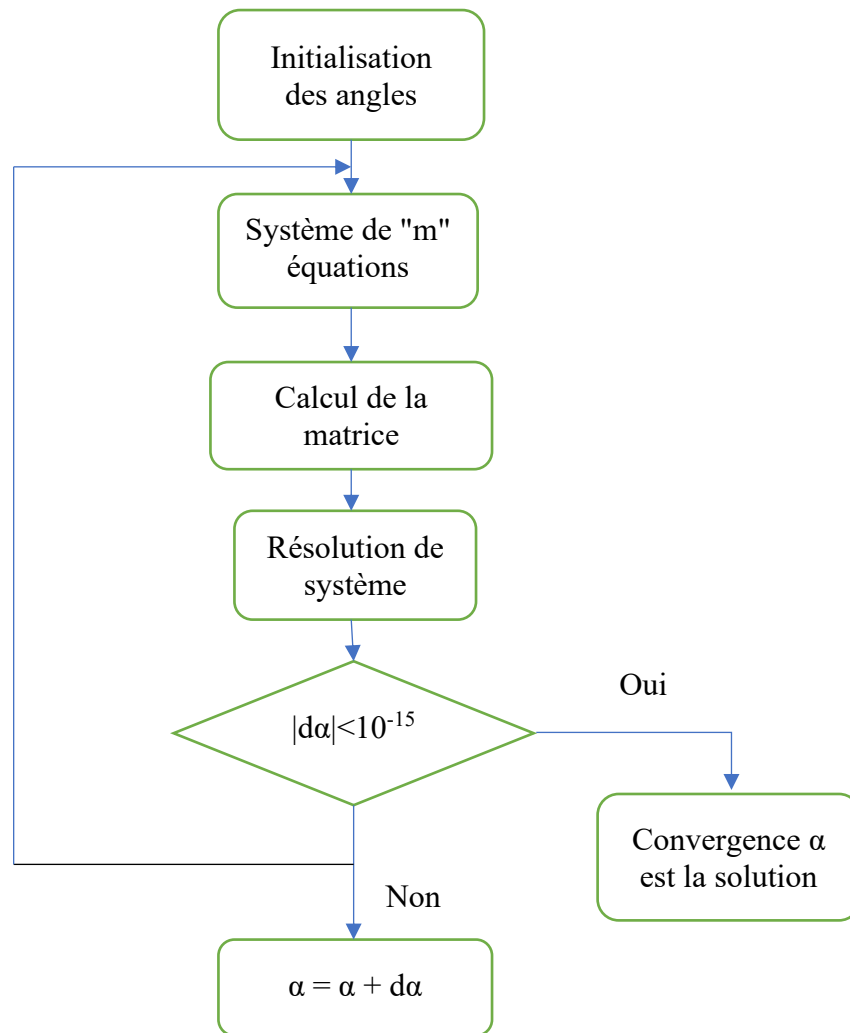


Figure (III.6) : Organigramme de la méthode Newton-Raphson

- **Bas des données des d'angles de commutations :**

Tableau (III.1) : Tableau des angles calculés par la méthode Newton-Raphson

	5 angles	7 angles	9 angles	15 angles
α_1	10.3673	7.9691	6.4716	4.1355
α_2	23.1937	16.8152	13.1856	7.9906
α_3	29.0787	22.0539	17.8291	11.3657
α_4	46.4306	33.3847	26.1466	15.8700
α_5	49.9484	36.7984	29.4491	18.6227
α_6		50.2984	39.1990	23.7311
α_7		52.7133	41.5498	25.9528
α_8			52.4537	31.6064
α_9			54.2967	33.3884
α_{10}				39.5179
α_{11}				40.9579
α_{12}				47.4776
α_{13}				48.6820
α_{14}				55.4718
α_{15}				56.5554

III.4. Partie Simulation :

III.4.1. Simulation avec la Technique SHEPWM

III.4.1.1. Schéma de simulation

Le schéma suivant illustre la mise en œuvre de la technique SHEPWM dans MATLAB/Simulink. Il comprend un générateur des angles de commutation optimisés via une fonction MATLAB, un onduleur triphasé à deux niveaux commandés par des signaux logiques générés par m-funtion, ainsi qu'un moteur asynchrone pour analyser la réponse dynamique du système.

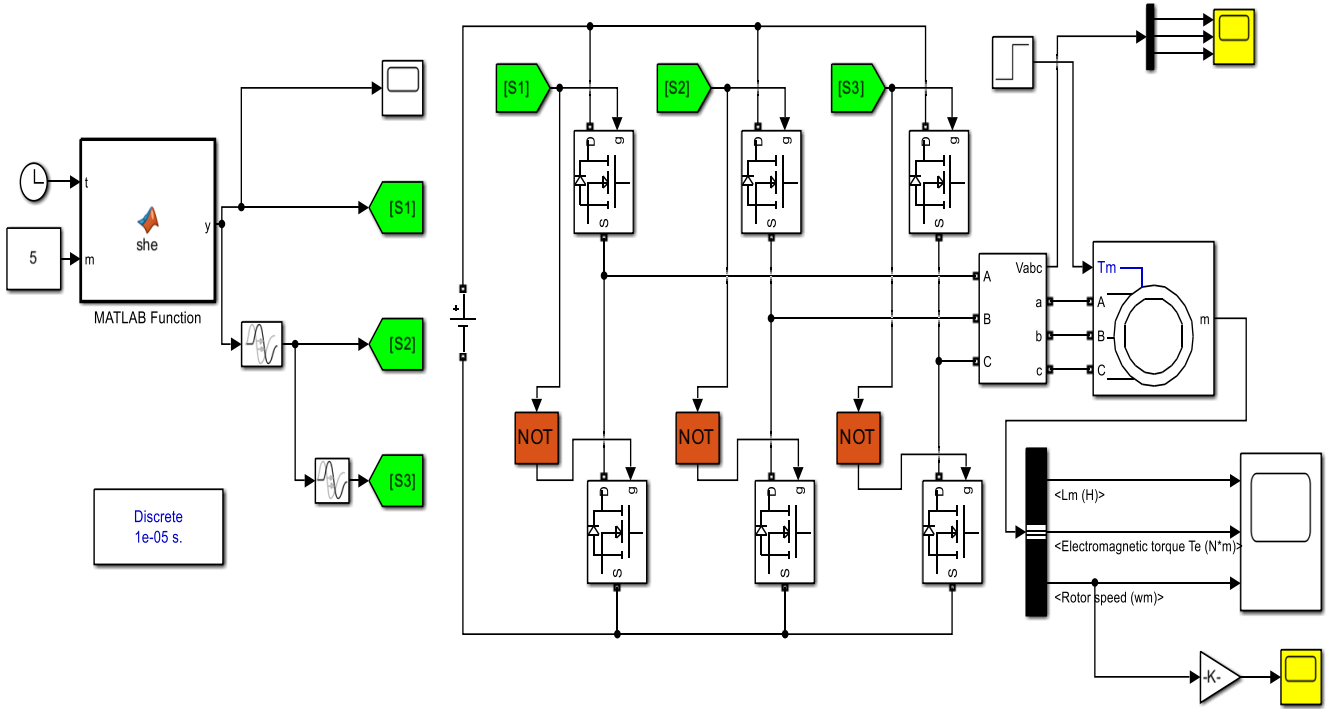


Figure (III.7) : schéma de simulation de command SHEPWM.

Le bloc m-fonction reçoit les angles de commutation optimisés ($\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_n$) calculés préalablement via la méthode de Newton-Raphson dans une fonction m-file. Ce bloc permet de générer les impulsions de commande SHEPWM en fonction de ces angles.

L'Onduleur à deux niveaux triphasés permet de convertir la tension continue (DC) en une tension alternative triphasé.

Le moteur asynchrone triphasé modélisé à l'aide du bloc standard Simulink "Asynchronous Machine SI Units", il reçoit les tensions issues de l'onduleur.

Blocs de mesure et visualisation Intégrant les capteurs de vitesse, tension. Les signaux sont observés à l'aide de scopes (oscilloscopes virtuels), et analysés via blocs FFT et THD dans powergui.

Cette structure permet de simuler avec précision le comportement réel du système, en tenant compte de la dynamique de la machine et des effets des harmoniques sur la qualité du signal.

III.4.1.2. Analyse des signaux et les résultats obtenus

La technique SHEPWM se distingue par sa capacité remarquable à produire des signaux de sortie proches de la sinusoïde, même avec un nombre réduit d'impulsions. Grâce à un positionnement stratégique des angles de commutation, cette technique permet de maîtriser avec précision le

spectre harmonique de la tension de sortie tout en conservant une composante fondamentale stable à 50 Hz. Les résultats suivants présentent l'évolution des signaux en fonction du nombre d'angles de commutation utilisé : 5, 7, 9 et 15.

- **Résultats pour 5 angles de commutation**

Dans cette configuration, la commande SHEPWM est appliquée avec 5 angles de commutation sur une fréquence de 50 Hz. L'objectif est d'éliminer un certain nombre d'harmoniques impairs tout en maintenant l'amplitude de la composante fondamentale. Les figures suivantes montrent les résultats obtenus : signal de commande, tension de sortie de l'onduleur, et l'analyse spectrale du signal.

Le signal de commande obtenu ci-dessous présente 5 impulsions bien symétriques réparties sur chaque demi-période, positionnées de manière à éliminer certains harmoniques ciblés (les ordres 5,7, 11 et 13). L'espacement temporel entre les impulsions est crucial pour le contrôle spectral de la tension de sortie

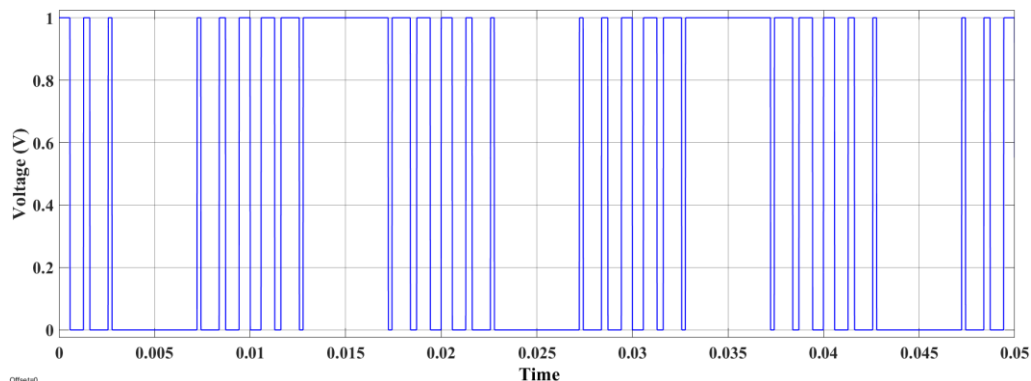


Figure (III.8) : Signal de commande avec 5 angles de commutation

La tension de sortie montre une structure bien définie avec des transitions nettes entre les niveaux +Vdc et -Vdc, et régulières. Suivant exactement les instants définis par le signal de commande.

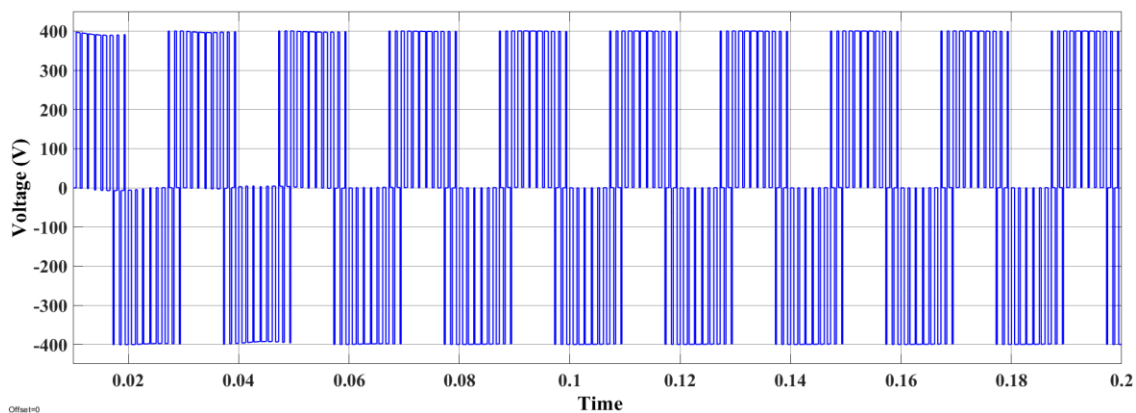


Figure (III.9) : Tension de sortie de l'onduleur correspondant au signal précédent.

L'analyse FFT montre une composante fondamentale de 341,7 V et une réduction notable des harmoniques d'ordres impairs ciblés. Cependant, elle met également en évidence une présence marquée d'harmoniques, notamment un pic important autour du 17^{ème} ordre, ce qui explique le taux de distorsion harmonique total (THD) élevé de 61,61%. Lorsque la fréquence est ajustée, cette harmonique disparaît et le THD diminué.

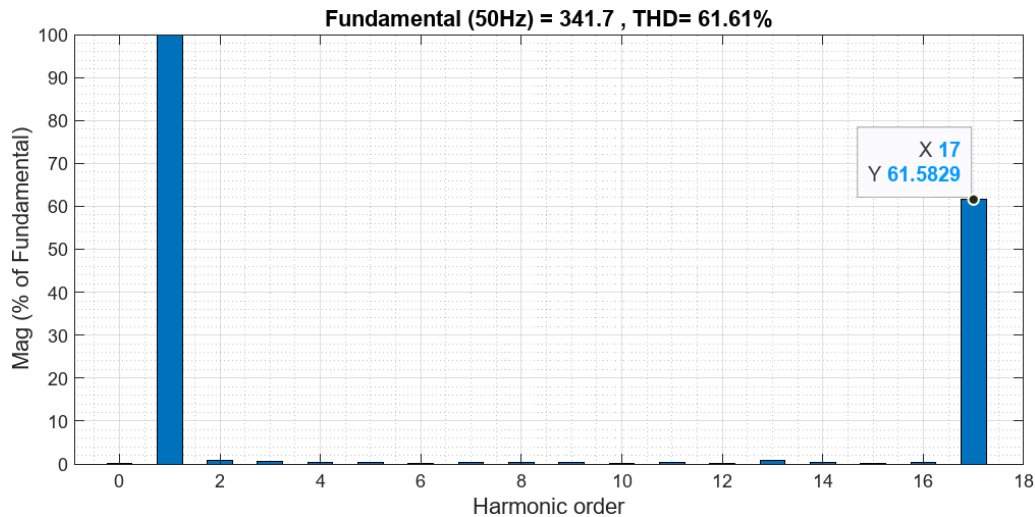


Figure (III.10) : Analyse FFT (THD) spectrale

Résultats pour 7 angles de commutation

L'augmentation du nombre d'angles de commutation permet d'accroître le contrôle sur les harmoniques présents dans le signal de sortie. Dans cette configuration, la commande SHEPWM est appliquée avec 7 angles de commutation, toujours à une fréquence de 50 Hz.

Le signal de commande présente ici 7 impulsions par demi-période.

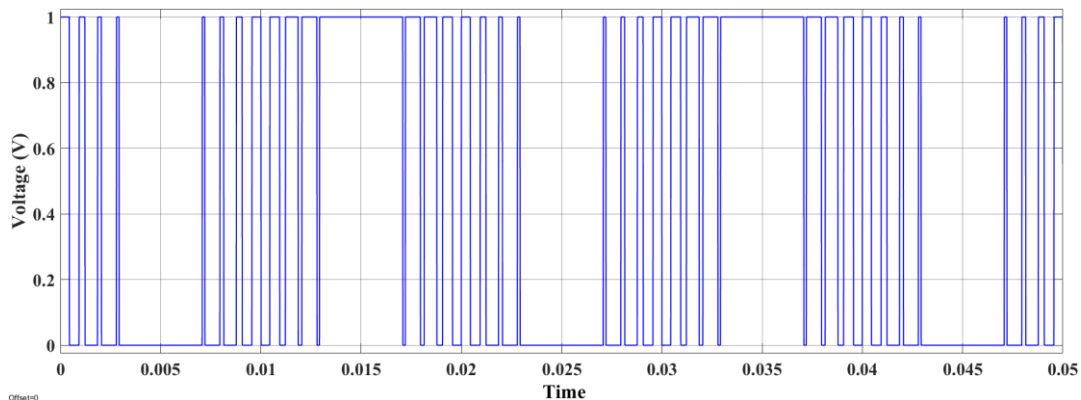


Figure (III.11) : Signal de commande obtenu avec 7 angles de commutation

La tension de sortie reflète fidèlement les instants de commutation définis dans le signal de commande. Le nombre de transitions par période est plus important, ce qui donne un signal plus

riche. Les niveaux de tension restent constants à $\pm V_{dc}$, avec une fréquence fondamentale toujours bien présente.

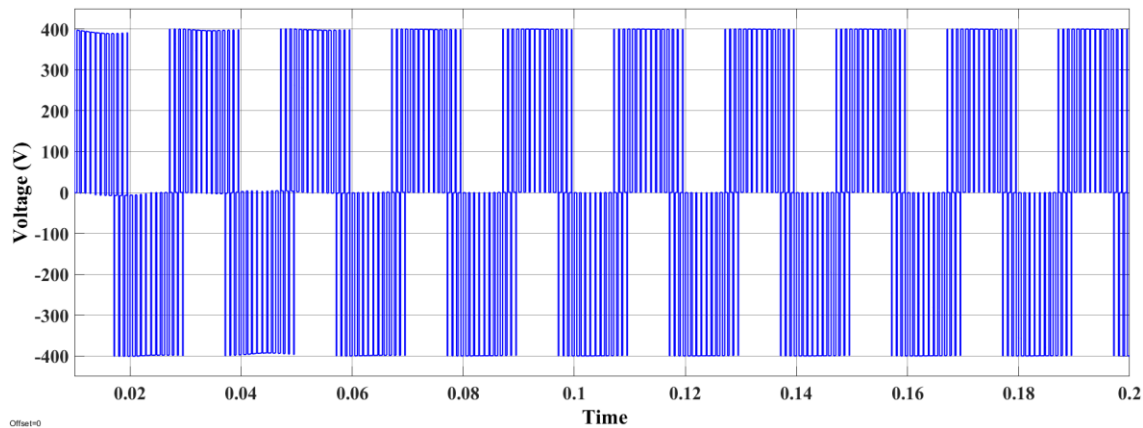


Figure (III.12) : Tension de sortie de l'onduleur.

L'analyse harmonique confirme la présence dominante de la fondamentale à 343.1 V. avec une réduction légère du THD par rapport à la configuration à 5 angles (61.61%) Cependant, elle met également en évidence une présence marquée d'harmoniques, notamment un pic important autour du 23^e ordre, ce qui explique le taux de distorsion harmonique total (THD) élevé de 60,53 %. Lorsque la fréquence est ajustée, cette harmonique disparaît et le THD diminué.

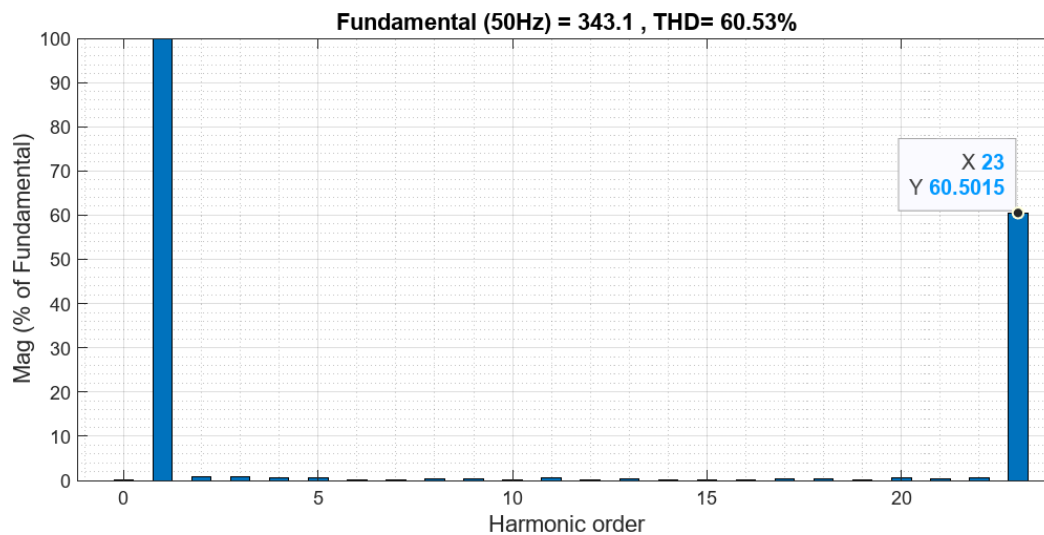


Figure (III.13) : Analyse FFT (THD) spectrale

Résultats pour 9 angles de commutation

L'augmentation à 9 angles de commutation apporte davantage de possibilités pour éliminer une gamme plus large d'harmoniques impairs. L'application de la commande SHEPWM reste ici à une

fréquence de 50 Hz, en maintenant l'objectif de minimiser la distorsion tout en conservant la composante fondamentale.

Le signal présente ici 9 impulsions bien réparties sur chaque demi-période.

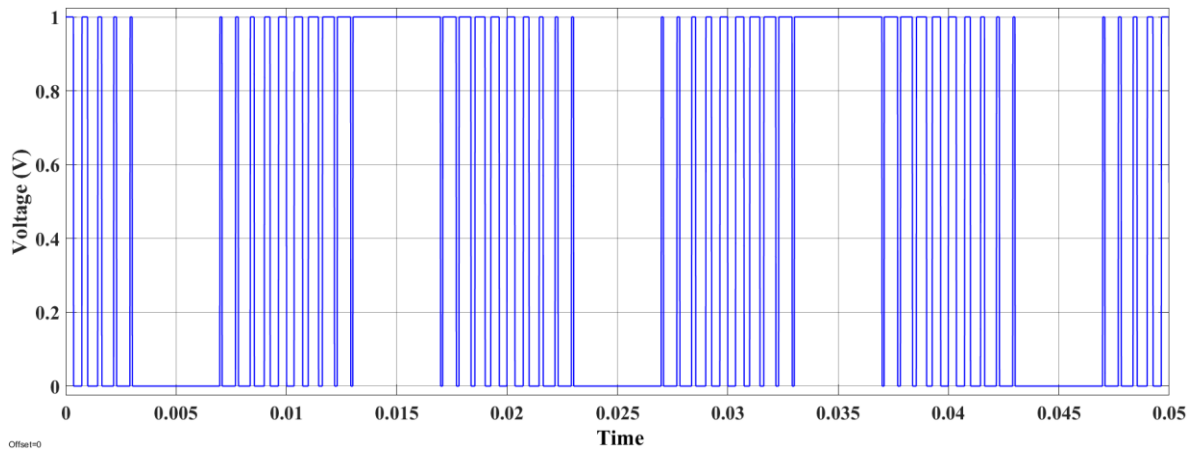


Figure (III.14) : Signal de commande avec 9 angles de commutation

Le signal de tension présente une structure plus riche avec un plus grand nombre de commutations par cycle. Cela reflète fidèlement l'effet des 9 impulsions sur la sortie de l'onduleur.

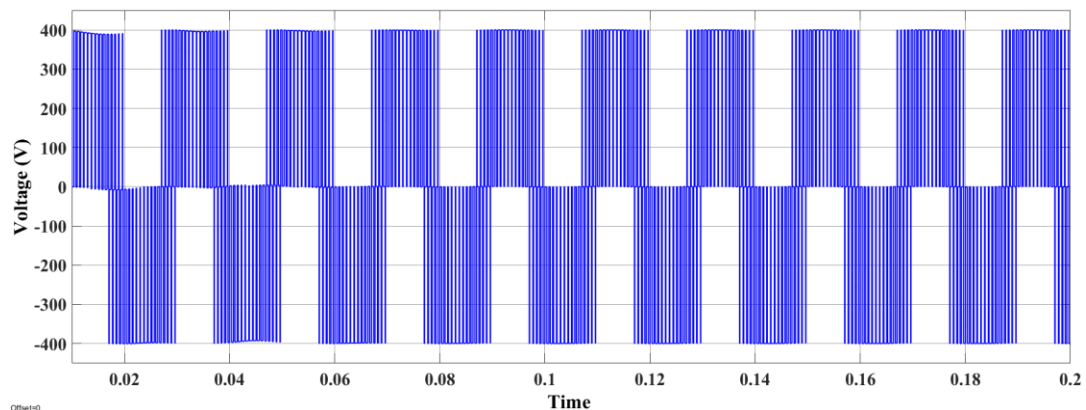


Figure (III.15) : Tension de sortie de l'onduleur

L'analyse FFT montre une fondamentale à 342,6 V et un THD élevé de 60,72 %, en grande partie à cause d'une forte composante au 29^e ordre.

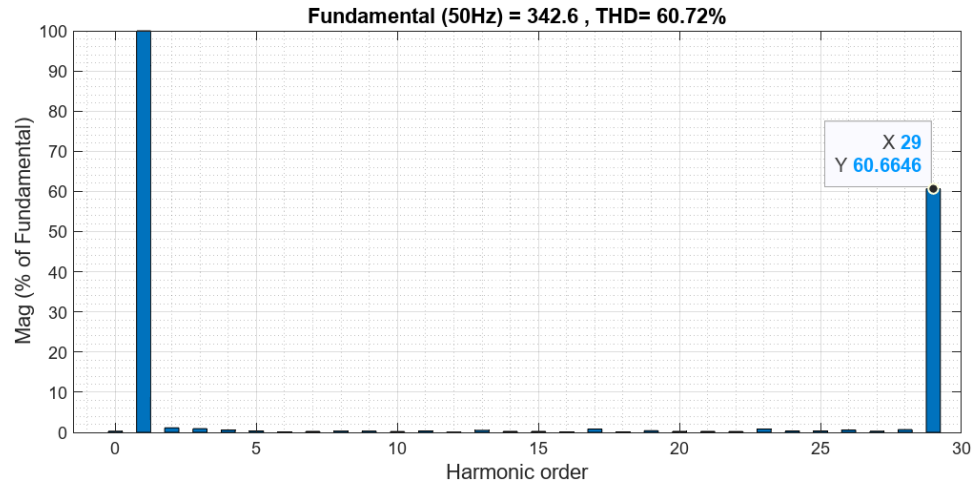


Figure (III.16) : Analyse FFT (THD) spectrale

Résultats pour 15 angles de commutation

Dans cette dernière configuration, la commande SHEPWM est appliquée avec 15 angles de commutation à une fréquence de 50 Hz. Ce nombre élevé d'angles est censé permettre une élimination plus fine des harmoniques et améliorer la qualité du signal de sortie.

Le signal de commande comporte ici 15 impulsions par demi-période, positionnées avec une grande densité.

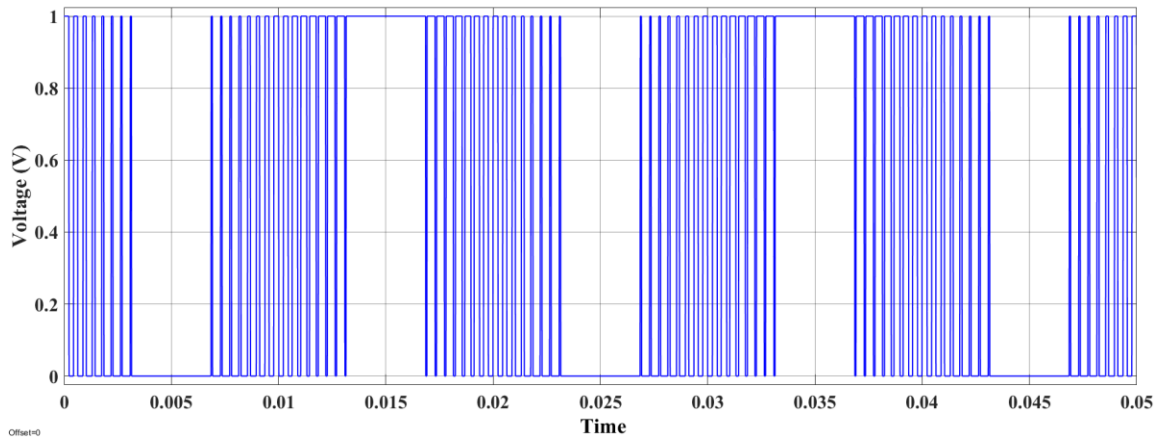


Figure (III.17) : Signal de commande avec 15 angles de commutation

La tension de sortie montre une structure bien définie avec des transitions nettes et régulières.

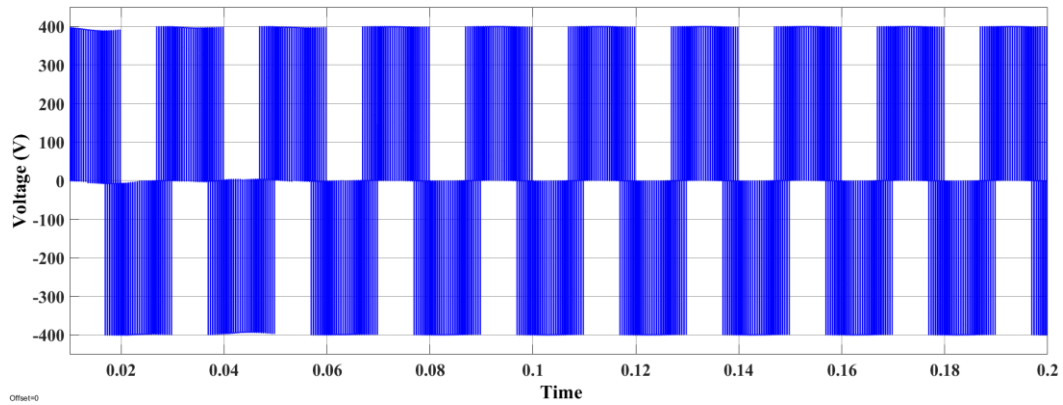


Figure (III.18) : Tension de sortie de l'onduleur.

Le spectre harmonique met en évidence une composante fondamentale à 338 V avec un THD de 62,92 %, dû principalement à un pic au 47^e ordre harmonique (environ 62,78 % de l'amplitude fondamentale). Cependant, lorsque la fréquence est ajustée, ce pic harmonique disparaît, entraînant une diminution significative du THD.

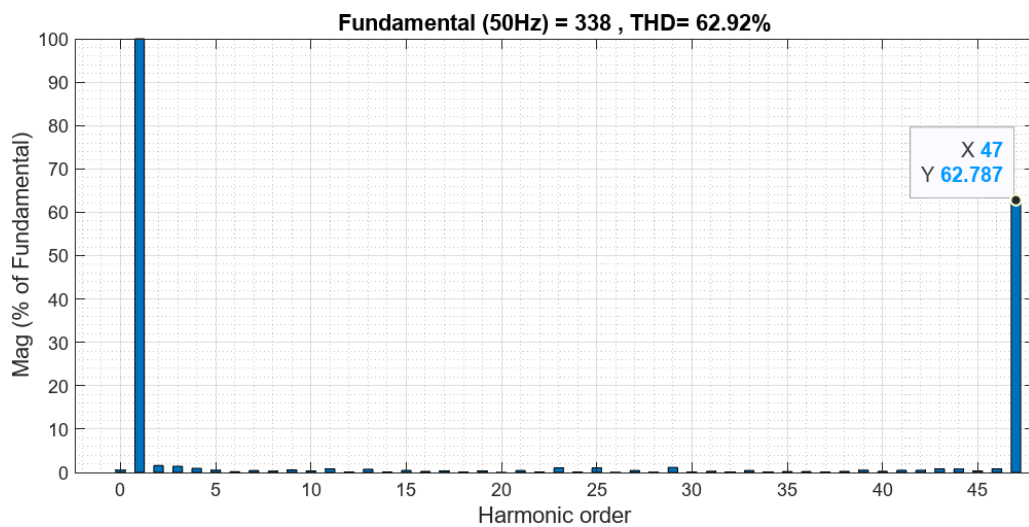


Figure (III.19) : Analyse FFT (THD) spectrale.

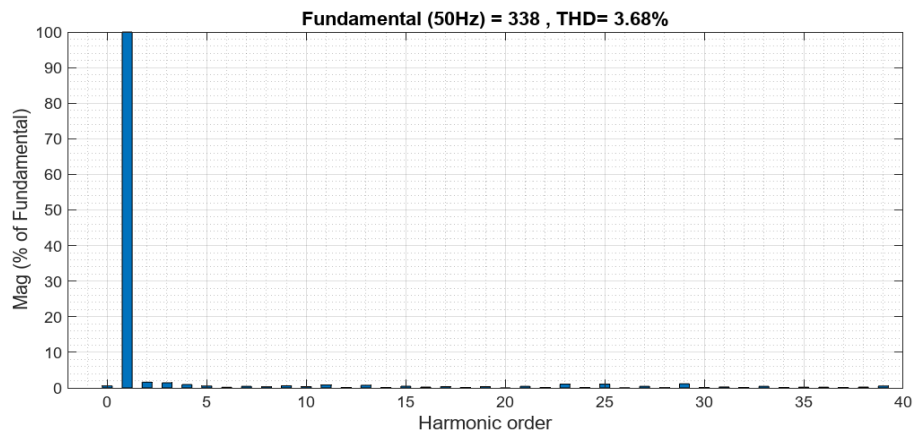


Figure (III.20) : Analyse FFT (THD) spectrale limite la fréquence a (2 KHz)

Les résultats présentés montrent que la SHEPWM est une méthode hautement efficace, Que ce soit avec 5 ou 15 angles, la commande garantit :

- Une forme d'onde structurée et symétrique.
- Une concentration de l'énergie autour de la fréquence fondamentale.
- Une capacité d'adaptation aux besoins en qualité de signal selon le nombre d'angles.

Elle représente un choix optimal pour les applications exigeant une qualité de signal supérieure, tout en offrant une flexibilité de configuration selon les contraintes du système.

III.4.2. Variation de vitesse du MAS

- Résultats obtenus avec l'élimination de 5 harmoniques

Les figures suivantes illustrent l'évolution de la vitesse d'un moteur asynchrone commandé par la technique SHEPWM à différentes fréquences d'alimentation (50 Hz, 40 Hz, 30 Hz et 20 Hz) en éliminant 5 harmoniques.

On observe clairement que lorsque la fréquence diminue, la vitesse moyenne du moteur diminue également, ce qui est attendu. Cependant, cette diminution s'accompagne d'une augmentation notable des oscillations dans la réponse en vitesse. Plus la fréquence est basse, plus ces fluctuations deviennent importantes, traduisant une perte de stabilité dynamique du système.

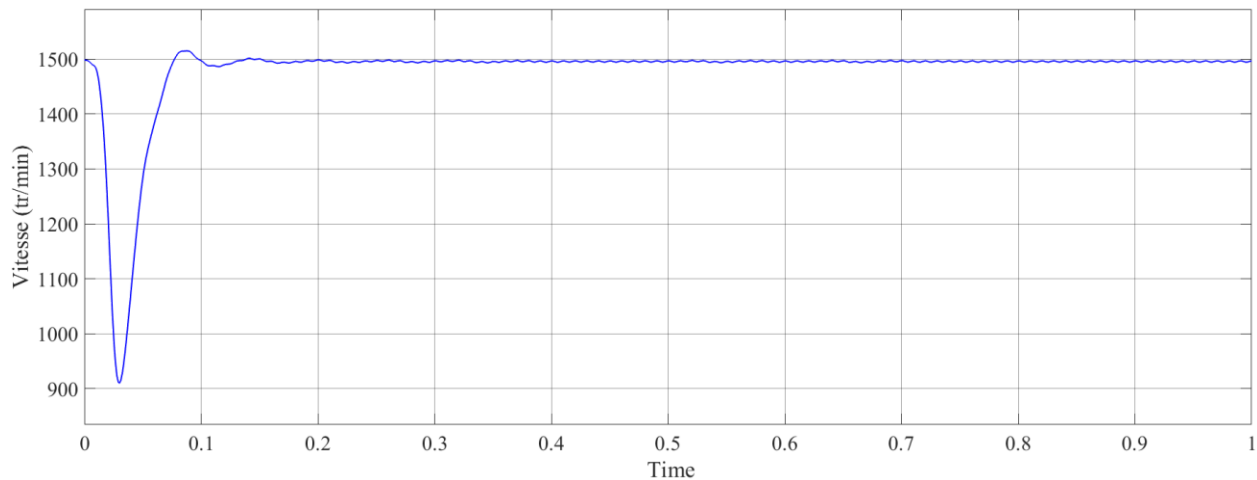


Figure (III.21) : représente vitesse pour 50hz.

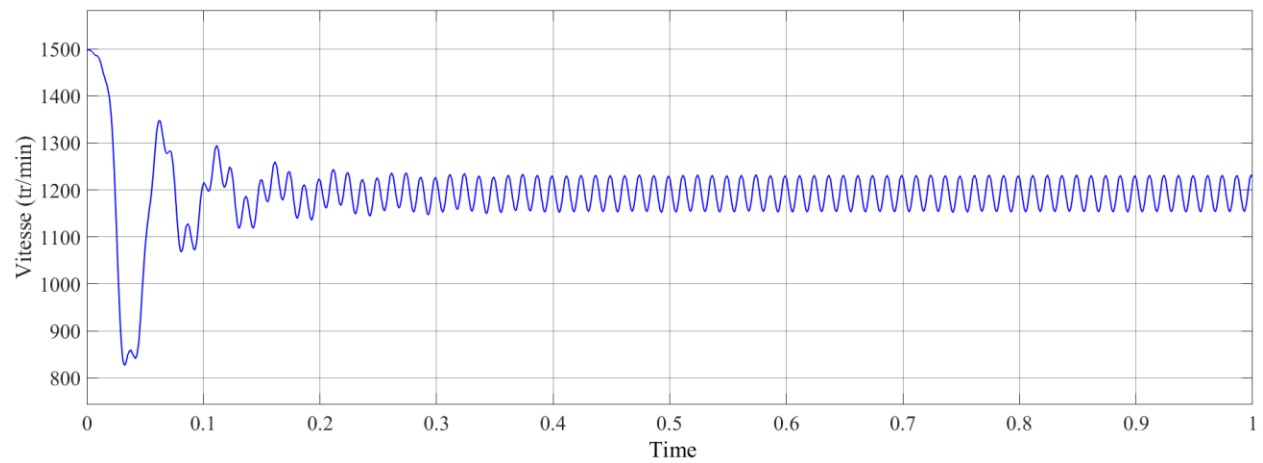


Figure (III.22) : représente vitesse 40hz.

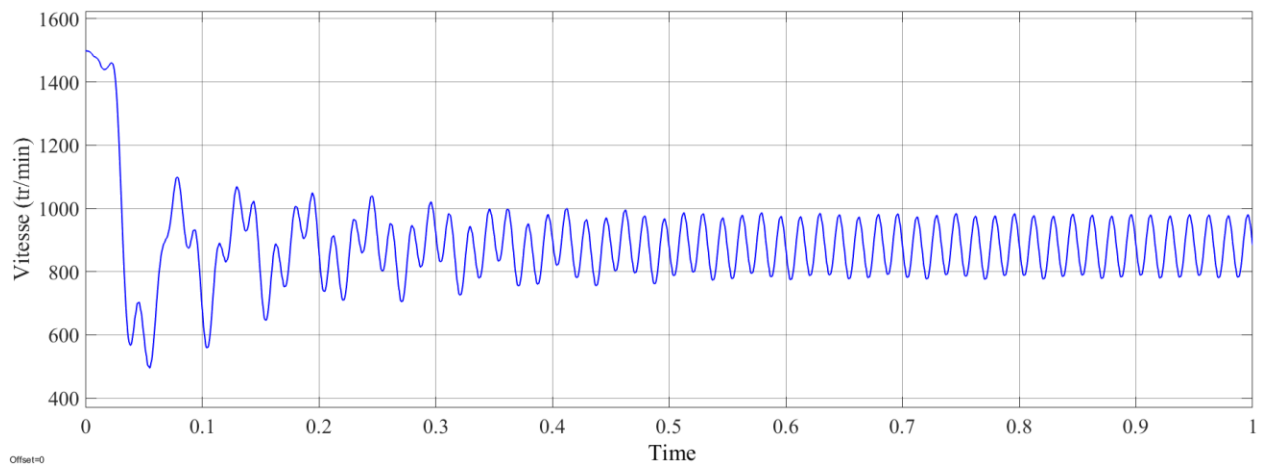


Figure (III.23) : représente la vitesse à 30hz.

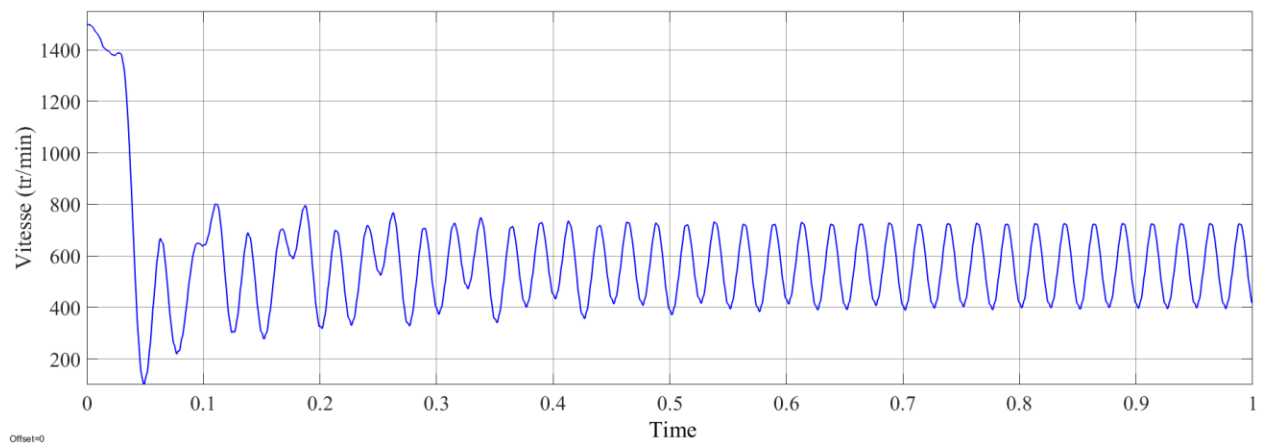


Figure (III.24) : représente la vitesse à 20hz.

- **Résultats obtenus avec l'élimination de 15 harmoniques**

en éliminant 15 harmoniques

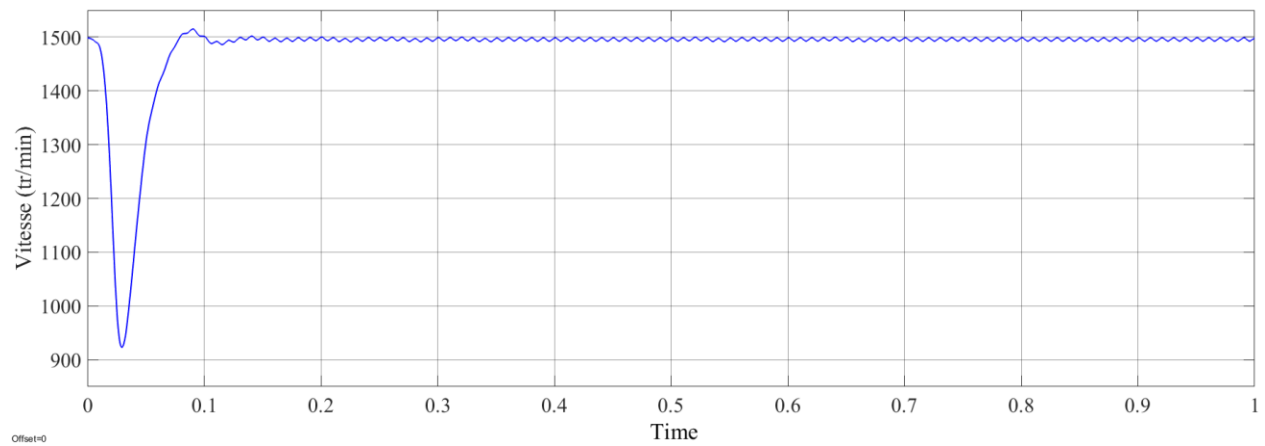


Figure (III.25) : représente la vitesse à 50hz

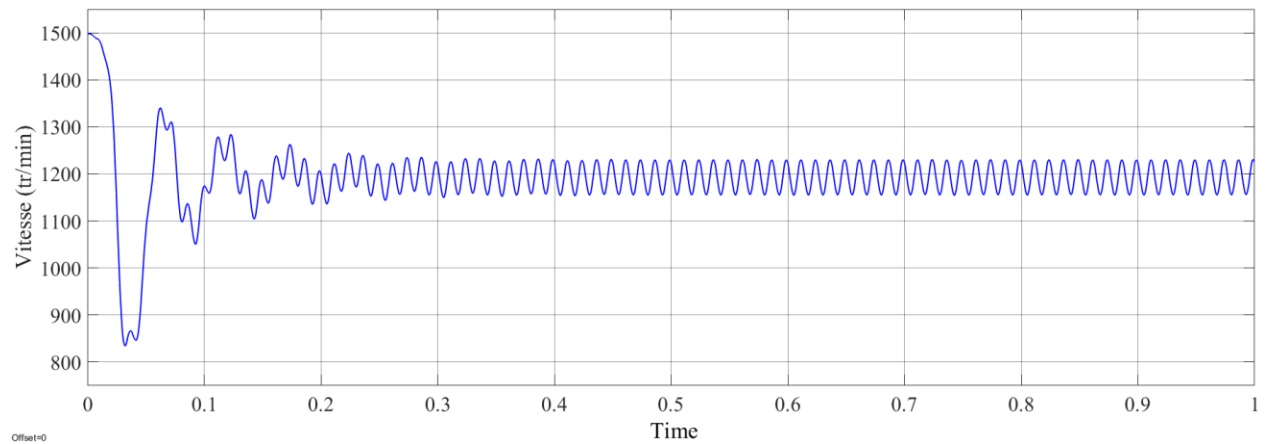


Figure (III.26) : représente la vitesse à 40hz.

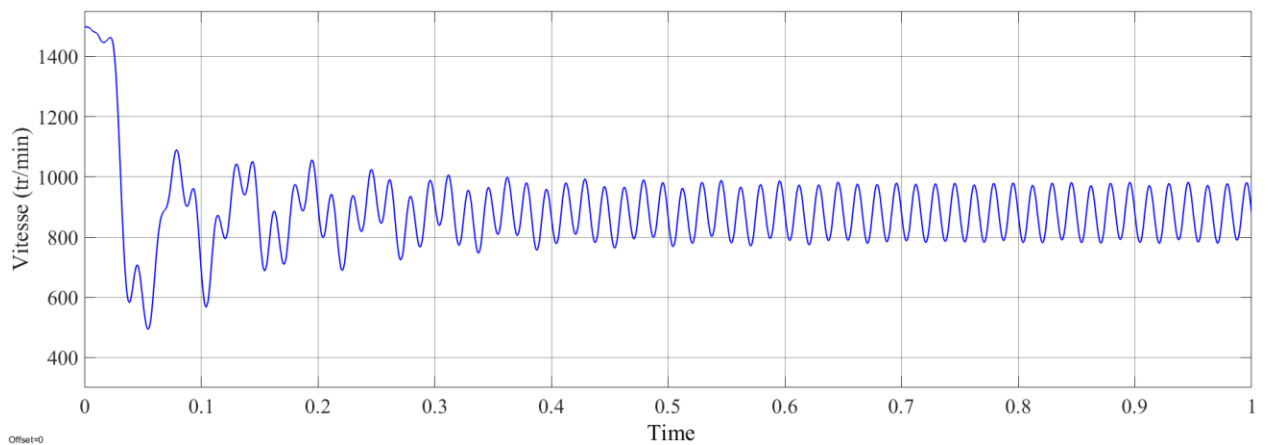


Figure (III.27) : représente la vitesse à 30hz.

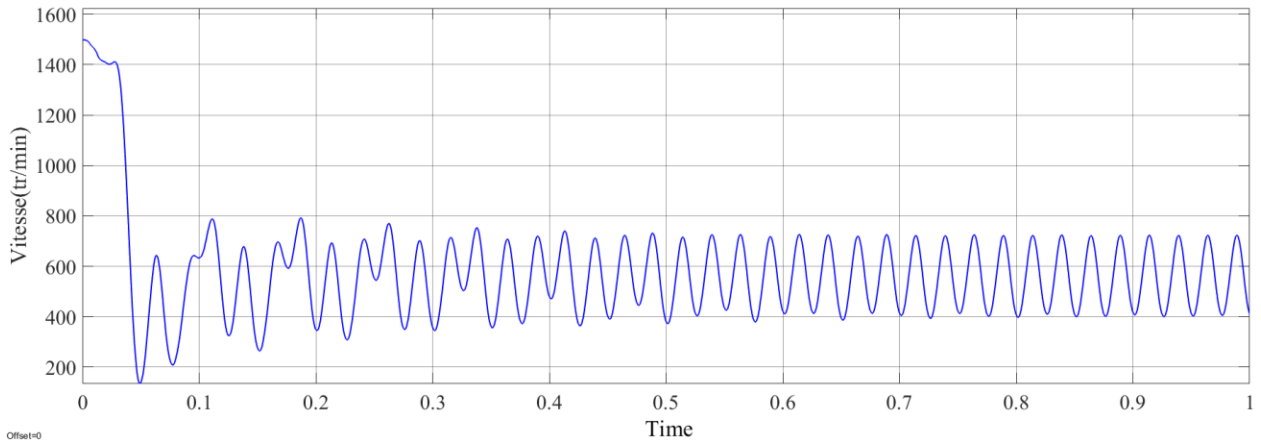


Figure (III.28) : représente la vitesse à 20hz.

Ces résultats mettent en évidence l'impact direct de la fréquence d'alimentation sur la stabilité de la vitesse, même lorsque la suppression harmonique (SHEPWM) est appliquée.

On remarque que plus la fréquence d'alimentation diminue, plus la vitesse moyenne du moteur diminue également. Cependant, une augmentation significative des oscillations de vitesse est observée.

Cela est principalement dû à la réduction de la composante fondamentale du signal de tension appliqué, rendant le moteur plus sensible aux harmoniques restantes. De plus, à basse fréquence, le couple développé devient plus faible, ce qui rend le système plus instable face aux perturbations, d'où les fortes ondulations à 30 Hz et 20 Hz.

Ainsi, bien que la technique SHEPWM améliore la qualité de l'alimentation, l'effet combiné d'une fréquence faible et d'une tension réduite entraîne une réponse dynamique moins stable du moteur.

III.4.3. Simulation avec la Technique SPWM :

III.4.3.1. Schéma de simulation SPWM

Le schéma suivant illustre la mise en œuvre de la technique SPWM dans MATLAB/Simulink. Il comprend le générateur de signaux SPWM, l'onduleur triphasé à deux niveaux et le système de mesure de la tension de sortie.

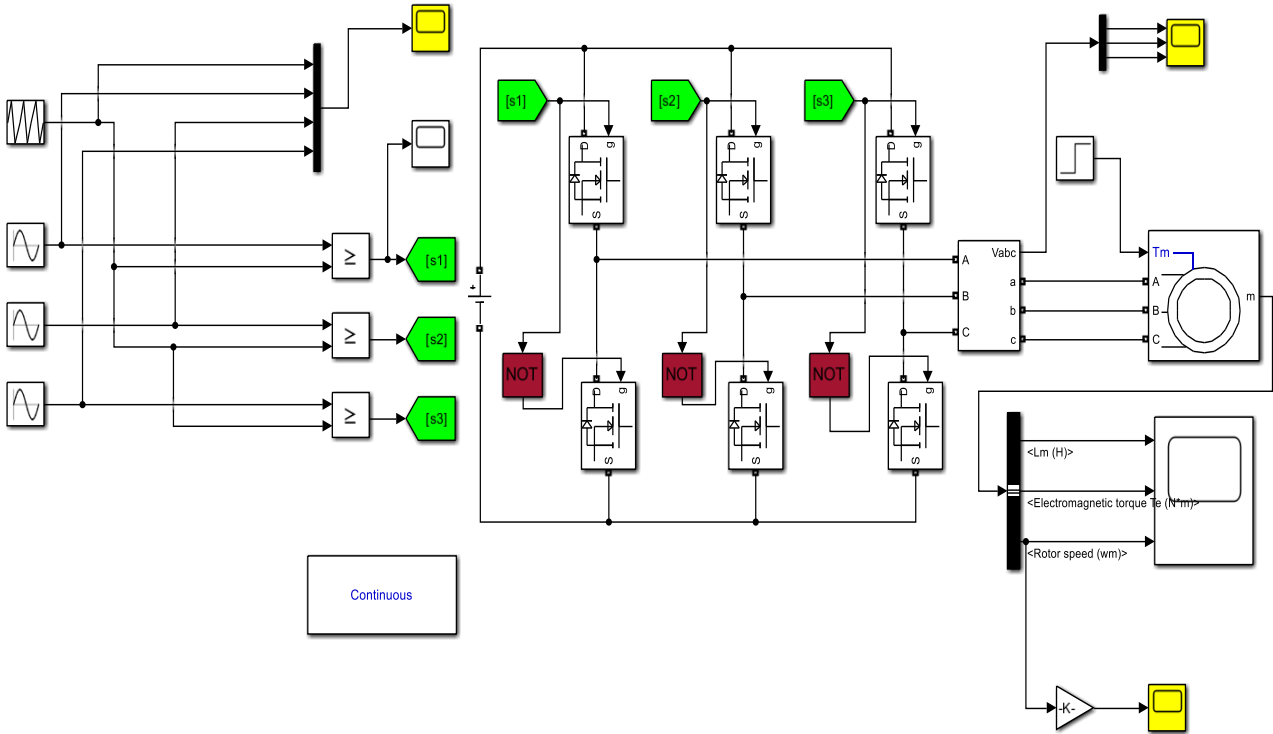


Figure (III.29) : schéma de simulation SPWM

III.4.3.2. Résultats à 50 Hz

La figure suivante présente les signaux de commande générés par la technique SPWM à une fréquence de 50 Hz. On observe clairement les impulsions de largeur variable qui suivent la forme sinusoïdale de la référence.

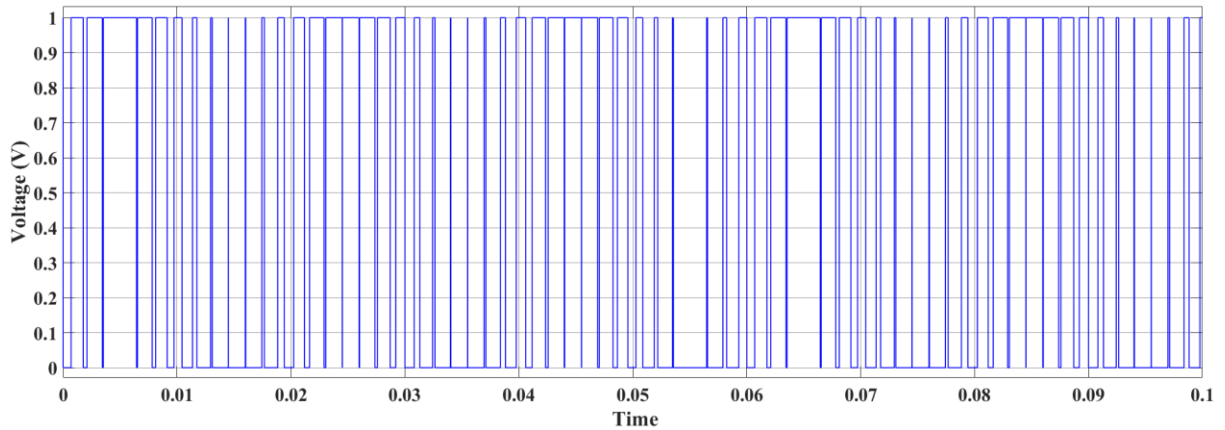


Figure (III.30) : signaux de commande générés par la technique SPWM à une fréquence de 50 Hz.

Ces signaux assurent une modulation efficace, bien que les commutations soient fréquentes, ce qui peut engendrer des pertes dans les interrupteurs.

La figure ci-dessous illustre la tension de sortie de l'onduleur en phase A obtenue avec la modulation SPWM à 50 Hz. La forme d'onde est hachée, mais suit une enveloppe sinusoïdale correspondant à la fréquence de la référence.

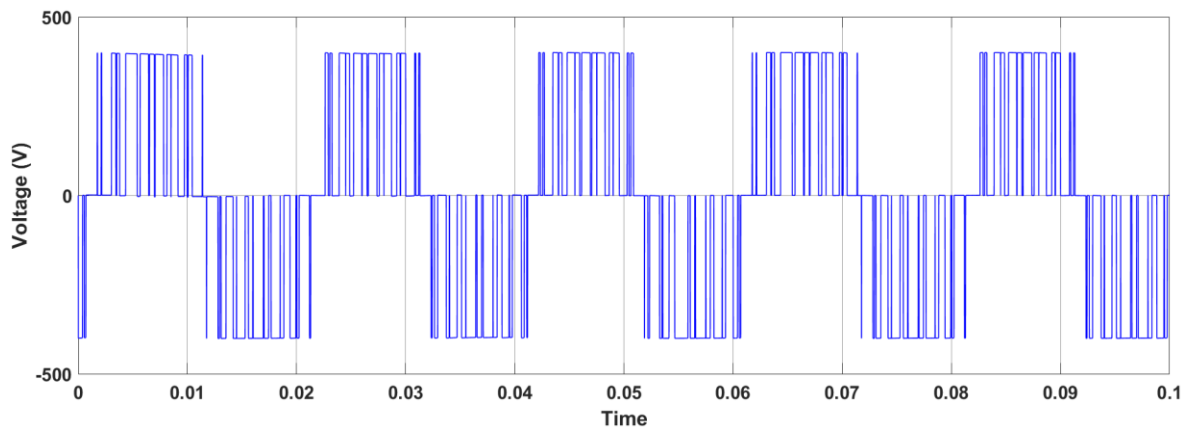


Figure (III.31) : la tension de sortie de l'onduleur en phase A obtenue avec la modulation SPWM à 50 Hz.

On note cependant la présence d'harmoniques de haute fréquence dues à la commutation rapide, ce qui se traduit par une distorsion visible de la forme d'onde.

Le graphique suivant présente la mesure du taux de distorsion harmonique (THD) de la tension de sortie à 50 Hz.

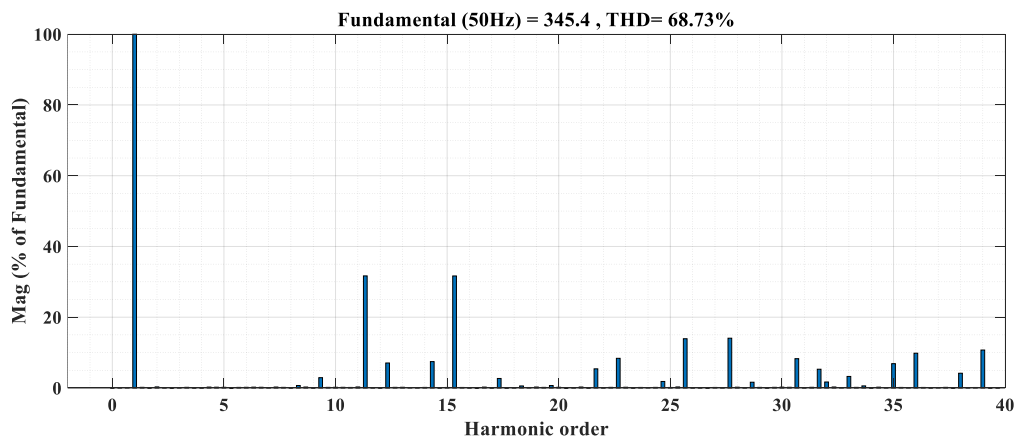


Figure (III.32) : taux de distorsion harmonique (THD) de la tension de sortie à 50 Hz.

Le THD mesuré est d'environ 69 %, ce qui est supérieur aux techniques d'optimisation comme SHEPWM.

III.4.3.3. Synthèse des résultats SPWM

Les résultats de simulation obtenus avec la technique SPWM pour différentes fréquences (50 Hz, 40 Hz, 30 Hz et 20 Hz) montrent un taux de distorsion harmonique (THD) très élevé, situé entre 68 % et 69 %.

Ce niveau élevé de THD indique une forte distorsion dans la forme d'onde de la tension de sortie de l'onduleur. Cette distorsion est due à la présence importante d'harmoniques générés par la modulation SPWM classique, ce qui affecte la qualité globale du signal électrique fourni.

III.4.4. Comparaison SHEPWM vs SPWM

Dans cette section, nous comparons les deux techniques de modulation de largeur d'impulsion, à savoir SHEPWM et SPWM selon plusieurs critères : la qualité des signaux de commande, la forme de la tension de sortie et le taux de distorsion harmonique totale (THD).

- Synthèse comparative

Tableau (III.2) : Comparaison entre SHEPWM et SPWM

Critère	SPWM	SHEPWM
Complexité de mise en œuvre	Faible	Moyenne à élevée (calculs + Newton-Raphson)
Signal de commande	Modulation sinusoïdale PWM régulière	Commutation à angles calculés (optimisés)
Forme de tension de sortie	Très hachée Oscillations importantes	Proche de la sinusoïdale
THD	Élevé (68,73%)	Faible (3,68%)
Besoin en filtrage	Élevé	Réduit
Fréquence de commutation	Élevée	Réduite
Rendement global	Moyen	Meilleur (moins de pertes de commutation)
Applications	Systèmes basiques	Systèmes haute performance

III.5. Partie Expérimentale :

III.5.1. Réalisation pratique de la commande :

L'intégration matérielle de la stratégie SHEPWM repose sur une architecture bien structurée combinant des blocs dans **MATLAB/Simulink**, l'exploitation de la carte **dSPACE**, et l'interfaçage avec les éléments de puissance.

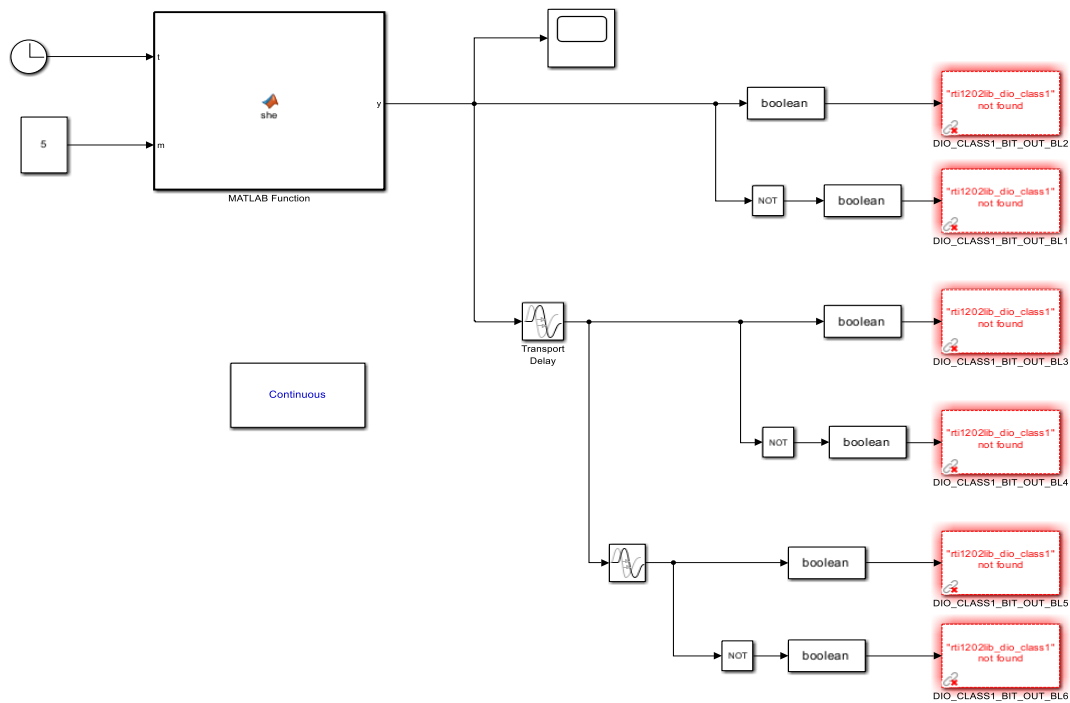


Figure (III.33) : Les blocs de commandes pour la carte dspace.

III.5.2. Résultats Expérimentaux

- **Résultats pour 5 angles de commutation :**

Dans cette configuration, la commande SHEPWM est appliquée avec 5 angles de commutation sur une fréquence de 50 Hz.

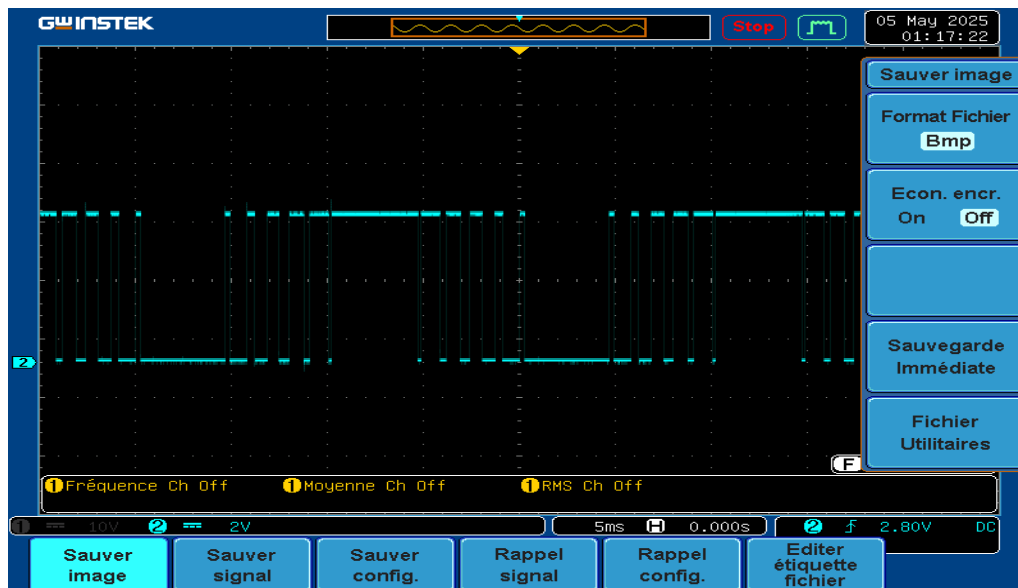


Figure (III.34) : Signal de commande avec 5 angles de commutation dans l'oscilloscope.

Le signal de commande obtenu présente 5 impulsions bien symétriques réparties sur chaque demi-période, positionnées de manière à éliminer certains harmoniques ciblés.

La figure suivante illustre la tension de sortie de l'onduleur commandé par le signal précédemment généré avec 5 angles. Cette tension est l'image directe des impulsions de commande appliquées aux interrupteurs de l'onduleur.

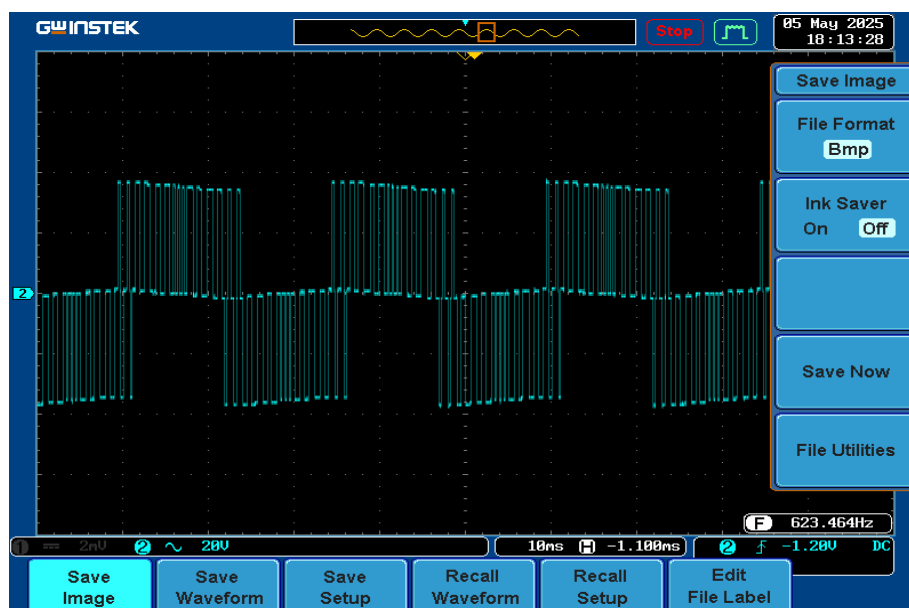


Figure (III.35) : Tension de sortie de l'onduleur

La forme de la tension est de type bipolaire ($\pm V_{dc}$), avec des transitions franches entre les niveaux.

La tension est caractérisée par une alternance rapide de commutations, traduisant les changements

d'état des interrupteurs selon le profil de la commande SHEPWM. Ce résultat confirme le bon fonctionnement de la commande.

Afin d'évaluer la qualité spectrale du signal précédent, une analyse spectrale (FFT) a été effectuée. L'objectif est d'identifier la présence de la composante fondamentale et les niveaux des harmoniques résiduels.

Les trois images suivantes représentent l'analyse spectrale du signal après l'application d'une stratégie de réduction des harmoniques indésirables, plusieurs harmoniques ciblées (5, 7, 11, et 13) ont été supprimées ou considérablement atténuées, ce qui confirme l'efficacité de la stratégie utilisée. Sur la dernière image, on remarque clairement l'émergence de l'harmonique 17, avec une amplitude dominante de **72.0 %**, indiquant que la majorité des autres harmoniques ont été éliminées. Ce résultat montre que le spectre a été recentré efficacement, et que l'objectif de suppression sélective des harmoniques a été atteint.

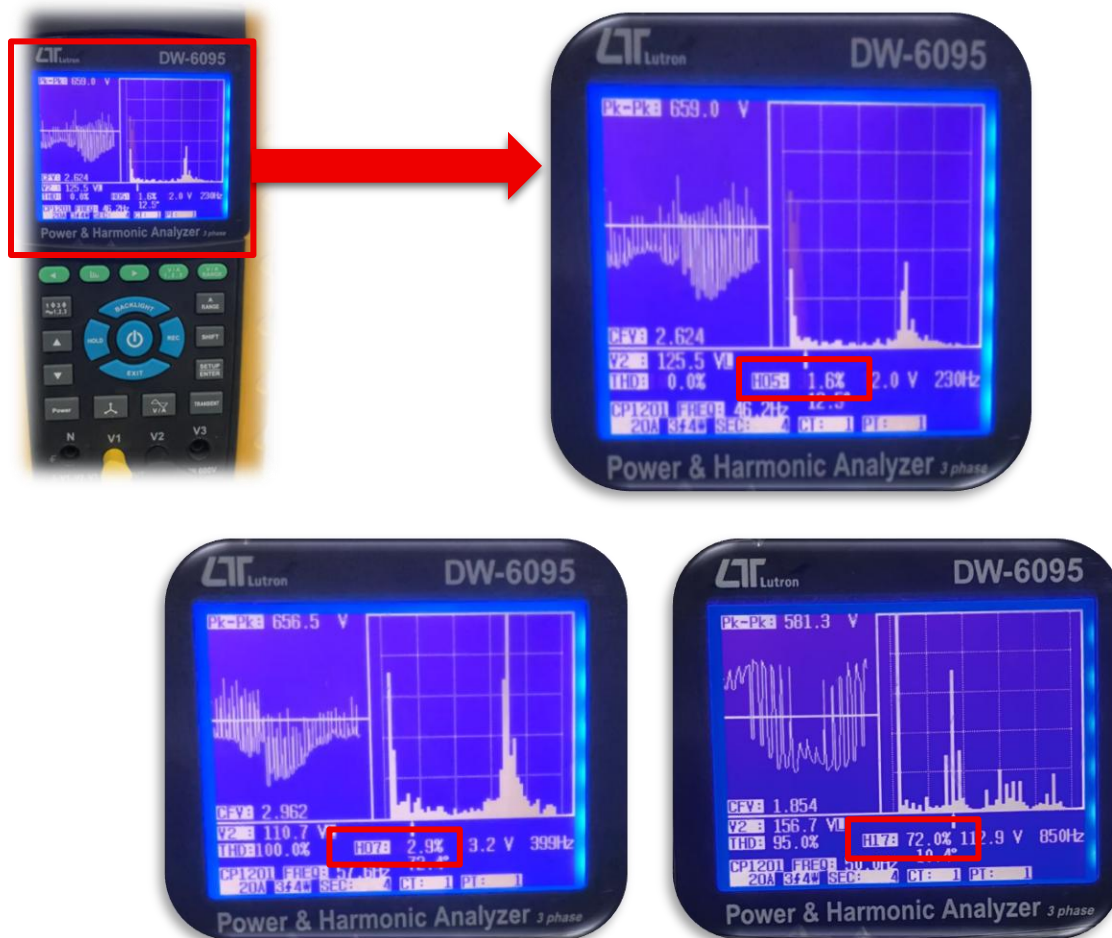


Figure (III.36) : Analyse spectrale FFT (THD).

- **Résultats pour 7 angles de commutation :**

Pour améliorer la qualité spectrale, nous avons augmenté le nombre d'angles de commutation à 7, ce qui permet de supprimer un plus grand nombre d'harmoniques tout en conservant une bonne composante fondamentale.

Le signal de commande suivant présente 7 impulsions par demi-période, bien réparties et symétriques. Cette densité supplémentaire améliore le contrôle du contenu fréquentiel et contribue à lisser davantage la tension de sortie.

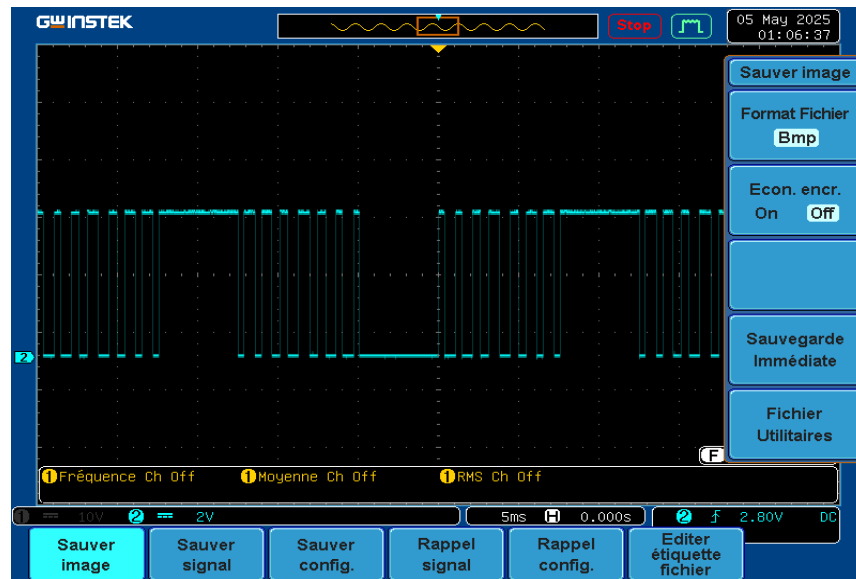


Figure (III.37) : Signal de commande avec 7 angles de commutation dans l'oscilloscope.

La tension à la commande à 7 angles montre des transitions plus nombreuses et mieux réparties, ce qui rapproche davantage la forme d'onde d'une sinusoïde. La symétrie des fronts de commutation témoigne d'une commande bien calibrée, ce qui laisse présager une amélioration du THD.

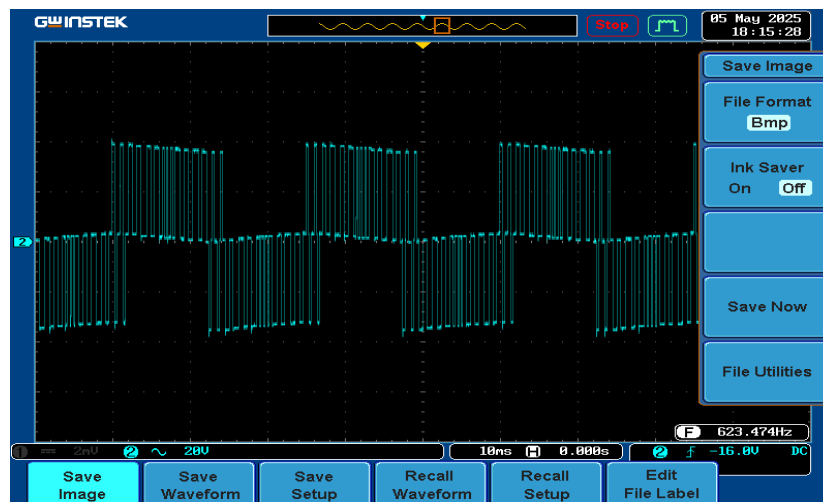


Figure (III.38) : Tension de sortie de l'onduleur

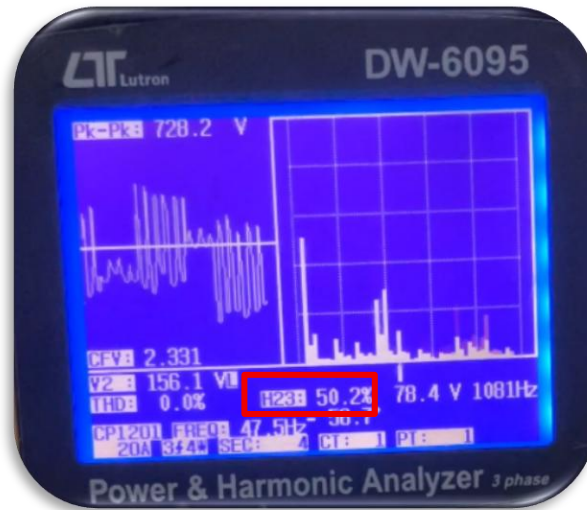


Figure (III.39) : Analyse spectrale FFT (THD).

L'image présente une analyse spectrale après l'application d'une stratégie de réduction des harmoniques. Les harmoniques indésirables précédant l'harmonique 23 ont été efficacement supprimées, tandis que l'émergence attendue de l'harmonique 23 est clairement visible. Cela confirme l'efficacité de la stratégie adoptée pour un recentrage spectral sélectif.

- **Résultats pour 9 angles de commutation :**

Une troisième configuration a été testée avec 9 angles de commutation, visant une meilleure sélectivité harmonique et une réduction plus poussée du THD. Le signal devient encore plus riche, avec des impulsions plus rapprochées et de moindre largeur. Cela permet une modulation plus fine du signal de sortie, améliorant considérablement la qualité du spectre

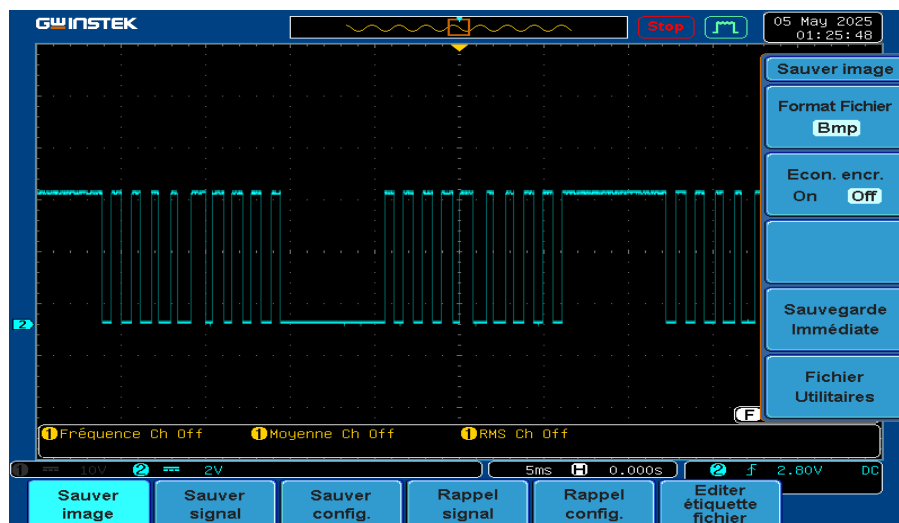


Figure (III.40) : Signal de commande avec 9 angles de commutation dans l'oscilloscope

La tension mesurée avec cette configuration à 9 angles reflète l'effet de cette commande plus précise. On observe une forme d'onde plus découpée, avec une meilleure régularité et un profil proche d'une sinusoïde par filtrage. Le contrôle accru des harmoniques est visible par la diminution de l'ondulation haute fréquence.

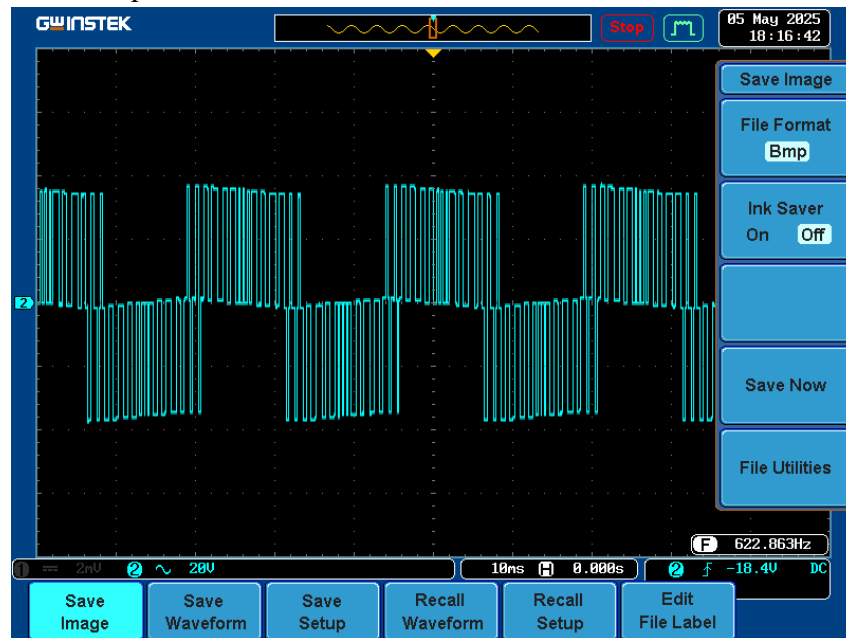


Figure (III.41) : Tension de sortie de l'onduleur.

Après l'augmentation des angles de commutation, la figure montre une nette amélioration : l'harmonique 23 a été totalement éliminé, et une nouvelle harmonique d'ordre 29 est apparue avec une amplitude dominante. Le THD est réduit ce qui confirme que toutes les harmoniques d'ordres inférieurs ont été fortement annulé.

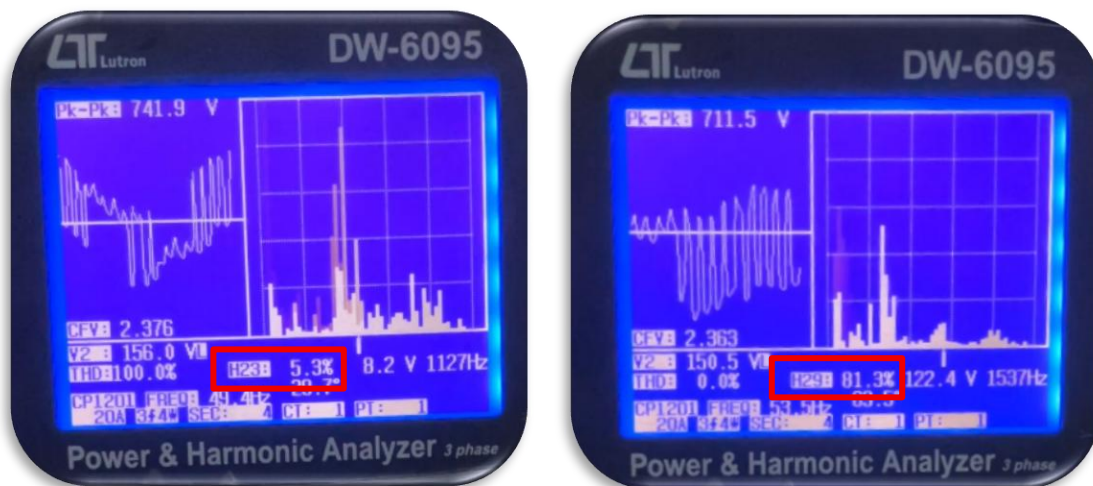


Figure (III.42) : Analyse spectrale FFT (THD).

- **Résultats pour 15 angles de commutation :**

Enfin, nous avons testé une commande avec 15 angles, considérée comme très performante en termes de réduction d'harmoniques, bien qu'elle nécessite plus de calculs.

Le signal de commande présente une densité de commutation élevée avec des impulsions de faible largeur. Cette configuration permet une régulation précise des états de l'onduleur et une réduction efficace des harmoniques indésirables. La figure suivante présente le signal de commande avec 15 angles de commutation

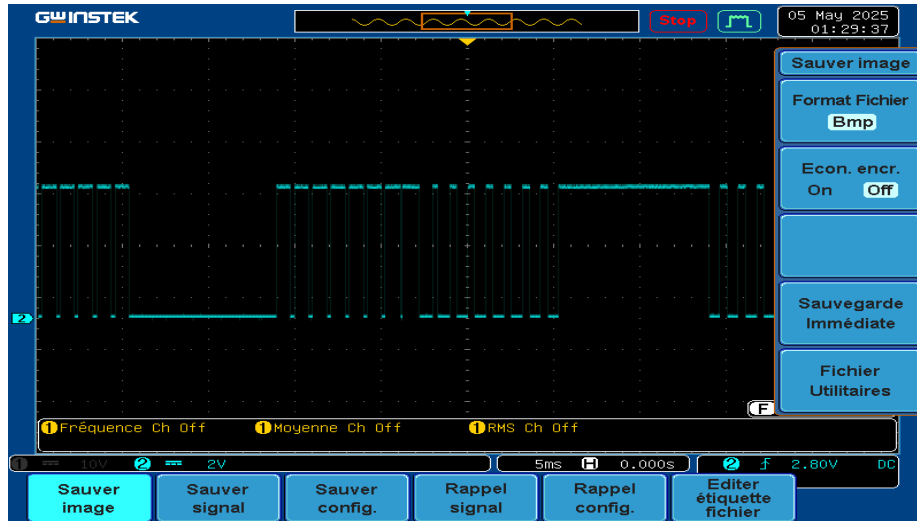


Figure (III.43) : Signal de commande avec 15 angles de commutation dans l'oscilloscope.

Avec une commande à 15 angles, la tension obtenue devient plus régulière et plus proche d'une sinusoïde. La forme d'onde est mieux découpée, ce qui montre un meilleur contrôle des harmoniques et une réduction des ondulations à haute fréquence.

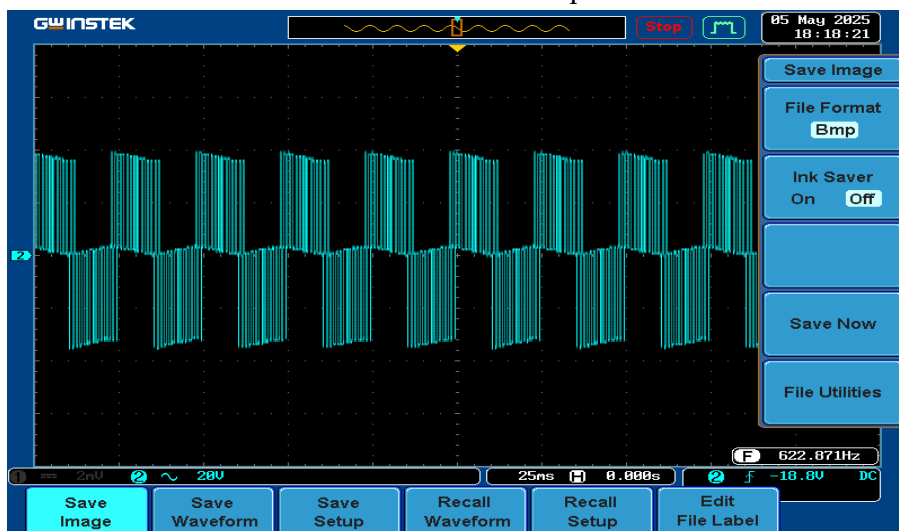


Figure (III.44) : Tension de sortie de l'onduleur

Sur les figures analysées, on remarque clairement la disparition de l'harmonique d'ordre 29 ainsi que celle d'ordre 43, présentes dans les tests précédents. Cela confirme l'efficacité de la technique SHEPWM utilisée. Par ailleurs, l'apparition de l'harmonique 47 était attendue, indiquant que les harmoniques précédentes ont bien été éliminées.



Figure (III.45) : Analyse spectrale FFT (THD)

III.5.2. Résultats obtenus de la variation du vitesse pour MAS

Les signaux reçus par le capteur de vitesse pilotent la carte dSPACE. Ensuite, le logiciel ControlDesk enregistre les données sous forme de fichiers (.mat), et un programme MATLAB (m-file) est développé pour afficher les figures ci-dessous.

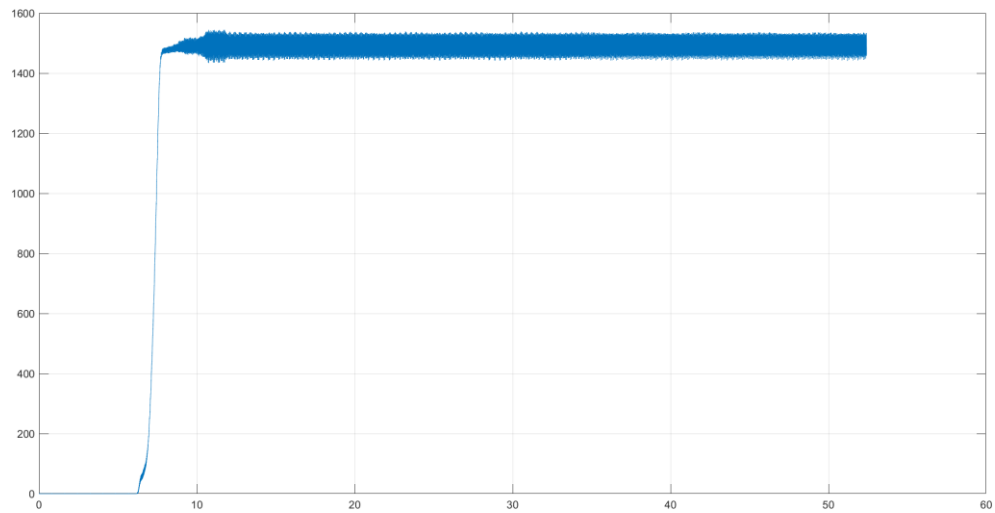


Figure (III.46) : représente la vitesse du moteur à 50 Hz

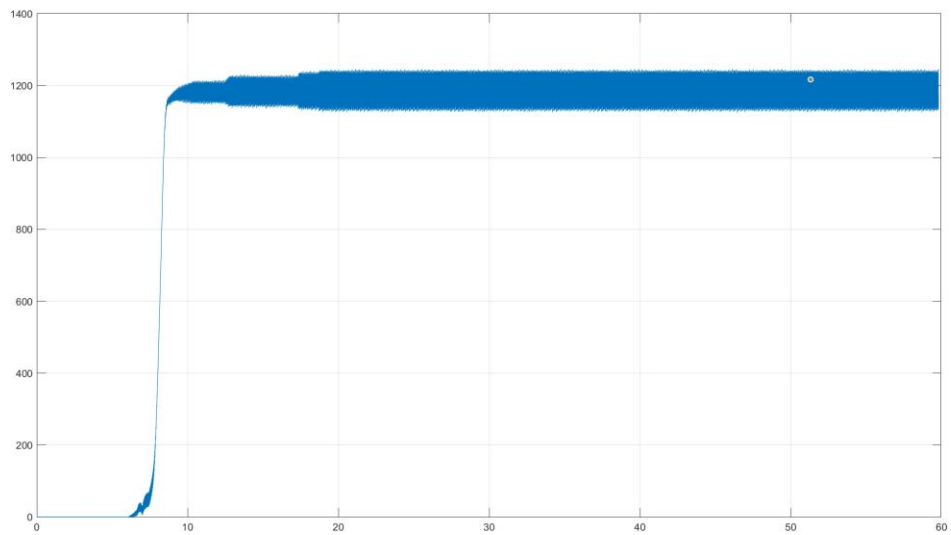


Figure (III.47) : représente la vitesse du moteur à 40 Hz

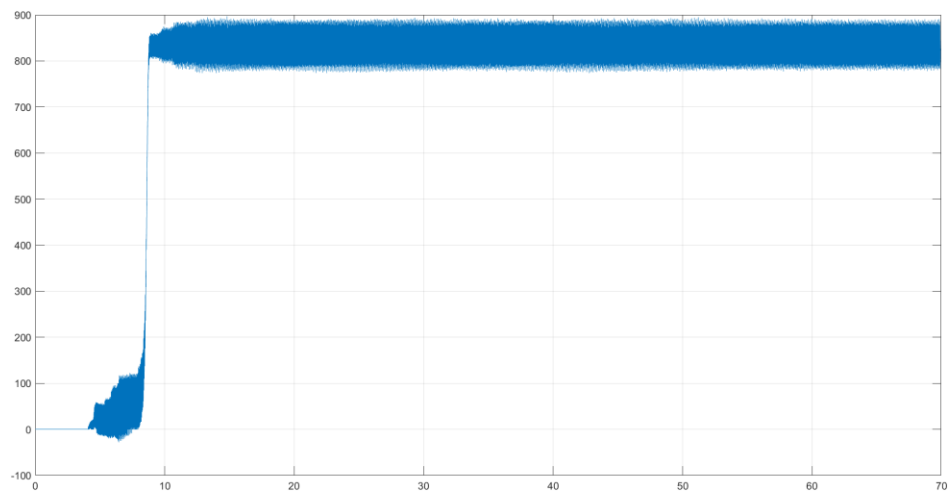


Figure (III.48) : représente la vitesse du moteur à 30 Hz

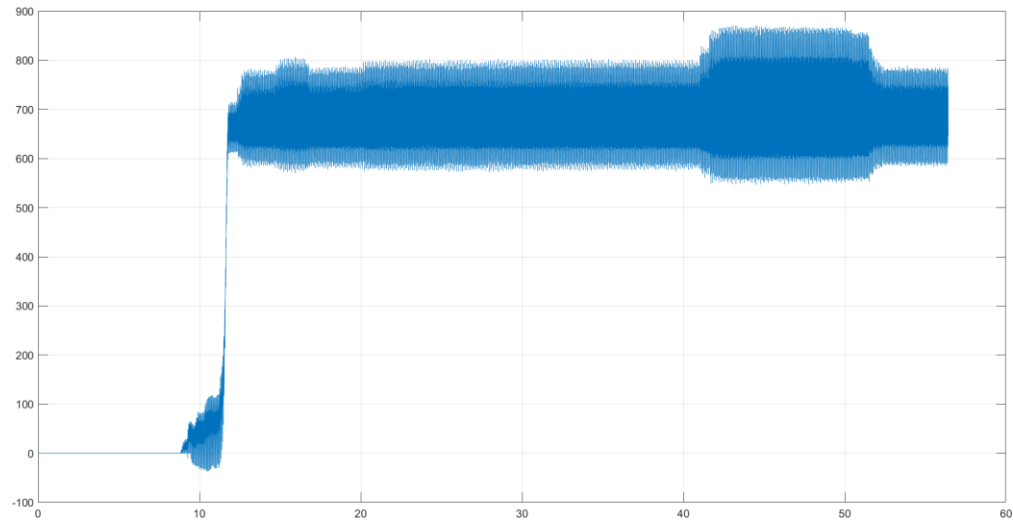


Figure (III.49) : représente la vitesse du moteur à 20 Hz

III.5.3. Discussions des résultats

La stratégie SHEPWM vise à améliorer la qualité de la tension de sortie de l'onduleur en éliminant sélectivement certains harmoniques. La comparaison entre simulation et expérimentation permet de valider l'efficacité du contrôle théorique dans des conditions réelles.

Tableau (III.3) : comparaison des configurations entre simulation et expérimentation

Les éléments utilisés	Simulation	Expérimentation
Logiciel utilisé	MATLAB/Simulink	MATLAB/Simulink + ControlDesk
Onduleur	Triphasé à deux niveaux	Onduleur Semikron
Tension d'entrée	400 V DC	400 V DC (via redresseur)
Moteur	Modèle de moteur asynchrone standard	Moteur asynchrone triphasé
Technique de commande	SHEPWM avec angles Newton-Raphson	SHEPWM avec exécution temps réel
Fréquence testée	50 Hz	50 Hz

La stratégie SHEPWM donne des résultats hautement cohérents entre simulation et expérimentation :

- Les signaux de commande produits dans MATLAB sont fidèlement reproduits sur le banc d'essai via la carte dSPACE.

- La tension de sortie de l'onduleur est conforme à la forme attendue, avec une structure nette.
- Le THD mesuré confirme l'efficacité de la suppression d'harmoniques, avec un écart très faible entre simulation et réalité.
- Les performances dynamiques du moteur sont en accord avec la simulation, bien que plus sensibles aux perturbations dans la réalité.

III.6. Conclusion

Ce chapitre a permis de valider, à travers des simulations et des expérimentations pratiques, l'efficacité de la technique SHEPWM appliquée à un moteur asynchrone triphasé. Les résultats ont mis en évidence une nette amélioration de la qualité de la tension de sortie et une réduction significative des harmoniques comparativement à la technique SPWM. La méthode de Newton-Raphson s'est montrée efficace pour le calcul des angles de commutation, assurant une bonne élimination sélective des harmoniques indésirables. Les essais pratique avec dSPACE ont confirmé les performances observées en simulation. De plus. En somme, la technique SHEPWM constitue une alternative performante, bien qu'exigeante en termes de calcul, pour des applications nécessitant un haut niveau de qualité de signal

Conclusion Générale

Ce mémoire a permis de réaliser une étude approfondie et une mise en œuvre pratique d'une technique de commande avancée pour les onduleurs triphasés, à savoir la technique SHEPWM, appliquée à une machine asynchrone triphasée. L'objectif principal était d'évaluer, à travers des simulations et une validation expérimentale, les bénéfices réels apportés par cette stratégie comparée à la SPWM.

Les résultats obtenus au cours des simulations MATLAB/Simulink ont montré une nette amélioration de la qualité de la tension de sortie. En effet, le THD a été réduit de manière significative, avec des valeurs inférieures à 5 % dans le cas d'une commande à 15 angles de commutation, contre des valeurs supérieures à 20 % avec la SPWM. Ces améliorations se sont traduites par un meilleur comportement dynamique du moteur, une réduction des pertes par échauffement et un fonctionnement plus silencieux.

L'implémentation et la réalisation sur le banc d'essai en temps réel avec la carte dSPACE a permis de confirmer ces résultats dans des conditions réelles de fonctionnement. La corrélation entre les données simulées et expérimentales a été très satisfaisante. Toutefois, la mise en œuvre de la SHEPWM s'est révélée plus complexe que prévu, notamment en raison des calculs itératifs nécessaires pour chaque valeur de l'indice de modulation. Ce point constitue une limite importante à sa généralisation dans les systèmes embarqués à faibles ressources de calcul.

Néanmoins, la SHEPWM se positionne comme une solution très prometteuse pour les applications où la qualité de la tension et la réduction des pertes sont des priorités. L'approche permet également de réduire la fréquence de commutation, ce qui a un impact positif sur la durée de vie des composants électroniques de puissance.

Pour les perspectives futures, plusieurs pistes peuvent être envisagées. Tout d'abord, l'utilisation de nouveaux algorithmes d'optimisation méta-heuristiques permettrait d'automatiser le calcul des angles avec une meilleure rapidité. Ensuite, l'intégration de cette méthode dans des onduleurs multiniveaux pourrait étendre ses avantages à des puissances plus élevées. Enfin, le couplage avec des stratégies de commande vectorielle ou prédictive permettrait d'allier qualité spectrale et performance dynamique.

En résumé, la SHEPWM représente une alternative très intéressante aux d'autres méthodes. Malgré sa complexité, ses résultats démontrent qu'elle mérite une place de choix dans les systèmes

modernes de commande de moteurs, en particulier lorsqu'une grande précision et une haute efficacité sont requises.

SEMISTACK - IGBT



SEMITRANS Stack¹⁾

Three-phase rectifier +
inverter with brake
chopper

SEMITEACH - IGBT
SKM 50 GB 123D
SKD 51
P3/250F

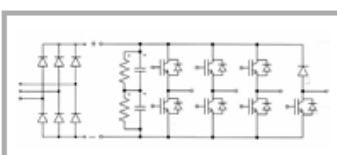
Features

- Multi-function IGBT converter
- Transparent enclosure to allow visualization of every part
- IP2x protection to minimize safety hazards
- External banana/BNC type connectors for all devices
- Integrated drive unit offering short-circuit detection/cut-off, power supply failure detection, interlock of IGBTs + galvanic isolation of the user
- Forced-air cooled heatsink

Typical Applications

- Education: One stack can simulate almost all existing industrial applications:
 - 3-phase inverter+brake chopper
 - Buck or boost converter
 - Single phase inverter
 - Single or 3-phase rectifier

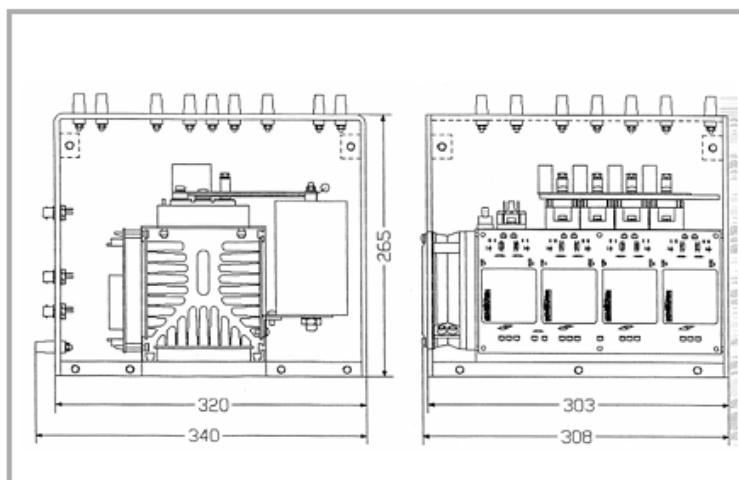
¹⁾ Photo non-contractual



B6U + B6CI + E1CIKF

Circuit	I_{rms} (A)	V_{ac} / V_{dcmax}	Types
B6CI	30	440 / 750	SEMITEACH - IGBT

Symbol	Conditions	Values	Units
I_{rms}	no overload IGBT - 4x SKM 50 GB 123D	30	A
V_{CES}	$I_c = 50A$, $V_{GE} = 15V$, chip level; $T_j = 25(125)^{\circ}C$	1200	V
$V_{CE(SAT)}$		2,7 (3,5)	V
V_{GES}		± 20	V
I_c	$T_{case} = 25 (80)^{\circ}C$	50 (40)	A
I_{CM}	$T_{case} = 25 (80)^{\circ}C$; $t_p = 1ms$	100 (80)	A
$V_{in(max)}$	Rectifier - 1x SKD 51/14		
	without filter with filter	3 x 480 3 x 380	V V
C_{eqvl}	DC Capacitor bank - Electrolytic 2x 2200 μF /400V	1100 / 800	$\mu F / V$
V_{DCmax}	total equivalent capacitance max. DC voltage applied to the capacitor bank	750	V
Power supply Current consumption	Driver - 4x SKHI 22 max; per driver	0 / 15	V
		16	mA
Thermal trip	Normally Open type (NO)	71	$^{\circ}C$



General dimensions

This technical information specifies semiconductor devices but promises no characteristics. No warranty or guarantee expressed or implied is made regarding delivery, performance or suitability.

Bibliographies

- [1] Mémoire de Magister en Electronique Présenté par **BENDIB Douadi** , Etude et réalisation d'une commande MLI on-line sur circuit FPGA, Ecole Nationale Supérieure Polytechnique Juin 2009
- [2] Mémoire de Fin d'Etudes de Master Machines Electriques Présenté par **Karim IFTICENE Hachemi MOUDER** Etude de champ magnétique dans un moteur asynchrone à cage pour différents types d'enroulements, Université Mouloud Mammeri De Tizi-Ouzou le 25 Septembre 2014
- [3] Mémoire de Fin d'Etudes de Master Machines Electriques. relais par **Ammar Kamal, Mellal Makhoulf** Dimensionnement d'un moteur asynchrone triphasé à cage d'écureuil , Universite Mouloud Mammeri De Tizi-Ouzou 2012/2013
- [4] Mémoire de Fin d'Etudes de Master Machines Electriques, Présenté par **REBBAH REDJEM** Calcul et Conception Assistée par Ordinateur des Machines Electriques Application aux moteurs asynchrones , Université Mentouri Constantine 2006
- [5] Mémoire de Fin d'Etudes de Master Machines Electriques , Présenté par **SALAH Djamila , AHCENE Fazia** , calcul d'un moteur asynchrone a double cage , Universite Mouloud Mammeri De Tizi-Ouzou année 2011/2012
- [6] **P.BARRET**, "Machines Electriques", Edition, Ellipses, **2002**.
- [7] Mémoire de Fin d'Etudes de Master Machines Electriques , Présenté par **OULD Amrouche , BOUALAM Mohamed** , Identification des paramètres d'un moteur asynchrone : Application aumoteur du laboratoire , Universite Mouloud Mammeri De Tizi-Ouzou année 2013
- [8] Mémoire de Fin d'Etudes de Master Machines Electriques , Présenté par **KARA Allaeddine , DAHDAH Mohamed** , Commande SHE-PWM pour les systèmes photovoltaïques en utilisant l'optimisation par essaim de particules (PSO) , Université Saad Dahlab De Blida année 2020/2021
- [9] Polycopié de cours technique de la commande electrique Université de Ain Témouchent – Belhadj Bouchaib
- [10] Mémoire de Fin d'Etudes de Master Électromécanique, Présenté par **OTHMANI Ahmed Mehdi** Commande Vectorielle D'une Machine Asynchrone Associée A Un Observateur Adaptatif Université Badji Mokhtar- Annaba année 2019

- [11] Mémoire de Fin d'Etudes de Master Machines Electriques, Présenté par **YOUNES HADJIYASSER GADI** , Détection de défauts dans le convertisseur à MLI d'une machine asynchrone , Universite Kasdi Merbah Ouargla Le 09/06/2014
- [12] « optimisation discrétisation et observation Commande des moteurs asynchrones » Vol 2 Sous la direction de Carlos Canadas Edition Hermas Science Europe 2000.
- [13] These Doctorat **Daniel DEPERNET**. OPTIMISATION DE LA COMMANDE D'UN ONDULEUR MLI A TROIS NIVEAUX DE TENSION POUR MACHINE ASYNCHRONE. Energie Electrique. Université De Reims - Champagne Ardenne, 1995. Français.
- [14] Mémoire de Fin d'Etudes de Master Commande Electriques, Présenté par **GHORZI Zoulikha** , **MIMOUNI Amina**, Stratégies De Commande Des Onduleurs, Ecole Superieure En Sciences Appliquees , Tlemcen le 09/07/2019
- [15] Mémoire de Fin d'Etudes de Master Electrotechnique Industrielle, Présenté par **Khaled SAIDOUN** , **Mourad SI MOUSSI** , Commande MLI D'un Onduleur Multiniveaux, Universite Mouloud Mammeri De Tizi-Ouzou le 29/09/2015
- [17] Mémoire de Fin d'Etudes de Master Electrotechnique Industrielle, Présenté par **Oussama DEGLA**, **Tarek SAYAH LEMBAREK**, Etude Par Simulation D'un Onduleur, Universite Kasdi Merbah Ouargla, année 2019/2020
- [18] [https://translate.google.com/translate?u=https://www.solar-electric.com/learning-center/inverter-basics-selection.html/&hl=fr&sl=en&tl=fr&client=sge#:~:text=There%20are%203%20major%20types,wave\)%2C%20and%20square%20wave.&text=A%20sine%20wave%20is%20what,\(usually\)%20from%20a%20generator.](https://translate.google.com/translate?u=https://www.solar-electric.com/learning-center/inverter-basics-selection.html/&hl=fr&sl=en&tl=fr&client=sge#:~:text=There%20are%203%20major%20types,wave)%2C%20and%20square%20wave.&text=A%20sine%20wave%20is%20what,(usually)%20from%20a%20generator.)
- [19] Mémoire de Fin d'Etudes de Master Electronique, Présenté par **SLIMANI Mohamed**, Etude des Différentes Techniques de Commande des Onduleurs à MLI, École Nationale Polytechnique le juin 2015
- [20] Mémoire de Fin d'Etudes de Master Machines Electriques, Présenté par **HOUILI Rabiaa ZROUG Cheima**, Etude Comparative Entre Différentes Techniques de Commande Des Onduleurs à MLI Associés à Régulation d'une Machine Asynchrone, Université Mohamed Khaider Biskra le septembre 2020

- [21] Mémoire de Fin d'Etudes de Master Machines Electriques, Présenté par ISSA TRAORE, KRITLIRIAD, Technique SHEPWM Par ABC Pour Une Application Photovoltaïque, Université Saad Dahlab De Blida
- [22] Mémoire de Fin d'Etudes de Master Electrotechnique Industrielle, Présenté par **Athmane BIR**, Démarrages et Protection des Moteurs Asynchrones Triphasés, Université Mouloud Mammeri De Tizi-Ouzou, le 28 septembre 2016
- [23] cours (Tous les schémas de démarrage d'un moteur asynchrone (2003) , Institut Spécialisé de Technologie Appliquée el Aounia Oujda 2023/2024
- [24] https://www.slideshare.net/slideshow/chapitre5machineasynchronepdf/263296836?utm_
- [25] J. Chatelain, Machines électriques, Presses Polytechniques et Universitaires Romandes, 2010,
- [26] M. Pietrzak-David, B. de Fornel, Commande des machines asynchrones - Des principes aux solutions industrielles, Cépaduès-Éditions, 2014.
- [27] [B. K. Bose, Modern Power Electronics and AC Drives, Prentice Hall, 2002]
- [28] [W. Leonhard, Control of Electrical Drives, Springer, 2001]
- [29] Power Electronics and Motor Drives: Advances and Trends Bimal K. Bose p.245
- [30] Mémoire de Fin d'Etudes de Master, Présenté par **B. Merah** Commande Vectorielle de la Machine Asynchrone, Université d'Oran, 2018
- [31] Guellal Amar, « Contribution à l'étude et à l'implémentation des commandes en temps réel pour MAS », Thèse de doctorat en Electronique, sous la direction de Larbes Chérif, Alger, Ecole Nationale Polytechnique, 2015
- [32] T. Wildi, Electrotechnique, 3rd ed. Louvain-la-Neuve (Belgique): De Boeck, 1999.
- [33] Mémoire de Fin d'Etudes de Master Présenté par **Ahmed Benali**, Commande des machines asynchrones : méthodes classiques et avancées, ENSET Oran (École Nationale Supérieure d'Électricité et de Mécanique), 2018, p.15
- [34] Mémoire de Fin d'Etudes de Master Présenté par Amina Belkadi, Optimisation des démarreurs industriels, ENSET Oran 2019 p.32
- [35] Mémoire de Fin d'Etudes de Master Présenté par, Youssef El Hassani ,Électronique de puissance pour la variation de vitesse,INSA Lyon, France 2021 p.112
- [36] Mémoire de Fin d'Etudes de Master Présenté par **ISSA TRAORE ET KRITLI RIAD**, Technique SHEPWM par ABC pour une application photovoltaïque, Université Saad Dahleb Blida, 2020 / 2021

- [37] El Ouanjli et al. Protection and Control of Modern Power Systems (2019) <https://doi.org/10.1186/s41601-019-0125-5> , Modern improvement techniques of direct torque control for induction motor drives - a review Najib El Ouanjli1 , Aziz Derouich1, Abdelaziz El Ghzizal1, Saad Motahhir1, Ali Chebabhi2, Youness El Mourabit1 and Mohammed Taoussi3.
- [38] Contrôle de la Vitesse de la Machine Asynchrone par Différents Régulateurs utilisant la Commande Scalaire. Etude et Réalisation, B. Bourahla ; B. Mazari ; M. Rahli Université des Sciences et de Technologie d'Oran - Mohamed - Boudiaf Faculté de Génie Electrique - Département d'Electrotechnique B.P 1505 El Mnaouer USTO – oran
- [39] Mémoire de Fin d'Etudes de Master Instrumentation Présenté par **TEGGAR Ayoub**, Etude Comparative Entre la Commande Vectorielle a Flux Oriente et la Commande Directe du Couple de la machine Asynchrone, Université Kasdi Merbah Ouargla, 2015/2016.
- [40] Projet De Fin D'etudes En vue de l'obtention du diplôme, Département Electronique **Mr.S.GHERBI**, Implémentation sur PIC16F876 d'un algorithme de génération du signal MLI ,juin **2003**
- [41] Rashid, M. H. (2013). Power Electronics: Circuits, Devices, and Applications. Pearson Education.
- [42] Khan, M. B., & Iqbal, A. (2015). PWM Techniques for Power Converters. Springer.
- [43] Hodge, V. B., & McFadden, L. W. (2017). Control of Power Inverters in Renewable Energy and Smart Grid Integration. Wiley.
- [44] Akagi, H., Watanabe, E. H., & Aredes, M. (2007). Instantaneous Power Theory and Applications to Power Conditioning. Wiley
- [45] B. Smaani. 2019. Electronique numérique avancée : FPGA et VHDL. Support de cours, université de Boumerdes, Algérie, 70 p.
- [46] TAMADARTAZA Cylia, AZIROU Naim « Etude et réalisation d'un onduleur monophasé pur sinus », Mémoire de fin d'étude en Master, Université Abderrahmane Mira de Bejaïa ,2022.
- [47] Odeh, C.I. ; Lewicki, A. ; Morawiec, M.A. Schéma SPWM simplifié pour un onduleur compact à 3 niveaux à double sortie. IEEE Trans. Circuits Syst. II Express Briefs 2024, 71, 4351-4355. [[Google Scholar](#)]
- [48] Xu, L. ; Zhu, Z.Q. ; Yan, L. Stratégies SPWM à basse fréquence de commutation pour machine à enroulement ouvert avec de faibles harmoniques de courant. IEEE Trans. Ind. Appl. 2022, 58, 2042 à 2054. [[Google Scholar](#)]

- [49] Sarker, R. ; Datta, A. ; Debnath, S. Génération SPWM haute définition basée sur FPGA avec propriété d'atténuation des harmoniques pour les applications d'onduleur de source de tension. IEEE Trans. Ind. Inform. 2021, 17, 1352 à 1362. [[Google Scholar](#)]
- [50] Srivastava A, Chauhan A, Tripathi A. Performance Comparison of Asymmetrical Multilevel Inverter with Different Switching Techniques. [Selection Method of Modulation Index and Frequency ratio for Getting the SPWM Minimum Harmonic of Single Phase Inverter](#)
- [51] BEGAG Souhila « Commande en Courant par Hystérésis Numérique pour les Systèmes de l'électronique de Puissance », Mémoire de fin d'étude en Master, UNIVERSITE FERHAT ABBAS – SETIF, 2008.
- [52] BERRAMDANE Mohammed Riadh, B.H.E. Modulation et commande d'un onduleur à trois niveaux T-NPC : Etude et implémentation 2021.
- [53] BERKOUNE, K. Approche Mathématique pour la Modulation de Largeur d'impulsion pour la conversion statique de l'énergie électrique : Application aux onduleurs multi niveaux. Thèse de Doctora. (LUNIVERSITE DE TOULOUSE, 2016).
- [54] Devib, U. G. .-. D. M. K. & Reddyc, D. N. M. Reduced Switch Multilevel Inverter Topologies And Modulation Techniques For Renewable Energy Applications. Turkish Journal of Computer and Mathematics Education Vol.12 No.3(2021)- 4659-4670 (2021).
- [55] AOUN Cirine et HARABI Chaima « Commande d'une cellule d'onduleur multiniveaux moyenne tension », Mémoire de fin d'étude en Master, ÉCOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE, le 24/06/2024.
- [56] D. LALILI, N. LOURCI, E. M. BERKOUK et F. BOUDJEMA, Méthode simplifiée de la modulation vectorielle de l'onduleur a cinq niveaux, International conférence : sciences of électronique, Technologies of information and télécommunications, 2005, Setit3RD.
- [57] GUERDA Abderrahim et AOUICHAT Houssam Eddine, Amélioration de la commande directe du couple d'une machine asynchrone par l'utilisation des convertisseurs SVM, Mémoire de master, 2016, Université KASDI MERBAH OUARGLA.
- [58] MEBAREK Abd el Salem « Etude comparative par simulation et implantation en temps réel des différentes techniques de commande MLI de l'onduleur de tension », Mémoire de fin d'étude en Master, UNIVERSITE BADJI MOKHTAR-ANNABA, juin 2017.

- [59] The Dung NGUYEN « Etude de stratégies de modulation pour onduleur triphasé dédiées à la réduction des perturbations du bus continu en environnement embarqué », Mémoire de fin d'étude en Doctora, Université de Technologie de Compiègne, 30 novembre 2011.
- [60] R. Taleb, A. Bouhani Ben Ziane, T. Bessaad, A. Derrouazin « Commande par la stratégie d'élimination d'harmoniques d'un onduleur asymétrique à onze niveaux » Laboratoire Génie Electrique et Energies Renouvelables (LGEER) Université Hassiba Benbouali de Chlef, 2014.
- [61] Prof.B. MELLITT J.A. TAUFIQ and C.J. GOODMAN. " Novel algorithm for gene rating near optimal PWM waveforms for ac traction drives". IEE Procceedinges, Vol.133, PT. B, No2 : pp 85–94, March 1986.
- [62] A. GOURDIN et M. BOUMAH RAT, 'Méthodes Numériques Appliquées', OPU, seconde édition, 1991.