

**REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET
POPULAIRE**

**MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA
RECHERCHE SCIENTIFIQUE
UNIVERSITE MOULOUD-MAMMERI DE TIZI-OUZOU**

**Faculté de Génie Electrique et d'informatique
Département Electrotechnique**

Mémoire DE FIN D'ETUDES

En vue d'obtention du

Diplôme d'Ingénieur d'Etat en Electrotechnique

Option : Machines Electriques

Thème

**MODELISATION ET COMMANDE D'UN
ONDULEUR TRIPHASE MULTI-
NIVEAUX**

Proposé et dirigé par :

**M.Benyahia N.
M.Denoune H.**

Etudié par :

**Eladjaoui Moussa
Bechar Belaid**

Année universitaire : 2012/2013

Remerciements

Au terme de ce projet, nous tenons à exprimer notre profonde gratitude et nos sincères remerciements à tous ceux qui ont fait de leur mieux pour que l'élaboration de ce travail se passe dans les meilleures conditions.

Nous tenons à remercier Mr. Ben yahia notre professeur encadrant, pour l'attention qu'il a accordé à notre projet et pour sa disponibilité et ses précieux conseils.

Nous tenons aussi à remercier Mr denoun pour son aide technique et matérielle.

Tous le corps professoral du département génie électrique pour les efforts qu'ils fournissent pour nous procurer une formation solide d'un ingénieur d'avenir

A toute personne ayant contribué de près ou de loin à la réussite de ce travail

Dédicace

*Nous avons le grand plaisir de dédier ce travail
à :*

*Nos très chers parents pour leur soutien, affection et amour, leur confiance
et patience et pour leurs sacrifices infinis. Nous le dédions aussi à toutes
nos familles pour lesquelles nous exprimons notre amour et notre respect
le plus dévoué.*

*Nos frères pour leur encouragement, nous leur souhaitons une vie pleine
de réussite.*

Tous nos amis et collègues avec qui on a partagé des moments inoubliables.

SOMMAIRE

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

Chapitre I

Modélisation de l'onduleur deux et trois niveaux

I.1 Introduction.....	3
I.2 Modélisation et commande de l'onduleur à Deux Niveaux	3
I.2.1 Choix de structure des semi-conducteurs.....	3
I.2.2 Modélisation de l'onduleur triphasé	4
I.2.2.1 Codage des interrupteurs	4
I.2.2.2 Fonction de connexion	5
I.2.2.3 Fonction de conversion	6
I.3 Modélisation de l'onduleur triphasé à trois niveaux.....	9
I.3.1 Structure de l'onduleur à trois niveaux	9
I.3.2. Modélisation du fonctionnement d'un bras d'onduleur à trois niveaux.....	10
I.3.3. Différentes configurations d'un bras d'onduleur à trois niveaux.....	11
I.3.4. Fonctionnement d'un bras d'onduleur à trois niveaux.....	12
I.3.5. Modèle de connaissance de l'onduleur à trois niveaux.....	12
I.3.6. fonctions de connexion des interrupteurs.....	13
I.3.7. Fonctions de connexion des demi-bras.....	14
I.3.8. Fonction de conversion.....	14
I.4. Conclusion.....	16

Chapitre II

Simulation et Stratégie de commande de l'onduleur à deux et à trois niveaux

II.1. Introduction à la Simulation Numérique	17
II.2 Stratégies de commande de l'onduleur triphasé à deux niveaux	17
II.2 .1 La Commande pleine onde	18
II.2 .1 a Commande P.O. à 120°.....	19
II.2.1.a.1. Chronologie de fonctionnement des interrupteurs commandés à 120°.....	19
II.2.1.a.2. Etude des tensions dans la commande pleine onde 120°	21
II.2 .1.a.3. Harmoniques des tensions simples.....	24
II.2 .1 b Commande pleine onde à 180°.....	25

II.2.1.b.1.Chronologie de fonctionnement des interrupteurs commandé à 180°	25
II.2.1.b.2.Etude des tensions.....	26
II.2.1.b.3.Etude des courants dans la charge.....	28
II.2.1.b.4.Harmonique des tensions simples.....	29
II.2.2 Résultats de simulation de la commande pleine onde.....	31
1) 180° à deux niveaux	31
2) 120° à deux niveaux	32
II.2.3. Modulation de largeur d'impulsion sinus-triangle (MLI _{ST}).....	33
II.2.3.1.caractérisation de la modulation.....	36
II.2.3.2 Fondamental et déchet de tension.....	37
II.2.3.3 Injection d'harmonique 3 (Suboptimale) dans la référence	37
II.2.4. Résultats de simulation de la commande MLI	39
• Commande MLI naturelle à deux niveaux (m=9)	39
• Commande MLI naturelle à deux niveaux (m=21)	40
• Commande MLI naturelle à deux niveaux (m=36)	41
• Commande suboptimale à deux niveaux (m=9) (r=0.8).....	42
• Commande suboptimale à deux niveaux (m=21) (r=0.8).....	43
• Commande suboptimale à deux niveaux (m=36) (r=0.8).....	44
II.3. stratégies de commande MLI sinus-triangulaire à échantillonnage naturel avec porteuse unipolaire (onduleur trois niveaux)	45
II.3 .1. L'algorithme de commande sinus-triangulaire pour l'onduleur triphasé à trois niveaux	45
II.3 .2 . Caractéristique de la tension de sortie.....	48
II.3.3.Commande suboptimale.....	48
II.3.4. Résultats de simulation de l'onduleur à trois niveaux	49
• Commande MLI naturelle à trois niveaux (m=9) , porteuse bipolaire.....	49
• Commande MLI naturelle à trois niveaux (m=21) , porteuse bipolaire.....	50
• Commande MLI naturelle à trois niveaux (m=36) , porteuse bipolaire.....	51
• Commande MLI naturelle à trois niveaux (m=9) , porteuse unipolaire.....	52
• Commande MLI naturelle à trois niveaux (m=21) , porteuse unipolaire.....	53
• Commande MLI naturelle à trois niveaux (m=36) , porteuse unipolaire.....	54
• Commande suboptimale à trois niveaux. (porteuse unipolaire) (m=9)	55

• Commande suboptimale à trois niveaux. (porteuse unipolaire) (m=21)	56
• Commande suboptimale à trois niveaux. (porteuse unipolaire) (m=36)	57
II.4 Etude récapitulative (Tableaux II-1).....	59
II.5 Conclusion	60

Chapitre III Réalisation de banc d'essai

III.1 Description du banc expérimental.....	61
III.2 Banc d'essai.....	62
III.2.1 Partie puissance :.....	63
III.2.1.1 Interrupteurs de puissance.....	63
III.2.1.2 Condensateurs flottants.....	64
III.2.2 La partie commande :.....	65
III.2.3 La partie charge	67
III.2.4 Les appareils de mesure.....	67
III.3 Partie dSPACE	68
III.3.1 Conception d'une application	69
Programme de commande MLI sous Matlab	70
III.4 Expérimentation	71
IV.1. Résultats expérimentaux	72
• Interprétations des résultats	76
IV.2 Conclusion	76
Conclusion générale	77
Annexe	79
Bibliographie	83

Liste des figures

Fig (I.1) : Structure de l'onduleur triphasé à deux niveaux.....	4
Fig(I-2) : onduleur triphasé à trois niveaux.....	9
Fig (I.3) : structures d'un bras de l'onduleur à trois niveaux à structure NPC.....	10
Fig (I.4): Interrupteur bidirectionnel équivalent du pair transistor-diode.....	10
Fig (I.5) : Les cinq configurations possibles d'un bras d'onduleur à trois niveaux....	12
Fig(I.6) : Modèle d'un bras de l'onduleur à trois niveaux en mode commandable.....	14
Fig.(II.1) : Exemple de période de commutation avec temps mort.....	17
Fig.(II.2) : Les différentes stratégies de modulation pour la commande de l'onduleur.....	18
Fig.(II.3) : codage des interrupteurs de l'Onduleur à deux niveaux	19
Fig. (II.4) : Séquence de conduction des interrupteurs pour la commande 120°	20
Fig. (II.5) : chronogrammes des tensions composées commandé à 120°	22
Fig. (II.6) : chronogrammes des tensions simples de commande 120°	23
Fig. (II.7) : Séquence de conduction des interrupteurs pour la commande 180°	25
Fig. (II.8) : chronogrammes des tensions composées commandé 180°	26
Fig. (II.9): chronogrammes des tensions simples commande à pleine onde 180°	27
Fig. (II.10) : Chronogrammes des courants parcourant les interrupteurs.....	29
Fig.(II-11.a) : courant i_a , Tension V_a et analyse spectrale de la tension de phase, commande pleine – onde à 180°	31
Fig.(II-11 .b) : courant i_a , Tension V_a et analyse spectrale de la tension de phase , commande pleine – onde à 120°	32
Fig. (II.12) : Le signal de la MLI sinus-triangle	33

Fig. (II.13): principe de génération des signaux de pilotage pour un onduleur de tension Triphasé.....	35
Fig. (II.14) : Les formes des porteuses.....	35
Fig. (II.15) : Injection d'harmonique 3 dans la référence.....	38
Fi. (II.16.a): Synchronisation du signal de référence-porteuse, courant i_a , tension V_a et analyse spectrale de tension de phase , $m=9$, $r=0.8$	39
Fi.(II.16.b) : Synchronisation du signal de référence-porteuse, courant i_a , tension V_a et analyse spectrale de tension de phase, $m=21$, $r=0.8$	40
Fig.(II.16.c) : Synchronisation du signal de référence-porteuse, courant i_a , tension V_a et analyse spectrale de tension de phase, $m=36$, $r=0.8$	41
Fig.(II.17.a) : Synchronisation du signal de référence-porteuse, courant i_a , tension V_a et analyse spectrale de tension de phase, $m=9$, $r=0.8$	42
Fig.(II.17.b) : Synchronisation du signal de référence-porteuse, courant i_a , tension V_a et analyse spectrale de tension de phase, $m=21$, $r=0.8$	43
Fig.(II.17.c) : Synchronisation du signal de référence-porteuse, courant i_a , tension V_a et analyse spectrale de tension de phase, $m=36$, $r=0.8$	44
Fig.(II -18) L'intersection de la porteuse avec la référence.....	46
Fig.(II.19) Le principe de la stratégie sinus-triangulaire.....	47
Fig. (II.20.a): Synchronisation du signal de référence-porteuse, courant i_a , tension V_a et analyse spectrale de tension de phase, $m=9$, $r =0.8$ (porteuse bipolaire).....	49
Fig.(II.20.b) : Synchronisation du signal de référence-porteuse, courant i_a , tension V_a et analyse spectrale de tension de phase, $m=21$, $r =0.88$ (porteuse bipolaire).....	50
Fig.(II.20.c) : Synchronisation du signal de référence-porteuse, courant i_a , tension V_a et analyse spectrale de tension de phase, $m=36$, $r =0.88$ (porteuse bipolaire)	51
Fig. (II.21.a): Synchronisation du signal de référence-porteuse, courant i_a , tension V_a et analyse spectrale de tension de phase, $m=9$, $r =0.8$ (porteuse unipolaire).....	52
Fig.(II.21.b) : Synchronisation du signal de référence-porteuse, courant i_a , tension V_a et analyse spectrale de tension de phase, $m=21$, $r =0.8$ (porteuse unipolaire).....	53

Fig.(II.21.c) : Synchronisation du signal de référence-porteuse, courant i_a , tension V_a et analyse spectrale de tension de phase, $m=36$, $r=0.8$ (porteuse unipolaire).....	54
Fig.(II.22.a) : Synchronisation du signal de référence-porteuse, courant i_a , tension V_a et analyse spectrale de tension de phase, $m=9$, $r=0.8$	55
Fig.(II.22.b) : Synchronisation du signal de référence-porteuse, courant i_a , tension V_a et analyse spectrale de tension de phase, $m=21$, $r=0.8$	56
Fig.(II.22.c) : Synchronisation du signal de référence-porteuse, courant i_a , tension V_a et analyse spectrale de tension de phase, $m=36$, $r=0.8$	57
Fig. (III.1) Photo du banc d'essai	62
Fig.(III.2) : Schéma fonctionnel du Banc d'essai.....	63
Fig.(III.3): bras de convertisseur SEMIKORN SKM150GB123D.....	64
Fig.(III.4): condensateur flottant utilisé 3300 μF	65
Fig.(III.5) La photo du driver IR2109	66
Fig.(III. 6) La photo de la carte réalisée.....	65
Fig.(III.7) représentation du circuit de la carte de commande	66
Fig. (III.8) la charge connecté à la sortie de l'onduleur.....	67
Fig. (III.9) : procédure de l'implantation temps réel.....	68
Fig. (III.10) : Les différentes étapes de conditionnement des signaux.....	69
Fig. (III.11) circuit de commande MLI de l'essai.....	70
Fig. (III.12) excusions du programme	71
Fig. (III.13) L'allure du courant de phase i_a à la sortie de l'onduleur	72
Fig. (III.14) L'allure de la tension de phase v_a à la sortie de l'onduleur.....	72
Fig. (III.15) L'allure du courant et de la tension de phase i_a , v_a à la sortie du filtre RL de de l'onduleur.....	73
Fig. (III.16) L'allure du courant de phase i_a à la sortie du filtre RL de l'onduleur.....	73

Fig. (III.17) L'allure de la tension de phase v_a à la sortie du filtre RL de l'onduleur	73
Fig. (III.18) L'allure du courant et de la tension de phase i_a, v_a à la sortie du filtre RL de de l'onduleur	74
Fig. (III.19) L'allure du courant de phase i_a à la sortie du filtre RL de l'onduleur	74
Fig. (III.20) L'allure de la tension simple v_a à la sortie du filtre RL de l'onduleur.....	75
Fig. (III.21) : allure des signaux des gâchettes générées par le signal MLI	75

Notations

NPC	Point neutre clamping.
U_c	Tension d'entrée d'un niveau de l'onduleur. (V)
K	Numéro du bras de l'onduleur (K=1, 2, 3).
U_{c1}, U_{c2}	Tensions d'entrée de l'onduleur à trois niveaux. (V)
V_A, V_B, V_C	Tensions simples de la sortie de l'onduleur A, B ou C. (V)
V_{AM}, V_{BM}, V_{CM}	Tension de demi-bras A, B ou C (v)
MLI	Modulation de Largeur d'Impulsion.
PWM	Pulse Width Modulation.
m	Indice de modulation.
r:	Taux de modulation.
f_p	Fréquence de la porteuse triangulaire. (Hz)
f:	Fréquence. (Hz)
U_{pm}	Tension maximale de la porteuse. (V)
$V_{ref1,2,3}$	Tensions de référence. (V)
$i_{ref1,2,3}$	Courants de référence. (A)
THD	Taux de distorsion harmonique.
THIPWM	Third harmonic injection PWM ou Les stratégies MLI avec Injection d'harmonique trois.

INTRODUCTION GÉNÉRALE

Introduction générale

Le développement ces dernières années des applications de l'électronique de puissance dû essentiellement aux progrès réalisés dans la fabrication des semi-conducteurs de puissance tels que les MOSFET , les IGBT et les GTO, ainsi que le développement des nouvelles techniques de commande, ont permis la conception de nouveaux convertisseurs fiables et puissants.

Parmi ces convertisseurs, on trouve les onduleurs qui sont fréquemment utilisés dans l'alimentation des machines à courant alternatif (à fréquences variables), ou comme des alimentations de secours (à fréquences fixes).

Ces progrès ont posé de nouveaux problèmes tant pratiques que théoriques.

Du point de vue pratique :

- La nécessité de disposer de puissances élevées a imposé de nouvelles structures capables d'assurer la répartition des contraintes en tension sur les différents interrupteurs et d'améliorer les rendements en puissance. Parmi les applications industrielles nous pouvons citer : la régulation de vitesse [Pou09][Ham03], le filtrage actif notamment du réseau ou le contrôle des machines électriques [Pou05][Pou03].

- L'accroissement en puissance est obtenu par une augmentation du courant et/ou de la tension commutée. Bien que l'augmentation de la tension soit souvent privilégiée, afin d'améliorer le rendement de l'installation, elle reste cependant difficile à maîtriser à l'échelle des semi- conducteurs et conduit à une dégradation de leurs performances dynamique et statique [Meyn92][Gat02][Fad96]. Par conséquent, un niveau de puissance élevé implique soit une tension d'utilisation élevée, soit un fort courant d'utilisation, voire même les deux à la fois. De plus, malgré des avancées significatives, l'évolution des possibilités de ces derniers est lente à l'heure actuelle par rapport à la demande industrielle [Pou01], notamment au niveau des calibres en tensions disponibles. Ainsi, Les besoins en haute tension et moyenne tension n'ont cessé de croître durant ces dernières années et concernent des domaines tels que la traction ferroviaire (TGV-25kV), la propulsion marine ou les réseaux de transports et de distributions d'énergie (220-440kV) [Mey97][Fad96][Aim03].

- L'apparition des structures de conversion multi-niveaux depuis le début des années 1980 apporta des solutions par la mise en série de semi-conducteurs de puissance. Ces structures assurent la répartition de la contrainte en tension sur différents interrupteurs moyenne ou basse tension tout en améliorant les formes d'onde (spectres harmoniques) des grandeurs de sortie, [Mey92][Don00][Pin00] [Ben01].

Du point de vue théorique :

Les nouvelles structures nécessitent la mise au point d'algorithmes de commande performants pour pouvoir tirer avantage de toutes les capacités des convertisseurs multicellulaires. Ainsi de différents algorithmes de commande ont été développés, de

même des algorithmes d'observation des tensions aux bornes des condensateurs ont été mis au point, permettant ainsi l'utilisation de l'ensemble des variables d'état pour la commande.

L'analyse, la commande et l'observation des convertisseurs multicellulaires nécessitent le développement d'un modèle mathématique.

Malgré, le soin que l'on apporte à la modélisation, le modèle mathématique développé ne reflète pas en général le comportement exact du processus réel. Ces différences peuvent par exemple être dues à des dynamiques non modélisées, à des variations des paramètres du système ou à l'approximation trop directe de comportements complexes du processus. De plus, la commande est souvent faite sur la base d'un modèle simplifié.

La réalisation d'un onduleur de tensions atteint un niveau de fiabilité le plus élevées, la structure de conversion multi-niveaux choisit dans notre étude est la Structure NPC (Neutral point clamped) qui permet d'utiliser un seul redresseur pour l'ensemble des condensateurs du bus continu. Et c'est la structure la plus adaptée, on obtient à la sortie de l'onduleur une tension et un courant avec un taux d'harmonique nettement inférieur à d'autre structures

Objectif de notre travail :

Le travail présenté dans ce mémoire constitue l'étude et la réalisation d'un onduleur de tension à 2 et à 3 niveaux à IGBT commandé à MLI, en tenant compte des deux objectifs principaux :

- 1- réalisation d'un banc d'essai expérimental d'un onduleur à trois cellules. Ce banc d'essai est ouvert et permettra la mise en œuvre pratique des stratégies de commande et d'observations
- 2- Ensuite, La commande MLI est proposée pour la conduite en temps réel d'un onduleur à structure multi-niveaux.

Organisation du mémoire

Chapitre 1 : sera consacré à la présentation et la modélisation de l'onduleur triphasé à Deux et à trois niveaux

Chapitre 2 : sera consacré à l'étude des stratégies de commande de l'onduleur à deux et à trois niveaux ensuite on donnera les résultats de simulation

Chapitre 3: traite la réalisation expérimentale du banc d'essai d'un onduleur à deux niveaux commandé par MLI pour valider les résultats de simulation développés, notamment Ce chapitre est consacré à l'implémentation de la stratégie de commande réalisée par la solution Dspace 1103.

CHAPITRE I

MODÉLISATION DE L'ONDULEUR À DEUX ET À TROIS NIVEAUX

I.1 Introduction:

Un onduleur est un convertisseur statique capable de transformer l'énergie d'une source à tension continue en une énergie à tension alternative. Il existe plusieurs structures d'onduleurs ; dont chacune correspond à un type d'application déterminé permettant des performances recherchées. L'apparition de nouveaux composants d'électronique de puissance a permis de développer de nouvelles structures d'une grande performance par rapport aux structures classiques, en l'occurrence, l'onduleur triphasé à trois niveaux à structure N.P.C .

Dans ce chapitre, nous présentons la modélisation de l'onduleur N.P.C triphasé à deux et à trois niveaux ainsi que son principe de fonctionnement

I.2 Modélisation de l'onduleur à Deux Niveaux :

I.2.1 Choix de structure des semi-conducteurs :

Les semi-conducteurs les plus couramment utilisés pour réaliser les interrupteurs sont les transistors de puissance (MOSFET, IGBT, Bipolaires) et les thyristors rapides (principalement les GTO) .

Les progrès technologiques accomplis dans le domaine des transistors de grandes puissances permettent maintenant de réaliser des onduleurs de forts courant et tension. L'expérience a montré que l'utilisation des transistors pour la commutation de grandes puissances est assez aisée. Cependant, pour un thyristor, un circuit auxiliaire peut engendrer des conséquences néfastes, surtout s'il comporte lui-même un thyristor sur le circuit de commande :

- Faible fréquence de commutation,
- Pertes calorifiques élevées,
- Bruits acoustiques générés sur l'inductance de commutation,
- Encombrement.

Le transistor évite bien ces inconvénients, en plus de ses possibilités à fonctionner à fréquence de commutation élevée. Toutefois, pour les faibles et moyennes puissances, il est préférable d'envisager une technologie à transistors plutôt qu'à thyristors malgré toutes les contraintes qui peuvent découler (fréquence de commutation, circuit d'aide à la commutation, tenue en tension, etc...), moyennant quelques précautions; en l'occurrence, la surveillance des pertes en puissance dans les transistors aussi bien en conduction qu'en commutation et veiller à leurs bon refroidissement.

Tandis que pour les puissances supérieures, le thyristor GTO semble être mieux adapté, si nous prenons en considération certaines analogies vis-à-vis du transistor, qui se favorise, par rapport au thyristor classique, par l'élimination des circuits d'extinction forcée.

I.2.2 Modélisation de l'onduleur triphasé

L'onduleur triphasé à deux niveaux est illustré par son circuit de puissance de la figure (I.1). On doit distinguer d'une part les tensions de branche V_{AN} , V_{BN} , V_{CN} mesurées par rapport au point neutre N, d'autre part, il y a les tension composé V_{AB} , V_{BC} et V_{CA} représentant une charge équilibrée montée en étoile, pouvant être tirées facilement des tensions simples.

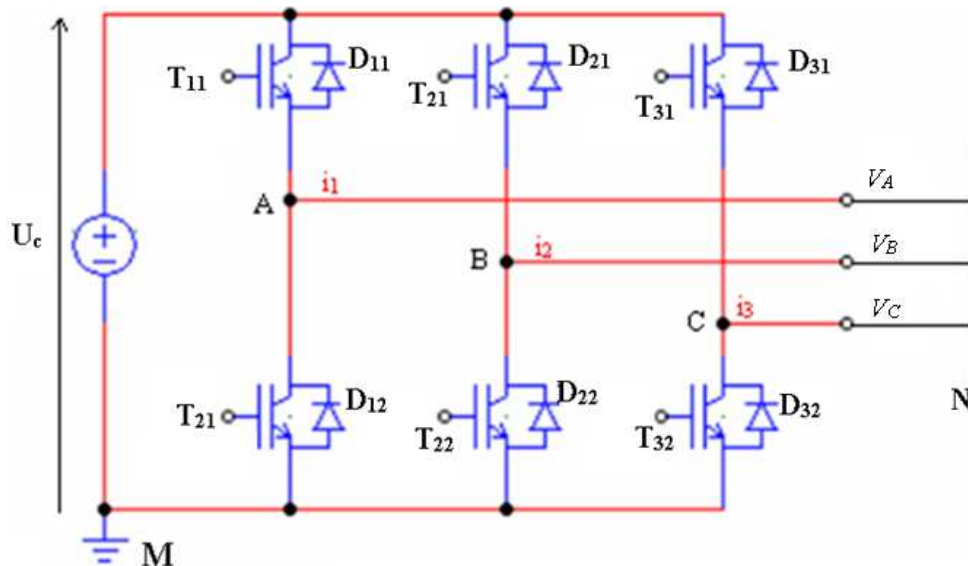


Figure (I.1) : Structure de l'onduleur triphasé à deux niveaux

Dans le circuit de puissance de l'onduleur triphasé de la figure (I-1), il est à noter que les états des interrupteurs d'un même bras sont complémentaires.

En utilisant, ces états des interrupteurs, nous pouvons obtenir les tensions de branche de sortie de l'onduleur mesurées par rapport à la borne négative de la tension du coter continu comme suit :

$$V_{AN} = S_1 \cdot U_c$$

$$V_{BN} = S_2 \cdot U_c$$

$$V_{CN} = S_3 \cdot U_c$$

Ou S_1 , S_2 et S_3 désignent les états des interrupteurs des phases A, B et C respectivement.

I.2.2.1 Codage des interrupteurs

Pour caractériser les éléments constituant les bras de l'onduleur, on utilise :

- Un codage qui caractérise les éléments qui constituent les trois bras, à l'aide d'indices S et K.
- Un codage qui définit les diodes et qui assurent la restitution de l'énergie de la charge vers la source à l'aide d'indice C et K.
- $S = (1, 2)$, $C = (1, 2)$, $K = (1, 2, 3)$
 S : indique l'emplacement vertical de l'élément dans le bras, et l'indice K précise le bras concerné.
 C : indique l'emplacement de la diode dans la partie supérieure ou inférieure du montage dans un bras K,

I.2.2.2 Fonction de connexion :

Pour étudier la structure de l'onduleur on utilise la fonction de connexion qui explicite la nature des connexions réalisées par les interrupteurs entre deux points d'un circuit; et qui peut-être:

- Connexion idéale (un fil conducteur).
- Connexion conditionnelle (une diode)

Dans le cas d'une connexion idéale quel que soit le signe de la tension appliquée aux bornes de l'interrupteur bidirectionnel, la connexion sera assurée soit par un composant soit par l'autre, et la tension d'un interrupteur passant est nulle et indépendante de l'état des autres interrupteurs du circuit .

Dans le cas d'une connexion conditionnelle le signe de la tension aux bornes d'un composant (diode) fixe l'état de celui-ci ainsi que la répartition des potentiels aux bornes des autres interrupteurs du circuit

Un interrupteur bidirectionnel peut réaliser une connexion idéale, alors on peut l'assimiler à un fil de cuivre.

Chaque interrupteur qui est supposé parfait, est caractérisé par une fonction de connexion F_{KS} (qui détermine son état) telle que :

$$F_{KS} = \begin{cases} 0 & \text{Si l'interrupteur } B_{ks} \text{ est ouvert} \\ 1 & \text{Si l'interrupteur } B_{ks} \text{ est fermé} \end{cases} \quad (I.1)$$

Le fonctionnement en mode commandable d'une cellule série (bras), donne la solution suivante :

$$F_{11} + F_{12} = 1 \text{ (puisque } B_{k1} \text{ et } B_{k2} \text{ sont complémentaires)}$$

La tension V_{ks} aux bornes d'un interrupteur B_{ks} est donnée par l'expression suivante :

$$V_{KS} = (1 - F_{KS})U_c. \text{ (} U_c \text{ tension d'alimentation de l'onduleur)}$$

Un onduleur triphasé à deux niveaux est réalisable par l'association de trois demi-ponts monophasés. Pour assurer la continuité des courants de sortie alternatifs, les interrupteurs de celui-ci doivent être complémentaire deux à deux.

La présence de la source de tension supposée non nulle élimine les configurations pour lesquelles les interrupteurs d'une même cellule triple (bras) sont simultanément conducteurs de même, l'extinction du courant délivré par un bras d'onduleur provoque spontanément l'ouverture des interrupteurs de ce bras (on néglige le phénomène de l'empiétement).

I.2.2.3 Fonction de conversion

De la structure de l'onduleur triphasé à deux niveaux (fig I.1) et soit F_{ks} la fonction de connexion d'un interrupteur B_{KS}

Pour l'onduleur triphasé les relations suivantes entre les différentes fonctions de commutation sont suivantes :

$$\begin{cases} F_{11} = (1 + F_1(t)) \\ F_{21} = (1 + F_2(t)) \\ F_{31} = (1 + F_3(t)) \end{cases} \quad \text{et} \quad \begin{cases} F_{11} = (1 + F_1(t - T/2)) \\ F_{21} = (1 + F_2(t - T/2)) \\ F_{31} = (1 + F_3(t - T/2)) \end{cases} \quad (\text{I.2})$$

Ou F_k : La fonction de commutation ou de cellule de commutation associée au bras K de l'onduleur.

Avec :

$$\begin{cases} F_{11} = 1 - F_{12} \\ F_{21} = 1 - F_{22} \\ F_{31} = 1 - F_{32} \end{cases} \quad (\text{I-3})$$

Les potentiels des nœuds A,B,C de l'onduleur triphasé à deux niveaux par rapport au point M, sont donnée par les relations suivantes :

$$\begin{cases} V_{AM} = F_{11} U_c \\ V_{BM} = F_{21} U_c \\ V_{CM} = F_{31} U_c \end{cases} \quad (\text{I-4})$$

Les tensions composées de cet onduleur s'exprime par le système d'équations suivant :

$$\begin{cases} U_{AB} = V_{AM} - V_{BM} = (F_{11} - F_{21}) \cdot U_c \\ U_{BC} = V_{BM} - V_{CM} = (F_{21} - F_{31}) \cdot U_c \\ U_{CA} = V_{CM} - V_{AM} = (F_{31} - F_{11}) \cdot U_c \end{cases} \quad (\text{I-5})$$

Dans la figure II.2 Les tensions simples V_{AN}, V_{BN}, V_{CN} s'écrit comme suit

$$\begin{cases} V_{AM} - V_{AN} = V_{NM} \\ V_{BM} - V_{BN} = V_{NM} \\ V_{CM} - V_{CN} = V_{NM} \end{cases} \quad (\text{I-6})$$

$$(\text{I-6}) \rightarrow \begin{cases} V_{AN} = V_{AM} - V_{NM} \\ V_{BN} = V_{BM} - V_{NM} \\ V_{CN} = V_{CM} - V_{NM} \end{cases} \quad (\text{I-7})$$

Si on considère que les trois tensions à la sortie de l'onduleur forment un système triphasé équilibré, alors, on aura :

$$V_{AN} + V_{BN} + V_{CN} = 0 \quad (\text{I-8})$$

En appliquant la loi de millman au nœud n et des relations (II-7) et (II-8), on aura :

$$V_{AM} + V_{BM} + V_{CM} - 3 \cdot V_{NM} = 0 \quad (\text{I-9})$$

$$(I-9) \Rightarrow V_{NM} = 1/3 (V_{AM} + V_{BM} + V_{CM}) \quad (\text{I-10})$$

De (I-7) et (I-10) on aura le système suivant :

$$\begin{cases} V_{AN} = V_{AM} - 1/3 (V_{AM} + V_{BM} + V_{CM}) \\ V_{BN} = V_{BM} - 1/3 (V_{AM} + V_{BM} + V_{CM}) \\ V_{CN} = V_{CM} - 1/3 (V_{AM} + V_{BM} + V_{CM}) \end{cases} \quad (\text{I-11})$$

$$(I-11) \Rightarrow \begin{cases} V_{AN} = 1/3 (V_{AM} - V_{BM}) - 1/3 (V_{CM} - V_{AM}) \\ V_{BN} = 1/3 (V_{BM} - V_{CM}) - 1/3 (V_{AM} - V_{BM}) \\ V_{CN} = 1/3 (V_{CM} - V_{CM}) - 1/3 (V_{BM} - V_{CM}) \end{cases} \quad (\text{I-12})$$

$$(I-12) \Rightarrow \begin{cases} V_{AN} = V_A = 1/3 (V_{AM} - V_{BM}) - 1/3 (V_{CM} - V_{AM}) \\ V_{BN} = V_B = 1/3 (V_{BM} - V_{CM}) - 1/3 (V_{AM} - V_{BM}) \\ V_{CN} = V_C = 1/3 (V_{CM} - V_{CM}) - 1/3 (V_{BM} - V_{CM}) \end{cases} \quad (\text{I-13})$$

En utilisant les relations (II-5) et (II -13), on aura la tension entre les tensions simples et les tensions composées suivante :

$$\begin{cases} V_A = 1/3 (U_{AB} - U_{CA}) \\ V_B = 1/3 (U_{BC} - U_{AB}) \\ V_C = 1/3 (U_{CA} - U_{BC}) \end{cases} \quad (\text{I-14})$$

A partir de (I-5), on aura le système matriciel suivant :

$$\begin{pmatrix} U_{AB} \\ U_{BC} \\ U_{CA} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} F_{11} \\ F_{21} \\ F_{31} \end{pmatrix} \cdot U_c \quad (\text{I-15})$$

De (I-14) et (I-15) on aura le système suivant :

$$\begin{pmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{pmatrix} = \frac{1}{3} \begin{pmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} F_{11} \\ F_{21} \\ F_{31} \end{pmatrix} \cdot U_c \quad (\text{I-16})$$

En introduisant les équations (I-2) dans (I-5), on peut déterminer les tensions composées à l'aide des fonctions de commutations représentée par le système suivant :

$$\begin{cases} U_{AB} = [(1 + F_1) - (1 + F_2)] U_c \\ U_{BC} = [(1 + F_2) - (1 + F_3)] U_c \\ U_{CA} = [(1 + F_3) - (1 + F_1)] U_c \end{cases} \quad (\text{I-17})$$

$$(I-17) \Rightarrow \begin{cases} U_{AB} = (F_1 - F_2) U_c \\ U_{BC} = (F_2 - F_3) U_c \\ U_{CA} = (F_3 - F_1) U_c \end{cases} \quad (\text{I-18})$$

On peut écrire (I-18) sous la forme matricielle qui représente les tensions composées à l'aide des fonctions de commutation

$$\Rightarrow \begin{pmatrix} U_{AB} \\ U_{BC} \\ U_{CA} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} F_1 \\ F_2 \\ F_3 \end{pmatrix} \cdot U_c \quad (\text{I-19})$$

En introduisant (I-19) dans (I-14) on aura :

$$\begin{cases} V_A = 1/3 [(F_1 - F_2) - (F_3 - F_1)] U_c \\ V_B = 1/3 [(F_2 - F_3) - (F_1 - F_2)] U_c \\ V_C = 1/3 [(F_3 - F_2) - (F_3 - F_1)] U_c \end{cases} \quad (\text{I-20})$$

$$\Rightarrow \begin{cases} V_A = 1/3 [2F_1 - F_2 - F_3] U_c \\ V_B = 1/3 [F_1 - 2F_2 - F_3] U_c \\ V_C = 1/3 [F_1 - F_2 - 3F_3] U_c \end{cases} \quad (\text{I-21})$$

De (I-21), on peut écrire le système matriciel qui représente les tensions simples à l'aide des fonctions de commutation suivant :

$$\begin{pmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{pmatrix} = \frac{1}{3} \begin{pmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} F_1 \\ F_2 \\ F_3 \end{pmatrix} \cdot U_c \quad (\text{I-22})$$

Pour les courants, la relation donnant le courant i_s d'entrée de l'onduleur triphasé à deux niveaux en fonction des courants i_1, i_2, i_3 de la charge triphasée :

$$i_s = F_{11} i_1 + F_{21} i_2 + F_{31} i_3 \quad (\text{I-23})$$

En introduisant les fonctions de commutation, (I-23) peut s'écrire comme suit :

$$i_s = (1 + F_1) i_1 + (1 + F_2) i_2 + (1 + F_3) i_3 \quad (\text{I-24})$$

I.3 Modélisation de l'onduleur triphasé à trois niveaux :

I.3.1 Structure de l'onduleur à trois niveaux :

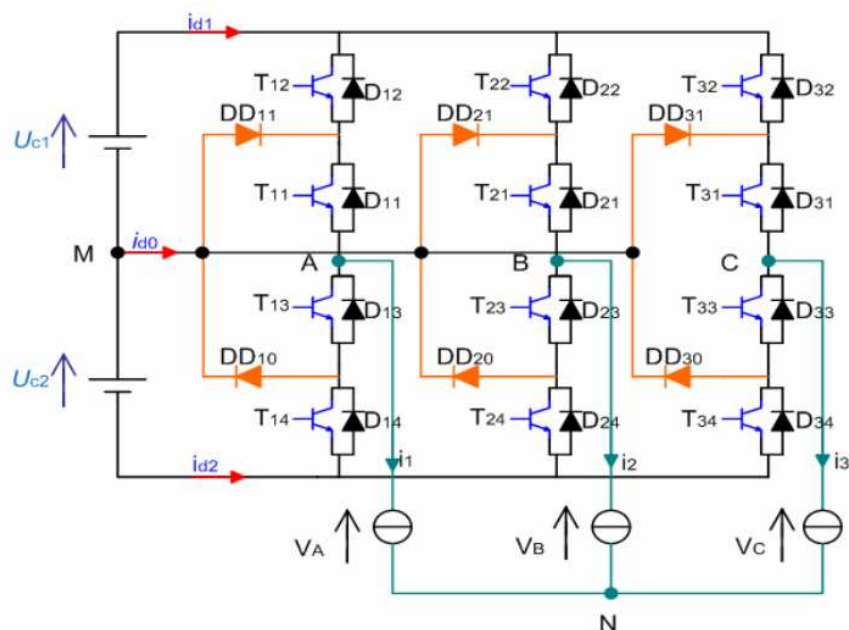
Plusieurs structures sont possibles pour réaliser un onduleur triphasé à trois niveaux. Nous avons choisi d'étudier la structure NPC (Neutral Point Clamping) c'est-à-dire une structure à point milieu.

L'onduleur triphasé à trois niveaux à structure NPC étudié se compose de trois bras symétriques constitués chacun de quatre interrupteurs en série, plus deux diodes permettant l'obtention du zéro de la tension V_{KM} notées DD_{k0} et DD_{k1} . Chaque interrupteur est composé d'un transistor et d'une diode montée en tête bêche, il est donc constituée de douze interrupteurs bidirectionnels en courant, pour assurer le transfert d'énergie réversible, ainsi que six interrupteurs unidirectionnels en courant (diodes) reliés au point milieu des sources continues.

Le point milieu de chaque bras est relié à une alimentation continue de force électromotrice ($U_{c1} + U_{c2}$). Ces deux générateurs ainsi que les diodes DD_{k0} et DD_{k1} se trouvent connectés entre eux en un point fictif noté « M »

La représentation schématique de cet onduleur est donnée par la figure (I-2); ou:

- Les tensions continues U_{c1} , U_{c2} sont les tensions d'entrée,
- Les tensions alternatives V_A , V_B , V_C sont les tensions de sortie,
- Les courants i_1 , i_2 , i_3 sont les courants de sortie.



Fig(I-2) : onduleur triphasé à trois niveaux

On a trois possibilités de connexion de la source ;

- alimentation triphasée de la charge (les trois courants de sortie sont non nuls) .
- alimentation monophasée de la charge (avec un courant de charge nul) et les courants des deux autres phases sont fixés par les interrupteurs fermés.
- Charge déconnectée, quand tous les courants de sortie sont nuls, ainsi la charge va se comporter comme générateur.

I.3.2 Modélisation du fonctionnement d'un bras d'onduleur à trois niveaux :

L'onduleur à trois niveaux a une structure symétrique. Donc on procède par bras figure (1.3). Ainsi, on définit en premier lieu un modèle global d'un bras

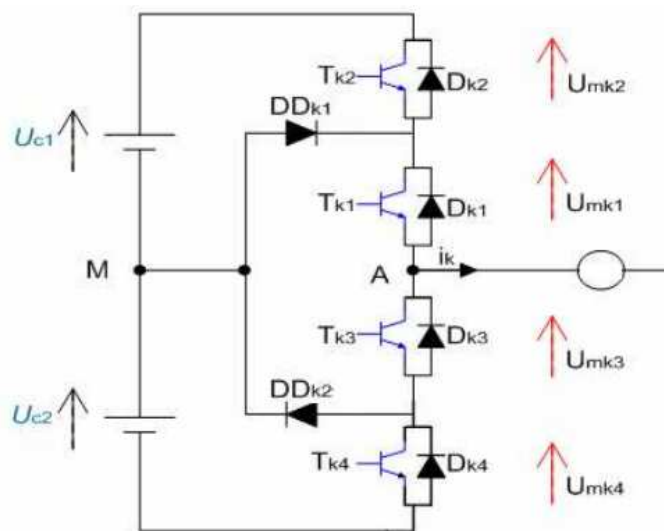


Fig (I.3) : structures d'un bras de l'onduleur à trois niveaux à structure NPC

Pour simplifier la complexité de la structure de l'onduleur multi-niveaux, on présente chaque paire transistor-diode par un seul interrupteur bidirectionnel TD_{ks} (figure I.4), et vue la symétrie de sa structure, on fait le raisonnement sur un seul bras (figure I.3).

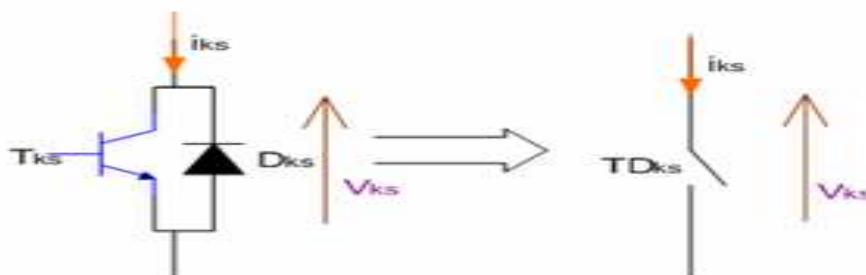


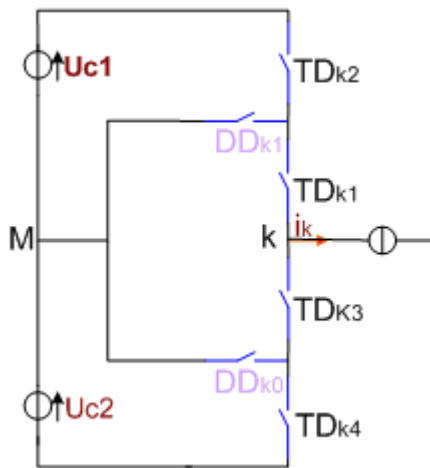
Fig (I.4): Interrupteur bidirectionnel équivalent de la paire transistor-diode

L'ouverture et la fermeture des interrupteurs dépendent de :

- La commande externe B_{ks} (l'ordre d'amorçage ou de blocage des semi-conducteurs bicommandables T_{ks}).
- Une commande interne définie par les signes des courants du bras et des tensions aux bornes des semi-conducteurs.

I.3.3 Différente configurations d'un bras d'onduleur à trois niveaux :

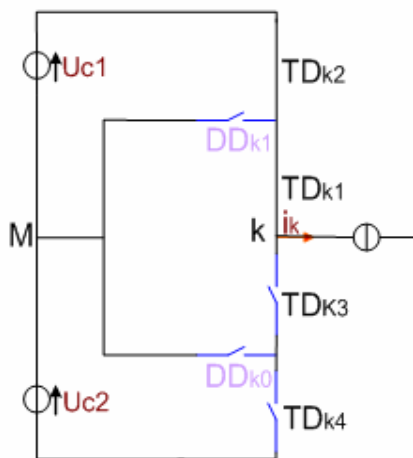
Un bras de l'onduleur définit cinq configurations possibles. Ces différentes configurations sont représentées par la figure (I-5). Le tableau (I-1) donne les grandeurs électriques caractérisant chacune de ces configurations (avec « M » origine des potentiels et V_{KM} la différence de potentiel entre le bras K et le point fictif M).



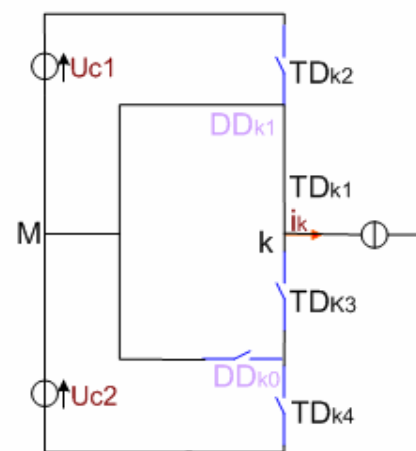
Configuration E_0

La configuration	La grandeur électrique qui la caractérise
E_0	$I_k=0$
E_1	$V_k=U_{c1}$
E_2	$V_k=0$
E_3	$V_k=-U_{c2}$
E_4	$V_k=0$

Tableau (I.1) : Grandeurs électriques caractérisant chaque configuration possible d'un bras k



Configuration E_1



Configuration E_2

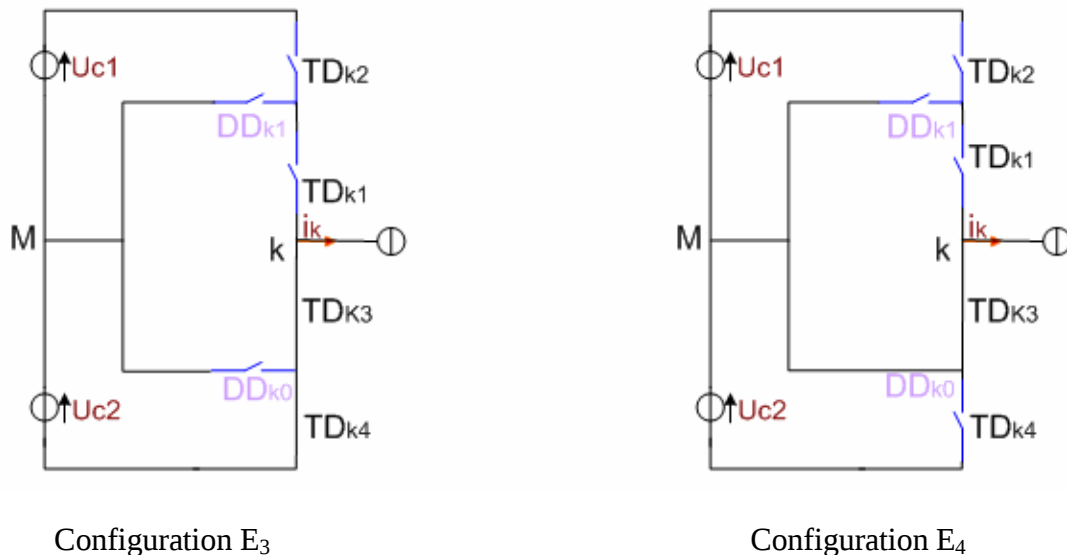


Fig (I.5) : Les cinq configurations possibles d'un bras d'onduleur à trois niveaux.

I.3.4 Fonctionnement d'un bras d'onduleur à trois niveaux :

Chaque bras est équivalent à un interrupteur à trois positions permettant d'obtenir en sortie trois niveaux de tension U_{c1} , 0 et $-U_{c2}$.

La structure de cet onduleur de tension consiste à créer un point sur l'étage de tension continue tel que $U_{c1} + U_{c2} = E$, permettant de générer des créneaux d'amplitudes $:-E/2$, 0 et $E/2$ dont la combinaison de ces niveaux permet d'avoir un fondamental plus proche de la sinusoïde qu'avec la structure classique à deux niveaux.

I.3.5 Modèle de connaissance de l'onduleur à trois niveaux :

Un convertisseur est dit en mode commandable si les transitions entre ses différentes configurations dépendent uniquement de la commande externe (commande des bases des semi-conducteurs) et par suite une conduction continue de ce convertisseur [Ber.95].

Pour l'onduleur à trois niveaux, cette condition de commandabilité implique que les transitions entre ses différentes configurations dépendent uniquement de la commande externe (commande des bases des semi-conducteurs) et non plus des commandes internes (grandeurs électriques).

Nous supposons par la suite que cette condition est toujours vérifiée. De ce fait, on peut définir les fonctions de connexion.

Hypothèse :

- La chute de tension aux bornes des semi-conducteurs est supposée faible (négligeable devant U_c).
- La charge est triphasée, couplée en étoile avec neutre isolé, alors on a :

$$\begin{cases} V_A + V_B + V_C = 0 \\ i_1 + i_2 + i_3 = 0 \end{cases} \quad (\text{I-1})$$

Pour éviter la conduction simultanée des quatre interrupteurs d'un seul bras, qui peut engendrer leur destruction par croissance du courant lors du court-circuit, ou à une surtension dans le cas de l'ouverture de tous les interrupteurs, on définit la commande complémentaire suivante :

$$\begin{aligned} B_{k1} &= \overline{B_{k4}} \\ B_{k2} &= \overline{B_{k3}} \end{aligned} \quad (\text{I-2})$$

Avec :

B_{ks} est le signal de la commande du transistor T_{ks} du bras k

Le tableau (I.2) montre la table d'excitation associée à cette commande complémentaire.

B_{k1}	B_{k2}	B_{k3}	B_{k4}	V_k
0	0	1	1	$-U_{c2}$
0	1	0	1	inconnue
1	0	1	0	0
1	1	0	0	U_{c1}

Tableau (I.2)

I.3.6 fonctions de connexion des interrupteurs :

On définit la fonction de connexion de chaque interrupteur TD_{ks} comme étant une fonction qui décrit l'état ouvert ou fermé de celui-ci :

$$\begin{cases} F_{ks} = 1 & \text{si } TD_{ks} \text{ est fermé} \\ F_{ks} = 0 & \text{si } TD_{ks} \text{ est ouvert} \end{cases} \quad (\text{I.3})$$

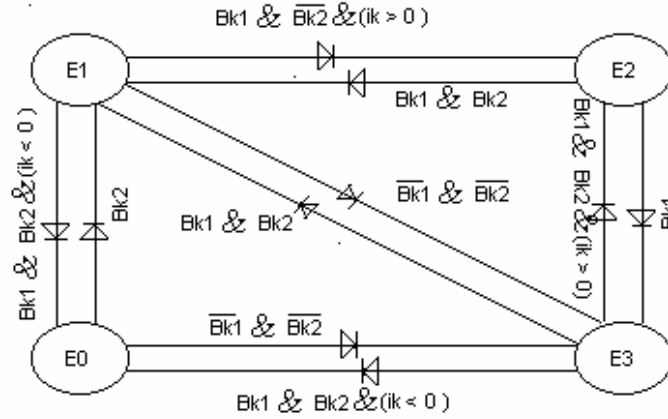
En traduisant la commande complémentaire par les fonctions de connexion des interrupteurs du bras k , on trouve :

$$\begin{cases} F_{k1} = 1 - F_{k4} \\ F_{k2} = 1 - F_{k3} \end{cases} \quad (\text{I.4})$$

La commande complémentaire est exprimée pour les trois bras comme suit :

$$\begin{cases} F_{11}=1-F_{14} \\ F_{12}=1-F_{13} \end{cases} \quad \begin{cases} F_{21}=1-F_{24} \\ F_{32}=1-F_{23} \end{cases} \quad \begin{cases} F_{31}=1-F_{34} \\ F_{32}=1-F_{33} \end{cases} \quad (I.5)$$

Avec la commande complémentaire et en mode commandable, le réseau de Pétri de fonctionnement d'un bras d'onduleur à trois niveaux se simplifie. Le réseau de Pétri obtenu dans ces conditions est montré à la figure (I.6)



Fig(I.6) : Modèle d'un bras de l'onduleur à trois niveaux en mode commandable.

I.3.7 Fonctions de connexion des demi-bras :

Pour l'onduleur à trois niveaux, On définit la fonction du demi-bras F_{km}^b

Où K : Numéro du bras (K=1; 2; 3)

- m = 0 pour le demi-bras du haut.
- m = 1 pour le demi-bras du bas.

Les fonctions de connexion des demi-bras s'expriment au moyen des fonctions de connexion des interrupteurs comme suit :

$$\begin{cases} F_{K1}^b = F_{k1} \cdot F_{k2} \\ F_{K0}^b = F_{k3} \cdot F_{k4} \end{cases} \quad (I.6)$$

I.3.8 Fonction de conversion :

Notation :

V_A, V_B, V_C : tensions simples aux bornes de chaque phase de la charge.

V_{AM}, V_{BM}, V_{CM} : Tensions de chaque phase de l'onduleur par rapport au point milieu « M » de l'alimentation continue de l'onduleur.

Les potentiels aux nœuds A, B et C de l'onduleur par rapport au point milieu M s'expriment au moyen des fonctions de connexion des interrupteurs et des tensions d'entrée comme suit :

$$\begin{cases} V_{AM} = F_{11}.F_{12}.U_{c1} - F_{13}.F_{14}.U_{c2} \\ V_{BM} = F_{21}.F_{22}.U_{c1} - F_{23}.F_{24}.U_{c2} \\ V_{CM} = F_{31}.F_{32}.U_{c1} - F_{33}.F_{34}.U_{c2} \end{cases} \quad (I.7)$$

En introduisant les fonctions de connexion des demi-bras, on aura :

$$\begin{cases} V_{AM} = F_{11}^b U_{C1} - F_{10}^b U_{C2} \\ V_{BM} = F_{21}^b U_{C1} - F_{20}^b U_{C2} \\ V_{CM} = F_{31}^b U_{C1} - F_{30}^b U_{C2} \end{cases} \quad (I.8)$$

Les tensions composées s'écrivent comme suit :

$$\begin{cases} U_{AB} = V_{AM} - V_{BM} \\ U_{BC} = V_{BM} - V_{CM} \\ U_{CA} = V_{CM} - V_{AM} \end{cases} \quad (I.9)$$

D'où le système matriciel suivant exprimant ces tensions composées au moyen des fonctions de connexion des demi-bras :

$$\begin{pmatrix} U_{AB} \\ U_{BC} \\ U_{CA} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} F_{11}^b \\ F_{21}^b \\ F_{31}^b \end{pmatrix} \cdot U_{c1} - \begin{pmatrix} F_{10}^b \\ F_{20}^b \\ F_{30}^b \end{pmatrix} \cdot U_{c2} \quad (I.10)$$

Les tensions simples sont déduites comme suit :

$$\begin{pmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{pmatrix} = 1/3 \cdot \begin{pmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{pmatrix} \cdot \left\{ \begin{pmatrix} F_{11}^b \\ F_{21}^b \\ F_{31}^b \end{pmatrix} \cdot U_{c1} - \begin{pmatrix} F_{10}^b \\ F_{20}^b \\ F_{30}^b \end{pmatrix} \cdot U_{c2} \right\} \quad (I.11)$$

Les courants d'entrée i_{d1} et i_{d2} sont exprimés en fonction des courants de charge i_1 , i_2 et i_3 par les relations suivantes :

$$\begin{cases} i_{d1} = F_{11}.F_{12}.i_1 + F_{21}.F_{22}.i_2 + F_{31}.F_{32}.i_3 \\ i_{d2} = F_{13}.F_{14}.i_1 + F_{23}.F_{24}.i_2 + F_{33}.F_{34}.i_3 \end{cases} \quad (I.12)$$

D'où

$$\begin{cases} i_{d1} = F_{11}^b.i_1 + F_{21}^b.i_2 + F_{31}^b.i_3 \\ i_{d2} = F_{10}^b.i_1 + F_{20}^b.i_2 + F_{30}^b.i_3 \end{cases} \quad (I.13)$$

La relation (1.13) montre, que pour l'onduleur à trois niveaux, tout se passe comme si le courant i_{d1} était le courant d'entrée de l'onduleur à deux niveaux du haut, et i_{d2} le courant d'entrée de l'onduleur à deux niveaux du bas.

Le courant i_{d0} est lié aux courants de charge comme suit :

$$i_{d0} = F_{11}.F_{13}.i_1 + F_{21}.F_{23}.i_2 + F_{31}.F_{33}.i_3 \quad (1.14)$$

Des relations (I.13) et (I.12), on déduit que i_{d0} s'écrit sous la forme :

$$i_{d0} = i_1 + i_2 + i_3 - i_{d1} - i_{d2} \quad (1.15)$$

D'où

$$i_{d0} = (1 - F_{11}^b - F_{10}^b)i_1 + (1 - F_{21}^b - F_{20}^b)i_2 + (1 - F_{13}^b - F_{30}^b)i_3 \quad (1.16)$$

I.4.Conclusion

Nous avons effectué dans ce chapitre, une étude de la structure d'onduleur deux et trois niveaux. L'analyse topologique des deux structures nous a permis de calculer les fonctions de connexion et de conversion de ces convertisseurs.

Cette analyse montre que pour l'onduleur trois niveaux ; douze interrupteurs sont nécessaire au lieu de six interrupteurs pour le deux niveaux, ainsi que deux sources d'alimentation continue pour le trois niveaux au lieu d'une seule source pour le Deux niveaux, chaque interrupteur de la structure trois niveaux supporte une tension maximale égale à la moitié par rapport à celle supportée dans le cas d'un onduleur à deux niveaux et c'est cette caractéristique qui permet de monter en tension et en puissance.

En passe dans le chapitre suivant à l'étude des stratégies de commande de ces onduleurs

CHAPITRE II

SIMULATION ET STRATÉGIE DE
COMMANDE DE L'ONDULEUR À
DEUX ET À TROIS NIVEAUX

II.1 Introduction

La commande regroupe l'ensemble des mécanismes permettant d'imposer un point de fonctionnement ou une trajectoire à l'onduleur. Elle génère les signaux de contrôle des interrupteurs à partir du signal modulé, et c'est à cet aspect que nous nous attacherons dans ce chapitre

II.2 Stratégies de commande de l'onduleur triphasé à deux niveaux :

Les caractéristiques principales de l'onduleur sont définies par ces composants de puissance. Ceux-ci déterminent la puissance, la tension et courant maximum commutés, la fréquence maximale de commutation et le temps mort. Ces deux dernières caractéristiques sont particulièrement importantes car elles vont beaucoup influencer la conception.

La fréquence maximale de commutation est déterminée par les temps de commutation (ouverture et fermeture du composant) des interrupteurs et par le temps mort.

Sur une période de commutation, un interrupteur commute au maximum deux fois : à l'ouverture et à la fermeture, Figure II.1.

Le temps mort sert à prévenir les risques de court-circuit sur un bras, figure II.1 ; Ce temps introduit entre l'ouverture d'interrupteur et la fermeture de son complémentaire, dépend des temps de commutation.

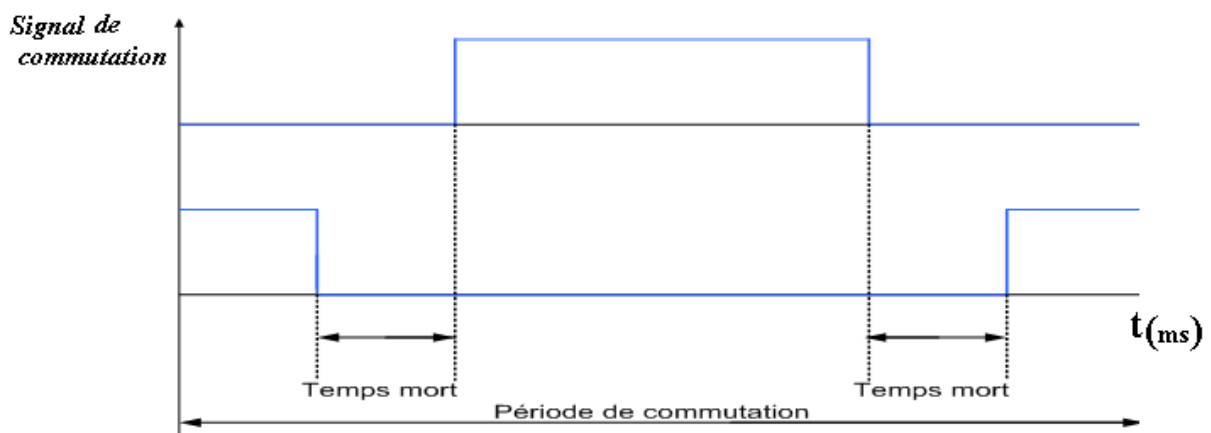


Fig. (II.1) : Exemple de période de commutation avec temps mort

Nous considérons une charge triphasée équilibrée, et pour simplifier l'étude nous supposons que le couplage en étoile (bien que le branchement d'une charge triangle soit envisageable).

Il existe plusieurs différentes stratégies de commande de modulation. Elles peuvent être classées comme suit :

- Commande en pleine onde
- Modulation de largeur d'impulsion MLI ou PWM
 - SPWM (MLI sinusoïdale)
 - PWM Vectorielle ou SVPWM

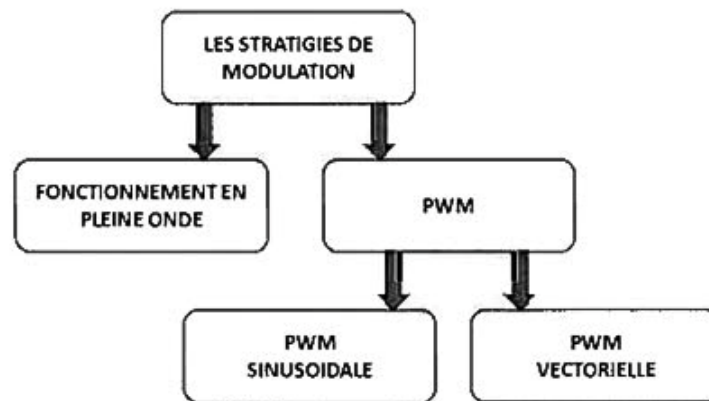


Fig.(II.2) ; Les différentes stratégies de modulation pour la commande de l'onduleur

Dans ce chapitre, on s'intéresse à la commande de l'onduleur de tension triphasé à deux et à trois niveaux de type NPC qui permet de générer une source de tension la plus sinusoïdale en élaborons les deux stratégies de commande suivante :

- La commande en pleine onde 120° , 180°
- La commande par modulation de largeur d'impulsion(SMLI) sinus-triangle

II.2 .1 La Commande pleine onde :

Le principe de la commande pleine-onde consiste à génère un système triphasé équilibré de signaux. Il faut au moins qu'un des trois interrupteurs qui sont reliés au même point de la source d'alimentation soit fermé pour assurer l'alimentation en permanence de la charge, et que les deux interrupteurs du même bras ne soient jamais fermés au même temps, afin de ne pas court-circuiter la source.

Il y a trois types de commande pleine-onde de l'onduleur triphasé à deux niveaux ; Commande 120° , commande 150° et la commande 180° , nous allons étudier dans notre cas deux de ces commandes ; 120° et 180° .

On présente tout d'abord dans la figure II-3 le nouveau codage des interrupteurs approprié au fonctionnement de la commande pleine-onde

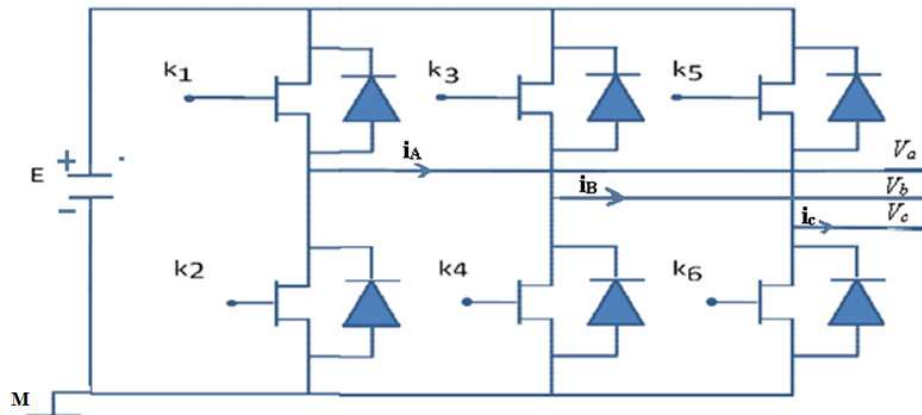


Figure (II.3) : codage des interrupteurs de l'Onduleur à deux niveaux

II.2 .1.a Commande 120° :

Les interrupteurs sont commandés pendant une durée correspondant à un tiers de période, mais avec des séquences décalée de 120° d'un bras par rapport aux autres d'où :

- ✓ à tout instant deux interrupteurs sont en état de conduire et les quatre autres sont bloqués
- ✓ deux interrupteurs d'un même bras doivent être commandés de façon complémentaire afin de ne pas court-circuiter la source de tension.

On obtient donc six séquences de conduction par période tel que l'illustre la figure II.4 ; de plus il est judicieux de considérer le montage comme étant l'association de trois onduleurs monophasés en demi pont en décomposant la source continue en deux sources équivalentes de tension $E/2$ avec un point milieu, noté O.

II.2.1.a.1 Chronologie de fonctionnement des interrupteurs commandé en P.O 120° :

En se basant sur les conditions de fonctionnement de cette commande on peut construire une chronologie de mise en marche des interrupteurs commandé à 120° dans deux périodes par les schémas suivants :

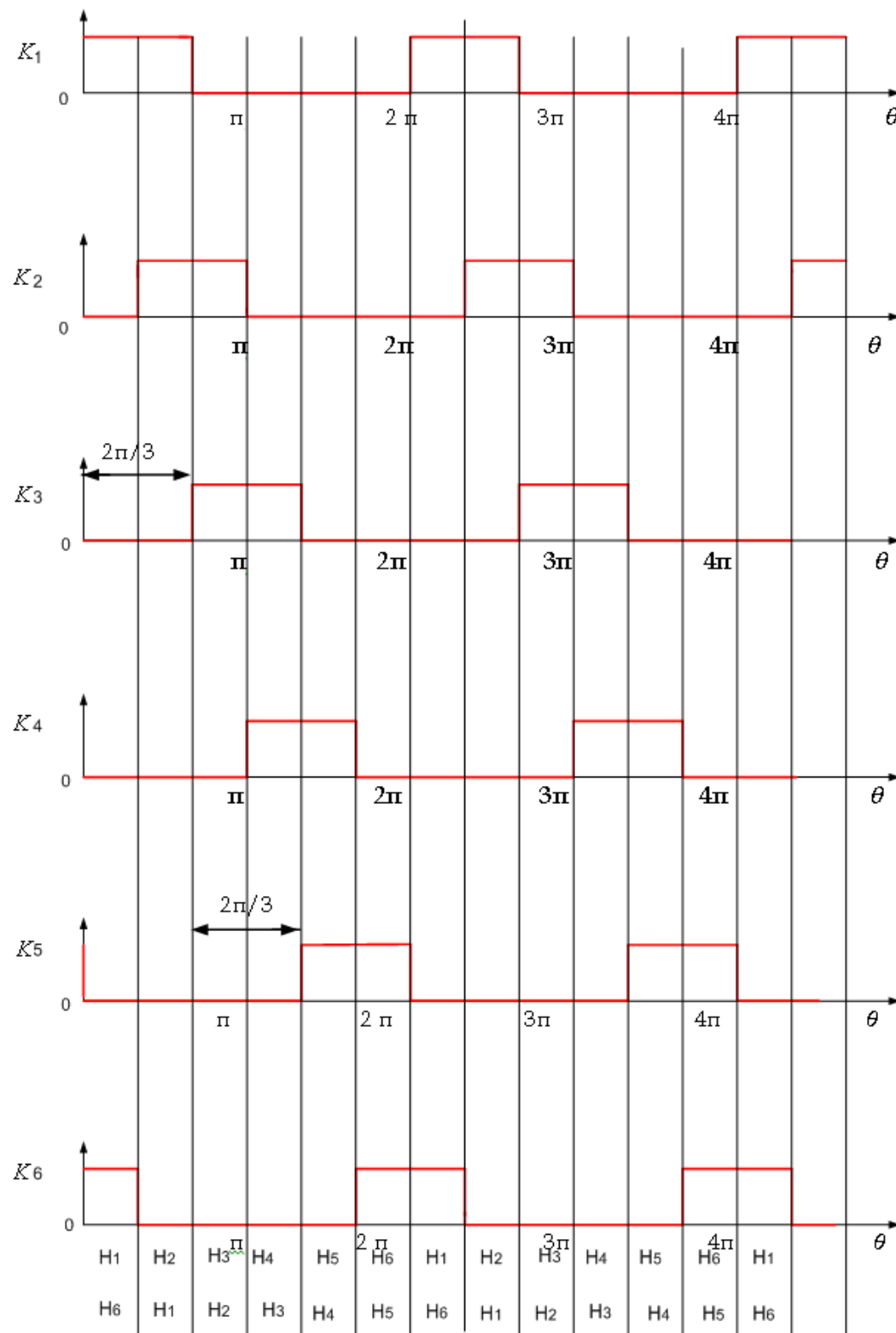


Fig. (II.4) : Séquence de conduction des interrupteurs pour la commande 120°

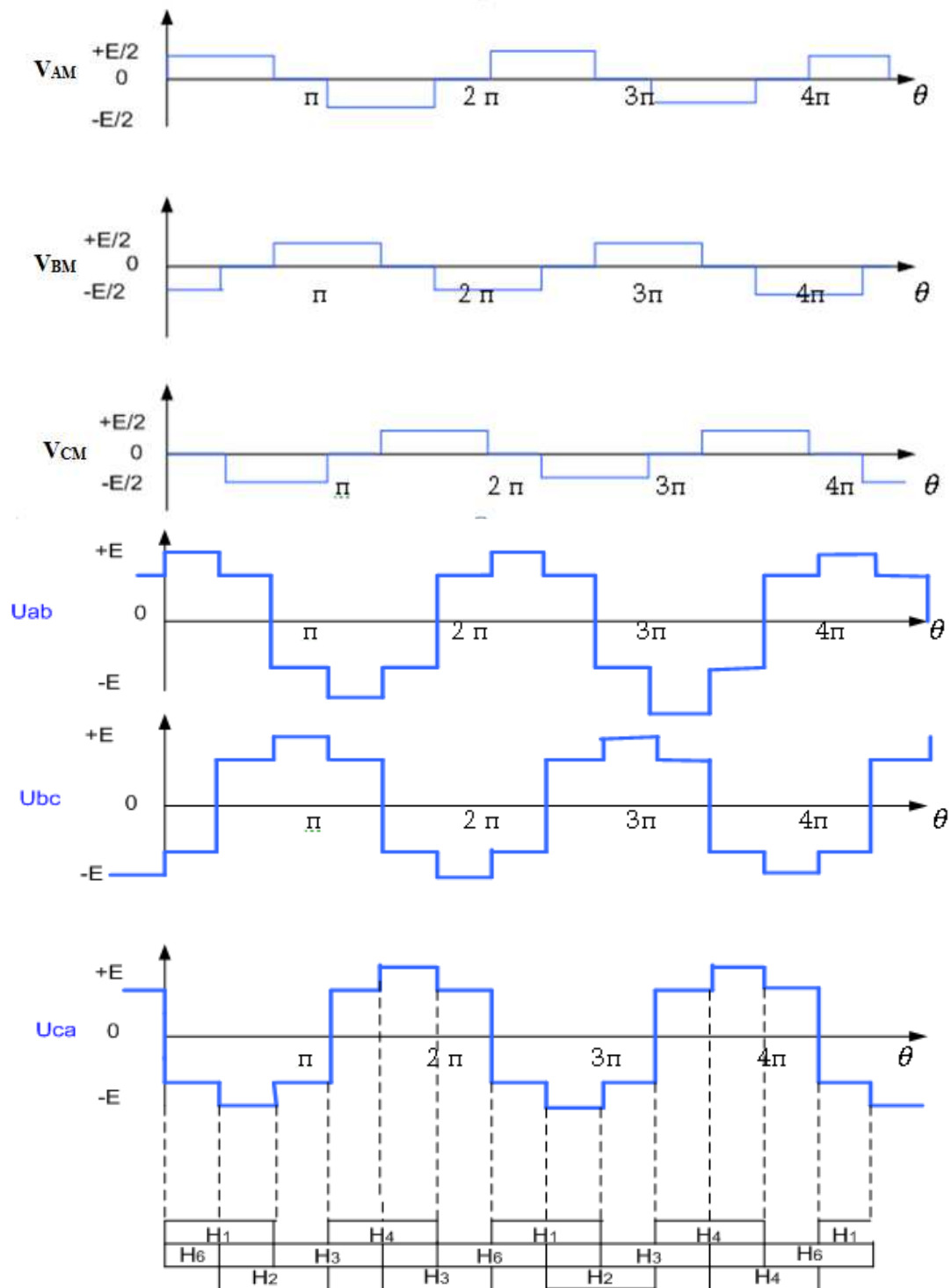


Fig.(II.5) : Construction des chronogrammes des tensions composées commandé à 120°

II.2.1.a.2 Etude des tensions dans la commande pleine onde 120° :

Les tensions v_{AM} , v_{BM} , v_{CM} mesurées entre les point A, B, C et le point milieu M sont alors les tensions délivrées par l'onduleur triphasé à deux niveaux.

On peut alors déterminer l'allure des tensions composées en tenant compte des relations Suivantes :

$$u_{AB} = v_{AM} - v_{BM} \quad (\text{II.1})$$

$$u_{BC} = v_{BM} - v_{CM} \quad (\text{II.2})$$

$$u_{CA} = v_{CM} - v_{AM} \quad (\text{II.3})$$

L'analyse des chronogrammes des tensions composées, représentés sur la figure (II.5) montre que l'on obtient un système de tensions triphasé en marches d'escalier, d'amplitude E, de période T et déphasée deux à deux d'un angle de 120°.

Au niveau de la charge on peut déduire les relations donnant les expressions des tensions simples :

$$u_{AB} = v_a - v_b \quad (\text{II.4})$$

$$u_{BC} = v_b - v_c \quad (\text{II.5})$$

$$u_{AC} = v_c - v_a \quad (\text{II.6})$$

Et en effectuant la différence membre à membre entre la première et la troisième relation :

$$u_{AB} - v_{CA} = v_a - v_b - (v_c - v_a) \quad (\text{II.7})$$

Ou encore :

$$u_{AB} - v_{CA} = 2.v_a - (v_b - v_c) \quad (\text{II.8})$$

et donc

$$u_{AB} - v_{CA} = 3.v_a \quad (\text{II.9})$$

D'où l'expression de la première tension simple :

$$v_a = \frac{1}{3}(u_{AB} - u_{CA}) \quad (\text{II.10})$$

En effectuant une permutation circulaire des indices A, B, C, on établit les expressions des deux autres tensions simples :

$$v_b = \frac{1}{3}(u_{BC} - u_{AB}) \quad (\text{II.11})$$

$$v_c = \frac{1}{3}(u_{CA} - u_{BC}) \quad (\text{II.12})$$

Il est alors aisé de déduire les allures des tensions simples à partir de celles des tensions composées.

La figure II.6 illustre cette construction. Sur ces chronogrammes, on voit que les trois tensions simples ont une forme en créneaux alternativement positifs et négatifs, et qu'elles forment, elles aussi, un système de tensions triphasées d'amplitude E/2, de période T égale à celle des tensions composées. L'angle de déphasage qu'elles présentent entre elles, deux à deux, est égal à 120°.

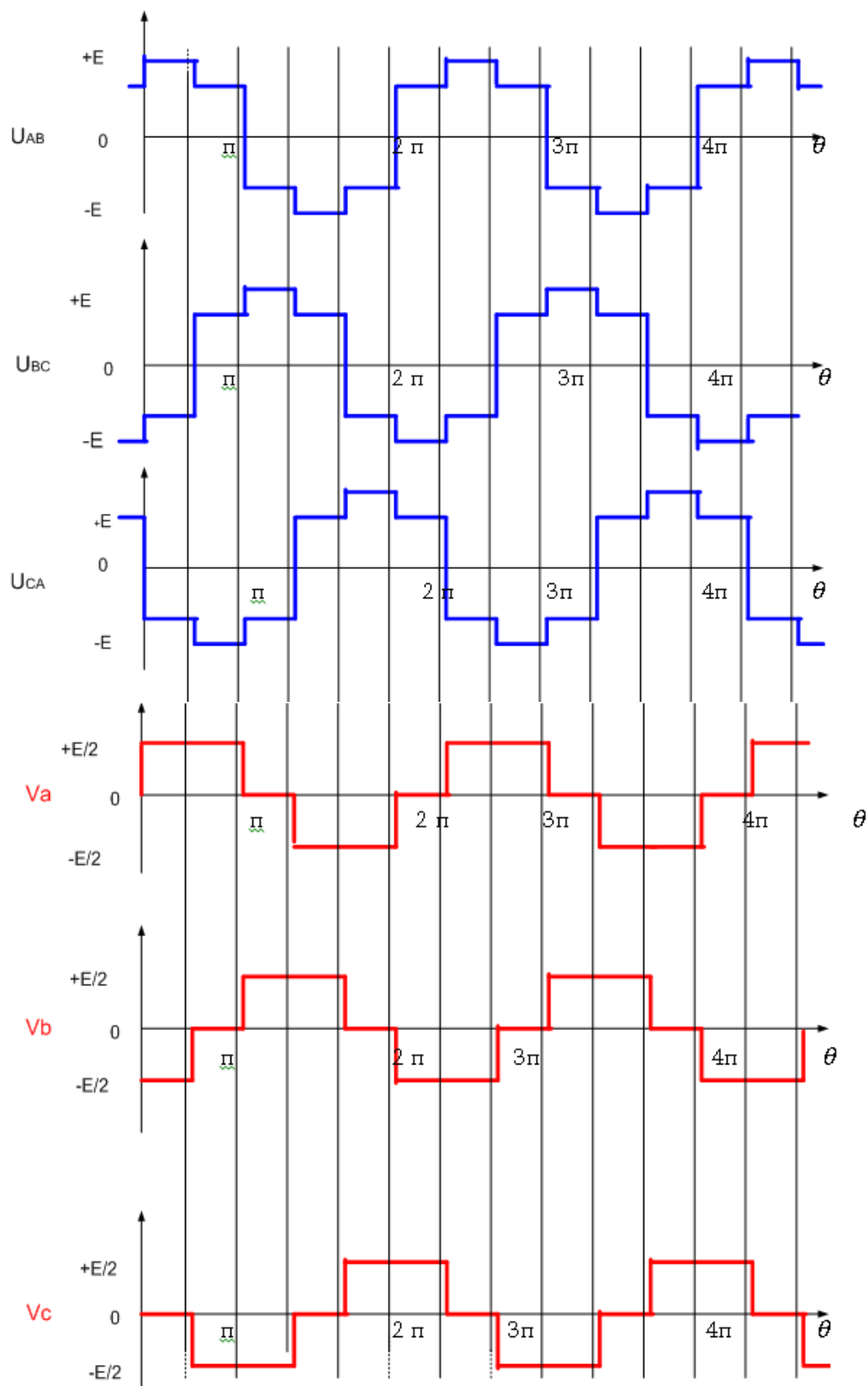


Fig.(II.6) : Construction des chronogrammes des tensions simples de commande 120°

Les expressions des valeurs efficaces sont :

- ✓ pour les tensions composées : $U_{eff} = \frac{E}{\sqrt{2}}$
- ✓ pour les tensions simples : $V_{eff} = \frac{E}{\sqrt{6}}$
- ✓ ce qui conduit au rapport : $U_{eff} = \sqrt{3} \cdot V_{eff}$

Au regard de ces expressions, un onduleur triphasées pilotée par une commande 120°, ne permet un réglage des valeurs efficaces des tensions composées et simples que par variation de la tension délivrée par la source continue.

La variation des instants d'allumage des interrupteurs n'engendrera que le réglage de la fréquence des tensions de sortie, aussi s'il est nécessaire de faire le réglage des valeurs efficaces des tensions alternatives il faudra régler la tension continue .

On devra dans ce but insérer un convertisseur statique en aval de l'onduleur, et donc deux solutions s'imposent selon l'origine de la tension continue :

- Un hacheur si la source primaire est une batterie d'accumulateur
- Un redresseur commandé si la source primaire provient d'un réseau d'alimentation triphasé.

II.2.1.a.3 Harmoniques des tensions simples :

La forme de la tension simple V_a est en créneaux alternativement positifs et négatifs et de période T.

Le signal est impair et présente une symétrie sur deux demi périodes si on le retarde d'un angle de 30°

La décomposition en série de Fourier peut être exprimée de la façon suivante :

$$v_a = \sqrt{3} \cdot \frac{E}{\pi} \sin(\omega \cdot t) + \sqrt{3} \cdot \frac{E}{\pi} \sum_{k=1}^{\infty} \left[\frac{(-1)^k}{6 \cdot k + 1} \cdot \sin((6 \cdot k - 1) \cdot \omega \cdot t) \right] \quad (\text{II.13})$$

k Entier naturel impair

En développant quelques termes on obtient :

$$v_a(t) = \sqrt{3} \cdot \frac{E}{\pi} \sin(\omega \cdot t) + \sqrt{3} \cdot \frac{E}{5\pi} \sin(5 \cdot \omega \cdot t) + \sqrt{3} \cdot \frac{E}{7\pi} \sin(7 \cdot \omega \cdot t) + \sqrt{3} \cdot \frac{E}{11\pi} \sin(11 \cdot \omega \cdot t) + \dots \quad (\text{II.14})$$

On remarque que les harmoniques pair et multiples de trois (3, 9, 12 ...), disparaissent, alors que ceux de rang 5, 7, 11, 13 ..., restent présents dans le spectre.

L'expression de la valeur efficace du fondamental la tension simple est :

$$v_{1eff} = \sqrt{\frac{3}{2}} \cdot \frac{E}{\pi} \quad (\text{II.15})$$

II.2.1.b Commande pleine onde à 180° :

Cette commande est conçue de façon à ce que les interrupteurs soient commandés pendant une durée correspondant à une demi période, d'où :

- à tout instant trois interrupteurs sont en état de conduire et les trois autres sont bloqués ;
- deux interrupteurs d'un même bras doivent être commandés de façon complémentaire afin de ne pas court-circuiter la source de tension.

II.2.1.b.1 Chronologie de fonctionnement des interrupteurs commandé à 180° :

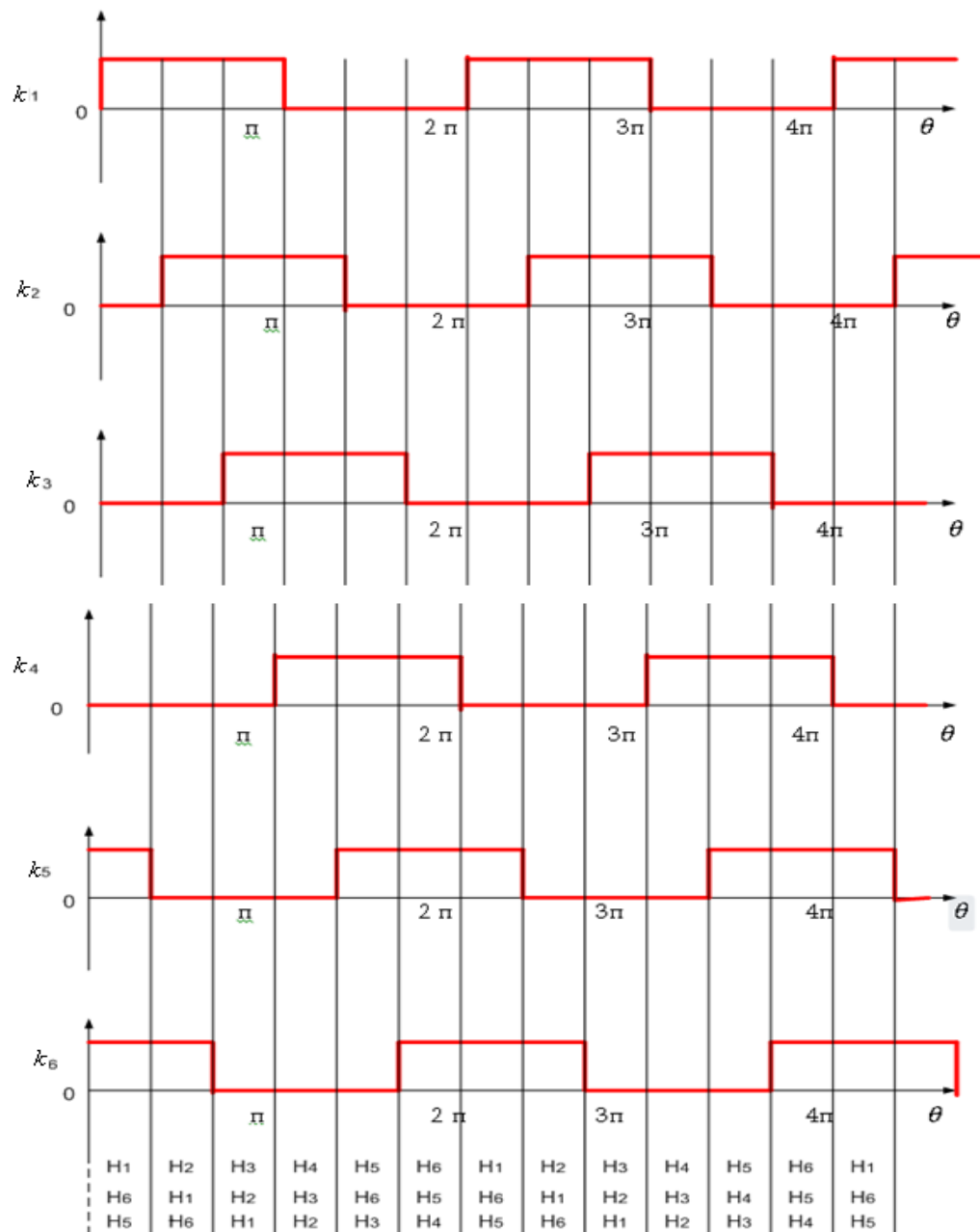


Fig. (II.7) : Séquences de conduction des interrupteurs pour la commande 180°

II.2.1.b.2 Etude des tensions :

La figure (II.7) montre les six séquences de conduction obtenues par période, ce qui permet de construire, de la même manière que pour la commande 120° , les allures des tensions composées, figure (II.8), et de tension simple figure (II.9).

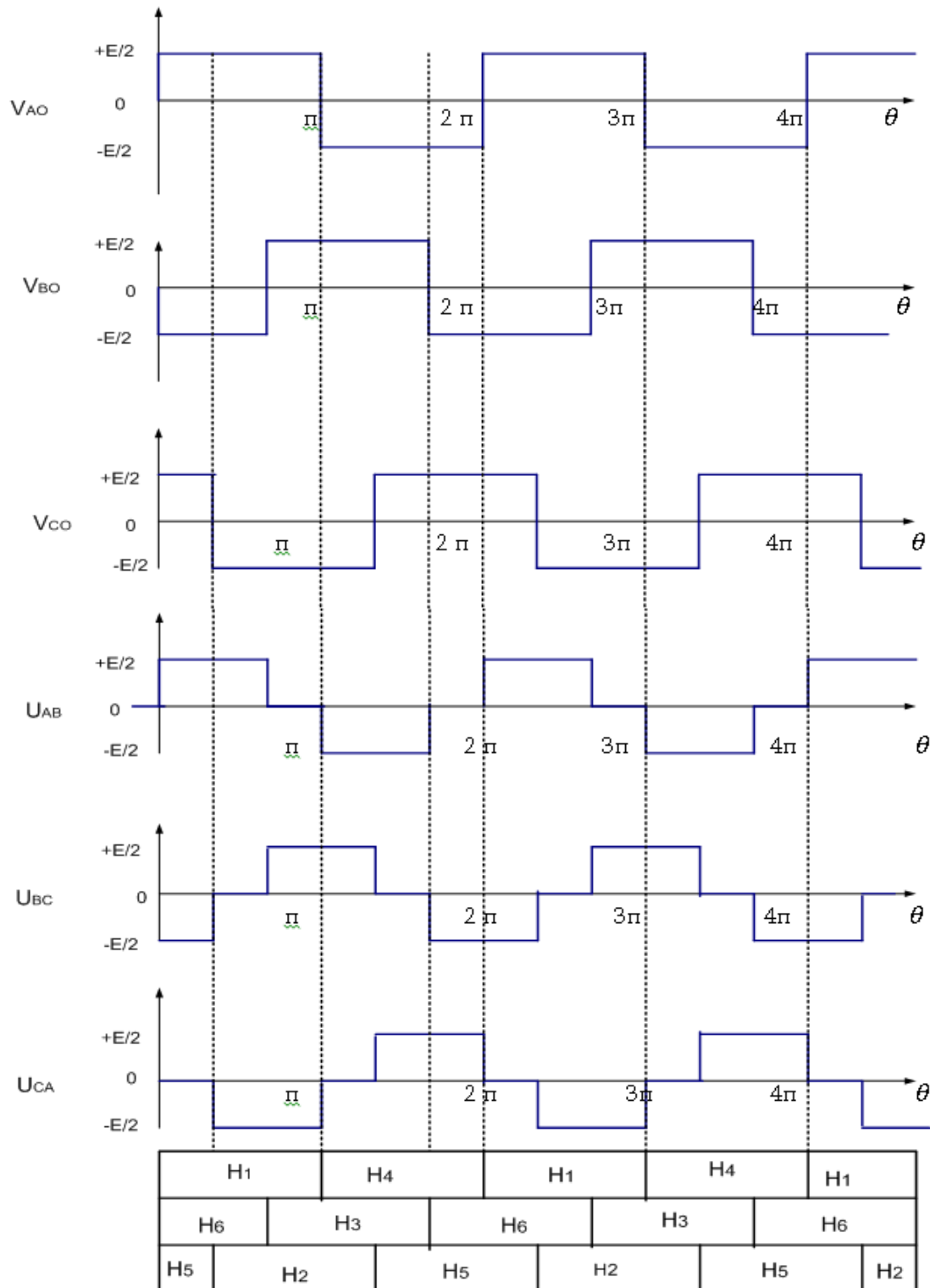


Fig. (II.8) : Construction des chronogrammes des tensions composées commandé 180°

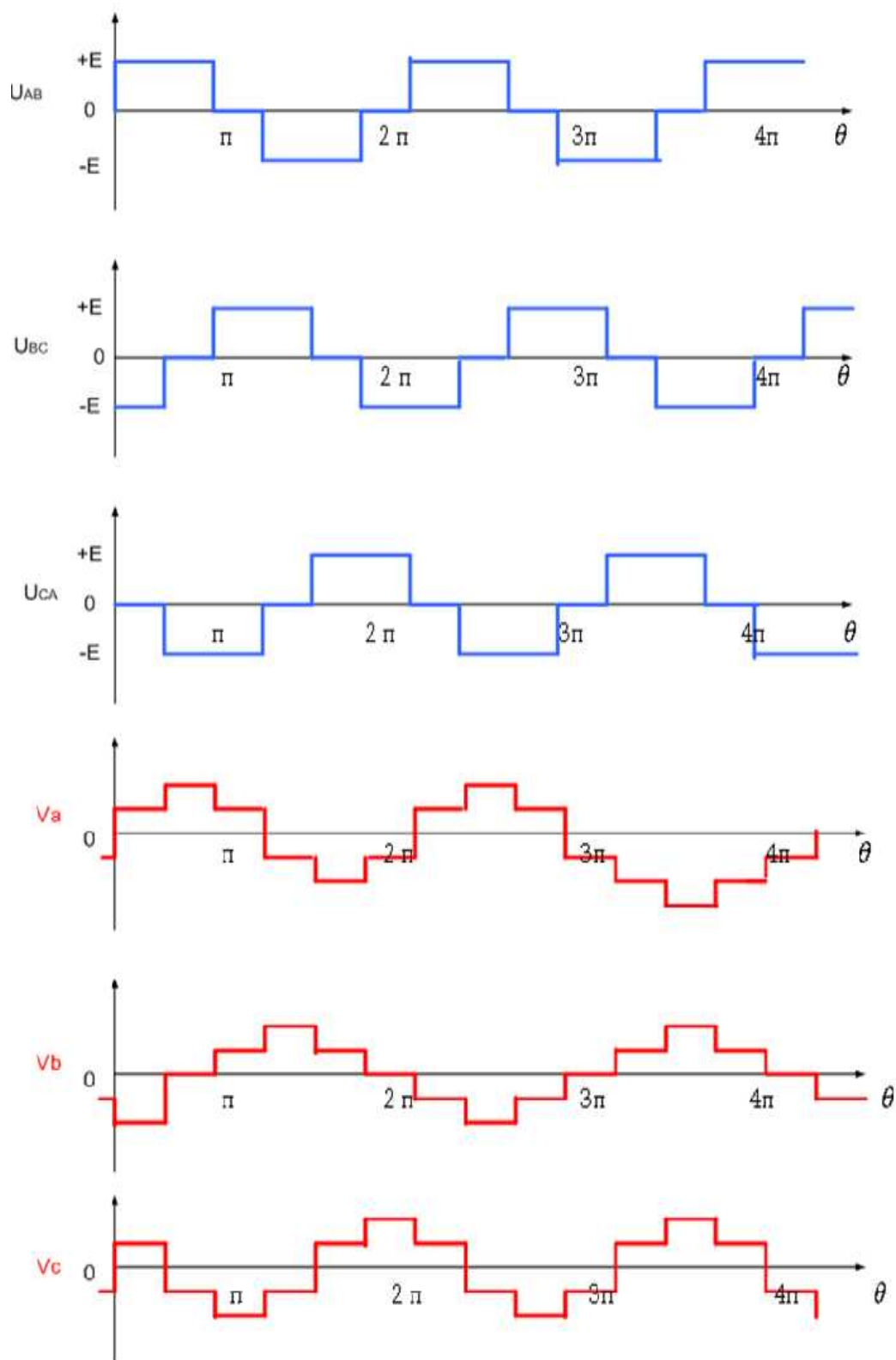


Fig. (II.9) : Construction des chronogrammes des tensions simples commande à pleine onde 180°

Les figures (II.8), (II.9) montrent les détails de cette construction. Sur ces chronogrammes on voit que les trois tensions simples ont une forme en marches d'escalier, et qu'elles forment, elles aussi, un système de tensions triphasées, d'amplitude $\frac{2}{3}.E$, de période T égale à celles des tensions composées.

L'angle de déphasage qu'elles présentent entre elles, est égal à 120°

Les expressions des valeurs efficaces sont :

$$\text{Pour les tensions composées} \quad U_{eff} = \sqrt{\frac{2}{3}}.E \quad (\text{II.16})$$

$$\text{Pour les tensions simples :} \quad V_{eff} = \frac{\sqrt{2}}{3}.E \quad (\text{II.17})$$

$$\text{Ce qui conduit au rapport :} \quad U_{eff} = \sqrt{3}.V_{eff} \quad (\text{II.18})$$

Comme pour la commande précédente, un onduleur triphasé pilotée par une commande à 180° permet un réglage de la fréquence des tensions composées et simples, mais s'il est nécessaire, le réglage des valeurs efficaces ne peut être réalisé, selon l'origine de la tension continue il sera nécessaire d'insérer un convertisseur statique. Les deux solutions précédentes sont encore envisageables.

La commande à 180° sera privilégiée par rapport à la commande à 120° , en effet elle délivre des tensions efficaces supérieures à la commande à 180° .

II.2.1.b.3 Etude des courants dans la charge :

Dans le cas d'une charge résistive, les diodes branchées en tête bêche sur les interrupteurs n'ont aucune fonction. Pour une charge couplée en étoile les intensités des courants traversant la charge sont de même formes que les tensions simples et respectivement en phase.

La charge étant équilibrée, la relation suivante donnée par la loi des nœuds au point neutre est vérifiée pour chaque instant la relation :

$$i_A + i_B + i_C = 0 \quad (\text{II.19})$$

Pour une charge inductive, le courant traversant chaque bras de conduction sera retardé d'un certain angle en arrière par rapport à la tension simple. La figure II.10 représente l'allure de la tension composée u_{AB} , de la tension simple v_A , des courants i_{T1} , i_{T4} , i_{D1} , i_{D4} , traversant les interrupteurs et les diodes du bras de commutation (H_1 , H_4)

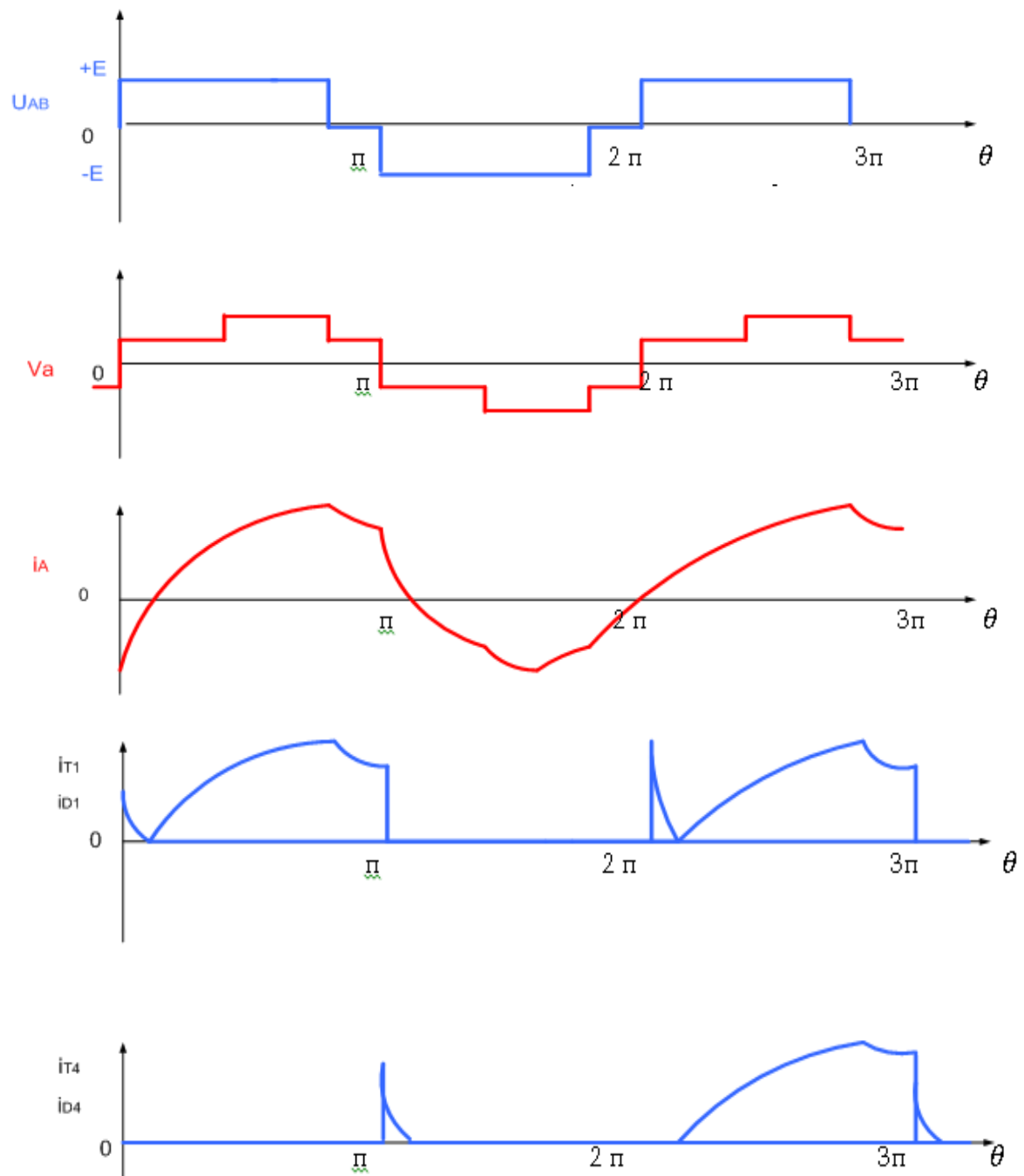


Fig. (II.10) : Chronogrammes des courants parcourant les interrupteurs

II.2.1.b.4 Harmonique des tensions simples

L'allure de la tension simple v_a est une marche d'escalier d'amplitude $2 \cdot \frac{E}{2}$, à palier de hauteur $\frac{E}{3}$, et période T . Le signal est impair et présente une symétrie sur les deux demi périodes. La décomposition en série de Fourier a pour expression en mettant en évidence le terme fondamental :

$$v_a(t) = 2 \cdot \frac{E}{\pi} \cdot \sin(\omega \cdot t) + 2 \cdot \frac{E}{\pi} \sum_{k=1}^{\infty} \left[\frac{(-1)^k}{6 \cdot k + 1} \cdot \sin((6 \cdot k - 1) \cdot \omega \cdot t) + \frac{1}{6 \cdot k - 1} \cdot \sin((6 \cdot k + 1) \cdot \omega \cdot t) \right] \quad (\text{II.20})$$

Avec k entier naturel impair. En développement quelque termes on obtient :

$$v_a(t) = 2 \cdot \frac{E}{\pi} \cdot \sin(\omega \cdot t) + 2 \cdot \frac{E}{5\pi} \cdot \sin(5 \cdot \omega \cdot t) + 2 \cdot \frac{E}{7\pi} \cdot \sin(7 \cdot \omega \cdot t) + 2 \cdot \frac{E}{11\pi} \cdot \sin(11 \cdot \omega \cdot t) + \dots \quad (\text{II.21})$$

On remarque, comme pour la commande 120°, que les harmoniques pairs sont absentes et que ceux multiples de trois (3,9, 12...) ont disparu car ce sont des composantes homopolaires. Seuls restent les harmoniques de rang 5, 7, 11, dans le spectre. L'amplitude des harmoniques présents dans les deux types de commandes 120° et 180° est inversement proportionnelle à leur pulsation

$$\frac{V_{2k+1}}{V_1} = \frac{1}{2 \cdot k \pm 1} \quad (\text{II.22})$$

L'expression de la valeur efficace du fondamental de tension simple est :

$$U_{eff} = \sqrt{\frac{2}{3} \cdot \frac{E}{2}}, \text{ et elle est supérieure à celle de la commande } 120^\circ.$$

II.2.2 Résultat de simulation de l'onduleur à Deux niveaux :

1) Commande pleine onde

- Commande pleine – onde à 180° à deux niveaux :

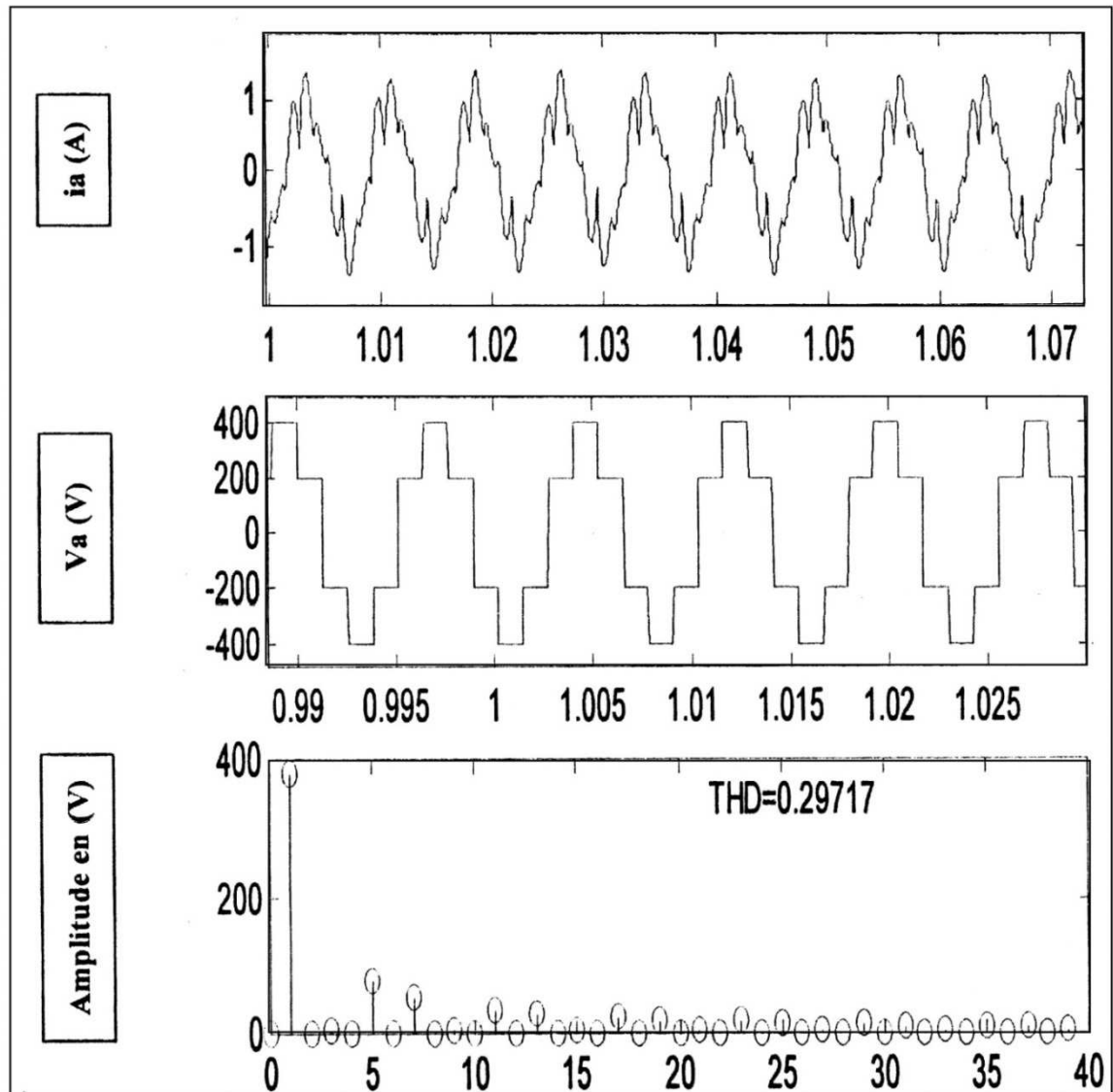


Figure (II-11.a) courant i_a , Tension V_a et analyse spectrale de la tension de phase, commande pleine – onde à 180°

La figure (II-11.a) représente la réponse du système pour une tension d'alimentation à l'entrée de l'onduleur de 600V (qui sera valable pour toute la simulation)

Une analyse spectrale de la tension de phase a été faite dans le but de déceler les harmoniques les plus importants, cette analyse montre bien l'apparition des harmoniques (5,7,11,13....) soient les harmonique de rang $(6k+1$ et $6k-1)$

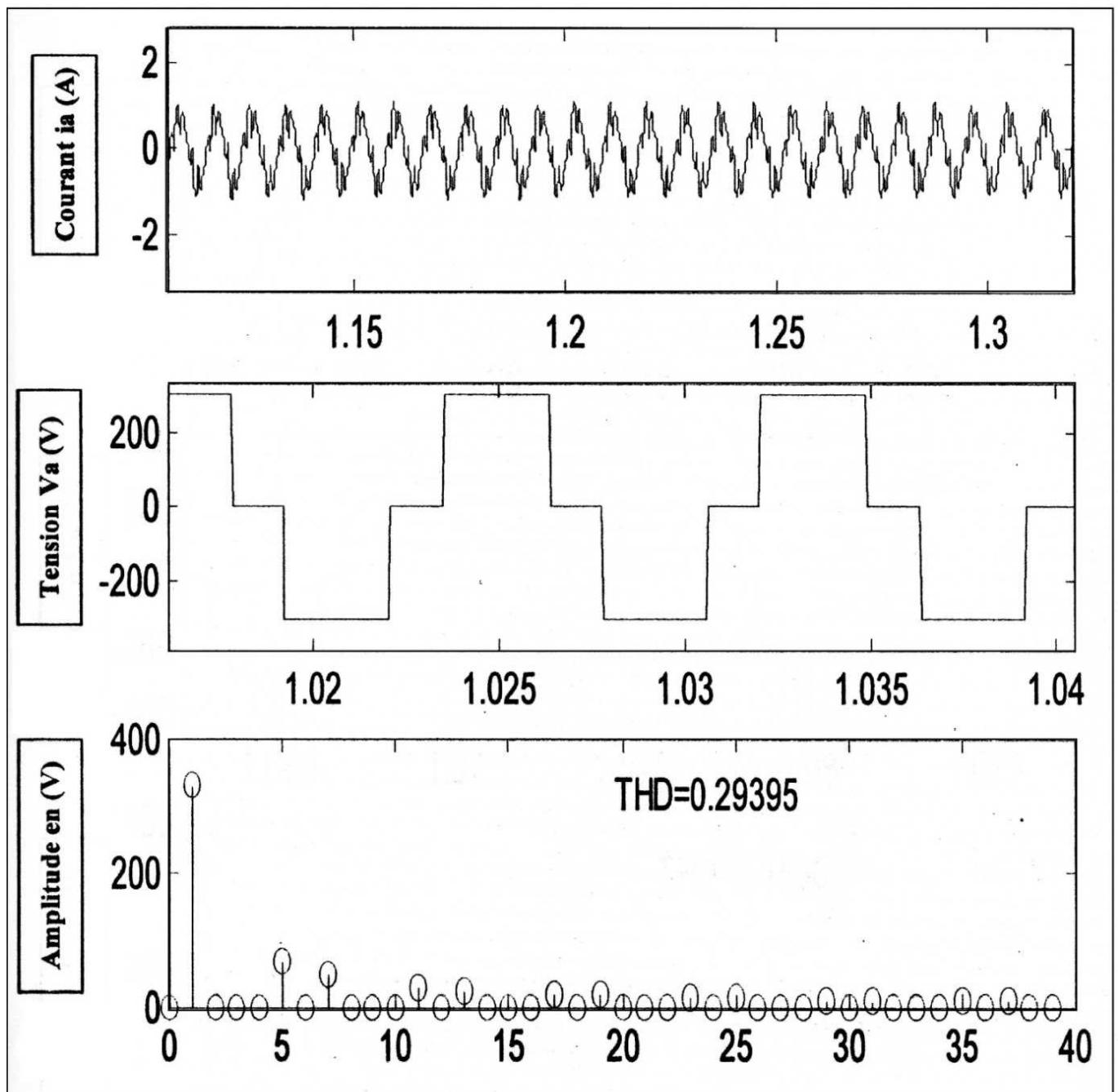
Commande pleine – onde 120° à deux niveaux :

Figure (II-11.b) : courant i_a , Tension V_a et analyse spectrale de la tension de phase, commande pleine – onde à 120°

La figure II-11.b représente la tension de phase de l'onduleur de type 120° .

On remarque que les tensions de phase s'annulent pendant les instants équivalents à l'ouverture des deux interrupteurs d'un même bras.

II.2.3 Modulation de largeur d'impulsion sinus-triangle (MLI_{ST}) :

La M.L.I. sinus-triangle est réalisée par comparaison d'une onde modulante basse fréquence (tension de référence) à une onde porteuse haute fréquence de forme triangulaire. Les instants de commutation sont déterminés par les points d'intersection entre la porteuse et modulante. La fréquence de commutation des interrupteurs est fixée par la porteuse. En triphasé, les trois référence sinusoïdales sont déphasées de $\frac{2\pi}{3}$ à la même fréquence f

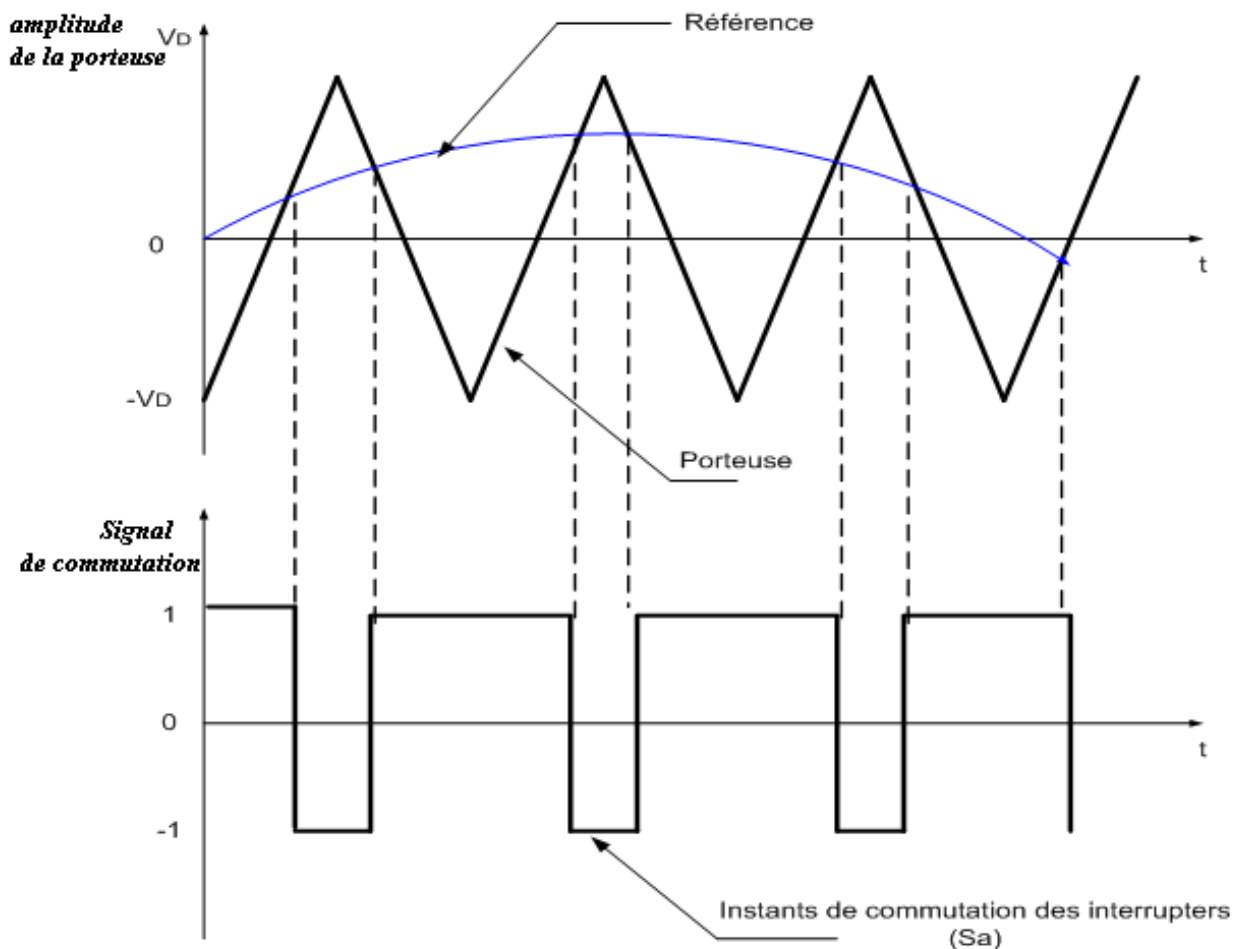


Fig. (II.12) : Le signal de la MLI sinus-triangle.

Sur un onduleur triphasé, la technique MLI intersective avec une seule porteuse est utilisée pour générer les signaux de pilotage des trois bras de pont.

La porteuse est un signal triangulaire caractérisé par sa fréquence f_p et sa valeur de crête V_p .

On définit l'équation de la porteuse dans sa période $[0, T_p]$ par :

$$\begin{cases} x_1(t) = V_p \left(-1 + 4 \frac{t}{T_p}\right) & \text{si } t \in \left[0, \frac{T_p}{2}\right] \\ x_2(t) = V_p \left(3 - 4 \frac{t}{T_p}\right) & \text{si } t \in \left[\frac{T_p}{2}, T_p\right] \end{cases} \quad (\text{II.23})$$

Définissons V_i^* comme la sinusoïde de référence normalisé du bras de pont i , nous avons les signaux de référence normalisés des trois bras de pont comme suit :

$$\begin{cases} V_1^* = \frac{V_a}{E/2} = m \cdot \cos(\theta) \\ V_2^* = \frac{V_b}{E/2} = m \cdot \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ V_3^* = \frac{V_c}{E/2} = m \cdot \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \end{cases} \quad (\text{II.24})$$

La référence est un signal sinusoïdal d'amplitude V_r et de fréquence f_r . En triphasé, les trois tensions sinusoïdales de référence seront données par :

$$\begin{cases} V_1^* = V_r \sin 2\pi \cdot f_r t \\ V_2^* = V_r \sin (2\pi \cdot f_r t - 2\pi/3) \\ V_3^* = V_r \sin (2\pi \cdot f_r t + 2\pi/3) \end{cases} \quad (\text{II.25})$$

Et les modulantes mod_i normalisée sont définies comme la somme des sinusoïdes

Normalisées avec l'homopolaire V_{n0} : $\text{mod}_i = V_i^* + V_{n0}$, donc :

$$\begin{cases} \text{mod}_1 = m \cdot \cos(\theta) + V_{n0} \\ \text{mod}_2 = m \cdot \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) + V_{n0} \\ \text{mod}_3 = m \cdot \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) + V_{n0} \end{cases} \quad (\text{II.26})$$

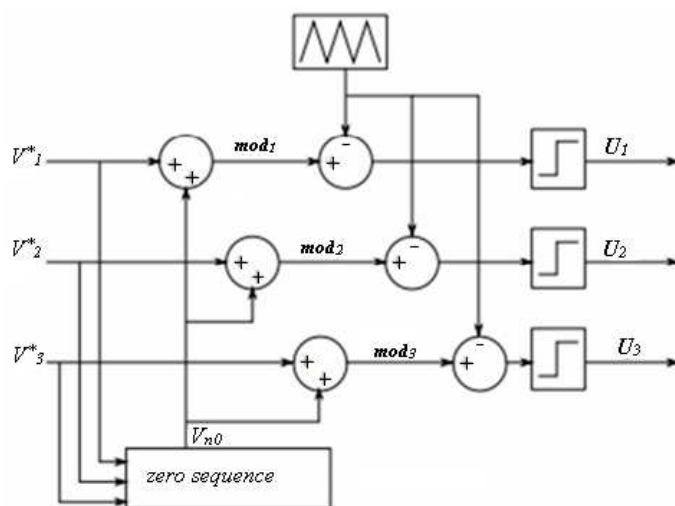


Figure (II.13): principe de génération des signaux de pilotage pour un onduleur de tension triphasé

La commande MLI sinus triangle utilise la comparaison avec la porteuse des trois composantes de la tension de référence afin de calculer les états S_a , S_b et S_c des interrupteurs de l'onduleur. Ceux si sont donnés par l'équation 1.36 suivante

$$S_{abc} = \begin{cases} 1 & \text{si } (v_{rabc} - x(t)) \geq 0 \\ 0 & \text{si } (v_{rabc} - x(t)) < 0 \end{cases} \quad (\text{II.27})$$

Dans ce contexte, la porteuse (triangulaire) est de valeur nulle et l'amplitude égale à 1 (2crête-à-crête).

On notera que la porteuse peut prendre plusieurs formes différentes. Parmi elles, les plus courantes sont : porteuse symétrique (fig (II.14.a)), porteuse en dent de scie (fig(II.14.b) , fig(II.14.c)), ou porteuse à pentes aléatoires (fig (II.14.d)), à fréquence fixe ou pas .

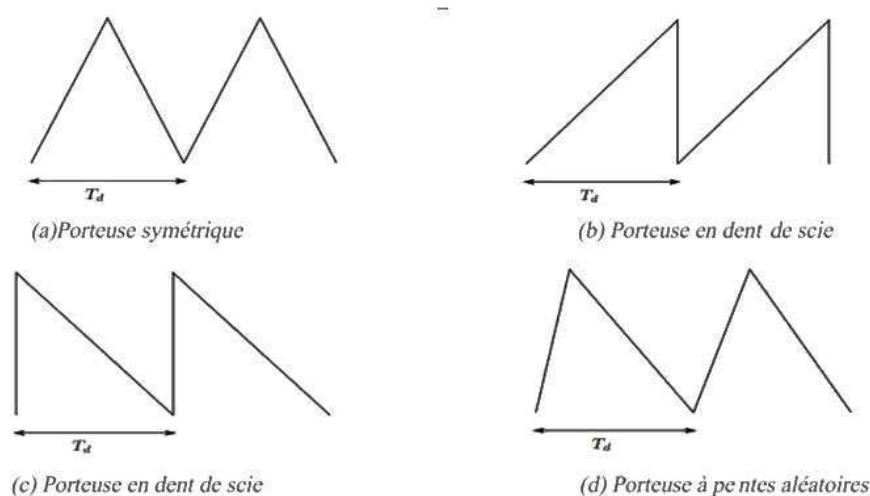


Figure (II.14) : Les formes des porteuses

Les notions nécessaires pour comprendre les stratégies MLI sont représentées comme suit :

II.2.3 .1 Caractérisation de la modulation :

Si la référence est sinusoïdale, deux paramètres caractérisent la commande :

■ L'indice de modulation m , égal au rapport de la fréquence de la modulation (porteuse) sur la fréquence de la référence (modulante).

$$m = \frac{f_p}{f_m} \quad (\text{II.28})$$

Avec $m > 1$

On choisit généralement m supérieure à l'unité parce que l'augmentation mène au déplacement des harmoniques vers des fréquences élevées. Dans la simulation on constate que les valeurs très élevées de m provoquent une augmentation des déchets de tension, ce qui nous oblige à optimiser la valeur de m .

■ Le coefficient de réglage en tension r , égal au rapport de l'amplitude de la tension de la référence sur celle de la porteuse.

$$r = \frac{U_m}{U_p} \quad (\text{II.29})$$

D'ordinaire la modulation est **synchrone**, c'est-à-dire f_p est un multiple entier de f_m . La tension de sortie u est alors vraiment périodique et a bien une période T égal à $\frac{1}{f_m}$.

Mais dans certains cas la modulation est **asynchrone**, notamment quand à la fréquence de modulation f_p donnée on fait varier de façon continue la fréquence de la référence.

En modulation synchrone, si m est impair, l'alternance négative de u' reproduit au signe près son alternance positive. Le développement en série de u' ne comporte que des harmoniques impairs.

Au contraire si m est pair, on trouve dans le développement série d u' une composante continue, des harmoniques pairs et impairs.

L'angle décalage δ (MLI synchrone), on dit que le décalage est optimal si la porteuse passe par un maximum ou un minimum au milieu des alternances de la modulante, pour une modulation synchrone suffisamment importante ($m \geq 15$), les raies des harmoniques se répartissent par groupe au rang : 1, $(m - 2, m, m + 2)$, $(2m - 5, 2m - 3, 2m - 1, 2m + 1, 2m + 3, 2m + 5 \dots)$.

L'augmentation de m rejette les premiers harmoniques non nuls vers les fréquences élevées et facilite donc le filtrage. Mais, m est limité par les temps des commutations des interrupteurs des convertisseurs et donc par la largeur minimale des impulsions.

II.2.3.2 Fondamental et déchet de tension :

Par action sur r , on peut faire croître U'_1 depuis zéro que jusqu'à un maximum correspondant à l'annulation de certains créneaux de la tension U' (ou à la disparition de certains intersections entre les ondes de référence et de modulation).

Dès que m est suffisant ($m \geq 6$), le fondamental de la tension de sortie est pratiquement égal à la tension de référence.

$$U'_1 = \frac{1}{\sqrt{2}} r. \quad (\text{II.30})$$

D'ordinaire, la valeur efficace U'_1 du fondamental en donnant à r la valeur maximum, est inférieure à celle qu'on obtiendrait avec une commande pleine onde, soit à :

$$\frac{1}{\sqrt{2}} \frac{4}{\pi} \frac{U}{2} = \frac{\sqrt{2}}{\pi} U \quad (\text{II.31})$$

La modulation de largeur d'impulsion produit un déchet de tension. Lorsque m est pair ou impair mais très grand, la maximum de r est égal à 1.

En portant $r=1$, dans la relation (II.21), on obtient alors :

$$\frac{U'_1}{\sqrt{2}U/\pi} = \frac{\pi}{4} = 0.7854 \quad (\text{II.32})$$

On a un déchet de tension de 21.46% ; le fondamental de la tension de sortie peut donc atteindre 78.54% de la tension continue ($U/2$)

II.2.3.3 Injection d'harmonique 3 (Suboptimale) dans la référence :

En triphasé, on peut réduire le déchet de tension sans diminuer la qualité des tensions de sortie et du courant d'entrée. Puisque les harmoniques de rang 3 et multiple de 3 sont éliminés de tension de sortie, on peut ajouter un harmonique 3 à la sinusoïdal f_m pour former l'onde de la référence.

L'addition de l'harmonique 3 permet d'augmenter l'amplitude maximale du fondamental dans la référence et, par là, dans la tension de sortie.

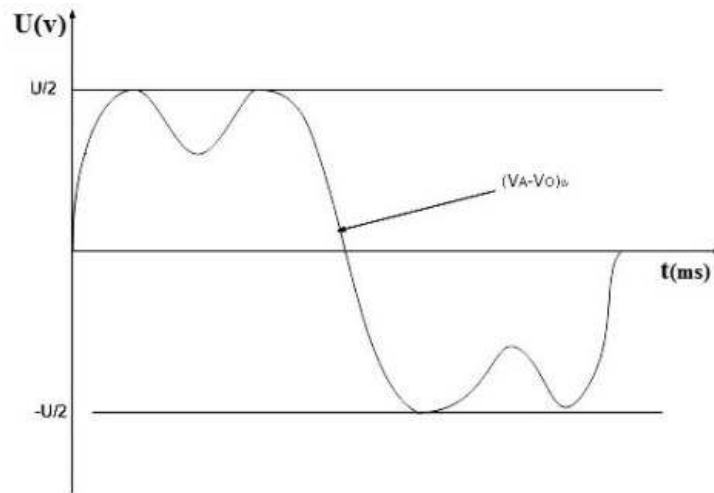


Fig. (II.15) : Injection d'harmonique 3 dans la référence

La commande utilisant une tension de référence de la forme :

$$(v_a - v_o)_\omega = \frac{U}{2} (r \sin \omega t + k \sin 3\omega t) \quad (\text{II.33})$$

est appelée la commande **suboptimale**.

Pour trouver la valeur de k permettant à r d'atteindre sa valeur maximale, on suppose que la forme d'onde est toujours la même en écrivant :

$$(v_a - v_o)_\omega = \frac{U}{2} r (\sin \omega t + (\sin \omega t + k' \sin 3\omega t) \sin 3\omega t) \quad (\text{II.34})$$

La dérivée par rapport à t de $(\sin \omega t + k' \sin 3\omega t)$

Montre que le premier maximum se produit avant $t = \pi/2\omega$ si $k' > 1/9$

Si cette condition est remplie, l'instant de ce maximum est tel que :

$$\cos^2 \omega t = \frac{1}{4} \left(3 - \frac{1}{3k'} \right) \quad (\text{II.35})$$

La valeur maximale de r correspond au maximum de la quantité $(\sin \omega t + k' \sin 3\omega t)$ à cet instant. On trouve ainsi : $r_{\max} = \frac{2}{\sqrt{3}} = 1.155$ pour $k'=1/6$ ou $k = \frac{1}{6} \frac{2}{\sqrt{3}} = 0.1925$

L'amplitude maximale théorique du fondamental des tensions simples de sortie passe de U/2, avec la commande sinusoïdale à $1.155 \cdot U/2$, avec de la commande *Suboptimale*.

Le déchet de tension passe de 21.46% à 9.31%.

II.2.4 Résultat de simulation de la commande MLI :

- Commande MLI naturelle à deux niveaux ($m=9$) :

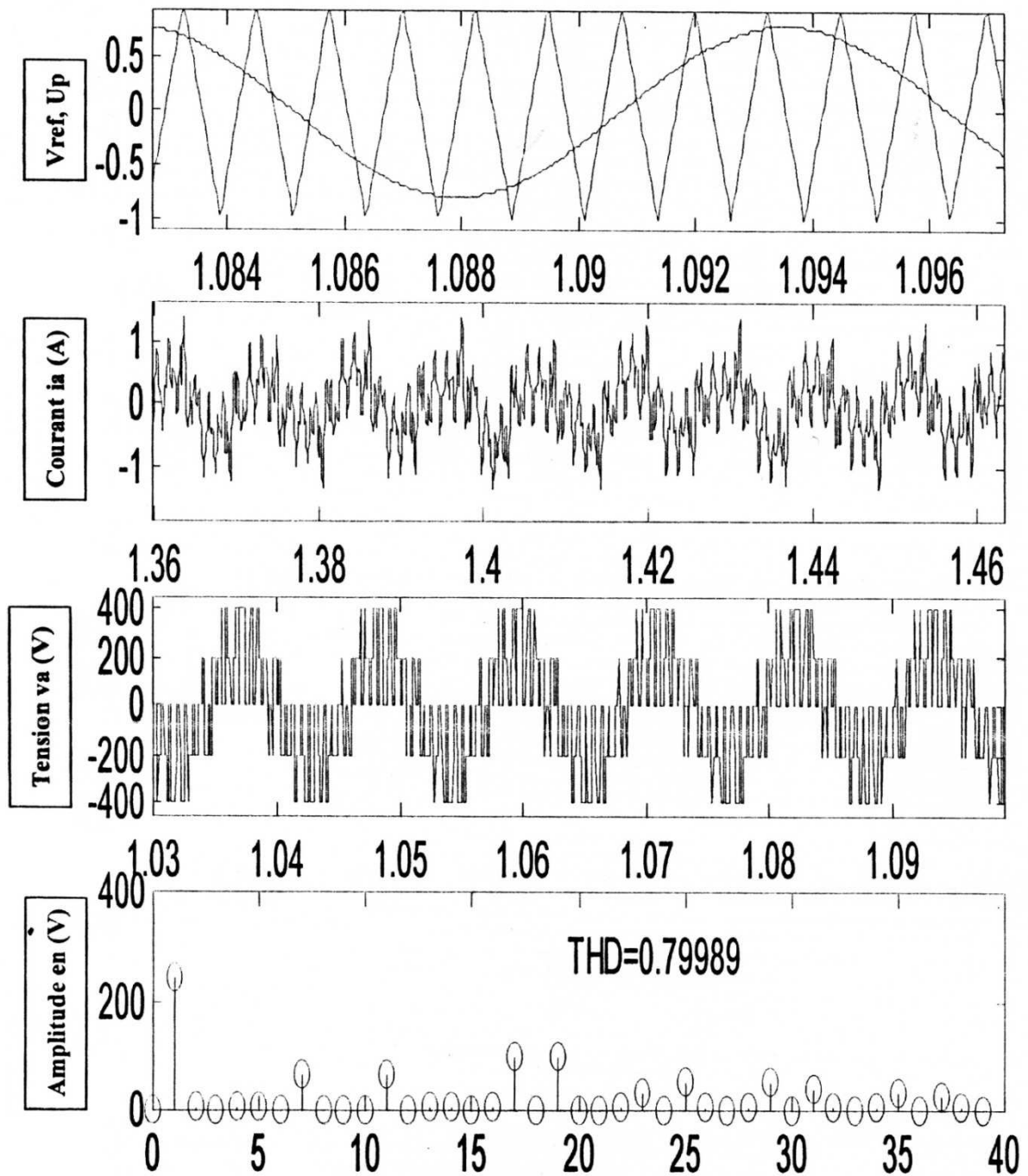
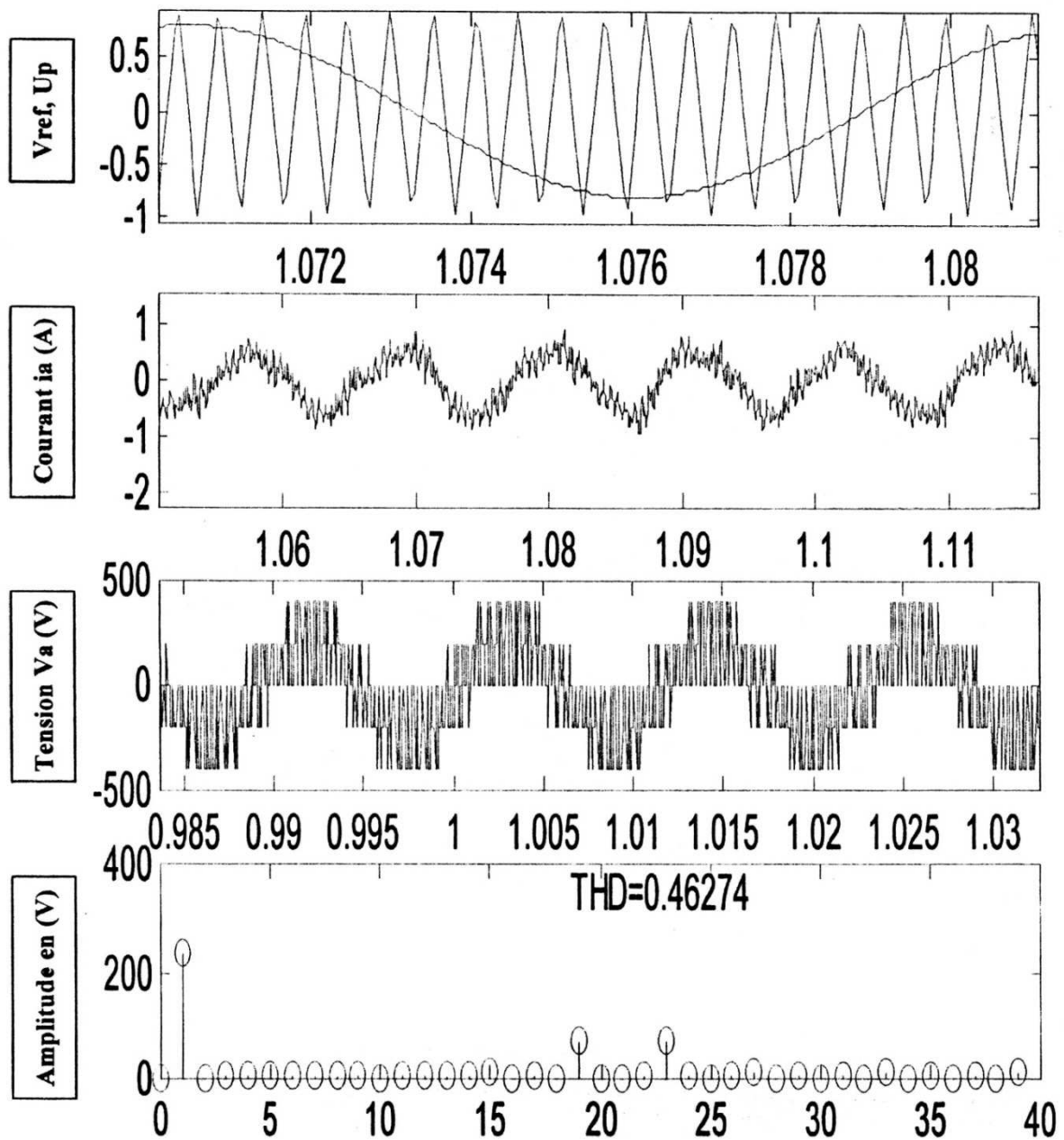


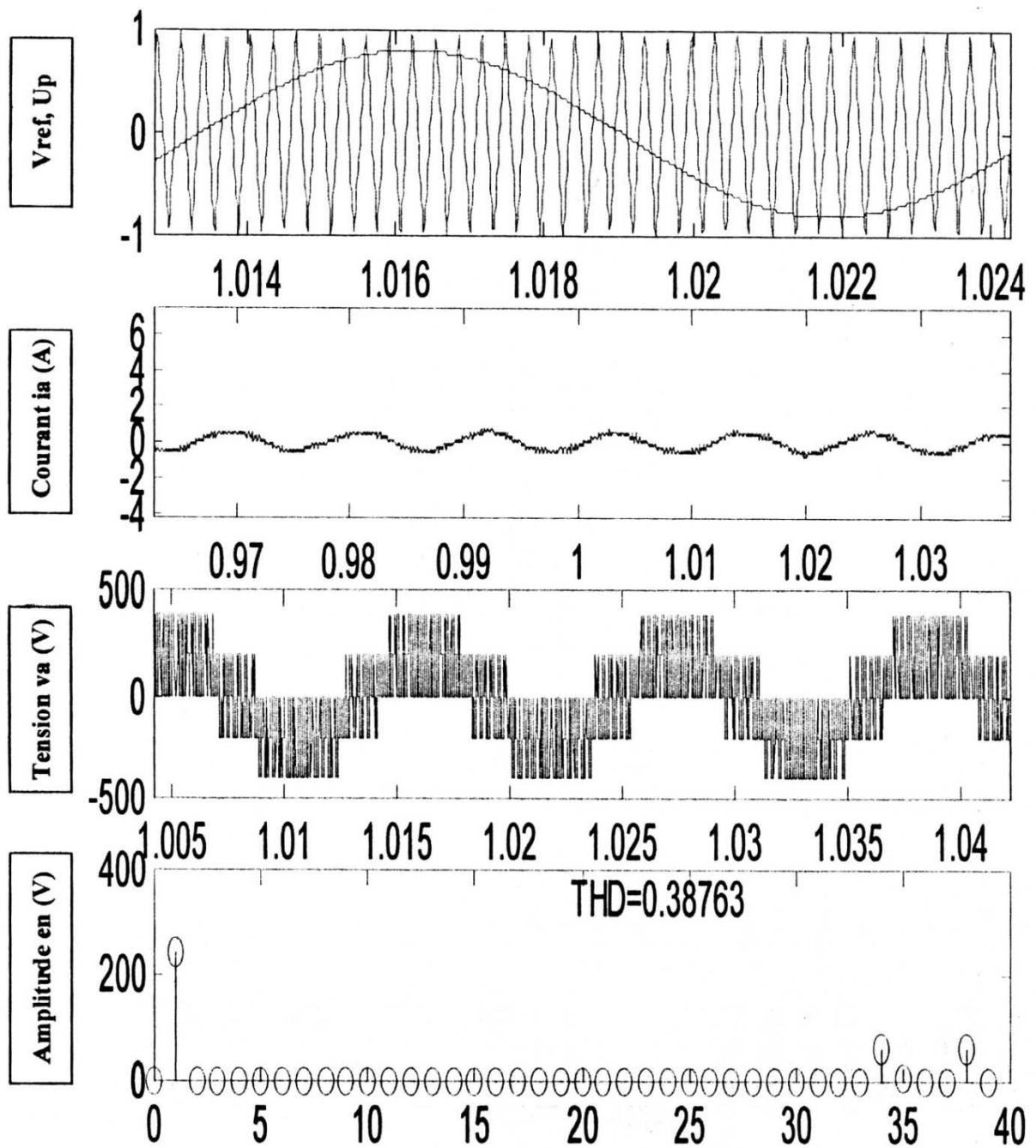
Figure (II.16.a): Synchronisation du signal de référence-porteuse, courant i_a , tension V_a et analyse spectrale de tension de phase, $m=9$, $r=0.8$

- **Commande MLI naturelle à deux niveaux ($m=21$) :**



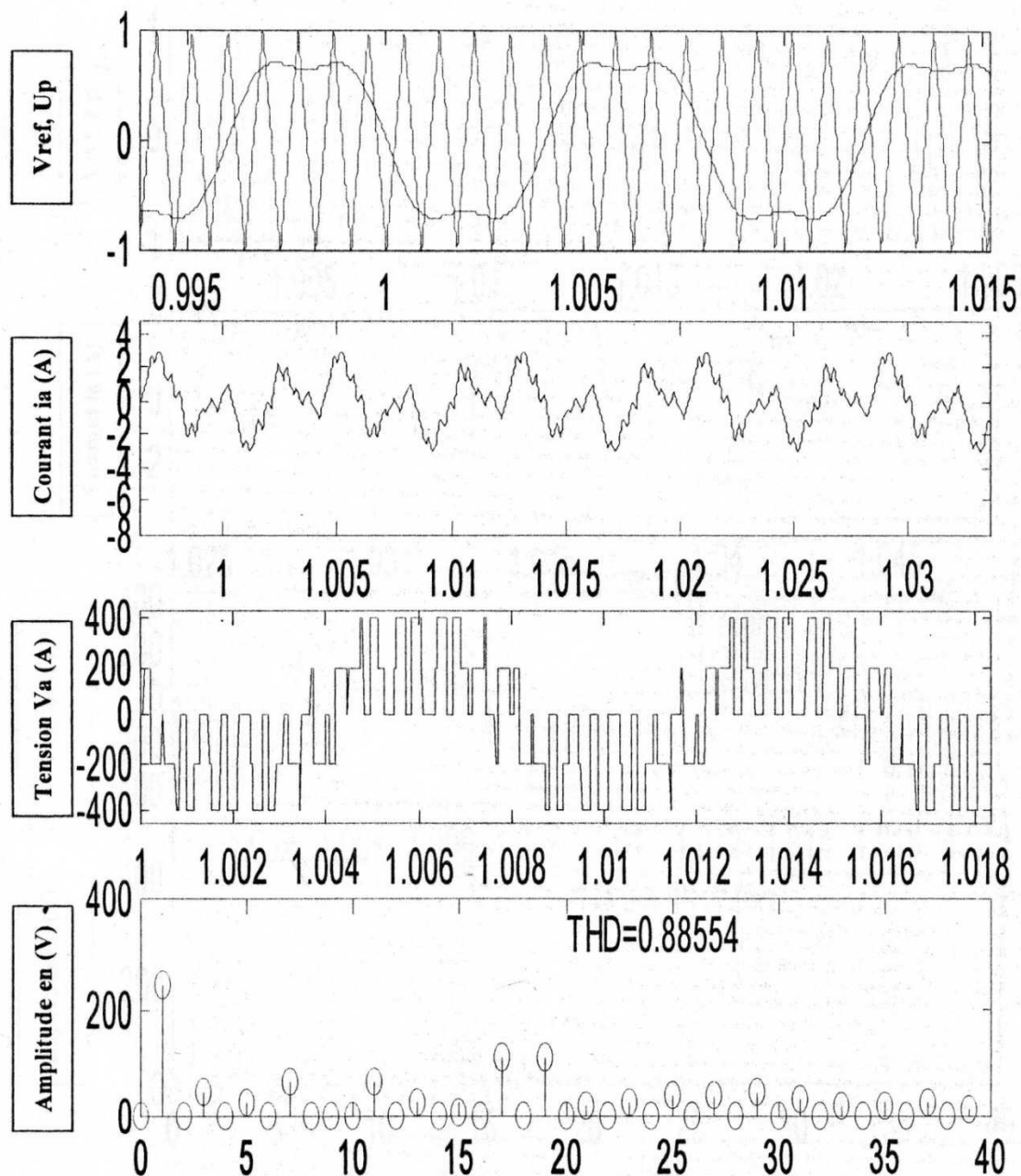
Figure(II.16.b) : Synchronisation du signal de référence-porteuse, courant i_a , tension V_a et analyse spectrale de tension de phase, $m=21$, $r=0.8$

- Commande MLI naturelle à deux niveaux ($m=36$) :



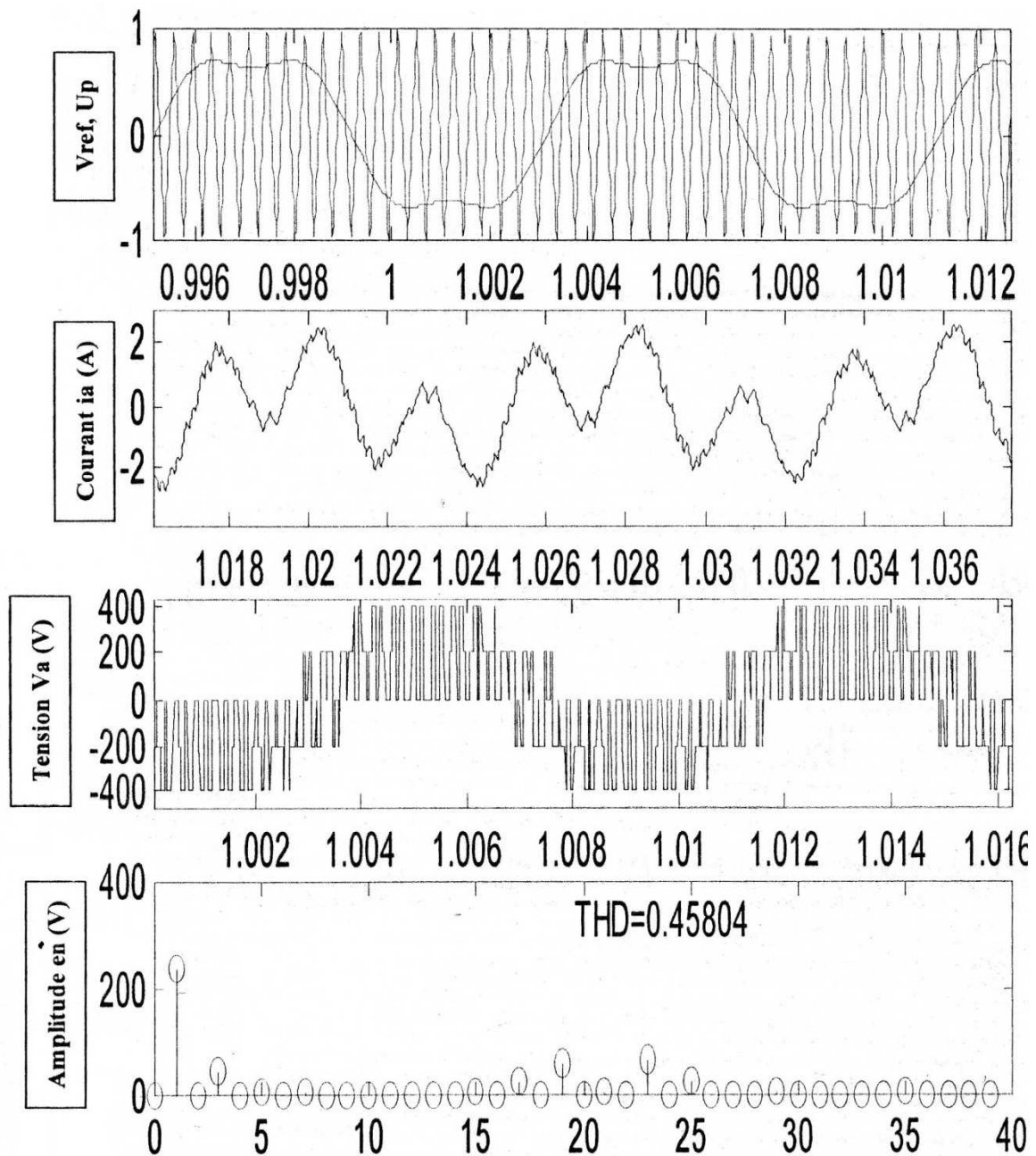
Figure(II.16.c) : Synchronisation du signal de référence-porteuse, courant i_a , tension V_a et analyse spectrale de tension de phase, $m=36$, $r=0.8$

- Commande d'injection d'harmoniques (suboptimale) à deux niveaux ($m=9$) ($r=0.8$)



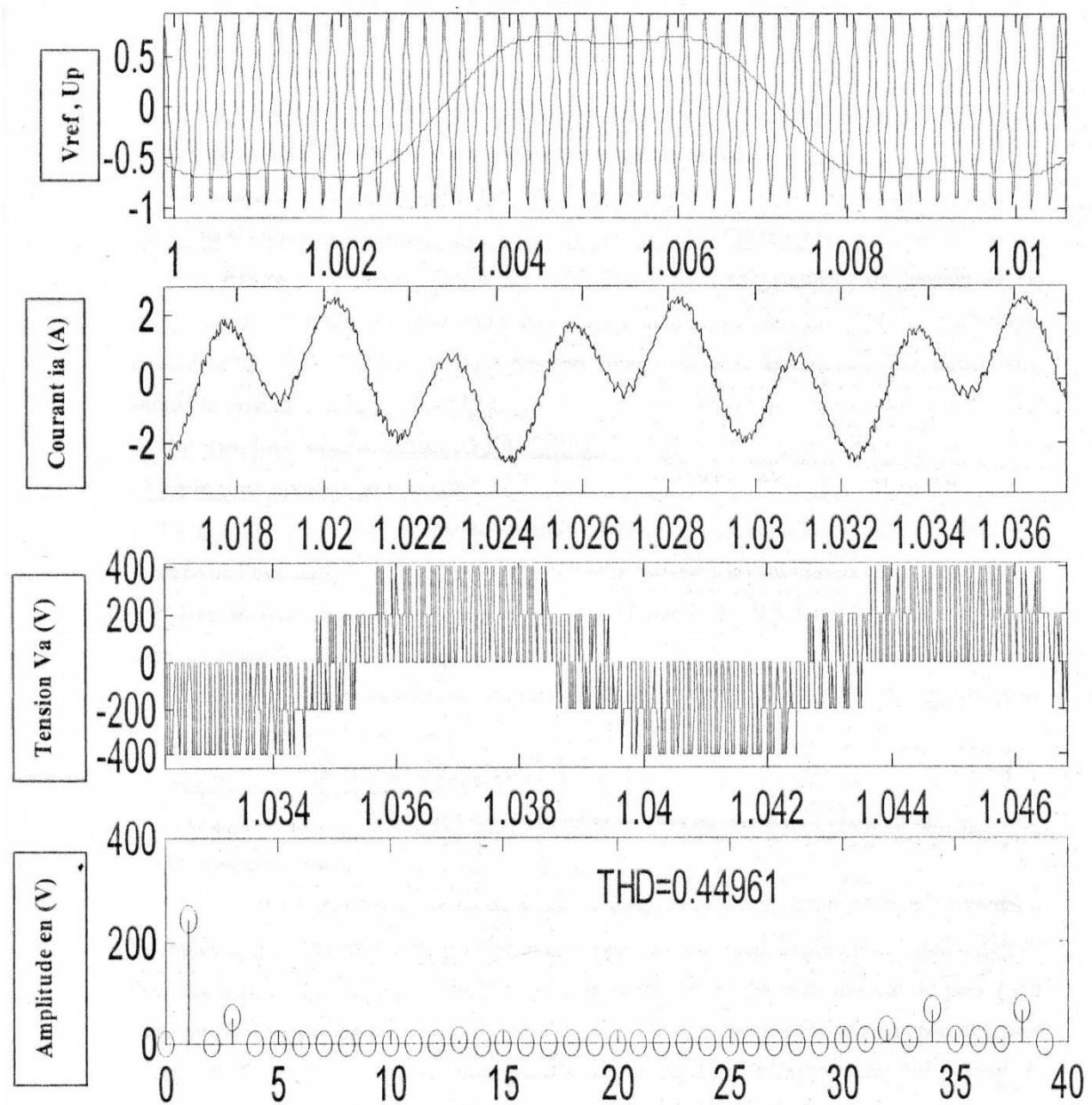
Figure(II.17.a) : Synchronisation du signal de référence-porteuse, courant i_a , tension V_a et analyse spectrale de tension de phase, $m=9$, $r=0.8$

- Commande d'injection d'harmoniques (suboptimale) à deux niveaux ($m=21$) ($r=0.8$)



Figure(II.17.b) : Synchronisation du signal de référence-porteuse, courant i_a , tension V_a et analyse spectrale de tension de phase, $m=21$, $r=0.8$

- Commande d'injection d'harmoniques (suboptimale) à deux niveaux ($m=36$) ($r=0.8$)



Figure(II.17.c) : Synchronisation du signal de référence-porteuse, courant i_a , tension V_a et analyse spectrale de tension de phase, $m=36$, $r=0.8$

Les figures (II.16.a) ; (II.16.b) ; (II.16.c) ; peut-être résumé dans ce tableau

m	9	21	36
Analyse Spectral	- L'élimination de l'harmonique de rang 5 - L'existence des harmonique (7, 11...)	- élimination des harmonique 5,7,11.... -L'augmentation des amplitudes des harmonique 19 et 23	-Seuls les harmoniques 34 et 38 apparaissent.

Ces résultats montrent les analyses spectrales de la tension de phase, en fonction de l'augmentation de la valeur de m , le hachage de la tension de phase augmente et l'allure du courant de phase i_a s'approche de la sinusoïde

Les résultats de Simulation numérique avec une commande MLI suboptimale (ou injection d'harmonique) a pour objectif la vérification de l'efficacité de la commande qui consiste à augmenter la zone linéaire du réglage du fondamental de la tension.

Les figures (II-17.a), (II-17.b) et (II-17.c) montrent que les taux d'harmoniques diminuent d'une manière générale, les harmoniques sont pratiquement les mêmes que pour le cas sans injection d'harmonique (MLI naturelle), notons aussi l'apparition de l'harmonique 3 que nous avons injecté à la tension de référence.

II.3. stratégies de commande MLI sinus-triangulaire à échantillonnage naturel (onduleur trois niveaux) :

C'est le même principe que la commande MLI naturel pour l'onduleur triphasé à deux niveaux.

II.3.1. L'algorithme de commande sinus-triangulaire pour l'onduleur triphasé à 3 niveaux

L'algorithme de commande stratégie sinus-triangulaire à échantillonnage naturel pour l'onduleur à trois niveaux pour un bras K, peut être résumé en

$$N_{refk} / \leq U_p \quad \longrightarrow \quad B_{k1} = 1, B_{k2} = 0$$

$$N_{refk} / > U_p \ \& \ (V_{refk} > 0) \quad \longrightarrow \quad B_{k1} = 1, B_{k2} = 1$$

$$N_{refk} / > U_p \ \& \ (V_{refk} < 0) \quad \longrightarrow \quad B_{k1} = 0, B_{k2} = 0$$

Cet algorithme, et en utilisant des signaux (tension) de références sinusoïdale, nous permet pour la premier phase :

- Pour $0 < \omega t < \pi \Rightarrow B_{11} = 1$, et on module la tension de sortie en jouant sur B_{12} .
- Pour $\pi < \omega t < 2\pi \Rightarrow B_{12} = 0$, et on module la tension de sortie en jouant sur B_{11} .

Pour bien expliquer le principe de la commande sinus-triangulaire avec une porteuse unipolaire pour un bras k (figII-17), on s'intéresse à l'équation de la porteuses unipolaire utilisée, qui est définit comme suit :

$$0 \leq t \leq T_h/2 \Rightarrow U_p = (2V_e/T_h)t$$

$$T_h/2 < t \leq T_h \Rightarrow U_p = V_e - (2V_e/T_h)(t - T_h/2)$$

Avec T_h : Période de la porteuse unipolaire

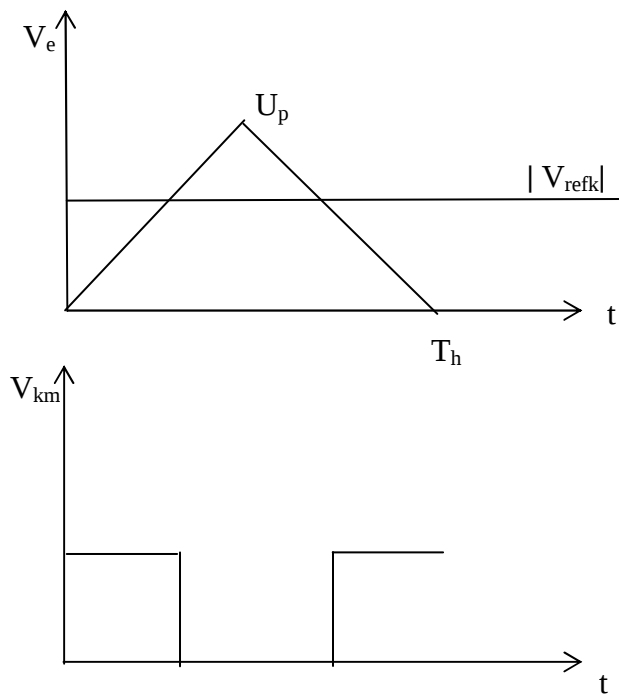
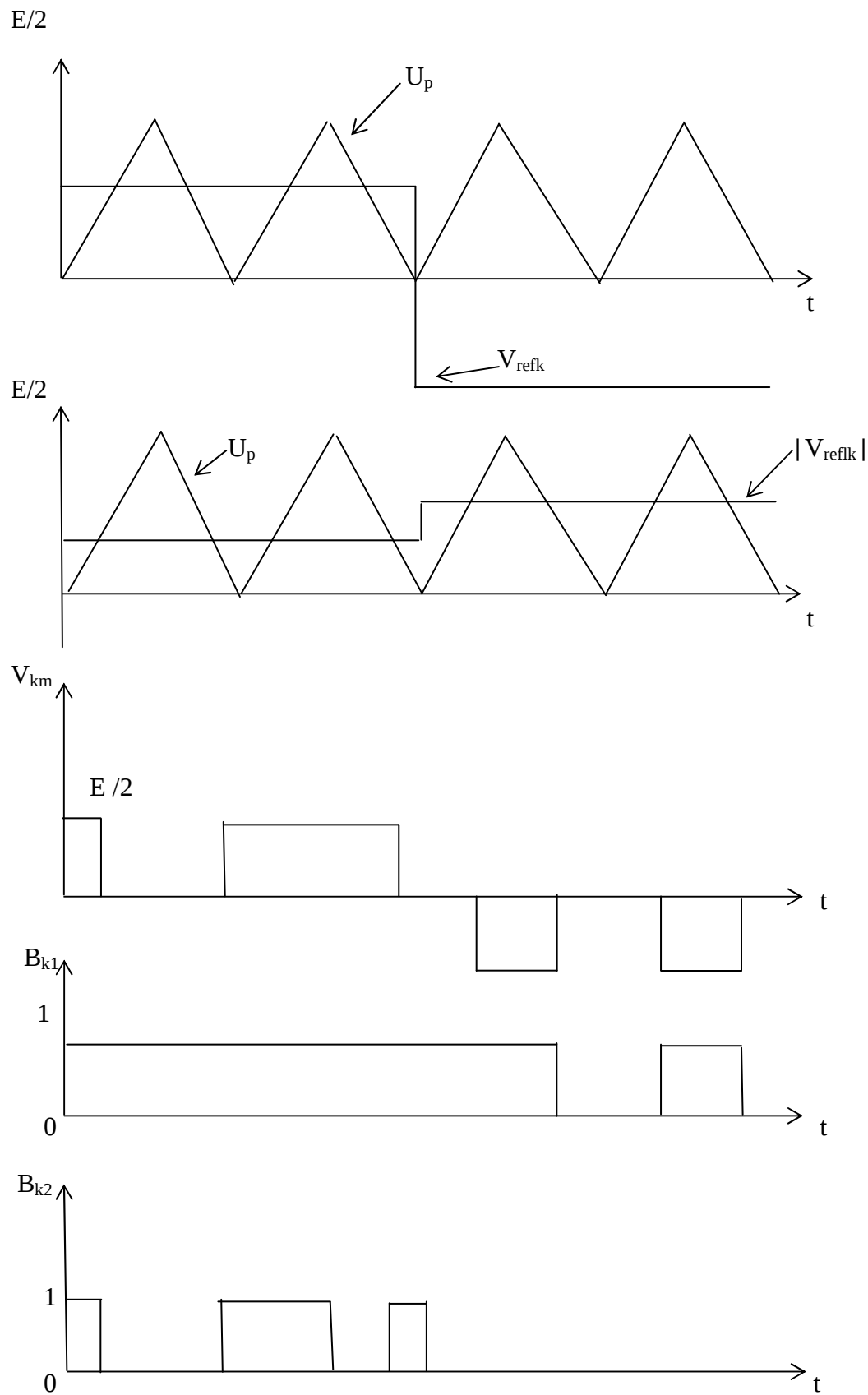


Fig (II -18) L'intersection de la porteuse avec la référence

Pour expliciter cette stratégie de commande, on utilise un signal de référence rectangulaire V_{refk} comme indique ci – dessous Fig (II.18) (en fait, il existe plusieurs signaux de références, sinusoïdaux, trapézoïdaux ou rectangulaires)



Figure(II.19) Le principe de la stratégie sinus-triangulaire

II.3.2 Caractéristique de la tension de sortie :

Les tensions de référence de l'onduleur triphasé utilisé, qui permettent d'avoir un système triphasé équilibré direct ou inverse sont données par le système d'équations suivant :

$$\begin{aligned} V_{ref1}(t) &= V_m \cdot \sin(\omega t - \varphi) \\ V_{ref2}(t) &= V_m \cdot \sin\left(\omega t - \varphi - \frac{2\pi}{3}\right) \\ V_{ref3}(t) &= V_m \cdot \sin\left(\omega t - \varphi - \frac{4\pi}{3}\right) \end{aligned} \quad (II.36)$$

L'utilité de la variable « marche » permet à l'onduleur triphasé commandé par cette technique un fonctionnement dans les quatre quadrants du plan couple-vitesse.

II.3.3 La commande suboptimale (ou commande par injection d'harmoniques)

L'utilisation de cette technique qui permet l'injection d'harmoniques multiples de trois dans les tensions de références afin l'élargir la zone linéaire de réglage de l'onduleur à trois niveaux (puisque ces harmoniques sont nuls)

Par exemple, on prend le cas de l'injection de l'harmonique 3, ce qui va donner les nouvelles tensions de référence représentées comme suit :

$$\begin{aligned} V_{ref1}(t) &= V_m \cdot [\sin(\omega t - \varphi) + a \cdot \sin(3\omega t)] \\ V_{ref2}(t) &= V_m \cdot [\sin\left(\omega t - \varphi - \frac{2\pi}{3}\right) + a \cdot \sin(3\omega t)] \\ V_{ref3}(t) &= V_m \cdot [\sin\left(\omega t - \varphi - \frac{4\pi}{3}\right) + a \cdot \sin(3\omega t)] \end{aligned} \quad (II.37)$$

II.3.4. Résultat de simulation de l'onduleur à trois niveaux :

- Commande MLI naturelle à trois niveaux ($m=9$), porteuse bipolaire

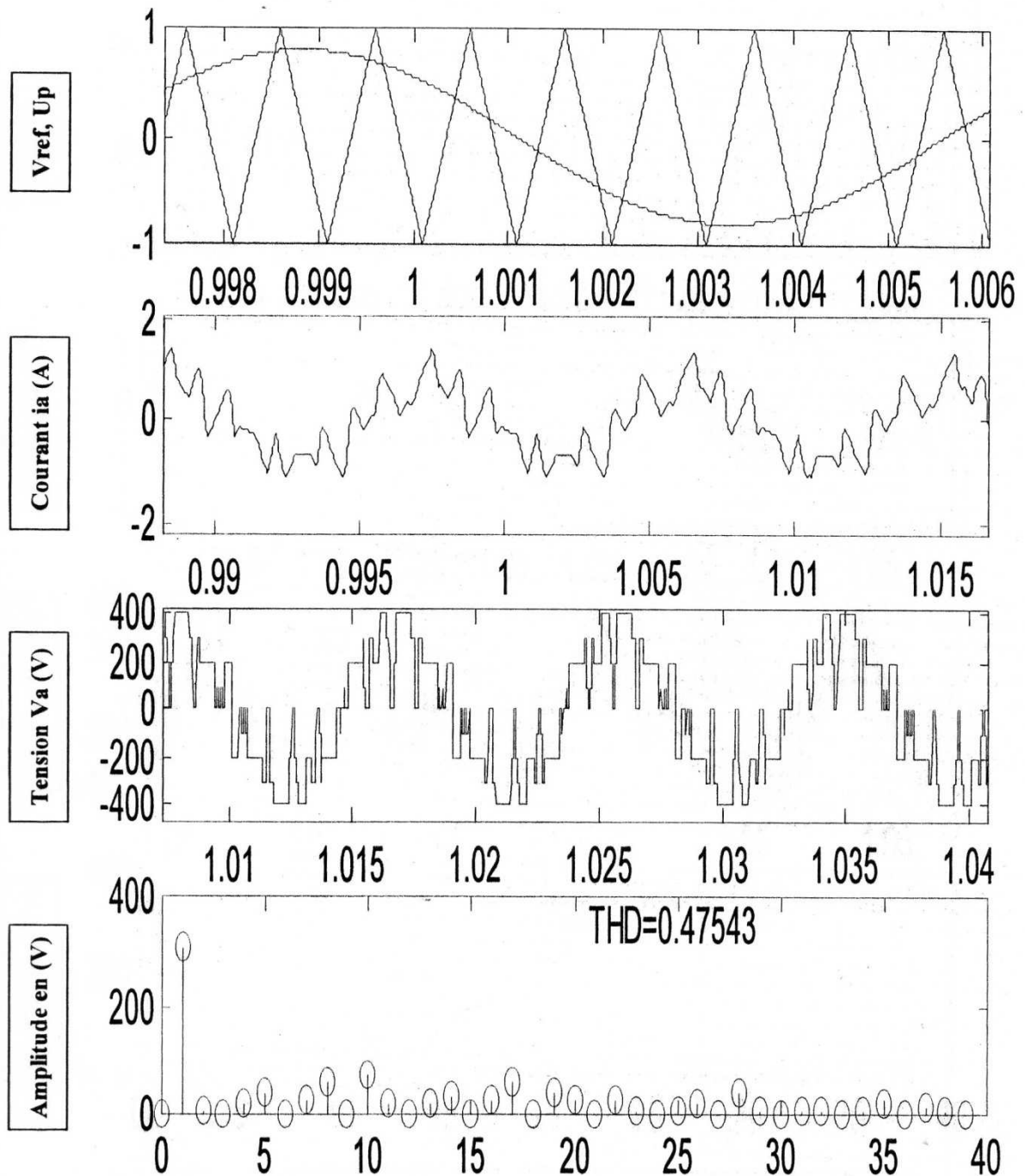


Figure (II.20.a): Synchronisation du signal de référence-porteuse, courant i_a , tension V_a et analyse spectrale de tension de phase, $m=9$, $r=0.8$

- Commande MLI naturelle à trois niveaux ($m=21$), porteuse bipolaire

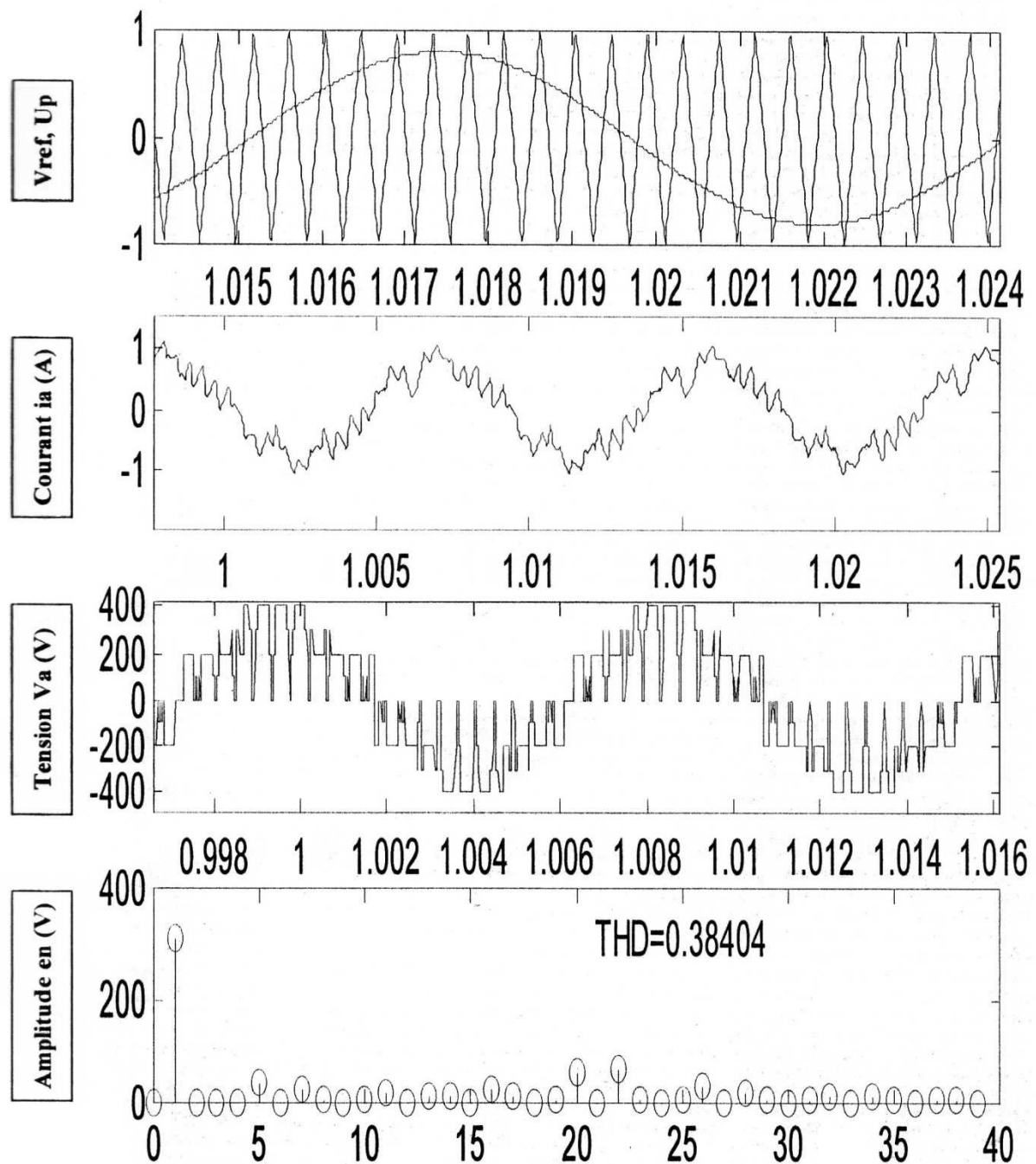


Figure (II.20.b): Synchronisation du signal de référence-porteuse, courant i_a , tension V_a et analyse spectrale de tension de phase, $m=21$, $r=0.8$

- **Commande MLI naturelle à trois niveaux ($m=36$), porteuse bipolaire**

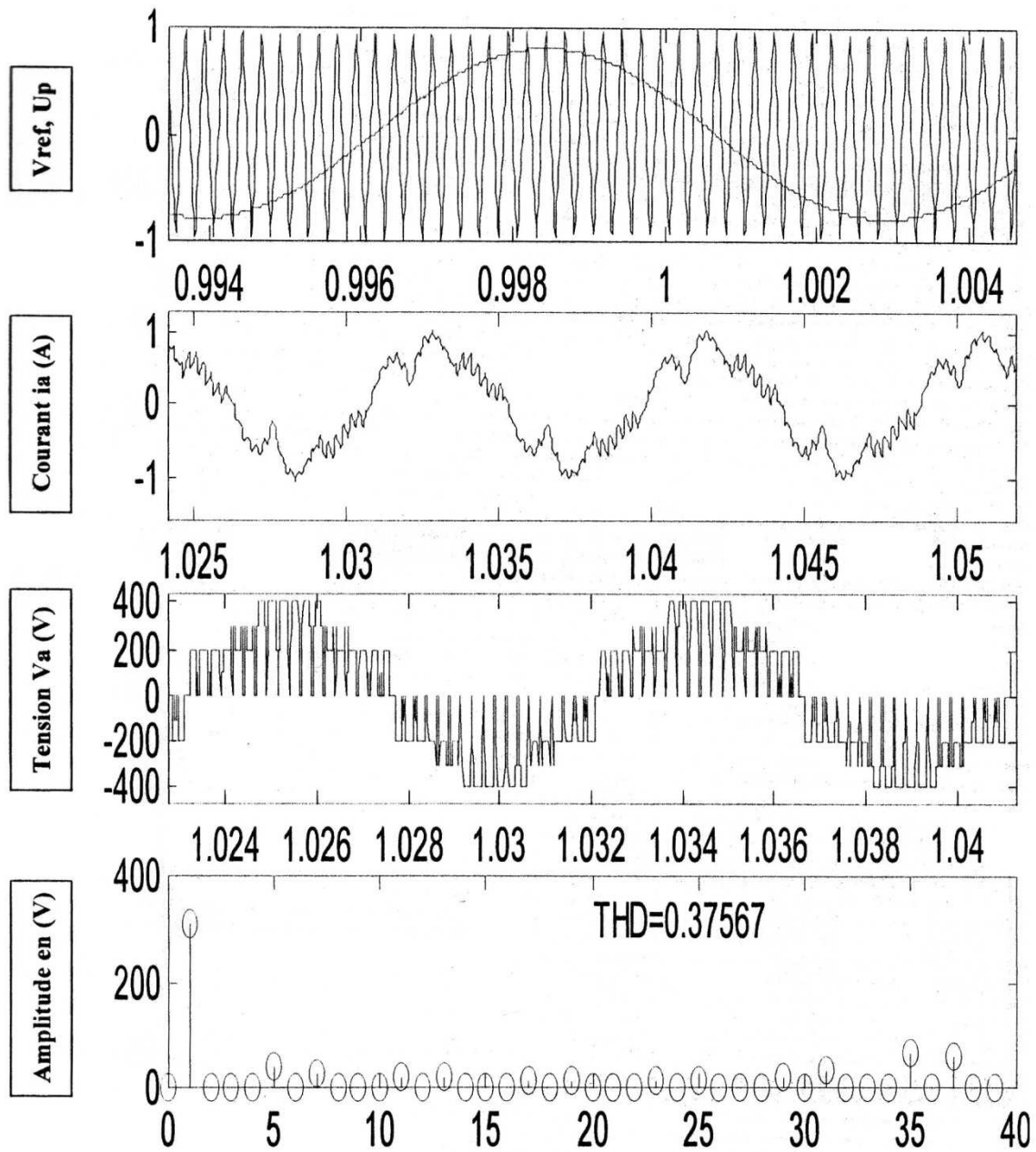


Figure (II.20.c): Synchronisation du signal de référence-porteuse, courant i_a , tension V_a et analyse spectrale de tension de phase, $m=36$, $r=0.8$

- **Commande MLI naturelle à trois niveaux ($m=9$), porteuse unipolaire**

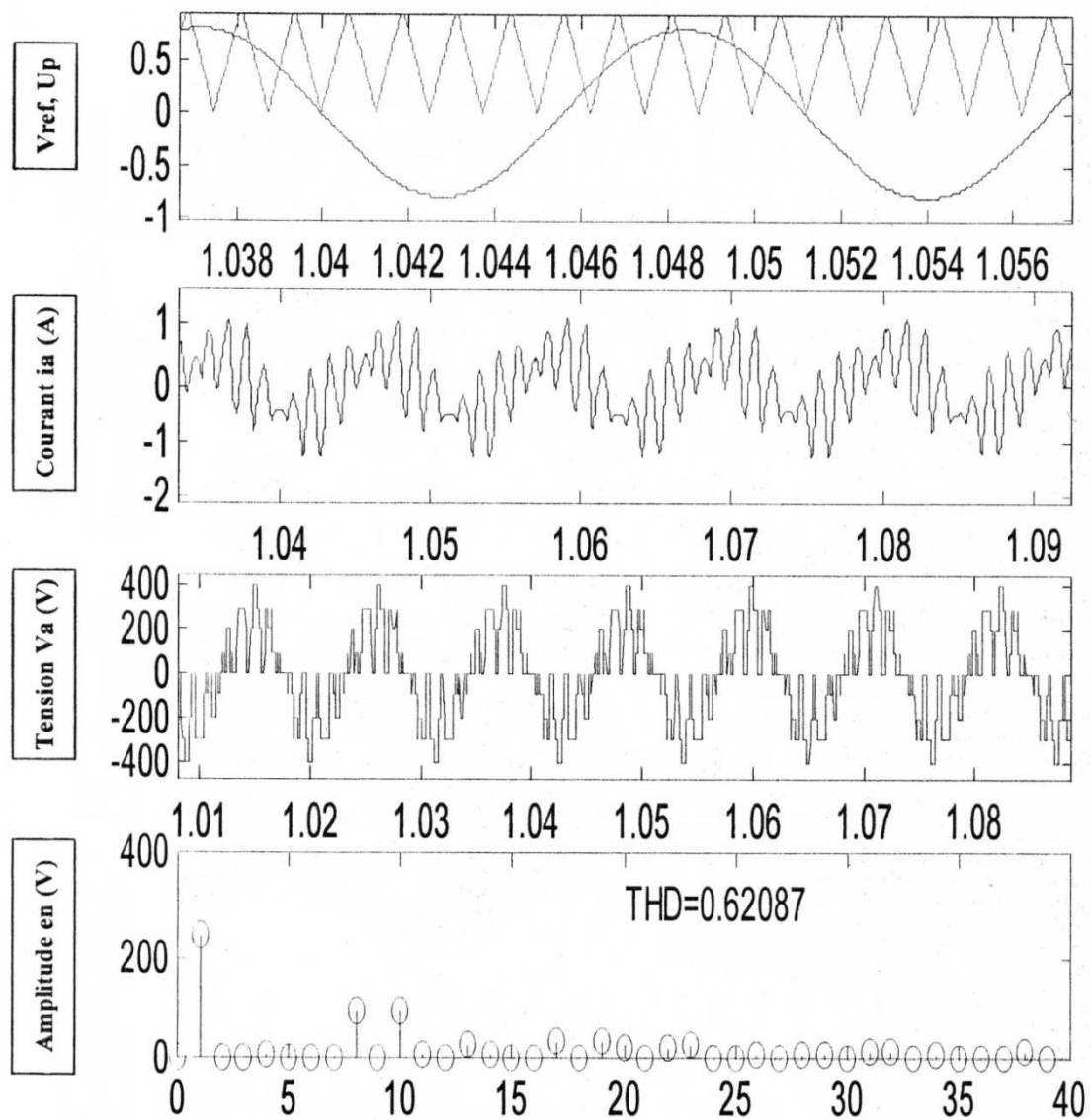
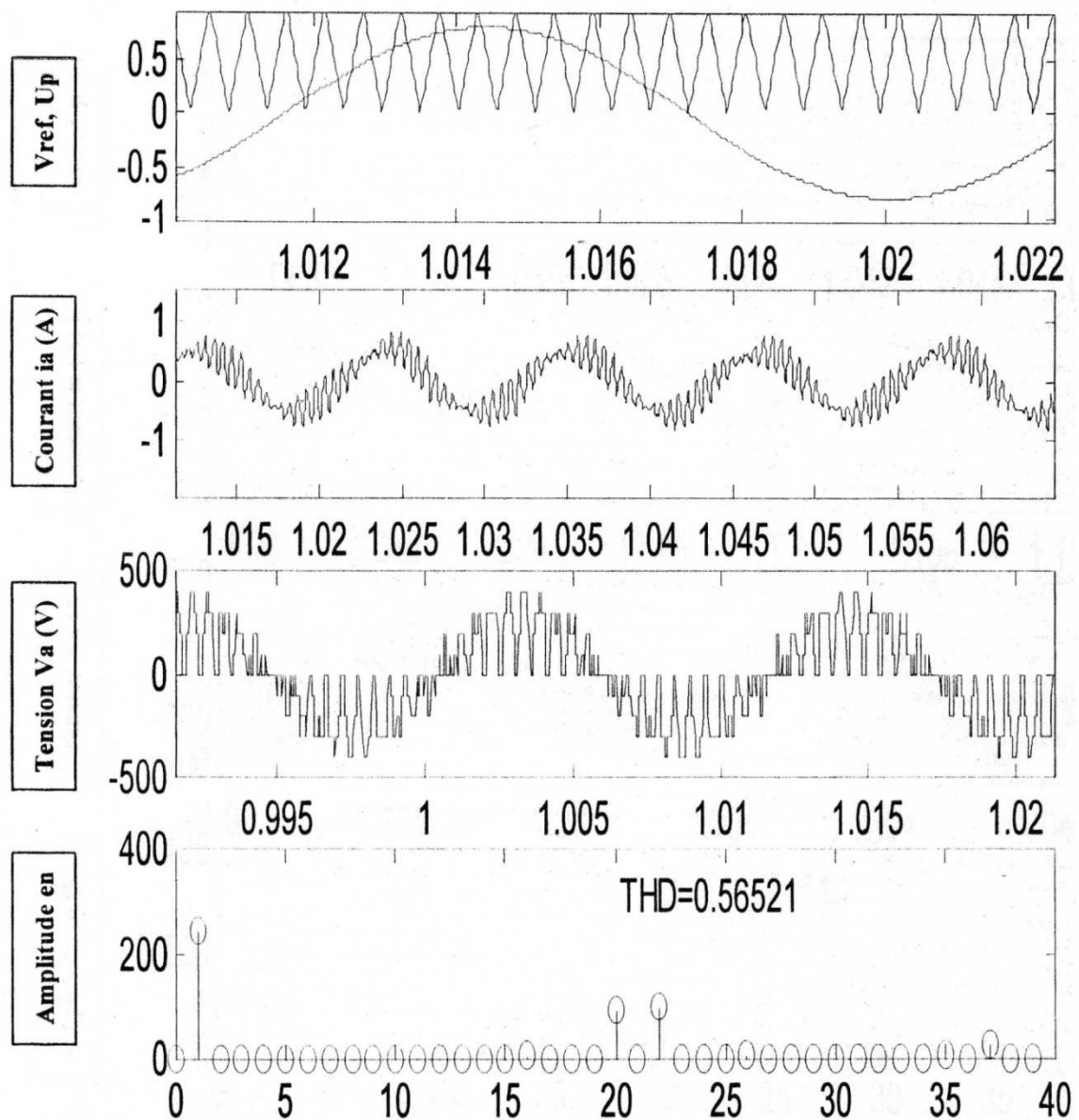


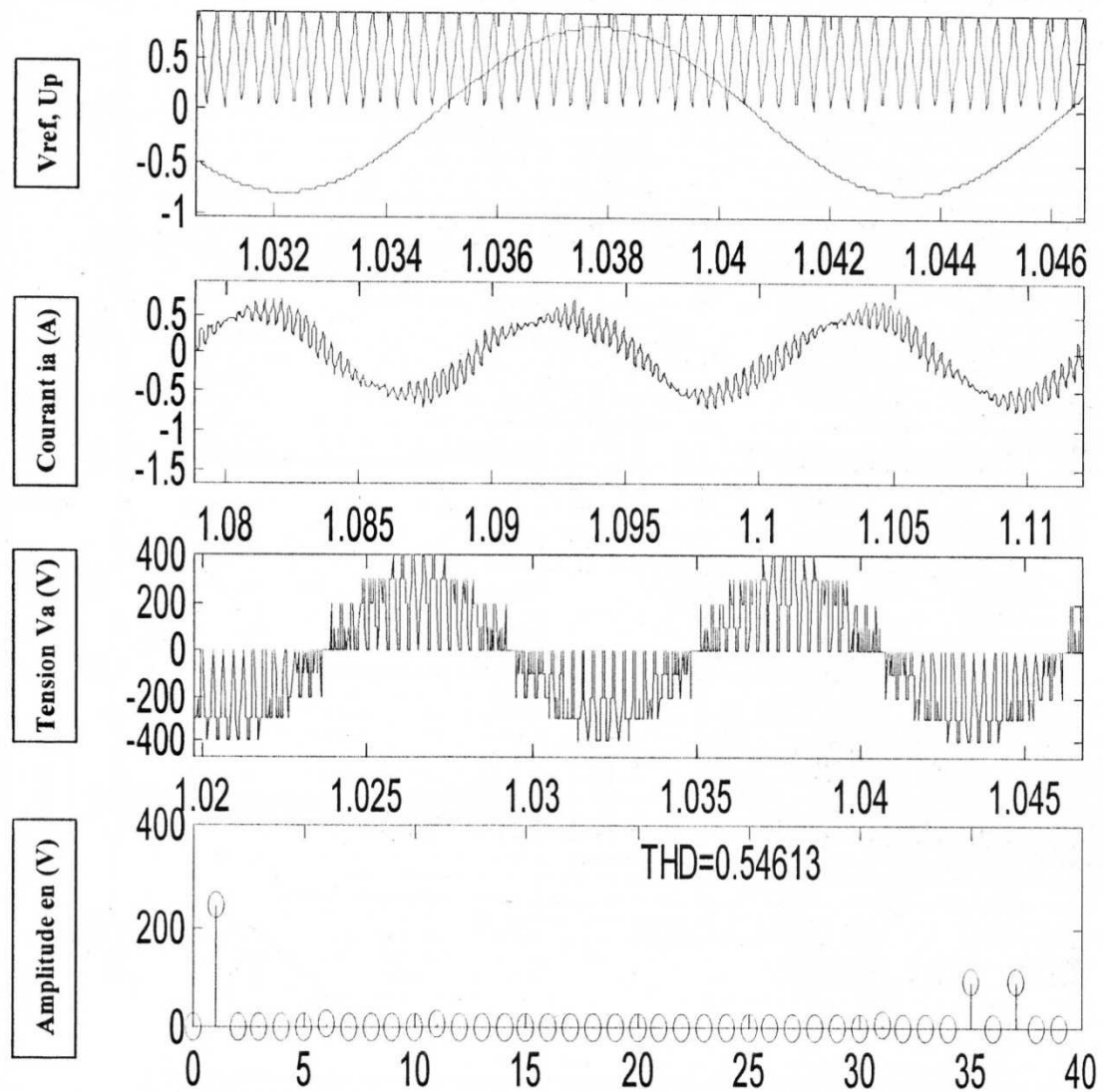
Figure (II.21.a): Synchronisation du signal de référence-porteuse, courant i_a , tension V_a et analyse spectrale de tension de phase, $m=9$, $r=0.8$

- **Commande MLI naturelle à trois niveaux ($m=21$), porteuse unipolaire**



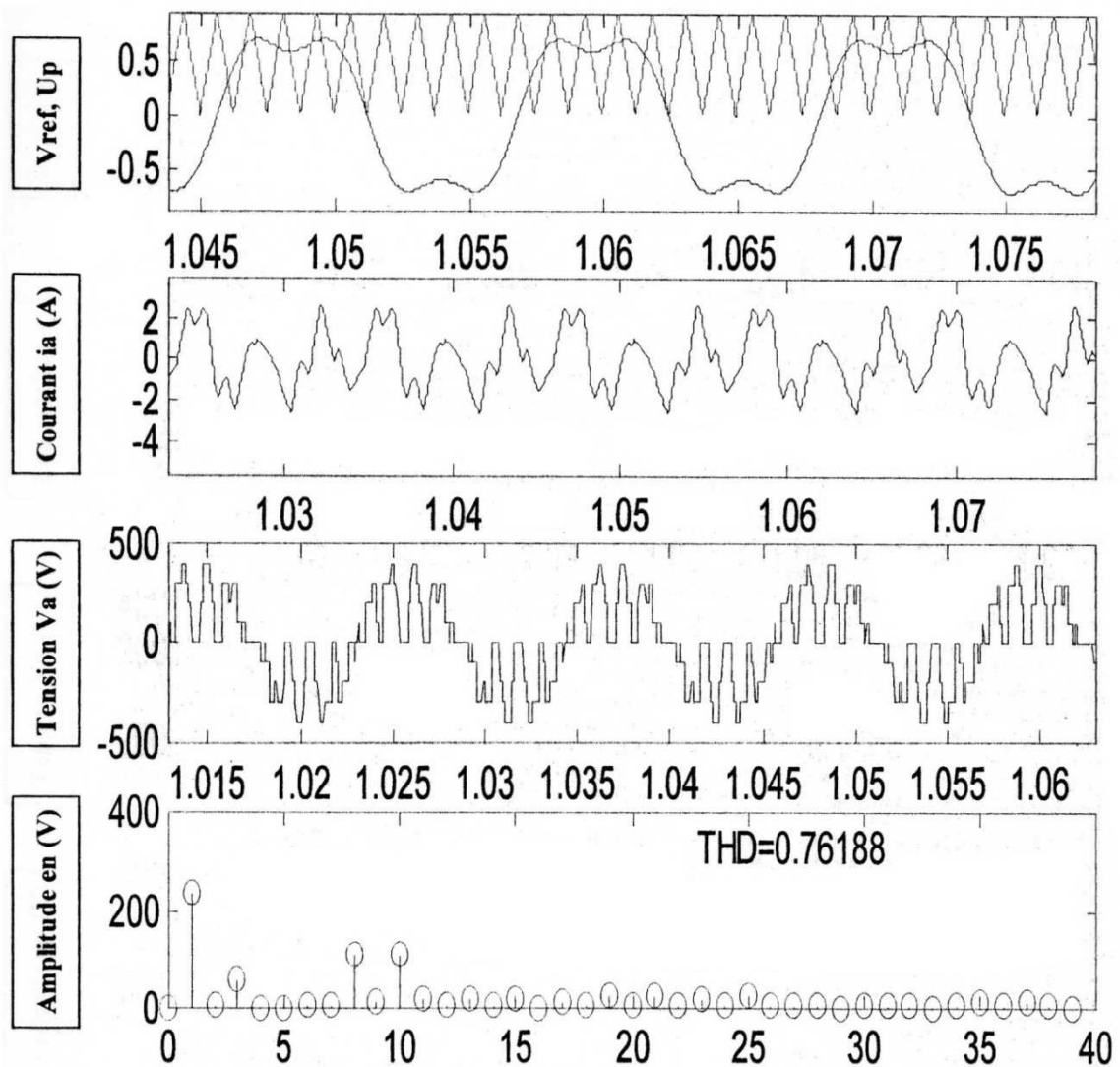
Figure(II.21.b) : Synchronisation du signal de référence-porteuse, courant i_a , tension V_a et analyse spectrale de tension de phase, $m=21$, $r=0.8$

- **Commande MLI naturelle à trois niveaux ($m=36$) , porteuse unipolaire**



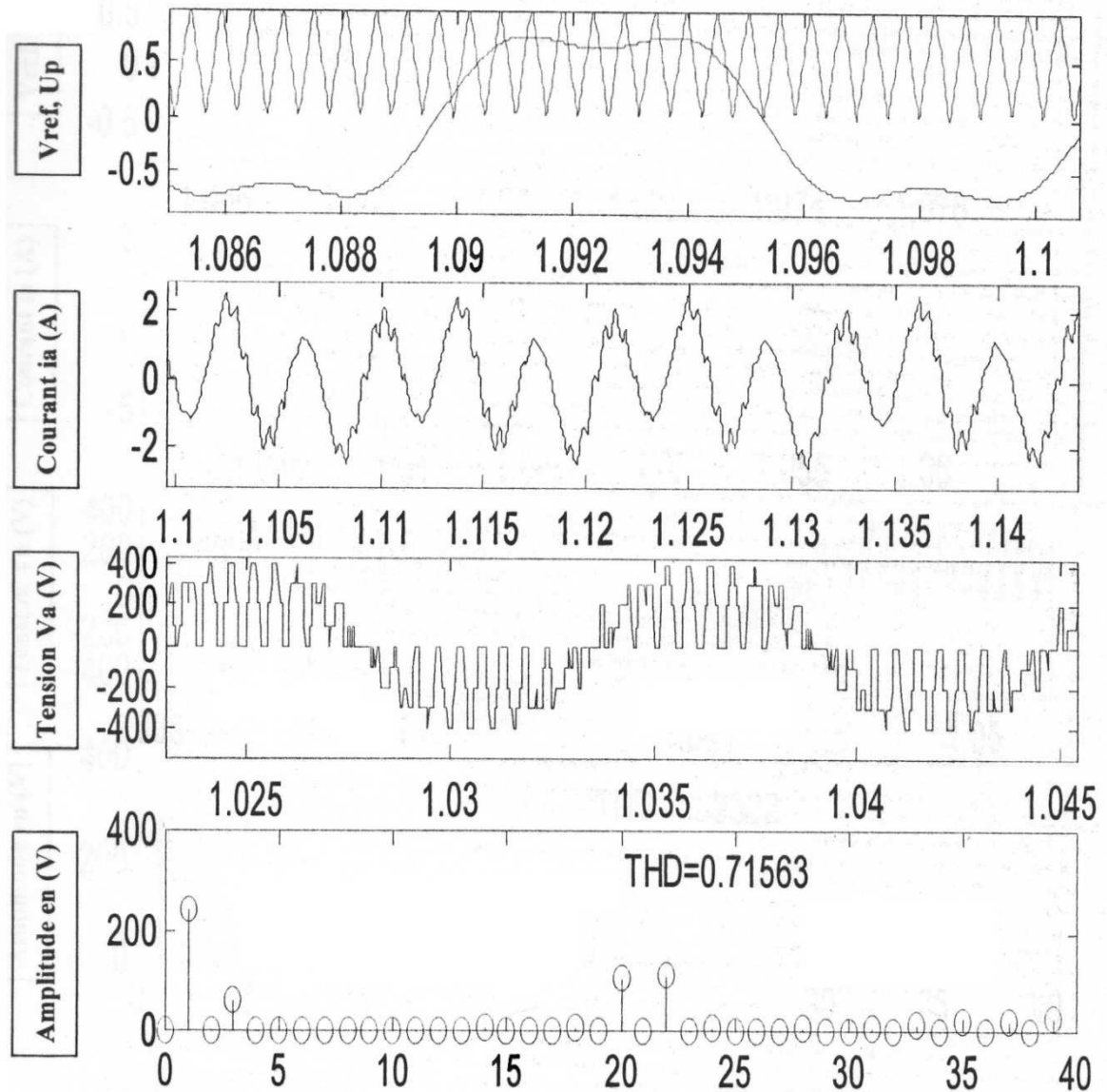
Figure(II.21.c) : Synchronisation du signal de référence-porteuse, courant i_a , tension V_a et analyse spectrale de tension de phase, $m=36$, $r=0.8$

- **Commande par injection d'harmonique (suboptimale) à trois niveaux. (Porteuse unipolaire)**



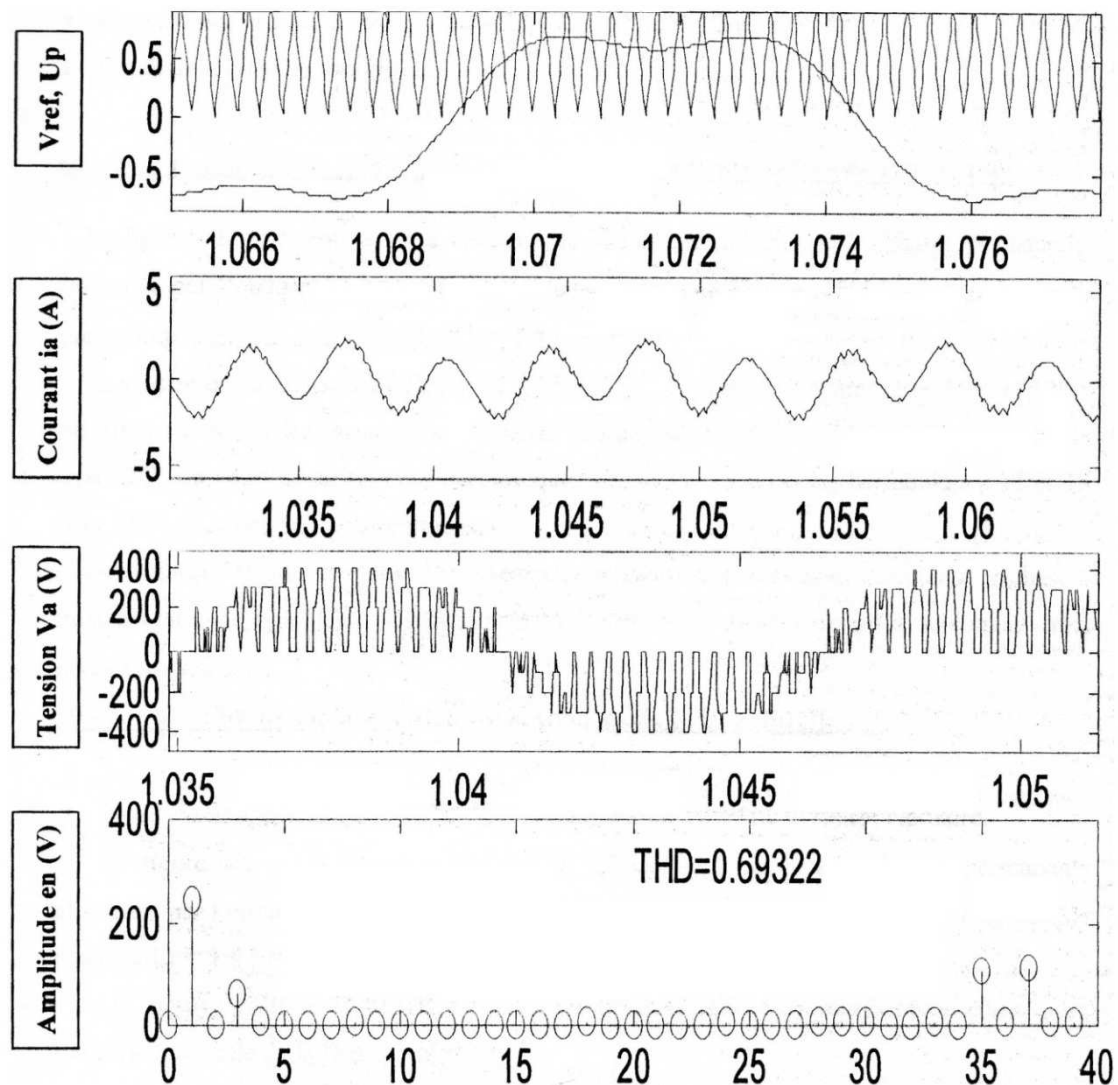
Figure(II.22.a) : Synchronisation du signal de référence-porteuse, courant i_a , tension V_a et analyse spectrale de tension de phase, $m=9$, $r=0.8$

- Commande par injection d'harmonique (suboptimale) à trois niveaux. (porteuse unipolaire)



Figure(II.22.b) : Synchronisation du signal de référence-porteuse, courant i_a , tension V_a et analyse spectrale de tension de phase, $m=21$, $r=0.8$

- **Commande par injection d'harmonique (suboptimale) à trois niveaux. (porteuse unipolaire)**



Figure(II.22.c) : Synchronisation du signal de référence-porteuse, courant i_a , tension V_a et analyse spectrale de tension de phase, $m=36$, $r=0.8$

Nous avons appliqué la stratégie de commande MLI avec une porteuse bipolaire puis une porteuse unipolaire et pour finir une MLI suboptimale avec une porteuse unipolaire. Les figures (II.20.a), (II.20.b), (II.20.c), (II.21.a), (II.21.b), (II.21.c), (II.22.a), (II.22.b), (II.22.c), représentent l'analyse spectrale de la tension de phase, on constate que la fréquence de hachage de la tension de phase augmente en augmentant la valeur de l'indice m (la tension s'approche de plus en plus de la sinusoïde).

L'interprétation des figures (II.20.a) (II.20.b) (II.20.c) peut être représenté dans le tableau suivant :

m	9	21	36
Analyse spectral	- L'existence des harmoniques (5,8,10,17,19).	Apparition des harmoniques 5,20,22 l'amplitude de l'harmonique 5 est plus faible	-Seuls les harmoniques 35 et 37 existent.

Pour les valeurs impaires de m, on aura l'existence des harmoniques pairs et impairs, et pour m pair, on n'aura que les harmoniques impaires.

On remarquera aussi, l'existence des harmonique m+1 et m-1, et ce pour chaque valeur de m
L'interprétation des figures (II.21.a) (II.21.b) (II.21.c) peut être représentée dans le tableau

m	9	21	36
Analyse Spectral	- L'élimination des harmoniques (8,10). - L'apparition des harmoniques (17, 19) avec une faible amplitude	- L'élimination des harmoniques (5,7,11,13,17,19) -existence des harmoniques 20 et 22	-Seuls les harmoniques 35 et 37 existent.

Pour les valeurs impaires de m, on aura l'existence des harmoniques pairs et impairs, et pour m pair, on n'aura que des harmoniques impairs

On remarque aussi, l'existence des harmoniques m+1 et m-1 et ce pour chaque valeur de m .

Dans le cas de la MLI avec injection de l'harmonique trois (3), qui est le plus proche au fondamental des harmoniques de rang multiples de trois

Les figures (II.22.a) (II.22.b) (II.22.c) présentent les même résultats que dans le cas sans injection d'harmonique (la MLI naturelle), Même si le taux de distorsion d'harmonique augmente, de fait que nous injectons l'harmonique de rang trois (3).

Comme pour le deux niveaux, cette stratégie de commande permet l'augmentation du fondamental de la tension, donc de diminuer le déchet de tension.

Nous avons réalisé une étude récapitulative de quelques stratégies de commande pour onduleur triphasés à deux et trois niveaux dans le tableau suivant :

II.4 Etude récapitulative des résultats de simulation (Tableaux II-1)

II.5 Conclusion :

Le travail présenté dans ce chapitre est une étude de quelques stratégies de commande appliquées à l'onduleur triphasé à deux et trois niveaux.

Après avoir présenté un modèle d'onduleur triphasé à deux niveaux nous avons abordé trois stratégies de commande :

- La commande pleine – onde (180° , 120°)
- La commande MLI naturelle.
- La commande MLI suboptimale (ou injection d'harmoniques)

Et nous avons obtenu que :

- La commande pleine-onde à 180° , certes elle donne une grande valeur du fondamental de la tension de phase, mais elle est riche en harmonique les plus gênants (ceux de rang faible).
- La commande pleine-onde à 120° a remédié au risque de court-circuit que présente la commande P-O 180° et améliorent la forme d'onde. Mais rappelons qu'elles ne sont utilisables que pour des modèles de machine qui prennent en considération la non-alimentation d'une ou deux phases de celles-ci (qui correspond au temps mort des interrupteurs)
- La commande MLI à échantillonnage naturel, nous avons simulé avec deux types de porteuses (porteuse bipolaire et unipolaire), les résultats ainsi obtenus montrent que c'est la porteuse unipolaire qui donne des résultats meilleurs que la porteuse bipolaire (de point de vue analyse spectral). En outre, pour la ML naturelle, de préférence la valeur de m doit être pair (puisqu'elle offre une symétrie par rapport à la demi-période). On a constaté aussi pour la MLI naturelle, la présence des harmoniques de rang $m+1$ et $m-1$ (pour chaque valeur de m)
- La dernière commande que nous avons abordée est la MLI suboptimale qui en plus d'avoir des résultats similaires à la MLI naturelle, permet l'élargissement de la zone linéaire de réglage du fondamental de la tension, en jouant sur r ,

Même si avec l'application des différentes stratégies de commande de l'onduleur à trois niveaux, on a amélioré la forme d'onde et on a gagné dans les dimensionnements des interrupteurs, il n'en reste pas moins qu'il persiste des inconvénients, qui sont les pertes excessives dans les interrupteurs (puisqu'il se ferment et s'ouvrent plusieurs fois pendant une période quand m augmente) et le risque de raté l'amorçage.

CHAPITRE III

RÉALISATION DE BANC D'ESSAI

Introduction

Dans ce chapitre, nous allons présenter la réalisation d'une maquette expérimentale pour l'onduleur à deux niveaux afin de valider les algorithmes de commande. En même temps, cela va nous permettre d'évaluer la faisabilité et les contraintes de ces algorithmes. D'abord, nous allons présenter les différentes parties du montage en montrant le rôle de chacun des composants électriques utilisées. Ensuite, nous présenterons la mise en œuvre de cet onduleur. En fait, la maquette réalisée est une maquette dimensionnée pour les applications pédagogiques ou de recherche.

Le banc comporte une carte dSpace1103, un convertisseur multicellulaire à 3 bras, une charge R,L. Ce banc permet de :

- Définir et associer les différents éléments matériels et logiciels.
- Développer des programmes de commande et d'observation pour un convertisseur multicellulaire, en utilisant une carte dSPACE DS1103.
- Tester les algorithmes sur des trajectoires significatives.

Après description de la partie matérielle (Hardware), nous passerons à la partie «logiciel» (software) en expliquant le mode d'implémentation numérique des algorithmes de commande.

Nous présenterons et analyserons les résultats expérimentaux obtenus, ceci-nous permettra de valider d'abord les lois de commande puis les modèles théoriques développés.

III.1 Description du banc expérimental

Pour valider expérimentalement les techniques de commande et d'observation présentées dans le cadre de ce travail, nous avons construit un banc d'essais complet. Ce dernier est constitué des bras multicellulaires série à trois cellules. Les interrupteurs de chaque bras sont constitués des transistors MOSFET montés en anti -parallèles avec des diodes. Les MOSFET sont associés à des modules de commande gérant les temps morts et la protection contre les courts circuits IR2109. Les signaux de commande des MOSFET sont issus d'une carte DS1103 de chez dSPACE, à base d'un processeur dédié au traitement du signal, le TMS320C31 de Texas Instruments et de plusieurs convertisseurs analogiques- numériques et numériques-analogiques.

La photo de ce banc expérimental est donnée sur la figure (III.1).

La figure II.2 montre un synoptique du banc d'essais réalisé. Ce schéma met en évidence quatre différentes parties:

- La partie puissance qui regroupe :
 - Le convertisseur multicellulaire à 2 cellules, interrupteurs et condensateurs.
 - Les cartes de commande.
 - La charge, constituée d'un filtre (charge) R, L.
- La partie mesure, constituée des appareils de mesure de tension et de courant, un oscilloscope pour la visualisation des spectres des signaux de commande et de sortie
- La partie commande, constituée d'une carte de contrôle DS1103 (basée sur un DSPACE TMS320C31) et pilotée par ordinateur. L'ordinateur permet de générer le code objet défini à partir de l'algorithme de commande et nous verrons ultérieurement de quelle façon celui-ci est généré.

III.2 Banc d'essai :

La figure (III-1) représente le schéma d'implantation et la mise en œuvre du DSPACE. le conditionnement des différentes grandeurs du pilotage des interrupteurs de l'onduleur à MLI sont effectués par deux cartes spécialisées (La carte DSP et la carte commande rapprochée).

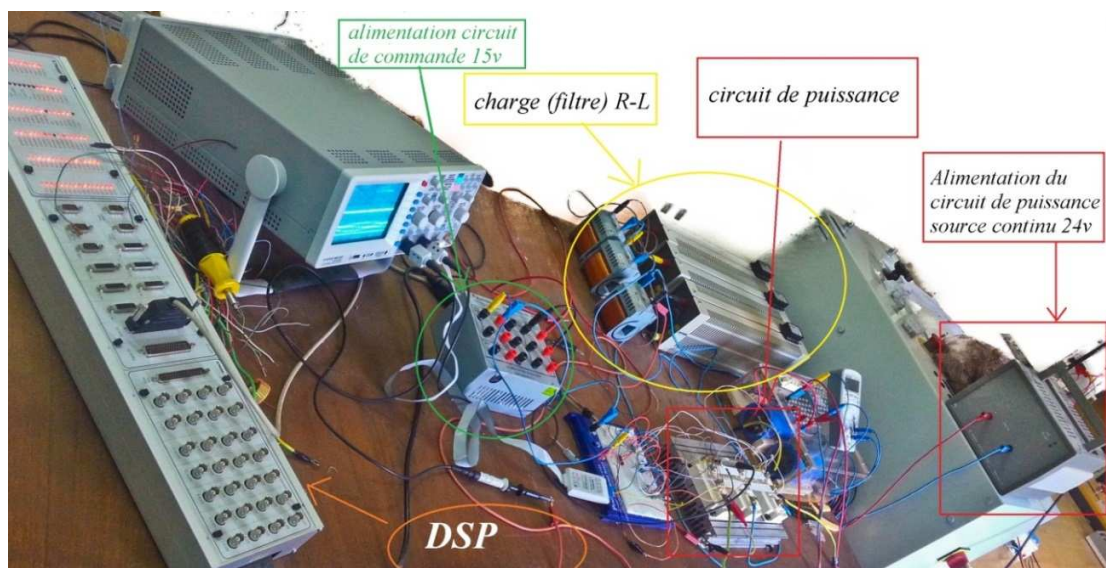
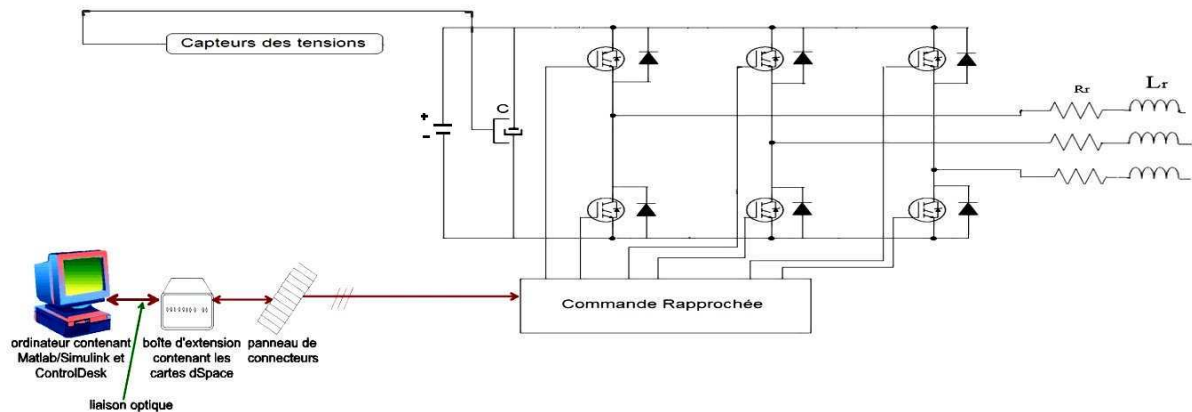


Figure (III.1) Photo du banc d'essai (Laboratoire LATAGE-université-Tizi-Ouzou)



Figure(III.2) : Schéma fonctionnel du Banc d'essai

III.2.1 Partie puissance :

III.2 .1 .1 Interrupteurs de puissance

Les interrupteurs de puissance utilisés dans le convertisseur réalisé sont des modules IGBT + Diode intégrant de type SEMIKORN SKM150GB123D.

Dans les modules IGBT de puissance, les diodes sont montées en antiparallèle. Elles jouent le rôle de roue-libre dans l'onduleur de tension. Et elles doivent supporter la même tension que les puces IGBT, avoir une chute de tension la plus faible possible, avoir un recouvrement le plus faible possible pour minimiser les pertes à la fermeture de l'IGBT.

Les diodes jouent un rôle important dans la performance du module IGBT (pertes en commutation et conduction).

Ce module supportent une tension de 1200V et permettent de passer un courant de 110A. Les interrupteurs de puissance sont intégrés dans le module afin de minimiser les inductances de câblage, et sont placés sur un dissipateur thermique, peut être ventilé pour évacuer facilement la chaleur.



Figure (III.3): bras de convertisseur a Deux niveaux SEMIKORN SKM150GB123D

Les Spécifiques techniques du SEMIKORN SKM150GB123D :

Catégorie de l'objet: Transistors Sous-catégorie: IGBT Type: double Vces: 1200 Volts DC Ic: 110 ampères VGES + / -: ±20 Ices max: 0.3 milliampères Vge (e) Min / Max: 4.5 à 6.5 Volts	Vce (sat) Max: 3 Volts Hauteur (mm): 30,5 Largeur (mm): 106,4 Profondeur (mm): 61,4 RoHS: Oui H x L x P (po): 0,05 x 0,16 x 0,1 poids net: 11,4628 onces
--	---

III.2 .1 .2 Condensateurs flottants

un condensateurs flottants est également placés au plus près des cellules de commutation est soumis à une tension moyenne égale à 24v alimenté par une source externe continu, La capacité du condensateur flottants est calculée de l'équation $C_k = I_c \cdot T_d / p \cdot \Delta V_c$, où ΔV_c est l'ondulation admissible, en tension aux bornes de condensateur et T d est la période de découpage. La figure III.4 représente la photo du condensateur utilisé.

III.2 .2 La partie commande :

En introduit à la partie puissance une carte de commande qui génère six signaux de commande, pour 3 cellules de commutation, à partir de trois signaux de commande. La commande d'une cellule de commutation demande l'application de deux signaux complémentaires pour éviter un court-circuit. En effet, les temps d'amorçage et de blocage des transistors sont différents, cela peut conduire à un court-circuit. Ainsi, afin d'assurer un fonctionnement correct, il faut introduire un temps mort entre les signaux de commande. Ceci est assuré par 3 drivers IR2109, qui délivre deux signaux décalés et inversés. La photo de la carte et le circuit de cette carte de commande est représentée sur la figure (III.7).



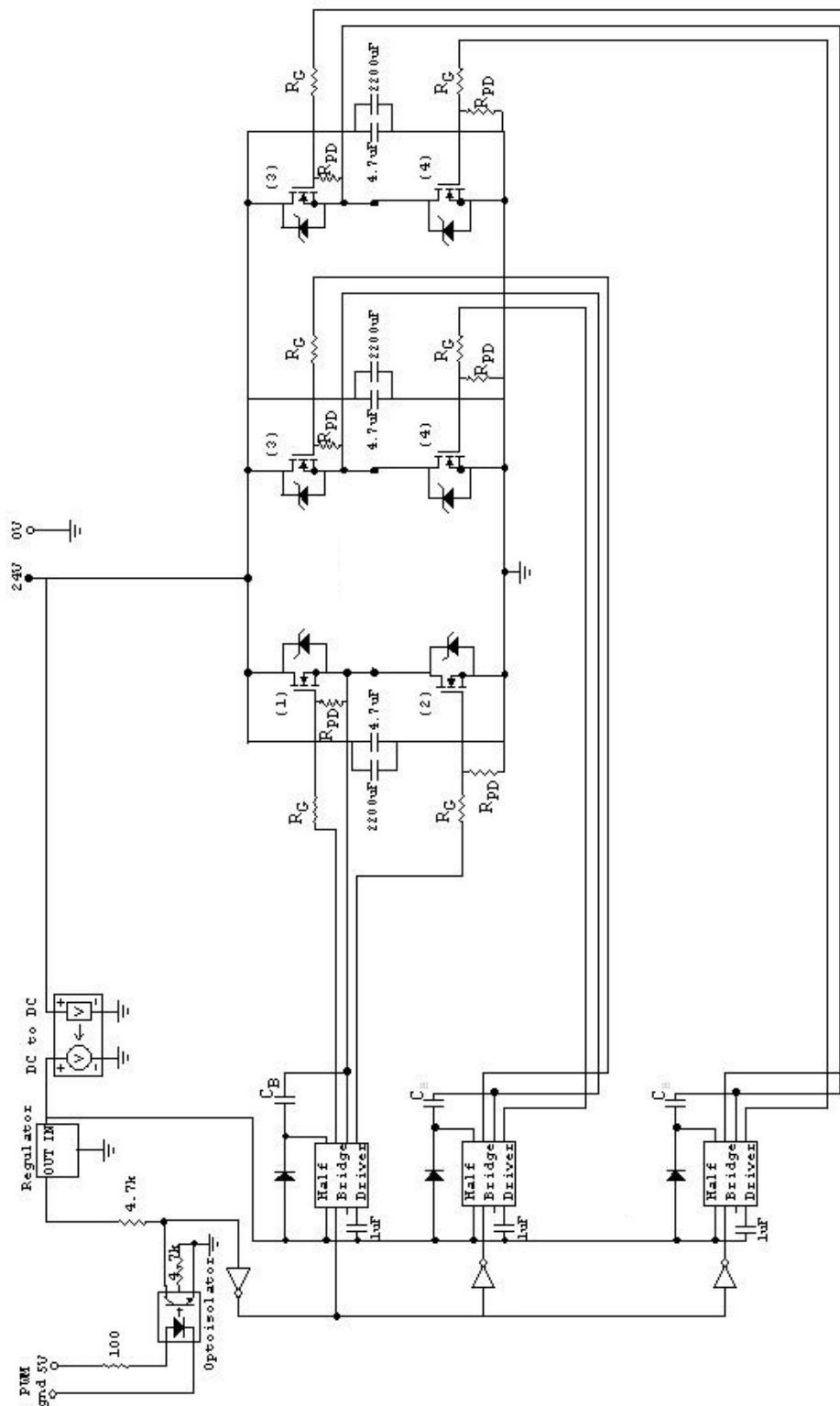
La figure (III.4): condensateur flottant utilisé
3300 μF



Figures (III.5) La photo du driver IR2109



Figures (III.6) La photo de la carte réalisée



Figures (III.7) représentation du circuit de la carte de commande

III.2 .3 La partie charge :

Dans notre banc d'essai un filtre RL (Une inductance en série avec une résistance) a été utilisé comme charge pour améliorer le spectre de tension et de courant à la sortie de l'onduleur les caractéristiques du filtre sont représentées dans la figure III.8) :



inductance 9mh par phase



une résistance de 10Ω par phase

Figure (III.8) la charge connecté à la sortie de l'onduleur

III.2 .4 Les appareils de mesure :

La commande en temps réel du redresseur exige une surveillance permanente des différentes grandeurs influant sur le fonctionnement du système, aussi la rapidité de la régulation de courant et de tension dépend directement de la capacité à suivre et à détecter tous changement des grandeurs de réglage, même relativement faibles.

Notre système a besoin de trois grandeurs :

- Un courant de ligne côté réseau.
- Une tension de réseau.
- La tension aux bornes du condensateur.

Afin de parvenir à surveiller ces courants et ces tensions, nous avons utilisé deux types d'appareil de mesure ; ampèremètre et voltmètre, le spectre de ces signaux sera visualisé sur un oscilloscope.

III.3 Partie dSPACE :

Les algorithmes de commande nécessitent un traitement relativement complexe qu'il faut exécuter rapidement. Le système de commande numérique dSPACE répond de manière satisfaisante à notre besoin, son principal intérêt est de permettre d'écrire l'essentiel de l'algorithme de commande par schéma blocs sous le logiciel Matlab-Simulink et de pouvoir modifier les paramètres de la commande en cours de fonctionnement. Ainsi la durée du développement et de l'implantation d'une commande, donc son coût, sont bien moindres qu'avec un autre système programmé en langage C.

En effet, l'outil Real Time Workshop de Simulink procure une façon rapide et efficace pour traduire les modèles de simulation en code C en fournissant une procédure automatique pour le codage, la compilation, l'édition de liens et le téléchargement des exécutables sur le processeur cible DSP. La figure III.9 présente les différentes étapes de l'implantation de la commande

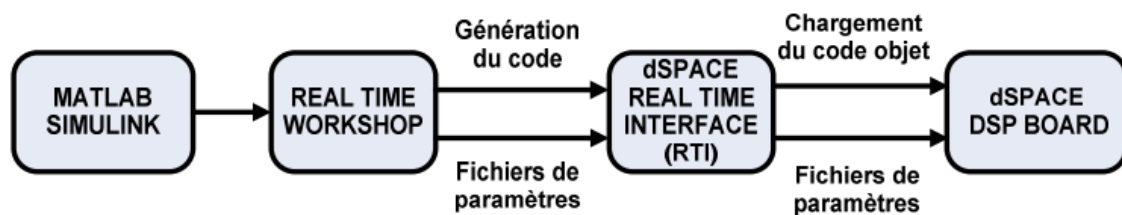


Figure (III.9) : procédure de l'implantation temps réel

Il faut noter que les logiciels utilisés sur le banc sont Matlab-Simulink et que, par conséquent, il est préférable de réaliser les simulations de préparation avec ces outils. En outre, comme nous avons pu le constater, les nouvelles versions de Matlab et Simulink ne sont pas totalement compatibles avec les précédentes. Lors d'un passage de fichier d'une version à une autre, il est donc préférable de réécrire la totalité de ces fichiers. D'autre part, il est conseillé de simplifier au maximum les fichiers de simulation afin de ne pas trop alourdir les temps de calcul.

III.3.1 Conception d'une application

L'application s'effectue suivant les étapes suivantes :

- conception et simulation d'un algorithme sous Matlab/Simulink
- modification du schéma en vue du fonctionnement en temps réel (toujours sous Matlab/Simulink)
- Compilation par RTW (Real Time Workshop) et téléchargement sur le DSP (soit sous Simulink, soit sous ControlDesk, une fois que le programme est compilé)
- Exploitation de l'application avec ControlDesk (variation des variables en temps réel, Mesures en temps réel...)

L'aspect compilation est rendu en grande partie transparent pour l'utilisateur. En revanche, le fonctionnement temps réel induit un certain nombre de règles de conception qui doivent être respectées sous peine de conduire à des dysfonctionnements de l'algorithme.

Les différentes étapes de la simulation en temps réelle sont schématisées sur le diagramme suivant :

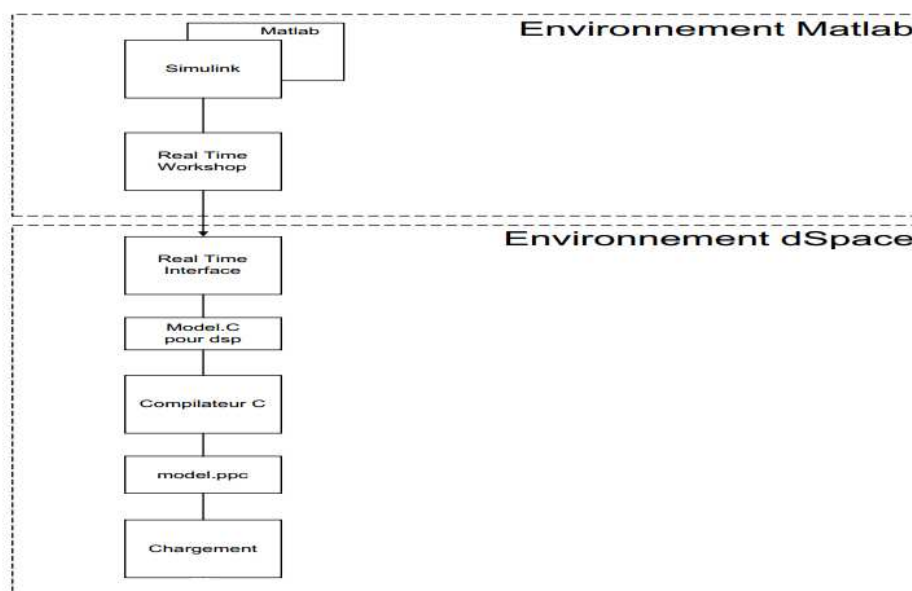


Fig. (III.10): Les différentes étapes de conditionnement des signaux

III.3.2 Programme de la commande MLI expérimental :

En présente les étapes de la configuration et l'exécution de la commande MLI à travers le module de commande DSP

Etape 1 :

Réalisation du circuit de commande avec simulink –matlab en utilisant 3 signaux de référence (source block sine wave function) connecté à un Block PWM (DSP 4 Channel PWM Génération) préalablement préparé (existe dans la bibliothèque de matlab-simulink)

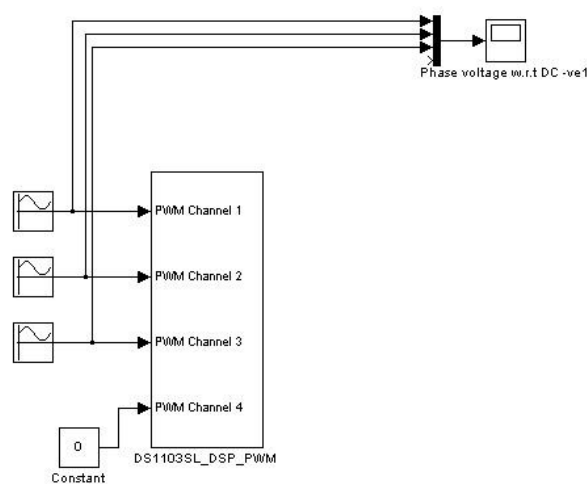


Figure (III.11) circuit de commande MLI de l'essai

Etape 2 :

Configuré les paramètres du circuit de commande à travers les blocks de configuration approprié au composant du circuit:

Signal de référence	PWM génération
Sine type :Time based Time : Use simulation time Amplitude : 0.5 Bias : 0.5 Frequence (ra/sec) $25 \times 2 \times \pi$ Phase rad : 0 Sample time : 0	PWM mode :symmetric PWM frequency : 900Hz

Etape 3 :

Excusions du programme Avec la commande *build model* : **tools** et puis **real time workshop** et puis **build model**

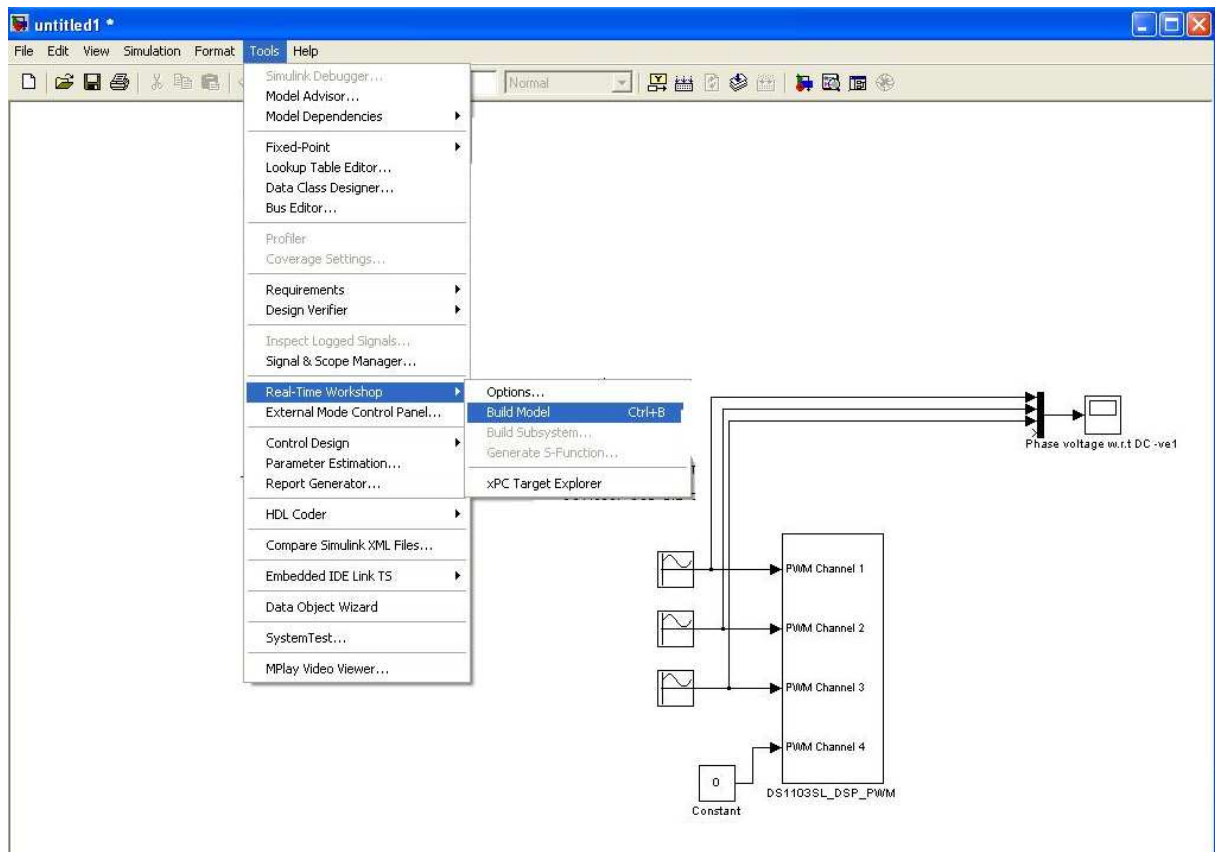


Figure (III.12) excusions du programme

III.4 Expérimentation

Afin de valider les algorithmes de commande développés et tester le bon fonctionnement de l'onduleur deux niveaux réalisé, des essais expérimentaux ont été menés. Nous présentons les courbes d'évolution des courants et tensions du réseau pour un fonctionnement à MLI sinusoïde-triangulaire à facteur de puissance unitaire. Nous présenterons également l'allure de la tension composée à l'entrée du convertisseur

Paramètres utilisés :

Les paramètres expérimentaux utilisés sont :

- Amplitude de la tension réseau 120V
- Alimentation du circuit de commande 14V
- Alimentation du circuit de puissance 24V
- Inductance coté réseau 9mH
- La résistance côté réseau 10 Ω
- La période d'échantillonnage 20 mS
- condensateur coter source 3300 μ F

Résultats Expérimentaux

Pour $F_p = 450$ ($m = 9$) :

Essai sans charge

Figure (III.13) L'allure du courant de phase i_a à la sortie de l'onduleur

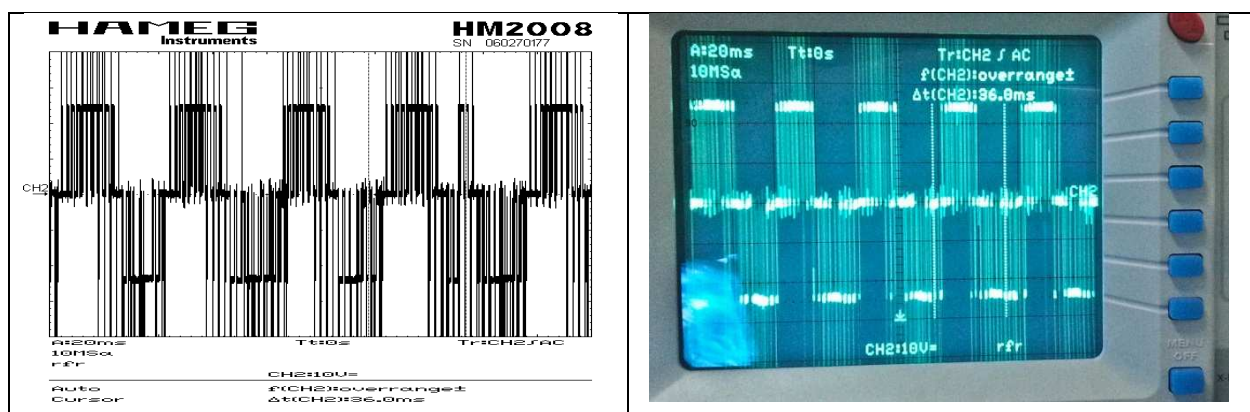


Figure (III.14) L'allure de la tension de phase v_a à la sortie de l'onduleur

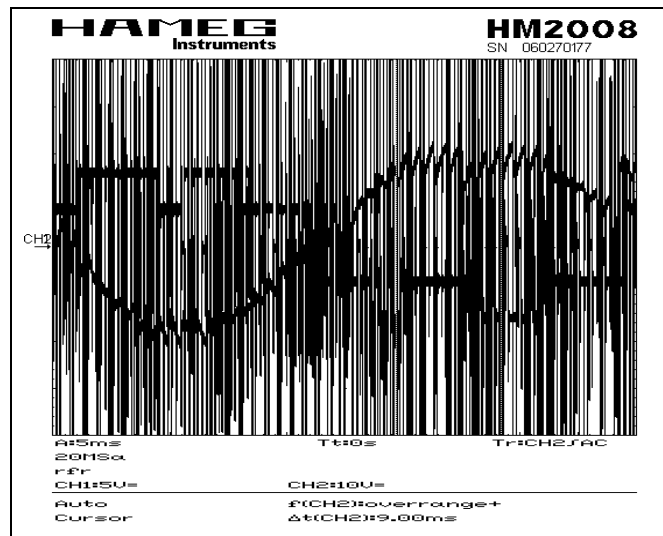


Figure (III.15) L'allure du courant et de la tension de phase i_a , v_a à la sortie de l'onduleur

Essai avec charge RL

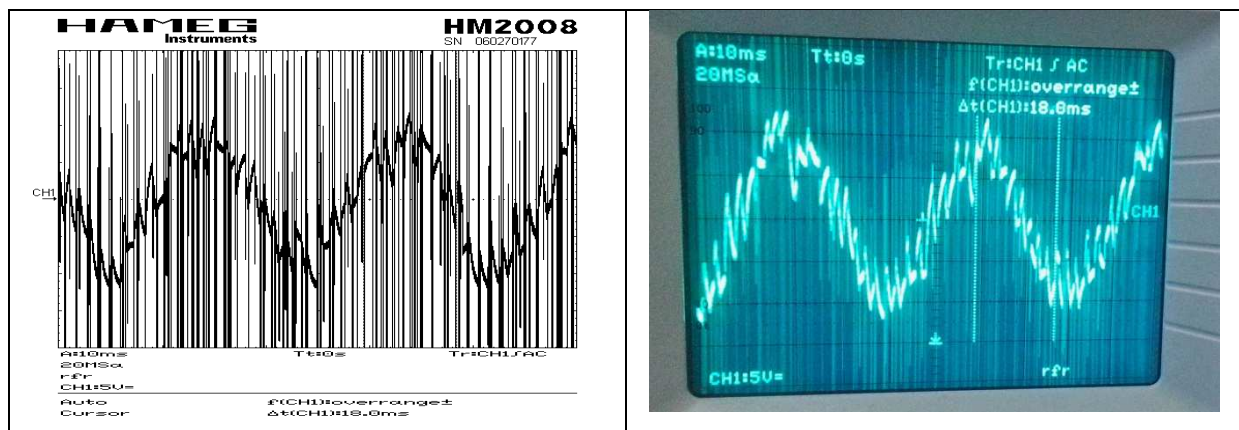


Figure (III.16) L'allure du courant de phase i_a à la sortie du filtre RL de l'onduleur

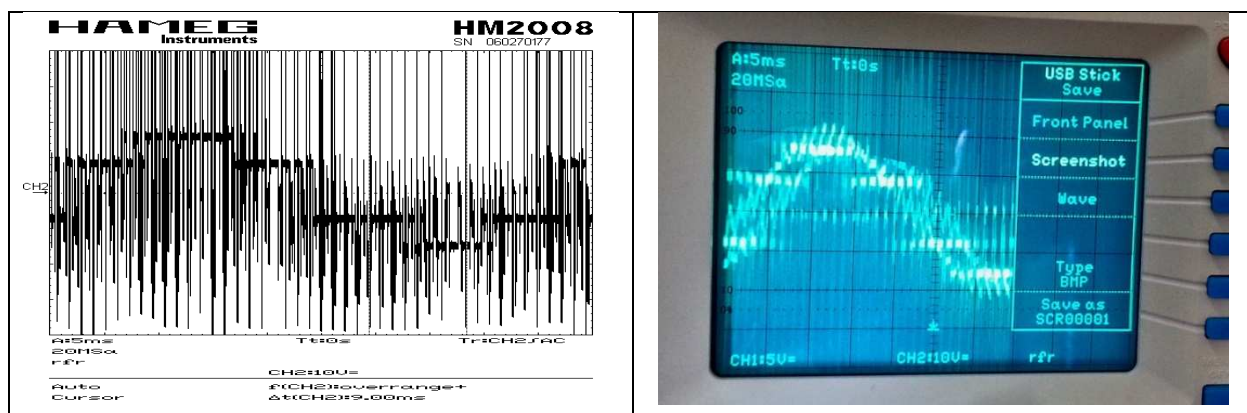


Figure (III.17) L'allure de la tension de phase v_a à la sortie du filtre RL de l'onduleur

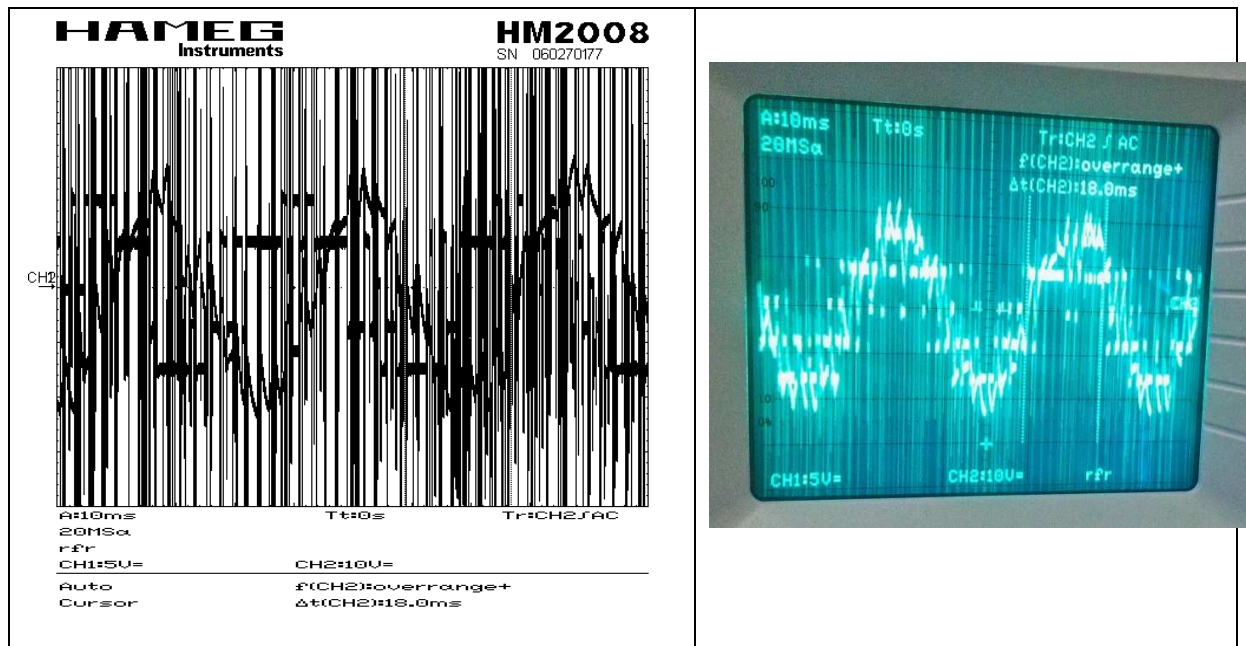


Figure (III.18) L'allure du courant et de la tension de phase i_a, v_a à la sortie du filtre RL de de l'onduleur

Pour $F_p=850$ ($m=17$)

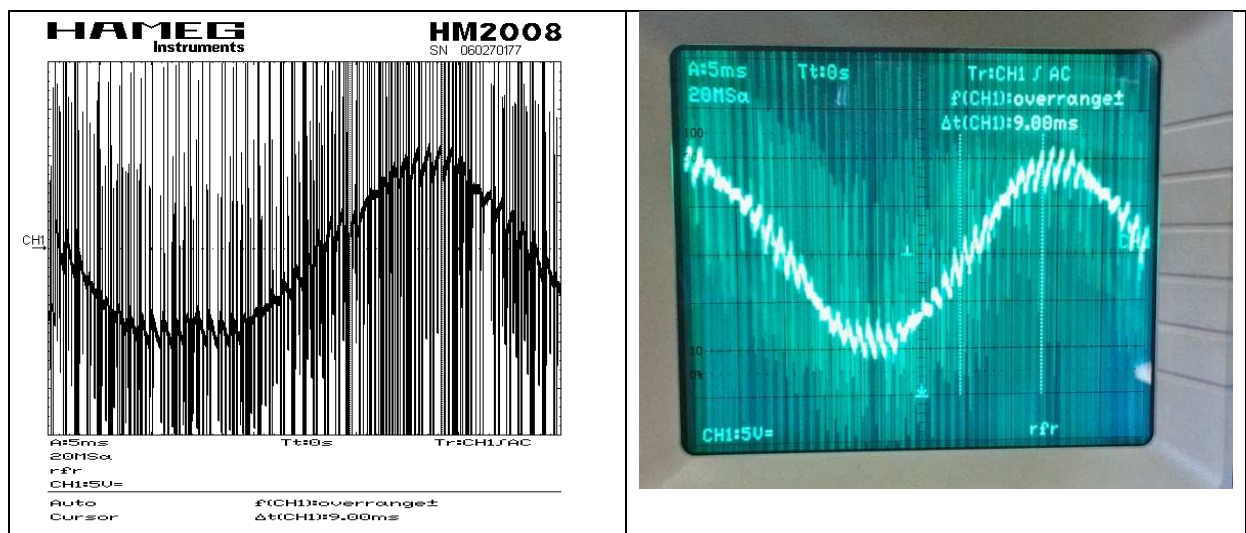
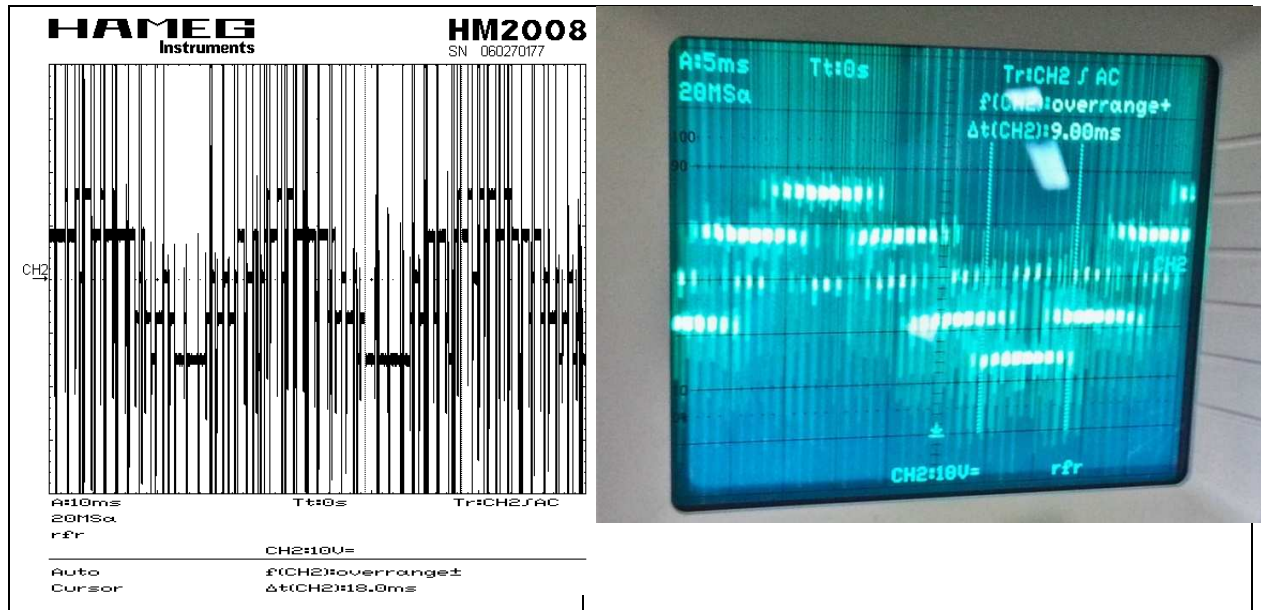


Figure (III.19) L'allure du courant de phase i_a à la sortie du filtre RL de l'onduleur



Figure(III.20) L'allure de la tension simple v_a à la sortie du filtre RL de l'onduleur

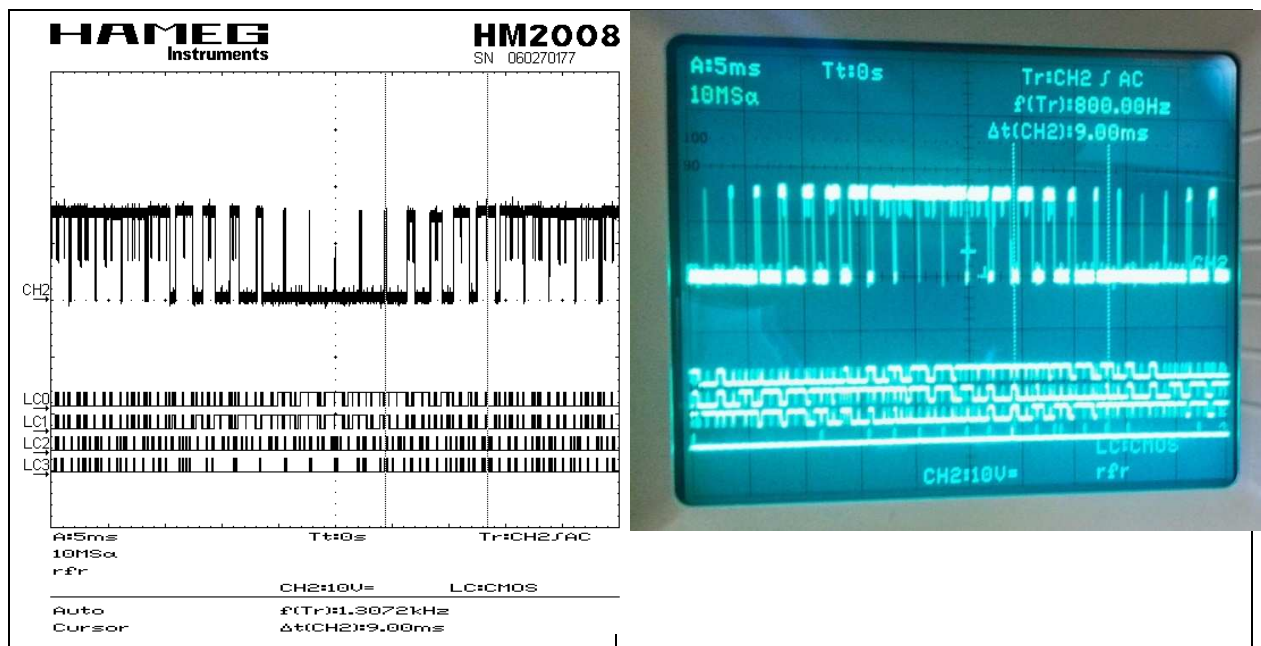


Figure (III.21) : allure des signaux des gâchettes générées par le signal MLI

- **Interprétations des résultats :**

Les figures (III.13) et (III.14) montrent respectivement le courant et la tension de sortie de notre onduleur à vide i_A, v_A . Les figures (III.16) et (III.17) montrent Les mêmes grandeurs précédente pour l'onduleur fonctionnant en charge RL, le courant et la tension de sortie de la figure de notre convertisseur fonctionnant en onduleur MLI présente moins d'harmonique (proche de la forme sinusoïdale). Cette figure montre également que notre onduleur présente un meilleur spectre électrique en charge.

Les figures (III-19) et (III-20) montrent les grandeurs (i_A, v_A) de l'essai précédent pour notre onduleur en charge RL avec un indice m supérieur ($m=17$), le courant et la tension de sortie présente un meilleur spectre électrique comparé aux essais avec $m=9$ (plus proche de la forme sinusoïdale).

IV.2 Conclusion :

Dans ce chapitre, nous avons présenté d'une façon générale une description de la DSP 1103 utilisées dans notre application, ainsi que les différents paramètres du circuit de puissance et du circuit de commande réalisés et nous avons traité l'implantation de l'algorithme de commande PWM de l'onduleur Deux niveaux

Les résultats obtenus expérimentalement sont conformes aux objectifs fixés par la théorie, à savoir :

- obtenir une tension et un courant de sortie proche de la forme sinusoïdale
- obtenir un fonctionnement à facteur de puissance unitaire
- mise en œuvre de la stratégie de Commande MLI

CONCLUSION GÉNÉRALE

Conclusion générale

Dans ce travail nous nous sommes attachés à étudier et à réaliser un convertisseur DC/AC à structure multi niveaux commandé en Modulation de Largeur d'Impulsions par une carte DS1103, Nous avons présenté les résultats théorique et pratique de l'onduleur NPC, deux et trois niveaux en utilisant la technique de la MLI.

Afin d'aborder cette étude nous avons dans un premier chapitre effectué une étude de la structure de l'onduleur deux et trois niveaux, en constate que la structure trois niveaux nécessite 12 interrupteurs au lieu de six interrupteur pour l'onduleur à deux niveaux, ainsi que deux sources d'alimentation continue pour la structure trois niveaux au lieu d'une seul source pour la structure deux niveaux, ensuite on a donné les différentes configurations possible de cet onduleur

Dans le chapitre II on a présenté, les différents algorithmes de commande; pleine-onde, MLI à échantillonnage naturel, en étudiant le rendement des stratégies de commande en termes de qualité spectral produite à la sortie de ces convertisseurs à deux et trois niveaux.

- Nous avons présenté la résolution de la commande pleine onde à 180° et 120° et la commande MLI à une seule porteuse.
- Nous avons présenté les diverses étapes qui sont enchainés dans la réalisation de cette commande.

Nous avons jugé nécessaire par la suite de procédé au sein de ce second chapitre à une simulation numériques (sous Matlab-simulink) pour affirmer le modèle mathématique en visualisons les spectres des tensions et des courants simples et composées aux bornes de la sortie de ces convertisseurs

Le chapitre III a été consacré à la réalisation d'un banc d'essai expérimental de l'onduleur (triphase à deux niveaux) associé à une charges RL. Une difficulté de généré les masses flottantes a été remarqué pour des structures plus complexe (3 niveaux)

L'essai a montré que cet onduleur, moyennant une commande MLI, possède des qualités prometteuses, à savoir : production de courants et de tension de formes proches des sinusoïdes,

possibilités de transfert bidirectionnel de puissance, ce qui ouvre la voie à son utilisation dans un système à récupération d'énergie.

Ces qualités font de ce convertisseur, un système d'alimentation très recherché dans le domaine de la conversion d'énergie. La réalisation expérimentale de ce type de convertisseurs ouvre la voie à la confection de plusieurs bancs d'essais

-Les résultats expérimentaux présentés ont concerné les signaux délivrés par les cartes de commande, la tension et le courant d'entrée de l'onduleur. Ces résultats ont montré les possibilités d'agir sur le contenu harmonique du courant d'entrée et sur le facteur de puissance.

Les perspectives sont nombreuses et variées et nous citerons à titre d'exemple :

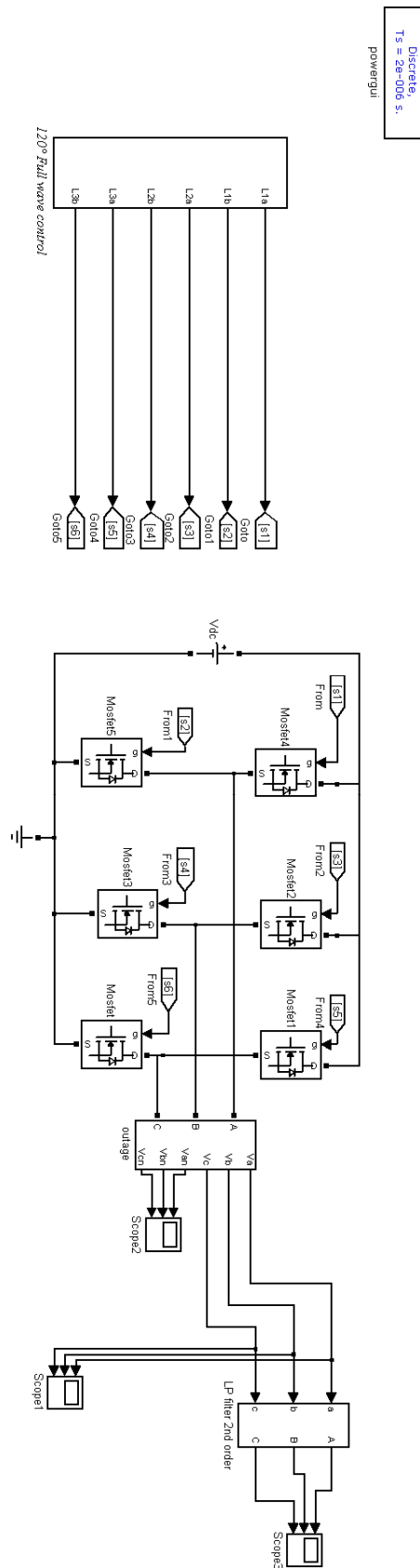
La réalisation de l'onduleur multi-niveau triphasé à MLI et explorer d'autres techniques de commande.

La réalisation d'un convertisseur statique à étage intermédiaire (redresseur à MLI - étage à courant continu – onduleur à MLI) pour le pilotage d'une MADA à utiliser dans un système de conversion de l'énergie éolienne.

La réalisation d'un redresseur triphasé à MLI fonctionnant pouvant tenir compte des régimes déséquilibrés.

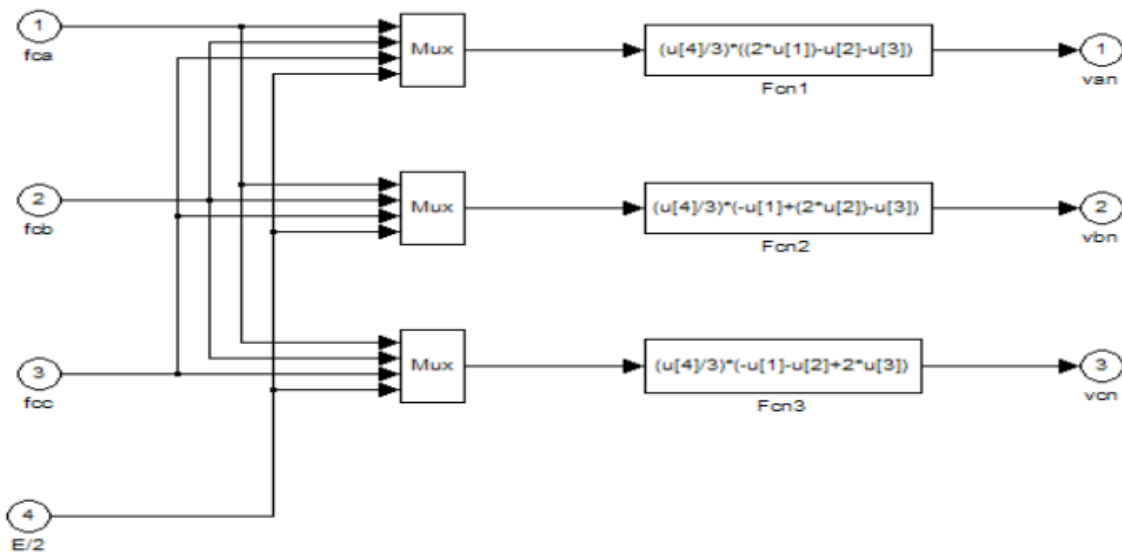
Annexe – A.1

Block du circuit commande – puissance sous Simulink- Matlab :

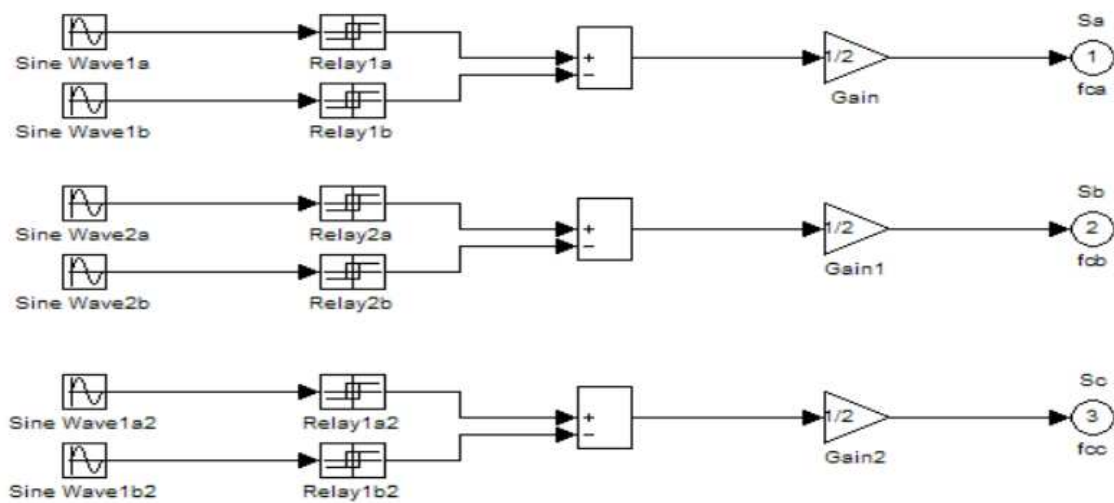


Annexe – A.2

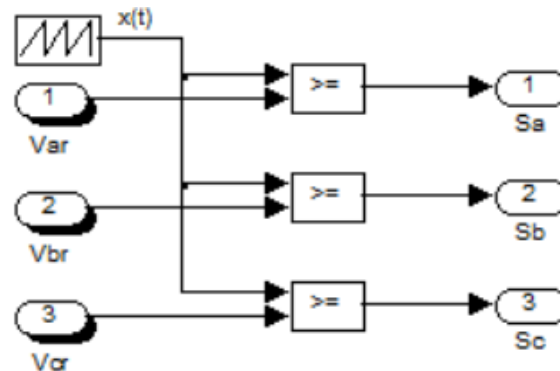
Block du circuit de puissance de l'onduleur triphasé simplifié



1) Block de la commande pleine onde

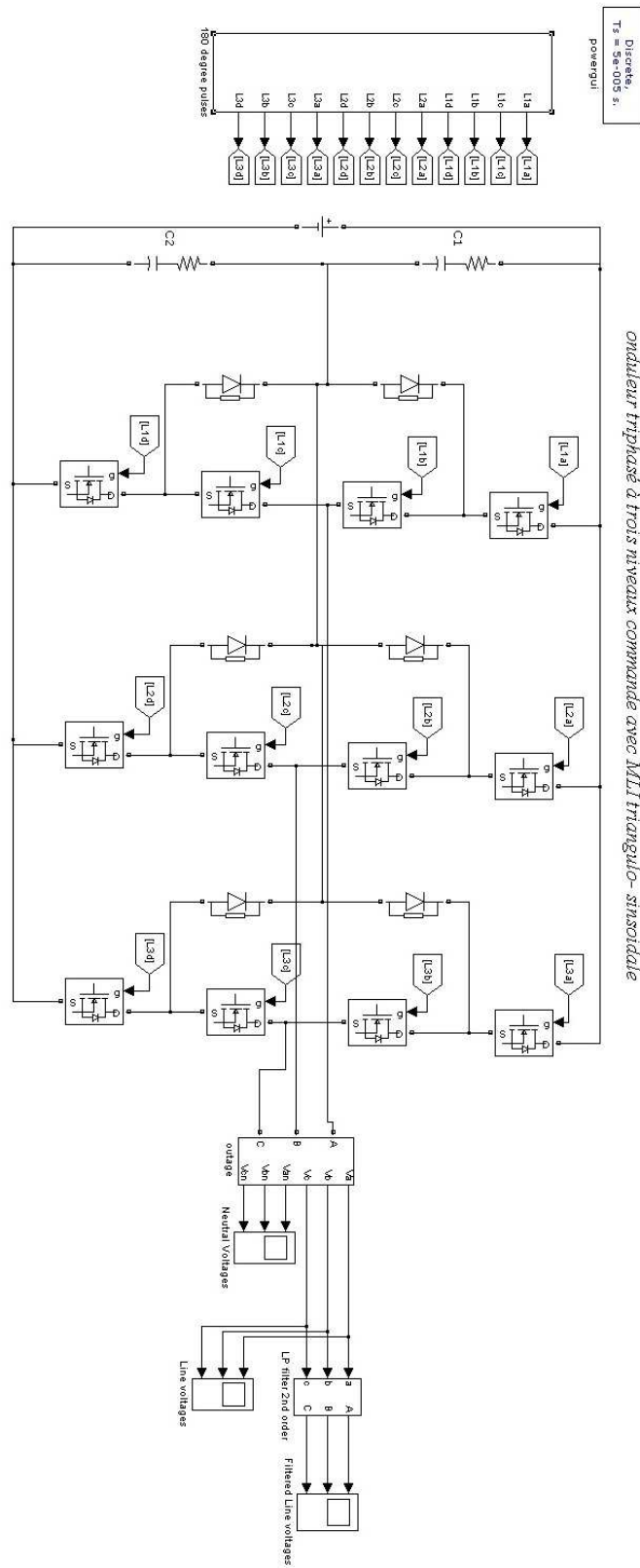


Modèle Simulink de la commande MLI – ST



Annexe – A.3

Block de simulation du circuit : commande – puissance, sous Matlab – Simulink



Annexe – A.4

Les programmes de calcul d'une porteuse pour différentes valeurs de m

```
*****PROGRAMME DE CALCUL D'UNE PORTEUSE*****
```

```
*****
```

```
*****Programme pour m=9*****
```

```
*****
```

```
function vp=cm(t1);
t=t1*(180/pi);
m=9
if t>=360;
    k=floor(t/360);
    t=t-k*360;
end
for k=1:18;
    if (t>=(k-1)*180/m)&(t<=(k)*180/m);
        vp=(-1)^(k+1)*((-2*m*t/180+(2*l-1)));
    end
end
*-----*
```

```
*****Programme pour m=21*****
```

```
*****
```

```
function vp=cm(t1);
t=t1*(180/pi);
m=9
if t>=360;
    k=floor(t/360);
    t=t-k*360;
end
for k=1:42;
    if (t>=(k-1)*180/m)&(t<=(k)*180/m);
        vp=(-1)^(k+1)*((-2*m*t/180+(2*l-1)));
    end
end
*-----*
```

```
*****Programme pour m=36*****
```

```
*****
```

```
function vp=cm(t1);
t=t1*(180/pi);
m=9
if t>=360;
    k=floor(t/360);
    t=t-k*360;
end
for k=1:72;
    if (t>=(k-1)*180/m)&(t<=(k)*180/m);
        vp=(-1)^(k+1)*((-2*m*t/180+(2*l-1)));
    end
end
```

Bibliographie :

- [Pou09]** S. Poullain, « Sur la Commande Sous Contraintes en Temps Discret de Systèmes de Conversion de Puissance Des Machines Electriques aux Réseaux Electriques.. » rapport d'habilitation à diriger des recherches, l'Université de Technologie de Compiègne, France, 2009.
- [Pou05]** S. Poullain, J. Sabatier, P. Latteux, J.L. Thomas and A. Oustaloup, "Robust speed control of a low damped electromechanical system based on CRONE control: application to a four mass experimental test bench", European Power Electronics and Drives, EPE Journal, Vol 15.3, July –September, 2005.
- [Pou03]** S. Poullain, J.L. Thomas and A. Benchaib, "Discrete-Time Modeling of AC Motors for High Power AC Drives Control", The International Journal for Computation and Mathematics in Electrical and Electronic Engineering (COMPEL), Vol. 22, n°4, pp 922-936, Emerald, 2003.
- [Ham03]** A. Hamzaoui, N. Manamanni, N. Essounbouli et J. Zaytoon, " Switching controller's synthesis: combination of a sliding mode and H-infinity control by a fuzzy supervisor", IFAC Conf. on Analysis and Design of Hybrid Systems (ADHS 03), pp 247-252. Elsevier, Saint-Malo, juin 2003.
- [Mey92]** Th. Meynard, H. Foch, « Milti-level choppers for high voltage applications » EPE Journal, V.1 N°1, 1992.
- [Gate02]** G. Gateau et all. «Multicell Converters: Active Control and Observation of Flying- Capacitor Voltages». IEEE transaction on industrial electronics, V.49, N°5, pp 998_1008, 2002.
- [Fad96]** M. Fadel, T.A. Meynard. « Equilibrage des tensions dans les convertisseurs statiques multicellulaires série: Modélisation » EPF Grenoble, pp.115-120, 1996.
- [Pou01]** S. Poullain, J.L. Thomas, "Method of regulating a rotary machine, and a power supply circuit for such a machine", United States Patent 6,313,603 B1, November 06, 2001, Brevets, au nom d'ALSTOM.
- [Mey97]** Th. Meynard, M. Fadel, N. Aouda «Modeling of Milti-level converters» IEEE Transaction on Industrial Electronics, V.44, N°3, pp.356-364, 1997.
- [Aim03]** M. Aimé, «Évaluation et optimisation de la bande passante des convertisseurs statiques : Application aux nouvelles structures multicellulaires » Thèse de Doctorat, INPT, 2003.
- [Don00]** A. Donzel. «Commande des convertisseurs multi-niveaux : Application à un moteur asynchrone » Thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Grenoble, 2000.

[Mey97] Th. Meynard, H. Foch, « Dispositif de conversion d'énergie électrique à semi-conducteur » brevet français N°.91,09582, Europe, Japon, USA, Canada, 92,00652.

[Pin00] D. Pinon, « Commandes des convertisseurs multicellulaires par mode de glissement » Thèse de Doctorat, INPT, 2000.

[Ben01] R. Bensaid, « Observateurs des tensions aux bornes des capacités flottantes pour les convertisseurs multicellulaires série » Thèse de Doctorat, INPT, 2001.

Résumé :

Le travail présenté dans ce mémoire constitue l'étude et la réalisation d'un onduleur de tension à 2 et à 3 niveaux à IGBT commandé à MLI, en tenant compte des deux objectifs principaux, réalisation d'un banc d'essai expérimental d'un onduleur à trois cellules. Ce banc d'essai est ouvert et permettra la mise en œuvre pratique des stratégies de commande et d'observations, Ensuite, La commande MLI est proposée pour la conduite en temps réel d'un onduleur à structure multi-niveaux.

Le chapitre I sera consacré à la présentation et la modélisation de l'onduleur triphasé à Deux et à trois niveaux en suite le chapitre II sera consacré à l'étude des stratégies de commande de l'onduleur à deux et à trois niveaux ensuite on donnera les résultats de simulation et pour finir le chapitre III traite la réalisation expérimentale du banc d'essai d'un onduleur à deux niveaux commandé par MLI pour valider les résultats de simulation développés, notamment Ce chapitre est consacré à l'implémentation de la stratégie de commande réalisée par la solution Dspace 1103.

Mots Clés :

Onduleur , Triphasé , multi-niveaux , trois niveaux , deux niveaux , convertisseur ,simulation , banc d'essai , modélisation , IGBT , MLI , Stratégie de commande , Pleine onde , PWM , SPWM