

**République Algérienne Démocratique et Populaire**  
**Ministre de l'Enseignement Supérieur**  
**et de la recherche scientifique**



**Université Echahid Hamma Lakhdar d'El-oued**  
**Faculté de Technologie**



**Mémoire de Fin d'Etude**  
**En vue de l'obtention du diplôme de**

**MASTER ACADEMIQUE**

**Domaine : Sciences et Technologie**  
**Filière : Génie Électrique**  
**Spécialité : Commande Électrique**

## **Thème**

**Commande d'un Onduleur Triphasé par Différentes  
Techniques MLI en Utilisant la Carte DSPACE**

**Réalisé par :**

BAHI Abdelouahab

DJEDIDI Mohammed Riadh

**Encadré par :**

Dr. ZELLOUMA Laid

**Soutenu en Mai 2017**

## *DEDICACES*

*A mes parents, que dieu les procure une  
bonne santé et une longue vie*

*À ma chère femme qui m'a encouragé  
tout au long mes études*

*à l'Université d'El-oued*

*A ma fillette Mira*

*A mes sœurs et à mes frères*

*À tous mes amis*

*Je dédie ce modeste travail*

*DJEDIDI Med Riadh*

## *DEDICACES*

*A ma mère, en demandant que Dieu la  
protège et lui donne la santé.*

*A la mémoire de mon père LAID que Dieu le  
bénisse.*

*A mes frères, mes sœurs,  
et mes chères femmes qui m'ont encouragés  
tout au long de mes études*

*à l'Université d'El-oued*

*À tous mes fils et filles*

*À tous mes amis*

*Je dédie ce modeste travail*

*BAHI Abdelouahab*

## ***REMERCIEMENTS***

Nous tenons à adresser nos reconnaissances et nos remerciements à toutes les personnes qui ont contribué, chacune à sa manière, à l'accomplissement de ce travail.

Tout d'abord, Nous tenons à remercier notre encadreur, Dr. Laid ZELLOUMA, pour son encadrement, son suivi permanent et ses précieux conseils.

Nous tenons également à remercier vivement les membres de jury pour avoir accepté d'évaluer ce mémoire.

Nous sommes très reconnaissant à nos enseignants, pour leur dévouement au transfert de connaissance.

Nous remercions tous nos amis et tous le membre de nos familles, pour leur support et encouragement.

## ***RESUMÉ***

La commande des convertisseurs statiques à vue une grande évolution due à la prolifération de l'utilisation de l'informatique, ce qui a permis de réaliser des commandes complexes impossible en analogique. La carte dSPACE fournit une solution intégrale pour l'implémentation en pratique des différentes techniques de commandes de ces convertisseurs. Elle vient avec une interface à Simulink par laquelle elle peut convertir les blocs de Simulink en un code machine qui peut être exécuté sur le DSP, ceci réduit considérablement le temps de développement et de prototypage pour le contrôle des systèmes. L'onduleur connectée au réseau est une partie importante de la conversion et de la transmission d'énergie électrique. Dans ce travail, on a présenté la commande de l'onduleur triphasé à deux niveaux par différentes techniques MLI : Modulation de largeur d'impulsion sinus-triangle, vectorielle et pré-calculée à cinq et sept angles. Une simulation sous MATLAB/Simulink a permis de vérifier les techniques étudiées. En suite une réalisation en pratique sur dSPACE a permis de valider les résultats obtenus par simulation numérique. Un bilan comparatif est élaboré pour étudier les quatre techniques MLI, en comparant entre elles avec de nombreux critères comme THD, spectres de fréquence, et les allures de la commande.

**Mots-clés :** dSPACE, DSP, Onduleurs Triphasés à deux niveaux, (MLI-ST) Modulation de Largeur d'Impulsions Sinus-triangle, (MLI-V) Modulation de Largeur d'Impulsions vectorielle, (MLI-PC) Modulation de Largeur d'Impulsions à angles pré-calculées, (THD) Taux Distorsion Harmonique, MATLAB, Simulink.

## ***ABSTRACT***

The control of static converters has seen a great evolution due to the proliferation of computing, which has made possible the realization of complex commands that were previously impossible in analog circuits. The dSPACE development board provides an integral solution for the practical implementation of the different control techniques of these converters. It comes with an interface to Simulink whereby it can convert the Simulink blocks into a machine code that can be executed on the DSP, this drastically reduces the development and prototyping time for system control. The inverter connected to the power grid is an important part of the conversion and transmission of electrical power. In this work we presented the control of three-phase two level inverter with different PWM techniques: sinusoidal pulse width modulation (SPWM), space vector pulse width modulation (SVPWM) and selective harmonic elimination (SHE) of five and seven angles. A simulation under MATLAB / Simulink enables to verify the techniques studied. Then, a practical implementation on dSPACE is carried out to validate the results obtained by numerical simulation. At the end, a comparative study is developed between the four PWM techniques, based upon many criteria such as THD, frequency spectrums, and control waveforms.

**Keywords:** dSPACE, (DSP) Digital signal processor, Three-phase inverter, PWM pulse width modulation, (SPWM) Sinusoidal Pulse Width Modulation, (SVPWM) Space Vector Pulse Width Modulation, (SHE) Selective Harmonic Elimination, (THD) Total Harmonic Distortion, MATLAB/Simulink.

## ملخص

الانتشار الكبير للحوسبة في شتى المجالات جعل من الممكن تحقيق الأوامر المعقدة التي كان من المستحيل إنجازها سابقا في الدارات التناظرية للتحكم في المبدلات الساكنة للطاقة الكهربائية. البطاقة dSPACE توفر حلا متكاملًا للتنفيذ العملي لمختلف أساليب التحكم في هذه المبدلات. ونظرا لاحتوائها على واجهة Simulink التي تسمح بتحويل أوامر Bloc Simulink الى رموز آلة يمكن تشغيلها على معالجات الإشارة الرقمية، وهذا يحسن في عملية التحكم في الانظمة. الموجات الكهربائية هي جزء مهم في نقل وتحويل الطاقة الكهربائية في الشبكات. في هذا العمل تم عرض تقنيات مختلفة للتحكم في الموجات ثلاثية الاطوار: تقويم عرض النبض جيب-مثلث، تقويم عرض النبض الشعاعي و تقويم عرض النبض بزوايا محددة مسبقا، المحاكات باستعمال MATLAB/Simulink تمكن من التحقق من التقنيات المدروسة. ثم يتم تنفيذ عملي على dSPACE للتحقق من صحة النتائج التي تم الحصول عليها عن طريق المحاكاة العددية. وفي الأخير نقوم بمقارنة النتائج المحصل عليها على ضوء المعايير التالية: معدل التشوه التوافقي THD، طيف الترددات و موجات التحكم.

**الكلمات المفتاحية:** معالجات الإشارة الرقمية، موج ثلاثي الأطوار، تقويم عرض النبض جيب-مثلث، تقويم عرض النبض الشعاعي، تقويم عرض النبض بزوايا محددة مسبقا، معدل التشوه التوافقي، MATLAB/Simulink، dSPACE.

# SOMMAIRE

DEDICACES .....	i
REMERCIEMENTS .....	iii
RESUMÉ .....	iv
SOMMAIRE .....	vi
Introduction générale .....	1
Chapitre I. Les onduleurs .....	3
I.1. Introduction .....	3
I.2. Principe de fonctionnement .....	4
I.2.1. Interrupteurs semi-conducteur de puissance : .....	4
I.2.2. Cellules de commutation : .....	6
I.2.3. L'ondeur monophasé en demi pont : .....	7
I.2.4. L'ondeur monophasé en pont : .....	8
I.2.5. L'ondeur triphasé en pont : .....	10
I.3. Modulation de l'ondeur triphasé .....	12
I.3.1. Modulation de l'ondeur triphasé de tension : .....	12
I.3.2. Modulation de l'ondeur triphasé de courant : .....	16
I.4. Conclusion .....	17
Chapitre II. Les Techniques de Commande MLI .....	18
II.1. Introduction .....	18
II.2. La modulation de largeur d'impulsion .....	19
II.3. Indices de performance .....	20
II.3.1. Indice de modulation de l'ondeur triphasé .....	20
II.3.2. Contenu du fondamental .....	20
II.3.3. Taux de distorsion harmonique totale (THD) .....	20
II.4. Technique MLI sinus-triangle .....	21
II.4.1. Types de signal triangulaire .....	21
II.4.1.1. Signal triangulaire .....	22
II.4.1.2. Signal dents de scie .....	22
II.4.1.3. Signal dents de scie inversé .....	22
II.4.2. Types de signal de référence .....	22

II.4.3. Paramètres du MLI sinus-triangle.....	23
II.4.3.1. Taux de modulation.....	23
II.4.3.2. Indice de modulation.....	25
II.4.4. Application à l'onduleur de tension triphasé .....	25
II.5. Technique MLI vectorielle .....	28
II.5.1. Principe de modulation vectorielle .....	28
II.5.2. Transformation de tension triphasé au tension biphasé .....	29
II.5.1. Détermination le secteur de vecteur de tension.....	30
II.5.2. Décomposition de vecteur de tension de sortie sur les deux vecteurs adjacents .....	32
II.5.3. Détermination de la séquence de commutation .....	34
II.6. Technique MLI pré-calculée.....	38
II.6.1. Décomposition de série de Fourier de signal de sortie .....	38
II.6.2. MLI pré-calculée à cinq angles.....	40
II.6.3. MLI pré-calculée à sept angles .....	41
II.6.4. La méthode de Newton-Raphson.....	41
II.7. Conclusion .....	45
 Chapitre III. La carte de développement DSPACE .....	 46
III.1. Introduction .....	46
III.2. Caractéristiques de DSPACE .....	46
III.3. Architecture de DSPACE.....	49
III.3.1. Panneau de connexion CP1104 .....	51
III.3.1.1. Les connecteurs d'Interface codeur incrémental .....	51
III.3.1.2. Le connecteur UART RS232 (CP21).....	51
III.3.1.3. Les Connecteurs BNC (CP1 ... CP16): .....	52
III.3.1.4. Le connecteur Slave I/O PWM (CP18).....	52
III.3.1.5. Entrées/Sorties Numériques (Digital I/O Connector) (CP17) : .....	54
III.3.1.6. L'affectation de LED du CLP1104.....	55
III.4. La bibliothèque RTI1104 .....	56
III.5. Conclusion.....	57

Chapitre IV. Simulation et résultats pratiques .....	58
IV.1. Introduction .....	58
IV.2. Description de banc d'essai.....	58
IV.2.1. L'onduleur .....	59
IV.2.2. La carte DSPACE 1104 et l'interface CLP1104.....	60
IV.2.3. L'amplificateur de tension .....	60
IV.2.4. La Charge .....	62
IV.3. Résultats .....	63
IV.3.1. MLI sinus-triangle.....	63
IV.3.1.1. Simulation MLI sinus-triangle.....	63
IV.3.1.2. Expérimentales MLI sinus-triangle .....	65
IV.3.2. MLI vectorielle.....	67
IV.3.2.1. Simulation MLI vectorielle.....	67
IV.3.2.1. Expérimentales MLI vectorielle .....	69
IV.3.3. MLI pré-calculée à cinq angles : .....	70
IV.3.3.1. Simulation MLI pré-calculée à cinq angles .....	70
Expérimentales MLI pré-calculée à cinq angles .....	72
IV.3.4. MLI pré-calculée à sept angles :.....	74
IV.3.4.1. Simulation MLI pré-calculée à sept angles.....	74
IV.3.4.2. Expérimentales MLI pré-calculée à sept angles .....	77
IV.4. Bilan comparatif.....	79
IV.4.1. Commande.....	79
IV.4.1. Harmonique .....	80
IV.5. Conclusion.....	80
Conclusion générale .....	81
ANNEXES .....	84

## ***LISTE DE FIGURES***

Figure I-1: Cellule de commutation élémentaire d'un convertisseur.....	7
Figure I-2: Onduleur Monophasé en Demi-pont.....	7
Figure I-3: Allure de courant et tension pour l'Onduleur Monophasé en Demi pont (charge inductive) ....	8
Figure I-4: Onduleur Monophasé en Pont.....	9
Figure I-5: Allure de courant et tension pour l'Onduleur Monophasé en Pont (charge inductive) .....	9
Figure I-6: Onduleur triphasé de tension en pont .....	10
Figure I-7: Allure des tensions simple et composé pour l'Onduleur triphasé en Pont (charge résistive)...	11
Figure I-8: Modes de fonctionnement de l'Onduleur triphasé en Pont.....	12
Figure I-9: Onduleur triphasé de tension en pont .....	13
Figure I-10: Onduleur triphasé de courant .....	16
Figure II-1: Types de signal triangulaire.....	21
Figure II-2 : Types de signal modulante .....	23
Figure II-3 : Dépendance de l'amplitude de composante fondamentale de tension de sortie au taux de modulation .....	24
Figure II-4 : Courbes de signal de la porteuse, de référence et les tensions de sortie d'un onduleur triphasé commandé en MLI sinus-triangle .....	26
Figure II-5 : Transformation de vecteur de tension du plan triphasé au biphasé.....	29
Figure II-6 : Organigramme de calcul de secteur.....	31
Figure II-7 : Diagramme de vecteur de tension dans le plan $\alpha\beta$ .....	33
Figure II-8 : Algorithme de commutation pour la commande MLI vectorielle symétrique pour secteur1	34
Figure II-9 : Les séquences de commutation possible de MLI vectorielle .....	36
Figure II-10 : Organigramme globale de la commande MLI vectorielle.....	37
Figure II-11 : Allure de commande MLI pré-calculée.....	39
Figure II-12 : Organigramme de la commande MLI pré-calculée.....	43
Figure II-13: Sous-organigramme de (a) Newton-Raphson (b) Generation de signale $Q_1$ de commutation à cinq angle .....	44
Figure III-1 : Principales caractéristiques du DS1104 .....	47
Figure III-2 : Architecture du DS1104.....	48
Figure III-3 : Illustration de la carte DS1104.....	49
Figure III-4 : Clé USB (Dongle).....	49

Figure III-5 : panneau de connexion CLP1104.....	50
Figure III-6: Schéma de panneau de connexion CP1104.....	50
Figure III-7 : Panneau de LED de CLP1104.....	55
Figure III-8: Librairie RTI 1104 .....	56
Figure III-9: Choix de la carte DSP .....	57
Figure IV-1: Schéma de banc d'essai .....	58
Figure IV-2: Banc d'essai.....	59
Figure IV-3 : Onduleur de tension à deux niveaux.....	59
Figure IV-4: Circuit amplificateur .....	61
Figure IV-5: Boitier du circuit amplificateur .....	61
Figure IV-6: La charge RL.....	62
Figure IV-7: Schéma bloc Simulink de technique MLI sinus-triangle.....	63
Figure IV-8: Résultats de simulation de la technique MLI sinus-triangle .....	64
Figure IV-9: schéma bloc Simulink de technique MLI sinus-triangle prêt à l'exécution .....	65
Figure IV-10: Résultats expérimentale de la technique MLI sinus-triangle.....	66
Figure IV-11: Schéma bloc Simulink de technique MLI vectorielle.....	67
Figure IV-12: Résultats de simulation de la technique MLI vectorielle.....	68
Figure IV-13: Résultats expérimentale de la technique MLI vectorielle.....	69
Figure IV-14: Schéma bloc Simulink de technique MLI pré-calculée à cinq angles .....	70
Figure IV-15: Résultats de simulation de la technique MLI pré-calculée à cinq angles .....	72
Figure IV-16: Résultats expérimentale de la technique MLI pré-calculée à cinq angles .....	73
Figure IV-17: Schéma bloc Simulink de technique MLI pré-calculée à sept angles.....	74
Figure IV-18: Résultats de simulation de la technique MLI pré-calculée à sept angle .....	76
Figure IV-19: Résultats expérimentale de la technique MLI pré-calculée à sept angles.....	77
Figure IV-20: Comparaison de commandes .....	79
Figure IV-21: Comparaison des harmoniques .....	80

## ***LISTE DE TABLEAUX***

Tableau I-1: Interrupteurs semi-conducteur de base de l'électronique de puissance.....	5
Tableau I-2: Fonctionnement de l'onduleur triphasé de tension.....	15
Tableau I-3: Fonctionnement de l'onduleur triphasé de courant .....	17
Tableau II-1 : La séquence de commutation appliquée et les tensions de phase associées .....	30
Tableau III-1 : Le Connecteur CP19-CP20.....	51
Tableau III-2 : Le Connecteur CP21-CP22.....	52
Tableau III-3 : Les Connecteurs BNC .....	52
Tableau III-4 : Le Connecteur CP18.....	53
Tableau III-5 : Le Connecteur CP17.....	54
Tableau IV-1: les caractéristiques de l'onduleur SEMIKRON [10] .....	60

## *Introduction générale*

L'électronique de puissance est une matière assez récente. Si ses prémices datent de l'utilisation des premiers tubes à vide (Thyristors, triodes, etc.) dans les années 1930, l'explosion des applications liées à cette matière est due au développement des thyristors puis des transistors spécifiques dits « transistors de puissance » dans les années 1970 [1]. L'évolution permanente de ces composants n'a cessé depuis d'apporter de nouvelles possibilités et d'étendre. L'influence de cette matière a pratiquement tout ce qui consomme de l'énergie électrique en basse tension.

En réalité, l'électronique de puissance peut être définie par « la partie de l'électronique spécialisée dans le changement de forme de l'énergie électrique, et plus précisément des tensions et des courants qui y sont associés. En d'autres termes dès lors qu'un circuit électrique puise son énergie à partir d'une source donnée, les tensions et les courants produits par cette source ont des formes spécifiques dépendant de sa nature [1].

De même, les circuits électriques qui utilisent cette énergie nécessitent des tensions parfois alternatives, parfois continues, et présentant des valeurs précises liées à leur fonctionnement. Il y a donc très souvent nécessité d'utiliser une source de circuit « interface » permettant de rendre compatibles les sources et les récepteurs.

Les composants électroniques modernes, associés à des commandes évoluées, permettent de réaliser une très grande variété de transformations directement sur les tensions et courants produits par un seul type de source.

On désigne par « convertisseur » tout circuit électrique permettant de modifier les valeurs ou les natures des grandeurs électriques (tensions et courants) d'un générateur vers un récepteur, par cette définition, les structures de conversion d'énergie électrique sont classées en quatre catégories :

- Convertisseur Alternative-Continue (Redresseur)
- Convertisseur Alternative-Alternative (Gradateur)
- Convertisseur Continu-Continu (Hacheur)
- Convertisseur Continu-Alternative (Onduleur)

La commande des convertisseurs statiques à vue une grande évolution due à la prolifération de l'utilisation de l'informatique, ce qui a permis de réaliser des commandes complexes impossible en analogique. Les dispositifs de commande numérique sont : le micro-processeur, microcontrôleur et les DSP (Digital Signal Processor).

Dans ce travail, on s'intéresse à la commande de convertisseur continu-alternatif (Les onduleurs) en utilisant une carte à base de DSP.

Le premier chapitre de ce mémoire est consacré à une présentation des structures de base des onduleurs ainsi que leurs principes de fonctionnement. Ensuite un modèle mathématique d'onduleur triphasé à deux niveaux est dérivé pour l'utiliser éventuellement en simulation.

Le deuxième chapitre de ce mémoire est dédié à l'étude, la commande, et la mise en œuvre des techniques de commande MLI de l'onduleur triphasé à deux niveaux. Les techniques MLI étudiés sont : Modulation Sinus-triangle, modulation vectorielle et modulation pré-calculée à cinq et sept angles.

Le troisième chapitre est consacré à l'étude de l'architecture et les caractéristiques de plateforme de développement dSPACE DS1104 et l'interface CLP1104.

Dans le quatrième chapitre, une simulation sous MATLAB/Simulink a permis de vérifier les techniques étudiés. En suite une réalisation en pratique a permis de valider les résultats obtenus par simulation numérique. Un bilan comparatif est élaboré pour étudier les quatre techniques MLI, en comparant entre elles avec de nombreux critères comme THD, spectre de fréquence, commutation.

## *Chapitre I. Les onduleurs*

### **I.1. Introduction**

Un onduleur est un convertisseur statique permettant de générer des tensions et des courants alternatifs à partir d'une source d'énergie électrique continue. Il modifie de façon périodique les connexions entre l'entrée et la sortie pour obtenir à la sortie une tension et un courant alternatif, c'est-à-dire de valeur moyenne nulle, ou un système polyphasé de telles grandeurs.

Etant donné que les tensions de sortie du circuit sont généralement désirées alternatives et sinusoïdales, on s'intéressera principalement à caractériser leurs valeurs efficaces ainsi que leur « pureté harmonique », c'est-à-dire à étudier leur spectre et à chiffrer leur taux de distorsion harmonique (*THD*).

La structure d'un onduleur dépend essentiellement de la nature des sources entre lesquelles il est monté, le nombre de phases, et les variations en fréquence et amplitude de signal de sortie, on distinguera donc :

- Les onduleurs monophasés ou triphasés.
- Les onduleurs de tension : reliant une source de tension continue à une source de courant alternatif,
- Les onduleurs de courant : reliant une source de courant continu à une source de tension alternative.

On distingue aussi :

- Les onduleurs autonomes : la fréquence des grandeurs de sortie dépend de la commande.
- Les onduleurs non autonomes ou assistés : la fréquence des grandeurs de sortie est imposée par la source de sortie elle-même (il s'agit du réseau alternatif dans le cas des redresseurs fonctionnant en onduleur non autonome).

La fréquence des grandeurs de sortie d'un onduleur peut, suivant l'application, être fixe ou variable, être librement imposée où dépendre des caractéristiques de la source alternative alimentée.

\* Les onduleurs de tension à fréquence fixe sont principalement utilisés pour réaliser des alimentations de sécurité délivrant une tension sinusoïdale de fréquence constante, et aussi pour relier au réseau industriel des générateurs à courant continu (panneaux photovoltaïques par exemple).

\* Les onduleurs à fréquence variable servent à réaliser des entraînements à vitesse variable avec moteurs à courant alternatif.

La variation de la tension de sortie peut être obtenue en variant la tension continue d'entrée et en maintenant le gain de l'onduleur constant. D'autre part, si la tension d'entrée est fixe ou non contrôlable, une tension de sortie variable peut être obtenue en variant le gain de l'onduleur.

En ce qui concerne la commande, il faut distinguer la nature de la grandeur de sortie (tension ou courant) dont la commande assure la régulation : un onduleur de tension peut être régulé en tension ou en courant suivant la grandeur de référence utilisée pour établir les ordres de commande des interrupteurs. De même un onduleur de courant peut être régulé en tension ou en courant [2].

## **I.2. Principe de fonctionnement**

### **I.2.1. Interrupteurs semi-conducteur de puissance :**

Dans le cas où les semi-conducteurs de puissance peuvent être considérés comme des interrupteurs parfaits, l'analyse du principe de fonctionnement des convertisseurs de puissance est évidemment grandement facilitée. Cette approche a l'avantage de ne pas concentrer sa réflexion sur les détails du fonctionnement des convertisseurs.

Les semi-conducteurs de puissance actuels peuvent être classés en trois catégories : Diodes, Thyristor et Interrupteurs commutables à l'ouverture et à la fermeture. La catégorie des interrupteurs commutables inclut de nombreux types de composants. Les trois types d'interrupteurs sont unidirectionnels. Le courant ne peut les traverser que dans un sens. Il est possible d'associer deux interrupteurs en parallèle pour réaliser un interrupteur bidirectionnel

Le Tableau I-1 est un récapitulatif des interrupteurs semi-conducteurs les plus utilisés dans l'électronique de puissance.


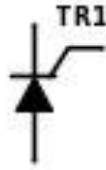




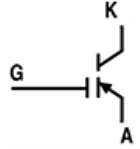
Semi-conducteur	Ouverture/Fermeture	Symbol
Diodes	États fermé ou ouvert contrôlés par le circuit de puissance	
Thyristors	Fermé par un signal de commande, mais doit être ouvert par le circuit de puissance.	
Transistors Bipolaires à Jonctions (BJT)	Interrupteurs commendable à l'ouverture et à la fermeture	
Transistors à effet de champ (Metal-Oxyde Semiconductor - MOSFETs)		
Thyristors commandés à l'ouverture (Gate-Turn-Off Thyristors - GTO Thyristors)		
Transistors bipolaires à grille isolée (Insulated Gate Bipolar Transistors - IGBTs)		
Thyristors MOS Commandés (MOS-Controlled Thyristors - MCTs)		

Tableau I-1: Interrupteurs semi-conducteur de base de l'électronique de puissance

Un interrupteur peut assumer deux états : ouvert ou fermé. Dans l'état fermé, on dit que l'interrupteur est passant ou ON. Dans l'état ouvert, on dit que l'interrupteur est ouvert ou OFF.

La fermeture d'un interrupteur à semi-conducteur connecte les bornes qu'il relie, son ouverture interrompt cette connexion.

Au moment où il se ferme, il force les potentiels de deux bornes qu'il relie à devenir égaux. La fermeture d'un interrupteur entraîne une discontinuité du potentiel d'au moins une des bornes, sauf si à cet instant, les deux potentiels étant égaux, la tension aux bornes de l'interrupteur est nulle.

Au moment de l'ouverture, l'interruption de la connexion entre les deux bornes que l'interrupteur reliait force le courant qui circulait d'une borne à l'autre à s'annuler. Ce courant subit une discontinuité, sauf si à cet instant il était nul.

Ces contraintes sont acceptables si elles sont compatibles avec la continuité de l'énergie au sein du montage dans lequel les interrupteurs sont insérés. En pratique cela revient généralement à vérifier que les commutations n'entraînent pas

- de discontinuité de la tension aux bornes d'un ou plusieurs condensateurs,
- de discontinuité du courant dans une ou plusieurs inductances.

### **I.2.2. Cellules de commutation :**

Le plus petit convertisseur a au moins deux interrupteurs qui forment une cellule élémentaire de commutation. Le fonctionnement de ces deux interrupteurs doit être rigoureusement complémentaires.

Figure I-1 montre une cellule de commutation qui relie une source de tension à une source de courant. On peut aussi relier une source de courant à l'entrée avec une source de tension au sortie.

$$\text{On voit que : } \begin{cases} V_{s2} = V \text{ et } I_{s1} = I \text{ si } S1 \text{ est passant (ON)} \\ V_{s1} = V \text{ et } I_{s2} = -I \text{ si } S2 \text{ est passant (ON)} \end{cases}$$

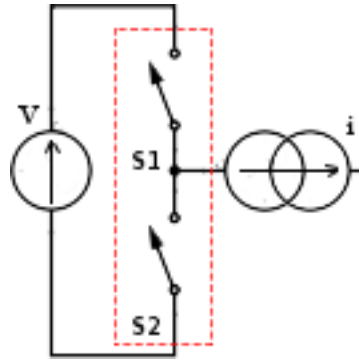


Figure I-1: Cellule de commutation élémentaire d'un convertisseur

Dans une cellule de commutation, la tension aux bornes d'un interrupteur bloqué est égale à la tension de la source de tension. Au signe près, le courant dans un interrupteur qui conduit est égal au courant de la source de courant.

Par conséquent si la source de tension est bidirectionnelle, l'interrupteur devra supporter une tension bidirectionnelle. De même si la source de courant est bidirectionnelle, l'interrupteur devra supporter un courant bidirectionnel.

En guise de conclusion, la réversibilité des interrupteurs est liée à la réversibilité des sources en tension pour une source de tension et en courant pour une source de courant.

### **I.2.3. L'onduleur monophasé en demi pont :**

C'est la configuration la plus simple, comme montré dans la Figure I-2 On utilise une seule cellule de commutation avec deux interrupteurs complémentaires.

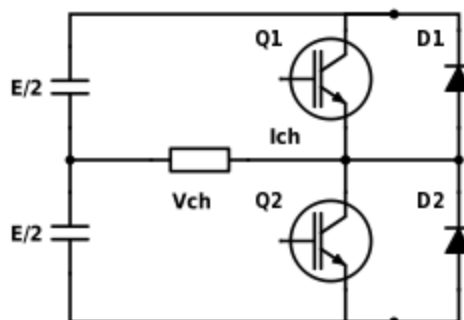


Figure I-2: Onduleur Monophasé en Demi-pont

On met des diodes en parallèle avec les transistors. Leur rôle est d'assurer la continuité de courant. En effet, une charge inductive ne supporte pas l'interruption brusque de courant. Ainsi, après le blocage de Q1 le courant  $I_{ch}$  continue à circuler à travers la diode D2 qui conduit spontanément.

- Lorsque le transistor Q1 conduit, la charge voit une tension  $V_{ch}=E/2$ . Le courant  $I_{ch}$  croît exponentiellement selon une constante de temps.
- Lorsque le transistor Q1 est bloqué, la diode D2 se met à conduire pour assurer la continuité de courant. La charge voit alors une tension  $V_{ch}=-E/2$ . Le courant  $I_{ch}$  diminue alors. Au passage du courant par 0, on envoie un signal de commande vers la base de Q2. La diode D2 se bloque et le courant  $I_{ch}$  continue à croître dans le sens opposé.

Au blocage de Q2, la diode D1 prend la relève et la charge voit de nouveau une tension  $V_{ch}=E/2$ . Au passage du courant par 0, on fait conduire Q1 et le cycle reprend. Figure I-3 représente les allures de courant et tension :

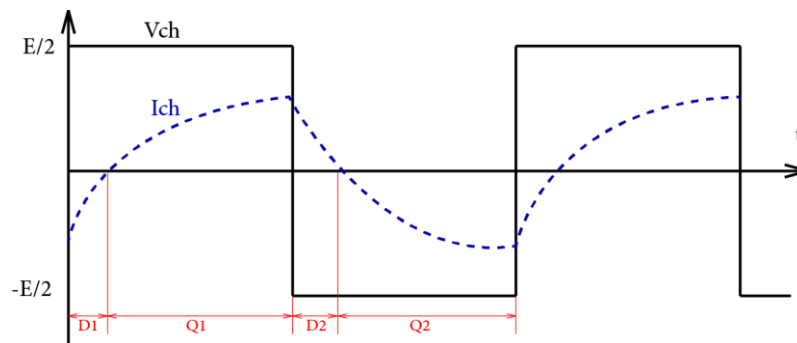


Figure I-3: Allure de courant et tension pour l'Onduleur Monophasé en Demi pont (charge inductive)

#### **I.2.4. L'onduleur monophasé en pont :**

Le montage de ce type d'onduleur comprend quatre transistors qui peuvent être remplacés par des thyristors utilisés comme interrupteurs électroniques ainsi que quatre diodes montées en parallèle inverse aux bornes des transistors. Les circuits d'amorçage ou de blocage des transistors ne sont pas représentés. L'avantage de ce montage en pont réside dans l'utilisation d'une seule source de tension  $E$ .

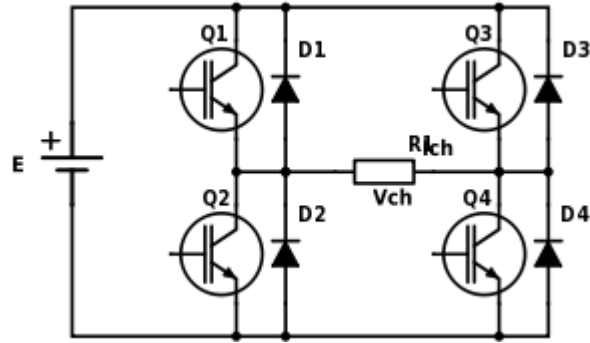


Figure I-4: Onduleur Monophasé en Pont

Dans le cas d’une commande symétrique, l’amorçage des transistors Q1 et Q4 a lieu en même temps, et il en est de même pour Q2 et Q3. La tension de sortie est rectangulaire, et sa valeur efficace est égale à E.

Lorsque les transistors Q1 et Q4 sont amorcés, la charge voit  $V_{ch}=E$  et le courant augmente exponentiellement (Charge RL). En bloquant ces derniers (Circuit de commutation forcée), la continuité de courant sera assurée par les diodes D2 et D3 et la charge voit  $V_{ch}=-E$ .

Au passage du courant par 0, on amorce Q2 et Q3. Le courant continue à circuler dans la charge en sens opposé. En bloquant ces derniers, les diodes D1 et D4 conduisent et  $V_{ch}=E$ . Lorsque le courant passe par 0, on réamorce Q1 et Q4.

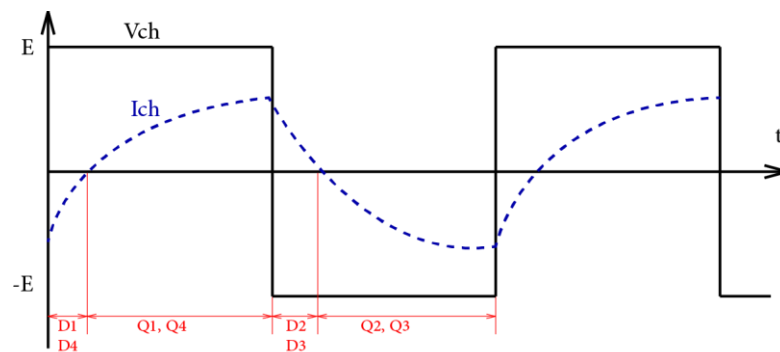


Figure I-5: Allure de courant et tension pour l’Onduleur Monophasé en Pont (charge inductive)

### I.2.5. L'onduleur triphasé en pont :

L'onduleur triphasé est constitué de 3 cellules de commutation comportant deux interrupteurs commmandable à l'ouverture et à la fermeture et de deux diodes branchées en antiparallèle de ces interrupteurs permettant la bidirectionnalité du courant.

Le montage est constitué d'une source de tension continue  $E$  réversible en courant. La charge est généralement une machine à champ tournant et, de ce fait, se comporte comme une source triphasée de courants alternatifs (éventuellement supposés sinusoïdaux). Pour raison de démonstration de principe de fonctionnement on utilise une charge résistive triphasé équilibré.

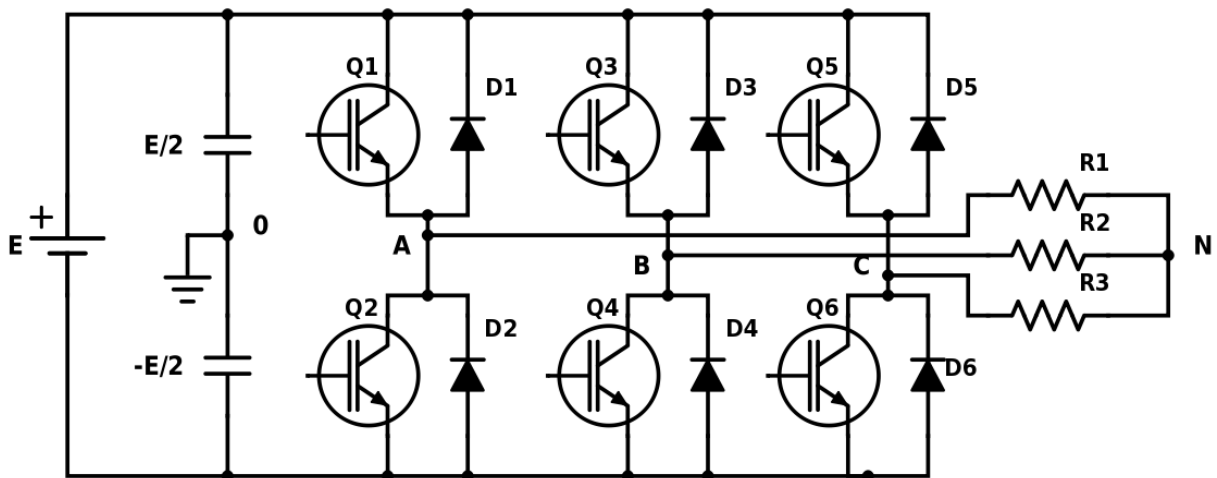


Figure I-6: Onduleur triphasé de tension en pont

Trois transistors sont en conduction à chaque instant. Deux transistors d'un même bras (Q1 et Q2 par exemple) sont amorcés à  $180^\circ$  de décalage. Les transistors du bras voisin sont amorcés à  $120^\circ$  de décalage. Cette stratégie de commande s'appelle commande en plein onde  $180^\circ$ . Les allures de tension sont montrées sur la Figure I-7.

Comme la tension composée a été obtenue avec un angle de phase de  $120^\circ$ , alors ni la troisième harmonique ni ses multiples ne sont mesurés dans ces tensions. C'est une caractéristique importante pour les systèmes triphasés, car le déplacement de l'angle de phase naturel entre les phases permet d'éliminer les harmoniques.



Figure I-7: Allure des tensions simple et composé pour l'Onduleur triphasé en Pont (charge résistive)

On peut voir à partir de la Figure I-7 qu'il existe six modes de fonctionnement. Ces modes sont mis en évidence à la Figure I-8 (a) - (f). En plus de ces six modes de fonctionnement, il existe deux autres modes de fonctionnement qui appliquent une tension nulle aux charges. Ce sont les configurations à roue libre présentées dans la Figure I-8 (g) et Figure I-8(h), où trois interrupteurs inférieurs ou supérieurs sont actionnés en même temps.

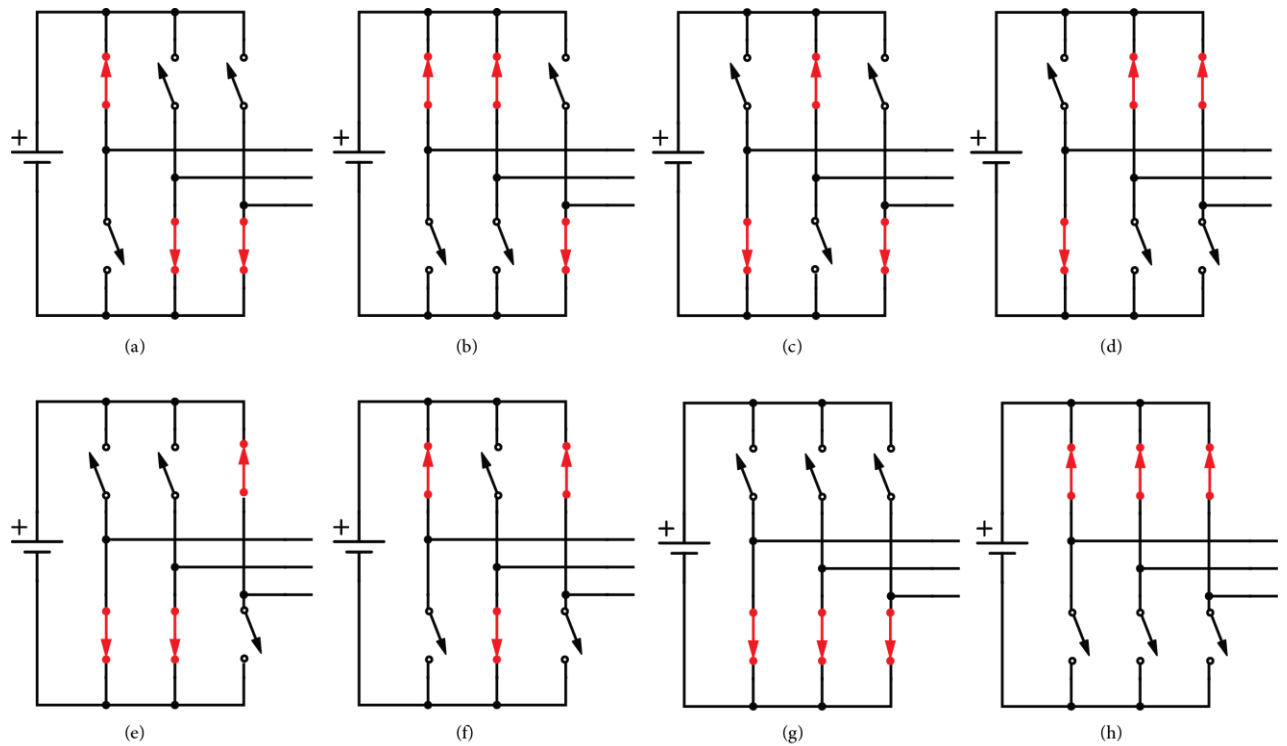


Figure I-8: Modes de fonctionnement de l'Onduleur triphasé en Pont

### I.3. Modulation de l'onduleur triphasé

#### I.3.1. Modulation de l'onduleur triphasé de tension :

La Figure I-9 représente un onduleur triphasé de tension. Pour avoir une somme des courants nulle, aucune liaison ne doit être met entre le point neutre N de la charge et le point milieu 0 du diviseur capacitif.

Il existe une autre configuration ou le neutre relié à la source est nécessaire pour pouvoir monter des charges monophasées entre phase et neutre ou de pouvoir imposer des références indépendantes aux trois tensions ou aux trois courants de sortie [1].

Quels que soient les courants, les interrupteurs imposent les tensions entre les bornes de sortie A, B, C et le point milieu fictif 0 de la source de tension continue :

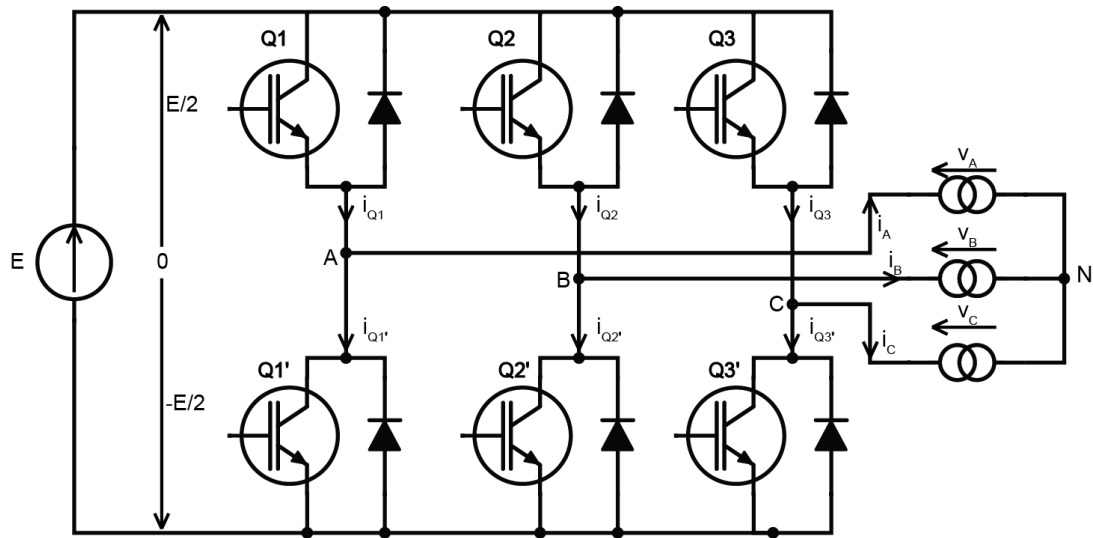


Figure I-9: Onduleur triphasé de tension en pont

$$v_{A0} = v_A - v_0 = \begin{cases} +\frac{E}{2} & \text{quand } Q1 \text{ fermé} \\ -\frac{E}{2} & \text{quand } Q1 \text{ ouvert} \end{cases} \quad \text{Eq1.1}$$

$$v_{B0} = v_B - v_0 = \begin{cases} +\frac{E}{2} & \text{quand } Q2 \text{ fermé} \\ -\frac{E}{2} & \text{quand } Q2 \text{ ouvert} \end{cases} \quad \text{Eq1.2}$$

$$v_{C0} = v_C - v_0 = \begin{cases} +\frac{E}{2} & \text{quand } Q3 \text{ fermé} \\ -\frac{E}{2} & \text{quand } Q3 \text{ ouvert} \end{cases} \quad \text{Eq1.3}$$

Les interrupteurs imposent donc les tensions composées à la sortie de l'onduleur :

$$v_{AB} = v_A - v_B = (v_A - v_0) - (v_B - v_0) = \begin{cases} E & \text{si } Q1 \text{ fermé et } Q2 \text{ ouvert} \\ 0 & \text{si } Q1 \text{ et } Q2 \text{ fermé} \\ -E & \text{si } Q1 \text{ ouvert et } Q2 \text{ fermé} \\ 0 & \text{si } Q1 \text{ et } Q2 \text{ ouvert} \end{cases}$$

Le même chose pour les tensions composées  $v_{BC}$  et  $v_{CA}$

Quelle que soit leur forme d'onde les trois courants  $i_A$ ,  $i_B$  et  $i_C$  somme nulle, il faut donc que les trois fondamentaux aient une somme nulle et qu'il en soit de même pour les divers harmoniques. Puisque le récepteur est équilibré, ses trois phases présentent la même impédance pour le fondamental ainsi que

pour les divers harmoniques. Par conséquence les tensions, ont une somme nulle pour les fondamentaux ainsi que pour les systèmes harmoniques successifs. En ajoutant toutes ces sommes nulles on obtient la somme nulle des trois tensions [1].

$$i_A + i_B + i_C = 0 \quad \text{implique} \quad v_{AN} + v_{BN} + v_{CN} = 0$$

On peut donc écrire :

$$(v_{A0} + v_{0N}) + (v_{B0} + v_{0N}) + (v_{C0} + v_{0N}) = 0 \quad \text{Eq1.4}$$

En arrangeant l'équation Eq1.4 :

$$v_{N0} = \frac{1}{3}(v_{A0} + v_{B0} + v_{C0}) \quad \text{Eq1.5}$$

On peut aussi écrire les tensions entre les points A, B et C et le point 0 fictif :

$$\begin{cases} v_{A0} = v_{AN} + v_{N0} \\ v_{B0} = v_{BN} + v_{N0} \\ v_{C0} = v_{CN} + v_{N0} \end{cases} \quad \text{Eq1.6}$$

En substituant Eq1.5 dans Eq1.6 et en simplifiant :

$$\begin{cases} v_{AN} = \frac{2}{3}v_{A0} - \frac{1}{3}v_{B0} - \frac{1}{3}v_{C0} \\ v_{BN} = -\frac{1}{3}v_{A0} + \frac{2}{3}v_{B0} - \frac{1}{3}v_{C0} \\ v_{CN} = -\frac{1}{3}v_{A0} - \frac{1}{3}v_{B0} + \frac{2}{3}v_{C0} \end{cases} \quad \text{Eq1.7}$$

Sachant que les tensions entre les point A, B, et C et le point 0 peuvent être représentés par rapport au états de commutation

$$\begin{cases} v_{A0} = Q1.E \\ v_{B0} = Q2.E \\ v_{C0} = Q2.E \end{cases} \quad \text{Eq1.8}$$

En substituent Eq1.8 sur Eq1.7

$$\begin{cases} v_{AN} = E(\frac{2}{3}Q1 - \frac{1}{3}Q2 - \frac{1}{3}Q3) \\ v_{BN} = E(-\frac{1}{3}Q1 + \frac{2}{3}Q2 - \frac{1}{3}Q3) \\ v_{CN} = E(-\frac{1}{3}Q1 - \frac{1}{3}Q2 + \frac{2}{3}Q3) \end{cases} \quad \text{Eq1.9}$$

En forme de matrice

$$\begin{bmatrix} v_{AN} \\ v_{BN} \\ v_{CN} \end{bmatrix} = \frac{E}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} Q1 \\ Q2 \\ Q3 \end{bmatrix} \quad \text{Eq1.10}$$

On peut déduire le courant  $i$  côté continu des courants  $i_A$ ,  $i_B$ , et  $i_C$ :

$$i = i_{Q1} + i_{Q2} + i_{Q3} \quad \text{Eq1.11}$$

$$\begin{cases} i_{Q1} = i_A \text{ quand } Q1 \text{ conduit} \\ i_{Q2} = i_B \text{ quand } Q2 \text{ conduit} \\ i_{Q3} = i_C \text{ quand } Q3 \text{ conduit} \end{cases} \quad \text{Eq1.12}$$

Le Tableau I-2 résume les huit configurations possibles de l'onduleur de tension

N	Q <sub>1</sub>	Q <sub>2</sub>	Q <sub>3</sub>	V <sub>AB</sub>	V <sub>BC</sub>	V <sub>CA</sub>	V <sub>AN</sub>	V <sub>BN</sub>	V <sub>CN</sub>	i <sub>Q1</sub>	i <sub>Q2</sub>	i <sub>Q3</sub>	i
1	F	F	F	0	0	0	0	0	0	i <sub>A</sub>	i <sub>B</sub>	i <sub>C</sub>	0
2	F	0	F	E	-E	0	E/3	-2E/3	E/3	i <sub>A</sub>	0	i <sub>C</sub>	-i <sub>B</sub>
3	F	F	0	0	E	-E	E/3	E/3	-2E/3	i <sub>A</sub>	i <sub>B</sub>	0	-i <sub>C</sub>
4	F	0	0	E	0	-E	2E/3	-E/3	-E/3	i <sub>A</sub>	0	0	i <sub>A</sub>
5	0	F	F	-E	0	U	-2E/3	E/3	E/3	0	i <sub>B</sub>	i <sub>C</sub>	-i <sub>A</sub>
6	0	0	F	0	-E	E	-E/3	-E/3	2E/3	0	0	i <sub>C</sub>	i <sub>C</sub>
7	0	F	0	-E	E	0	-E/3	2E/3	-E/3	0	i <sub>B</sub>	0	i <sub>B</sub>
8	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0

Tableau I-2: Fonctionnement de l'onduleur triphasé de tension

### I.3.2. Modulation de l'onduleur triphasé de courant :

Un onduleur triphasé de courant est alimenté par une source de courant continu. Il doit débiter sur un récepteur de tension alternative pour que la règle d'alternance des sources soit respectée.

La Figure I-10 donne le schéma de l'onduleur triphasé en pont. Les interrupteurs doivent être des interrupteurs trois segments réversibles en tension, commendable à la fermeture et à l'ouverture (GTO, Reverse Blocking IGBT, ou un transistor avec une diode en série) [1].

Pour que la source de courant ne soit jamais en circuit ouvert, il faut que l'un au moins des interrupteurs de chacun des groupes  $Q_1, Q_2, Q_3$  et  $Q_1', Q_2', Q_3'$  soit fermé. Pour que deux bornes A, B ou C du récepteur de tension ne soient pas mises en court-circuit, il faut qu'un seul interrupteur de chaque groupe soit fermé.

Les interrupteurs  $Q_1, Q_2, Q_3$  et  $Q_1', Q_2', Q_3'$  forment 2 cellules de commutation triphasées. Il n'y aura à chaque instant que 2 interrupteurs fermés sur 6, ce qui constitue une différence essentielle avec l'onduleur triphasé de tension.

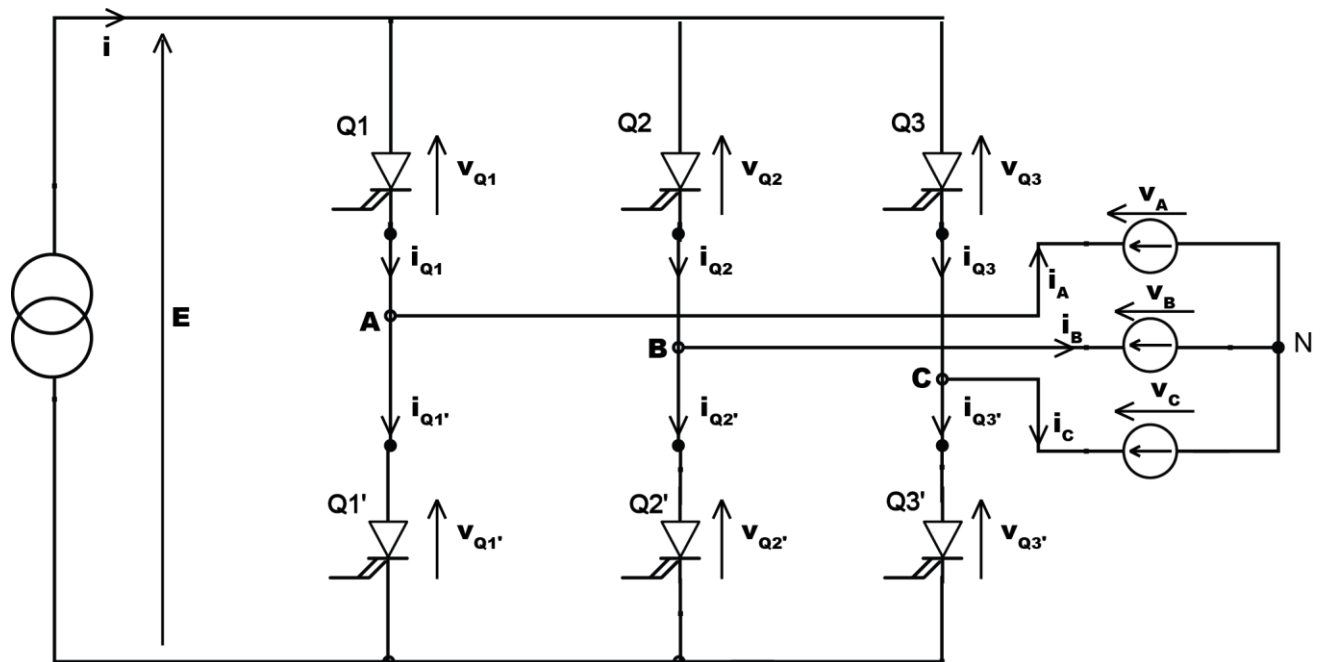


Figure I-10: Onduleur triphasé de courant

Puisque chaque cellule de commutation peut prendre trois états, l'onduleur présente neuf configurations possibles. Pour chacune d'elles il suffit d'indiquer les deux interrupteurs fermés, les autres étant ouverts.

Le Tableau I-3 résume tous les états de fonctionnement de l'onduleur triphasé de courant

Interrupteur fermé		$i_A$	$i_B$	$i_C$	$V_{Q1}$	$V_{Q2}$	$V_{Q3}$	$V_{Q1'}$	$V_{Q2'}$	$V_{Q3'}$	E
Q1	Q1'	0	0	0	0	$V_{AB}$	$V_{AC}$	0	$V_{BA}$	$V_{CA}$	0
Q1	Q2'	i	-i	0	0	$V_{AB}$	$V_{AC}$	$V_{AB}$	0	$V_{CB}$	$V_{AB}$
Q1	Q3'	i	0	-i	0	$V_{AB}$	$V_{AC}$	$V_{AC}$	$V_{BC}$	0	$V_{AC}$
Q2	Q1'	-i	i	0	$V_{BA}$	0	$V_{BC}$	0	$V_{BA}$	$V_{CA}$	$V_{BA}$
Q2	Q2'	0	0	0	$V_{BA}$	0	$V_{BC}$	$V_{AB}$	0	$V_{CB}$	0
Q2	Q3'	0	i	-i	$V_{BA}$	0	$V_{BC}$	$V_{AC}$	$V_{BC}$	0	$V_{BC}$
Q3	Q1'	-i	0	i	$V_{CA}$	$V_{CB}$	0	0	$V_{BA}$	$V_{CA}$	$V_{CA}$
Q3	Q2'	0	-i	i	$V_{CA}$	$V_{CB}$	0	$V_{AB}$	0	$V_{CB}$	$V_{CB}$
Q3	Q3'	0	0	0	$V_{CA}$	$V_{CB}$	0	$V_{AC}$	$V_{BC}$	0	0

Tableau I-3: Fonctionnement de l'onduleur triphasé de courant

#### I.4. Conclusion

Dans ce chapitre, le principe de conversion continu-alternative (onduleur) est décrite. Commencant par une cellule de commutation qui représente le bloc élémentaire de tous les onduleurs. Ensuite le principe de fonctionnement de l'onduleur monophasé en demi pont et pont complète sont présentés. L'onduleur triphasé se compose de trois commutateurs inverseurs monophasés connectés chacun à l'un des trois bornes de charge. Le système de contrôle le plus élémentaire de plein onde est présenté pour le but d'analyser le fonctionnement. Les onduleurs triphasés sont principalement utilisés pour les applications de variateurs de fréquence et pour les applications à haute puissance.

## *Chapitre II. Les Techniques de Commande MLI*

### **II.1. Introduction**

Comme élaboré dans le chapitre précédent la tension de sortie d'un onduleur de tension commandé en plein onde n'est pas sinusoïdale. Il convient d'employer un filtre pour extraire son fondamental ayant la même fréquence. L'opération de filtrage n'est pas assez aisée pour ce type de structure : les harmoniques ne sont pas assez repoussés du terme fondamental. Ceci oblige à utiliser des filtres à ordre élevé ce qui n'est pas facile à mettre en œuvre. C'est pourquoi on a recours dans la commande de l'onduleur aux techniques de modulation de largeur d'impulsion dites MLI.

Une partie de la théorie présentée dans ce chapitre repose sur des concepts fondamentaux de différents techniques de modulation de largeur d'impulsion. Il s'agit notamment de l'utilisation de fonctions de commutation pour caractériser la valeur instantanée de la tension de sortie de l'onduleur.

La commande des convertisseurs de puissance statiques notamment les onduleurs, repose de plus en plus sur la génération numérique en temps réel de formes d'onde modulées en largeur d'impulsion utilisant soit des microprocesseurs, soit des DSP. Par contre il existe de stratégies MLI d'élimination harmonique qui impliquent un calcul hors ligne en utilisant un ordinateur pour déterminer les caractéristiques de l'angle de commutation MLI. Ceci a été nécessaire car les équations relatives aux angles de commutation MLI en tension sont transcendantes et ne peuvent pas être résolues en ligne par un contrôleur basé sur un microprocesseur ou DSP. Un calcul hors ligne significatif est donc impliqué dans le développement de ces stratégies, ce qui a retardé leur utilisation par l'industrie dans de nombreuses applications. En revanche, les techniques MLI conventionnelles comme la modulation sinus-triangle, hystérésis et modulation vectorielle sont basées sur des processus de modulation bien établis et définissables, qui peuvent être facilement implémentés à l'aide d'implémentations logicielles standard, DSP ou de microprocesseurs.

## II.2. La modulation de largeur d'impulsion

La modulation de largeur d'impulsion (MLI) est une commande d'impulsion dans laquelle la largeur ou la fréquence des impulsions est modulée dans la période de la fréquence fondamentale afin de créer une forme d'onde de tension de sortie spécifique. Dans la plupart des cas, MLI est utilisé pour assurer une tension ou un courant sinusoïdal, c'est-à-dire réduire l'amplitude des harmoniques supérieures par rapport au composant fondamental.

À l'exception de certains convertisseurs résonnants, la grande majorité des circuits électroniques de puissance sont contrôlés par des signaux MLI de diverses formes. Les temps de montée rapide garantissent que les dispositifs semi-conducteurs sont allumés ou éteints aussi vite que possible afin de minimiser le temps de transition de commutation et les pertes de commutation associées. Bien que d'autres considérations, telles que la suroscillation et l'interférences électromagnétiques (EMI), puissent imposer une limite supérieure à la vitesse de fermeture et ouverture de commutateurs semi-conducteurs. Par conséquent, seuls les signaux MLI idéaux avec zéro temps de montée et descente seront considérés dans ce chapitre [3].

On peut distinguer les techniques de commande MLI suivantes :

- MLI Sinus-triangle
- MLI Vectorielle
- MLI pré-calculée (élimination harmonique)
- Modulation delta (Hystérésis)

Les méthodes MLI sont préférées en raison de leur fréquence de commutation fixe, de leur faible courant d'ondulation et de leurs caractéristiques de spectre harmoniques bien définies. Ces stratégies intègrent une "tension de sortie moyenne par cycle" égale à la tension de référence, en utilisant soit la technique sinus-triangle ou les méthodes numériques de programmation d'impulsion (Vectorielle, pré-calculée). L'avantage caractéristique est qu'ils servent à générer une relation linéaire entre les tensions de référence et de sortie dans une plage limitée.

### II.3. Indices de performance

Afin de comparer les résultats de différentes méthodes MLI, plusieurs indices de performance sont définis en fonction de l'analyse de fréquence. Ces analyses des tensions et des courants à l'entrée ou à la sortie de l'onduleur peuvent être réalisées avec les coefficients de la série de Fourier ou avec la transformée de Fourier.

#### II.3.1. Indice de modulation de l'onduleur triphasé

Pour un onduleur triphasé, l'indice de performance est défini par rapport à l'indice de modulation :

$$M = \frac{V_s}{(2/3) E}$$

$V_s$ : Tension de sortie,  $E$  : tension de bus continu

#### II.3.2. Contenu du fondamental

Il représente le rapport entre la valeur efficace du fondamental de la tension de phase de sortie et la valeur efficace de la tension de phase de sortie :

$$Z = \frac{V_{AN1}}{V_{AN}}$$

#### II.3.3. Taux de distorsion harmonique totale (THD)

$$THD\% = \frac{100}{V_1} \sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} (V_n)^2}$$

$V_1$  : Valeur efficace de la composante fondamentale.

$V_n$  : Valeur efficace de la  $n^{\text{ème}}$  harmonique.

Les résultats de ce coefficient dépendent du nombre d'harmoniques considérés dans le calcul. C'est une bonne pratique de considérer un certain nombre d'harmoniques plusieurs fois plus grand que la fréquence de commutation.

## II.4. Technique MLI sinus-triangle

Cette technique consiste à reproduire un signal MLI à fréquence constante en comparant un signal de référence avec un signal porteur triangulaire de fréquence plus élevée. Le signal de référence est le signal modulant, il détermine la forme d'onde de la tension de sortie. De nombreuses versions de cette méthode existent, avec des formes d'onde spéciales non sinusoïdales, avec lesquelles le niveau des harmoniques bien spécifiques peut être réduit.

### II.4.1. Types de signal triangulaire

Il existe trois types fréquemment utilisés pour générer un signal MLI à fréquence constante

1. Signal Triangulaire Figure II-1 (a)
2. Signal dents de scie Figure II-1 (b)
3. Signal dents de scie inversé Figure II-1 (c)

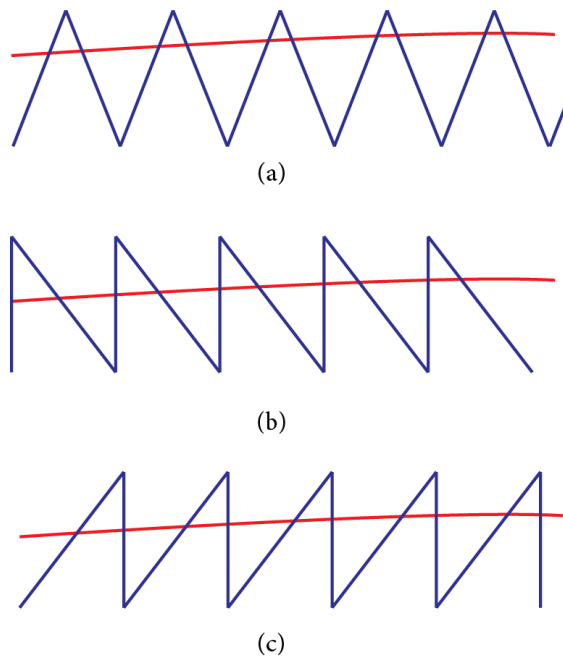


Figure II-1: Types de signal triangulaire

### **II.4.1.1. Signal triangulaire**

Dans ce type, le front montant et descendant du triangle est généralement symétrique de sorte que la pulsation est centrée dans un cycle de porteuse lorsque la référence est constante. La méthode s'appelle modulation à double front à fréquence constante.

Ce type de modulation élimine certaines harmoniques, c'est une méthode préférée pour les redresseurs et onduleurs où la référence contient un composant sinusoïdal.

### **II.4.1.2. Signal dents de scie**

Le front montant du signal de sortie MLI se produit à des instants fixes dans le temps tandis que la position de front descendant est modulée lorsque le niveau du signal de référence varie. Par conséquent, la méthode est également appelée modulation à front descendant à fréquence constante. Ce type de modulation est plus fréquemment utilisé pour la commande des hacheurs.

### **II.4.1.3. Signal dents de scie inversé**

Le front descendant du signal MLI se produit à des instants fixes dans le temps, tandis que la position du front montant est modulée lorsque le niveau du signal de référence varie. La méthode est généralement appelée modulation à front montant à fréquence constante.

## **II.4.2. Types de signal de référence**

Pour augmenter l'amplitude de la tension de sortie sans altérer le spectre de sortie, les méthodes modifiées de MLI sinus-triangle sont utilisées. Par exemple, diverses méthodes sont basées sur la comparaison d'un signal porteuse triangulaire avec un signal de référence non sinusoïdal, on peut citer trois :

- Signal modulante trapézoïdale Figure II-2 (a)
- Signal modulante en escalier Figure II-2 (b)
- Signal modulante par injection d'harmoniques Figure II-2 (c)

Toutes ces méthodes permettent augmentation de 5% -15% de l'amplitude de la tension de sortie, par rapport à celle obtenue par le technique MLI sinus-triangle classique [4].

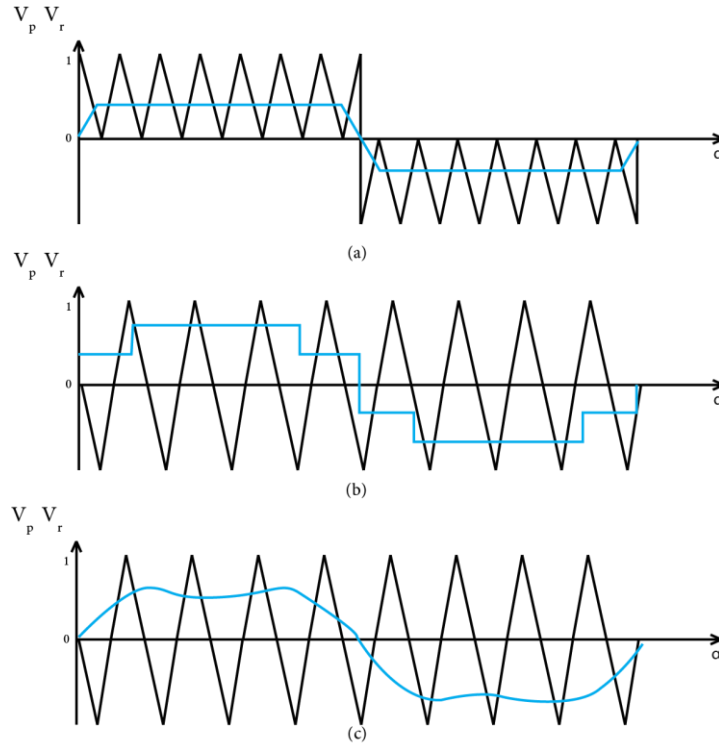


Figure II-2 : Types de signal modulante

**II.4.3. Paramètres du MLI sinus-triangle**

**II.4.3.1. Taux de modulation**

Le largeur d'impulsion de technique MLI sinus-triangle dépend au ratio de signal de référence au signal triangulaire porteuse il est défini comme :

$$M_a = \frac{A_r}{A_p} \tag{Eq2. 1}$$

$A_r$  : Amplitude de signal de référence

$A_p$  : Amplitude de signal de la porteuse (triangulaire)

On peut exprimer l'amplitude d'harmonique fondamentale de tension simple d'un onduleur :

$$V_{AN1} = M_a \frac{E}{2} \tag{Eq2. 2}$$

Selon  $V_{AN1} = M_a \frac{E}{2}$  Eq2. 2, l'amplitude de la composante fondamentale de la tension de sortie est égale à sa hauteur d'impulsion  $\frac{E}{2}$  lorsque  $M_a = 1$ . Figure II-3 représente la dépendance de l'amplitude de composante fondamentale de tension de sortie au taux de modulation  $M_a$ .

Lorsque  $M_a$  varie de 0 à 1,  $V_{AN1}$  varie linéairement en fonction de taux de modulation. La valeur limite de  $M_a$  est déterminée par la technique de modulation utilisé, selon laquelle la valeur maximale de  $V_{AN1}$  est égale à  $E/2$ . Pour des valeurs de  $M_a$  supérieurs à 1,  $V_{AN1}$  augmente de façons non linéaire et se stabilise à la valeur maximale, dans cette région l'onduleur est dit : en état de sur-modulation.

A partir l'expansion de série de Fourier de l'onde rectangulaire, l'amplitude maximale du premier harmonique de tension est :

$$V_{AN1} = \frac{4}{\pi} \cdot \frac{E}{2} = \frac{2}{\pi} E \quad \text{Eq2. 3}$$

La valeur  $M_a$  maximale qui correspond à la valeur maximale de  $V_{AN1}$  dépend de  $M_f$ , elle est d'environ 3,2.[4], [5]

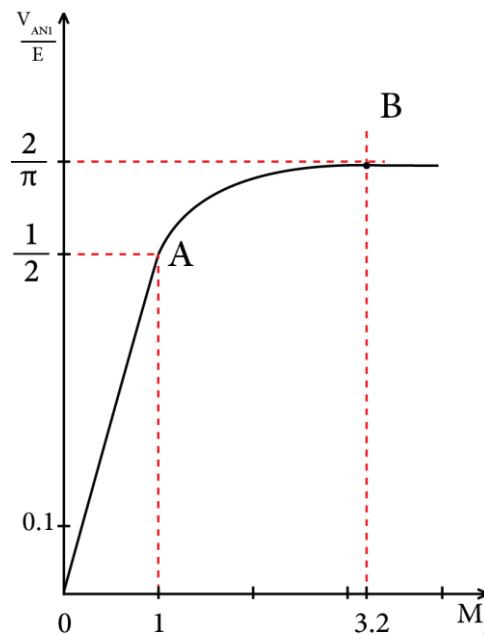


Figure II-3 : Dépendance de l'amplitude de composante fondamentale de tension de sortie au taux de modulation

### **II.4.3.2. Indice de modulation**

La fréquence  $f_p$  du signal de porteuse triangulaire est généralement considérablement supérieure à la fréquence  $f_r$  du signal de modulation. Le rapport de  $f_r$  et  $f_p$  est un paramètre très important de l'efficacité de la modulation il est aussi désigné « coefficient de réglage ».

$$M_f = \frac{f_p}{f_r} \quad \text{Eq2. 4}$$

Pour les petites valeurs de  $M_f$ , les signaux porteuse et référence doivent être synchronisés, afin d'éliminer les subharmoniques indésirables dans la tension de sortie. Si ces signaux sont synchronisés,  $M_f$  est un nombre entier.

La valeur de  $M_f$  dépend de la fréquence du signal de référence et affecte de manière significative la performance de l'onduleur. En augmentant la fréquence, les pertes de commutation dans l'onduleur augmentent, mais le spectre de tension de sortie est amélioré et il est plus facile de filtrer les harmoniques de haute fréquence produit à cause de la modulation.

Lors du choix de  $f_p$ , la tension, la puissance et d'autres paramètres doivent être prises en compte. Par conséquent, la sélection de  $M_f$  est un problème d'optimisation aux multiples facteurs. La tendance générale est qu'on choisit une valeur supérieure de  $M_f$  pour les onduleurs de faible puissance et faible tension et vice versa.

### **II.4.4. Application à l'onduleur de tension triphasé**

Dans un système triphasé équilibré, les tensions sont égales et déphasé entre eux de  $\pi/3$  et s'ajoutent à zéro, on dit le même chose pour les courants. La somme de n'importe quelle paire de phases détermine la tension et le courant dans la troisième phase. Ainsi, seules deux tensions et courants sont indépendants. Cela doit être pris en compte lors de la spécification des signaux de référence.

Dans les onduleurs triphasés, la commande MLI sinus-triangle est basé sur la comparaison de trois signaux de référence sinusoïdales avec une signal porteuse triangulaire. Comme démontré dans le chapitre précédent, il existe huit états de commutation valides indiqués dans le Tableau I-2. Les états 2-7 produisent des tensions de sortie non nulles, alors que les états 1 et 8 correspondent à des tensions neutres de phase à phase.

A partir du Tableau I-2, les valeurs de tension  $V_{AN}$  et  $V_{BN}$  sont exprimé comme :

$$\left\{ \begin{array}{l} Q1 \text{ est fermé} - \text{le point A est relié au point } +E \text{ alors } V_{AN} = \frac{E}{2} \\ Q1' \text{ est fermé} - \text{le point A est relié au point } -E \text{ alors } V_{AN} = -\frac{E}{2} \\ Q2 \text{ est fermé} - \text{le point B est relié au point } +E \text{ alors } V_{AN} = \frac{E}{2} \\ Q2' \text{ est fermé} - \text{le point B est relié au point } -E \text{ alors } V_{AN} = -\frac{E}{2} \end{array} \right. \quad \text{Eq2. 5}$$

Les états des commutateurs Q1, Q2 et Q3 d'un côté et Q1', Q2' et Q3' d'autre cote sont complémentaires. Cela simplifie la réalisation de la commande de l'onduleurs de tension.

La Figure II-4 montre les courbes d'un onduleur triphasé commandé en MLI sinus-triangle.

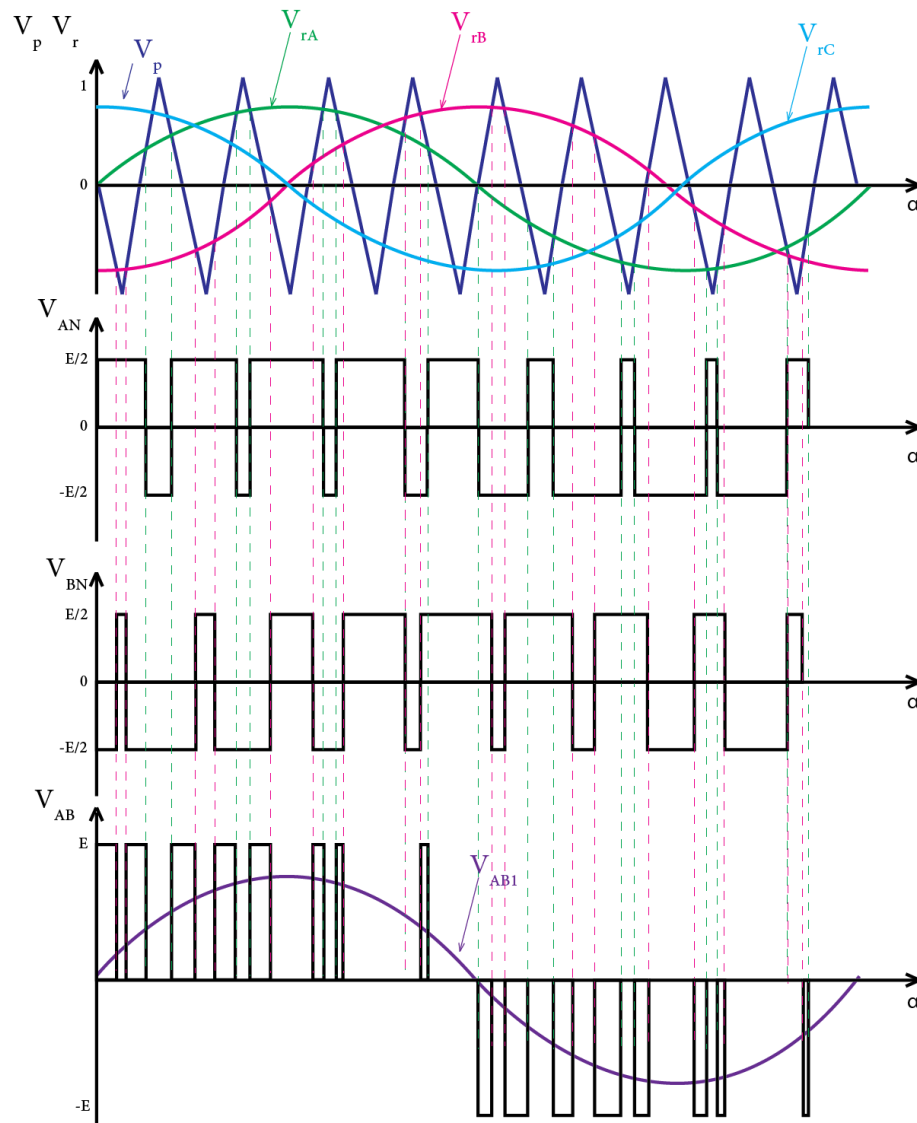


Figure II-4 : Courbes de signal de la porteuse, de référence et les tensions de sortie d'un onduleur triphasé commandé en MLI sinus-triangle

Les conditions de commutation des interrupteurs peuvent être écrites comme suit ;

$$\begin{cases} V_{rA} > V_p & Q1 \text{ est fermé} \\ V_{rA} < V_p & Q1' \text{ est fermé} \\ V_{rB} > V_p & Q2 \text{ est fermé} \\ V_{rB} < V_p & Q2' \text{ est fermé} \end{cases}$$

L'amplitude de la composante fondamentale de la tension composée  $V_{AB1}$  dans la région linéaire de l'onduleur ( $0 \leq M_a \leq 1$ ) est donné par :

$$V_{AB1} = \sqrt{3} M_a \frac{E}{2} \quad \text{Eq2. 6}$$

L'amplitude maximale correspond au fonctionnement en signal carré est accompli en mettant l'onduleur en sur-modulation ( $M_a > 1$ ), l'expression est donnée par :

$$V_{AB1 \text{ MAX}} = \frac{4E}{\pi^2} \sqrt{3} = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} E \quad \text{Eq2. 7}$$

Les harmoniques dont les fréquences sont multiples de trois sont éliminés de la tension de sortie de l'onduleur triphasé avec charge équilibré. La valeur de la fréquence du signal de la porteuse doit être sélectionnée en tant que multiple impair de trois ( $M_f = 9, 15, 21, \dots$ ) par rapport à celle de référence.

## II.5. Technique MLI vectorielle

La modulation vectorielle est une technique de commande contemporaine très importante des convertisseurs de puissance. Son application principale est le contrôle des onduleurs triphasés de tension, mais elle est également utilisée pour la commande d'autres types de convertisseurs tels que les redresseurs, les convertisseurs multiniveaux, les convertisseurs matriciels, etc. Aujourd'hui, il existe un certain nombre de variantes différentes de MLI vectorielle, qui diffèrent par rapport à la complexité de la réalisation et à la qualité des résultats.

### II.5.1. Principe de modulation vectorielle

Dans la technique MLI sinus-triangle, la commutation est faite lorsque les signaux de modulation sont égaux aux signaux triangulaires à la fréquence de la porteuse  $f_p$ . L'amplitude des signaux de modulation sinusoïdale est directement proportionnelle au taux de modulation  $M_a$ . En général, ces signaux de modulation sont générés pour chaque phase afin de produire un système triphasé de tension de sortie du convertisseur. Par contre, dans la technique MLI vectorielle, un vecteur de tension de référence résultant est utilisé pour générer toutes les tensions de sortie de l'onduleur triphasé.

La transformation des signaux triphasés vers le repère biphasé  $\alpha\beta$  simplifie la commande de la tension et du courant dans les convertisseurs triphasés. La modulation MLI vectorielle est basé sur la représentation de signaux de tension triphasés dans le repère  $\alpha\beta$  stationnaire en tant que vecteurs, conformément aux états de commutation du convertisseur (Tableau I-2). Il existe huit états valides qui correspondent aux valeurs définies des tensions de sortie.

Le modèle de l'onduleur dans le plan complexe est utilisé, au lieu du modèle en coordonnées triphasé. Ainsi, il est nécessaire de générer un vecteur de tension spatiale qui correspond aux tensions de ligne requises. Afin de produire trois tensions sinusoïdales pendant un cycle, six vecteurs non nuls (états de commutation) sont utilisés consécutivement pendant chaque période d'échantillonnage. La fréquence d'échantillonnage peut être considérée comme la fréquence du signal de la porteuse dans la technique MLI sinus-triangle.

Dans le plan  $\alpha\beta$ , on peut identifier six vecteurs  $V_1$ - $V_6$  correspondant à la position du vecteur de tension aux limites où les états des commutateurs  $Q_1$ - $Q_6$  changent (Tableau I-2). En conséquence, six secteurs délimités par les vecteurs  $V_1$ - $V_6$  sont formés sur le plan  $\alpha\beta$ . Les extrémités des vecteurs

peuvent être reliées par des lignes droites formant un hexagone. Le centre de l'hexagone, qui combine les points de départ des vecteurs, correspond aux vecteurs zéro  $V_7$  et  $V_0$ .

La génération des signaux de commande de la technique MLI vectorielle passe par quatre étapes :

1. Transformation de tension triphasé au tension biphasé
2. Détermination le secteur de vecteur de tension
3. Décomposition de vecteur de tension de sortie sur les deux vecteurs adjacents
4. Détermination de la séquence de commutation

### II.5.2. Transformation de tension triphasé au tension biphasé

Pour trois tensions triphasés  $V_a$ ,  $V_b$  et  $V_c$ , la transformation Clark ( $\alpha\beta$ ) est donnée par :

$$\begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} \quad \text{Eq2. 8}$$

En appliquant la transformation de Clark, les trois variables dépendantes  $V_a$ ,  $V_b$ , et  $V_c$  sont transformées en deux variables indépendantes  $V_\alpha$ , et  $V_\beta$  (Figure II-5). Notez que pour simplifier, on suppose que l'axe « a » coïncide avec l'axe «  $\alpha$  » dans le système de coordonnées  $\alpha, \beta$ .

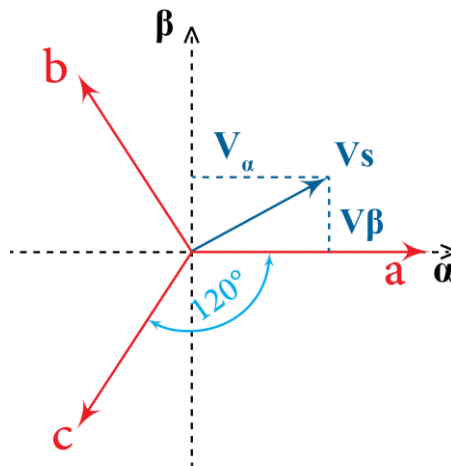


Figure II-5 : Transformation de vecteur de tension du plan triphasé au biphasé

Tableau II-1 résume les valeurs des tensions biphasés obtenues à partir des tensions triphasés pour les huit vecteurs possibles correspondant au huit états de commutation de l'onduleur triphasé.

N	Commutation			Vecteur	Tensions triphasé			Tension biphasé	
	Q <sub>1</sub>	Q <sub>2</sub>	Q <sub>3</sub>		V <sub>A</sub>	V <sub>B</sub>	V <sub>C</sub>	V <sub>α</sub>	V <sub>β</sub>
I	0	0	0	V <sub>0</sub>	0	0	0	0	0
II	F	0	0	V <sub>1</sub>	E	0	0	E	0
III	F	F	0	V <sub>2</sub>	E	E	0	$\frac{E}{2}$	$\frac{\sqrt{3}}{2}E$
IV	0	F	0	V <sub>3</sub>	0	E	0	$-\frac{1}{2}E$	$\frac{\sqrt{3}}{2}E$
V	0	F	F	V <sub>4</sub>	0	E	E	-E	0
VI	0	0	F	V <sub>5</sub>	0	0	E	$-\frac{1}{2}E$	$-\frac{\sqrt{3}}{2}E$
VI	F	0	F	V <sub>6</sub>	E	0	E	$\frac{1}{2}E$	$-\frac{\sqrt{3}}{2}E$
VII	F	F	F	V <sub>7</sub>	E	E	E	0	0

Tableau II-1 : La séquence de commutation appliquée et les tensions de phase associées

### II.5.1. Détermination le secteur de vecteur de tension

Pour calculer les projections appropriées, nous devons déterminer les vecteurs de base V<sub>1</sub>-V<sub>6</sub>. Pour cela, nous devons déterminer quel secteur S appartient au vecteur actuel V<sub>s</sub>. En utilisant la forme complexe pour représenter le vecteur de tension on peut écrire :

$$\begin{cases} v_{s\alpha} = \text{Re}(\underline{V}_s) \\ v_{s\beta} = \text{Im}(\underline{V}_s) \end{cases} \quad \text{Eq2. 9}$$

En indiquant l'argument et l'amplitude du vecteur  $\underline{V}_s$  comme :

$$\theta = \text{Arg}(\underline{V}_s) \quad \text{Eq2. 10}$$

$$|\underline{V}_s| = \sqrt{V_{s\alpha}^2 + V_{s\beta}^2}$$

On peut utiliser l'algorithme représenté par un Organigramme suivant pour déterminer le secteur :

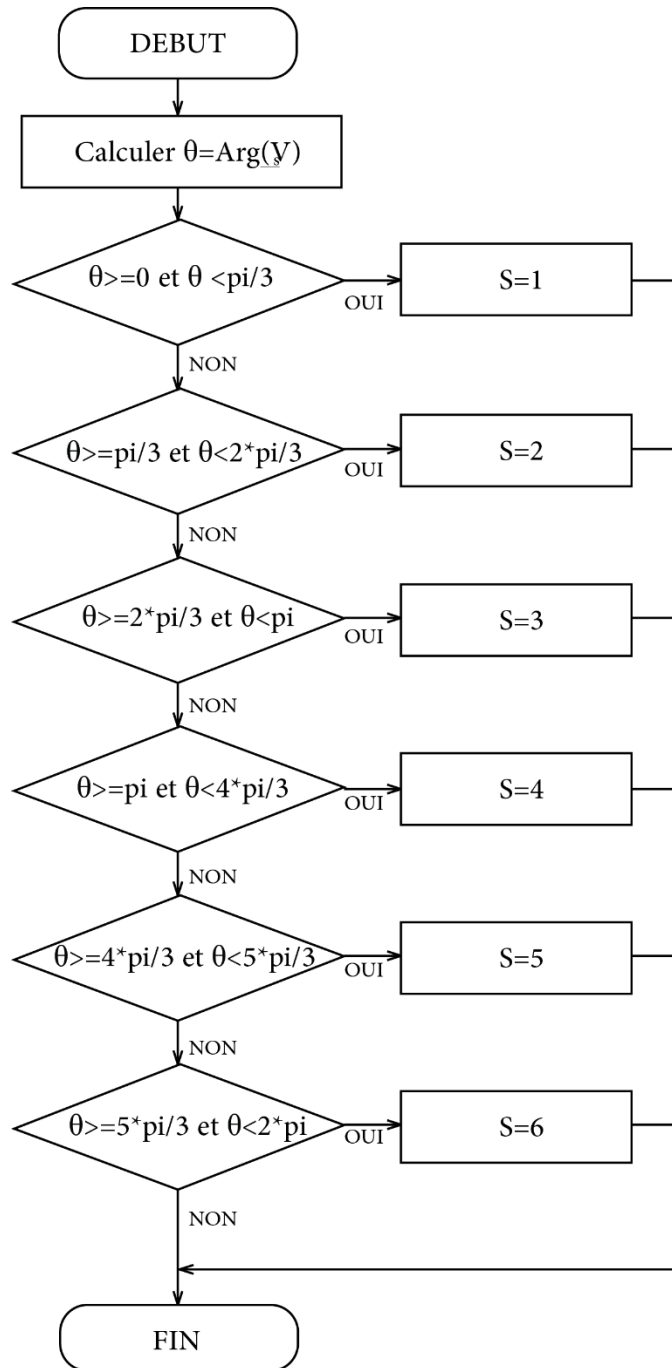


Figure II-6 : Organigramme de calcul de secteur

### **II.5.2. Décomposition de vecteur de tension de sortie sur les deux vecteurs adjacents**

Pour produire les tensions requises, la tension de référence  $V_s$  est calculée en moyenne dans chacun des six secteurs. Pour le secteur  $k$ , cela se fait en alternant les vecteurs actifs les plus proches ( $V_k$  et  $V_{k+1}$ ) et un vecteur zéro ( $V_7$  ou  $V_0$ ). L'expression des vecteurs  $V_1$ - $V_6$  est de la forme suivante :

$$V_k = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot E \cdot e^{\frac{j(k-1)\pi}{3}} \text{ pour } 1 \leq k \leq 6 \quad \text{Eq2. 11}$$

Les vecteurs de tension sont additionnés, mais le temps d'utilisation pour chaque vecteur doit être pris en compte. La valeur relative du temps utilisé  $\lambda_k$  pour  $V_k$  peut être considérée comme le rapport cyclique. En conséquence, le temps de l'utilisation du vecteur  $V_k$  est défini comme  $t_k = \lambda_k \cdot T_s$ , où  $T_s = 1/f_s$  est la période d'échantillonnage du signal porteur. Comme seulement trois états sont utilisés dans chaque période d'échantillonnage, nous pouvons écrire l'expression suivante :

$$t_k + t_{k+1} + t_7 + t_0 = T_s \quad \text{Eq2. 12}$$

Où  $t_k$  et  $t_{k+1}$  sont les temps pendant lesquels les vecteurs  $V_k$  et  $V_{k+1}$  sont utilisés et  $t_7$  et  $t_0$  sont les temps d'utilisation pour les vecteurs zéro  $V_7$  et  $V_0$ .

La tension de référence  $V_s$  est la somme des valeurs moyennes des vecteurs actifs les plus proches et le vecteur zéro  $V_z$  pendant la période d'échantillonnage dans chaque secteur :

$$V_s = \lambda_k V_k + \lambda_{k+1} V_{k+1} + \lambda_z V_z$$

La référence  $V_s$  tourne à la fréquence angulaire ( $\omega_r$ ) de la tension de sortie dans le repère stationnaire  $\alpha\beta$ . Pour une tension de phase équilibrée, le module et la phase de ce vecteur sont complètement déterminés par ses composants  $V_{s\alpha}$  et  $V_{s\beta}$ . Dans ce cas, les temps  $t_1$  et  $t_2$  dans le premier secteur peuvent être calculés à partir des relations trigonométriques pour les vecteurs  $V_{s\alpha}$ ,  $V_{s\beta}$ , et  $\lambda_1 V_1$ ,  $\lambda_2 V_2$ .

Les vecteurs du secteur 1 sont représentés dans la Figure II-7b, ce qui nous permet de calculer  $t_1$  et  $t_2$  en prenant en compte l'angle de phase  $\theta$  du vecteur  $V_s$ , puisque la fréquence de modulation  $f_s$  est considérablement supérieure à la fréquence de tension  $f_r$ , on peut considérer les paramètres du vecteur  $V_s$  comme constants sur la période  $T_s$ , selon la Figure II-7b:

$$V_{s\alpha} = \lambda_2 V_2 \sin 60^\circ = V_s \sin \theta \quad \text{Eq2. 13}$$

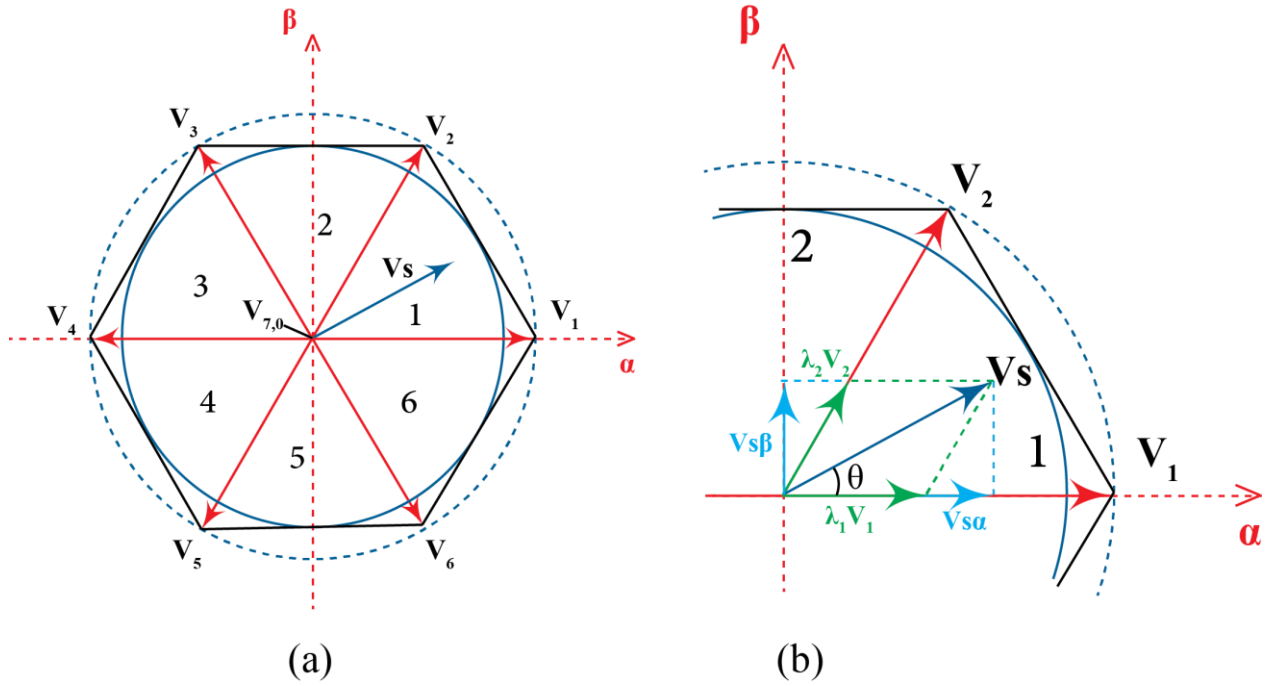


Figure II-7 : Diagramme de vecteur de tension dans le plan  $\alpha\beta$

Sachant que

$$t_2 = \lambda_2 T_s \quad \text{et} \quad M_a = \frac{2}{\sqrt{3}} \frac{V_s}{V_2}$$

On peut déduire  $t_2$  à partir d'Eq2. 13,

$$t_2 = \frac{\sqrt{3}}{2} \frac{M_a}{\sin 60^\circ} T_s \sin \theta = M_a T_s \sin \theta \tag{Eq2. 14}$$

Par la même méthode on peut écrire l'expression de  $t_1$

$$V_{S\alpha} = \lambda_1 V_1 + \lambda_2 V_2 \cos 60^\circ = V_s \cos \theta \tag{Eq2. 15}$$

En substituant l'expression de  $V_{S\alpha}$

$$M_a \frac{\sqrt{3}}{2} \cos \theta = \lambda_1 + \lambda_2 \cos 60^\circ = V_s \cos \theta \tag{Eq2. 16}$$

Donc,

$$t_1 = \frac{\sqrt{3}}{2} \frac{M_a}{\sin 60^\circ} T_s \sin(60^\circ - \theta) = M_a T_s \sin(60^\circ - \theta) \tag{Eq2. 17}$$

Finalement en utilisant l'équation Eq 2.12:

$$t_7 + t_0 = T_s - t_1 - t_2 \tag{Eq2. 18}$$

La tension de référence  $V_s$  est la somme des valeurs moyennes des vecteurs  $V_1$  et  $V_2$  et le vecteur  $V_0$  et  $V_7$  pendant la période d'échantillonnage dans chaque secteur :

$$V_s = \lambda_1 V_1 + \lambda_2 V_2 + \lambda_0 V_0 + \lambda_7 V_7$$

L'amplitude du vecteur  $V_s$  est commandé en variant le taux de modulation  $M_a$ . La modulation du vectorielle nous permet de générer les tensions de sortie de l'onduleur en appliquant la transformation inversé  $\alpha\beta - abc$ .

### II.5.3. Détermination de la séquence de commutation

Il existe de nombreuses variantes des algorithmes MLI vectorielle, dans lesquels différentes séquences de vecteurs et différents vecteurs zéro peuvent être utilisés dans une période d'échantillonnage. Souvent, la méthode de position symétrique des vecteurs actif et nul dans la période de modulation  $T_s$  est représentée sur la Figure II-8.

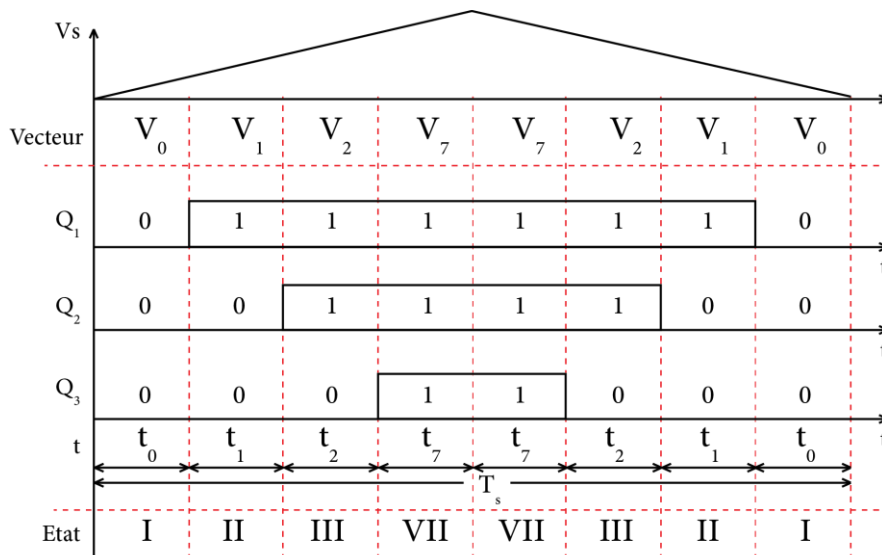


Figure II-8 : Algorithme de commutation pour la commande MLI vectorielle symétrique pour secteur I

Au cours de la première demi-période, on utilise la séquence  $V_z - V_k - V_{k+1} - V_z$ , tandis que dans la deuxième demi-période, on a la séquence inverse  $V_z - V_{k+1} - V_k - V_z$ . Le vecteur nul  $V_z$  est alternativement choisi entre  $V_7$  et  $V_0$ . Dans ce cas, nous pouvons écrire l'expression suivante pour le premier secteur (avec une modification appropriée pour d'autres secteurs) :

$$\frac{T_S}{2} = t_1 + t_2 + t_7 + t_0 \quad \text{Eq2. 19}$$

En utilisant Figure II-8 et Eq2.19 pour calculer les instants d'ouverture et fermeture des interrupteurs Q1, Q2 et Q3 pour la section 1 :

$$\begin{cases} t_{Q1\ ON} = t_0 \\ t_{Q1\ OFF} = t_0 + 2(t_1 + t_2 + t_7) \end{cases} \quad \text{Eq2. 20}$$

$$\begin{cases} t_{Q2\ ON} = t_0 + t_1 \\ t_{Q2\ OFF} = t_0 + t_1 + 2(t_2 + t_7) \end{cases} \quad \text{Eq2. 21}$$

$$\begin{cases} t_{Q3\ ON} = t_0 + t_1 + t_2 \\ t_{Q3\ OFF} = t_0 + t_1 + t_2 + 2t_7 \end{cases} \quad \text{Eq2. 22}$$

Un autre algorithme utilise un seul vecteur nul ( $V_7$  ou  $V_0$ ) dans chaque période de modulation. Toute méthode devrait fournir une réduction de la fréquence de commutation et des harmoniques indésirables. Certains algorithmes de commutation permettent de réduire la fréquence de commutation  $f_s$  de 33%, sans détérioration de l'efficacité de la modulation. En outre, les pertes de commutation peuvent être réduites de 30%, selon le facteur de puissance de la charge [6].

Les séquences qui peuvent être appliquées sur une période donnée sont limitées. En effet, pour le MLI vectorielle symétrique, il existe seulement six séquences différentes (ignorant les différences dans la durée de chaque phase) correspondant aux six secteurs représentés sur la Figure II-9.

Il faut noter que la tension de sortie est limitée par la valeur maximale du taux de modulation. Dans la Figure II-7a, la région délimitée par un cercle inscrit d'hexagone ( $M_a \leq 1$ ) correspond à la dépendance fonctionnelle linéaire entre la tension de sortie et  $M_a$ . La valeur maximale du vecteur de tension est donnée par :

$$V_s = \frac{E}{\sqrt{3}} \quad \text{Eq2. 23}$$

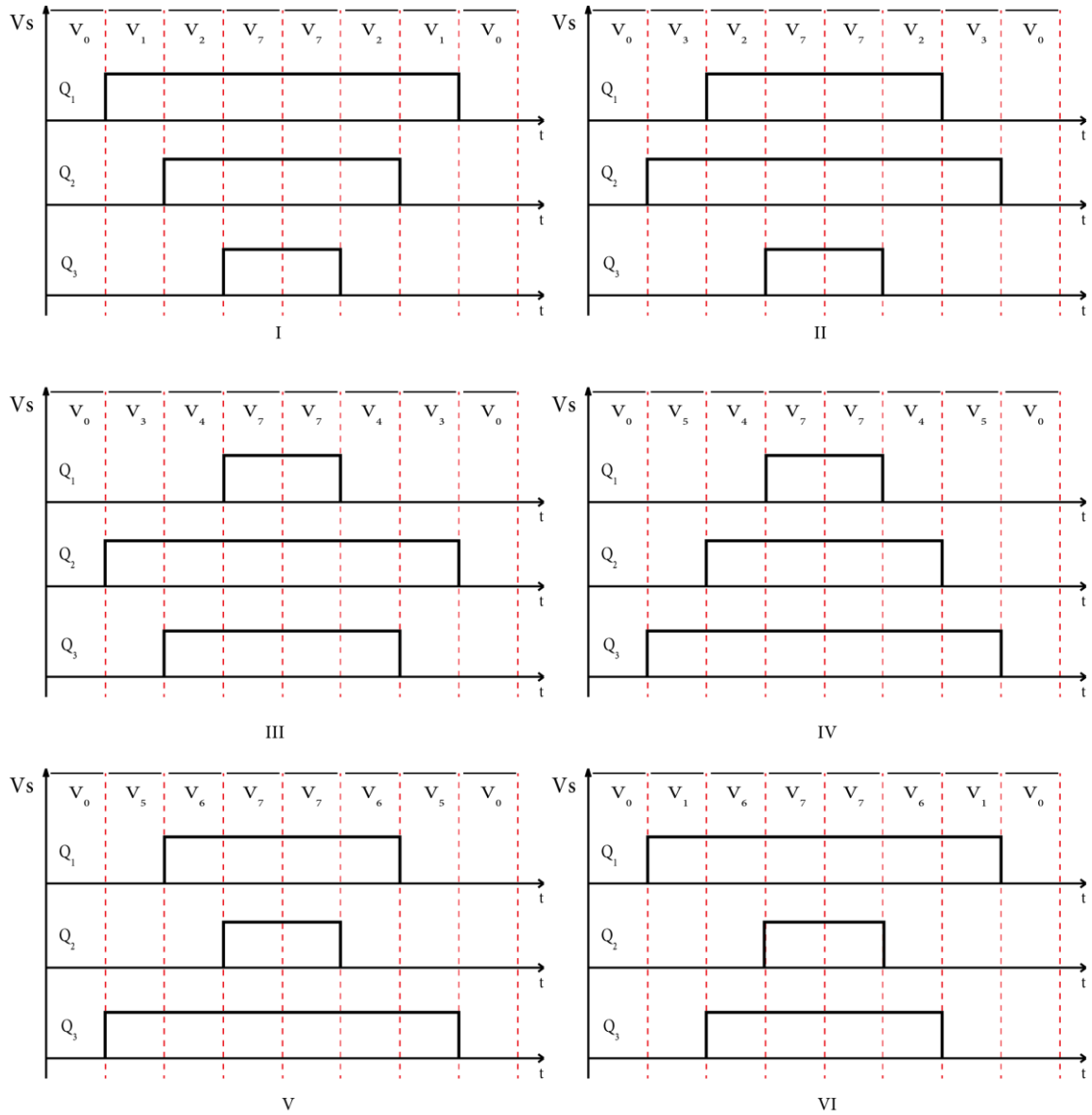


Figure II-9 : Les séquences de commutation possible de MLI vectorielle

Dans le cas de la sur-modulation dans la région délimitée par un cercle circonscrit ( $M_a \geq 1$ ), nous pouvons augmenter  $M_a$  à  $\frac{2}{\sqrt{3}}$ . Dans ce cas, les temps d'application des vecteurs nuls ( $t_7$  ou  $t_0$ ) sont égaux à zéro (Seules les vecteurs non nuls sont utilisés).

Une augmentation supplémentaire de  $M_a$  conduit à une distorsion des formes d'onde de tension de sortie qui entraîne des tensions non modulées carrée.

Figure II-10 représente l'organigramme global de la commande MLI vectorielle de l'onduleur triphasé de tension :

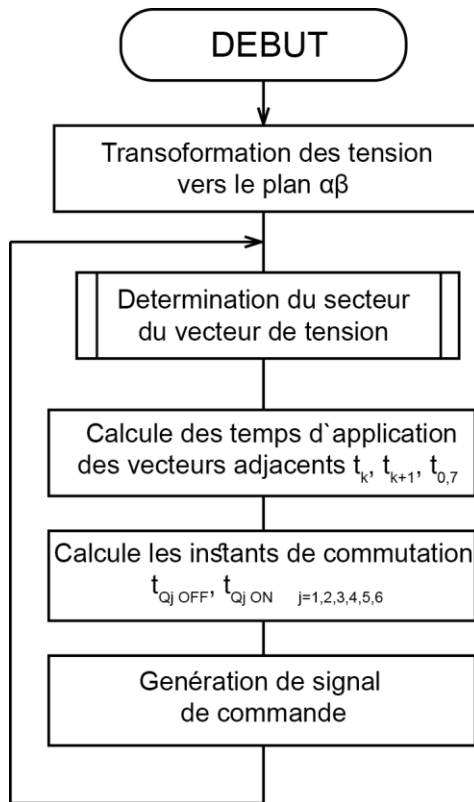


Figure II-10 : Organigramme globale de la commande MLI vectorielle

## II.6. Technique MLI pré-calculée

L'application des méthodes MLI dans différents systèmes industriels vise à améliorer les taux d'harmoniques, à réduire les pertes dans l'onduleur ou dans la charge, à réduire les pulsations de couple et les vibrations dans les applications des machines électriques. La technique MLI pré-calculée est basé sur la définition hors ligne optimale des instants de commutation pour éliminer les harmoniques indésirables d'ordre inférieur et contrôler la tension fondamentale.

L'inconvénient de cette approche est l'informatique étendue. En comparaison avec MLI sinus-triangle ou MLI vectorielle, MLI pré-calculée peut offrir :

- Réduction de la fréquence de commutation de l'onduleur d'environ 50%
- Fonctionnement direct en sur-modulation fournissant plus de tension de sortie
- Réduction de l'ondulation du courant continu et élimination d'oscillations dans le filtre de sortie
- Mise en œuvre plus simple à partir d'une table de correspondance.

Dans cette méthode, des encoches sont créées sur l'onde carrée à des angles prédéterminés. L'onde utilisé présente une double symétrie par rapport au quart et à la demi-période. Les angles de commutation peuvent être contrôlés pour éliminer un certain nombre des composants harmoniques et contrôler la tension fondamentale.

### II.6.1. Décomposition de série de Fourier de signal de sortie

La transformée de fourrier d'un signal alternative périodique est donnée par :

$$V(t) = a_0 + \sum_{n=1}^{\infty} a_n \cdot \cos(n\omega t) + a_n \cdot \sin(n\omega t) \quad \text{Eq2. 24}$$

$$a_n = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} v(t) \cos(n\omega t) d\omega t \quad \text{Eq2. 25}$$

$$b_n = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} v(t) \sin(n\omega t) d\omega t \quad \text{Eq2. 26}$$

On assume que les allures de commande de l'onduleur triphasé présentes une symétrie au quart de période et antisymétrie dans demi-période comme montré dans la Figure II-11 [7].

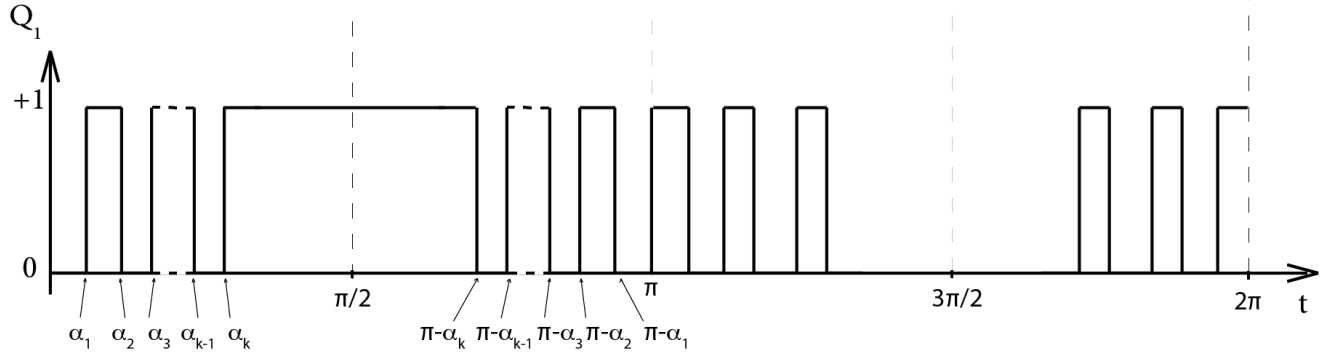


Figure II-11 : Allure de commande MLI pré-calculée

Pour une onde avec symétrie à quart-période, seulement les harmoniques impaires avec composant sinus sera présent  $a_n = 0$  et  $a_0 = 0$ , en plus pour les systèmes triphasés équilibrés les harmoniques multiples de trois sont automatiquement éliminées, alors :

$$V(t) = \sum_{n=1}^{\infty} a_n \cdot \sin(n\omega t) \tag{Eq2. 27}$$

$$b_n = \frac{4}{\pi} \int_0^{\frac{\pi}{2}} v(t) \sin(n\omega t) d\omega t \tag{Eq2. 28}$$

Supposant que l'onde à une amplitude unitaire pour simplifier les calculs,  $b_n$  sera développé comme suit :

$$b_n = \frac{4}{\pi} \left[ \int_0^{\alpha_1} (0) \sin(n\omega t) d\omega t + \int_{\alpha_1}^{\alpha_2} (+1) \sin(n\omega t) d\omega t + \int_{\alpha_2}^{\alpha_3} (0) \sin(n\omega t) d\omega t \dots + \int_{\alpha_{k-1}}^{\alpha_k} (0)^{k-1} \sin(n\omega t) d\omega t + \int_{\alpha_k}^{\frac{\pi}{2}} (+1) \sin(n\omega t) d\omega t \right] \tag{Eq2. 29}$$

En utilisant la relation générale :

$$\int_{\theta_1}^{\theta_2} \sin(n\omega t) d\omega t = \frac{1}{n} (\cos n\theta_2 - \cos n\theta_1) \tag{Eq2. 30}$$

Le premier et dernier termes non nuls s'écrivent :

$$\int_{\alpha_1}^{\alpha_2} \sin(n\omega t) d\omega t = \frac{1}{n} (\cos(n\alpha_2) - \cos(n\alpha_1)) \tag{Eq2. 31}$$

$$\int_{\alpha_k}^{\frac{\pi}{2}} (+1) \sin(n\omega t) d\omega t = -\frac{1}{n} \cos(n\alpha_k) \tag{Eq2. 32}$$

$$b_n = \frac{4}{n\pi} [(-\cos n\alpha_1 + \cos n\alpha_2 + \dots - \cos n\alpha_k)] \quad \text{Eq2. 33}$$

En intégrant les autres composants de l'équation Eq2. 29 et en y remplaçant les équations Eq2.31 et Eq2.32 :

$$b_n = \frac{4}{n\pi} [\sum_{k=1}^k (-1)^k \cos(n\alpha_k)] \quad \text{Eq2. 34}$$

L'équation Eq2.34 contiens k variables (angles) et k équations à résoudre pour éliminer k-1 harmoniques et contrôler la composante fondamentale.

Pour l'onduleur de tension triphasé, l'élimination des faibles harmoniques dans la tension simple implique l'élimination des faibles harmoniques dans la tension composée.

### **II.6.2. MLI pré-calculée à cinq angles**

La première contrainte d'optimisation consiste à définir le niveau souhaité de la composante fondamentale. Annulation des 5ème, 7ème, 11ème, et 13ème harmoniques exigent que les coefficients de Fourier appropriés soient nulles. Le nombre de degrés de liberté est fourni par le nombre des angles  $\alpha_k$ . Par conséquence la tension de sortie comporte cinq changements de niveau dans un intervalle de 90 °.

Pour k=5, on obtient le système d'équations non-linéaire suivant :

$$\begin{cases} b_1 = \frac{4}{\pi} [-\cos\alpha_1 + \cos\alpha_2 - \cos\alpha_3 + \cos\alpha_4 - \cos\alpha_5] = M \\ b_5 = \frac{4}{5\pi} [-\cos5\alpha_1 + \cos5\alpha_2 - \cos5\alpha_3 + \cos5\alpha_4 - \cos5\alpha_5] = 0 \\ b_7 = \frac{4}{7\pi} [-\cos7\alpha_1 + \cos7\alpha_2 - \cos7\alpha_3 + \cos7\alpha_4 - \cos7\alpha_5] = 0 \\ b_{11} = \frac{4}{11\pi} [-\cos11\alpha_1 + \cos11\alpha_2 - \cos11\alpha_3 + \cos11\alpha_4 - \cos11\alpha_5] = 0 \\ b_{13} = \frac{4}{13\pi} [-\cos13\alpha_1 + \cos13\alpha_2 - \cos13\alpha_3 + \cos13\alpha_4 - \cos13\alpha_5] = 0 \end{cases} \quad \text{Eq2. 35}$$

Dont M est le taux de modulation et  $V_{AN}$  la valeur efficace de tension de sortie pour une phase, et  $V_{AN1}$  la valeur efficace de composante fondamentale.

$$M = \frac{V_{AN1}}{V_{AN}}$$

La solution recherchée doit vérifier la condition suivante :  $\alpha_1 < \alpha_2 < \alpha_3 < \alpha_4 < \alpha_5 < \frac{\pi}{2}$

### II.6.3. MLI pré-calculée à sept angles

Pour sept angles on peut éliminer 6 harmonique (5, 7, 11,13,17 et 19) et contrôler la composante fondamentale de tension de sortie. Pour  $k=7$ , on obtient le système d'équations non-linéaire suivant :

$$\left\{ \begin{array}{l} b_1 = \frac{4}{\pi} [-\cos\alpha_1 + \cos\alpha_2 - \cos\alpha_3 + \cos\alpha_4 - \cos\alpha_5 + \cos\alpha_6 - \cos\alpha_7] = M \\ b_5 = \frac{4}{5\pi} [-\cos5\alpha_1 + \cos5\alpha_2 - \cos5\alpha_3 + \cos5\alpha_4 - \cos5\alpha_5 + \cos5\alpha_6 - \cos5\alpha_7] = 0 \\ b_7 = \frac{4}{7\pi} [-\cos7\alpha_1 + \cos7\alpha_2 - \cos7\alpha_3 + \cos7\alpha_4 - \cos7\alpha_5 + \cos7\alpha_6 - \cos7\alpha_7] = 0 \\ b_{11} = \frac{4}{11\pi} [-\cos11\alpha_1 + \cos11\alpha_2 - \cos11\alpha_3 + \cos11\alpha_4 - \cos11\alpha_5 + \cos11\alpha_6 - \cos11\alpha_7] = 0 \\ b_{13} = \frac{4}{13\pi} [-\cos13\alpha_1 + \cos13\alpha_2 - \cos13\alpha_3 + \cos13\alpha_4 - \cos13\alpha_5 + \cos13\alpha_6 - \cos13\alpha_7] = 0 \\ b_{17} = \frac{4}{17\pi} [-\cos17\alpha_1 + \cos17\alpha_2 - \cos17\alpha_3 + \cos17\alpha_4 - \cos17\alpha_5 + \cos17\alpha_6 - \cos17\alpha_7] = 0 \\ b_{19} = \frac{4}{19\pi} [-\cos19\alpha_1 + \cos19\alpha_2 - \cos19\alpha_3 + \cos19\alpha_4 - \cos19\alpha_5 + \cos19\alpha_6 - \cos19\alpha_7] = 0 \end{array} \right. \quad \text{Eq2. 36}$$

Pour résoudre ce système d'équation non-linéaire on fait appel aux méthodes numérique comme : Newton-Raphson ou linéarisation par méthode de moindre carré...etc.

### II.6.4. La méthode de Newton-Raphson

Cette méthode est bien connue pour sa convergence rapide, à condition que la méthode soit prise en charge par de bonnes conditions initiales. La méthode de Newton définit la procédure de solution pour l'ensemble des équations données par,

$$\alpha_{k+1} = \alpha_k - \frac{F(\alpha_k)}{F'(\alpha_k)} \quad \text{Eq2. 37}$$

Sous la forme matricielle l'équation Eq2.37 s'écrit

$$\Delta(\alpha) = J(\alpha)^{-1} \cdot f(\alpha) \quad \text{Eq2. 38}$$

Ou  $J(\alpha)$  est la matrice Jacobienne qui regroupe les dérivées partielles du premier ordre de la fonction  $f(\alpha)$ .

Les étapes de la méthode Newton-Raphson est somme suit :

1. Les valeurs initiaux de  $\alpha$  sont substituées dans les matrices  $J(\alpha)$  et  $f(\alpha)$
2. Le vecteur  $\Delta(\alpha)$  est calculé en utilisant la méthode d'élimination de gausse.
3. Le vecteur  $\Delta(\alpha)$  obtenu est comparé au vecteur de tolérance.

4. Si la valeur de  $\Delta(\alpha)$  est inférieure au vecteur de tolérance, on quitte la boucle.
5. Sinon, les nouvelles valeurs de  $\alpha$  sont trouvées par  $\alpha_{k+1} = \alpha_k - \Delta(\alpha)$
6. Les nouvelles valeurs de  $\alpha$  sont substituées dans les matrices J et f. Ensuite, la boucle est répétée à partir de l'étape (2).

Le vecteur  $f(\alpha)$  et matrice  $J(\alpha)$  pour cinq angles :

$$f(\alpha) = \begin{bmatrix} -\frac{\pi}{4}M - \cos\alpha_1 + \cos\alpha_2 - \cos\alpha_3 + \cos\alpha_4 - \cos\alpha_5 \\ -\cos5\alpha_1 + \cos5\alpha_2 - \cos5\alpha_3 + \cos5\alpha_4 - \cos5\alpha_5 \\ -\cos7\alpha_1 + \cos7\alpha_2 - \cos7\alpha_3 + \cos7\alpha_4 - \cos7\alpha_5 \\ -\cos11\alpha_1 + \cos11\alpha_2 - \cos11\alpha_3 + \cos11\alpha_4 - \cos11\alpha_5 \\ -\cos13\alpha_1 + \cos13\alpha_2 - \cos13\alpha_3 + \cos13\alpha_4 - \cos13\alpha_5 \end{bmatrix}$$

$$J(\alpha) = \begin{bmatrix} -\sin\alpha_1 & \sin\alpha_2 & -\sin\alpha_3 & \sin\alpha_4 & -\sin\alpha_5 \\ -5\sin5\alpha_1 & 5\sin5\alpha_2 & -5\sin5\alpha_3 & 5\sin5\alpha_4 & -5\sin5\alpha_5 \\ -7\sin7\alpha_1 & 7\sin7\alpha_2 & -7\sin7\alpha_3 & 7\sin7\alpha_4 & -7\sin7\alpha_5 \\ -11\sin11\alpha_1 & 11\sin11\alpha_2 & -11\sin11\alpha_3 & 11\sin11\alpha_4 & -11\sin11\alpha_5 \\ -13\sin13\alpha_1 & 13\sin13\alpha_2 & -13\sin13\alpha_3 & 13\sin13\alpha_4 & -13\sin13\alpha_5 \end{bmatrix}$$

Le vecteur  $f(\alpha)$  et matrice  $J(\alpha)$  pour sept angles :

$$f(\alpha) = \begin{bmatrix} -\frac{\pi}{4}M - \cos\alpha_1 + \cos\alpha_2 - \cos\alpha_3 + \cos\alpha_4 - \cos\alpha_5 + \cos\alpha_6 - \cos\alpha_7 \\ -\cos5\alpha_1 + \cos5\alpha_2 - \cos5\alpha_3 + \cos5\alpha_4 - \cos5\alpha_5 + \cos5\alpha_6 - \cos5\alpha_7 \\ -\cos7\alpha_1 + \cos7\alpha_2 - \cos7\alpha_3 + \cos7\alpha_4 - \cos7\alpha_5 + \cos7\alpha_6 - \cos7\alpha_7 \\ -\cos11\alpha_1 + \cos11\alpha_2 - \cos11\alpha_3 + \cos11\alpha_4 - \cos11\alpha_5 + \cos11\alpha_6 - \cos11\alpha_7 \\ -\cos13\alpha_1 + \cos13\alpha_2 - \cos13\alpha_3 + \cos13\alpha_4 - \cos13\alpha_5 + \cos13\alpha_6 - \cos13\alpha_7 \\ -\cos17\alpha_1 + \cos17\alpha_2 - \cos17\alpha_3 + \cos17\alpha_4 - \cos17\alpha_5 + \cos17\alpha_6 - \cos17\alpha_7 \\ -\cos19\alpha_1 + \cos19\alpha_2 - \cos19\alpha_3 + \cos19\alpha_4 - \cos19\alpha_5 + \cos19\alpha_6 - \cos19\alpha_7 \end{bmatrix}$$

$$J(\alpha) = \begin{bmatrix} -\sin\alpha_1 & \sin\alpha_2 & -\sin\alpha_3 & \sin\alpha_4 & -\sin\alpha_5 & +\sin\alpha_6 & -\sin\alpha_7 \\ -5\sin5\alpha_1 & 5\sin5\alpha_2 & -5\sin5\alpha_3 & 5\sin5\alpha_4 & -5\sin5\alpha_5 & +5\sin5\alpha_6 & -5\sin5\alpha_7 \\ -7\sin7\alpha_1 & 7\sin7\alpha_2 & -7\sin7\alpha_3 & 7\sin7\alpha_4 & -7\sin7\alpha_5 & +7\sin7\alpha_6 & -7\sin7\alpha_7 \\ -11\sin11\alpha_1 & 11\sin11\alpha_2 & -11\sin11\alpha_3 & 11\sin11\alpha_4 & -11\sin11\alpha_5 & +11\sin11\alpha_6 & -11\sin11\alpha_7 \\ -13\sin13\alpha_1 & 13\sin13\alpha_2 & -13\sin13\alpha_3 & 13\sin13\alpha_4 & -13\sin13\alpha_5 & +13\sin13\alpha_6 & -13\sin13\alpha_7 \\ -17\sin17\alpha_1 & 17\sin17\alpha_2 & -17\sin17\alpha_3 & 17\sin17\alpha_4 & -17\sin17\alpha_5 & +17\sin17\alpha_6 & -17\sin17\alpha_7 \\ -19\sin19\alpha_1 & 19\sin19\alpha_2 & -19\sin19\alpha_3 & 19\sin19\alpha_4 & -19\sin19\alpha_5 & +19\sin19\alpha_6 & -19\sin19\alpha_7 \end{bmatrix}$$

Les vecteurs de tolérance pour cinq et sept angles sont :

$$T_5 = \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \\ 1 \\ 1 \\ 1 \end{bmatrix} 10^{-5} \quad \text{et} \quad T_7 = \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \\ 1 \\ 1 \\ 1 \\ 1 \\ 1 \end{bmatrix} 10^{-5}$$

La méthode MLI pré-calculée est résumé dans l'organigramme suivant :

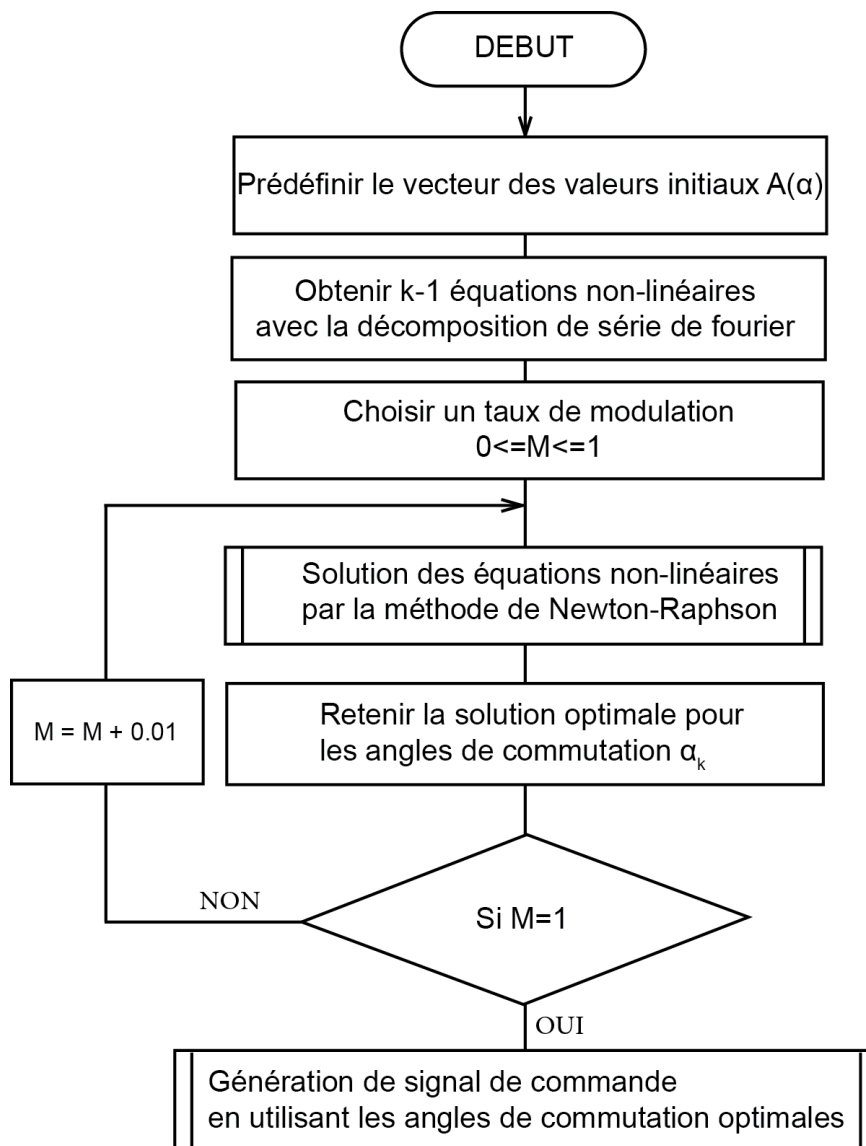


Figure II-12 : Organigramme de la commande MLI pré-calculée

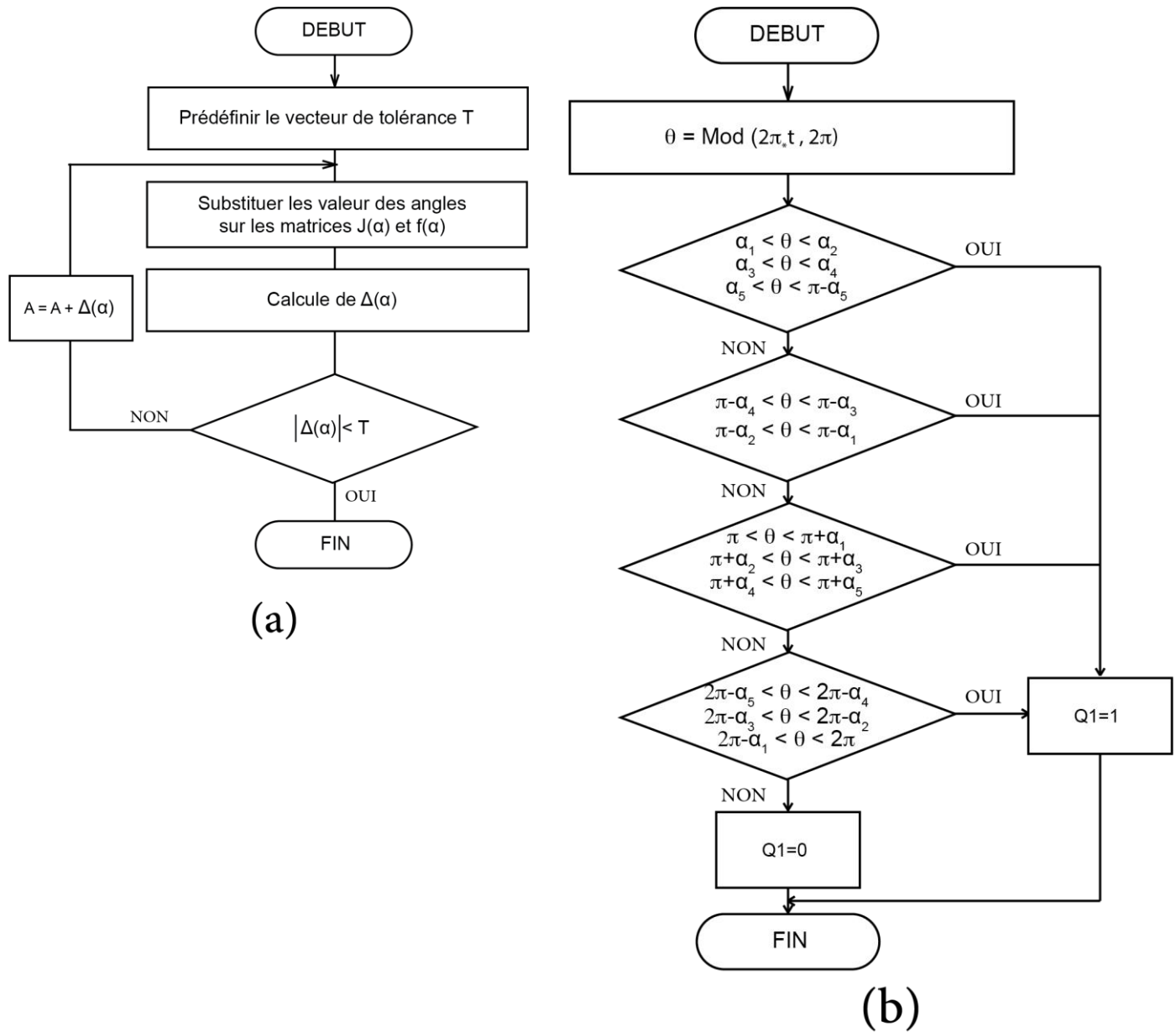


Figure II-13: Sous-organigramme de (a) Newton-Raphson (b) Generation de signal  $Q_1$  de commutation à cinq angle

## II.7. Conclusion

Dans ce chapitre on a étudié trois techniques de base de modulation de largeur d'impulsion. Ces techniques sont utilisés pour commander un onduleur de tension triphasé : Technique MLI sinus-triangle, MLI vectorielle et MLI pré-calculée.

La technique classique de MLI sinus-triangle implique la modification de la largeur des impulsions formant la tension de sortie, en comparant un signal de tension donné (le signal de référence) avec un signal de tension triangulaire de fréquence plus élevée (le signal de la porteuse). Le signal de référence est le signal de modulation et détermine la forme d'onde de la tension de sortie. De nombreuses versions de cette méthode sont présentés. Avec cette méthode, le niveau des harmoniques spécifiques peut être réduit avec succès.

La modulation vectorielle est basée sur la transformation d'un système de tension triphasé en deux phases, avec la dérivation d'un vecteur généralisé de tension. Dans chaque cycle déterminé par la fréquence de modulation (période d'échantillonnage), la commutation se produit entre les vecteurs de base, qui correspondent aux états valides des commutateurs. Il en résulte la formation du vecteur modulant qui est utilisé pour générer l'instant de commutations.

La technique d'élimination harmonique sélective (MLI pré-calculée) est une technique simple et efficace pour éliminer les harmoniques aux bas fréquences et contrôler la composante fondamentale de tension de sortie. Cette méthode est basée sur la résolutions des équations non-linéaire, pour obtenir les valeurs des angles des instants de commutation de l'onde MLI.

## *Chapitre III. La carte de développement DSPACE*

### **III.1. Introduction**

L'évolution du traitement numérique du signal s'appuie sur plusieurs disciplines, comme l'électronique analogique et numérique, les microprocesseurs, l'informatique (algorithmes, systèmes de développements et systèmes d'exploitations), les traitements du signal.

Ce chapitre est plus précisément une description des processeurs de traitements des signaux, plus communément désignés par l'acronyme Anglais DSP (Digital Signal Processor).

Les microprocesseurs sont en évolution rapide, chaque nouvelle génération est plus performante que l'ancienne, avec un coût moindre. Les DSP, qui sont un type particulier de microprocesseur, n'échappent pas à cette évolution. Dans ces conditions, pour comprendre, choisir, et utiliser correctement un DSP, il est important de connaître leur architectures, performances et les systèmes à base de DSP[8].

### **III.2. Caractéristiques de DSPACE**

La carte dSPACE DS1104 est une carte d'interface qui peut convertir les blocs de Simulink en un code machine qui peut être exécuté sur un système à base de DSP. Ceci réduit considérablement le temps de développement et de prototypage pour le control des systèmes. Le prototypage passe alors par trois étapes [9]:

1. Construction du système de commande en utilisant les blocs de Simulink
2. Simulation du système pour voir les résultats dans différents scénarios.
3. Exécution du modèle en temps réel à travers la carte DS1104.

Le processeur principal est un **MPC8240**, avec une horloge de 250MHz. Les caractéristiques de la carte sont données dans le tableau de la Figure III-1.

Parameter		Specification
Processor		<ul style="list-style-type: none"> <li>■ MPC8240 processor with PPC 603e core and on-chip peripherals</li> <li>■ 64-bit floating-point processor</li> <li>■ CPU clock: 250 MHz</li> <li>■ 2 x 16 KB cache, on-chip</li> </ul>
Memory	Global memory	■ 32 MB SDRAM
	Flash memory	■ 8 MB
Timer	4 general-purpose timers	<ul style="list-style-type: none"> <li>■ 32-bit down counter</li> <li>■ Reload by hardware</li> <li>■ 80-ns resolution</li> </ul>
	1 sampling rate timer (decrementer)	<ul style="list-style-type: none"> <li>■ 32-bit down counter</li> <li>■ Reload by software</li> <li>■ 40-ns resolution</li> </ul>
	1 time base counter	<ul style="list-style-type: none"> <li>■ 64-bit up counter</li> <li>■ 40-ns resolution</li> </ul>

Figure III-1 : Principales caractéristiques du DS1104

La carte DS1104 (Master PPC) dispose de 8 convertisseurs analogiques numériques ADC dont la tension d'entrée est comprise entre -10V et +10V ; et 8 convertisseurs numériques analogiques DAC dont la tension délivrée est comprise entre -10V et +10V. Il dispose également de plusieurs interfaces notamment des entrées sorties numériques, des codeurs incrémentaux, etc...(voir Figure III-2). La carte DS1104 dispose également d'un DSP esclave, le **TMS320F240 DSP** qui sera utilisé pour générer les signaux PWM, les signaux PWM générés par le DSPACE sont des signaux TTL de niveau de tension compris entre 0 et 5V.

Le master PPC contrôle deux types de convertisseurs ADC :

- Un convertisseur A/D (ADC1) multiplexé pour les signaux (ADCH1 à ADCH4) :
  - Résolution 16-bit
  - Plage de tension  $\pm 10$  V
  - Marge d'erreur Offset  $\pm 5$  mV
  - Marge d'erreur sur le gain  $\pm 0.25\%$
  - Rapport signal sur bruit SNR  $>80$  dB (at 10 kHz)
  
- Quatre convertisseurs A/D (ADC2 ... ADC5) pour les signaux (ADCH5 à ADCH8). Les caractéristiques de ces convertisseurs sont :

- Résolution 12-bit,
- Plage de tension d'entrée  $\pm 10$  V,
- Marge d'erreur Offset  $\pm 5$  mV,
- Marge d'erreur sur le gain  $\pm 0.5\%$ ,
- Rapport signal sur bruit  $> 70$  dB

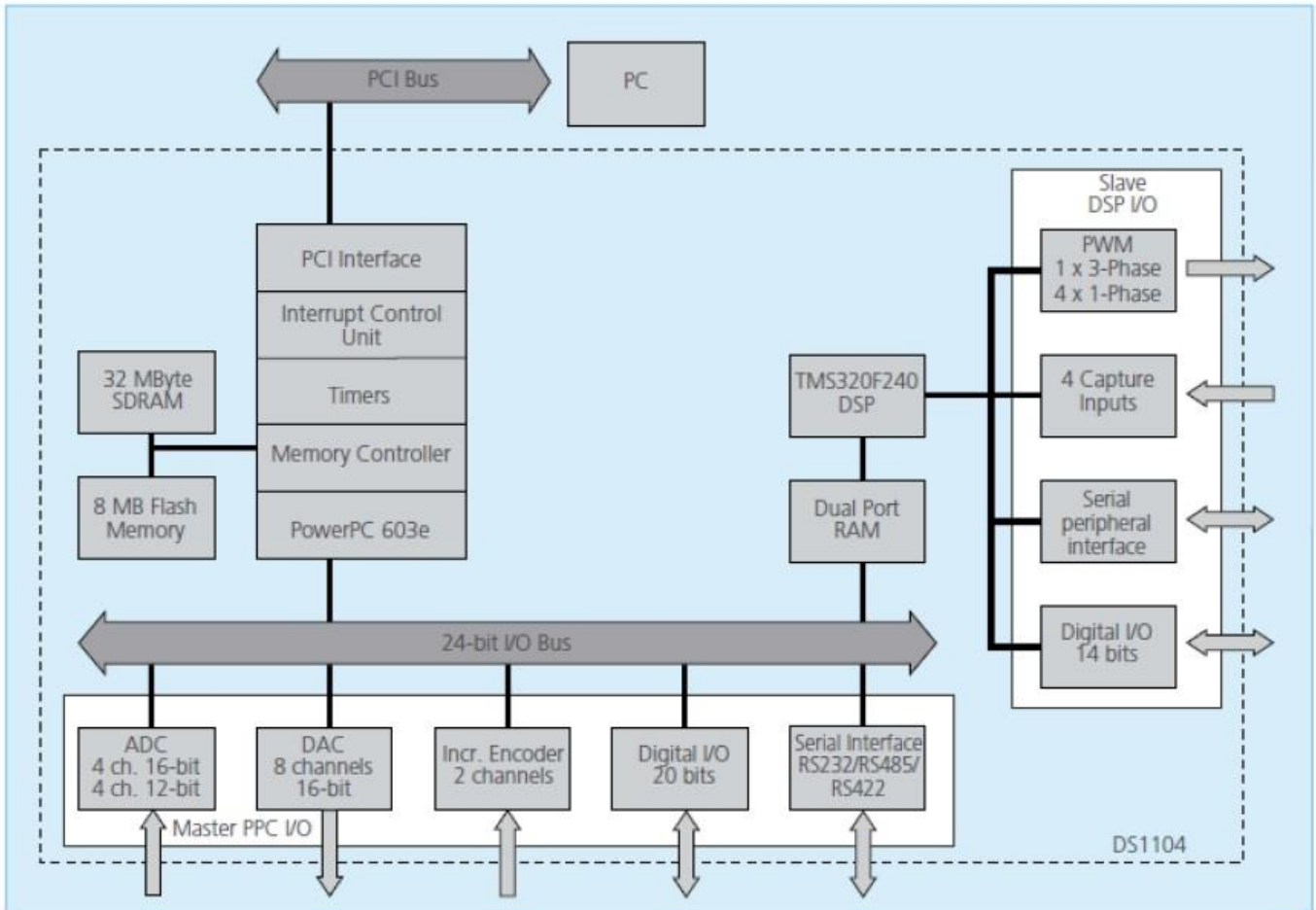


Figure III-2 : Architecture du DS1104

Lorsqu'on place un bloc ADC dans le programme Simulink, on doit tenir compte du fait que toutes les entrées analogiques à l'entrée du dSPACE sont multipliées par un gain de 0.1 pour avoir des signaux compris en -1V et +1V. Il faut donc multiplier par un gain de 10 toutes les entrées analogiques à chaque fois que l'on utilise les blocs ADC. Après avoir placé le bloc ADC dans le programme, il faut choisir le chanel sur lequel on veut connecter le signal [9].

Les caractéristiques des canaux « Digital to Analog » (pour les signaux DACH1 ... DACH8) sont

- Résolution 16-bit
- Plage de tension des sorties analogiques  $\pm 10$  V
- Plage d'erreur Offset  $\pm 1$  mV,
- Plage d'erreur sur le gain  $\pm 0.1\%$
- Rapport signal sur bruit  $>80$  dB (à 10 kHz)

De même, lorsqu'on place un bloc DAC dans le programme Simulink, on doit diviser par un gain de 10 pour avoir des signaux compris en -1V et +1V. Il faut également choisir le chanel sur lequel on veut avoir le signal en double cliquant sur le bloc. On peut également régler les paramètres d'initialisation et de terminaison[9].

### III.3. Architecture de DSPACE

Pour implémenter la commande temps réel en utilisant la carte « dSPACE DS1104 R&D Controller Board » et le logiciel Matlab/Simulink, on a besoin de :

- 1) La carte de contrôle dSPACE DS1104

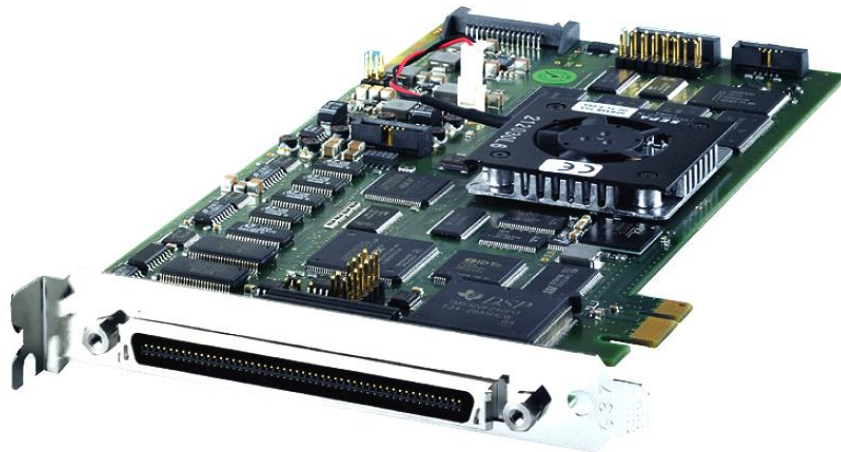


Figure III-3 : Illustration de la carte DS1104

- 2) La licence sous forme de clé USB (Dongle)



Figure III-4 : Clé USB (Dongle)

- 3) La licence software (fichier Licence.dsp)
- 4) Le fichier Keys.dsp
- 5) Et enfin le panneau de connexion CP1104



Figure III-5 : panneau de connexion CLP1104

La configuration de ce panneau est comme suit :

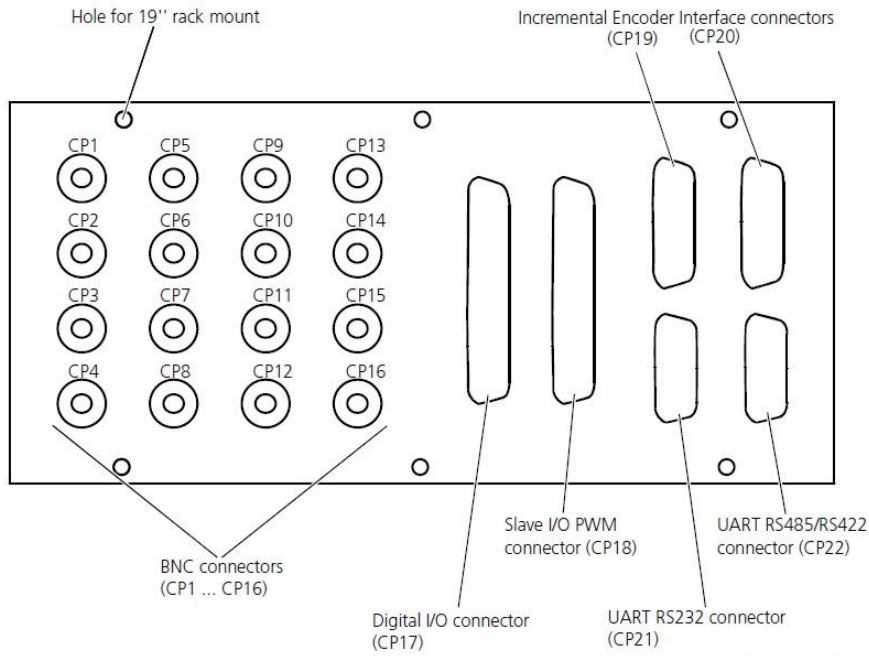


Figure III-6: Schéma de panneau de connexion CP1104

### III.3.1. Panneau de connexion CP1104

#### III.3.1.1. Les connecteurs d'Interface codeur incrémental

Les connecteurs d'interface codeur incrémental CP19 et CP20 sont connecteurs SUB-D femelles à 15 broches, chacun des connecteurs fournit les signaux pour un des deux canaux codeurs incrémentaux disponibles.

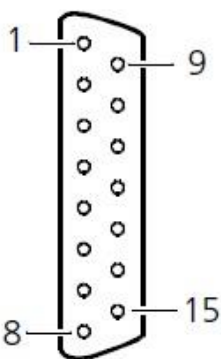
Connector (CP19, CP20)	Pin	Signal	Pin	Signal
	1	VCC (+5 V)	9	VCC (+5 V)
	2	PHI0(x)	10	GND
	3	$\overline{\text{PHI0(x)}}$	11	GND
	4	PHI90(x)	12	GND
	5	$\overline{\text{PHI90(x)}}$	13	GND
	6	IDX(x)	14	GND
	7	$\overline{\text{IDX(x)}}$	15	GND
	8	GND		

Tableau III-1 : Le Connecteur CP19-CP20

#### III.3.1.2. Le connecteur UART RS232 (CP21)

Le connecteur UART RS232 CP21 est un connecteur SUB-D mâle à 9 broches, le pinout a été adapté du connecteur RS232 du PC.

Le DS1104 prend en charge qu'une interface série en mode RS232. Les signaux sont disponibles auprès du connecteur RS232 CP21 en mode RS422/485, des signaux RS222/485 sont disponibles à partir du connecteur CP22. CP21 et CP22 sont mutuellement exclusifs et ne peuvent pas être utilisés en même temps.

Connector (CP21)	Pin	Signal	Pin	Signal
	5	GND		
	4	DTR (TXD)	9	Not used
	3	TXD ( $\overline{\text{TXD}}$ )	8	CTS ( $\overline{\text{CTS}}$ )
	2	RXD ( $\overline{\text{RXD}}$ )	7	RTS ( $\overline{\text{RTS}}$ )
	1	DCD (CTS)	6	DSR (RXD)

Tableau III-2 : Le Connecteur CP21-CP22

**III.3.1.3. Les Connecteurs BNC (CP1 ... CP16):**

Les connecteurs CP1 ... CP16 sont de connecteur femelle BNC. Leurs carcasses sont connectées au GND.

Connect.	Signale	Connect.	Signale	Connect.	Signale	Connect.	Signale
CP1	ADCH1	CP5	ADCH5	CP9	DACH1	CP13	DACH5
CP2	ADCH2	CP6	ADCH6	CP10	DACH2	CP14	DACH6
CP3	ADCH3	CP7	ADCH7	C11	DACH3	CP15	DACH7
CP4	ADCH4	CP8	ADCH8	CP12	DACH4	CP16	DACH8

Tableau III-3 : Les Connecteurs BNC

**III.3.1.4. Le connecteur Slave I/O PWM (CP18)**

Le Connecteur CP18 a 37 broches et c'est un connecteur femelle, la désignation de chaque broche est donnée par le tableau suivant :

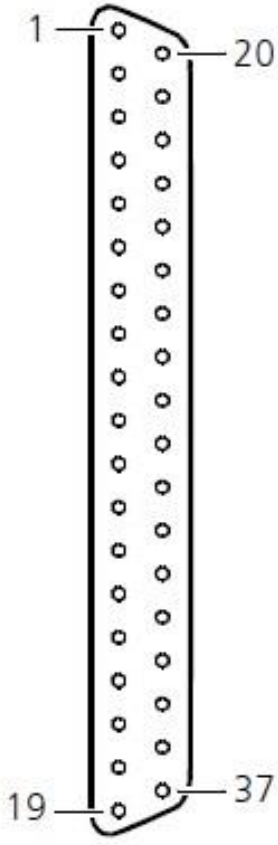
Connector (CP18)	Pin	Signal	Pin	Signal
	1	GND		
	2	SCAP1	20	GND
	3	SCAP3	21	SCAP2
	4	GND	22	SCAP4
	5	ST2PWM	23	ST1PWM
	6	GND	24	ST3PWM
	7	SPWM1	25	GND
	8	SPWM3	26	SPWM2
	9	SPWM5	27	SPWM4
	10	SPWM7	28	SPWM6
	11	SPWM9	29	SPWM8
	12	GND	30	GND
	13	GND	31	GND
	14	GND	32	GND
	15	GND	33	GND
	16	SSIMO	34	SSOMI
	17	SCLK	35	SSTE
	18	VCC (+5 V)	36	GND
	19	VCC (+5 V)	37	GND

Tableau III-4 : Le Connecteur CP18

***III.3.1.5. Entrées/Sorties Numériques (Digital I/O Connector) (CP17) :***

Le Connecteur CP17 a 37 broches et c'est un connecteur male, la désignation de chaque broche est donnée par le tableau suivant :

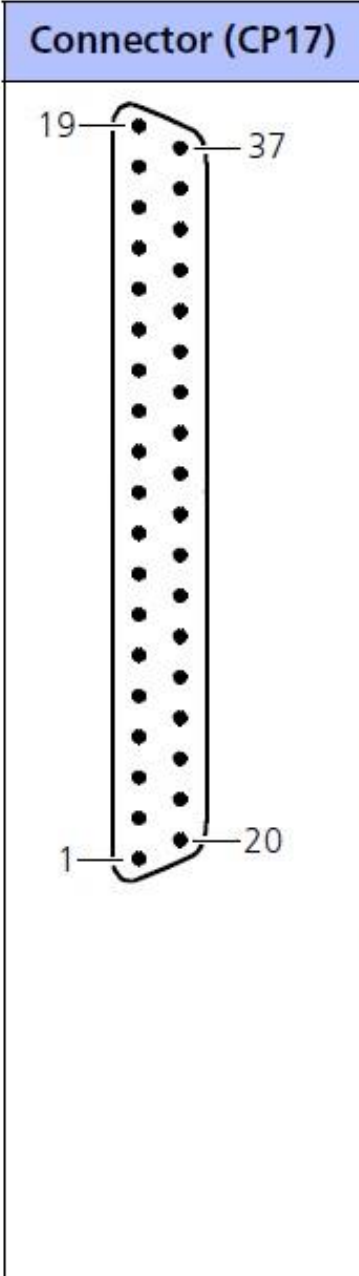
Connector (CP17)	Pin	Signal	Pin	Signal
	19	GND		
	18	GND	37	VCC (+5 V)
	17	GND	36	VCC (+5 V)
	16	GND	35	GND
	15	IO19	34	GND
	14	IO17	33	IO18
	13	GND	32	IO16
	12	IO15	31	GND
	11	IO13	30	IO14
	10	GND	29	IO12
	9	IO11	28	GND
	8	IO9	27	IO10
	7	GND	26	IO8
	6	IO7	25	GND
	5	IO5	24	IO6
	4	GND	23	IO4
	3	IO3	22	GND
	2	IO1	21	IO2
	1	GND	20	IO0

Tableau III-5 : Le Connecteur CP17

Pour les panneaux de connecteur CP1104 et CLP1104, la charge totale de toutes les broches de connecteur qui permettent d'accéder à l'alimentation du PC ne doit pas dépasser 500mA.

Ce port est utilisé dans ce projet pour générer les signaux de commutation de l'onduleur. La tension est en TTL, il a besoin d'une interface pour piloter les interrupteurs de l'onduleur qui demande un signal CMOS.

**III.3.1.6. L'affectation de LED du CLP1104**

Le panneau combiné CLP1104 Connector/LED fournit en outre un tableau de 54 LED, qui indiquent les états des signaux numériques, dans l'illustration ci-dessous vous trouverez les noms des signaux comme indiqué sur le modèle de panneau.

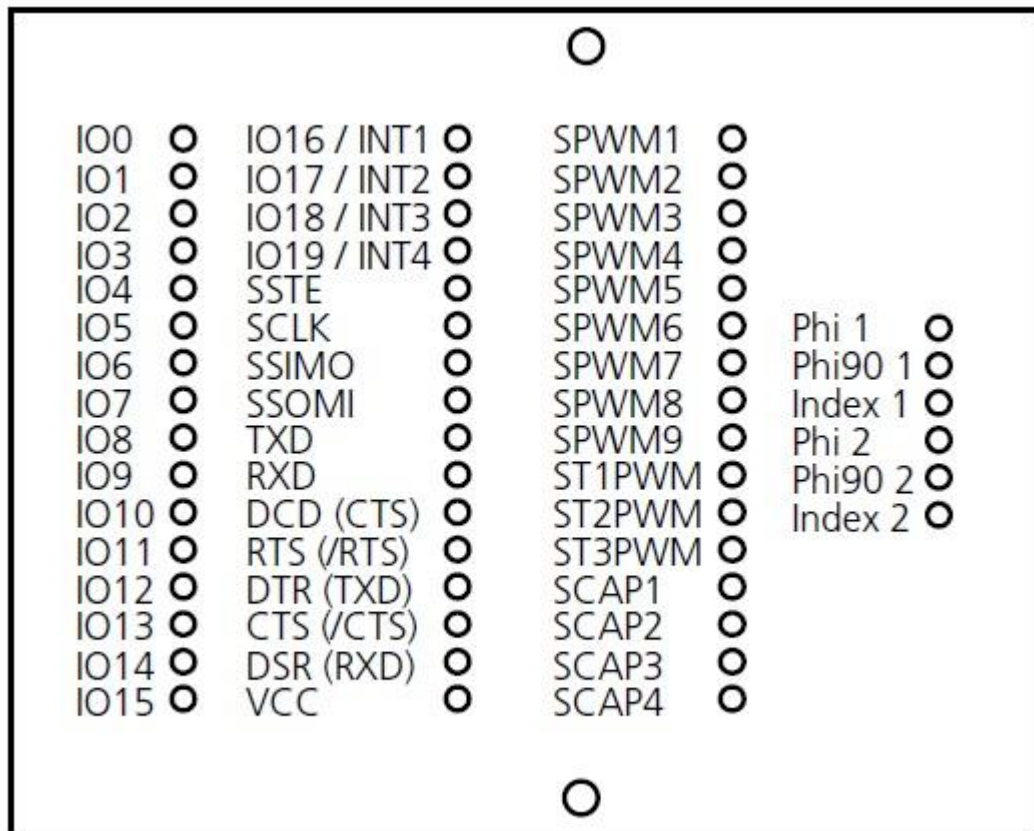


Figure III-7 : Panneau de LED de CLP1104

Afin de maintenir le plus bas possible la charge des signaux, les LED sont exécutés par des tampons. Pour les signaux supplémentaires du capteur, il existe des tampons avec de vrais entrées

différentielles, la longueur d'impulsion des signaux de données de l'UART (RXD, TXD) est étendue pour rendre les petits blocs de données visibles.

### III.4. La bibliothèque RTI1104

Lors de l'installation de la carte, le programme installe la bibliothèque d'interface en temps réel RTI 1104 sous MATLAB/Simulink. Cette bibliothèque, aide à exécuter facilement les modèles de fonctions sur la carte dSPACE, et rend possible la configuration graphique de toutes les E/S, l'insertion des blocs dans un schéma de principe Simulink et la génération du code via « Simulink Coder » sans programmation. Le modèle en temps réel est compilé, téléchargé et exécuté automatiquement. Cela réduit le temps de mise en œuvre au minimum.

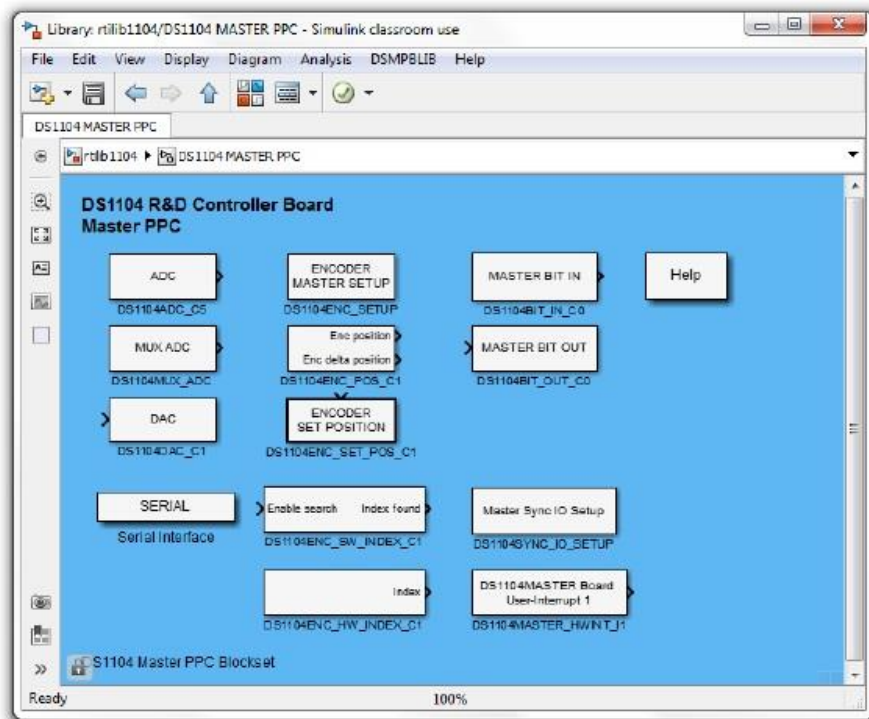


Figure III-8: Librairie RTI 1104

La fenêtre de Figure III-8 comporte les éléments les plus couramment utilisés dans la carte du contrôleur, tels que les ADC, les DAC, les Encodeurs, etc. en double-cliquant sur l'un de ces blocs, une boîte de dialogue s'ouvre pour la configuration du bloc respective.

Au démarrage de MATLAB il demande de sélectionner la carte DSP, et la fenêtre suivante s'ouvre :



Figure III-9: Choix de la carte DSP

Après la sélection de type de la carte, le programme prépare la plateforme et vérifie tous les ports de la carte et de l'interface.

### III.5. Conclusion

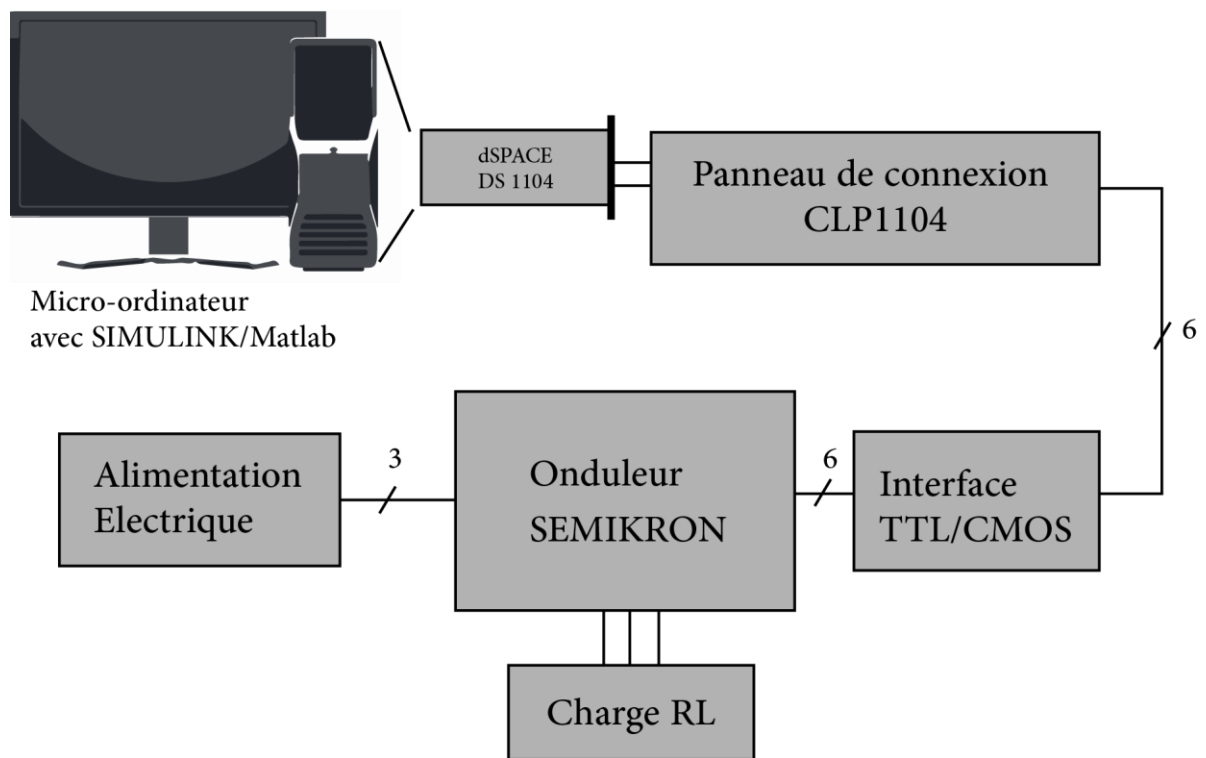
La carte dSPACE contient un DSP performant, rapide et travaille en temps réel. Ce qui permet de l'utiliser dans différentes applications de commande et rendre la réalisation très simple. Dans le chapitre suivant on démontre les performances de cette carte et comment elle répondre aux besoins de toutes applications.

## *Chapitre IV. Simulation et résultats pratiques*

### IV.1. Introduction

Dans ce chapitre on va réaliser la commande de l'onduleur triphasé par différents techniques MLI, on commence par la présentation globale du banc d'essai puis on définit chaque élément de montage. Après l'exécution, nous prélevons les résultats et nous les comparons d'abord avec les résultats de simulation ensuite nous élaborons un bilan comparatif des trois techniques MLI étudiées.

### IV.2. Description de banc d'essai



*Figure IV-1: Schéma de banc d'essai*

Notre banc d'essai est composé d'un PC avec où la carte DSPACE est montée et l'interface CLP 1104 qui transfère les commandes de l'ordinateur vers l'onduleur de tension à commander à travers un circuit amplificateur, l'onduleur est alimenté par un générateur de tension triphasé qui à son tour alimente une charge RL. Dans la Figure IV-2 suivante on donne une vue réelle de notre banc d'essai.

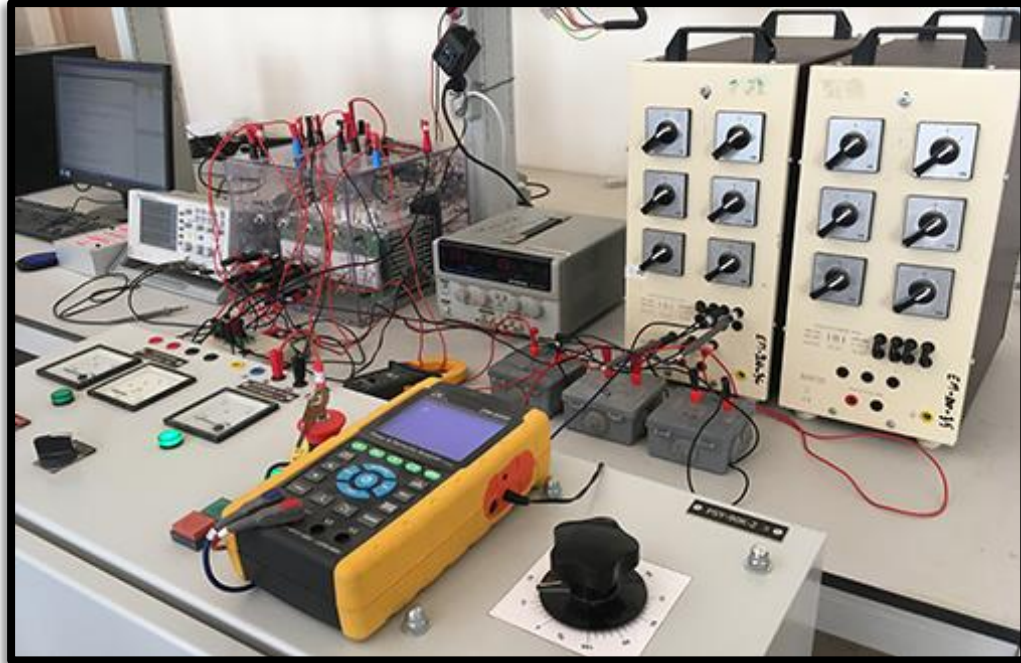


Figure IV-2: Banc d'essai

### IV.2.1. L'onduleur

C'est un onduleur a deux niveaux de marque Semikron référence : Semiteach IGBT SKM50GB 123D+SKD51+P3/250F avec double alimentations continue et alternative triphasée, si l'alimentation est une source de tension triphasé, un redresseur incorporé avec condensateur de filtrage est utilisé pour produire la tension continue approprié.



Figure IV-3 : Onduleur de tension à deux niveaux

Les caractéristiques de cet onduleur sont :

<b>Symbole</b>	<b>Désignation</b>	<b>Valeur</b>
$I_{rms}$	La valeur efficace de courant	30 A
$V_{CES}$	Tension maximale au bornes du composant	1200 V
$V_{GES}$	Tension de grille	$\pm 20$ V
$I_C$	Courant au bornes du composant	50 (40) A
$I_{CM}$	Courant maximale au bornes du composant (pour 5 $\mu$ seconds)	100 (80) A
$V_{INmax}$	Tension d'entrée maximale sans filtre/avec filtre	3x480 / 3x380 V
$C_{qvi}$	Condensateur de filtrage	1100 / 800 $\mu$ F/V
$V_{DCmax}$	La valeur maximale de tension continu appliqué au condensateur	750 V
$V_c$	Tension de commande	0 / 15V
$P_I$	Consommation de courant de l'alimentation	16mA
$T_{max}$	Température maximale de fonctionnement	71°C

Tableau IV-1: les caractéristiques de l'onduleur SEMIKRON [10]

#### **IV.2.2. La carte DSPACE 1104 et l'interface CLP1104**

La carte et l'interface sont bien détaillés dans le chapitre III.

#### **IV.2.3. L'amplificateur de tension**

Les signaux de commande produites par le programme Matlab/Simulink sont transférés vers l'onduleur à travers la carte DSPACE 1104 et son interface, ces signaux sont des signaux de technologie TTL de 0 et 5V par contre les bornes de l'onduleur sont de technologie CMOS de 0 et 15V. Alors il faut un circuit d'interface entre la carte dSPACE et l'onduleur pour amplifier les signaux de commande. Cette circuit est réalisé à base des circuits intégrés SN7417. Le circuit réalisé est alimenté par un seul source de tension continu de 15V, pour produire la tension 5V pour alimenter les circuits intégrés, deux régulateurs de tension LM7805 et LM7809 sont utilisés. Ce circuit d'interface peut amplifier jusqu'aux huit entrées, le schéma électrique est présente dans Figure IV-4 :

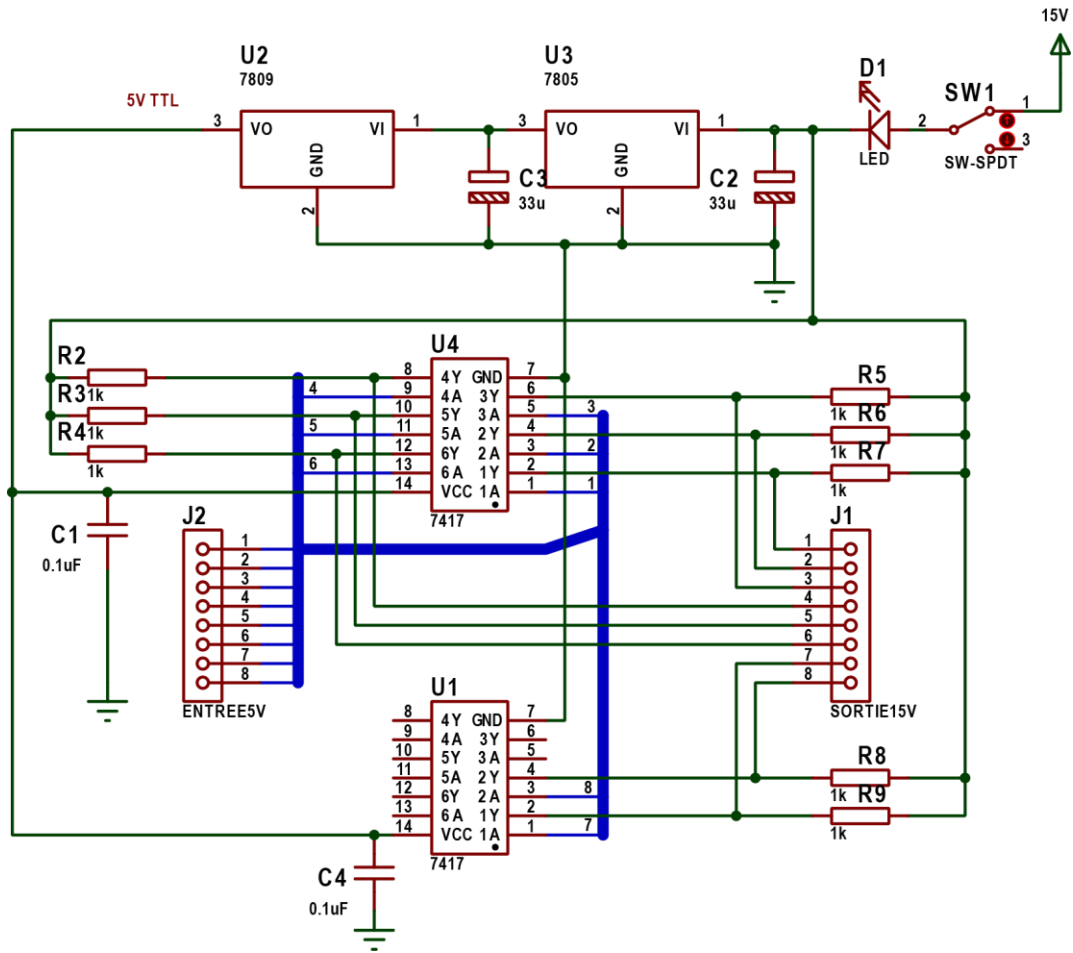


Figure IV-4: Circuit amplificateur

Le circuit d'amplification est réalisé et intégré dans un boîtier pour simplifier le montage.



Figure IV-5: Boîtier du circuit amplificateur

Ce circuit est alimenté par un générateur de tension de 15V.

#### IV.2.4. La Charge

Cette charge triphasée est composée d'une résistance variable qui peut être montée en étoile ou en triangle, sa valeur est de  $73.25\Omega$  pour chaque résistance (prélèvement pratique), et 3 inductances mesurant  $3mH$ , montés en série avec chaque borne de résistance. La résistance peut être varié de 5% jusqu'à 100% de sa valeur maximale  $73.25\Omega$ .



Figure IV-6: La charge RL

Les autres appareils présentés dans la Figure IV-2 sont l'ordinateur ou il est enfiché la carte DSPACE 1104, cet ordinateur comporte le programme MATLAB 2012a nécessaire pour l'exécution du programme de commande de différents techniques MLI, la génératrice de tension triphasé variable, l'oscilloscope à deux entrées qui nous permet de visualiser et mesurer la tension et le courant à la sortie de l'onduleur, le courant est capturé en utilisant un pince de mesure et finalement l'analyseur d'harmonique.

### IV.3. Résultats

#### IV.3.1. MLI sinus-triangle

##### IV.3.1.1. Simulation MLI sinus-triangle

Pour générer les impulsions de commande MLI sinus-triangle de l'onduleur de tensions, une porteuse triangulaire est comparée au signal de référence sinusoïdale. Chaque comparaison donne 1 si la porteuse est supérieure ou égale à la référence, 0 dans le cas contraire. Le schéma bloc Simulink correspondant est.

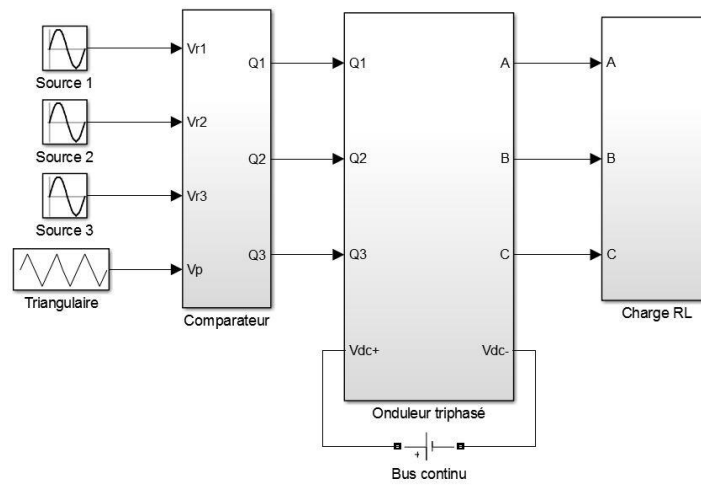
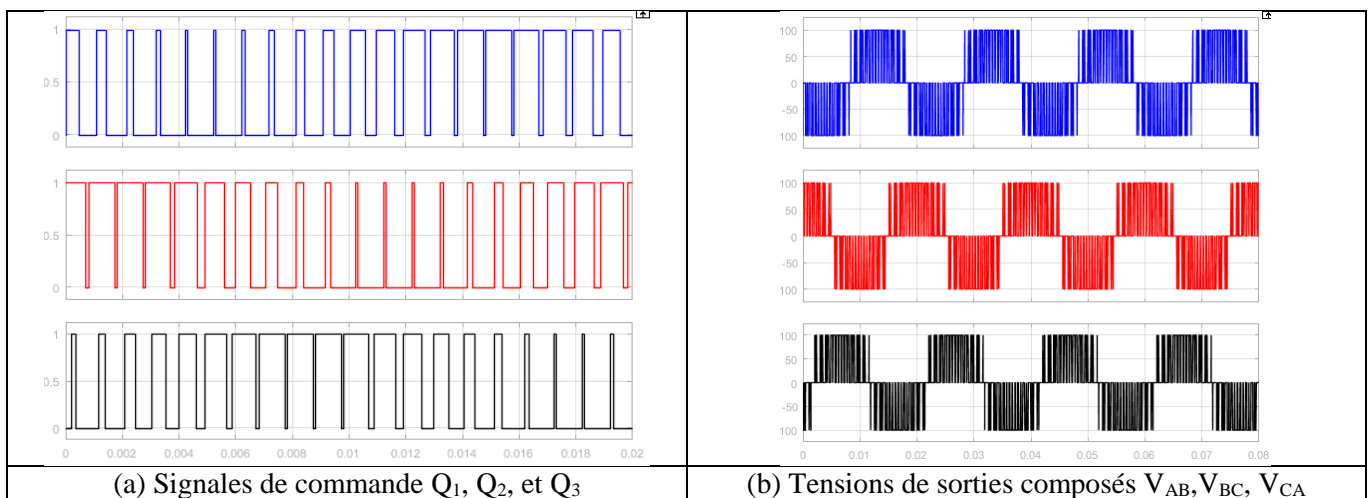


Figure IV-7: Schéma bloc Simulink de technique MLI sinus-triangle

Après la simulation on obtient les résultats suivants :



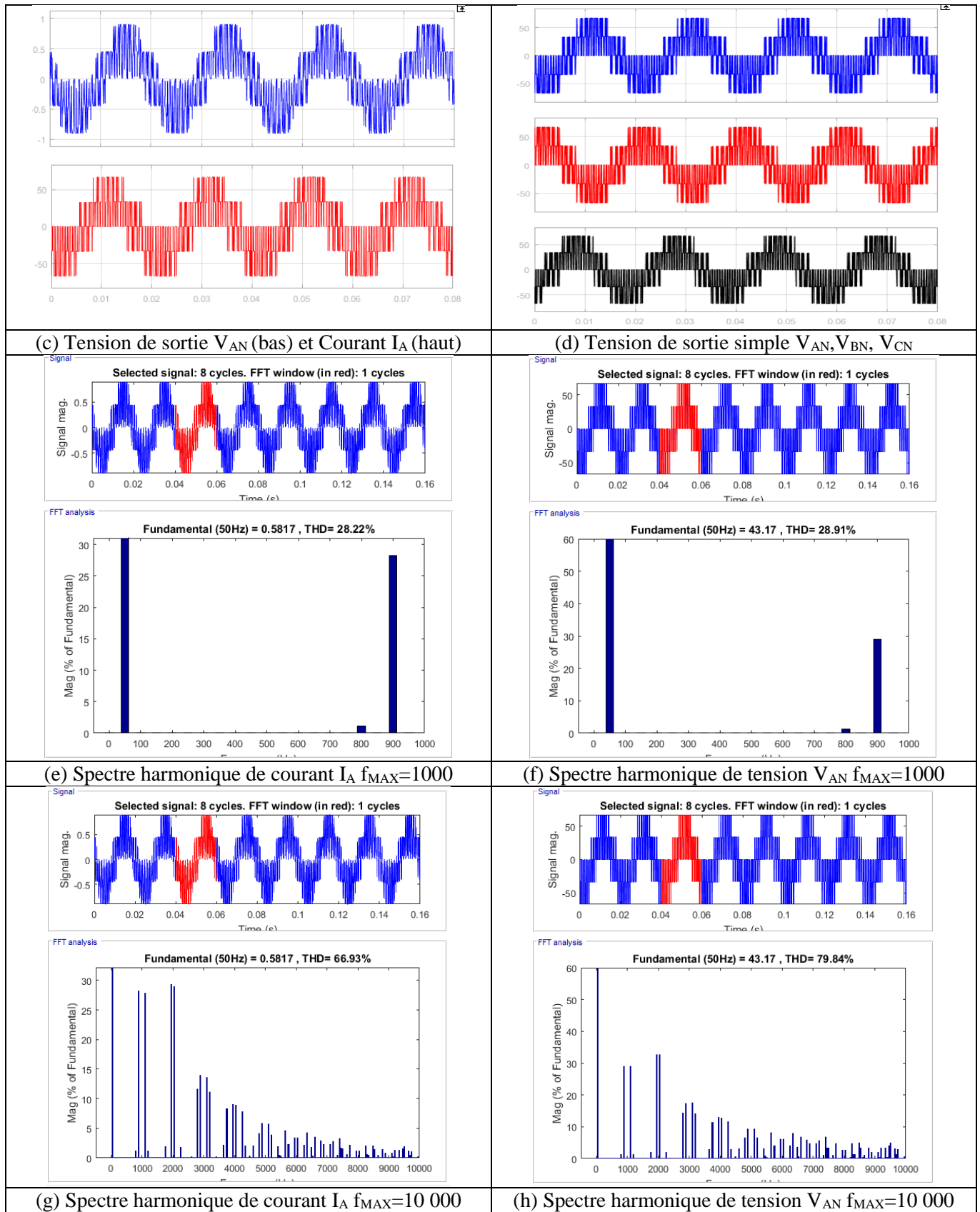


Figure IV-8: Résultats de simulation de la technique MLI sinus-triangle

**IV.3.1.2. Expérimentales MLI sinus-triangle**

Le schéma de simulation de Matlab/Simulink est modifié en supprimant les composants réels réalisé en pratique telle que : l'onduleur, la charge RL, les scopes...etc.

Pour accéder au port de la carte dSPACE, le bloc « MASTER BIT OUT » qui correspond au E/S numérique (Digital I/O) est ajouté à chaque signal de commande. Les blocs de conversion « Boolean » convertissent les valeurs numériques réelles, non nulles, y compris l'infini vers booléen 1.

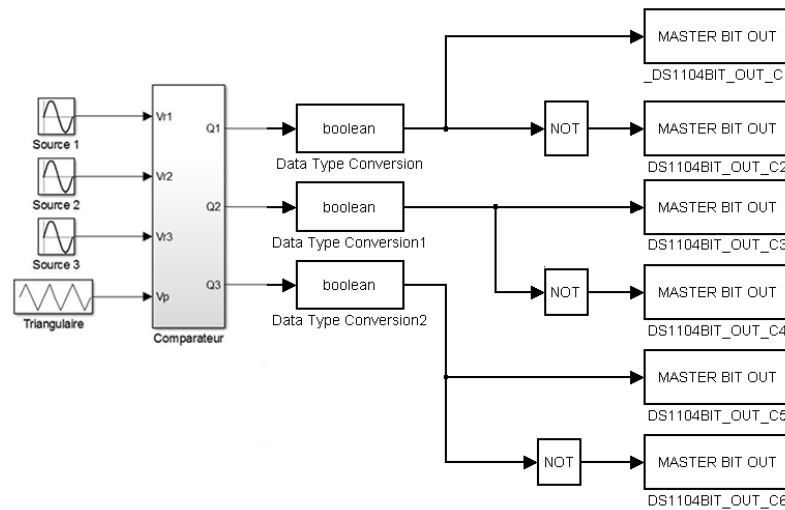
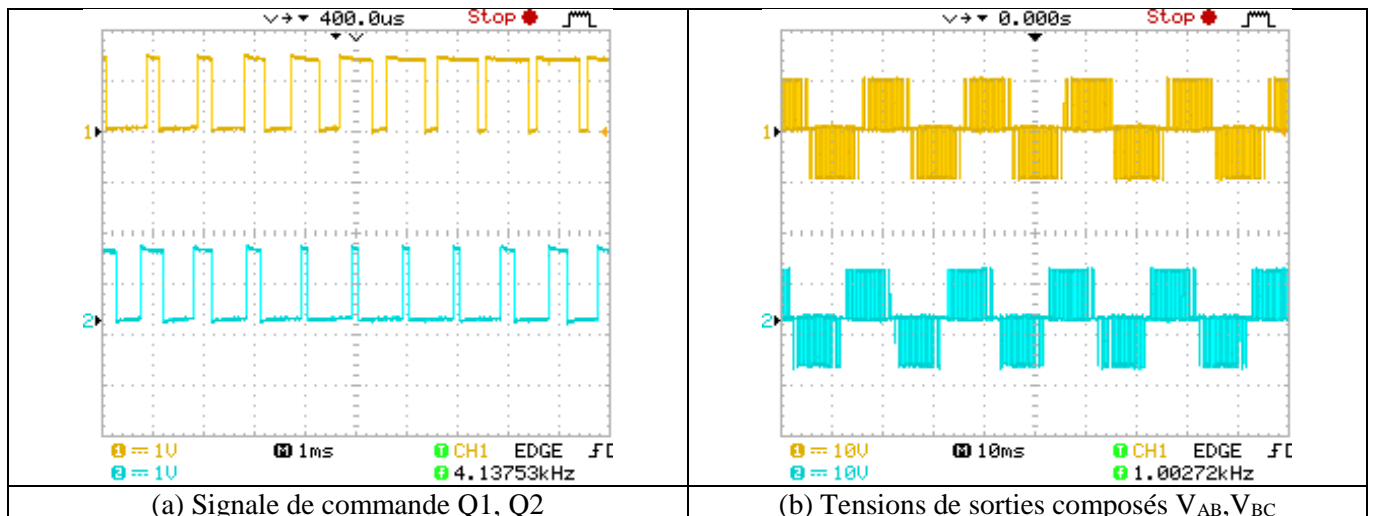


Figure IV-9: schéma bloc Simulink de technique MLI sinus-triangle prêt à l'exécution

Après la réalisation de montage, la téléchargement et l'exécution du programme, on trouve les résultats suivants :



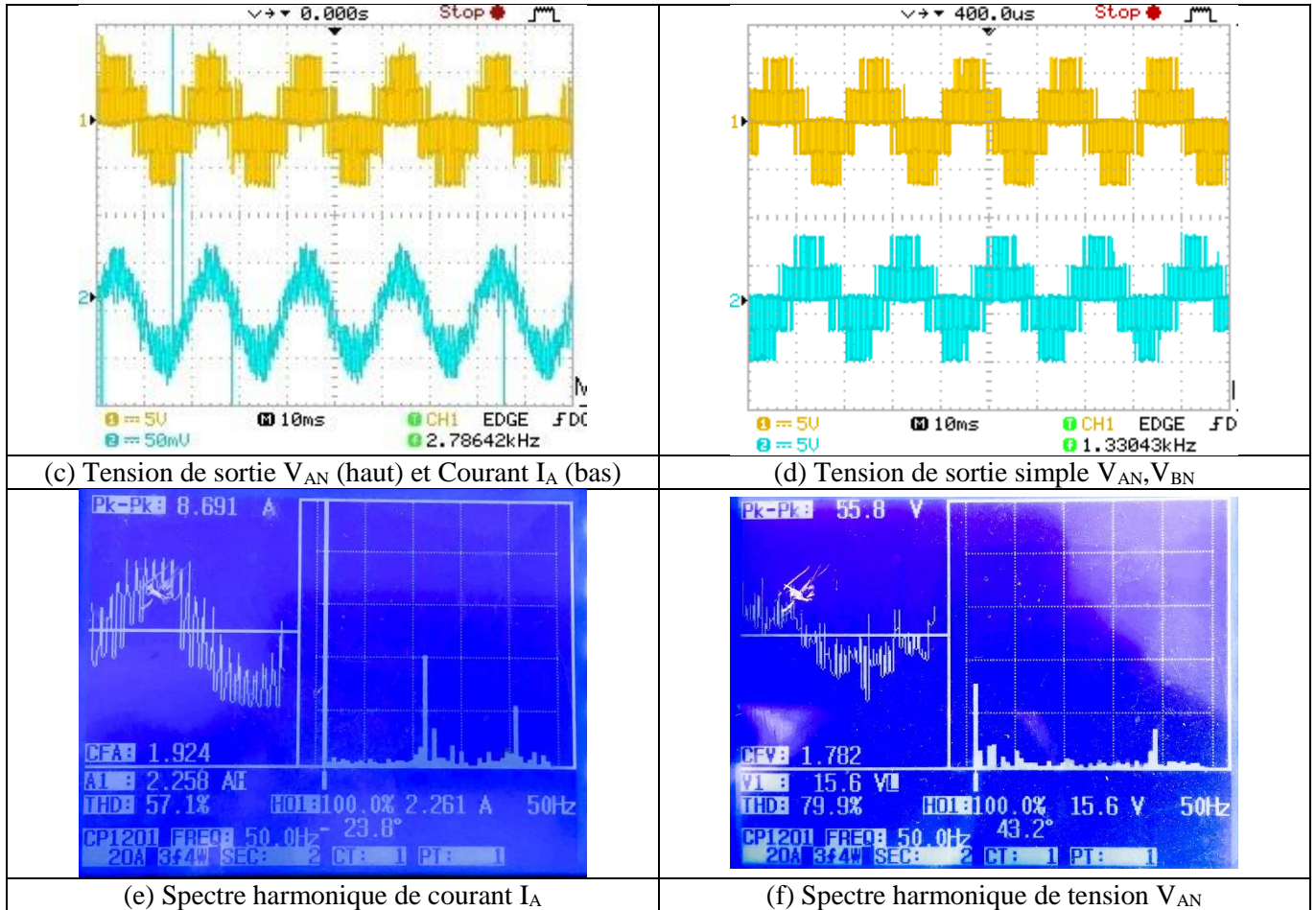


Figure IV-10: Résultats expérimentale de la technique MLI sinus-triangle

Analyse des résultats :

On remarque :

- La tension simple est de forme sinusoïdale avec une valeur max de 58 V.
- La tension composée est de valeur max de 100V.
- Le courant est pratiquement sinusoïdal.
- La commande est entre 0V et 15 V, avec 40 commutations dans chaque période.
- Le Taux de distorsion harmonique mesure 79.9 % de tension et 57.1% du courant.

**IV.3.2. MLI vectorielle**

**IV.3.2.1. Simulation MLI vectorielle**

A partir de l'étude théorique dans le chapitre II, nous avons traduit le principe de la commande MLI vectorielle en schéma bloc Simulink.

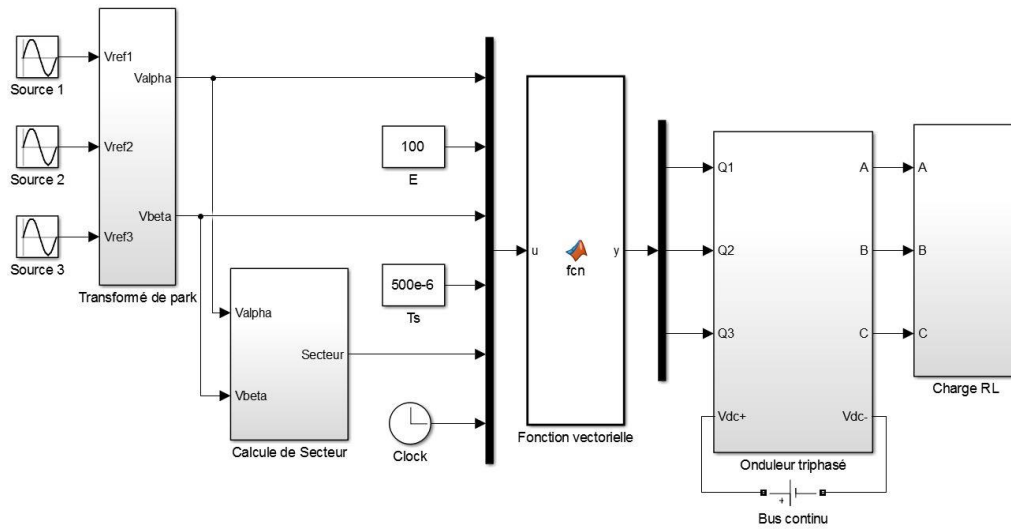
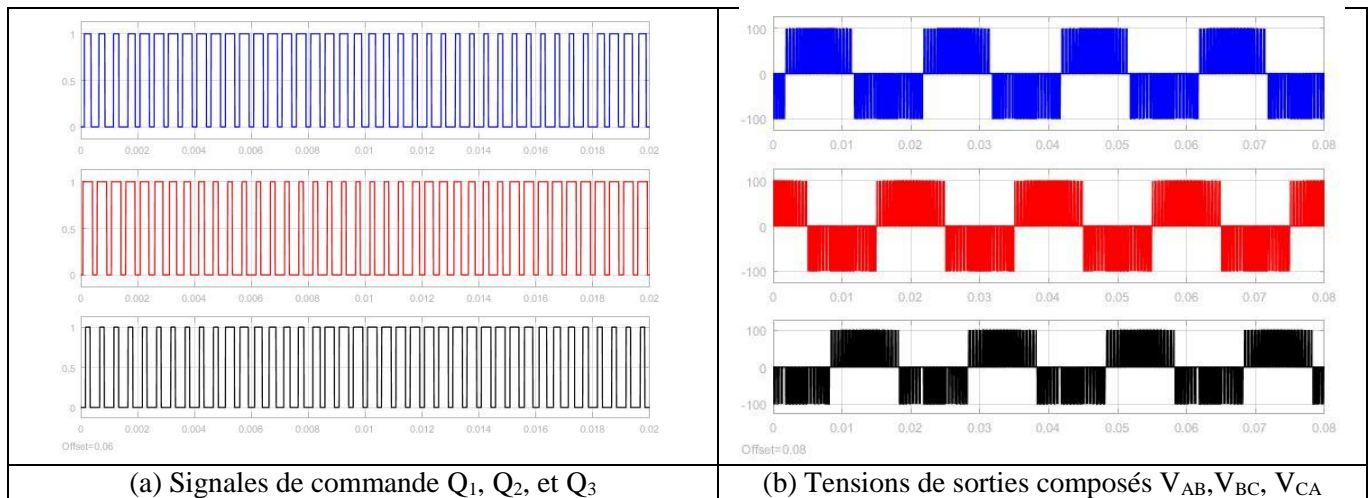


Figure IV-11: Schéma bloc Simulink de technique MLI vectorielle

Après la simulation on obtient les résultats suivants :



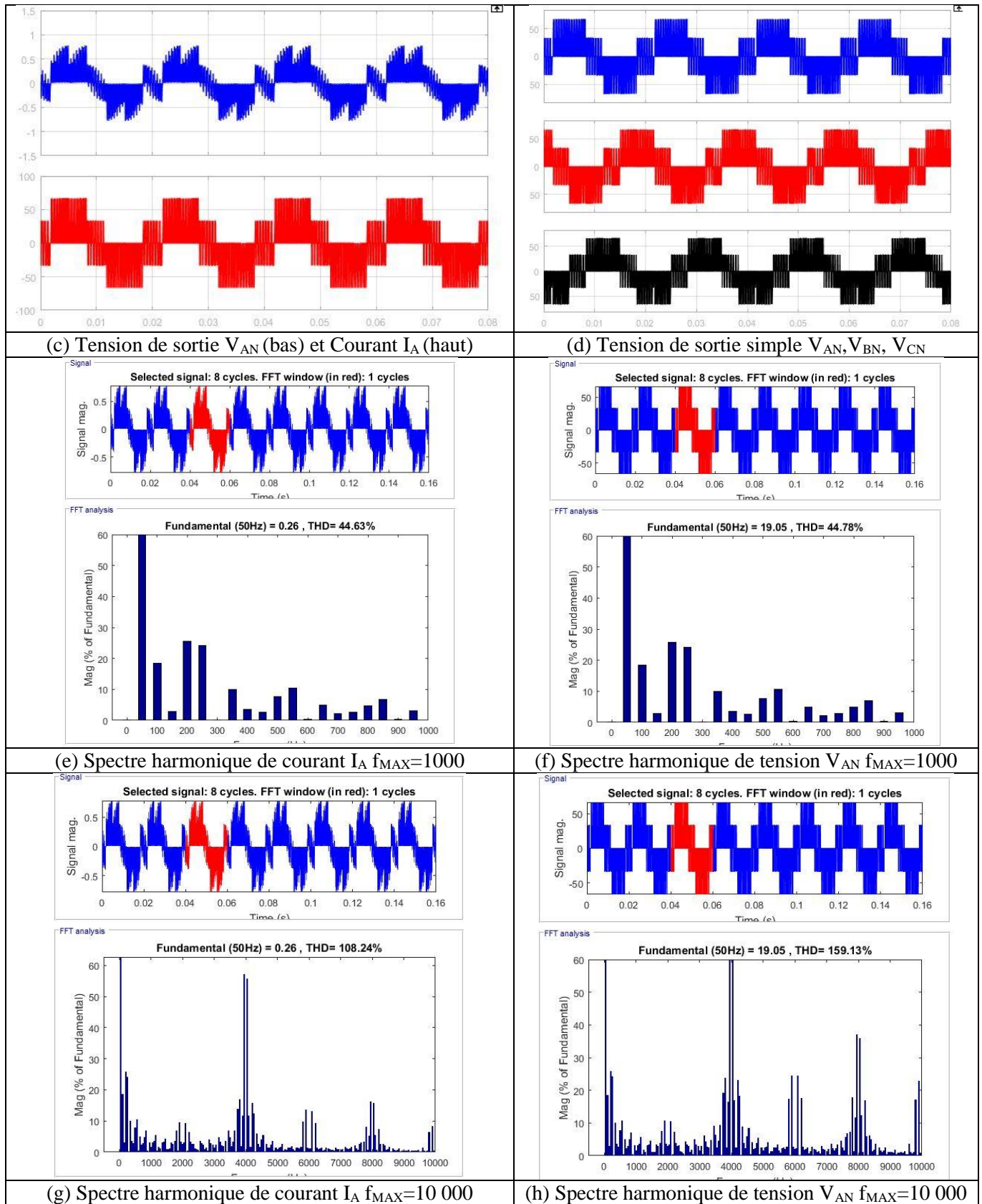


Figure IV-12: Résultats de simulation de la technique MLI vectorielle

**IV.3.2.1. Expérimentales MLI vectorielle**

Après la réalisation de montage et la téléchargement et exécution du programme, on trouve les résultats suivants :

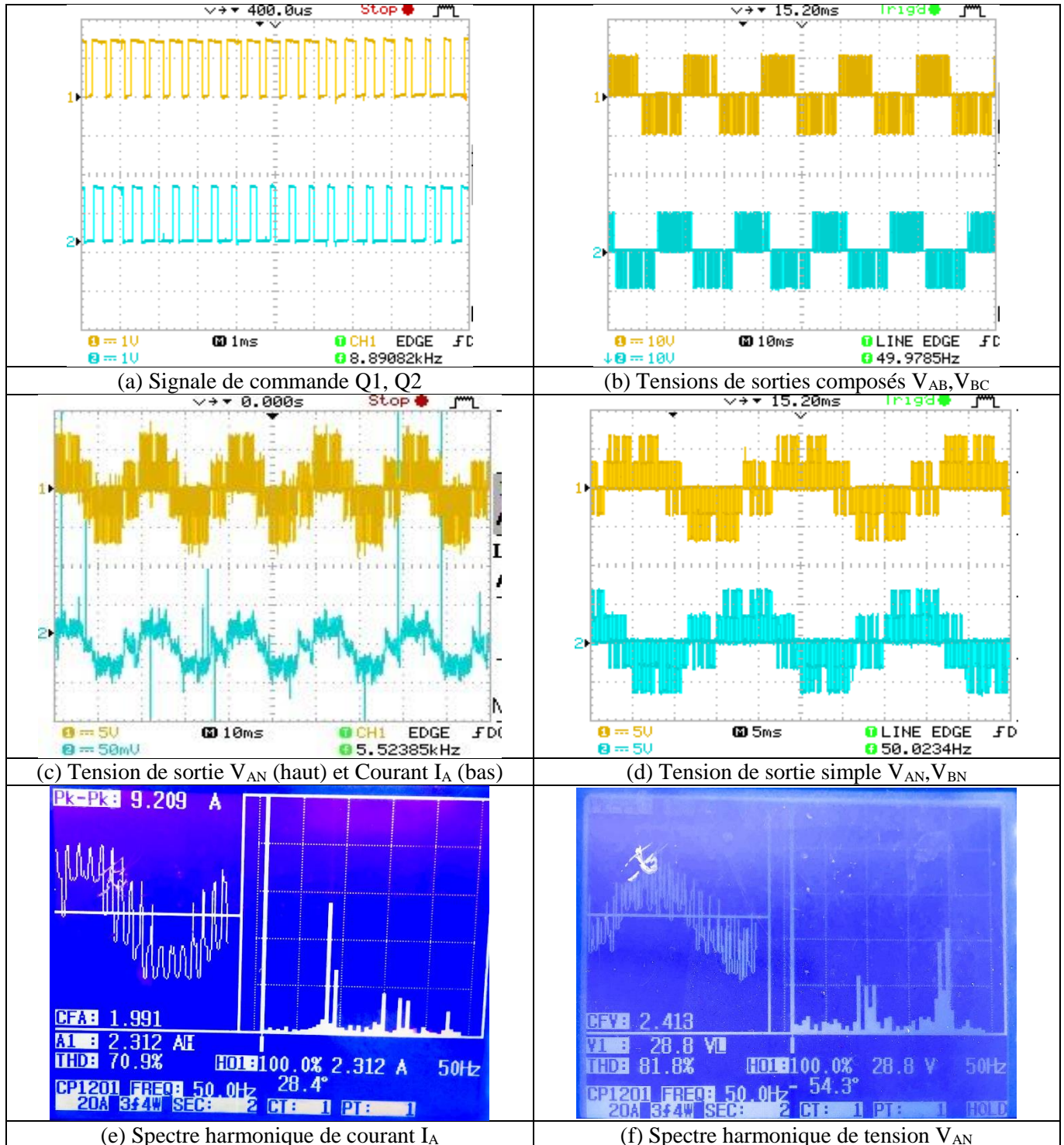


Figure IV-13: Résultats expérimentale de la technique MLI vectorielle

Analyse des résultats :

On remarque :

- La tension simple est de forme sinusoïdale avec une valeur max de 58 V.
- La tension composée est de valeur max de 100V.
- Le courant est pratiquement sinusoïdal.
- La commande est entre 0V et 15 V, avec 80 commutations dans chaque période.
- Le Taux de distorsion harmonique mesure 81.8 % de tension et 70.9% du courant.

### IV.3.3. MLI pré-calculée à cinq angles :

#### IV.3.3.1. Simulation MLI pré-calculée à cinq angles

A partir de l'étude théorique dans le chapitre II, nous avons traduit le principe de la commande MLI Pré-calculée à cinq angles en schéma bloc Simulink. Le premier bloc c'est le programme de Newton-Raphson pour le calcul des angles et le second bloc pour générer la commande à partir des angles calculés.

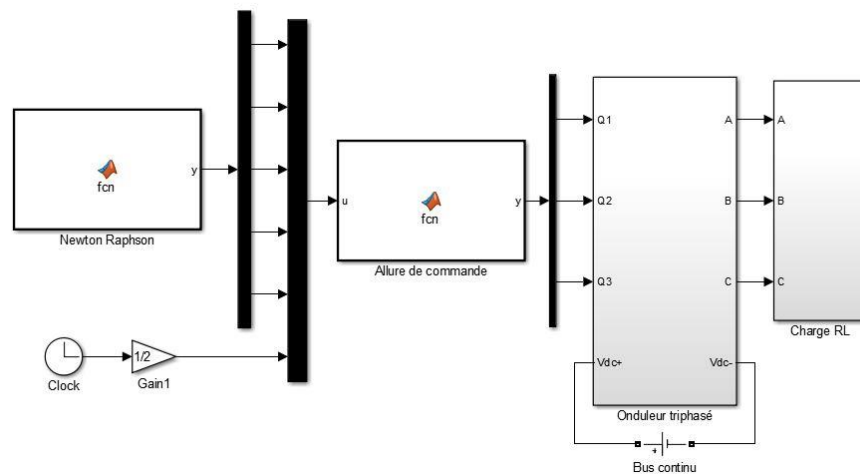
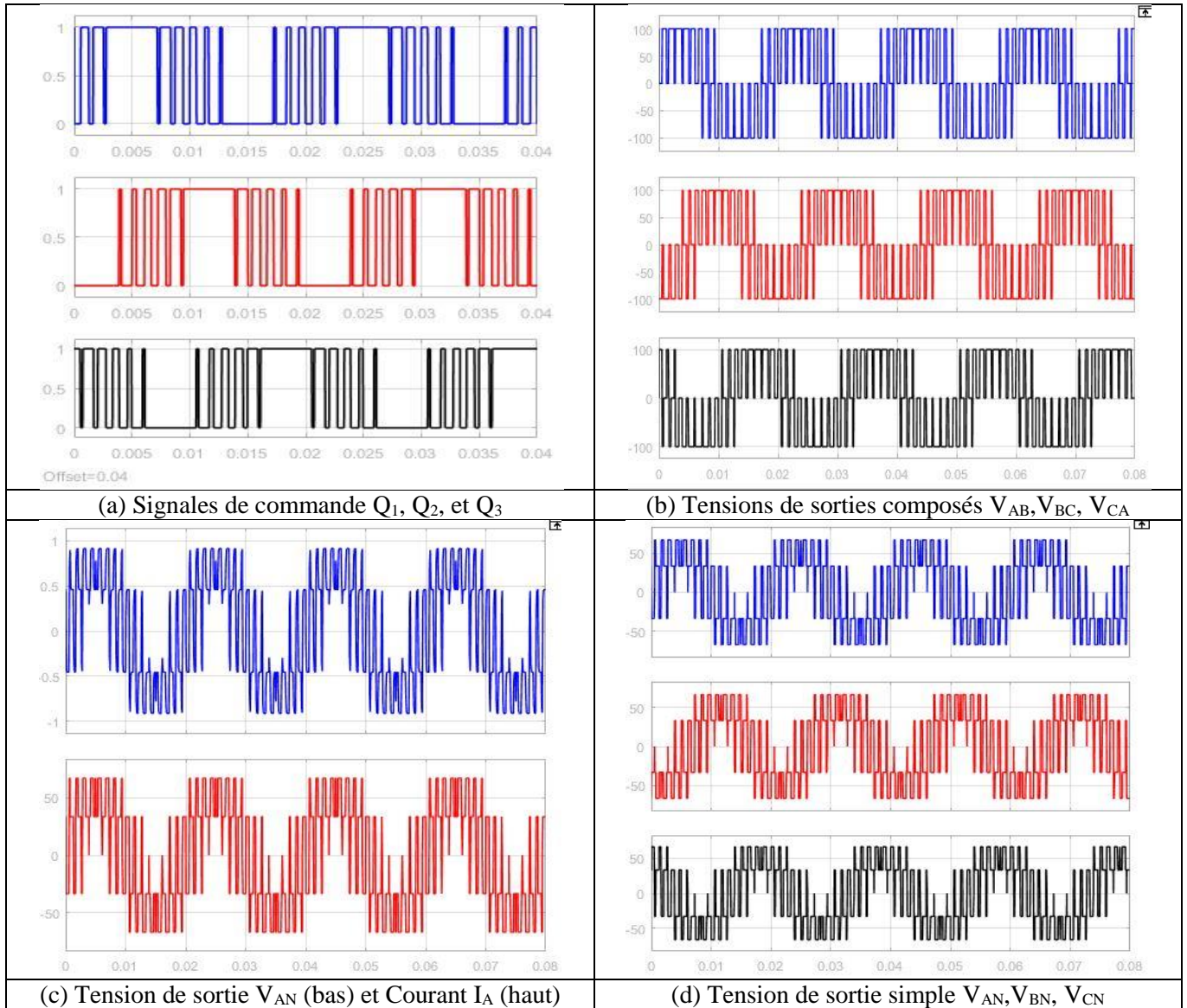


Figure IV-14: Schéma bloc Simulink de technique MLI pré-calculée à cinq angles

Après la simulation, les angles calculés par la méthode Newton-Raphson sont comme suite :

$$\begin{cases} \alpha_1 = 10.36^\circ \\ \alpha_2 = 23.19^\circ \\ \alpha_3 = 29.55^\circ \\ \alpha_4 = 46.43^\circ \\ \alpha_5 = 49.95^\circ \end{cases}$$

On obtient les résultats suivants :



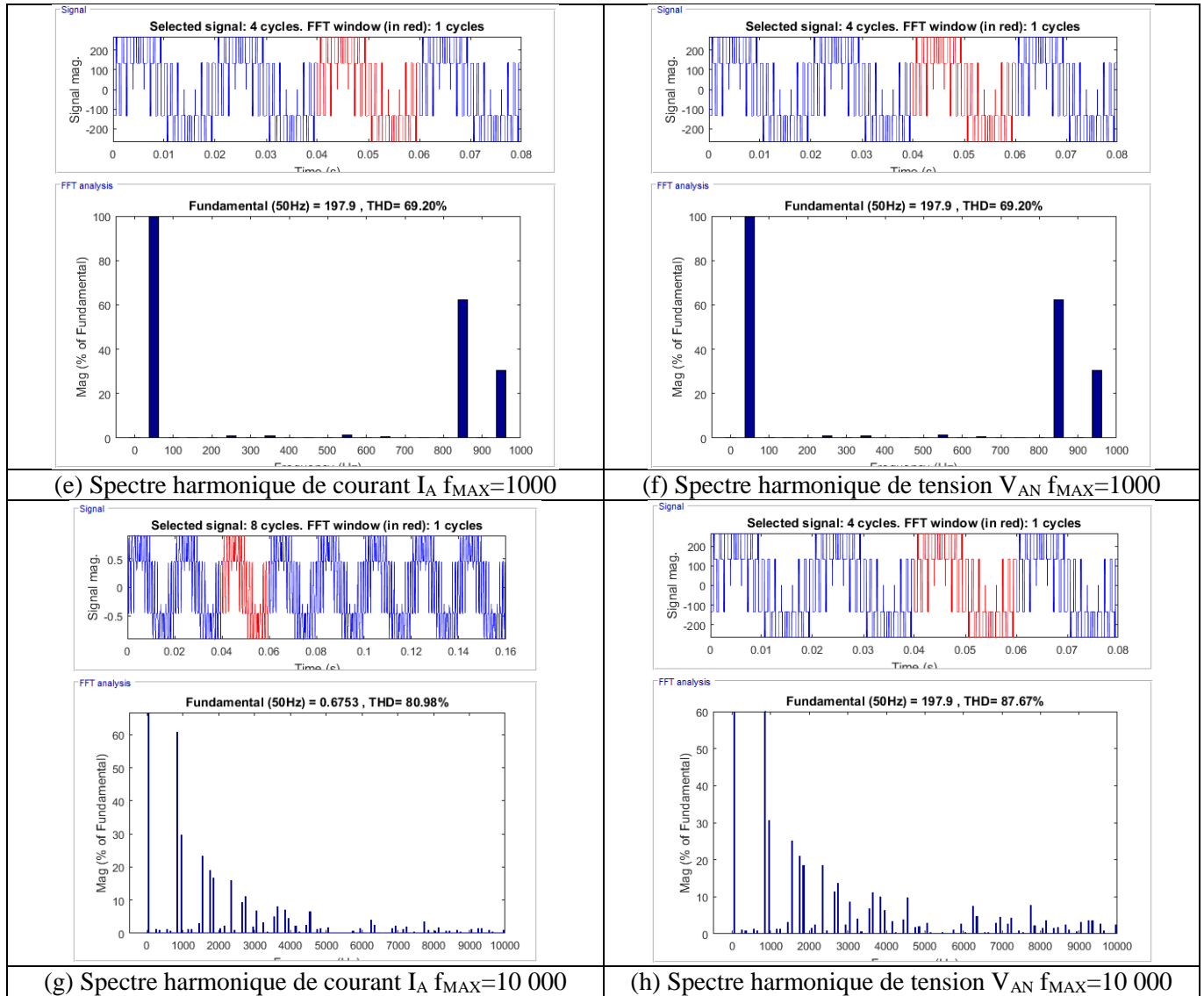


Figure IV-15: Résultats de simulation de la technique MLI pré-calculée à cinq angles

**Expérimentales MLI pré-calculée à cinq angles**

Après la réalisation de montage, la téléchargement et l'exécution du programme, on trouve les résultats suivants :

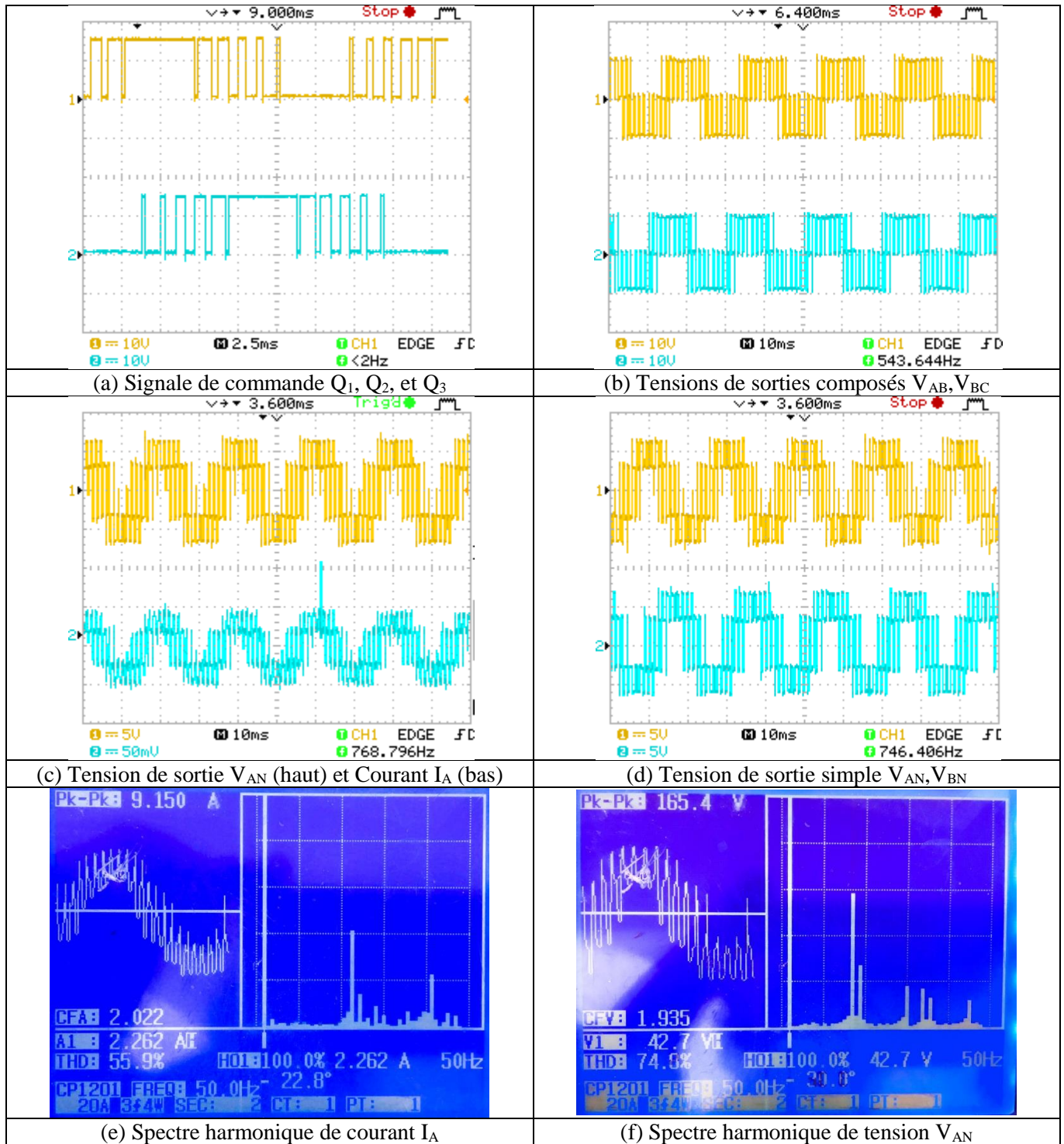


Figure IV-16: Résultats expérimentale de la technique MLI pré-calculée à cinq angles

Analyse des résultats :

On remarque :

- La tension simple est de forme sinusoïdale avec une valeur max de 58 V.

- La tension composée est de valeur max de 100V.
- Le courant est pratiquement sinusoïdal.
- Le nombre de commutations dans chaque période est  $N_{angles} \times 4 = 5 \times 4 = 20$ .
- Le taux de distorsion harmonique est 74.5% pour tension et 55.9% pour le courant. La Figure IV-16(f) et (e) indique que les harmoniques significatives de l'ordre inférieur (17ème et 19ème) ont été considérablement augmentées en raison de l'élimination des harmoniques des ordres inférieurs ce qui influence le taux d'harmonique total. L'effet de ces harmoniques sera peut-être petit en raison de leur grande séparation par rapport au fondamental. Ce qui simplifie le dimensionnement du filtre pour éliminer les harmonique indésirable d'ordre supérieur.
- D'après la Figure IV-16, on constate que les harmoniques ne sont pas supprimés mais sont simplement remplacés. L'énergie des harmoniques éliminées de l'ordre inférieur est transférée vers d'autres harmoniques d'ordre supérieur.

#### IV.3.4. MLI pré-calculée à sept angles :

##### IV.3.4.1. Simulation MLI pré-calculée à sept angles

A partir de l'étude théorique dans le chapitre II, nous avons traduit le principe de la commande MLI Pré-calculée à sept angles en schéma bloc Simulink. Le premier bloc c'est le programme de Newton-Raphson pour le calcul des angles et le second bloc pour générer la commande à partir des angles calculés.

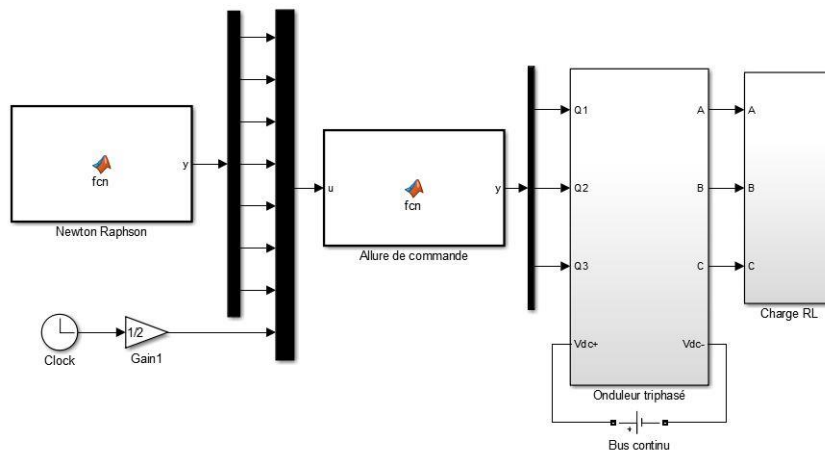
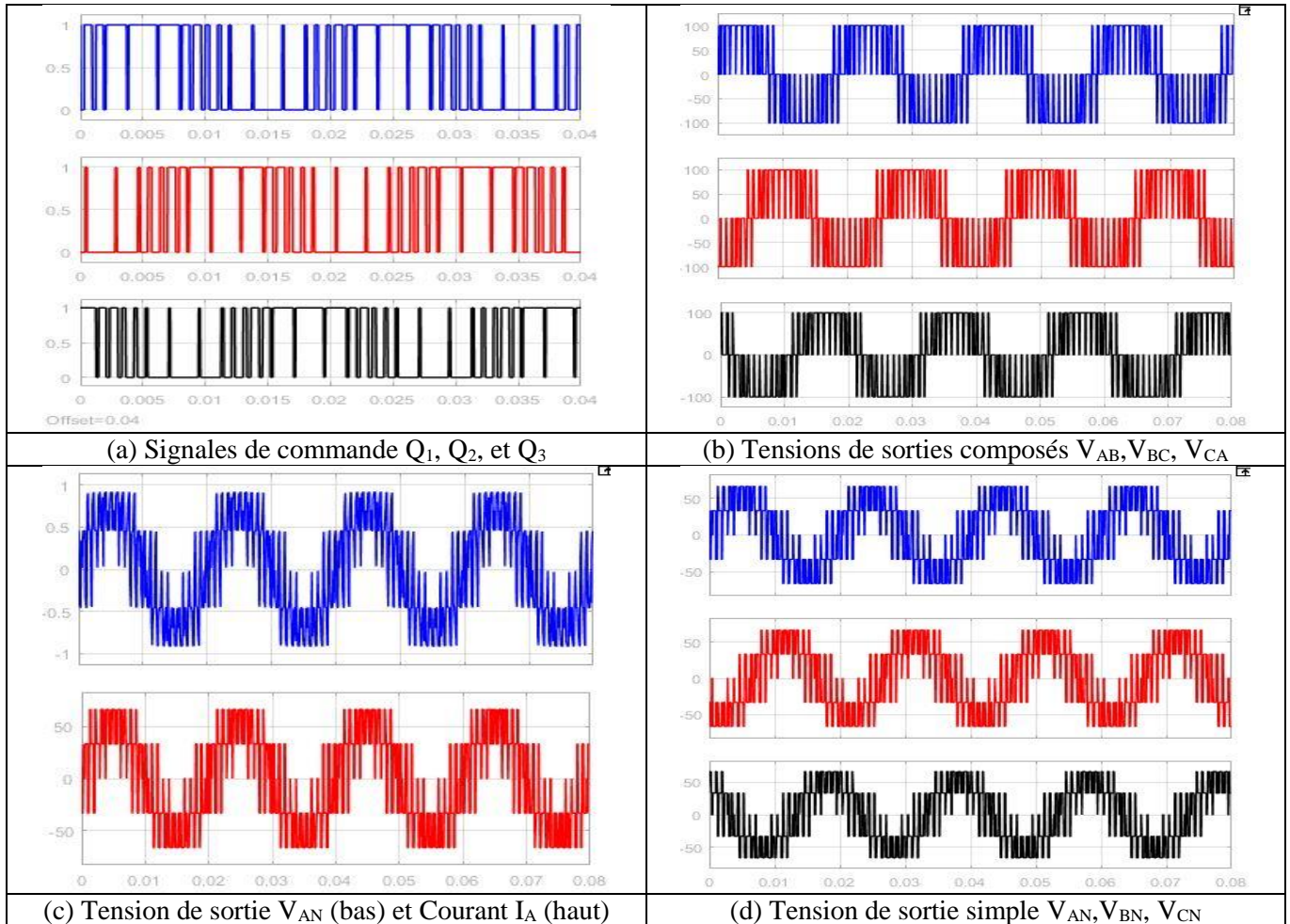


Figure IV-17: Schéma bloc Simulink de technique MLI pré-calculée à sept angles

Après la simulation, les angles calculés par la méthode Newton-Raphson sont comme suite :

$$\begin{cases} \alpha_1 = 5.69^\circ \\ \alpha_2 = 17.46^\circ \\ \alpha_3 = 22.45^\circ \\ \alpha_4 = 33.64^\circ \\ \alpha_5 = 36.99^\circ \\ \alpha_6 = 67.21^\circ \\ \alpha_7 = 69.61^\circ \end{cases}$$

Après la simulation on obtient les résultats suivants :



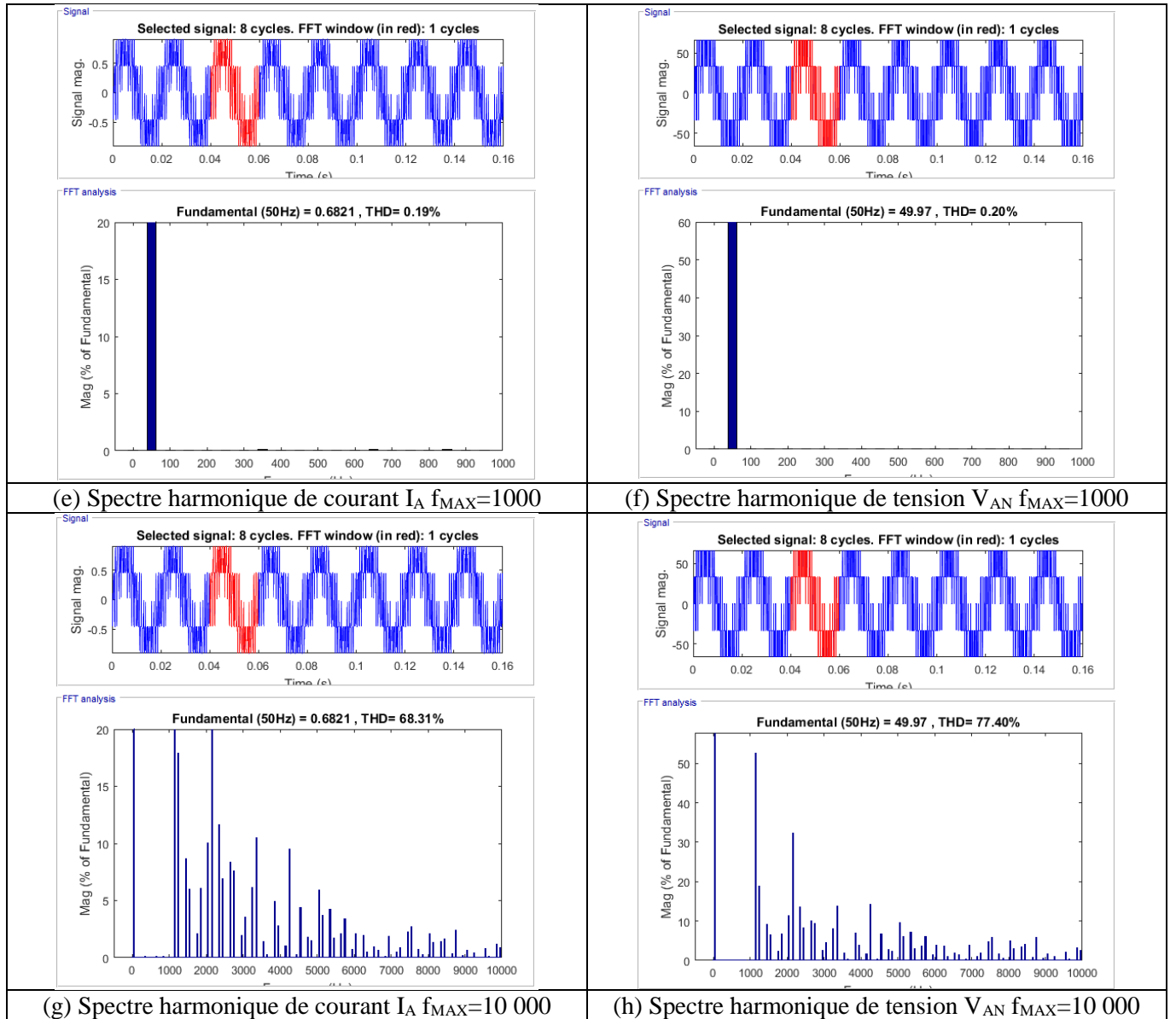


Figure IV-18: Résultats de simulation de la technique MLI pré-calculée à sept angle

**IV.3.4.2. Expérimentales MLI pré-calculée à sept angles**

Après la réalisation de montage, la téléchargement et l'exécution du programme, on trouve les résultats suivants :

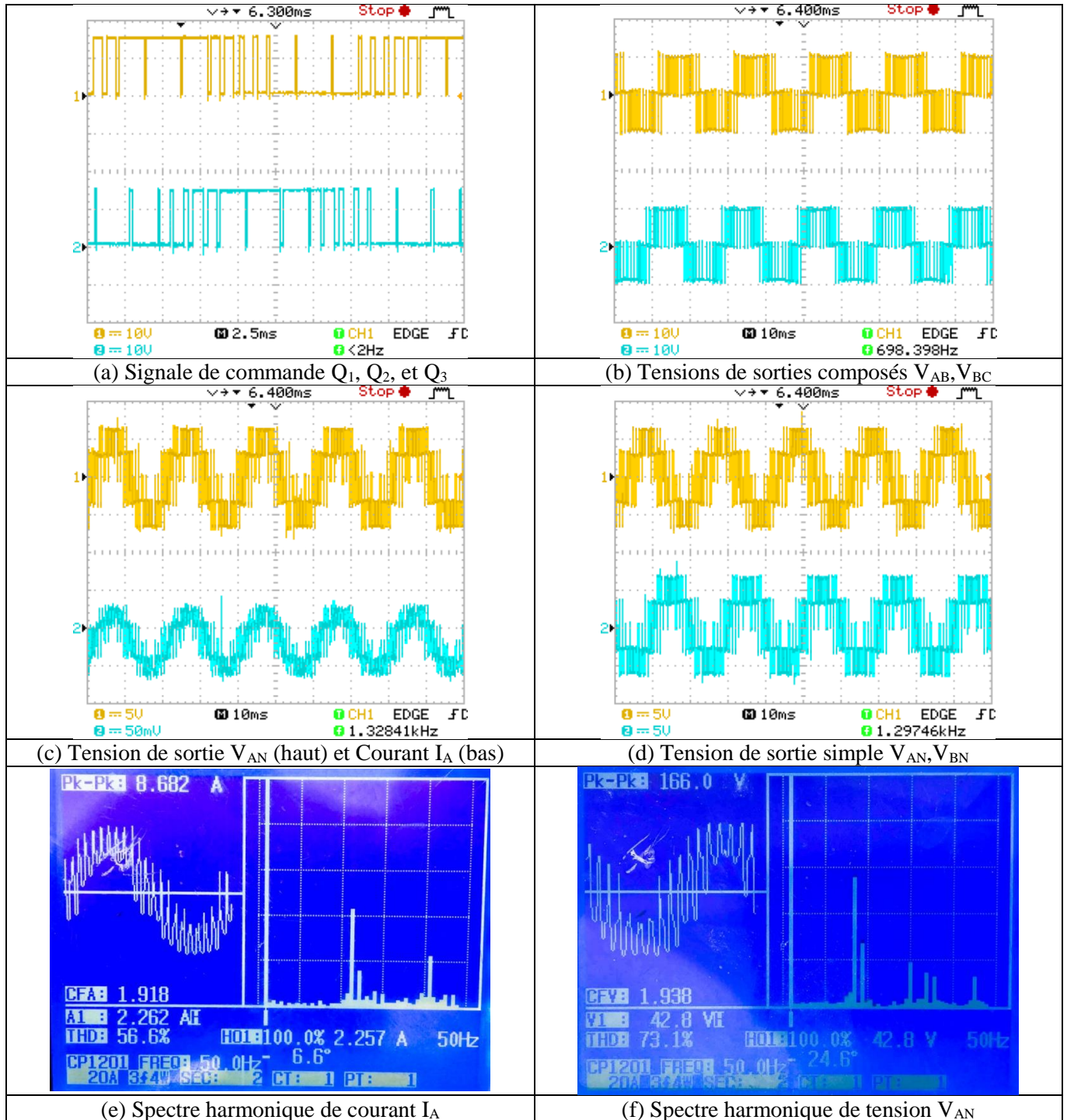


Figure IV-19: Résultats expérimentale de la technique MLI pré-calculée à sept angles

Analyse des résultats : On remarque que :

- La tension simple est de forme sinusoïdale avec une valeur max de 58 V.
- La tension composée est de valeur max de 100V.
- Le courant est pratiquement sinusoïdal.
- Le nombre de commutations dans chaque période est  $N_{angles} \times 4 = 7 \times 4 = 28$ . Le taux de distorsion harmonique est 73.1% pour tension et 56.6% pour le courant. La Figure IV 16(f) et (e) indique que les harmoniques significatives de l'ordre inférieur (23ème et 25ème) ont été considérablement augmentées en raison de l'élimination des harmoniques des ordres inférieurs, on remarque un petit abaissement de THD par rapport au technique MLI à cinq angles. L'effet de ces harmoniques sera peut-être petit en raison de leur grande séparation par rapport au fondamental. Ce qui simplifie le dimensionnement du filtre pour éliminer les harmonique indésirable d'ordre supérieur.

### IV.4. Bilan comparatif

Les résultats expérimentaux représentent une base de données qui nous permet de comparer les avantages et les inconvénients et analyser les différentes techniques de commande MLI de l'onduleur.

#### IV.4.1. Commande

On compare la commande des différentes techniques MLI

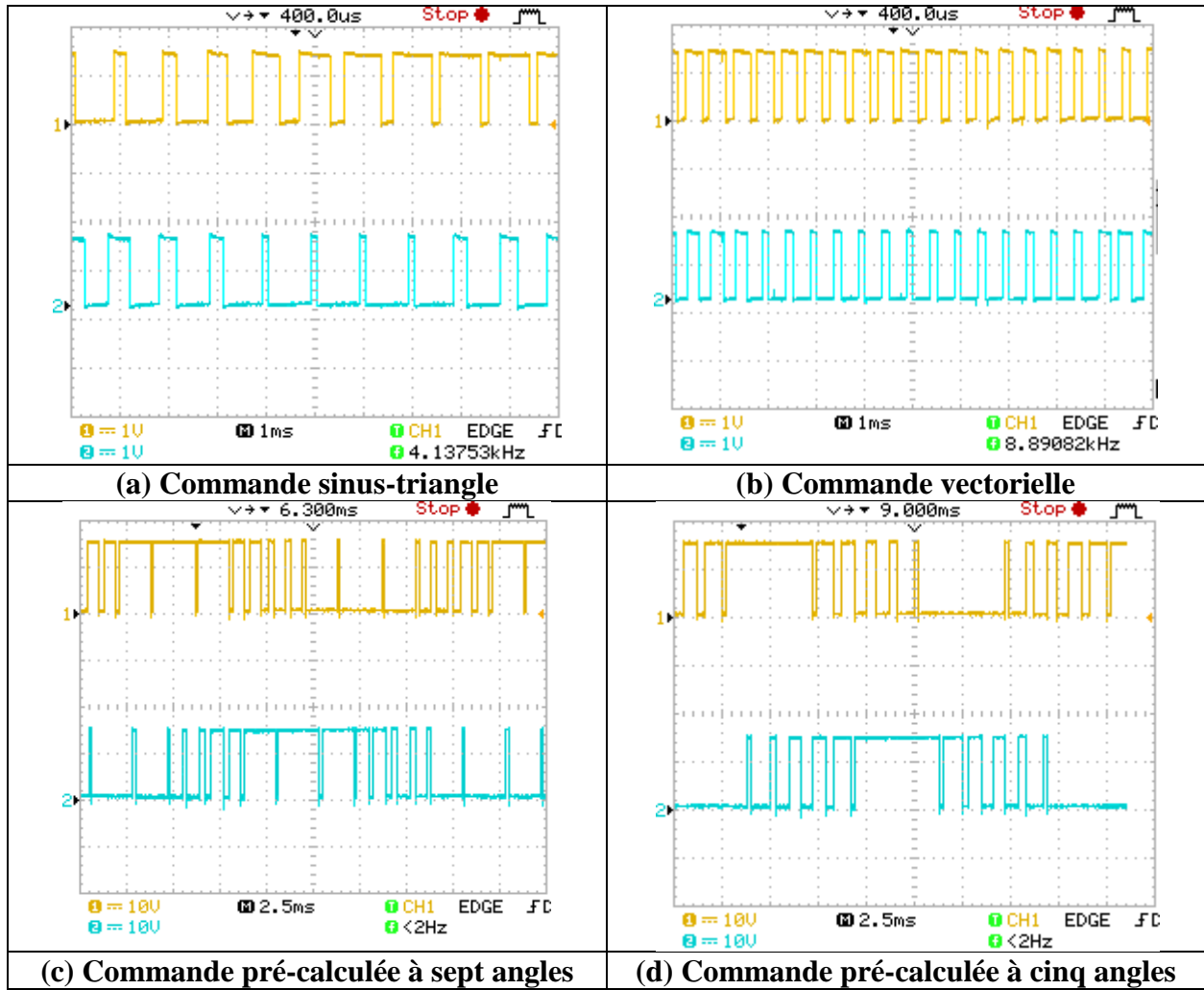


Figure IV-20: Comparaison de commandes

On remarque que le nombre de commutation est différent d'une technique à l'autre, L'augmentation de nombre de commutation augmente les pertes dans les interrupteurs de puissance ce qui engendre d'échauffement de ces derniers.

### IV.4.1. Harmonique

On compare le THD et le spectre harmonique de chaque technique :

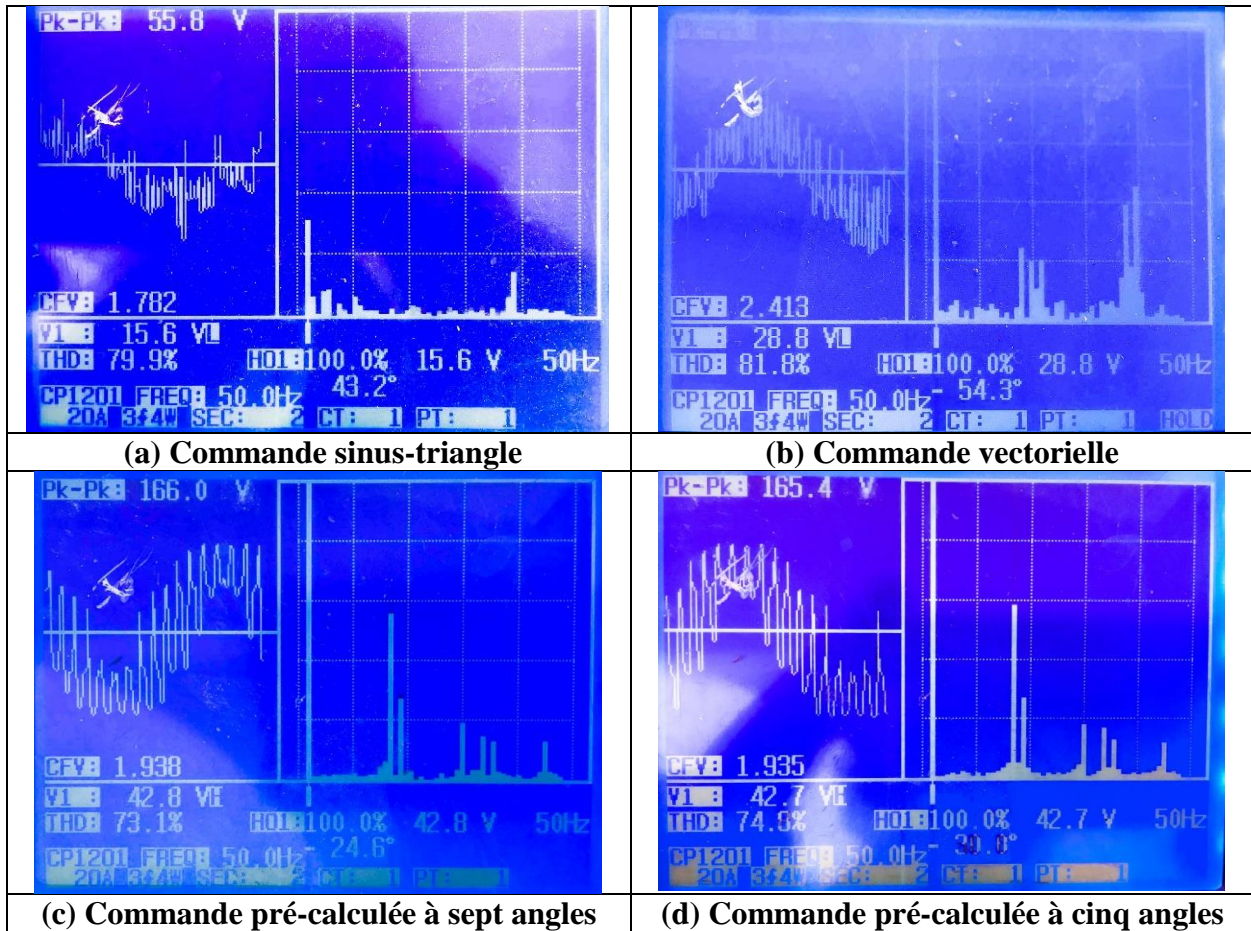


Figure IV-21: Comparaison des harmoniques

On remarque que le taux de distorsion harmonique pour les techniques MLI sinus-triangle et vectorielle est presque 80%, par contre on constate un léger abaissement pour techniques MLI pré-calculée et ceci due à l'élimination des harmoniques de rang inférieur, ceci provoque une augmentation considérable des harmoniques juste après celles éliminés (Figure IV-21(c) et (d)).

### IV.5. Conclusion

Dans ce chapitre nous avons présenté les résultats de simulation et expérimentaux, nous remarquons qu'il n'existe aucune différence entre eux vis-à-vis la tension et courant à la sortie de l'onduleur. Mais de faibles variations aux THD, avec un spectre de fréquence filtré à la technique pré-calculée pour les fréquences près de la fréquence fondamentale.

## *Conclusion générale*

Dans ce travail, nous avons pratiqué sur un onduleur de tension triphasé à deux niveaux des différents techniques de Modulation de Largeur d'Impulsion MLI telle que sinus-triangle, vectorielle et pré-calculée à cinq et sept angles sur une charge équilibrée R/L, en utilisant la carte d'interface dSPACE 1104 R&D.

La carte dSPACE 1104 et leur interface nous rend la réalisation de ces différents techniques très simple, il suffit de changer le programme de la technique pour basculer d'une technique à l'autre d'une part, et d'autre part la complexité de réalisation du circuit de commande s'intègre à l'élaboration du programme de la commande de cette technique. Cette carte comporte un DSP très performant qui lui permet d'être utilisée dans des commandes en temps réel.

Après la comparaison des résultats de différents techniques MLI, nous remarquons que la technique MLI pré-calculée présente des avantages par rapport aux autres techniques vis-à-vis le nombre de commutation et au spectre de fréquence. A cause de son faible nombre de commutation les pertes due à ce dernier sont faibles ; Et le spectre de fréquence montre que les harmoniques d'ordre inférieur sont éliminées qui nous facilite la réalisation de filtre pour avoir une bonne tension de sortie de l'onduleur.

Comme perspective, cette plateforme expérimentale permet aux chercheurs de développer ces techniques sur d'autre charges telle que les machines électrique, moteur, ...etc., et de mettre en œuvre plusieurs études théoriques en pratique.

## ***Bibliographie***

- [1] L. Lasne, *Electronique de puissance - Cours, études de cas et exercices corrigés*, 2e Edition. Paris: DUNOD, 2015.
- [2] S. Guy, L. Francis, and D. Philippe, *Électronique de Puissance: Structures, Commandes, Application*, 10e Editio. Paris: DUNOD, 2015.
- [3] F. Vasca, *Dynamics and Control of Switched Electronic Systems*. Springer, 2013.
- [4] Y. Rozanov, S. Ryvkin, E. Chaplygin, and P. Voronin, *Power Electronics Basics*. CRC Press, 2016.
- [5] W. Shepherd and Z. Li, *Power Converter Circuits*. Marcel Dekker, 2004.
- [6] B. L. Dokic and B. Branki, *Power Electronics Converters and Regulators*, 3rd Editio. Springer, 2015.
- [7] D. Rakesh, "Selective Harmonic Elimination of Single Phase Voltage Source Inverter Using Algebraic Harmonic Elimination Approach," 2004.
- [8] M. Correvo, "Introduction aux DSP orientés - applications industrielles," Haute Ecole d'Ingénierie et de GestionDu Canton de Neuchâtel.
- [9] A. Darkawi, "Initiation au système dSPACE, de l'interface RTI dans Simulink et de ControlDesk Next Generation," 2016.
- [10] Semikron, "Datasheet Semiteach: Three-phase rectifier + inverter with brake chopper," p. 2005, 2005.
- [11] D. O. Neacsu, *Converters Switching Power Medium and High Power*. CRC Press, 2014.
- [12] K. B. Bimal, *Modern Power Electronics And Ac Drives*. Prentice Hall, 2002.
- [13] D. G. Holmes and T. A. Lipo, *Pulse Width Modulation For Power Converters*. IEEE Press, 2003.
- [14] M. P. Kazmierkowski, K. Ramu, and B. Frede, *Control in Power Electronics: Selected Problems*. 2002.
- [15] M. Eric, *Power Electronic Converters: PWM Strategies and current control techniques*. Wiley, 2011.
- [16] D. O. Neacsu, *Power Switching Converter - Medium and High Power*. 2006.
- [17] M. K. Sen, B. H. L. Lee, and T. Wenshun, *Real-Time Digital Signal Processing*, 2nd Edition., vol. 0, no. 18. John Wiley and sons Ltd, 2001.
- [18] M. Barnes, "Practical variable speed drives and power electronics," p. 299, 2003.

- [19] J. D. Irwin, *The Power Electronics Handbook*. CRC PRESS, 2002.
- [20] D. Van, "Pulse width modulation inverter," EP Pat. 0,273,899, pp. 189–195, 1988.
- [21] M. Pinard, *Convertisseurs et Électronique de Puissance*. Paris: DUNOD, 2007.
- [22] E. C. dos S. Jr and E. R. C. da Silva, *Advanced Power Electronics Converters: PWM Converters Processing AC voltages*. Wiley, 2015.
- [23] M. M. Bech, *Analysis of Random Pulse-Width Modulation Techniques for Power Electronic Converters* by. 2000.
- [24] B. Christian, "Eléments constitutifs et synthèse des CVS," 1998.
- [25] K. B. Bimal, *Power Electronics and Motor Drives*. USA: Elsevier, 2006.
- [26] P. S. Bimbhra, *Power Electronics*, 4th Edition., vol. 1. Khanna Publishers, 2006.
- [27] E. Acha, V. Agelidis, O. Anaya-lara, and T. J. E. Miller, *Power Electronic Control in Electrical Systems*. 2002.
- [28] N. Mohan, *Power Electronics - A first course*, vol. 53, no. 9. 2013.
- [29] S. Ramkumar, "Performance enhancement strategies for power converters," Anna University, 2013.
- [30] A. M. Trzynadlowski, *Introduction to Modern Power Electronics*, 3rd Edition. Wiley, 2014.
- [31] A. Ghaffari, "dSPACE and Real-Time Interface in Simulink," Dept. Comput. Electr. Eng., vol. 12, pp. 10–12, 2012.
- [32] S. Hardware, "DS1104 R & D Controller Board A Powerful Prototyping System in Your PC," pp. 184–187, 2004.
- [33] dSPACE, "Hardware Installation and Configuration For DS1104 and CP1104/CLP1104 Connector Panels," no. March, p. 170, 2004.
- [34] N. Quijano, K. Passino, and S. Jogi, "A Tutorial Introduction to Control Systems Development and Implementation with dSPACE," Tutorial, Ohio State Univ. ..., 2002.

# ***ANNEXES***