

**REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE  
MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA  
RECHERCHE SCIENTIFIQUE**



**UNIVERSITE SAAD DAHLAB DE BLIDA 1  
FACULTE DE TECHNOLOGIE  
DEPARTEMENT DES ENERGIES RENOUVELABLES**



**Mémoire**

Pour l'obtention du diplôme de master en Energies renouvelables

**Option : Conversion Photovoltaïque**

Présenté par **BEKHTI Mourad**

Licence Physique des Energies Renouvelables

**Thème :**

**Etude et Simulation de la Commande  
(SHE-PWM) pour un Onduleur Triphasé  
destiné à un Véhicule Électrique**

**Membres du Jury**

Mr. T. DOUMAZ  
Mr. H.KAHLANE  
Dr. A.BEDIA  
Dr. F.BEDIA

Président, USDB1  
Rapporteur, USDB1  
Examinatrice, USDB1  
Examinatrice, USDB1

**Année universitaire : 2015/2016**

# *Dédicaces*

*Mourad*

*Je dédie ce travail à ma mère et mon père à mes sœurs et frères, à celle qui m'est chère, à la grande famille et tous mes amis.*

## Remerciements

On tiens à remercier " ALLAH " de nous avoir donné la force et patience de terminer ce travail.

On remercie vivement notre promoteur, "L'enseignant Mr.KAHLANE Hamza", pour ses précieux conseils, son suivi, sa disponibilité et son aide dans ce mémoire.

On ne saurai oublier de remercier toute personne qui, d'une manière ou d'une autre, nous a aidé dans l'élaboration de ce travail.

Et n'oublions pas à remercier nos familles pour leurs encouragements et leurs patiences.

## الملخص

الهدف من هذا العمل هو دراسة طريقة التحكم في سرعة السيارات الكهربائية المدفوعة بمحرك لا متزامن. ان تقنية الدفع (SHE-PWM) المصحوبة بتقنية حذف المركبات التوافقية التي وضعها كل من باتل و هوفت تمثل حلا ممتازا في تحكم سرعة المحرك ثلاثي الأطوار الذي تحكمنا به بواسطة محول مستمر- متناوب ثلاثي الأطوار . لذلك قمنا بمحاكاة التقنية باستعمال برنامج المتلاب

**كلمات المفاتيح :** SHE-PWM , المحرك اللامتزامن,السيارة الكهربائية, محول ثلاثي الأطوار.

## Résumé

Le but de ce travail est la commande de vitesse des véhicules électrique entraînés par un moteur asynchrone. La modulation de largeur d'impulsion avec élimination sélective des harmoniques (SHE PWM) de Patel et Hoft est une alternative intéressante pour la commande de la vitesse d'un moteur asynchrone triphasé qui est commandée par un onduleur triphasé continue - alternatif. Pour cela nous avons utilisé le logiciel MATLAB pour la simulation.

**Mots clés :** SHE-PWM, Moteur asynchrone, Véhicules électrique, Onduleur triphasé.

## Abstract

The aim of this work is the speed control of electric vehicles driven by an asynchronous motor. The pulse width modulation with a selective harmonic elimination (SHE PWM) Patel and Hoft is an interesting alternative for controlling the speed of a three-phase asynchronous motor which is controlled by a three-phase inverter continues - alternative. For this we use the MATLAB software for simulation.

**Keywords :** SHE-PWM, Asynchronous motor, Electric Vehicles, Three-phase inverter.

## Introduction générale

La production d'énergie et les multiples problèmes qui y sont liés demeurent une préoccupation constante que ce soit au niveau technique qu'un niveau de sur utilisation

Les énergies fossiles telles que le charbon, le pétrole et le gaz naturel (ce sont des énergies dont la durée de vie est tout de même limitée même si les spécialistes diffèrent dans leur prévision quant à la durée prévue de leur épuisement.

De plus ces matières premières, présentent lors de leur utilisation, des problèmes qui seront difficiles à résoudre si l'on continue leur exploitation telle qu'elle est à l'état actuel.

Elles sont, d'après les statistiques, à l'origine de l'ordre de 40% des émissions mondiales de CO<sub>2</sub>. Le problème de l'effet de serre s'il n'est pas pris en charge de façon sérieuse et courageuse peut provoquer une élévation de la température de la terre qui provoquerait des problèmes importants sur la fonte des glaces, le relèvement de niveaux des océans impliquant des problèmes majeurs.

Le véhicule électrique (VE) est l'une des solutions préconisées, par les constructeurs automobiles et les organismes de recherche, pour remplacer peu à peu les véhicules classiques notamment dans les centres villes. Le devenir de l'automobile dans les prochaines années est donc un sujet de recherche d'actualité. Ces dernières années, ce sont la recherche d'une meilleure qualité de vie, les contraintes environnementales et économiques ainsi que l'économie de l'énergie qui constituent les facteurs essentiels de l'intérêt que suscite le développement du véhicule électrique.

Le moteur asynchrone c'est un organe important dans les VEs peut fonctionner sur une grande plage de variation de vitesse avec de faibles ondulations de couple s'il est associé à une commande adéquate. Parmi les techniques de commande des véhicules électriques, la commande vectorielle est actuellement la plus employée. Dans ce cas, la commande du couple est appliquée au régime transitoire et permet d'avoir de meilleures performances dynamiques. La commande scalaire est utilisée en régime permanent : On distingue plusieurs stratégies de commande : La stratégie de commande pleine onde, la modulation tout ou rien, la modulation sigma-delta, la modulation de largeur d'impulsion MLI (PWM) triangulo-sinusoidale, la modulation MLI calculée...ect, Dans le cadre de notre travail, nous nous intéresserons à la technique MLI calculée.

Dans le premier chapitre, nous avons donné étude théorique sur le véhicule électrique et le moteur asynchrone, son principe de fonctionnement et les commandes utilisées ainsi les onduleurs de tension à leur tour sont étudiés, on citant quelques stratégies de commandes utilisées.

Le deuxième chapitre a été consacré à l'étude et l'élaboration de la technique MLI calculée à l'élimination d'harmoniques et asservissement du fondamental, avec un rapport  $V/f$  (tension/fréquence) constant, afin de garder un couple électromagnétique maximale et constant.

Le troisième chapitre c'est la simulation de la technique SHE PWM (Selective Harmonic Elimination Pulse With Modulation), pour cela une simulation a été faite dans l'environnement Matlab.

## SOMMAIRE

INTRODUCTION GENERALE .....	1
Chapitre I : Etude Théorique	
I.1 Introduction.....	3
I.2 Véhicule électrique.....	3
I.3 Éléments constituant un véhicule électrique.....	4
I.3.1 Le système de traction électrique.....	4
a- Le moteur électrique .....	4
b- La partie électronique de puissance .....	4
c- La partie contrôle et régulation .....	4
d- La partie transmission mécanique .....	4
e- Le système de distribution et de stockage de l'énergie.....	4
f- Le bloc des systèmes auxiliaires.....	4
I.4 Le véhicule hybride.....	5
I.4.1 Hybride micro.....	6
I.4.2 Hybride mild .....	7
I.4.3 Hybride full .....	8
I.4.4 Hybride Série.....	8
I.4.5 Hybride Parallèle.....	9
I.4.6 Hybride Série/Parallèle.....	9
I.4.7 Hybride complexe.....	10
I.4.8 Hybride plug-in.....	10
I.5 Les avantages et les limites des EVs .....	11
I.6 La machine asynchrone .....	12
I.7 Construction du moteur asynchrone .....	12
I.7.1 Le stator.....	13
I.7.2 Le rotor .....	13
a- Rotor bobiné .....	13

b-Rotor à cage d'écureuil .....	14
I.8 Principe de fonctionnement de la MAS.....	14
I.9 Commande de la machine asynchrone.....	15
a-La commande scalaire.....	15
b- La commande vectorielle.....	15
I.9.1 Commande scalaire.....	16
I.9.2 Contrôle en V/f de la machine asynchrone.....	16
I.9.3 Commande vectorielle.....	17
I.10 Les Onduleurs .....	17
I.10.1 Les Onduleurs de tension.....	17
I.10.2 Les Onduleurs monophasés de tension .....	17
I.11 Les onduleurs triphasés.....	18
I.11.1 Les onduleurs Triphasés de courant.....	18
I.12 Les Onduleur multi-niveaux.....	19
I.13 Domaines d'application.....	19
I.14 La commande des onduleurs.....	19
-Analogique.....	20
-Numérique.....	20
I.14.1 Technique MLI engendrée .....	20
I.14.2 Technique MLI calculée (programmée).....	22
I.15 Conclusion.....	23
Chapitre II : La Technique (SHE-PWM)	
II.1 Introduction .....	24
II.2 Avantages de la MLI calculée.....	24
II.2 Principe de la MLI Calculée de PATEL et HOFT .....	24
II.3 Calcul des valeurs exactes des angles de commutation par la méthode de NEWTON-RAPHSON.....	29
II.4 Estimation initiale de la solution.....	30



II.5 Algorithme TMG .....	30
II.6 Résolution du système non linéaire par la Méthode de Newton-Raphson.....	31
II.7 Conclusion .....	33
Chapitre III Simulation de la technique (SHE-PWM)	
III.1 INTRODUCTION .....	34
III.2 Simulation de l'algorithme MLI calculé.....	34
III.3 Résultats de simulation.....	36
III.3 Conclusion.....	42
CONCLUSION GENERALE.....	43
Bibliographie .....	44



## Liste des Symbole

VE : Véhicule électrique

VH : Véhicule hybride

Plug-in : grid-connected hybride, gas-optional hybride, électrique hybride

PHEV: plug-in hybride électrique Véhicule .

V : Tension

f : Fréquence de la tension d'alimentation

$T_{\max}$  : Couple maximum

$L_s$  : Inductance du stator

$L_{re}$  : Inductance du rotor

$R_s$  : Résistance du stator

r : le taux de modulation

$V_m$ : amplitudes de tension de référence

$V_{pm}$  : amplitudes de tension de la porteuse.

MAS : Moteur asynchrone.

$m$  : indice de modulation

$\frac{E}{2}$  = La Tension nominale

$\alpha_m$  : l'angle de commutation

$f_{(\alpha)}$  : Tension de sortie de la MLI calculée.

$f_{(wt)}$ : Amplitude de l'harmonique

$E^k$  : la matrice des dérivées premières

$\Delta\alpha^k$  : vecteur erreur

## Bibliographie

- [1] M'hamed BOUNEKHLA, " Contribution à l'identification paramétrique de la machine asynchrone ", Thèse de Doctorat d'Etat ès-Sciences ENP ,2004.
- [2] j.beretta. Le génie électrique automobile, la traction électrique, H.Science ,LAVOISIER, thèse de doctorat (2005).
- [3] y.Amara. Contribution à la conception et à la commande des machines asynchrones à double excitation : Application au véhicule hybrid, Thèse de doctorat, Université paris XL.
- [4] aiman nouh," contribution au développement d'un Simulateur pour les véhicules Électriques routiers. Thèse de Doctorat, ENP, 26 Mars 2008.
- [5] Yacine AMARA, " Contribution à la conception et à la commande des machines synchrones à double excitation Application au véhicule hybride. Thèse de Doctorat,ENP, décembre 2001.
- [6] LHOMME Walter, " gestion d'énergie de véhicules électriques hybrides basée sur la représentation énergétique macroscopique. Thèse de Doctorat 16 novembre 2007.
- [7] victor mester, " Conception Optimale Systémique des Composants Des Chaînes de Traction Electrique. Thèse de Doctorat 22 Mai 2007.
- [8] F.Badin, Hybrid electric vehicles energy consumption decrease according to drive train architecture , Dans Hybrid Vehicle conference, IET the institution of engineering and Technology, pp 213-224, (décembre 2006).
- [9] Philippe BASTIANI, " Stratégies de commande minimisant les pertes d'un ensemble convertisseur - machine alternative Application à la traction électrique. Thèse de Doctorat. 23 Février 2001.
- [10] Lotfi BAGHLI, "Modélisation et commande de la machine asynchrone", Notes de cours, IUFM de Lorraine, UHP 2005.
- [11] Sihem DAMKHI, "Commande sans capteur de vitesse d'un moteur asynchrone par la SFG (Signal Flow Graphs de Holtz)", Thèse de Doctorat 2004.
- [12] Leila Moussaoui, " Etude de la commande de l'ensemble Machine asynchrone-Onduleur a source de courant. Thèse de Doctorat 05/12/2007.
- [13] E.M.BERKOUK,"Contribution à la conduite des machines asynchrones monophasées et triphasés alimentées par des convertisseurs directs et indirects .Application gradateurs et onduleurs multiniveaux", Thèse de doctorat. C.N.A.M., Paris 1992.

- [14] Mohammed-Karim Fellah, ‘’ Technique de Modulation à Sélection d'Harmoniques à Eliminer (SHE PWM) pour la Commande des Onduleurs de Tension Trois Niveaux Monophasés et Triphasés, conférence paper. Septembre 2003.
- [15] BENDIB Douadi, ‘‘Etude et réalisation d’une commande MLI on-line sur circuit FPGA. Mémoire de Magister en Electronique. Juin 2009.
- [16] Kaci Yahia, Etude d’une nouvelle approche MLI(PWM) en temps réel basée sur le principe des réseaux de neurones destinée aux véhicules électrique, Mémoire da magister, 2015.
- [17] Zainal Salam (2000). ‘‘Induction Motor.’’ Department of Power Electronics, Universiti Teknologi Malaysia, unpublished course notes.
- [18] Z .Salam S.I.Safie L.J.Yiap "An On-Line Harmonics Elimination PWM Scheme for Three-phase Voltage Source Inverters" Fifth International Conference Power Electronics and Drive Systems IEEE PEDS, Vol.1, 17-20 Nov 2003.
- [19] H.S.Patel and R.G.Hoft, "Generalized techniques of harmonic elemination and voltage control in thyristor inverters: Part I- Harmonic Elemination, IEEE Trans.Ind.App., vol.1A-9, pp. 310-317 NO. 3, May/June 1973.
- [20] Taufiq, J. A., B. Mellitt and C. J. Goodman. 1986. Novel Algorithm for Generating Near Optimal PWM Waveforms for AC Traction Drives. IEE Proceedings. Vol 133, Pt. B, No. 2pp 85-94.
- [21] Khider M, "commande de vitesse en temps réel d’un moteur asynchrone triphasé" mémoire de Magister 2003, Ecole Nationale Polytechnique, Algiers, Algeria.
- [22] BENDIB Douadi "Etude et réalisation d’une commande MLI on-line sur circuit FPGA" mémoire de Magister 2009, Ecole Nationale Polytechnique, Algiers, Algeria.
- [23] A. Guellal, " Une nouvelle approche MLI basée sur le principe des réseaux de neurone pour la commande des onduleurs ", Revue des Energies Renouvelables Vol. 15 N°1 (2012) 57 – 66.

## Liste des figures

Figure I. Représentation schématique d'un véhicule électrique.....	3
Figure I.2 Schéma de système de traction d'un véhicule électrique.....	5
Figure I.3 Classification des différents types de chaîne de traction.....	6
Figure I.4 chaîne de traction hybride série.....	8
Figure I.5 chaîne de traction hybride parallèle.....	9
Figure I.6 Chaîne de traction hybride série/parallèle.....	10
Figure I.7 chaîne de traction hybride complexe.....	10
Figure I.8 Constitution de la machine asynchrone.....	13
Figure I.9 Stator d'une MAS avec bobinages.....	14
Figure I.10 rotor bobiné.....	14
Figure I.11 rotor à cage d'écureuil.....	15
Figure I.12 Schéma qui montre l'utilisation de la règle de la main droite.....	15
Figure I.13 Couple moteur $T_m$ en fonction de la fréquence.....	17
Figure I.14 Schéma de l'onduleur monophasé en pont.....	17
Figure I.15 Schéma de principe d'un onduleur triphasé de tension avec moteur asynchrone.....	18
Figure I.16 principe de la MLI Sinus-Triangle pour onduleur monophasé.....	21
Figure I.17 Forme des signaux de commande, la tension de sortie et son spectre PWM à deux niveaux pour un onduleur monophasé .....	21
Figure I.18 Principe de la MLI Sinus- Triangle pour onduleur triphasé.....	21
Figure I.19 Forme des signaux de commande $V_1$ , $V_2$ , $V_3$ .....	22
Fig.II Onduleur monophasé en demi-pont.....	26
Fig II.1 Forme d'onde MLI pour un onduleur monophasé en demi-pon.....	26
Figure III. 1 courbe des angle de commutation (a, b, c, d) en fonction de l'indice de modulation $m$ .....	35
Figure III.2 figure III.2 Le signal de commande (SHE-PWM) pour $m=5$ .....	36
Figure III.3 Spectre du signal pour $m=100$ et $m=5$ .....	37
Figure III.4 Spectre du signal pour $m=90$ et $m=5$ .....	37
Figure III.5 Spectre du signal pour $m=70$ et $m=5$ .....	38
Figure III.6 Le signal de commande (SHE-PWM) pour $m=7$ .....	38

Figure III.7 Spectre du signal pour $i_m=70$ et $m=7$ .....	39
Figure III.8 Spectre du signal pour $i_m=60$ et $m=7$ .....	39
Figure III.9 Spectre du signal pour $i_m=80$ et $m=7$ .....	40
figure III.10 Le signal de commande (SHE-PWM) pour $m=3$ .....	40
Figure III.11 Spectre du signal pour $i_m=100$ et $m=3$ .....	41
Figure III.12 Spectre du signal pour $i_m=60$ et $m=3$ .....	41

## Liste des tableaux

Tableau III.1 nombre des angle de commutation.....	34
Tableau III.2 les valeur des angle de commutation en fonction de variation de $i_m$ .....	35

## I.1 Introduction

Le véhicule électrique suscite actuellement un regain d'intérêt car il présente l'avantage d'être non polluant. Sa vocation urbaine est d'autre part renforcée par le fait qu'il présente un agrément de conduite évident : silence et absence de passage de vitesse.

Les machines électriques jouent un rôle fondamental dans les différentes branches de l'industrie. Elles sont utilisées dans les entraînements réglés et principalement comme actionneur dans la grande majorité des servomécanismes. Il est connu, pour ce qui est de la partie technologique, que la productivité et la qualité du produit fini sont en partie dépendantes de la conduite des machines électriques intervenants dans le processus.

Le moteur asynchrone présente de nombreux avantages par rapport au moteur à courant continu. L'absence du système balais collecteur permet d'accroître sa fiabilité, et de limiter son coût de fabrication et d'entretien. Par ailleurs, les progrès réalisés en matière de commande et les développements technologiques, tant dans le domaine de l'électronique de puissance que celui de la microélectronique, ont rendu possible l'usage de commandes performantes faisant du moteur asynchrone un concurrent potentiel dans les domaines de la vitesse variable [1].

## I.2 Véhicule électrique

Une voiture électrique est une automobile (figure I.1), le cœur de ce véhicule est le moteur électrique, alimenté par une batterie d'accumulateurs. En l'état actuel de la technologie les batteries permettent difficilement d'assurer une autonomie suffisante, et nécessite des temps de recharge longue (quelque heures). Certaines véhicules électriques sont donc munis de générateurs électriques internes : moteur thermique classique assurant selon la situation une partie de la traction ou une fonction de groupe électrogène (véhicule "hybride"), pile à combustible ou éventuellement des panneaux solaires intégrés à la carrosserie pour des véhicules spécialement économes en consommation énergétique.

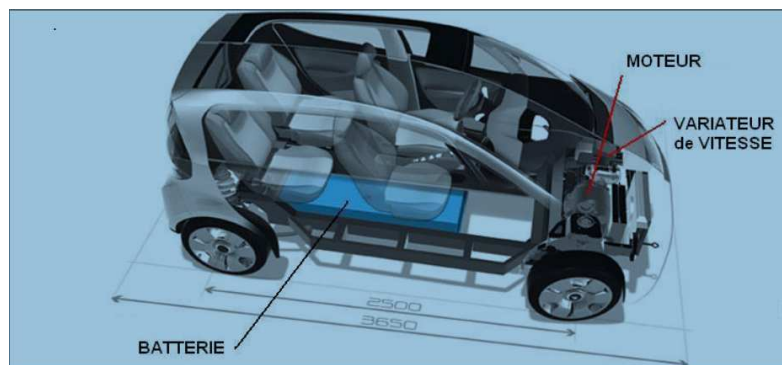


Figure I.1 Représentation schématique d'un véhicule électrique [2].



### **I.3 Éléments constituant un véhicule électrique**

Il comprend trois systèmes majeurs : un système de traction électrique, une source d'énergie et des accessoires figure I.2.

#### **I.3.1 Le système de traction électrique**

C'est la partie responsable à la transformation d'énergie électrique en énergie mécanique. De plus, lors des phases de décélération ou de freinage elle transforme aussi l'énergie mécanique en énergie électrique, Elle se compose des sous-systèmes suivants :

##### **a- Le moteur électrique**

On utilise plusieurs types de moteurs selon l'application, on retrouve souvent les moteurs à Courant continu et les moteurs asynchrones.

##### **b- La partie électronique de puissance**

À partir de l'alimentation principale, elle module le signal qui va attaquer le moteur électrique. Pour un moteur à courant continu, on utilise un hacheur. Pour un moteur asynchrone, on utilise un onduleur.

##### **c-La partie contrôle et régulation**

Suivant les entrées des systèmes qui sont les pédales de freinage et d'accélération, la pente, et le poids du véhicule, le but de la partie contrôle et régulation est d'asservir et réguler L'alimentation du moteur électrique et recharger les batteries.

##### **d-La partie transmission mécanique**

Il existe plusieurs configurations mécaniques du véhicule. Selon ces configurations, la partie Transmission mécanique peut être simplement un arbre de transmission qui relie le moteur à la roue.

##### **e-Le système de distribution et de stockage de l'énergie**

Il comprend la source d'énergie, l'unité de gestion d'énergie, et l'unité de ravitaillement en Énergie.

##### **f-Le bloc des systèmes auxiliaires**

Ce sont tous les autres systèmes qui sont utilisés afin d'apporter plus de confort et de facilité D'utilisation pour le conducteur. Il comporte au minimum une unité de gestion et transfert de la puissance, plus une unité de contrôle de la température et une unité d'alimentation auxiliaire.

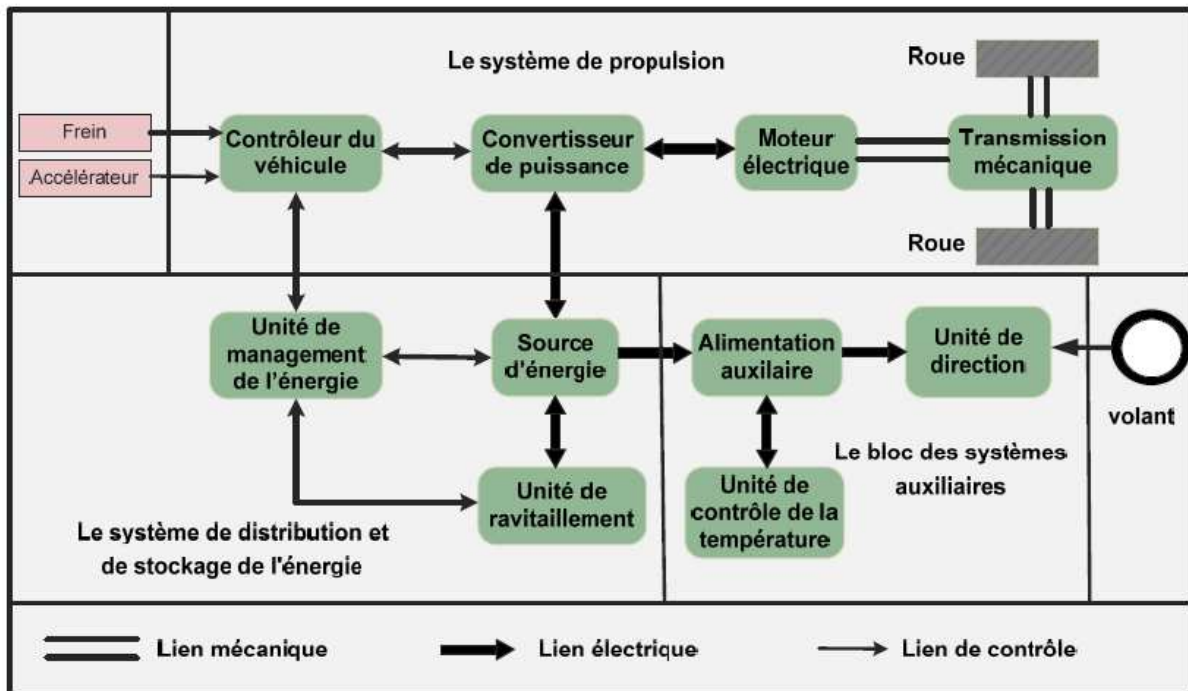


Figure I.2 Schéma d'un véhicule électrique [3].

## I.4 Le véhicule hybride

Les VH constituent une famille recouvrant une grande variété de solution .Ainsi, une définition exhaustive des VH est assez difficile et la majorité des définitions sont incomplètes. Une définition courante est celle proposée par le Comité technique 67 (Electric Road Véhicules) de la commission Internationale d'Electrotechnique [4]. Le VH est un véhicule dans lequel l'énergie de propulsion est fournie par plusieurs types de dispositifs de stockage, sources, u convertisseurs d'énergies, ou au moins un parmi eux fournit de l'énergie électrique .un autre définition proposé par l'Agence Internationale de l'énergie (IEA) dans un rapport technique.

Un VH a un groupe motopulseur dans lequel l'énergie peut être transmise par moins deux dispositifs de conversion d'énergie différents tirant l'énergie d'au moins deux dispositif de stockage d'énergie différents Néanmoins, ces définitions ne sont pas reconnues partout les constructeurs car elles n'intègrent pas l'hybride(micro) présenté ci-dessous.

Une chaine de traction hybride peut être réalisée à partir de deux configurations principales, série ou parallèle, en pratique les solutions retenues sont souvent des combinaisons entre les deux schémas.

## Chapitre I: Etude Théorique

Toutefois, une classification souvent utilisé aujourd'hui propose une décomposition en quatre catégories principales en fonction notamment du niveau d'hybridation.

- **Micro hybrid**

- **Mild hybrid**

- **Full hybrid**

- **Plung-inhybrid**

Ainsi, le VH, dans le sens classique du terme, dévient dans cette classification un (full hybrid) laissant place à des configurations moins complexes comme les hybrides(micro) et (mild).

D'autre part, l'hybride (plug-in) s'intercalée (full hybrid) et le VE.

La Figure I.3 Donne une image d'ensemble des solutions existantes pour créer une chaine de traction et les situe sur un axe véhicule thermique-véhicule électrique.

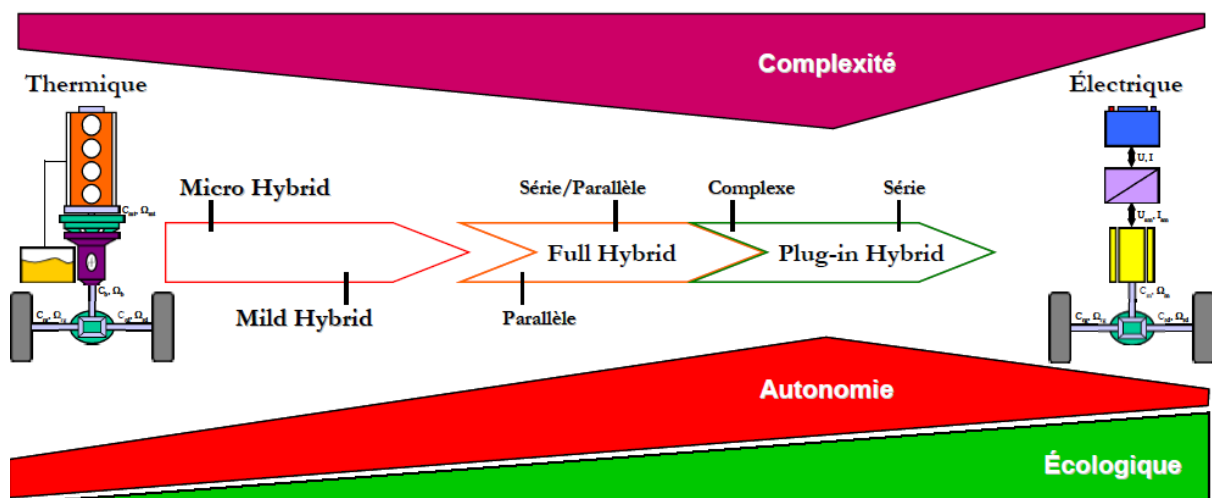


Figure I.3 Classification des différents types de chaine de traction.

Cette figure permet de visualiser les quatre niveaux d'hybridation, ainsi que les différents hybrides (full) ou (plun-in) en fonction de l'architecture (série, parallèle, série/parallèle, complexe). Les hybrides (full) et (plun-in) peuvent être rechargés à partir d'une source électrique extérieure. Ces véhicules ont souvent une batterie plus grande, donc une autonomie plus importante en régime (zéro émission), étant ainsi plus proche d'un VE. Plus la partie électrique ne prend importance, plus l'impact en environnemental baisse. Par contre, la

complexité augmente avec l'introduction successive de la traction, notamment dans la configuration série [5].

### **I.4.1Hybride micro**

Connu aussi sous le nom de (light hybrid) ou (soft hybrid), ces niveaux d'hybridations s'apparentent aux véhicules ayant la fonctionnalité (stop&go) appelée aussi (Stop&Start). La caractéristique principal du (micro hybrid) est que l'ancien alternateur et démarreur du véhicule forment maintenant un seul moteur électrique appelé alterno-démarreur, capable de remplir les deux fonctions, celle de démarreur le moteur thermique et de charger la batterie. Cette configuration permet également de remplir la fonction (stop&go) représentant le premier niveau d'hybridation ainsi, les véhicules qui sont équipés se mettant en (veille) dès que la vitesse tombe au-dessous de 6km/h. Au démarrage, le moteur repart automatiquement dès que le conducteur relâche la pédale de frein .Autre avantage, même si la traction est réalisée complètement par le moteur thermique, la configuration (micro) permet de courtes périodes d'accélération ou le moteur électrique intervient pour aider le moteur thermique. En Europe, un tel système a été développé par Valeo et appliqué sur Citroën C3 .il développe une puissance de 5kw sous 12V. Cette fonctionnalité est d'habitude présente aussi sur les véhicules de niveau d'hybridation plus élevé le (stop&go) permet de diminuer les musances sonores dans les zone urbaines et de réduire d'environ 10% la consommation (Valeo annonce 12% sur le cycle européen). Les constructeurs ayant opté pour l'hybrides (micro) n'envisagent pas de rester a ce niveau d'hybridation, mais le voit plutôt comme une premier étape. Ainsi, chez Valeo, la prochaine étape est le freinage récupératif à l'aide de batteries à hautes performances ou de super condensateurs. Avec ce freinage Valeo espère gagner encore 5% sur la consommation [6].

### **I.4.2 Hybride mild**

La principale différence entre l'hybride (micro) et (mild) est l'alterno-démarreur, remplacé par moteur électrique plus puissant capable d'accomplir de nouvelles taches. Ainsi, la batterie étant détaillé plus grande, le moteur électrique assiste le moteur thermique dans la traction, mais entraîne très rarement le véhicule tout seul [7]. Fonctionnalité importante de l'hybride (mild) est la possibilité de récupérer l'énergie cinétique du véhicule lors du freinage. Le moteur électrique est d'habitude branché sur le même arbre que le moteur thermique entre

## Chapitre I: Etude Théorique

---

le moteur thermique et la boîte de vitesse. Cette configuration permet un gain de consommation entre 20% et 25% par rapport à une voiture classique de même catégorie.

### I.4.3 Hybride full

Le (full hybride) est équipé d'un moteur thermique et d'un moteur électrique d'une puissance relativement équivalente. Ainsi, par rapport à la configuration (mild).

Le moteur électrique augmente importance, le moteur thermique pouvant être diminué de taille, fait connu sous le nom de (downsizing). La batterie devient aussi plus grande et permet grâce au moteur électrique d'entraîner véhicule en fonctionnement tout électrique (zéro émission). Ce mode de fonctionnement peut être sous le contrôle de la gestion électronique du véhicule ou sous le contrôle direct du conducteur. Dans le premier cas, le fonctionnement tout électrique couvre des distances courtes aux vitesses faibles (Toyota Prius, Nissan Tino Hybride) laissant la priorité à l'essence sur route ou quand la circulation est fluide. Dans le deuxième cas, le conducteur peut choisir un mode tout électrique pour des distances plus longues (20 km ou plus), en général compatibles avec l'usage urbain Fiat Multipla Hybride). Le contrôle de tel système est complexe, mais l'amélioration du rendement global entraîne une diminution de consommation de 40% à 45% [8].

### I.4.4 Hybride Série

La configuration série présentée sur la Figure I.4 peut être vue comme étant un VE assisté par un moteur thermique. Elle a l'avantage d'être la configuration hybride la plus simple mais aussi le désavantage d'avoir trois machines alors qu'il n'y a qu'un seul moteur fournissant la puissance de propulsion.

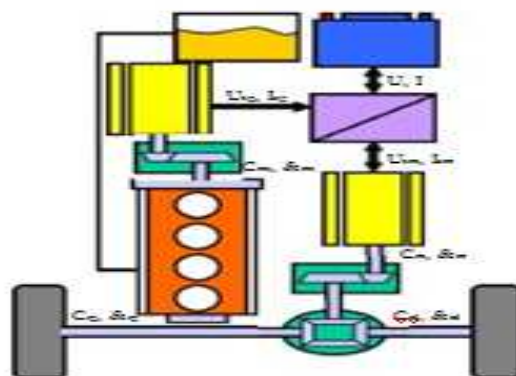


Figure I.4 Chaîne de traction hybride série.

## Chapitre I: Etude Théorique

---

Le moteur thermique entraîne une génératrice pour produire de l'énergie afin d'assurer l'autonomie du véhicule. L'énergie générée par la génératrice peut charger la batterie ou alimenter directement le moteur électrique afin de propulser la voiture. Le désavantage principal de cette solution est la présence de 3 moteurs devant être surdimensionnés sur parcours sévères. En général, la solution est adaptée pour les véhicules lourds comme les bus [9].

### I.4.5 Hybride Parallèle

L'hybride parallèle (ou dual) est caractérisé par deux motorisations assurant la propulsion. Comme présenté sur la Figure I.5, le moteur thermique et le moteur électrique sont placés en parallèle et sont liés mécaniquement afin que chacun puisse propulser la voiture indépendamment ou simultanément. L'hybride parallèle est plutôt thermique assisté par un moteur électrique afin de réduire les émissions du moteur thermique et d'optimiser la consommation de carburant. Le moteur électrique peut être utilisé comme génératrice pour charger la batterie à partir du moteur thermique ou lorsque le véhicule est en régime de freinage. Le désavantage provient de la complexité du contrôle mais aussi du dispositif mécanique liant les deux moteurs. L'avantage, par rapport à la configuration série, est que cette solution nécessite seulement deux moteurs de plus petite taille car tous les deux participent à la traction. L'ensemble est donc plus compact que l'hybride série.

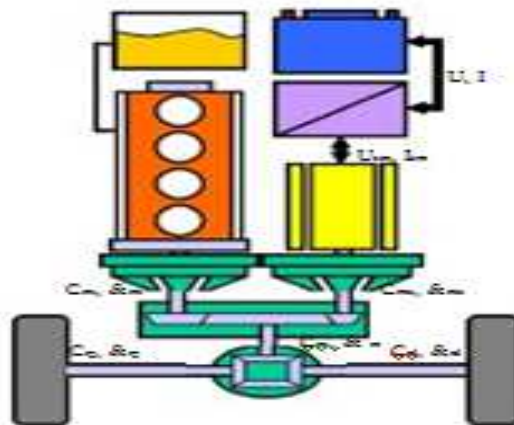


Figure I.5 Chaîne de traction hybride parallèle.

### I.4.6 Hybride Série/Parallèle

A partir de ces deux configurations de base, d'autres configurations ont été réalisées. La combinaison la plus simple est l'hybride série/parallèle, présenté sur la Figure I.6, rassemblant

## Chapitre I: Etude Théorique

---

les deux configurations classiques dans une solution qui incorpore les avantages des VH série et des VH parallèle.

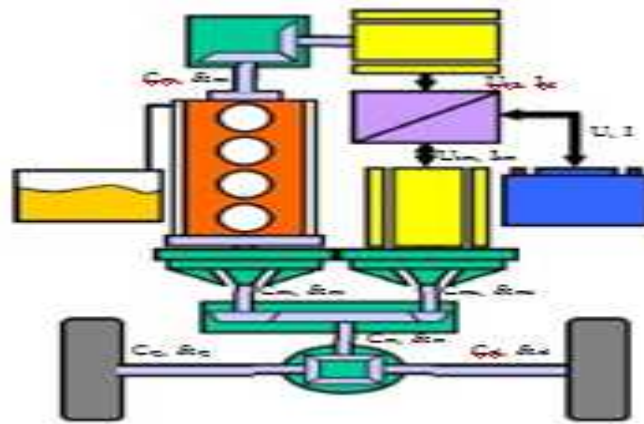


Figure I.6 Chaîne de traction hybride série/parallèle.

### I.4.7 Hybride complexe

La possibilité d'agencer les éléments dans une chaîne de traction hybride reste ouverte, d'autres possibilités de configurations peuvent encore apparaître. Un autre exemple de chaîne de traction hybride qui n'est pas inclus dans les configurations mentionnées est l'hybride complexe. La différence est située au niveau de la génératrice, qui dans le cas de l'hybride complexe peut également fonctionner en moteur avec la possibilité de participer à la traction. Cette configuration peut être appliquée pour entraîner les deux essieux, comme présenté sur la figure I.7 [10].

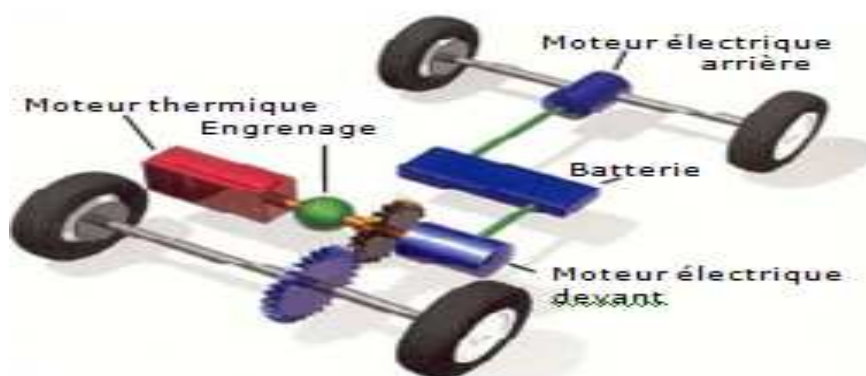


Figure I.7 Chaîne de traction hybride complexe.

### I.4.8 Hybride plug-in

Les années 2000 ont vu se développer le concept de VH de type (plug-in) appelé encore

## Chapitre I: Etude Théorique

---

(grid-connected hybride), (gas-optionallybrid) ou (Electric hybride), ou plus couramment (PHEV) signifiant (plug-in hybride electric vehicle).

Les constructeurs actuels de véhicules hybrides comme Toyota, Honda, Ford et Lexus souligne le fait que leurs véhicules ne nécessitent pas de recharge électrique. En effet, leurs hybrides ne peuvent pas se connecter à une source d'électricité extérieure ! Ce fait ressort du désir des constructeurs de convaincre les clients que leurs hybrides ne sont pas des véhicules électriques afin d'éviter la connotation négative ressentie en terme de performances. Par contre, un VH ayant la possibilité de se connecter à une source extérieure d'électricité garde les mêmes avantages en termes de performances et d'autonomie, et bénéficie d'une source d'énergie extérieure additionnelle très économique.

Ainsi, le PHEV est un hybride (full) avec comme caractéristiques principales une capacité de batterie plus grande et la possibilité de se recharger à partir d'une prise électrique conventionnelle 110V ou 220V. Son avantage principal, par rapport à l'hybride (full), est de fournir une plus grande autonomie en mode tout électrique. Ainsi, ils ne nécessitent pas de carburant pour les trajets courts et se comportent alors comme un véritable VE.

A cause de sa batterie de plus grande capacité, le PHEV est plus cher qu'un hybride (full). De plus, son système de contrôle est plus sophistiqué. D'un point de vue écologique, par rapport aux hybrides (full), les PHEV diminuent de moitié leurs émissions de CO<sub>2</sub> et de plus de la moitié ses émissions polluantes. La consommation de carburant diminue aussi, étant nulle pour un fonctionnement en tout électrique et comparable à l'hybride (full) pour un fonctionnement (mixte).

Le PHEV se définit comme un hybride (full) avec une plus grande capacité de et la possibilité de se connecter à une source d'électricité. Par contre, le PHEV peut être défini aussi à partir d'un VE en lui ajoutant un prolongateur d'autonomie.

### **I.5 Les avantages et les limites des EVs**

Les véhicules conventionnels équipés avec des moteurs à combustion interne fournissent une Grande autonomie grâce à la grande densité énergétique des carburants pétroliers. Cependant, Ces moteurs sont caractérisés par un rendement faible, une pollution environnementale, des Émissions de gaz à effet de serre et une grande dépendance des ressources pétrolières. D'autre part, les véhicules tout électriques possèdent de grands avantages par rapport aux Véhicules traditionnels. En effet, ils sont :



## Chapitre I: Etude Théorique

---

- Sans pollution environnementale locale.
- Sans émission des gaz à effet de serre (en supposant que la production d'électricité est propre).
- Sans dépendance des ressources fossiles.
- Permettent un freinage électrique avec récupération d'énergie.
- Une conduite plus souple.
- D'une conception simplifiée.
- Silencieux.

Malgré ces avantages, l'inconvénient majeur des véhicules électriques est leur source d'énergie, c'est-à-dire les batteries, qui sont caractérisées par une faible densité d'énergie engendrant ainsi une autonomie réduite et un véhicule aux faibles performances (Augmentation du poids et de la durée de rechargement) avec un bon rendement global de la chaîne de traction [11].

### I.6 La machine asynchrone

La machine asynchrone occupe une grande place dans les applications industrielles. La croissance d'utilisation de cette machine électrique est essentiellement due à sa simplicité de construction, son faible coût, et robustesse mécanique. Cependant, ces machines sont utilisées de plus en plus dans les applications à vitesse variable nécessitant une alimentation par onduleurs de tension dont les composants commutent de plus en plus rapidement.

### I.7 Construction du moteur asynchrone

La machine asynchrone triphasée se compose essentiellement deux parties : le stator (partie fixe) et le rotor (partie tournante).

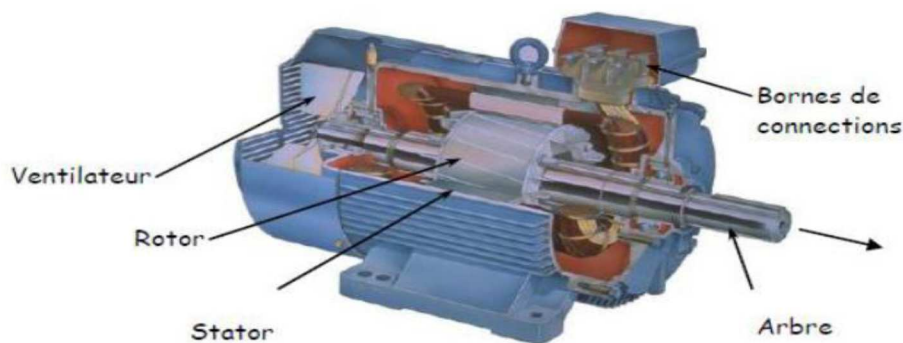


Figure I.8 Constitution de la machine asynchrone.

### I.7.1 Le stator

Il est constitué d'un enroulement bobiné réparti dans les encoches du circuit magnétique. Ce circuit magnétique est constitué d'un empilage de tôles sur lesquelles sont découpées des encoches parallèlement à l'axe de la machine (voir figure I.9). Le bobinage statorique peut être décomposé 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. Quant aux têtes des bobines elles permettent la fermeture des courants en organisant leur circulation, l'objectif étant d'obtenir une répartition des forces magnétomotrices et du flux la plus sinusoïdale possible dans l'entrefer pour limiter les oscillations du couple électromagnétique [12].

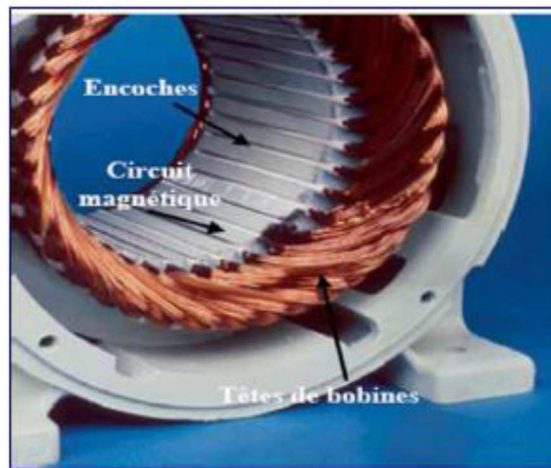


Figure I.9 Stator d'une MAS avec bobinages.

### I.7.2 Le rotor

Le rotor est constitué de tôles empilées et habituellement du même matériau. Dans les petits moteurs, les tôles sont découpées dans une seule pièce et assemblées sur un arbre. Dans les gros moteurs, chaque tôle est constituée de plusieurs sections montées sur un moyeu. Il existe deux types de rotor : le rotor à cage d'écureuil et le rotor bobiné.

#### a-Rotor bobiné

Le rotor bobiné comprend un bobinage triphasé, semblable à celui du stator, placé dans les encoches. Il est composé de trois enroulements raccordés en étoile, l'extrémité libre de chaque enroulement est reliée à une bague tournante avec l'arbre. Ces bagues permettent, par l'intermédiaire de trois balais, d'insérer une résistance extérieure en série avec chacun des trois enroulements lors de démarrage du moteur. En fonctionnements normal, les trois balais sont court-circuités [13].

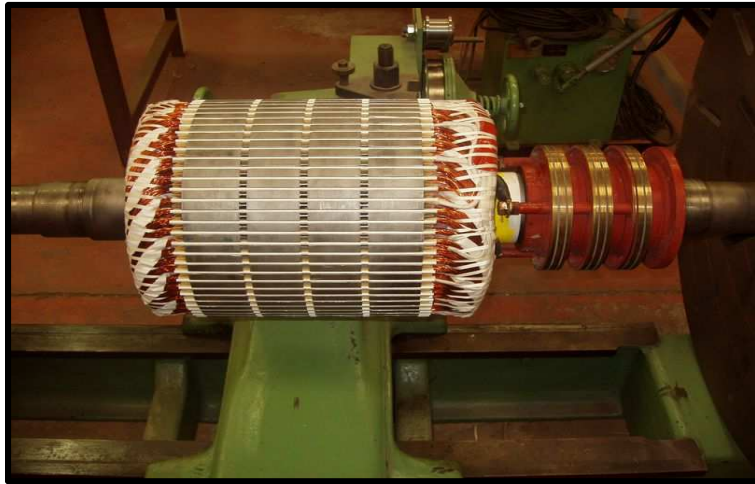


Figure I.10 Rotor bobiné.

### **b-Rotor à cage d'écureuil**

Dans le cas des rotors à cage d'écureuil, les encoches peuvent être semi-ouvertes ou fermées. Les enroulements sont constitués de barres court-circuitées par un anneau placé à chaque extrémité du rotor. Les conducteurs sont généralement réalisés par coulage d'un alliage d'aluminium, ou par des barres massives de cuivre ou, à l'occasion, en laiton préformés et frettés dans les tôles du rotor. Il n'y a généralement pas ou très peu, d'isolation entre les barres rotorique et les tôles magnétiques. Leur résistance est suffisamment faible pour que les courants ne circulent pas dans les tôles, sauf lorsqu'il y a une rupture de barre.



Figure I.11 Rotor à cage d'écureuil.

## **I.8 Principe de fonctionnement de la MAS**

Le fonctionnement de la machine asynchrone triphasée est basé sur l'application des principes de l'électromagnétisme. Le champ tournant créé par l'ensemble des courants triphasés circulant dans les trois enroulements du stator coupe les conducteurs du rotor, selon la loi de FARADAY une tension est induite dans chacun des conducteurs coupés par le champ [14].

## Chapitre I: Etude Théorique

D'autre part, puisque la cage d'écureuil forme un circuit fermé, un courant  $I$  se met à circuler dans le conducteur qui est momentanément en dessous du champ tournant. Ce courant traverse le champ magnétique généré par les enroulements statoriques, de sorte que, d'après le principe de LAPLACE, le conducteur est soumis à une force mécanique qui agit toujours dans une direction telle qu'elle entraîne le conducteur dans le sens de déplacement du champ, étant donné que le rotor est libre de se déplacer il est accéléré dans le même sens que le champ mais avec une vitesse légèrement inférieure à la vitesse de synchronisme de ce dernier.

Le rotor ne peut pas tourner à la même vitesse que le champ magnétique, sinon la cage ne serait plus balayée par le champ tournant et il y aurait disparition des courants induits et donc des forces de Laplace et du couple moteur. Les deux fréquences de rotation ne peuvent donc pas être synchrones d'où le nom de moteur asynchrone

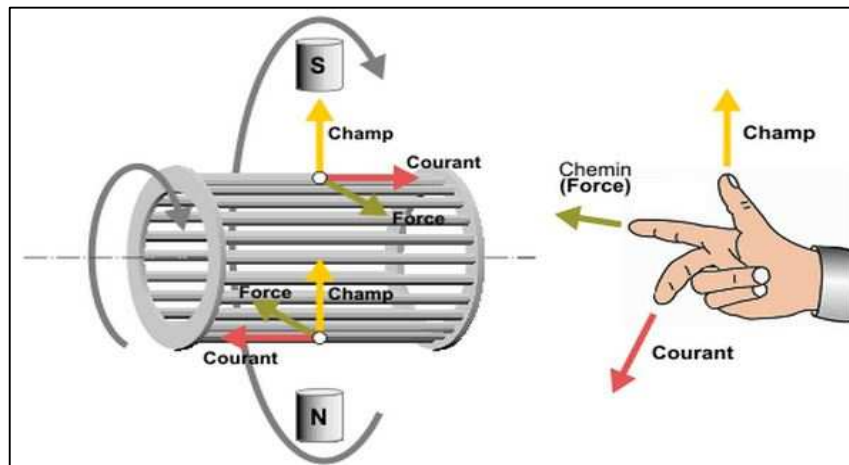


Figure I.12 Schéma qui montre l'utilisation de la règle de la main droite.

### I.9 Commande de la machine asynchrone

On distingue deux types de commandes : les commandes scalaires et les commandes vectorielles [15].

- a- La commande scalaire :** basée sur le modèle en régime permanent, elle est simple à implanter avec une dynamique lente. Elle contrôle les grandeurs en amplitude.
- b- La commande vectorielle :** basée sur le modèle transitoire, précise et rapide elle permet le contrôle du couple. Elle est chère car nécessitant souvent des capteurs, encodeur incrémental ou estimateur de vitesse, DSP...etc., Elle contrôle les grandeurs en amplitude et en phase.

### I.9.1 Commande scalaire

Plusieurs commandes scalaires existent selon que l'on agit sur le courant ou sur la tension. Elles dépendent surtout de la topologie de l'actionneur utilisé (onduleur de tension ou de courant). L'onduleur de tension étant maintenant le plus utilisé en petite et moyenne puissance, c'est la commande en  $V/f$  qui est la plus utilisée.

### I.9.2 Contrôle en $V/f$ de la machine asynchrone

Son principe est de maintenir  $\frac{V}{f} = \text{Constant}$ , ce qui signifie garder le flux constant. Le contrôle du couple se fait par l'action sur le glissement.

En effet, d'après le modèle établi en régime permanent, le couple maximum s'écrit :

$$T_{\max} = \frac{3pv^2}{4\pi f(R_s + \sqrt{R_s^2 + [2\pi f(L_s + L_{re})]^2})} \quad (\text{I.1})$$

Avec  $R_s$  et  $L_s$  la résistance et l'inductance du stator,  $L_{re}$  l'inductance du rotor ramenée au stator,  $p$  le nombre de paires de pôles,  $V$  la tension efficace d'entrée du moteur (d'une phase),  $f$  la fréquence de la tension d'alimentation.

On voit bien que le couple est directement proportionnel au carré du rapport de la tension sur la fréquence statoriques.

En maintenant ce rapport constant et en jouant sur la fréquence statoriques, On déplace la courbe du couple électromagnétique (en régime quasi-statique) de la machine asynchrone.

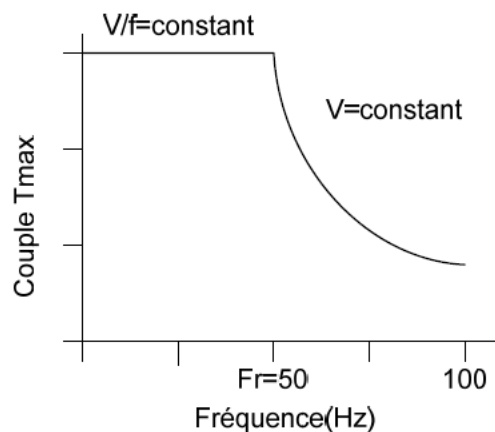


Figure I.13 Couple moteur  $T_m$  en fonction de la fréquence.

### I.9.3 Commande vectorielle

La commande vectorielle a été introduite il y a longtemps. Cependant, elle n'a pu être implantée et utilisée réellement qu'avec les avancées en micro-électronique. En effet, elle nécessite des calculs de transformé de Park, une évaluation de fonctions trigonométriques, des intégrations, des régulations... etc., ce qui ne pouvait pas se faire en pure analogique. Le contrôle de la machine asynchrone requiert le contrôle du couple, de la vitesse ou même de la position

### I.10 Les Onduleurs

Les onduleurs sont des convertisseurs statiques continu/alternatif qui assurent des échanges d'énergie entre une source et une charge. Ces onduleurs sont utilisés pratiquement dans toutes les applications photovoltaïques (autonomes et connectées au réseau).

#### I.10.1 Les Onduleurs de tension

Les onduleurs de tension sont des convertisseurs statiques qui servent principalement à alimenter, à fréquence fixe ou variable, des charges alternatives. Le but recherché est l'obtention pour chaque tension de sortie d'une forme d'onde approximant au mieux la sinusoïde. L'onduleur est dit autonome si l'établissement et la connexion entre l'entrée et la sortie ne dépendent que de la commande des semi-conducteurs. On distingue deux types d'onduleurs :

Les onduleurs autonomes de tension : sont alimentés par une source de tension continue, d'une impédance interne négligeable et de tension constante peu affectée par les variations du courant qui la traverse. Les onduleurs autonomes de courant sont alimentés par une source de courant [16].

#### I.10.2 Les Onduleurs monophasés de tension

Ce type d'onduleurs est destiné à alimenter des charges alternatives monophasées, on distingue la configuration de base en pont complet.

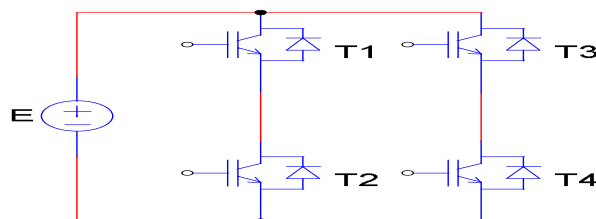


Figure I.14 Schéma de l'onduleur monophasé en pont.

### I.11 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.

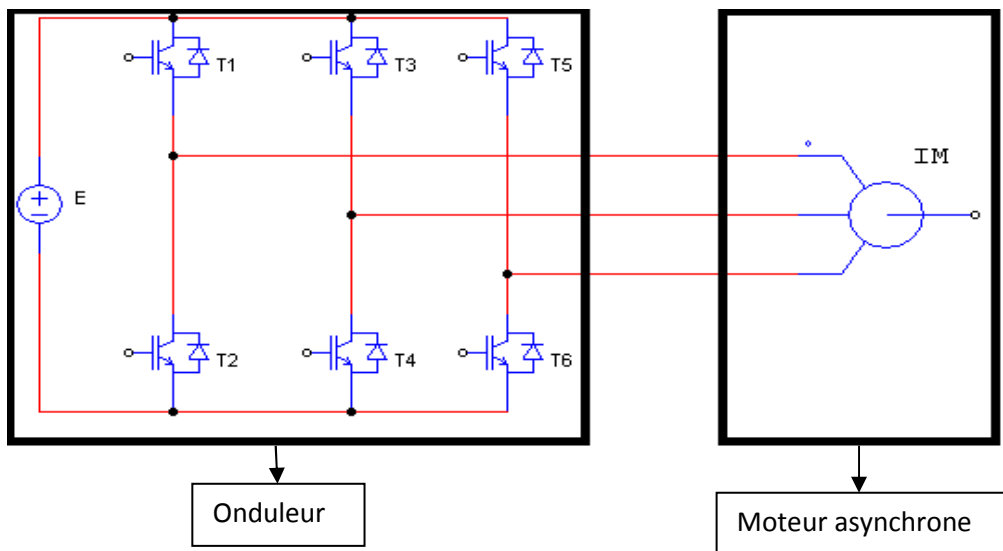


Figure I.15 Schéma de principe d'un onduleur triphasé de tension sous Psim.

#### I.11.1 Les onduleurs Triphasés de courant

Avec les onduleurs de courant on peut utiliser les mêmes techniques de MLI qu'avec les onduleurs de tension. En effet, il y a une similitude forte aux techniques de modulation, bien que des différences mineures existent.

L'étude faite pour la MLI d'une phase, ne peut pas être transposée à l'ensemble de trois phases. Les commutations se font, en effet, entre les trois interrupteurs réunis à la même borne de la source de courant et non plus entre les deux interrupteurs montés en série entre les deux bornes de source de tension.

La tension appliquée à un moteur à courant alternatif, synchrone ou asynchrone, doit augmenter en même temps que la fréquence. Dans les onduleurs de tension à MLI on demande le plus souvent à la commande de l'onduleur de faire à la fois la fréquence et la valeur du fondamental de la sortie. Par contre, dans les onduleurs de courant à MLI on peut faire varier le rapport entre le courant continu d'entrée et le fondamental des courants

## Chapitre I: Etude Théorique

---

alternatifs de sortie, donc entre le fondamental des tensions alternatives de sortie et le courant continu d'entrée. Mais ce rapport dépend aussi du facteur de déplacement du fondamental. Souvent dans les équipements avec onduleur de courant, on règle le transfert d'énergie par le convertisseur situé entre la source d'énergie et l'onduleur : hacheur continu ou redresseur si l'énergie vient du réseau alternatif. On demande alors à l'onduleur seulement de faire varier la fréquence et d'optimiser la forme d'onde de ses courants de sortie [17].

En général, la commande en modulation de largeur d'impulsion de l'onduleur de courant en pont triphasé permet :

-D'assurer le réglage de l'amplitude de la fondamentale du courant de sortie.

-D'améliorer le contenu harmonique de ce courant en déplaçant le spectre harmonique vers les fréquences élevées. Ces objectifs peuvent être atteints en utilisant soit une modulation : intersective, vectorielle ou précalculée.

### **I.12 Les Onduleur multi-niveaux**

Par définition, l'onduleur de tension multi-niveaux possède trois ou plusieurs niveaux. L'objectif de cette partie est de donner une vue générale des trois topologies de bas des onduleurs multi-niveaux : la topologie a diode de bouclage, la topologie au condensateur flotteur et la topologie en cascade [18].

### **I.13 Domaines d'application**

Les deux grands domaines d'applications classiques des onduleurs de tension sont les alimentations de secours et la commande des moteurs alternatifs. Ils sont également caractéristiques de deux grandes familles, respectivement celle des systèmes à fréquence fixe et celle des systèmes à fréquence variable. Les onduleurs photovoltaïques sont aussi utilisés pratiquement dans toutes les applications photovoltaïques (autonomes, hybrides et connectées aux réseaux).

### **I.14 La commande des onduleurs**



## Chapitre I: Etude Théorique

---

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.

### I.14.1 Technique MLI engendrée

La commande MLI Triangulo-sinusoïdale consiste à comparer une valeur de tension de référence de fréquence  $f_r$ , image du signal souhaité à la sortie appelée modulante, à une porteuse triangulaire ou en dent de scie de fréquence  $f_p$ . Les points d'intersection entre la modulante et la porteuse engendrent l'enclenchement/déclenchement constituant ainsi une impulsion de durée variable et l'ensemble de ces impulsions reconstitue, de ce fait, le fondamental de la sinusoïde de référence [19].

Le taux de la modulation  $r$  qui est l'image du rapport des amplitudes des tensions de la référence  $V_m$  sur celle de la porteuse  $V_{pm}$ .

$$r = \frac{V_m}{V_{pm}} \quad (I.2)$$

Pour éliminer les harmoniques de rang pair et les harmoniques de rang 3, l'indice de modulation  $m$  doit être impair et multiple de 3.

La porteuse la plus adaptée aux convertisseurs à deux niveaux est la triangulaire bipolaire. La (figure I.16) représente le principe de génération des impulsions de commande d'un bras d'un onduleur de tension à deux niveaux.

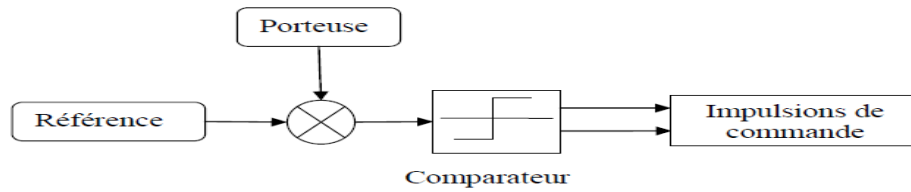


Figure I.16 Principe de la MLI Sinus-Triangle pour onduleur monophasé.

Pour un onduleur monophasé de la figure I.14 l'application de cette stratégie de commande avec le logiciel Psim donne les résultats cités ci- dessous.

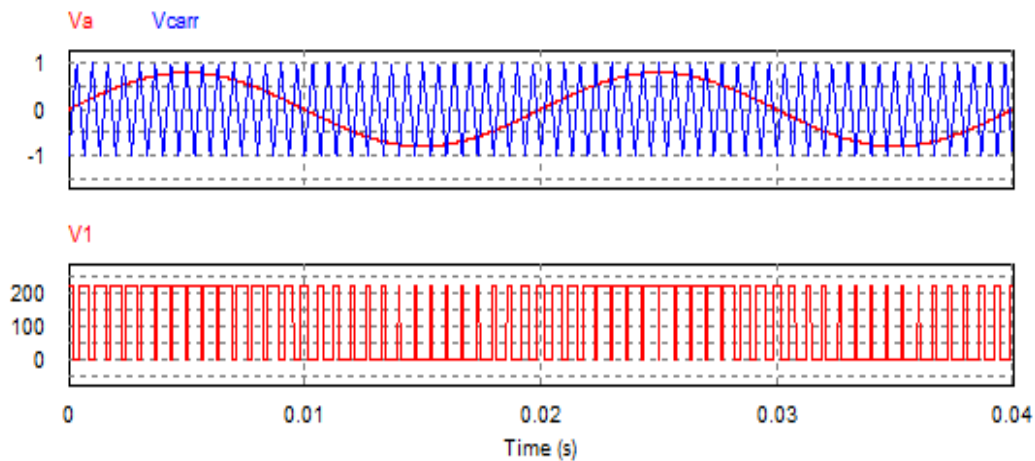


Figure I.17 Forme des signaux de commande, la tension de sortie pour un onduleur monophasé.

Ce principe de modulation s'applique aussi pour un montage triphasé de la figure I.18

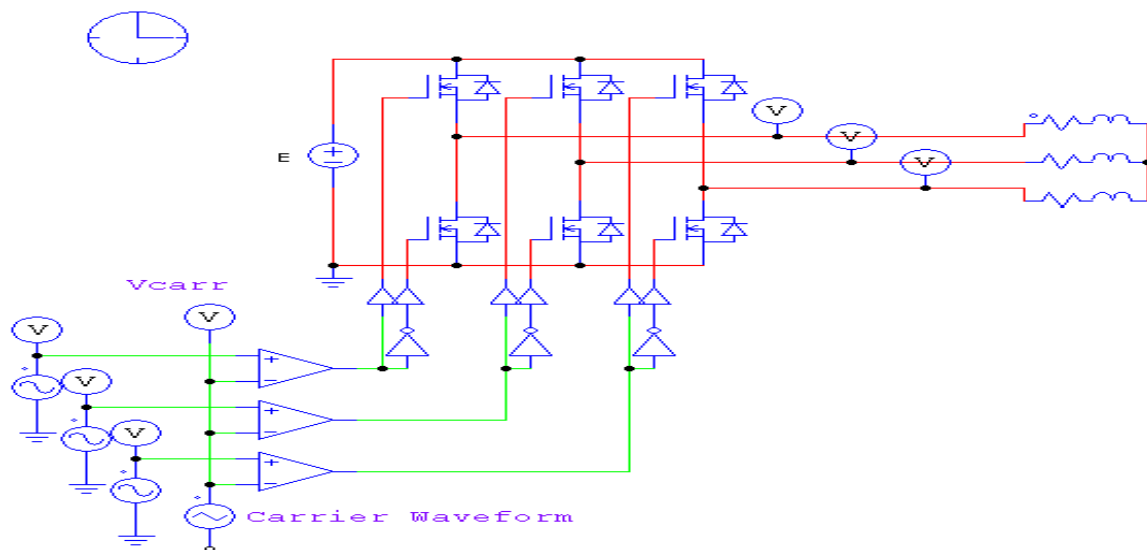


Figure I.18 Principe de la MLI Sinus- Triangle pour onduleur triphasé.

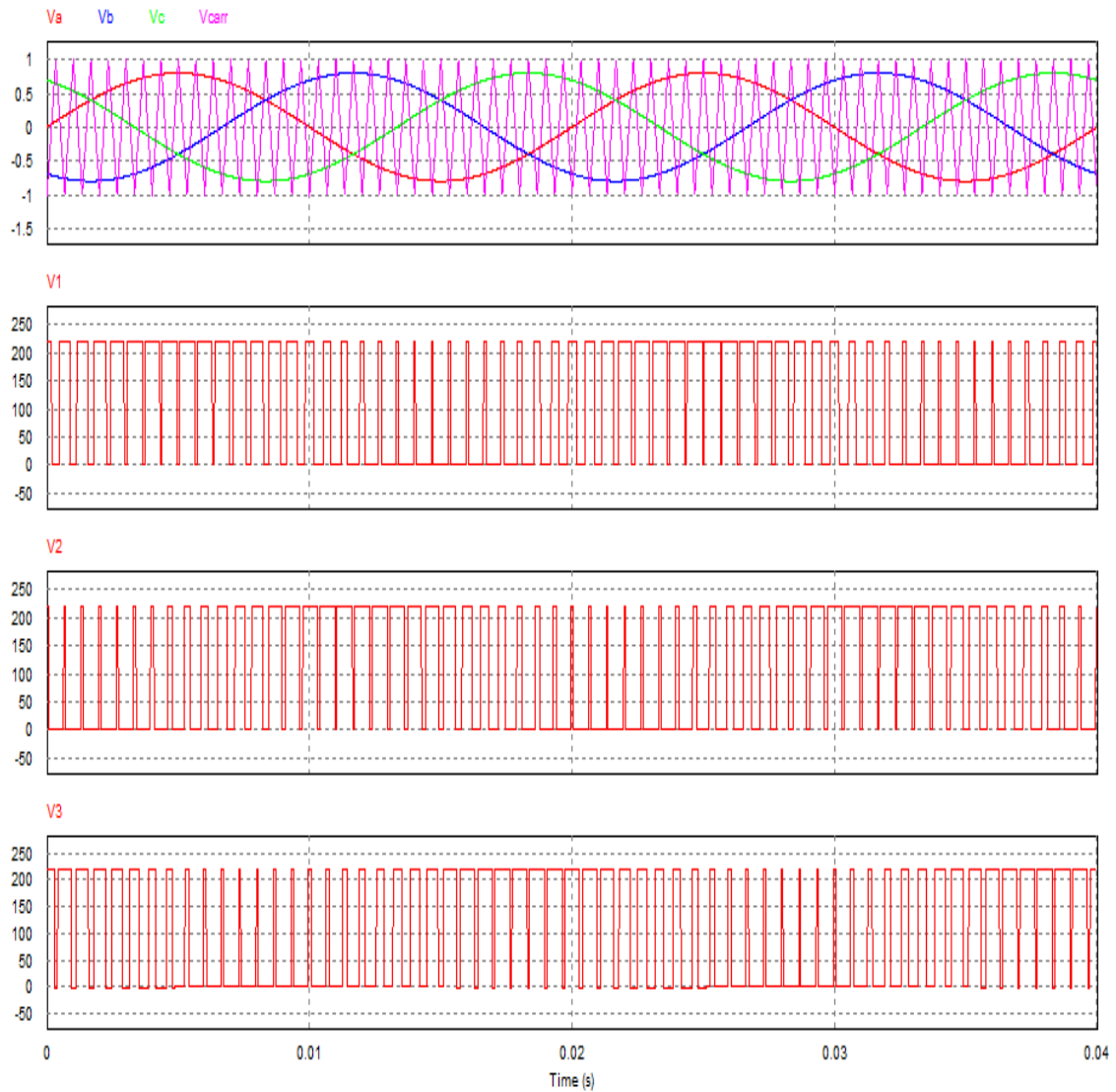


Figure I.19 Forme des signaux de commande  $V_1, V_2, V_3$ .

### I.14.2 Technique MLI calculée (programmée)

Cette technique consiste à calculer les instants de commutation (séquences de Fonctionnement) de manière à répondre à certains critères portant sur le spectre fréquentiel de l'onde délivrée par l'onduleur. Ces séquences de fonctionnement sont alors mémorisées et restituées cycliquement pour assurer la commande des interrupteurs. Les critères usuellement retenus sont: l'élimination d'harmoniques de rangs spécifiés ou l'élimination d'harmoniques dans une bande de fréquences spécifiée

### I.15 Conclusion

D'après ce chapitre, on conclut que les problèmes environnementaux et la consommation d'énergie sont derrière l'intérêt récent et croissant donné par de nombreux chercheurs et de constructeurs d'automobiles aux véhicules électriques. L'entraînement du moteur, qui est le cœur du système de propulsion de l'EV, est constitué d'un moteur électrique, un convertisseur de puissance et une unité de commande électronique. En raison de sa robustesse, entretien moindre, coût moindre par rapport à la puissance, le MAS (moteur asynchrone) est le meilleur candidat pour la propulsion des véhicules électriques.

Dans ce chapitre nous avons présenté brièvement le moteur asynchrone ainsi que ses deux types de commande qui sont la commande scalaire et la commande vectorielle. La partie commande des onduleurs de tension présente une part décisive, elle permet de modifier voire améliorer la qualité des signaux de sortie. La technique MLI présente l'une des techniques les plus utilisées, elle permet d'obtenir un bon spectre de sortie en augmentant l'indice de modulation mais ça nécessite un espace mémoire considérable pour une implémentation numérique. La technique MLI programmée avec asservissement du fondamental et élimination d'harmoniques objet de ce mémoire est présentée au chapitre suivant.

### II.1 Introduction

La qualité et les performances des onduleurs de tension dépendent largement de la Stratégie de commande utilisée. Les différentes stratégies MLI se divisent en deux grandes catégories : la MLI engendrée (triangulo-sinusoidale) et la MLI calculée ou programmée. Analytiquement, ces techniques présentent des équations transcendantes et difficiles à résoudre en temps réel. Néanmoins, elles se prêtent bien à une implémentation analogique. Leur numérisation est coûteuse en temps de calcul et en espace mémoire. La MLI programmée optimise une fonction particulière, comme par exemple la minimisation des pertes, la réduction des fluctuations du couple ou l'élimination sélective d'harmoniques.

Malgré la difficulté de calcul des angles de commutation, la technique SHE PWM présente plusieurs avantages par rapport à la PWM engendrée à modulation sinusoidale (SPWM). Meilleure élimination des harmoniques indésirables, pertes de commutation moindres, la limite minimale de largeur d'impulsion peut être atteinte facilement et la sur-modulation est possible [20].

### II.2 Avantages de la MLI calculée

Les techniques MLI programmée rencontrent une difficulté concernant les valeurs des angles de commutation, mais malgré ces difficultés de calcul, la MLI calculée présente plusieurs avantages par rapport à la MLI engendrée à modulation sinusoidale.

-Réduction d'environ 50% dans la fréquence de commutation est atteinte en comparaison avec la MLI engendrée à référence sinusoidale, ce qui contribue à une réduction des pertes à la commutation, et permet l'utilisation des interrupteurs GTO pour les convertisseurs haute puissance.

-Un gain élevé en tension dû à la sur modulation possible (la valeur du fondamental).

-La MLI calculée permet d'obtenir un bon spectre dans les grandeurs de sortie : tension et courant et par conséquent les ondulations dans le courant continu –DC- d'entrée seront réduites, le filtre d'entrée à son tour sera aussi réduit [21].

### II.2 Principe de la MLI Calculée de PATEL et HOFT

Le principe de la technique de modulation par élimination d'harmoniques a été introduit pour la première fois par Trumbull en 1964 puis développé par Patel et Hoft [19].

## Chapitre II : La Technique (SHE-PWM)

---

Cette technique consiste à former l'onde de sortie d'une succession de créneaux de largeurs variables et contrôlables. Les angles de commutation sont déterminés de façon à éliminer certains harmoniques gênants dans l'onde de sortie. Améliorant ainsi le rendement du système onduleur-machine par la réduction des ondulations du couple, ainsi que des pointes de courant et des pertes dans la machine.

Pour un onduleur monophasé en demi-pont de la figure II l'onde de sortie par cette technique est représentée sur la figure II.1 c'est une onde à double symétrie par rapport au quart et à la demi-période.

La technique MLI (programmée) est basée sur l'algorithme de Patel et Hoft. Dans cette technique, il est possible d'asservir le fondamental de la tension MLI et d'annuler les amplitudes des (m-1) premiers harmoniques.

La tension MLI (programmée) est définie en fonction des angles exacts de commutation  $\alpha_1, \dots, \alpha_m$  qui correspondent aux instants de commutation de la tension MLI (Programmée) d'une valeur positive  $+E/2$  à une valeur négative  $-E/2$  ou inversement. Ces angles sont dits 'exactes' car ils sont calculés avec une très grande précision. L'indice m est le nombre d'angles de commutation de la tension MLI 'programmée' ou nombre de commutations par quart-d'onde.

La tension MLI est construite de façon à présenter une symétrie demi-onde (fonction impaire par rapport à l'angle  $\pi$ ). Cette symétrie permet de supprimer certains types d'harmoniques, ce qui simplifie le développement en série de Fourier de cette tension MLI et réduit le taux d'harmoniques. Ensuite, on fixe l'amplitude du fondamental à la valeur  $im$  et on annule les amplitudes des (m-1) premiers harmoniques.

Le taux de modulation défini par :

$$Im = \frac{V}{E/2} \quad (II.1)$$

Avec V la tension du fondamental, E la tension continue alimentant l'onduleur et E/2 la tension nominale  $V_n$ . Pour calculer les angles exacts de commutation  $\alpha_1, \dots, \alpha_m$ , on doit résoudre un système de m équations non linéaires à m inconnues  $\alpha_1, \dots, \alpha_m$ . Ces angles exacts de commutation sont calculés par ordinateur puis convertis en valeurs temporelles.

Un circuit numérique génère alors la tension MLI (programmée) en fonction du temps. En conclusion, on peut dire que la technique MLI (programmée) présente de nombreux avantages :

## Chapitre II : La Technique (SHE-PWM)

- Asservissement de la tension  $V$  du fondamental
- Variation de la fréquence  $f$  du fondamental en utilisant la relation de conversion d'une valeur angulaire en valeur temporelle :  $\alpha = 2\pi ft$
- Elimination des  $(m-1)$  premiers harmoniques

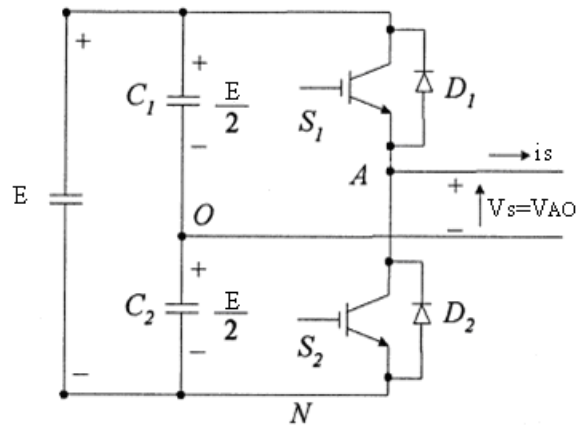


Fig.II.1 Onduleur monophasé en demi-pont.

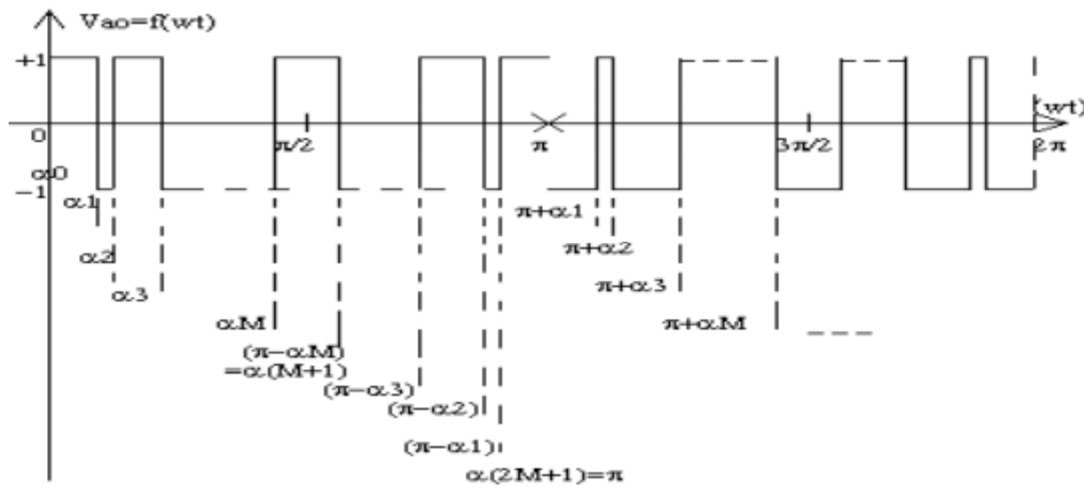


Fig II.2 Forme d'onde MLI calculé pour un onduleur monophasé en demi-pont.

Par décomposition en série de Fourier on trouve :

$$V_{an} = f(\alpha) = a_0 + \sum_{n=1}^{\infty} (a_n \sin(n\alpha) + b_n \cos(n\alpha)) \quad (\text{II.2})$$

Avec :

$$a_0 = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} f(\alpha) d\alpha \quad (\text{II.3})$$

## Chapitre II : La Technique (SHE-PWM)

---

$$a_n = \frac{2}{\pi} \int_0^\pi f(a) \sin(na) da \quad (\text{II.4})$$

$$b_n = \frac{1}{\pi} \int_0^\pi f(a) \cos(na) da \quad (\text{II.5})$$

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

Remplaçons f(α) par sa valeur dans l'équation :

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

$$a_n = \frac{2}{\pi} \left[ \sum_{k=0}^{2M} \int_{a_k}^{a_{(2M+1)}} \sin(na) da \right] \quad (\text{II.6})$$

n=1,3,5.....

$$a_n = \frac{2}{n\pi} \left[ \sum_{k=0}^{2M} (-1)^k (\cos(na_k) - \cos(na_{k+1})) \right] \quad (\text{II.7})$$

Avec  $a_{2M+1} = \pi$  et  $\alpha_0 < \alpha_1 < \alpha_2 < \dots < \alpha_{(2M+1)}$

$$a_n = \frac{2}{n\pi} [\cos(na_0) - \cos(na_{2M+1}) + 2 \sum_{k=1}^{2M} (-1)^k \cos(na_k)] \quad (\text{II.8})$$

Comme :  $a_0 = 0$

$$a_{2M+1} = \pi$$

On déduit :

$$\cos(na_0) = 1$$

$$\cos(na_{2M+1}) = (-1)^n$$

D'où

$$a_n = \frac{2}{n\pi} [1 - (-1)^n + 2 \sum_{k=1}^{2M} (-1)^k \cos(na_k)] \quad (\text{II.9})$$

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

$$b_n = \frac{-4}{n\pi} \sum_{K=1}^{2M} (-1)^K \cos(na_K) \quad (\text{II.10})$$

Comme n doit être impair on peut écrire :

$$a_n = \frac{4}{n\pi} [1 + \sum_{K=1}^{2M} (-1)^K \cos(na_K)] \quad n \text{ impair} \quad (\text{II.11})$$

$$b_n = \frac{4}{n\pi} [-\sum_{K=1}^{2M} (-1)^K \sin(na_K)] \quad n \text{ impair} \quad (\text{II.12})$$



## Chapitre II : La Technique (SHE-PWM)

---

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

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

Et d'après la figure II.1 :

$$a_k = \pi - a_{2M-k+1} \quad K=1,2,\dots,M$$

D'où :

$$\sin(na_K) = \sin(n(\pi - a_{2M-K+1})) \quad (\text{II.13})$$

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

Pour n impair on a :

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

D'où :

$$\sin(na_K) = \sin(na_{2M-K+1}), K=1,2,\dots,M \quad (\text{II.14})$$

Remplaçons (II.13) dans (II.12) :

$$b_n = \frac{4}{n\pi} \sum_{K=1}^M (\sin(na_K) - \sin(na_{2M-K+1})) = 0 \quad (\text{II.15})$$

D'autre part :

$$\cos(na_K) = \cos(n(\pi - a_{2M-K+1})) \quad (\text{II.16})$$

$$\cos(na_K) = \cos(n\pi) \cos(na_{2M-K+1}) + \sin(n\pi) \sin(na_{2M-K+1}) \quad (\text{II.17})$$

$$D'où : \cos(na_K) = \cos(n(\pi - a_{2M-K+1})) \quad (\text{II.18})$$

Remplaçons (II.17) dans (II.10), on obtient :

$$a_n = \frac{4}{n\pi} [1 + 2 \sum_{K=1}^M (-1)^K \cos(na_K)] \quad (\text{II.19})$$

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

On considère une alimentation unitaire  $E_d/2=1$ .

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

$$V_{ao}(t) = f(\omega t) = \sum_{n=1}^{\infty} a_n \sin(n\omega t) \quad (\text{II.20})$$

Le système d'équations (II.6) 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  $f_n$  :

$$f_n(\omega t) = a_n \cdot \sin(n\omega t) \quad (\text{II.21})$$

D'assigner une valeur déterminée au fondamental  $f_1$  :

$$f_1(\omega t) = a_1 \cdot \sin(\omega t) \quad (\text{II.22})$$

## Chapitre II : La Technique (SHE-PWM)

---

Ces équations sont non linéaires. On utilisera la méthode de Newton-Raphson pour résoudre ce système de  $m$  équations non linéaires à  $m$  inconnues, méthode que l'on décrira en détail le paragraphe suivant

### II.3 Calcul des valeurs exactes des angles de commutation par la méthode de NEWTON-RAPHSON

La relation (II.7) est un système de  $m$  équations non linéaires à  $m$  inconnues  $a_1, \dots, a_m$ .

On assigne une valeur déterminée  $I_m$ , appelée indice de modulation, à l'amplitude  $a_1$  du fondamental et on annule les amplitudes  $a_n$  des  $(m-1)$  premiers harmoniques.

On résout ce système par la méthode itérative de Newton-Rafeson. Celle-ci converge bien (Quadratiquement) si l'on possède un bon estimé initial de la solution. Cet estimé peut être obtenu par la méthode du gradient. Mais, celle-ci étant lente (convergence linéaire), on utilisera plutôt l'algorithme 'on-line' de Taufik, Mellitt et Goodman [19] pour estimer rapidement les valeurs initiales de la solution du système non linéaire. 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.

Finalement on obtient un système de  $m$  équations non linéaires de la forme

$$a_n = \frac{4}{n\pi} [1 + 2 \sum_{K=1}^M (-1)^K \cos(na_K)] \quad (\text{II.23})$$

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 s'écrit encore :

$$a_1 = \frac{4}{\pi} [1 + 2 \sum_{K=1}^M (-1)^K \cos(a_K)] = -im \quad (\text{II.24})$$

$$a_5 = \frac{4}{5\pi} [1 + 2 \sum_{K=1}^M (-1)^K \cos(5a_K)] = 0 \quad (\text{II.25})$$

$$a_7 = \frac{4}{7\pi} [1 + 2 \sum_{K=1}^M (-1)^K \cos(7a_K)] = 0 \quad (\text{II.26})$$

$$a_{11} = \frac{4}{11\pi} [1 + 2 \sum_{K=1}^M (-1)^K \cos(11a_K)] = 0 \quad (\text{II.27})$$

$$a_{13} = \frac{4}{13\pi} [1 + 2 \sum_{K=1}^M (-1)^K \cos(13a_K)] = 0 \quad (\text{II.28})$$

.....

$$a_n = \frac{4}{n\pi} [1 + 2 \sum_{K=1}^M (-1)^K \cos(na_K)] = 0 \quad (\text{II.29})$$

Ces amplitudes sont normalisées 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. 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  $\pi$  du fondamental. Ce déphasage est sans effet sur le moteur.

En résumé, on a un système de forme générale :

$$f_1(a_1, a_2, a_3, \dots, a_m) = \frac{4}{\pi} [1 + 2 \sum_{K=1}^M (-1)^K \cos(a_K)] + im = 0 \quad (\text{II.30})$$

$$f_2(a_1, a_2, a_3, \dots, a_m) = \frac{4}{5\pi} [1 + 2 \sum_{K=1}^M (-1)^K \cos(5a_K)] = 0 \quad (\text{II.31})$$

$$f_3(a_1, a_2, a_3, \dots, a_m) = \frac{4}{7\pi} [1 + 2 \sum_{K=1}^M (-1)^K \cos(7a_K)] = 0 \quad (\text{II.32})$$

$$f_m(a_1, a_2, a_3, \dots, a_m) = \frac{4}{n\pi} [1 + 2 \sum_{K=1}^M (-1)^K \cos(na_K)] = 0 \quad (\text{II.33})$$

Avec  $m$  impair,  $n$  impair et différent de 3 et d'un multiple de 3. Pour résoudre ce système, on va utiliser la méthode itérative de Newton-Raphson. Mais on doit localiser préalablement la solution cherchée.

### II.4 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 celle-ci est lente. On va utiliser l'algorithme de Toufik, Mellite et Goodman, noté TMG [22].

### II.5 Algorithme TMG

## Chapitre II : La Technique (SHE-PWM)

Donnons une brève description de l'algorithme.

$$\alpha(k) = \frac{60(k+1)}{(m+1)} - \left[ \frac{2 \times 60}{(m+1)} \times \frac{\Delta_k}{0.8} \times NP1 \right] \quad k = 1, 3, 5, \dots, m \quad (\text{II.34})$$

Avec :

$$\Delta_k = 0.4025 \sin \left[ \frac{59.184^\circ (k - 0.5)}{m} + 60.408^\circ \right] \quad (\text{II.35})$$

Avec NP1 le taux de modulation (identique au taux de modulation r) variant de 0 à 0.8.

k pair :

$$\alpha(k) = \frac{60k}{(m+1)} + \left[ \frac{2 \times 60}{(m+1)} \times \frac{\Delta_k}{0.8} \times NP1 \right] \quad k = 2, 4, \dots, (m-1) \quad (\text{II.36})$$

Avec :

$$\Delta_k = 0.381 \sin \left[ \frac{k}{(m-1)} \left( 58.558 - \frac{1.135 \times 11}{(m-2)} \right) \right] \quad (\text{II.37})$$

NP1 le taux de modulation (identique au taux de modulation r) variant de 0 à 0.8.

Pour NP1 supérieur à 0.8, on utilisera les facteurs de correction suivants :

k impair:

$$\alpha(k)_{précis} = \alpha(k)_{approx} - \frac{(NP1 - 0.8)^2}{0.09} \times \frac{13}{m} \times \sin \left[ \frac{180k}{m+5} \right] \quad (\text{II.38})$$

k pair:

$$\alpha(k)_{précis} = \alpha(k)_{approx} - \frac{(NP1 - 0.8)^2}{0.09} \times \frac{14}{m} \times \sin \left[ \frac{180(k-1.5)}{m} \right] \quad (\text{II.39})$$

### II.6 Résolution du système non linéaire par la Méthode de Newton Raphson

Algorithme

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

Le vecteur solution du système non linéaire :

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

## Chapitre II : La Technique (SHE-PWM)

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

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

$$f_i(\alpha^*) = f_i(\alpha^{(k)} + (\alpha^* - \alpha^{(k)})) = f_i\left(\alpha^{(k)}\right) + \sum_{j=1}^m \left[ \frac{\partial f_i(\alpha)}{\partial \alpha_j} \right]_{\alpha=\alpha^{(k)}} (\alpha_j^* - \alpha_j^{(k)}) + \dots$$

$$\dots + \frac{1}{2!} \sum_{j=1}^m \sum_{r=1}^m (\alpha_j^* - \alpha_j^{(k)}) (\alpha_r^* - \alpha_r^{(k)}) \left[ \frac{\partial^2 f_i(\alpha)}{\partial \alpha_j \partial \alpha_r} \right]_{\alpha=\alpha^{(k)}} + \dots = 0 \quad \text{pour } i=1, \dots, m \quad (\text{II.40})$$

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

Le système (II.10) s'écrit donc:

$$\sum_{j=1}^m \frac{\partial f_i(\alpha)}{\partial \alpha_j} \Big|_{\alpha=\alpha^{(k)}} (\alpha_j^* - \alpha_j^{(k)}) = -f_i(\alpha^{(k)}) \quad (\text{II.41})$$

Avec  $i=1, \dots, m$

Définissons la matrice des dérivées premières :

$$E^{(k)} = \left( E_{ij}^{(k)} \right)$$

$$\text{Avec } E_{ij}^{(k)} = \left[ \frac{\partial f_i(\alpha)}{\partial \alpha_j} \right]_{\alpha=\alpha^{(k)}} \quad i=1, \dots, m \quad j=1, \dots, m \quad (\text{II.42})$$

D'où :

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

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

Définissons le vecteur erreur :

$$\Delta \alpha^{(k)} = \left[ \Delta \alpha_1^{(k)}, \Delta \alpha_2^{(k)}, \dots, \Delta \alpha_m^{(k)} \right]^t \quad (\text{II.43})$$

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

Soit le vecteur :

## Chapitre II : La Technique (SHE-PWM)

---

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

$$\text{Avec : } F_i^{(k)} = -f_i(\alpha^{(k)}).$$

Alors le système (II.12) s'écrit sous la forme matricielle suivante :

$$E^{(k)} \cdot \Delta\alpha^{(k)} = F^{(k)} \quad (\text{II.44})$$

Où  $\Delta\alpha^{(k)}$  est le vecteur inconnu. Le système (II.13) est un système linéaire que l'on peut résoudre par l'algorithme de Gauss. Celui-ci sera décrit en détail plus loin.

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

On continue jusqu'à ce que :

$$\left| \alpha^* - \alpha^{(k)} \right| \rightarrow 0$$

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

- 1)  $k \geq KMAX$
- 2)  $\left| f_i(\alpha^{(k+1)}) \right| \leq E0$

Où E0 est une borne supérieure de l'erreur fixée à priori et KMAX le nombre maximum d'itérations admissible.

### II.7 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons montré que le calcul des valeurs *exactes* des angles de commutation d'une tension MLI, avec asservissement du fondamental et élimination harmonique, exige la résolution d'un système de m équations non linéaires à m inconnues, m étant le nombre de commutations par quart-d'onde.

## Chapitre III : Simulation de la technique (SHE-PWM)

### III.1 INTRODUCTION

Les techniques de commande d'entraînements du moteur asynchrone sont bien traitées dans la littérature [21]. Dans la pratique, ces stratégies de commande produisent des harmoniques indésirables dans la sortie de l'onduleur. Une solution bien connue pour résoudre le problème des harmoniques indésirables est l'utilisation de la commande en modulation de largeur d'impulsion avec élimination sélective des harmoniques (SHE PWM).

### III.2 Simulation de l'algorithme MLI calculé

Tableau III.2 présenté l'intervalle de indice de modulation  $m$  et nombre des équations  $m$  trouvé. Tableau III.1 présent la variation des angles de commutation ( $m=19$ ) en fonction de variation de l'indice de modulation ( $16 < m < 24$ ).

<b>Im*100</b>	<b>16</b>	<b>17</b>	<b>18</b>	<b>19</b>	<b>20</b>	<b>21</b>	<b>22</b>	<b>23</b>	<b>24</b>
<b>a</b>									
<b>a1</b>	5.58	5.56	5.53	5.51	5.48	5.46	5.43	5.40	5.38
<b>a2</b>	6.07	6.08	6.08	6.09	6.09	6.10	6.10	6.11	6.11
<b>a3</b>	11.58	11.55	11.53	11.50	11.48	11.45	11.42	11.40	11.37
<b>a4</b>	12.04	12.15	12.16	12.16	12.17	12.18	12.19	12.20	12.21
<b>a5</b>	17.57	17.55	17.49	17.49	17.47	17.44	17.41	17.39	17.36
<b>a6</b>	18.19	18.20	18.23	18.23	18.24	18.25	18.26	18.28	18.29
<b>a7</b>	23.57	23.54	23.48	23.48	23.46	23.43	23.40	23.37	23.35
<b>a8</b>	24.24	24.25	24.28	24.28	24.30	24.31	24.33	24.34	24.36
<b>a9</b>	29.56	29.53	29.48	29.48	29.45	29.42	29.39	29.37	29.34
<b>a10</b>	30.28	30.30	30.33	30.33	30.35	30.37	30.39	30.40	30.42
<b>a11</b>	35.56	35.53	35.47	35.47	35.44	35.42	35.39	35.36	35.33
<b>a12</b>	36.32	36.34	36.38	36.38	36.40	36.422	36.44	36.45	36.47
<b>a13</b>	41.56	41.53	41.47	41.47	41.44	41.42	41.39	41.36	41.33
<b>a14</b>	42.35	42.37	42.41	42.41	42.44	42.46	42.48	42.50	42.52
<b>a15</b>	47.56	47.53	47.48	47.48	47.45	47.42	47.39	47.37	47.34
<b>a16</b>	48.37	48.40	48.44	48.44	48.47	48.49	48.51	48.54	48.56
<b>a17</b>	53.57	53.54	53.49	53.49	53.46	53.43	53.40	53.38	53.35
<b>a18</b>	54.40	54.42	54.47	54.47	54.50	54.52	54.54	54.57	54.59
<b>a19</b>	59.58	59.55	59.53	59.50	59.47	59.45	59.42	59.40	59.37

# Chapitre III : Simulation de la technique (SHE-PWM)

Tableau III.1 Les valeurs des angles de commutation en fonction de variation de  $m$  [23].

Indice $m$	Nombre d'angle $m$
$0 < m < 0.1$	23
$0.1 < m < 0.2$	19
$0.2 < m < 0.4$	15
$0.4 < m < 0.6$	7
$0.6 < m < 0.8$	15
$0.8 < m < 1$	3

Tableau III.2 Nombre des angles de commutation.

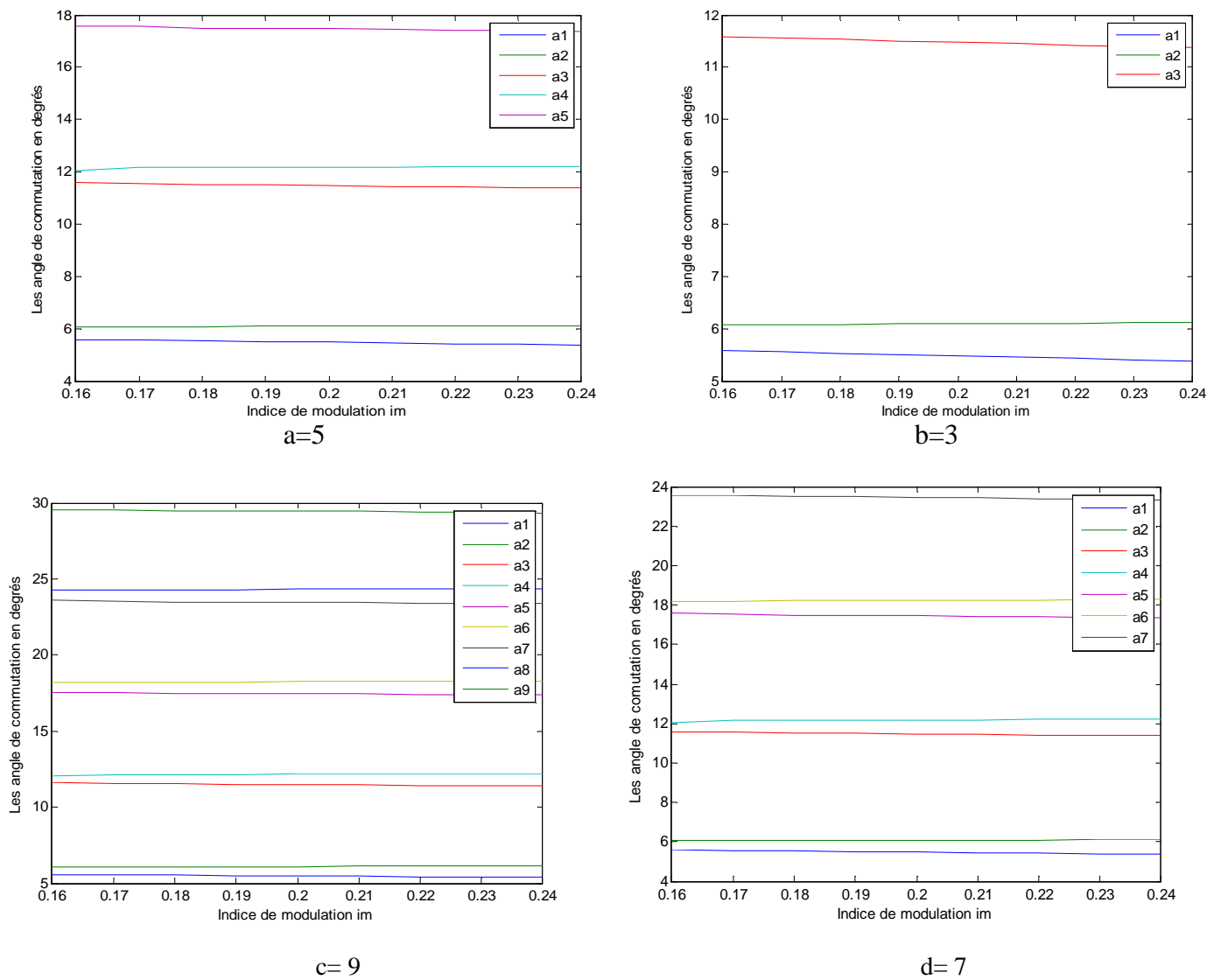


Figure III.1 Courbes des angles de commutation (a, b, c, d) en fonction de l'indice de modulation  $m$ .



## Chapitre III : Simulation de la technique (SHE-PWM)

---

On remarque que la variation des angles de commutation est proportionnelle avec la variation de l'indice de modulation  $m$ .

### III.3 Résultats de simulation

Pour la simulation nous avons choisi de varier la valeur du  $m$  de 1 jusqu'à sa valeur maximale  $m=100$ .

Pour  $m=100$ , on a choisi 5 angles de commutation, la fréquence du fondamental c'est 50Hz.

On a tracé les spectres du graphe SHE PWM. Le signal de commande (SHE-PWM) est donné dans la figure III.2.

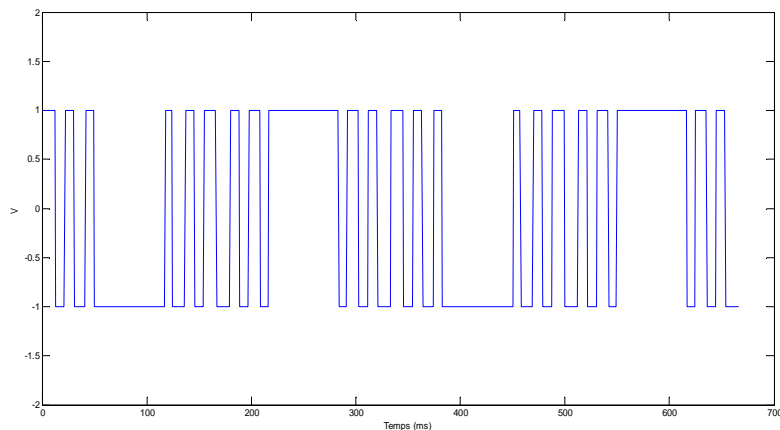


Figure III.2 Le signal de commande (SHE-PWM).

La figure III.3 donne le spectre du signal SHE PWM, On constate clairement que les quatre harmoniques (5, 7, 11, 13) avec leur fréquences respectivement ( $f=250\text{Hz}$ ,  $f=350\text{Hz}$ ,  $f=550\text{Hz}$ ,  $f=650\text{Hz}$ ) sont éliminés, et il ne reste que le fondamental, les harmoniques de rang 3 et multiples de 3, et les harmoniques supérieur ou égale à l'harmonique 17.

## Chapitre III : Simulation de la technique (SHE-PWM)

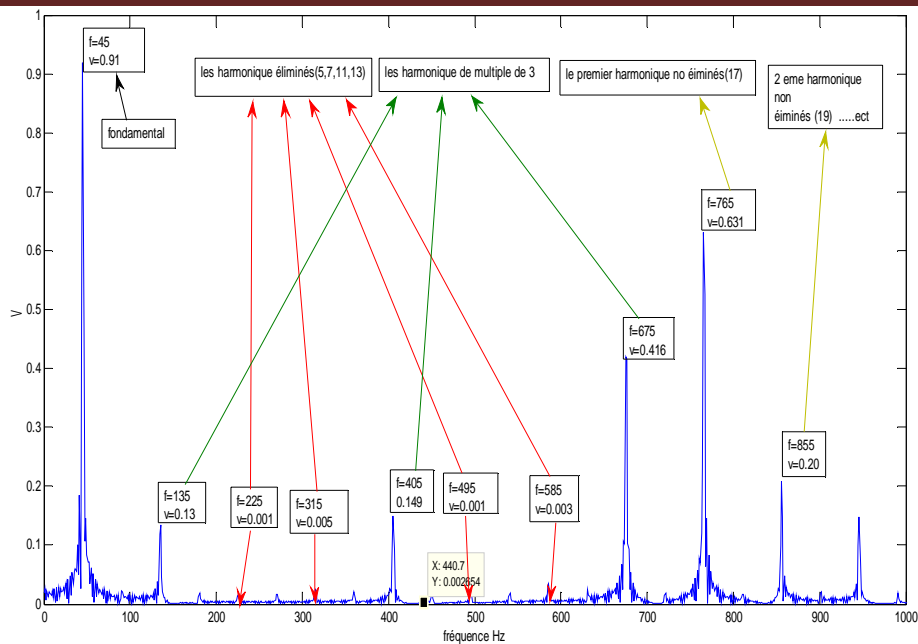


Figure III.3 Spectre du signal pour  $i_m=100$  et  $m=5$ .

- Pour  $m=5$  et  $i_m=90$ , on a dans la fréquence du fondamental 45Hz. La figure III.4 donne le spectre du signal, on constate clairement que les quatre harmoniques (5, 7, 11, 13), ( $f=225\text{Hz}$ ,  $f=315\text{Hz}$ ,  $f=495\text{Hz}$ ,  $f=585\text{Hz}$ ) sont éliminées il ne reste que le fondamental, les harmoniques de rang 3 et multiples de 3, et les harmoniques supérieur ou égale à l'harmonique 17.

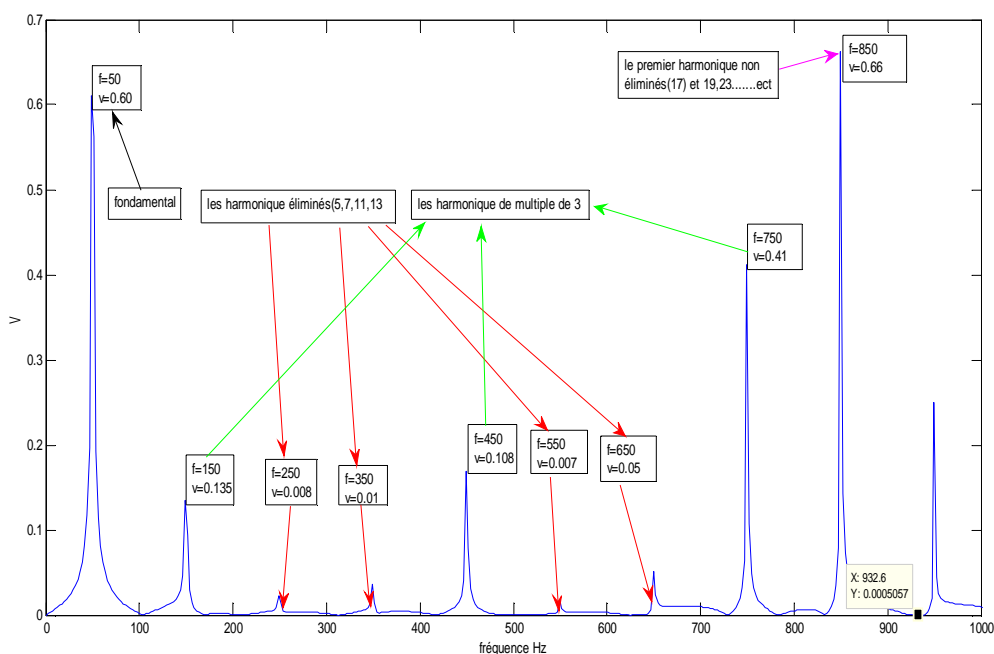


Figure III.4 Spectre du signal pour  $i_m=90$  et  $m=5$ .

## Chapitre III : Simulation de la technique (SHE-PWM)

- Pour  $m=5$ , et  $im=80$ , on a dans la fréquence fondamentale 40Hz. La figure III.5 donne le spectre du signal, on constate clairement que les quatre harmoniques (5, 7, 11,13), ( $f=200\text{Hz}$ ,  $f=280\text{Hz}$ ,  $f=440\text{Hz}$ ,  $f=620\text{Hz}$ ) sont éliminés et il ne reste que le fondamental, les harmoniques de rang 3 et multiples de 3, et les harmoniques supérieurs à l'harmonique 17.

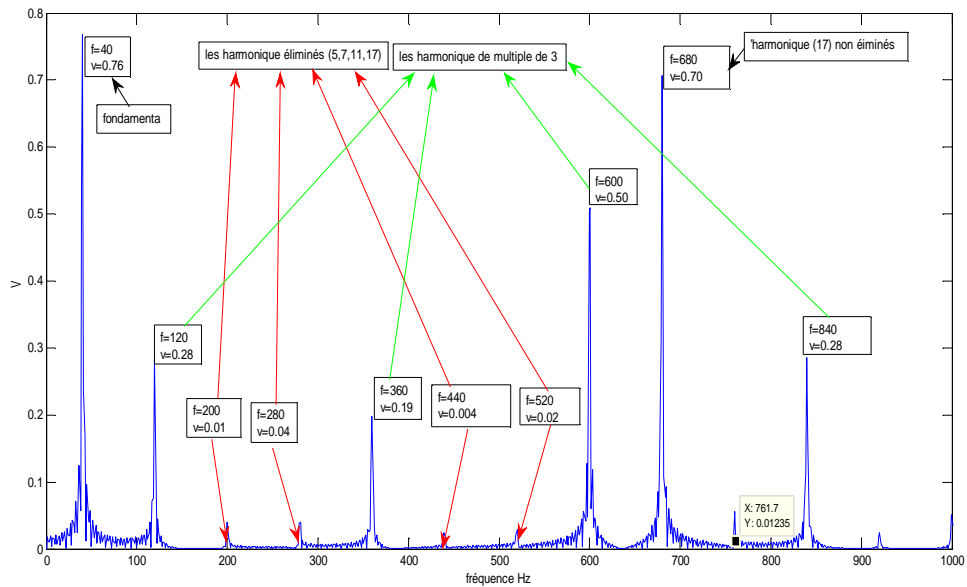


Figure III.5 Spectre du signal pour  $im=80$  et  $m=5$ .

- Pour  $m=7$ , et  $im=70$ , on a dans la fréquence fondamentale 35Hz. La figure III.6 donne le signal de commande (SHE-PWM) et la figure III.7 donne le spectre du signal, on constate clairement que les quatre harmoniques (5, 7, 11,13,17,19), ( $f=177\text{Hz}$ ,  $f=245\text{Hz}$ ,  $f=385\text{Hz}$ ,  $f=455\text{Hz}$ ,  $f=595\text{Hz}$ ,  $f=665\text{Hz}$ ) sont éliminés et il ne reste que le fondamental, les harmoniques de rang 3 et multiples de 3, et les harmoniques supérieurs ou égale à l'harmonique 23.

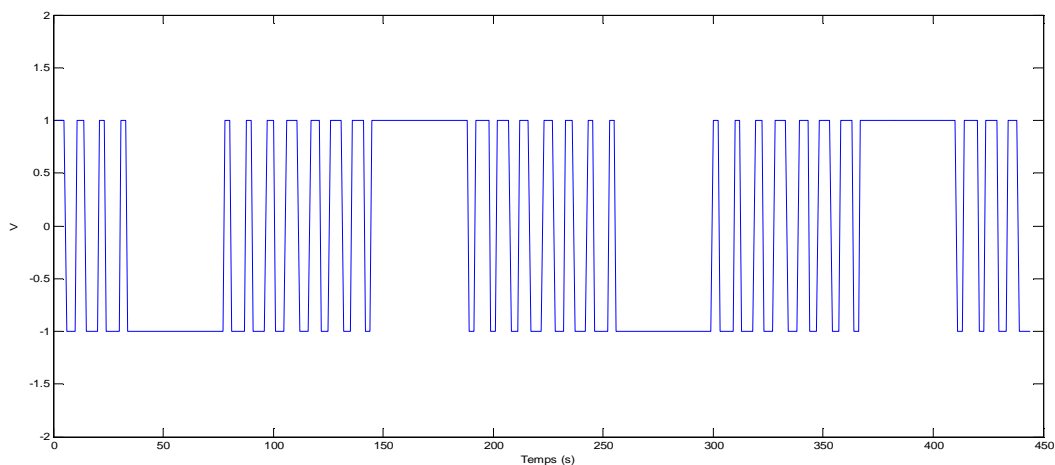


Figure III.6 Le signal de commande (SHE-PWM).

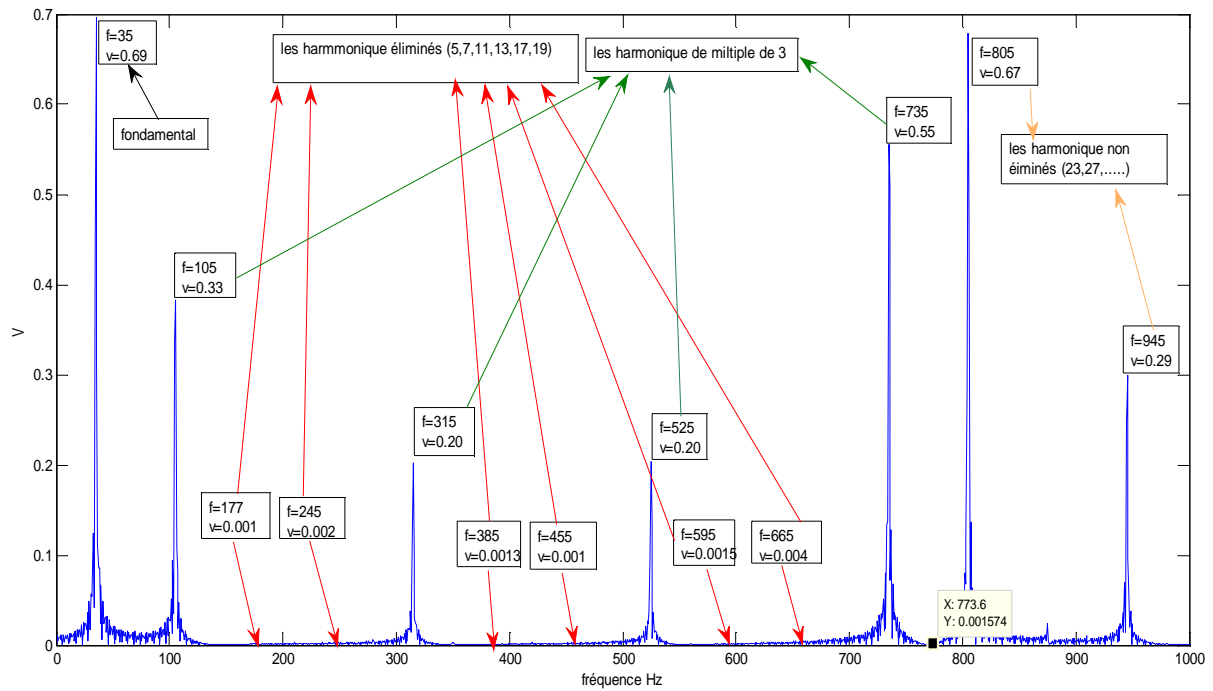


Figure III.7 Spectre du signal pour  $i_m=70$  et  $m=7$ .

- Pour  $m=7$  et  $i_m=60$ , on a dans la fréquence fondamental 30Hz. La figure III.8 donne le spectre du signal, on constate clairement que les quatre harmoniques (5, 7, 11, 13, 17, 19) ( $f=150\text{Hz}$ ,  $f=210\text{Hz}$ ,  $f=330\text{Hz}$ ,  $f=390\text{Hz}$ ,  $f=510\text{Hz}$ ,  $f=570\text{Hz}$ ) sont éliminés et il ne reste que le fondamental, les harmoniques de rang 3 et multiples de 3, et les harmoniques supérieurs à l'harmonique 23.

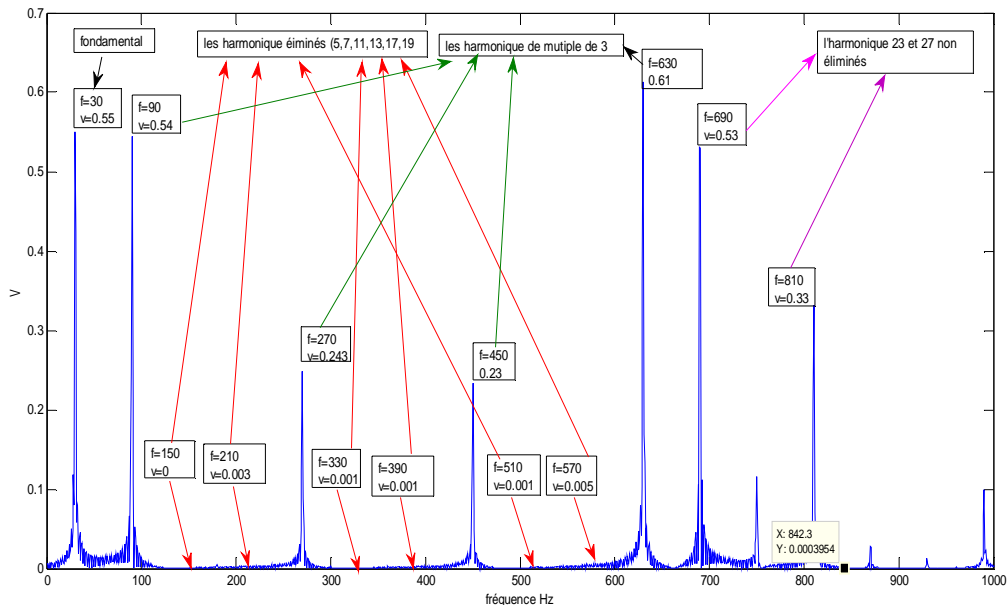


Figure III.8 Spectre du signal pour  $i_m=60$  et  $m=7$ .

## Chapitre III : Simulation de la technique (SHE-PWM)

- Pour  $m=7$ , et  $im=80$ , on a dans la fréquence fondamentale 40Hz. la figure III.9 donne le spectre du signal, on constate clairement que les quatre harmoniques (5, 7, 11,13,17,19),( $f=200\text{Hz}$ ,  $f=280\text{Hz}$ ,  $f=440\text{Hz}$ ,  $f=520\text{Hz}$ ,  $f=680\text{Hz}$ , $f=760\text{Hz}$ ) sont éliminés et il ne reste que le fondamental, les harmoniques de rang 3 et multiples de 3, et les harmoniques supérieurs ou égale à l'harmonique 23.

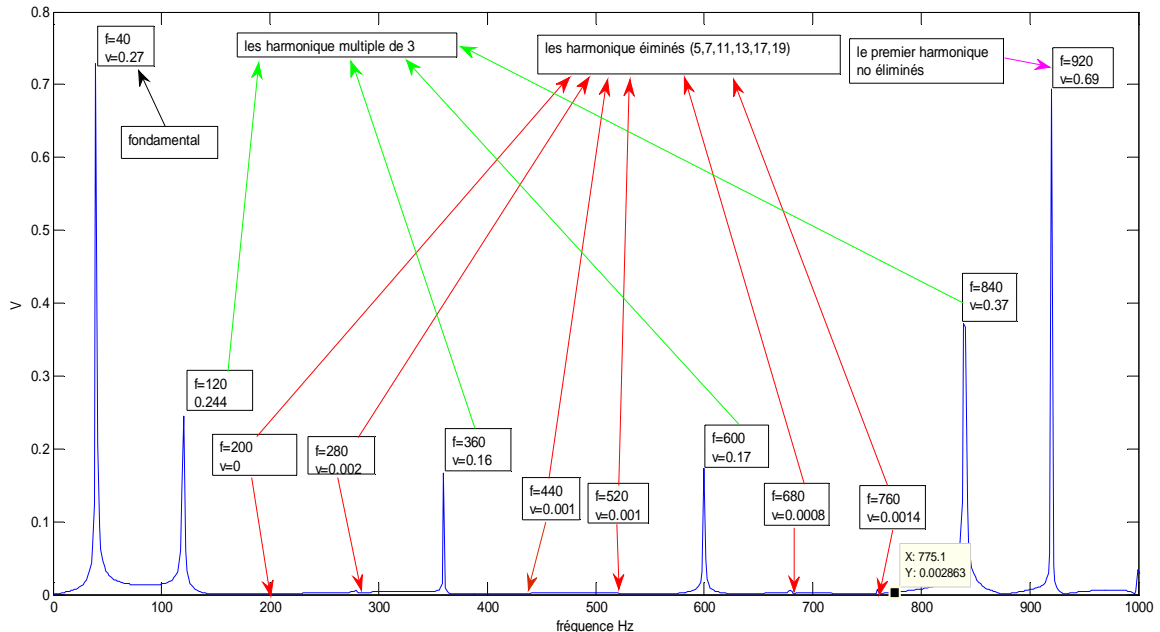


Figure III.9 Spectre du signal pour  $im=80$  et  $m=7$ .

- Pour  $im=80$  on a choisi 3 angles de commutation, on est dans la fréquence de 40Hz. on a tracé les formes de spectres fréquentiels dans la figure III.11. Le signal de commande pour  $m=3$  est donné par la figure III.10. on constate clairement que les quatre harmoniques (5, 7) pour ( $f=200\text{Hz}$ ) et ( $f=280\text{Hz}$ ) respectivement sont éliminés et il ne reste que le fondamental, les harmoniques de rang 3 et multiples de 3, et les harmoniques supérieurs ou égale à l'harmonique 11.

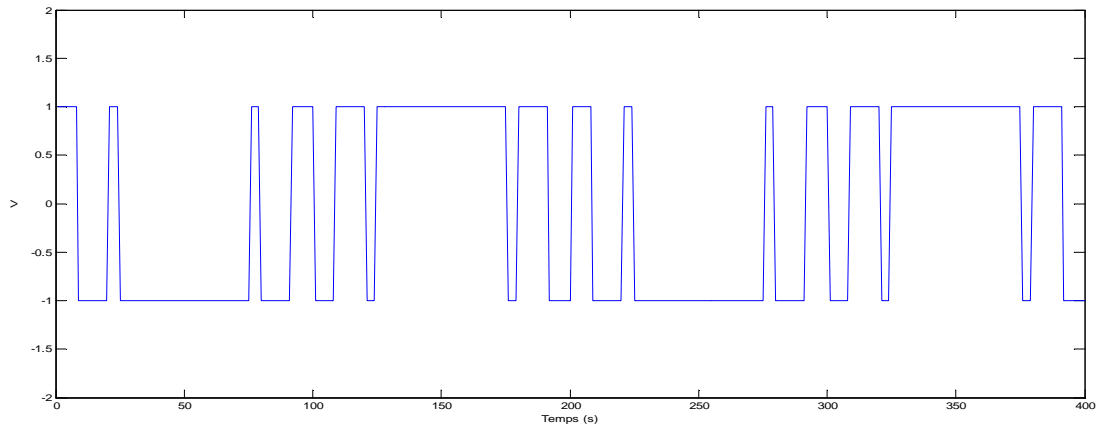


Figure III.10 Le signal de commande (SHE-PWM).

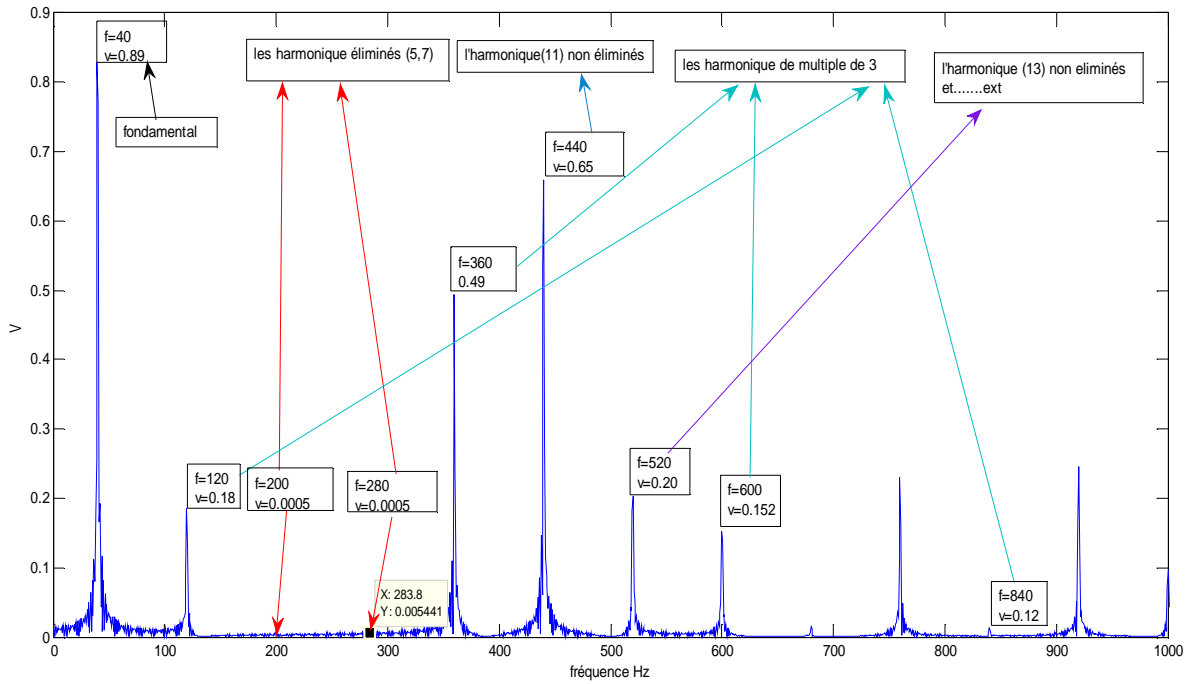


Figure III.11 Spectre du signal pour  $i_m=80$  et  $m=3$ .

- Pour  $i_m=100$  on a choisi 3 angles de commutation, on est dans la fréquence de 50 Hz. On a tracé les formes des spectres fréquentiels dans la figure III.12. On constate clairement que les quatre harmoniques (5, 7), ( $f=250\text{Hz}$ ,  $f=350\text{Hz}$ ) sont éliminés et il ne reste que le fondamental, les harmoniques de rang 3 et multiples de 3, et les harmoniques supérieurs ou égale à l'harmonique 11.

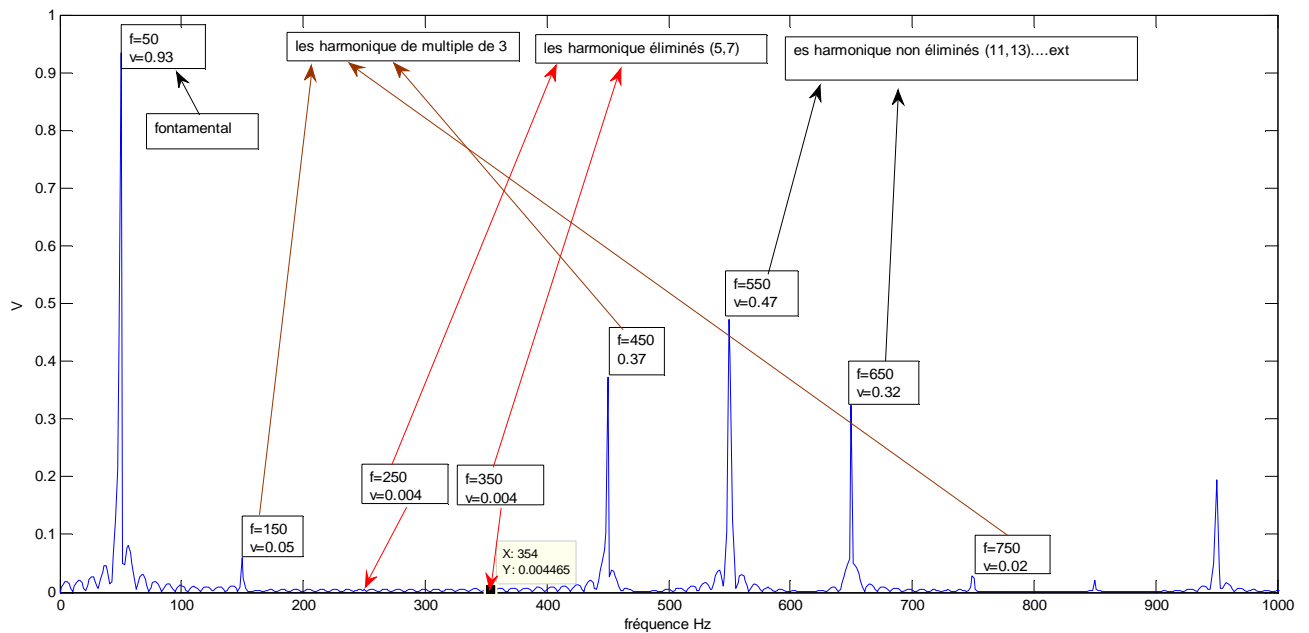


Figure III.12 Spectre du signal pour  $i_m=100$  et  $m=3$ .

### III.4 Conclusion

Dans ce chapitre, Nous avons mis au point un programme sur MATLAB pour calculer les spectres du signal (SHE-PWM).L'algorithme MLI calculé élaboré présente une grande précision dans le calcul des angles de commutation, il donne une efficacité dans l'élimination des harmoniques pour plusieurs applications soit dans les systèmes photovoltaïques, soit dans le cas pour la traction des véhicules électriques.

## **Conclusion générale**

Au cours de ce travail nous avons étudié la technique (SHE-PWM) pour commander un onduleur triphasé destiné à un véhicule électrique.

Nous avons présenté le véhicule électrique, les onduleurs et le moteur asynchrones, ensuite les types des onduleurs ont été présenté, on a cité les différentes stratégies de commande de ses onduleurs : d'après les propriétés de la technique SHE-PWM, elle appariât la plus adéquate pour varier la vitesse des moteur asynchrone.

Nous avons ensuite présenté la technique MLI calculée à élimination sélective des harmoniques et asservissement du fondamental, en donnant son principe et ses avantages par rapport à la MLI classique engendrée. La MLI calculée permet l'élimination des harmoniques et l'asservissement du fondamental tout en maintenant un rapport  $V/f$  constant. Ce qui permet d'obtenir un bon spectre dans les grandeurs de sortie de l'onduleur, réduisant ainsi les pertes et les pulsations de couple du moteur tout en améliorant les performances du véhicule électrique. Et en dernier on a utilisé logicielle MATLAB pour voir le résultat de commande (SHE-PWM).



## **Conclusion général**

Au cours de ce travail nous avons étudié la technique (SHE-PWM) pour commander un onduleur triphasé destiné à un véhicule électrique.

Nous avons présenté le véhicule électrique, les onduleurs et le moteur asynchrones, ensuite les types des onduleurs ont été présenté, on a cité les différentes stratégies de commande de ses onduleurs : d'après les propriétés de la technique SHE-PWM, elle apparîât la plus adéquate pour varier la vitesse des moteur asynchrone.

Nous avons ensuite présenté la technique MLI calculée à élimination sélective des harmoniques et asservissement du fondamental, en donnant son principe et ses avantages par rapport à la MLI classique engendrée. La MLI calculée permet l'élimination des harmoniques et l'asservissement du fondamental tout en maintenant un rapport  $V/f$  constant. Ce qui permet d'obtenir un bon spectre dans les grandeurs de sortie de l'onduleur, réduisant ainsi les pertes et les pulsations de couple du moteur tout en améliorant les performances du véhicule électrique. Et en dernier on a utilisé logicielle MATLAB pour voir le résultat de commande (SHE-PWM).