

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية

MINISTRY OF HIGHER EDUCATION  
AND SCIENTIFIC RESEARCH

HIGHER SCHOOL IN APPLIED SCIENCES



المدرسة العليا في العلوم التطبيقية  
École Supérieure en  
Sciences Appliquées

وزارة التعليم العالي والبحث العلمي

المدرسة العليا في العلوم التطبيقية

## Mémoire de fin d'étude

Pour l'obtention du diplôme de Master

Filière : Electrotechnique

Spécialité : Energie et environnement

Présenté par : Moussadek Abdeldjebbar Hamilou Eddine Takiou Allah

Thème

# Optimisation des harmoniques issus d'un onduleur par l'algorithme de Newton-Raphson

Soutenu publiquement, le 06/ 07/ 2020, devant le jury composé de :

Dr Boukli Hacene Fouad	MCA	ESSA. Tlemcen	Président
Dr Brahami Mostefa	Professeur	Univ de SBA	Directeur de mémoire
M Nehari Larbi	Doctorant	Univ de SBA	Co- Directeur de mémoire
Dr Bousmaha Imen Souhila	MCB	ESSA Tlemcen	Examineur
Dr Kerboua Abdelfettah	MCB	ESSA Tlemcen	Examineur

Année universitaire : 2019 /2020

## **Remerciement**

Je tiens à remercier mon encadrant P. Brahami Mostefa, pour sa bienveillance et son aide, ainsi que monsieur Larbi Nehari.

Je tiens à remercier également le président et les membres du jury pour avoir accepté d'examiner ce travail.

Mes remerciements vont naturellement à toute l'équipe de ESSA Tlemcen, enseignants et employés

## **Dédicace**

A mes parents

# Résumé

Ce travail s'articule autour de la qualité d'énergie électrique, et a pour vocation d'éliminer les harmoniques les plus gênants issus d'un onduleur par un algorithme dit algorithme de Newton Raphson, en comparaison avec autre type de commande, la méthode N-R démontre sa puissance notamment sur le plan d'élimination d'harmonique et de contrôle d'amplitude, et rapidité de convergence, les résultats expérimentaux approuvent la fiabilité des modèles et de l'approche suivies

Mots clés : algorithme de Newton-Raphson, harmoniques, onduleur, commande MLI pré calculée

# Abstract

This work revolves around the quality of electrical energy, and aims to eliminate the most troublesome harmonics coming from an inverter by an algorithm known as the Newton Raphson algorithm. In comparison with other types of control, the N-R method demonstrates its power, particularly in terms of harmonic elimination and amplitude control, and speed of convergence, and the experimental results confirm the reliability of the models and the approach used.

Key words: Selective harmonic elimination, inverters, PWM, Newton-Raphson

# ملخص

يدور هذا العمل حول جودة الطاقة الكهربائية، والهدف منه إزالة التوافقيات الكهربائية الناتجة عن العاكسات الكهربائية تحول التيار المستمر الى تيار متناوب، وقد استعملنا في هذا العمل خوارزمية نيوتن رافسن لتحسين التيار التي الكهربائي، التي تتميز بسرعة إيجاد الحلول مما مكن تقليص التوافقيات والتحكم في السعة. النتائج التجريبية تؤكد صحة العمل النظري

كلمات مفتاحية: طاقة كهربائية، خوارزمية رابطة الأبطال، عاكسات كهربائية

# Sommaire

---

## Table des matières

### Résumé

Abstract

Introduction générale.....	1
1 Introduction .....	4
1.1. Qualité d'énergie électrique.....	4
1.1.1. Définition de la qualité d'énergie.....	4
1.1.2. Source de perturbation de la qualité d'énergie.....	5
1.1.3. Effet d'une mauvaise qualité d'énergie.....	6
1.2. Harmoniques.....	7
1.2.1. Définition .....	7
1.2.2. Remèdes contre les harmoniques .....	7
1.2.3. Transformateurs d'isolation .....	10
1.3. Grandeurs caractéristiques d'un signal.....	12
1.3.1. Rang d'harmonique .....	12
1.3.2. Représentation spectrale.....	12
1.3.3. Valeur efficace .....	12
1.3.4. Taux de distorsion harmonique THD.....	13
1.3.5. Facteur de puissance.....	13
1.3.6. Facteur de puissance négatif.....	15
Conclusion.....	15
2.1 Définition .....	17
2.2 Historique .....	17
2.3. Classifications et types d'onduleur.....	18
2.3.1. Type d'onduleur : .....	19
2.3.2. Classification des onduleurs.....	19
2.4 Onduleur monophasé.....	20
2.4.1. Onduleur à demi pont.....	20
2.4.2. Onduleur pont complet (H-bridge).....	22

2.5	Onduleurs triphasés .....	26
2.5.1.	Structure de l'onduleur triphasé .....	26
2.5.2.	Stratégie de commande 180 et 120 degré .....	29
2.5.3.	Onduleurs multiniveaux .....	31
2.6	Commande MLI .....	34
2.6.1.	Classification des stratégies MLI .....	34
2.6.2.	Paramètre de base d'une stratégie MLI .....	35
2.6.3.	MLI VECTORIELLE Space-vector modulation SVM (SVPWM) .....	36
2.6.4.	MLI Pré -Calculée SHE .....	39
2.6.5.	Critère de choix des interrupteurs .....	41
2.7.	Conclusion.....	42
3	Chapitre 3 Algorithme et simulation .....	44
3.1.	Introduction .....	44
3.2.	Méthode de newton pour trouver la racine d'une fonction monovariablen.....	44
3.3.	Méthode de Newton pour trouver un minimum d'une fonction mono variable.....	45
3.4.	Méthode de Newton pour fonction a plusieurs variables .....	45
3.5.	Pseudo-code et organigramme de la méthode de N-R .....	46
3.6.	Formulations des équations cibles .....	47
3.7.	Simulation Sous Matlab et résultats .....	48
3.7.1.	Présentation de la simulation Monophasée .....	48
3.7.2.	Essai sur onduleur triphasée .....	50
3.8.	Elimination de 6 rangs d'harmonique.....	55
3.9.	Discussion et interprétation des résultats.....	56
	Chapitre 4 Implémentation sur RT-LAB.....	59
4.1.	Introduction .....	59
4.2.	Présentation du RT-Lab.....	59
4.3.	Architecture de RT-LAB OP5600.....	61
4.4.	Implémentation des commandes et m'manœuvre pratique .....	62
4.4.1.	Présentation du matérielles utilisés dans l'expérimentation.....	63
4.4.2.	Montage et manœuvre pratique.....	65
4.4.3.	Réalisation sur RT-LAB.....	66
4.5.	Résultats.....	67
4.5.1.	Comparaison entre les résultats de la simulation et les résultats réelle.....	71
4.5.2.	Interprétation des résultats.....	71
4.6.	Conclusion .....	72
	Conclusion générale .....	74

---

# **Introduction générale**

---

## Introduction générale

La conception des réseaux électriques modernes est dictée par des exigences de haute efficacité, de grande fiabilité et de faible impact sur l'environnement. Dans un effort pour atteindre ces objectifs, il est de plus en plus nécessaire d'intégrer les sources d'énergie renouvelables dans le réseau électrique existant. L'inclusion des systèmes d'énergie renouvelable dans le réseau exige que des changements soient apportés pour que le maximum de potentiel de ces systèmes puisse être réalisée tout en répondant aux besoins énergétiques des clients utilisant le réseau

Toute tentative au niveau du réseau, visant à le moderniser, et à intégrer de nouvelles sources passe impérativement par une compréhension profonde de sa structure, les figures i et ii présentent les différences majeures entre un réseau électrique classique et moderne ainsi les points d'injection et le flux bidirectionnel de puissance.

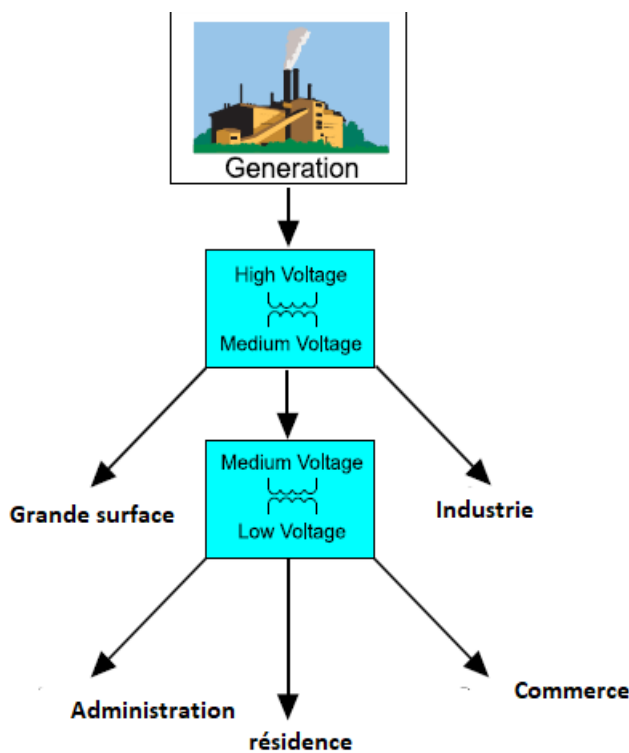


Figure -ii réseau classique

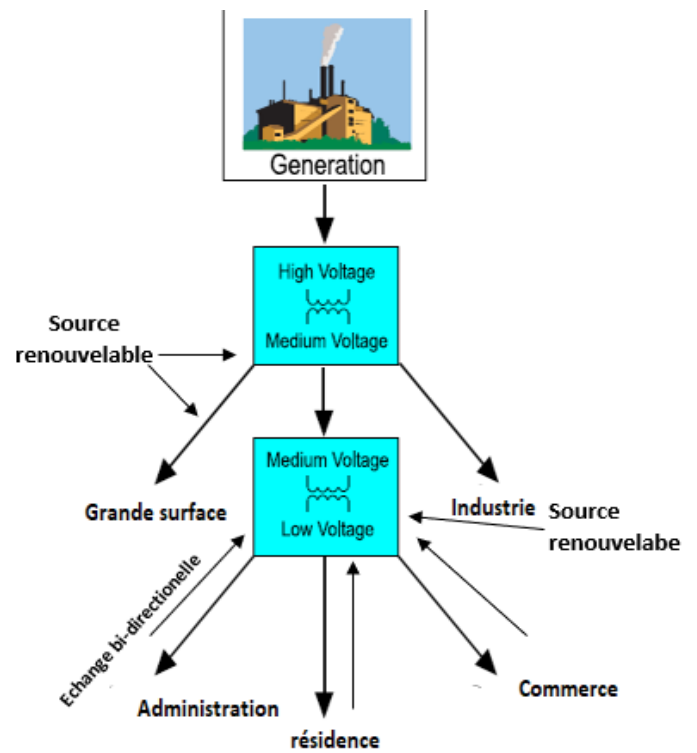


Figure -i réseau moderne " Smart"

L'onduleur se trouve au centre de la structure des réseaux modernes, il sert d'interface de conversion d'énergie de la forme DC vers la forme AC afin d'alimenter la charge en courant alternatif or ces onduleurs doivent répondre aux normes de qualité d'énergie électrique qui se traduisent par une bonne forme d'onde et un contenu harmonique réduit. Cependant ces



## Introduction générale

onduleurs s'appuient sur des semi-conducteurs pour assurer la conversion d'énergie électrique. Ces derniers étant commandés par différents types de stratégies de commande, notamment MLI, MLI vectorielle, MLI précalculé (SHE<sup>1</sup>), cette dernière présente un intérêt majeur vis-à-vis de son rendement et offre, en cas d'utilisation correcte, une élimination de plusieurs rangs harmoniques ciblés au préalable. La difficulté majeure réside dans le calcul précis des instants de commutations afin de réussir l'élimination de ces harmoniques. La littérature présente deux types d'approches visant à faire ce calcul, une approche moderne s'appuyant sur des algorithmes modernes, et une approche classique utilisant des algorithmes itératifs et pourtant efficace tel que l'algorithme de Newton-Raphson qui est la pièce maîtresse de notre travail, et pour instaurer un fil conducteur scientifique et logique ce travail est subdivisé en 4 chapitres qui sont

Le chapitre 1 est consacré à l'état de l'art où nous allons définir les concepts de bases tout en présentant les solutions actuellement utilisées pour remédier aux problèmes d'harmonique en se basant sur les dernières publications scientifiques consacrées à ce sujet[1].

Le chapitre 2 intitulé onduleur, est le point commun entre tous les travaux de PFE qui ont une liaison avec l'électronique de puissance. Nous le présenterons différemment, tout en mettant les précisions nécessaires sur les points importants et ainsi apporter l'éclairage sur son histoire, ses structures, les différents types de commande et les limites de chacune.

Le chapitre 3 intitulé Algorithme et simulation dédié à l'algorithme de Newton-Raphson, et à l'implémentation de la commande issue de ce dernier sur différents types d'onduleur, tout en mettant l'accent nécessaire sur les différents aspects de la méthode de N-R, on expliquera aussi la formulation des équations cibles ainsi nous aurons les résultats SHE pour différents rangs d'harmonique

Le chapitre 4 quant à lui est le test réel de nos travaux, par le biais de RT-LAB illustré et présenté en détail.

Ce travail s'achèvera par une conclusion générale, et une bibliographie qui regroupe l'ensemble des documents consultés au cours du travail réalisé.

---

<sup>1</sup> Selective harmonic elimination

---

# **Chapitre 1** Etat de la question

---

# Chapitre 1 : Etat de la question

---

## 1 Introduction

La croissance démographique et la demande d'énergie ainsi que la croissance économique ont popularisés les sources d'énergie renouvelables. Les ressources énergétiques classiques se trouvent généralement dans des endroits isolés, loin des centres de distribution peuplés. La circulation des courants dans les longues lignes HVDC et HVAC et dans les transformateurs de distribution provoquent des pertes en ligne considérable, une dégradation dans la qualité d'énergie de la source jusqu'au consommateur final, de ce fait et pour d'autres considérations environnementales les énergies renouvelables sont implantées généralement pas loin des villes et l'élément clé de ce couplage des énergies renouvelables au réseau classique est l'onduleur qui doit assurer l'alimentation des charges en courant alternatif, répondant au critère de la qualité et de la disponibilité. Dans ce chapitre nous allons mettre le point sur différents aspects importants pour une compréhension profonde de la qualité d'énergie électrique, des sources de pollutions et des techniques et technologies implémentée pour y remédier.

### 1.1. Qualité d'énergie électrique

#### 1.1.1. Définition de la qualité d'énergie

La qualité de l'énergie électrique PQ<sup>2</sup> est définie comme “ Tout problème d'alimentation se manifestant par un écart de tension, de courant ou de fréquence qui entraîne des dommages, un dysfonctionnement ou un mauvais usage des équipements de consommateur.” [2] c'est la mesure permettant d'analyser la forme, l'amplitude, et la fréquence d'une source électrique, tout en assurant qu'elle soit conforme à un cahier de charge ou une norme de référence. Une charge est dite linéaire si la forme du signal à ses bornes suit la forme du signal fourni par la source donc elle est non déformante, dans le cas inverse elle est dite non-linéaire. La quasi-totalité des outils électriques qu'on utilise quotidiennement sont non linéaires à cause de la présence des semi- conducteurs. D'une manière pratique lorsque le courant et la tension d'une charge sont proportionnelles et aucune déformation n'est observée sur les formes d'ondes on

---

<sup>2</sup> Power quality

dit que la charge est linéaire. La conformité en amplitude et en fréquence sont aussi des critères importants de la qualité d'énergie électrique.

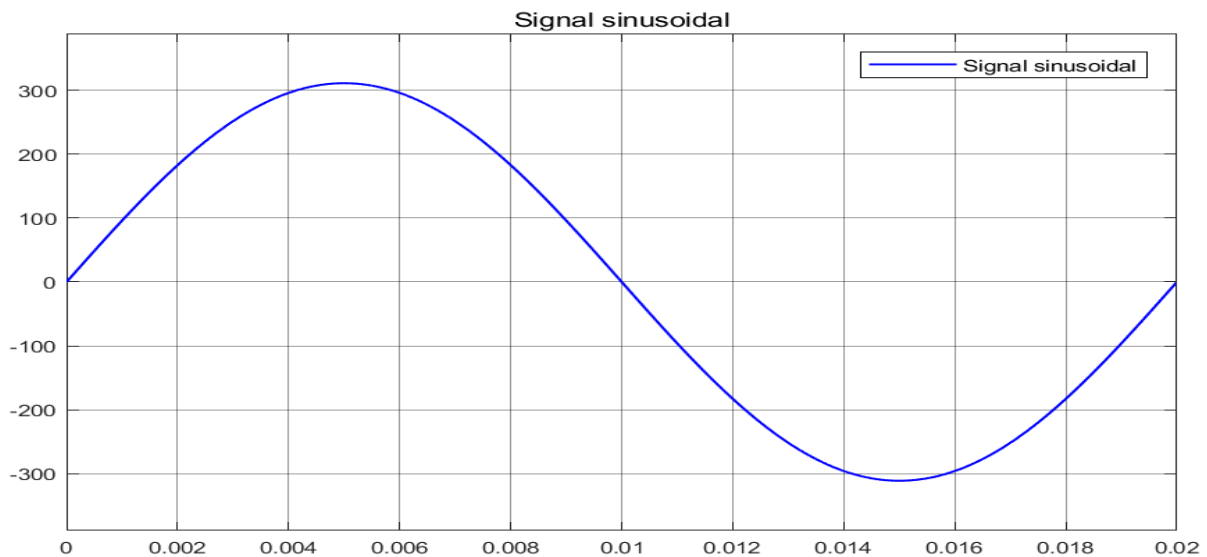


Figure. 1.1 : Forme d'onde sinusoïdale idéale en fonction du temps

### 1.1.2. Source de perturbation de la qualité d'énergie

Les sources des perturbations peuvent être classifiées en deux catégories selon leurs provenances : perturbation issue de la charge et perturbation issue de la source. Les perturbations issues de la charge ont pour origine la nature non linéaire de pratiquement tous les composants à semi-conducteurs, lampe fluorescente, variateur de vitesse et plein d'autres outils nécessaire et indispensable pour le mode de vie moderne. Les perturbations issues de la source viennent de l'imperfection des alternateurs (l'asymétrie du champ magnétique) [2] ou des commutateurs inclus dans la conception des onduleurs, et c'est ce dernier point qui nous intéresse en particulier dans notre travail. La figure 1.2 montre une déformation dans le signal précédemment décrit comme idéal.

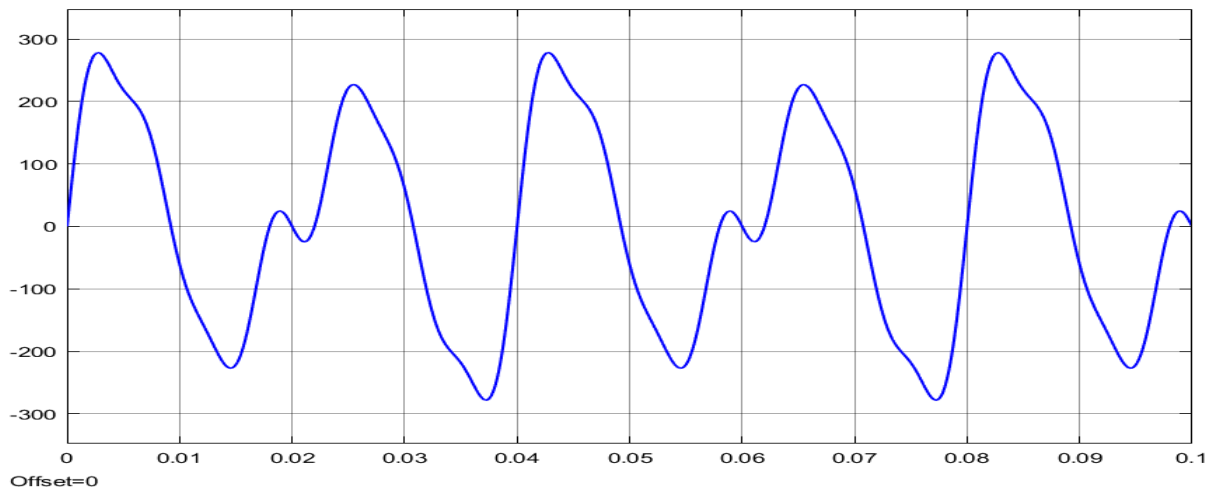


Figure 1-2 Signal déformé par les harmoniques

### 1.1.3. Effet d'une mauvaise qualité d'énergie

Les effets d'une mauvaise qualité d'énergie électrique ont des répercussions à la fois techniques et économiques. Techniquement une alimentation électrique dont le signal est trop bruité ou ne respecte pas les conditions de mise en marche (amplitude, fréquence) dégrade les performances, particulièrement dans les applications à haute précision telle que la robotique entre autres. Cette anomalie réduit la durée de vie des composants et par conséquent les appareillages, augmentant les pertes et l'énergie réactive [3]. Economiquement des études ont montré que les harmoniques ont des coûts, directs et indirects, directs car c'est une énergie produite mais non utile et indirects comme les pertes joules qui dégradent l'état des conducteurs et des composants. Une étude publiée en 2005 montre que les coûts dus aux harmoniques en Alexandrie s'élèvent à 3.25 millions de dollars /an [4]. En Europe la situation n'est pas bien meilleure sur une publication de l'institut Leonardo da Vinci les chercheurs ont calculé que les coûts de perte causée par une mauvaise qualité d'énergie électrique s'élèvent à 10 milliards d'euro annuellement en Europe [5]. D'autre part les creux de tensions, les coupures et les fluctuations (Flickers) réduisent la qualité du signal électrique. D'après l'institut Leonardo da Vinci les blackouts sont les problèmes les plus coûteux en matière de qualité d'énergie électrique, pire qu'une énergie de mauvaise qualité, les blackouts signifient l'absence totale d'alimentation électrique. Généralement les blackouts n'arrivent que rarement et ne durent que quelques secondes mais parfois dans des cas extrêmes ceci peut prendre jusqu'à quelques jours et dans ce cas, des millions d'euros sont perdus chaque jour [5].

## 1.2. Harmoniques

### 1.2.1. Définition

“ Composante sinusoïdale d'une onde ou d'une grandeur périodique ayant une fréquence égale à un multiple entier de la fréquence fondamentale “IEEE.

Le concept d'harmonique a été introduit au début du XIX<sup>ème</sup> siècle par Joseph Fourier, en démontrant que tout signal périodique peut être représenté par une somme ou série des sinusoïdes de fréquences discrètes. La composante zéro de la série dite de Fourier est la composante continue, tandis que la première composante est appelée composante fondamentale. Dans le cas des systèmes raccordés au réseau, celle-ci est une composante de la fréquence nominale du réseau (50Hz/60Hz). Le reste des composantes de la série sont appelées harmoniques et sont multiples de la fréquence fondamentale. [6]

Les études modernes ont mis le point sur deux autres concepts connexes à l'harmonique, les inter harmoniques “interharmonics” et les sous-harmonique “subharmonics”. Les premiers sont des composantes qui apparaissent dans l'analyse spectrale et dont l'amplitude n'est pas un multiple entier de la fréquence du réseau, et les seconds sont des composantes dont la fréquence est inférieure à la fréquence du réseau. Contrairement aux harmoniques, les inter harmoniques et les sous-harmoniques ont des origines différentes. Deux provenances sont essentiellement la cause de ces derniers, une transition rapide et non périodique du courant/tension provoquée par un changement d'état au niveau de la charge. La deuxième source est la commutation de convertisseurs statiques non synchronisés à la fréquence du réseau électrique .[7]

### 1.2.2. Remèdes contre les harmoniques

Pour éliminer /minimiser les harmoniques il est inévitable de les quantifier pour analyser leur ampleur. Une analyse dite spectrale permet de visualiser leur amplitude et les fréquences correspondantes à chaque rang. Un passage par le THD est indispensable pour comparer les solutions et les corrections apportées. De ce fait plusieurs approches et solutions ont été développées au cours des temps pour remédier à ces parasites. Des solutions dites préventives (modernes) et autres correctives (classiques).

#### 1.2.2.1. Approches classiques

L'approche classique représente les premières tentations de réduire les harmoniques voir les enlever. Elle s'articule autour du filtrage, pour y arriver plusieurs filtres co-existent, on trouve notamment les filtres passifs, actifs et hybride. IEEE Std. 519-1992 est la norme pour standardiser la mise en place et la conception des filtres.

### 1.2.2.1.1. Filtres passifs

Les filtres passifs PPF<sup>3</sup> sont des circuits électroniques analogiques permettant le passage ou pas d'une certaine gamme de fréquence. Ils peuvent être classifiés en filtre passe bas, passe haut, rejet de bande et passe bande, ou selon leur ordre i.e. (filtre de premier ordre, second ordre) dont les fonctions de transfert diffèrent. Ils sont utilisés pour leur simplicité et leur coût bas. Les filtres passifs ont naturellement des limites il faut impérativement un filtre passif pour chaque harmonique à éliminer. Donc si on désire éliminer plusieurs rangs d'harmonique la complexité et la lourdeur des circuits deviennent importantes. D'autre part un filtre n'a pas un comportement parfait (idéal), en pratique les filtres ne font que diminuer l'amplitude d'harmonique ciblée. Souvent une association d'une capacité en parallèle est envisagée pour augmenter le facteur de puissance.[8]. La figure 1.3 montre les différentes associations adoptées par IEEE.

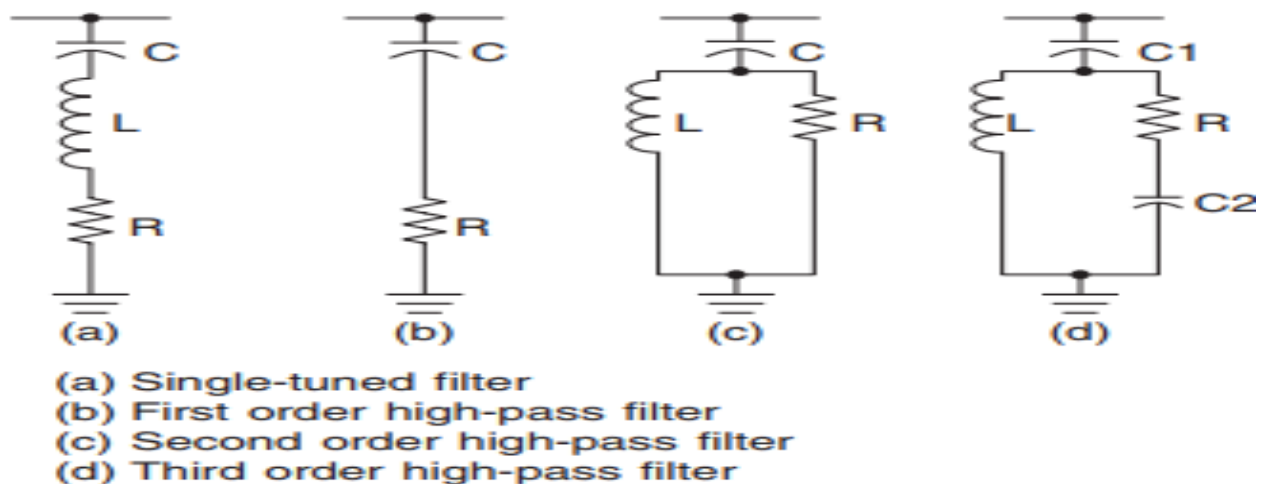


Figure 1.3 : modèles de filtres passifs IEEE

### 1.2.2.1.2. Filtres actifs

Les filtres actifs contrairement aux filtres passifs incluent des amplificateurs ou des transistors d'où l'appellation "actif" ces filtres ont la particularité de pouvoir filtrer plusieurs gammes de fréquence sans pour autant changer les valeurs de ses composants analogiques. Leur inconvénient réside dans leur coût relativement élevé, et la nécessité de plus de puissance pour alimenter les amplificateurs-opérationnels, la figure 1.4 présente un exemple de montage de filtre actif.[9]

<sup>3</sup> PPF:passive power filter

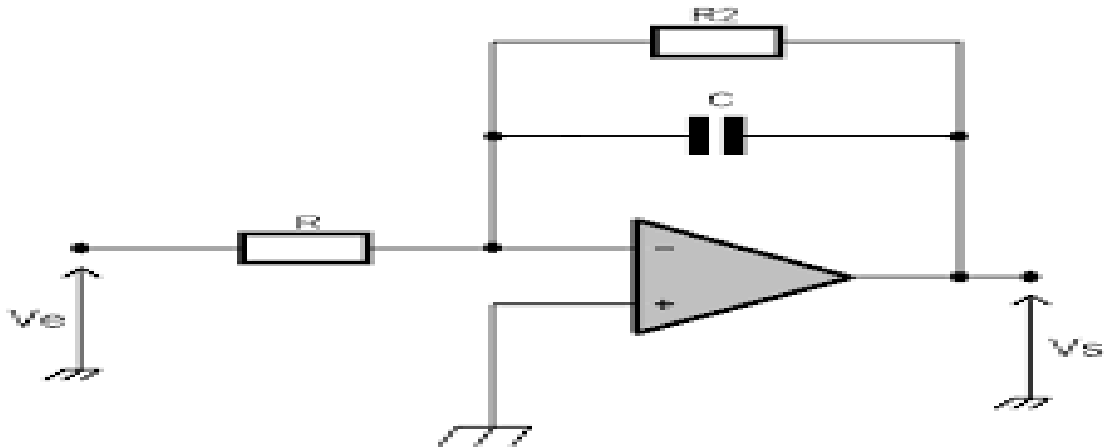


Figure 1-4 : schéma d'un filtre actif passe haut avec Am-op

### 1.2.2.1.3. Filtres hybrides

Les filtres hybrides sont une composition de plusieurs filtres actifs et/ou passifs afin de combiner les points forts de chaque filtre. L'élimination des harmoniques et la compensation de l'énergie réactive et partagée entre les deux filtres (actif, passif) [3]. Sur le montage de la figure 1.5 on illustre un modèle type des filtres hybrides développé par IEEE

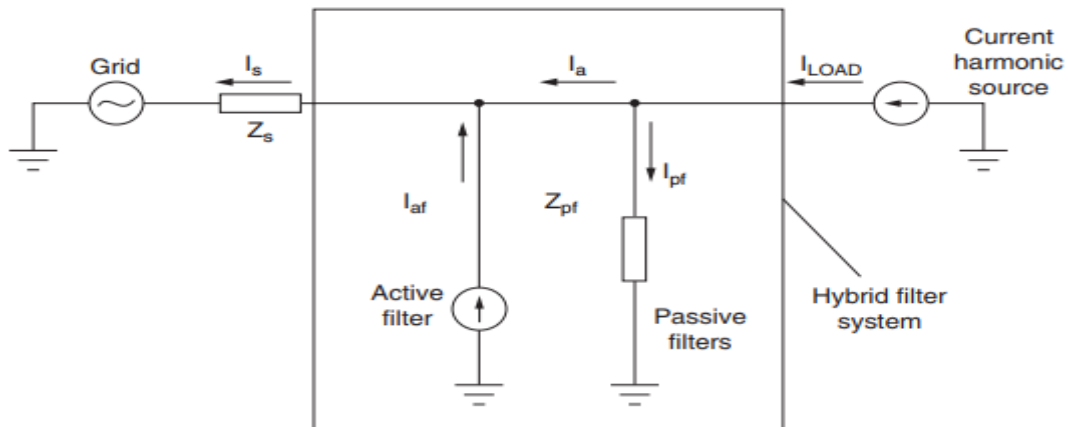


Figure 1-5 : Filtre hybride IEEE 2002

### 1.2.2.2. Critère et guide de choix du filtre

Les filtres précédemment décrits présentent chacun des points forts et des points faibles et combinent des propriétés adaptées à chaque domaine d'application et la prise en compte de l'aspect budgétaire est un facteur important pour assurer les meilleurs rapports. On présente ci-dessous l'essentiel de points à prendre en considération pour choisir le système de filtrage adéquat.

-Le filtre passif permet à la fois la compensation d'énergie réactive, une grande capacité de filtrage en courant. L'installation où est placé le filtre doit présenter une stabilité suffisante, avec



peu de fluctuation de charge. Si la puissance réactive fournie est importante, il est conseillé de mettre hors tension le filtre passif pendant les périodes de faible charge. L'étude de raccordement d'un filtre doit tenir compte de la présence éventuelle d'une batterie de compensation et peut conduire à sa suppression. (Schneider)

- Le filtre actif permet le filtrage des harmoniques sur une large bande de fréquence. Il s'adapte à n'importe quelle charge. Cependant, sa puissance harmonique est limitée.

- Le filtre hybride réunit l'ensemble des performances des filtres passifs et actifs.

Ces critères permettent d'édicter un guide de choix de filtre, en fonction de l'application concernée :

Type d'application	Filtre passif	Filtre actif	Filtre hybride
Bâtiment tertiaire (informatique, climatisation, éclairage, ascenseurs)	■	■ ■ ■	■ ■
Industrie papier, carton, plastique (convoyage, enrouleurs, dérouleurs)	■ ■ ■	■	■ ■
Industrie traitement de l'eau (pompage, brassage)	■ ■	■ ■ ■	■ ■ ■
Manutention (levage, remontées mécaniques)	■ ■	■	■ ■ ■

**Légende :**

- ■ ■ : totalement adapté
- ■ : totalement adapté techniquement, mais économiquement non optimisée
- : solution satisfaisante

Figure 1-6 : Critère de choix d'un filtre (Schneider)

### 1.2.3. Transformateurs d'isolation

Les transformateurs d'isolation bénéficient d'une ingéniosité remarquable, les appareils branchés sur le secondaire du transformateur se trouvent protégés vis-à-vis du reste des appareillages, si par accident le courant augmente dans la partie primaire, les appareils sur le secondaire restent hors portée de ces fluctuations de courant. Concernant la protection contre les harmoniques les transformateurs d'isolement utilisent leur propre réactance pour réduire la distorsion harmonique des charges non linéaires. Les transformateurs d'isolement sont utilisés

en configuration Y-D (étoile /triangle) [1]. Un Bouclier (Shield) entre l'enroulement primaire et secondaire atténue le bruit. L'effet de couplage de transformateurs permet la suppression de certains rangs d'harmoniques[1]. En fonction des types de couplages différents rangs d'harmoniques sont atténués :

Un couplage Dy1 arrête les harmoniques de rangs 5 et 7 (voir Figure 1.7)

Un couplage Dy arrête les harmoniques de rang 3,

Un couplage DZ 5 arrête les harmoniques de rang 5.

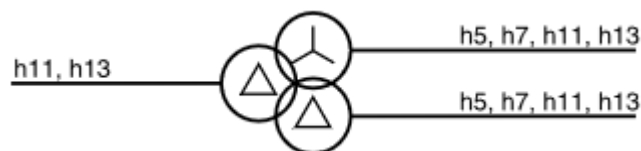


Figure 1-7 : Harmoniques arrêtés en fonction du couplage

Il est à noter que les transformateurs d'isolement engendrent également une protection physique au matériel et aux personnes placés en amont comme le montre la figure 1.8, l'idée réside dans l'absence de branchement à la terre coté du secondaire.

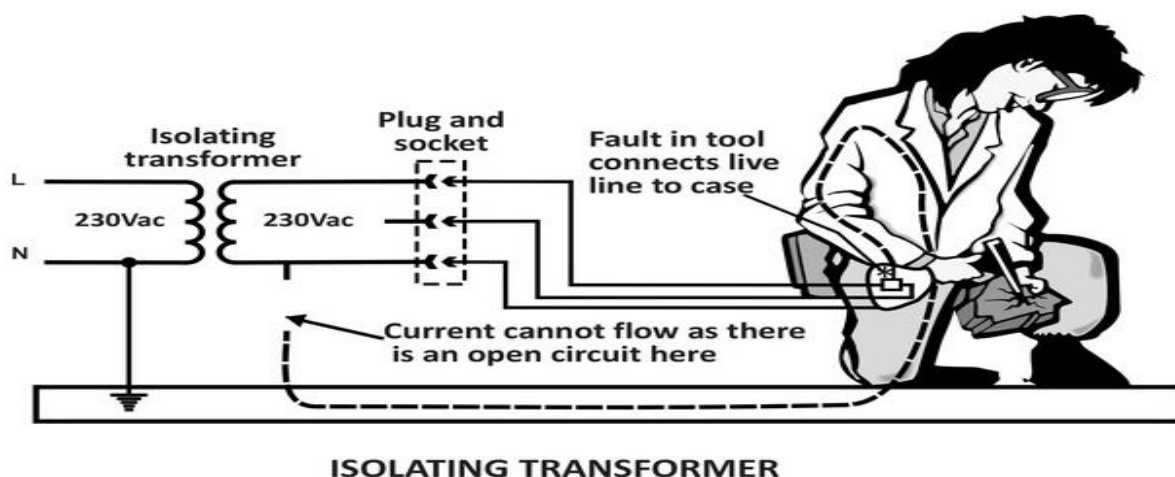


Figure 1-8 Protection fournie par le transformateur d'isolement

### 1.2.3.1. Approches modernes

L'approche moderne s'articule autour de la commande des onduleurs par des algorithmes métaheuristique rapide et efficace dans le but est d'adapter la commande pour éliminer les harmoniques dès la source (onduleurs). Plusieurs algorithmes ont fait leur preuve dans ce domaine tel que PSO, HS, algorithme génétique et d'autres. Le principal but de ces algorithmes est de résoudre des équations non linéaires issues du développement en série de Fourier des

signaux à optimiser. Ces méthodes numériques donnent les instants de commutations précis, permettant d'éliminer un certain nombre d'harmonique.

### 1.3. Grandeurs caractéristiques d'un signal

#### 1.3.1. Rang d'harmonique

Le rang harmonique est le rapport entre la fréquence  $f_h$  et celle du fondamental, généralement la fréquence industrielle vaut 50Hz ou 60Hz, par convention la fondamentale a le rang 1. [10]

$$h = \frac{f_h}{f_1} \quad (1.1)$$

#### 1.3.2. Représentation spectrale

La représentation spectrale est le passage du domaine temporel au domaine fréquentiel grâce à la transformée de Fourier. Elle permet de visualiser l'amplitude et la fréquence de chaque composante périodique du signal ainsi que la composante continue qui est la valeur moyenne du signal.

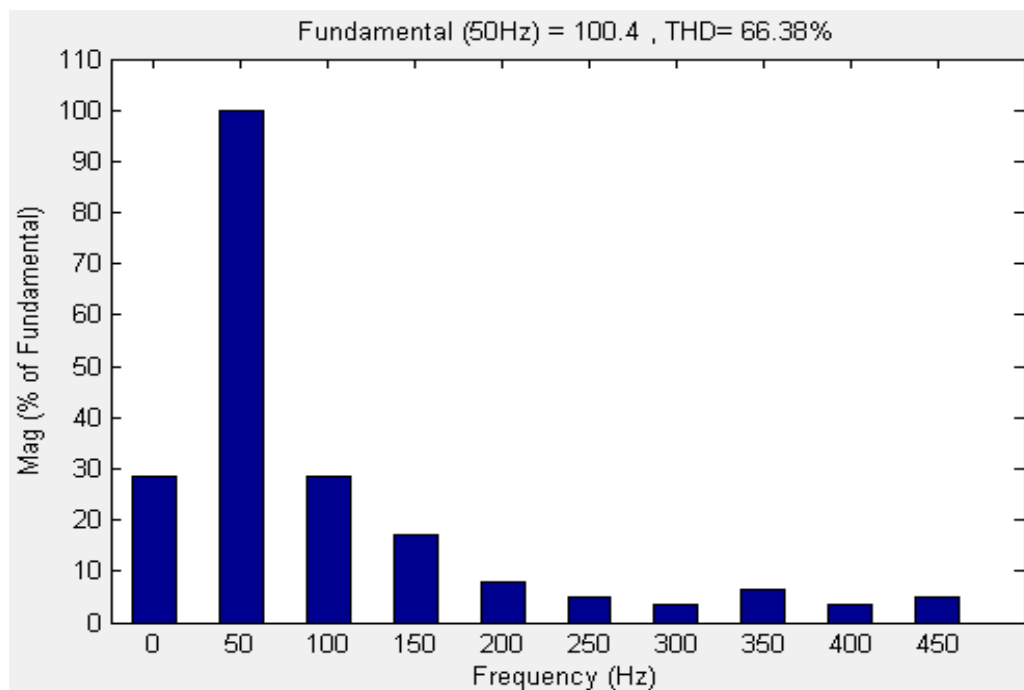


Figure 1-9 Exemple de représentation spectrale

#### 1.3.3. Valeur efficace

La valeur efficace ou RMS<sup>4</sup> est une grandeur importante pour évaluer un signal électrique entre autres la RMS est égale à la valeur du courant continu qui produirait la même dissipation moyenne de puissance dans une charge résistive.

<sup>4</sup> RMS: root mean square

Soit un signal  $s(t)$ , sa valeur efficace vaut

$$rms = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T s^2(t) dt} = \frac{S_{max}}{\sqrt{2}} \quad (1.2)$$

L'évaluation de la valeur efficace est possible par les composants de la série de Fourier.

$$rms = \sqrt{\sum_{h=1}^{\infty} s_h^2} \quad (1.3)$$

NB : comme le calcul de la somme infinie est pratiquement impossible l'équation précédente donne une évaluation grossière du RMS.

#### 1.3.4. Taux de distorsion harmonique THD

C'est l'indice de présence des composantes harmoniques dans un signal. C'est une mesure de la valeur effective des composantes harmoniques d'une forme d'onde déformée, qui est définie comme la valeur efficace des harmoniques exprimée en pourcentage par rapport au fondamental. [3]

$$THD = \sqrt{\frac{V_{eff}^2 - V_{1,eff}^2}{V_{1,eff}^2}} \quad (1.4)$$

Il est à noter que plusieurs expressions de la THD existent, Elles donnent le même résultat mais celle choisie reflète la définition donnée. Il existe des normes pour encadrer les limites acceptables de la présence d'harmonique qui se basent sur le THD. Le tableau 1.1 récapitule les limites de THD selon la norme IEEE19 et EN50160. Pour les réseaux moyenne tension seuls les premiers harmoniques sont prises en considération pour leur effet remarquable.

Parameter	IEEE519	EN50160
Voltage Total Harmonic Distortion	8%	8%
3rd voltage harmonic	5%	5%
5th voltage harmonic	5%	6%
7th voltage harmonic	5%	5%
9th voltage harmonic	5%	1.5%
11th voltage harmonic	5%	3.5%

Tableau 1.1 : des limites normalisées de la THD

#### 1.3.5. Facteur de puissance

Le facteur de puissance est un nombre permettant la mesure de l'efficacité avec laquelle une charge spécifique consomme de l'électricité pour produire du travail [1][2]. Plus le facteur de

puissance est élevée, plus le travail produit est important pour une tension et un courant donné. Le facteur de puissance est toujours mesuré comme le rapport entre la puissance réelle (active) en kilowatts (kW) et la puissance apparente en kilovolt-ampères (kVA). La puissance active (P) est convertie en énergie utile, chaleur, lumière et mouvement, mais la puissance réactive (Q) n'accomplit aucune tâche réelle. Il s'agit d'une perte naturelle associée à l'utilisation de la puissance active. Pour les charges linéaires, la puissance apparente en kVA =  $V * I$ , est la somme vectorielle de la puissance réactive en kVAR (Q) et de la puissance active en kW (P). Le facteur de puissance vaut  $\frac{P}{S} = \cos\theta$ , où  $\theta$  est l'angle compris entre S et P. L'augmentation de l'angle  $\theta$  augmentera Q, tout en réduisant la valeur de P ce qui entraîne la dégradation du facteur de puissance. Les charges inductives telles que les moteurs à induction font en sorte que leur courant soit en retard sur la tension, les condensateurs quant à eux ont le courant en avance sur la tension, et les charges purement résistives tirent leur courant en phase avec la tension pour les circuits avec des charges strictement linéaires (une situation rare)[2]. des batteries de condensateurs peuvent être ajoutées au système pour améliorer le facteur de puissance.[11]

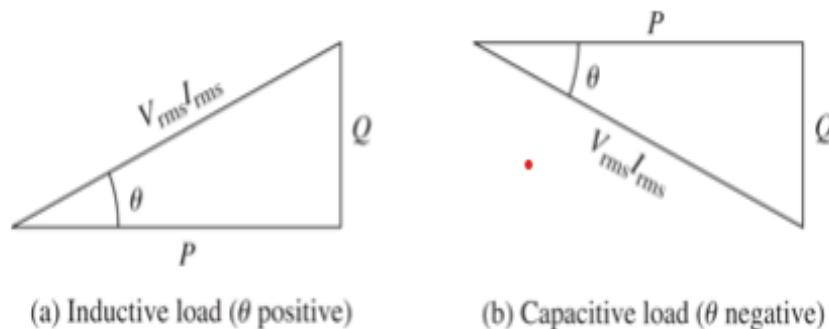


Figure 1-11 Triangle de puissance

Or ce calcul ne prend pas en compte la présence d'harmoniques qui déforment le signal et par conséquent le facteur de forme. La présence d'harmoniques donne naissance à la puissance déformante [12]

$$D = \sqrt{I_c^2 - I_{c1}^2} \quad (1.5)$$

La puissance déformante glisse la puissance apparente  $S_1$  comme le montre la figure 1.12 et de ce fait l'expression finale de S vaut :

$$S = \sqrt{p^2 + Q^2 + D^2} \quad (1.6)$$

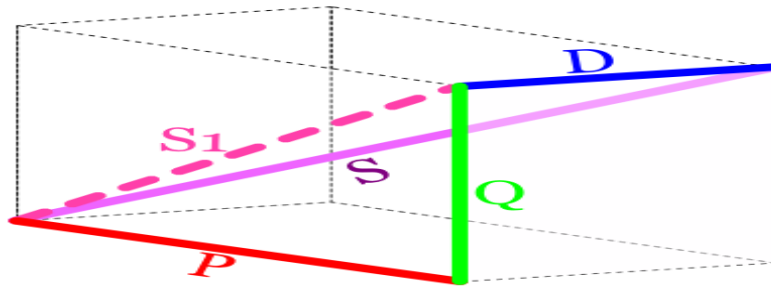


Figure 1-12 Représentation vectorielle de la puissance apparente

Donc le facteur de puissance  $F_p$  est égal au rapport de la puissance active  $P$  par la puissance apparente  $S$  :

$$F_p = \frac{P}{S} = \frac{P}{\sqrt{P^2 + Q^2 + D^2}} = \cos\theta * \cos\gamma \quad (1.7)$$

Ainsi, les harmoniques créent une puissance dite déformante qui dégrade le facteur de puissance. Il en découle que l'élimination des harmoniques améliore directement le facteur de puissance.

### 1.3.6. Facteur de puissance négatif

Un facteur de puissance négatif se produit lorsque l'appareil (qui est normalement la charge) génère de l'énergie, par exemple sous l'effet d'un alternateur, des condensateurs de compensation ou des panneaux solaires, cette énergie remonte jusqu'à la source. Dans un système d'alimentation électrique, une charge avec un faible facteur de puissance tire plus de courant qu'une charge avec un facteur de puissance élevé pour la même quantité de puissance utile transférée. Les concepts de facteur de puissance négatif et de puissance négative sont des idées relativement nouvelles dans le domaine de l'ingénierie électrique [2][1]. La correction du facteur de la puissance peut être améliorée jusqu'à l'unité, mais le facteur de puissance de distorsion est limité à la présence d'harmoniques.

## Conclusion

Dans ce chapitre nous avons présentés les concepts fondamentaux autour duquel s'articule notre travail, notamment la qualité d'énergie électrique, les harmoniques leurs méthodes de calculs ainsi que les différentes technologies et approches dédiées à la mitigation des harmoniques. Nous avons constaté que la tendance actuelle s'articule autour de la commande dite smarte des onduleurs qui a pour mission la réduction le taux de distorsion d'harmonique, ce point fera l'objet du prochain chapitre dans lequel nous allons présenter les onduleurs et leur caractéristique.

---

# Chapitre 2

## Les onduleurs Inverters

---

## Chapitre 2      Onduleurs ‘‘Inverters’’

---

### Introduction

La quasi-totalité des instruments qu'on utilise fonctionnent sur alimentation alternative fournie par le secteur public, or actuellement autre source d'énergie délivrent des tensions continue, inadaptée pour les instruments et outils électrique qu'on exploite, en particulier avec l'émergence des nouvelles sources telles que les énergies renouvelables. De ce fait une conversion de l'énergie s'impose pour passer du régime continue au régime alternatif DC/AC, cette conversion exige des critères de qualité et de performances pour subvenir aux besoins des différents appareils, cette conversion est assurée par les onduleurs.

### 2.1 Définition

Les onduleurs sont des convertisseurs statiques d'énergie qui assurent la conversion continue alternative. Cette conversion d'énergie est assurée grâce à un déploiement de technologies de semi-conducteurs (Switching devices). La combinaison de ces semi-conducteurs avec une commande adéquate permet d'obtenir une tension alternative aux bornes d'une charge, réglable en fréquence et en amplitude (valeur efficace).



Figure 2.1. Schéma simplifié d'onduleur

### 2.2 Historique

Le terme ‘‘ inverter ‘’ a fait son apparition la première fois dans la revue de General Electric en 1925 intitulée ‘‘the inverter’’. Cet article contenait, a quelque détail près, tous les éléments de fonctionnement d'un onduleur moderne, son auteur **David prince** proposa le schéma de la figure 2-2 pour définir le premier onduleur connu dans la littérature scientifique.[13]



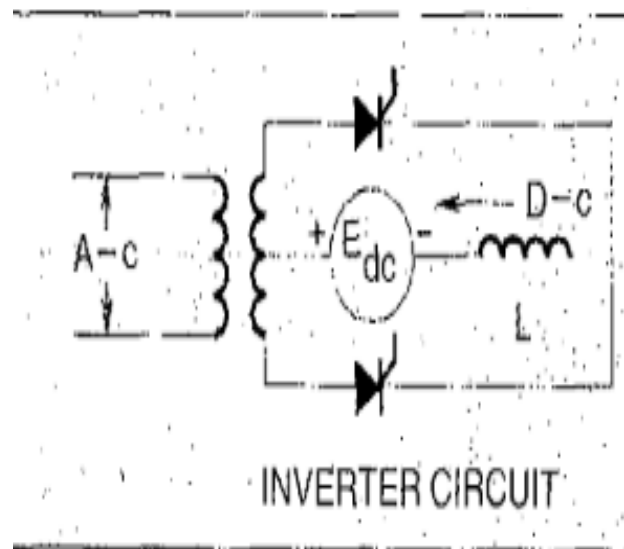


Figure 2.2. Schéma descriptif de l'onduleur de David Prince

L'utilisation des onduleurs est largement répandue dans l'industrie, de ce fait plusieurs types d'onduleur existent pour répondre aux besoins variés du marché. Le classement des onduleurs dépend essentiellement de la nature de la source, source de tensions ou source de courant, ou bien du mode de commande appliquée aux interrupteurs (stratégie de commande) ce qui par la suite détermine les formes d'ondes modulées [14]. Ces onduleurs servent à alimenter plusieurs types de charge citant à titre d'exemple les moteurs à courant alternatif qui doivent tourner à vitesse variable par le biais de la commandabilité des onduleurs, soit substituer le réseau en fournissant une alimentation à amplitude et fréquence fixe, et dans ce cas assurer des alimentations sans interruptions (UPSs)<sup>5</sup> pour les charges critiques<sup>6</sup> les onduleurs restent un outil indispensable pour intégrer les énergies renouvelables dans les réseaux électriques en particulier dans les Smart Grid<sup>7</sup>. Les technologies des onduleurs de tensions sont les plus utilisées en raison de leurs applications variées et la maîtrise de leur commande.[10][15]

### 2.3. Classifications et types d'onduleur

Plusieurs types et classifications d'onduleur existent. Dans la littérature on trouve entre autres une classification par rapport à la topologie, la gamme de puissance, le signal délivré, la méthode de commande.

<sup>5</sup> Uninterruptible power supply

<sup>6</sup> Hopitaux , data center , bank ..

<sup>7</sup> Pour restituer l'énergie emmagasiner dans les batteries, ou pour adapter l'énergie issue des plaques photovoltaïque

### 2.3.1. Type d'onduleur :

#### A. Par rapport à la commande

- Onduleur commandé par largeur d'impulsion MLI
- Onduleur commande par onde pleine (commande symétrique)
- Onduleur à commande décalée

#### B. Par rapport à la topologie

- Onduleur en demi-pont
- Onduleur à transformateur à point milieu
- Onduleur en pont complet

### 2.3.2. Classification des onduleurs

#### 2.3.2.1. Onduleur autonome revoir

Un onduleur autonome comme son nom l'indique peut commuter sans l'assistance extérieur, il peut fermer et ouvrir ses semi-conducteurs pour ajuster la fréquence et la forme d'onde désirée par l'utilisateur. On y trouve les onduleurs de tension et les onduleurs de courant. Les onduleurs de tensions VSI<sup>8</sup> génère une forme d'onde composée de valeur discrète (forte valeur de  $\frac{dv}{dt}$ ) c'est pourquoi la charge doit être impérativement inductive pour adoucir la forme du courant (current waveform). Une charge capacitive génère des pics de courant importants d'où la nécessité de placer un filtre inductif entre l'onduler et la charge. D'autre part l'onduleur de courant CSI<sup>9</sup> génère une forme d'onde composée de valeur discrète (forte valeur de  $\frac{di}{dt}$ ) c'est pourquoi la charge doit être impérativement capacitive pour adoucir la forme du voltage (voltage waveform). Une charge inductive génère des pics de voltage d'où la nécessité de placer un filtre capacitif entre l'onduleur et la charge.[15][2][16]

#### 2.3.2.2. Onduleur non-autonome (Assisté)

A contrario, les onduleurs non-autonome ne détiennent pas un circuit interne propre à eux pour commuter indépendamment, cette énergie nécessaire est fournie par le réseau. A noter que tous les semis conducteurs dans ce type d'onduleur sont des thyristors montés en pont de Graëtz.[17]

---

<sup>8</sup> VSI: voltage source inverter

<sup>9</sup> CSI current source inverter

Entre ces deux types précédemment cités il existe un autre type d'onduleur dit intermédiaire qui est l'onduleur à résonance [17]. Les onduleurs à résonance sont des onduleurs de tension ou de courant à un créneau par alternance fonctionnant dans des conditions particulières [17], La charge doit être un circuit oscillant peu amorti et que la grandeur de sortie, courant ou tension, non imposée par la source ait une forme d'onde très voisine de la sinusoïde, et les interrupteurs doivent être commandés à une fréquence proche de la fréquences de résonances de la charge. Donc l'onduleur est piloté par la charge (si éventuellement la charge est remplacée la commande doit être révisée). De ce fait l'onduleur à résonance n'est pas autonome d'où son placement au-dessous des onduleurs non-autonomes. Les onduleurs à résonance sont principalement utilisés pour alimenter à moyenne fréquence des charges ayant un très faible facteur de puissance (systèmes de chauffage par induction, ozoneurs) [17]

## **2.4 Onduleur monophasé**

Les onduleurs monophasés sont largement répandus dans les habitats, de par leur application étendue et leur simplicité de fonctionnement. Dans la suite nous allons présenter les différents types d'onduleur monophasé, pont complet 'H-bridge' demi pont et à point milieu.

### **2.4.1. Onduleur à demi pont**

Les onduleurs demi-pont utilisent deux interrupteurs de puissance seulement avec deux sources de tensions, chacune fournit une tension  $E/2$ . Un jeu simple de commande permet d'obtenir une tension alternative à deux niveaux (ou trois) aux bornes de la charge. Souvent un diviseur capacitif est utilisé pour substituer les deux générateurs DC par un seul, évidemment on évite les diviseurs de tension résistif pour diminuer les pertes joules. La figure 2.4 présente le montage avec un diviseur capacitif.

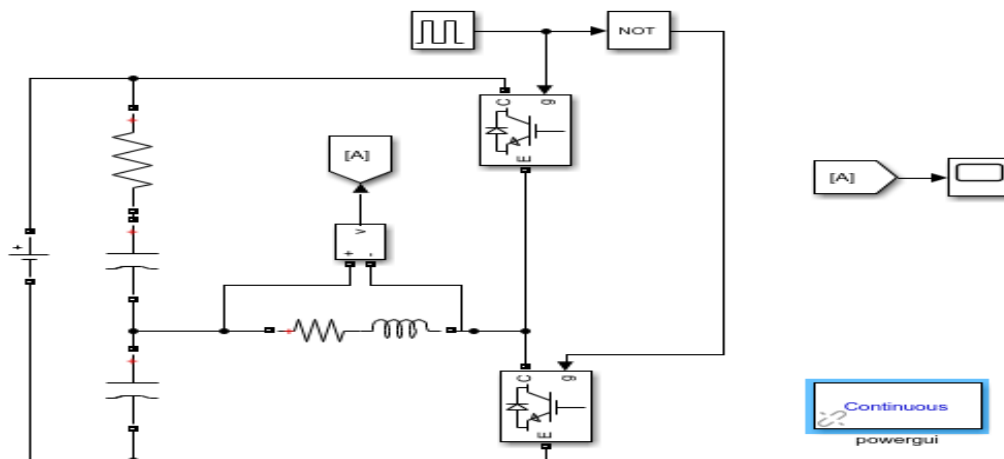


Figure 2.4. Schéma onduleur à demi pont

Quant à la commande on doit impérativement éviter que les deux interrupteurs du même bras ne soient commandés simultanément, car un court-circuit aurait lieu d'où l'utilisation du bloc logique NOT pour commander le deuxième interrupteur. La figure 2.5 montre la tension obtenue aux bornes de la charge RL.

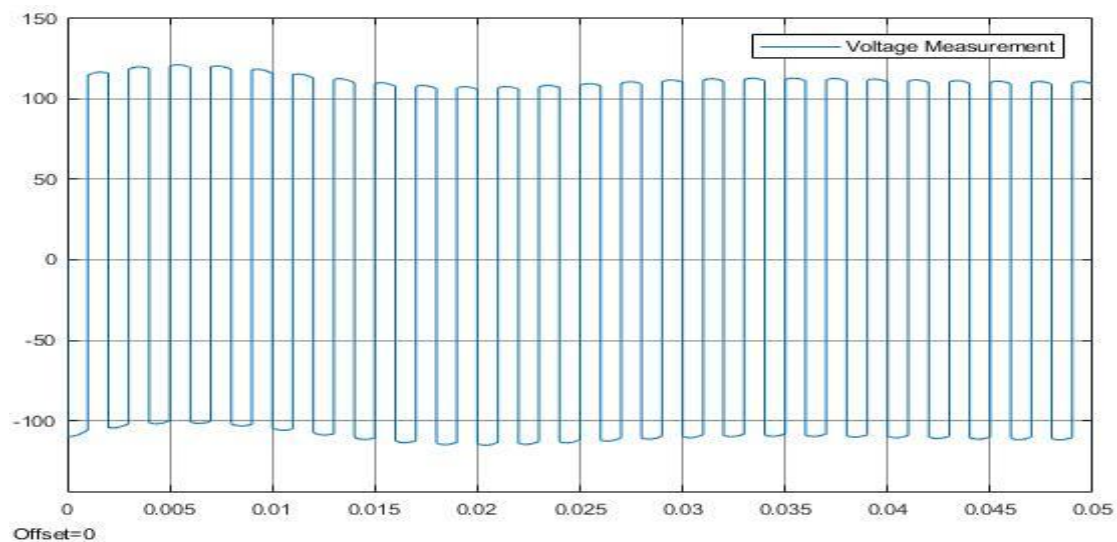


Figure 2.5. Tension aux bornes de la charge

Le block POWERGUI permet une analyse fréquentielle du signal, grâce à la FFT on a obtenu le spectre du signal de sortie. On remarque un taux de distorsion harmonique relativement élevé. Ceci s'explique par la forte présence de la composante continu qui a 40% de l'amplitude du fondamental ainsi les limites de la commande symétriques, une chute de tension par rapport à la tension d'entrée s'explique par les pertes de commutations.

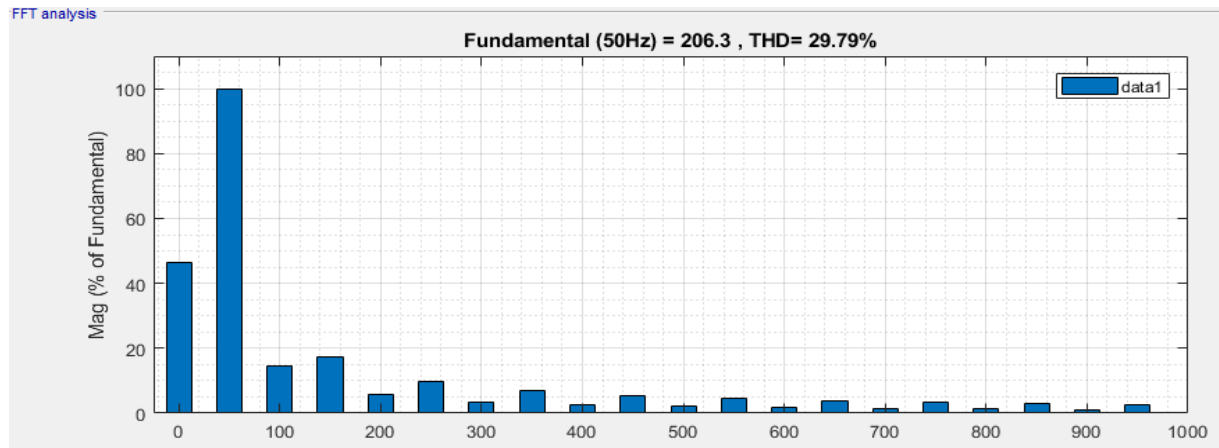


Figure 2.6. Analyse spectrale de signal de sortie

L'onduleur à demi pont présente quelques inconvénients majeurs qui limitent son utilisation, on cite entre autres :

- Deux condensateurs connectés en série sont nécessaires du côté de l'entrée continue pour créer un diviseur de tension
- Forte présence d'harmoniques et choix de commande très restreint
- Perte en puissance majeure due au diviseur de tension, ce qui peut être encore pire dans le cas de commande à haute fréquence engendrant des énormes pertes par commutations [18].

#### 2.4.2. Onduleur pont complet (H-bridge)

Plus utilisé que l'onduleur à demi-pont, l'onduleur pont complet comporte deux bras avec deux interrupteurs chacun. Ces bras ne doivent pas être fermés au même temps pour ne pas court-circuiter la source. Impérativement ces interrupteurs doivent être bidirectionnels particulièrement dans le cas où la charge est inductive. Le rôle de la diode en antiparallèle est de fournir un chemin pour le courant dans la phase surnommée phase de roue libre. La figure 2.4 illustre le schéma de fonctionnement d'un onduleur pont complet. Afin d'alléger le schéma pour lier la commande au IGBT les blocks GOTO/From sont utilisés.

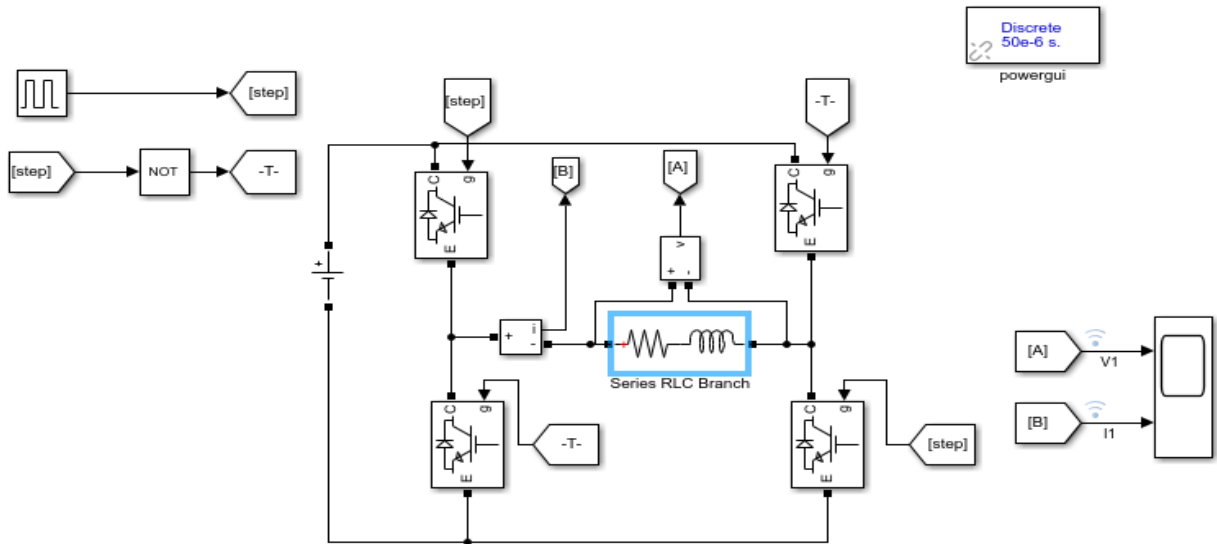
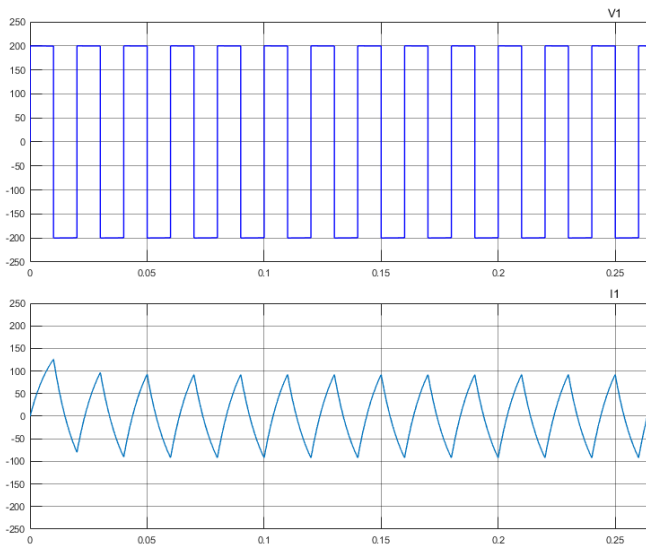


Figure 2.4. Onduleur pont complet

La commande symétrique permet d’avoir la tension et le courant illustrées dans la figure 2.5 et la stratégie de commande est illustrée dans le tableau par la suite.



S1	S2
S3	S4

Figure 2.5 forme d'onde d'onduleur pont complet avec charge RL

Tableau 2.1 Stratégie de commande symétrique

Ce signal est proche de la sinusoïde mais l’analyse spectrale permet de mieux voir la présence d’harmonique d’ordre impair et l’absence des harmoniques d’ordre pair, un THD de 48% dans le signal de la tension et 26 % dans le signal du courant. Le taux de

distorsion harmonique dans le courant s'explique par la présence de l'inductance qui adoucit la forme du signal.

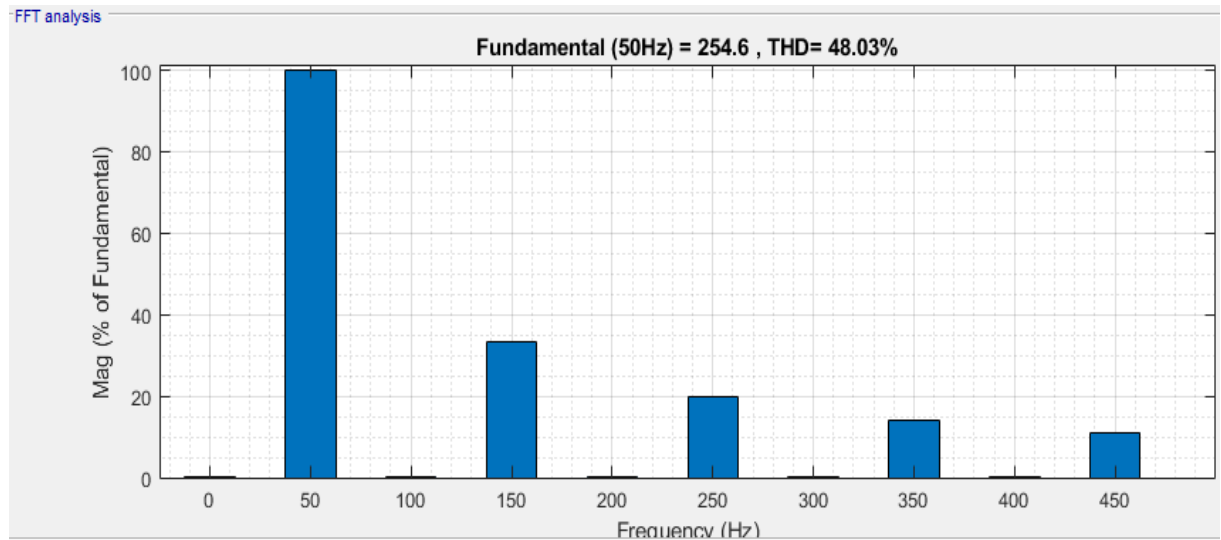


Figure 2.6. THD de la tension onduleur pont complet sur charge RL

A présent on va élaborer une commande décalée et voir son analyse spectrale pour y arriver on propose le schéma Simulink 2.7. Pour obtenir une commande décalée on a recouru au bloc Transport DeLay coupler un a PWM Generator a deux niveaux qui assure deux impulsions pour commander les deux bras

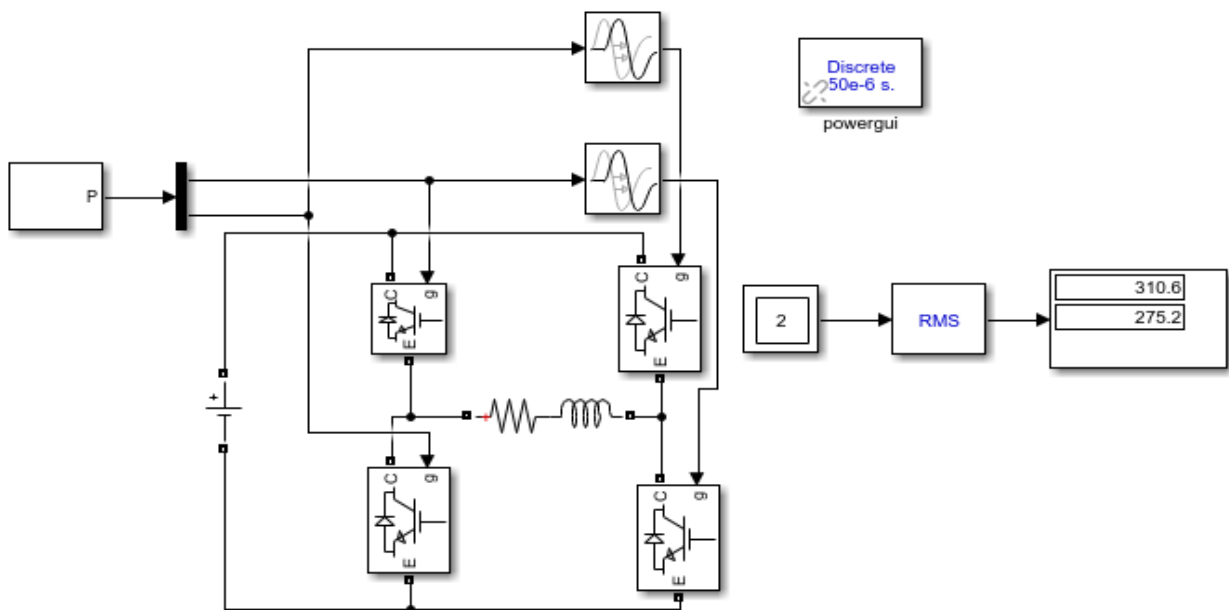


Figure 2.7. Schéma Simulink de la simulation

Lorsque le DeLay est fixé sur zéro nous obtenons une sortie identique à celle de la commande pleine onde (symétrique).

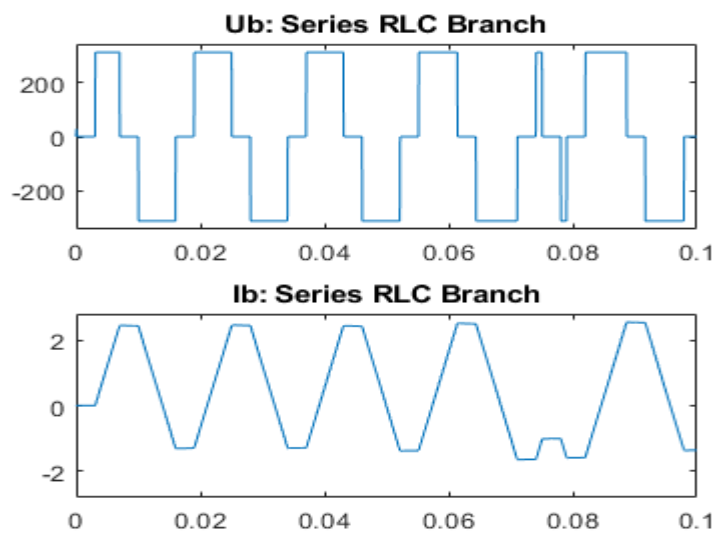


Figure 2.8. Forme d'onde de la commande décalée

On remarque que la forme d'onde particulièrement celle du courant n'est pas très satisfaisante, donc on a augmenté la fréquence de commutation jusqu'à 350 Hz et on a eu le spectre suivant avec un THD de 12%

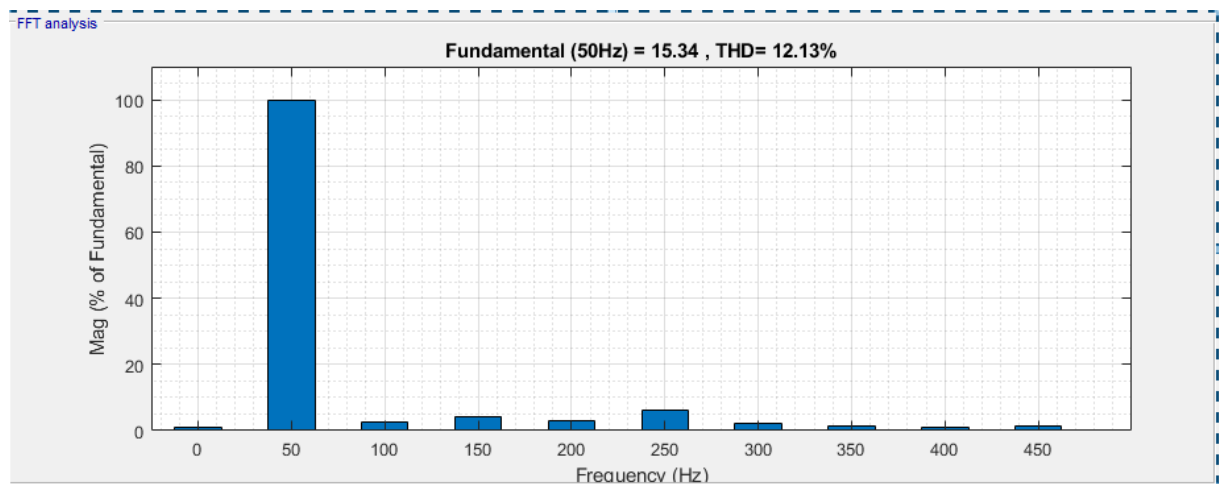


Figure 2.9. Onduleur pont complet avec commande décalée



## 2.5 Onduleurs triphasés

Les applications industrielles nécessitent majoritairement des tensions triphasées donc naturellement les onduleurs monophasés ne peuvent assurer l'alimentation de ces derniers alors un autre type d'onduleur prends le relais pour subvenir à ce besoin. Les onduleurs triphasés sont une combinaison d'onduleur monophasés dont les tensions de sorties sont déphasées l'un de l'autre de 120 degrés, plusieurs commandes existent pour contrôler la fréquence et l'amplitude et le contenu harmonique des signaux de sorties.

### 2.5.1. Structure de l'onduleur triphasé

On peut réaliser un onduleur triphasé en groupant trois onduleurs monophasés l'un à l'autre. Ensuite Il suffit de décaler d'un tiers de période les commandes des trois phases, en d'autres termes l'onduleur triphasé est l'extension à trois cellules de commutation de celle de l'onduleur monophasé (qui en a que deux) .la figure 2.10. Illustre la structure d'un onduleur triphasé.

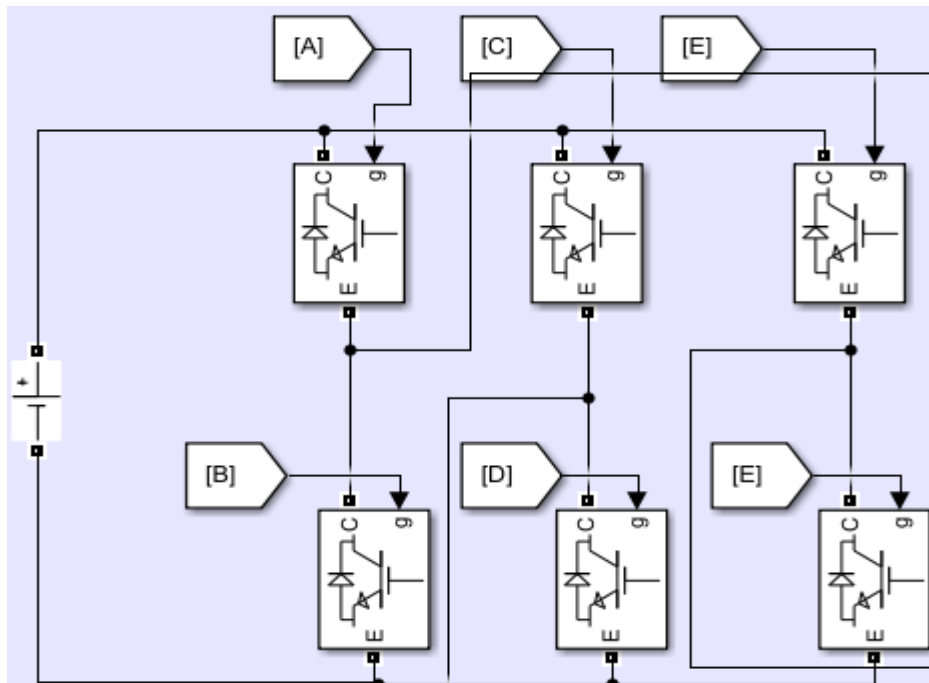


Figure 2.10. Structure onduleur triphasé

Comme l'onduleur monophasé les interrupteurs de même bras ne doivent pas être commandés simultanément pour éviter les courts-circuits, quant à la charge deux configuration sont possibles, étoile et triangle. La figure 2.11 montre la liaison de la charge à l'onduleur, la présence du neutre est indispensable si la charge est déséquilibrée [18]

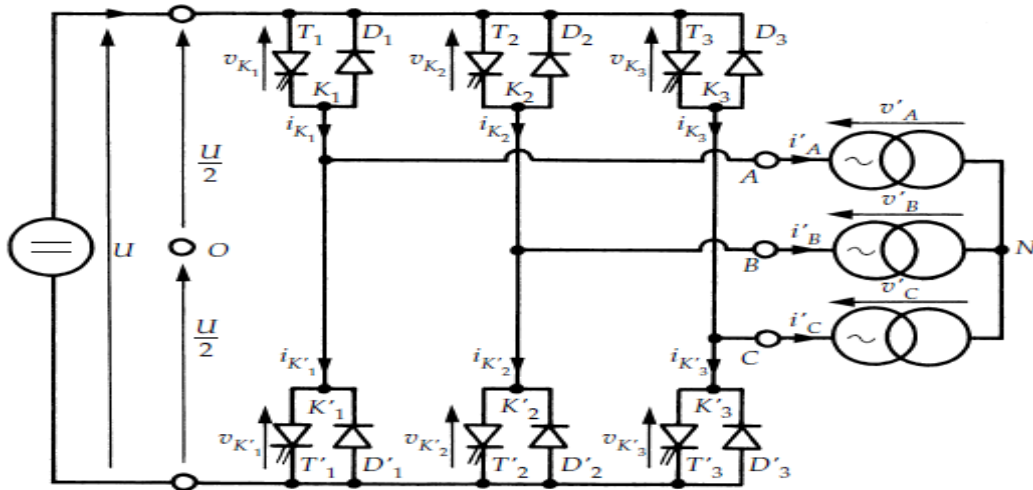


Figure 2.11. Schéma d'onduleur triphasé avec charge [18]

Les interrupteurs  $K_1$  et  $K'1$ ,  $K_2$  et  $K'2$ ,  $K_3$  et  $K'3$  de chaque bras de pont doivent être dans des états complémentaires deux à deux. Il est possible d'établir des relations globales utilisables quelle que soit la commande adoptée. Quels que soient les courants, les interrupteurs imposent les tensions entre les bornes de sortie A, B, C et le point fictif O [18] est situé à gauche sur la figure 2.11 donc :

$$\left. \begin{aligned}
 V_a - V_o &= \frac{U}{2} \text{ Quand } K_1 \text{ est fermé, et } \frac{-U}{2} \text{ si } K_1 \text{ est ouvert donc } K'1 \text{ fermé} \\
 V_b - V_o &= \frac{U}{2} \text{ } K_2 \text{ fermé ou } \frac{-U}{2} \text{ } K_2 \text{ ouvert} \\
 V_c - V_o &= \frac{U}{2} \text{ } K_3 \text{ fermé ou } \frac{-U}{2} \text{ } K_3 \text{ ouvert}
 \end{aligned} \right\}$$

(2.1)

En suite :

$$\left. \begin{aligned}
 V'_A - V'_b &= (V_a - V_o) - (V_b - V_o) = \frac{U}{2} - \left(-\frac{U}{2}\right) = U \text{ Si } K_1 \text{ ferme et } K_2 \text{ ouvert} \\
 V'_A - V'_b &= (V_a - V_o) - (V_b - V_o) = 0 \text{ Si } K_1 \text{ et } K_2 \text{ sont fermés} \\
 V'_A - V'_b &= (V_a - V_o) - (V_b - V_o) = -U \text{ si } K_1 \text{ ouvert et } K_2 \text{ fermé} \\
 V'_A - V'_b &= (V_a - V_o) - (V_b - V_o) = 0 \text{ Si } K_1 \text{ et } K_2 \text{ sont ouverts}
 \end{aligned} \right\}$$

(2.2)

Sous hypothèses que la charge est équilibrée on a

$$I'_A + I'_B + I'_C = 0 \Rightarrow V'_A + V'_B + V'_C = 0 \quad (2.3)$$

On déduit donc 
$$\frac{1}{3}(V'_A - V'_B) - \frac{1}{3}(V'_C - V'_A) = \frac{2V'_A}{3} - \frac{V'_B}{3} - \frac{V'_C}{3} = V'_A \quad (2.4)$$

Et de Même pour  $V'_b$  et  $V'_c$  en remplaçant les tensions composées par leur expression en fonction du point fictif O on obtient les expressions généralisées suivantes

$$\left. \begin{aligned} V'_A &= \frac{1}{3}[(2V_A - V_O) - (V_B - V_O) - (V_C - V_O)] \\ V'_B &= \frac{1}{3}[-(V_A - V_O) + 2(V_B - V_O) - (V_C - V_O)] \\ V'_C &= \frac{1}{3}[-(V_A - V_O) - (V_B - V_O) + 2(V_C - V_O)] \end{aligned} \right\} (2.5)$$

Pour simplifier le passage entre la grandeur d'entrée continue et les grandeurs de sortie alternative il convient de définir une matrice de passage M défini comme suit :

$$M = \frac{1}{3} \begin{pmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{pmatrix} \quad (2.6)$$

Il en découle que :  $[V_{AC}] = [M][U]$  (2.7)

Avec :  $[V_{ABC}] = [V_A V_b V_c]'$  et  $[U] = [V_{AO} V_{BO} V_{CO}]'$  (2.8)

Le tableau 2.2 donne tous les états possibles (8 états) des tensions composées, les tensions simples et le courant dans les interrupteurs. A noter que les tensions sont exprimées en fonction de la tension d'entrée U et les courants en fonction des courants de sortie.

$K_1$	$K_2$	$K_3$	$v'_A - v'_B$	$v'_B - v'_C$	$v'_C - v'_A$	$v'_A$	$v'_B$	$v'_C$	$i_{K_1}$	$i_{K_2}$	$i_{K_3}$	$i$
F	F	F	0	0	0	0	0	0	$i'_A$	$i'_B$	$i'_C$	0
F	O	F	U	-U	0	U/3	-2U/3	U/3	$i'_A$	0	$i'_C$	$-i'_B$
F	F	O	0	U	-U	U/3	U/3	-2U/3	$i'_A$	$i'_B$	0	$-i'_C$
F	O	O	U	0	-U	2U/3	-U/3	-U/3	$i'_A$	0	0	$i'_A$
O	F	F	-U	0	U	-2U/3	U/3	U/3	0	$i'_B$	$i'_C$	$-i'_A$
O	O	F	0	-U	U	-U/3	-U/3	2U/3	0	0	$i'_C$	$i'_C$
O	F	O	-U	U	0	-U/3	2U/3	-U/3	0	$i'_B$	0	$i'_B$
O	O	O	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0

Tableau 2.2 Tableau récapitulatif des tensions d'onduleur triphasée [18]

Afin de vérifier les tensions de sorties et leurs corrélations avec les relations trouvées précédemment la simulation délivre les tensions de la figure 2.12

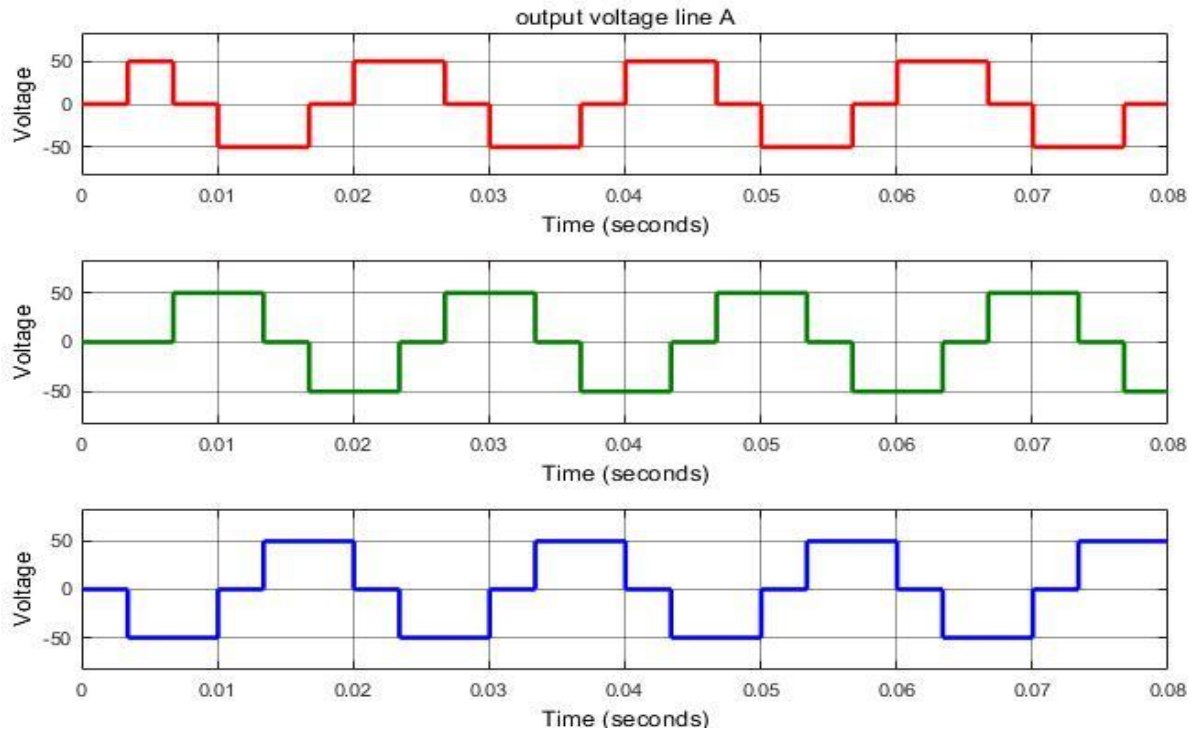


Figure 2.12 Tensions de ligne d'un onduleur triphasé

**2.5.2. Stratégie de commande 180 et 120 degré**

Ces deux stratégies sont largement répondues dans la littérature pour leur simplicité et quelques avantages au niveau du spectre harmonique qu'on verra par la simulation. La première stratégie c'est celle de 180 degrés. Elle consiste à fermer chaque interrupteur pour 180 degrés l'équivalent de  $T/2$  le tableau 2.3 montre la stratégie de commande pour chaque interrupteur, de 0 à T.

Soit le montage suivant d'un onduleur triphasé, avec ces trois bras et ces six interrupteurs de T1 jusqu'à T6

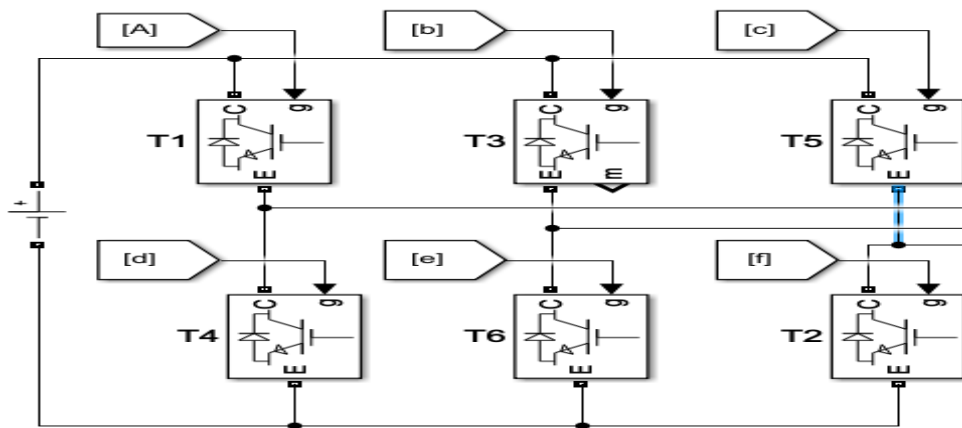


Figure 2.13. Schéma Simulink d'un onduleur triphasé

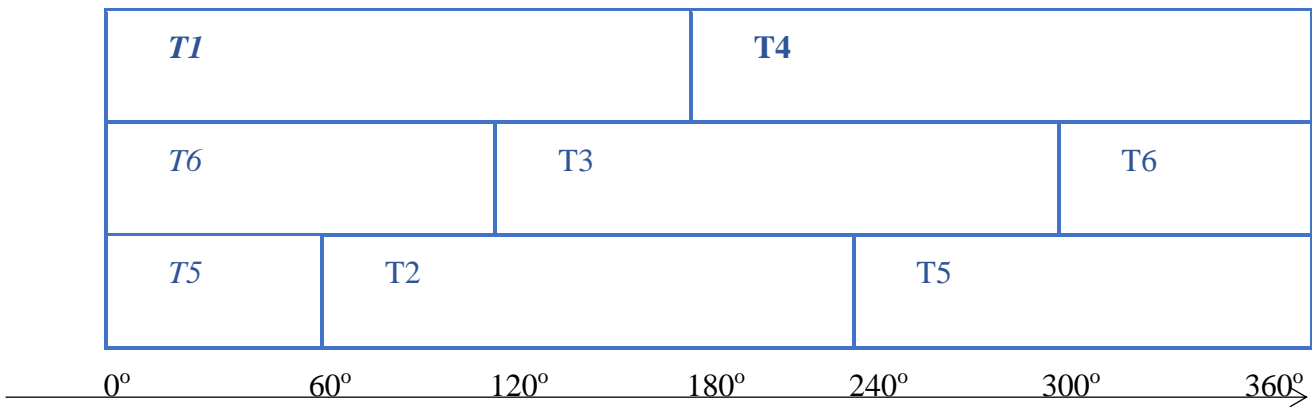


Tableau 2.3. Stratégie de commande 180 degrés

L'analyse spectrale du signal de sortie affiche une THD de 30% et une suppression totale des harmoniques 1, 2, 3 (100, 150, 200 Hz) ainsi autres harmoniques d'ordre élevé comme le montre la figure 2.14

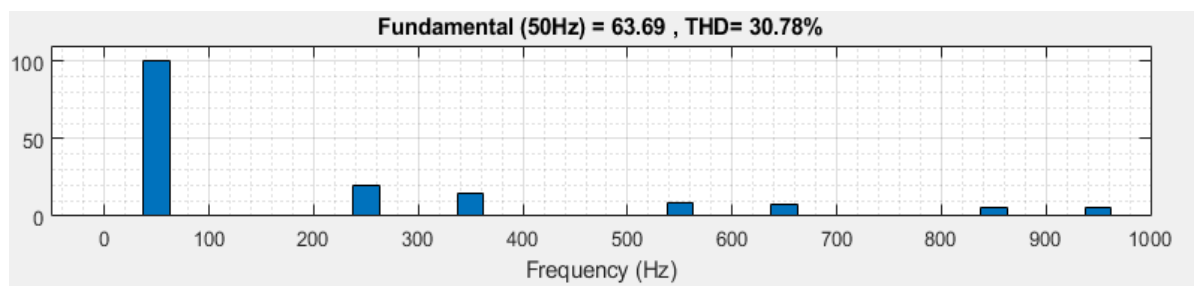


Figure 2.14. Analyse spectrale de la commande 180 degré

Quant à la commande 120° elle est pratiquement identique, sauf que la longueur de l'intervalle de conduction vaut 120° la simulation permet d'obtenir le spectre de la figure 2.15

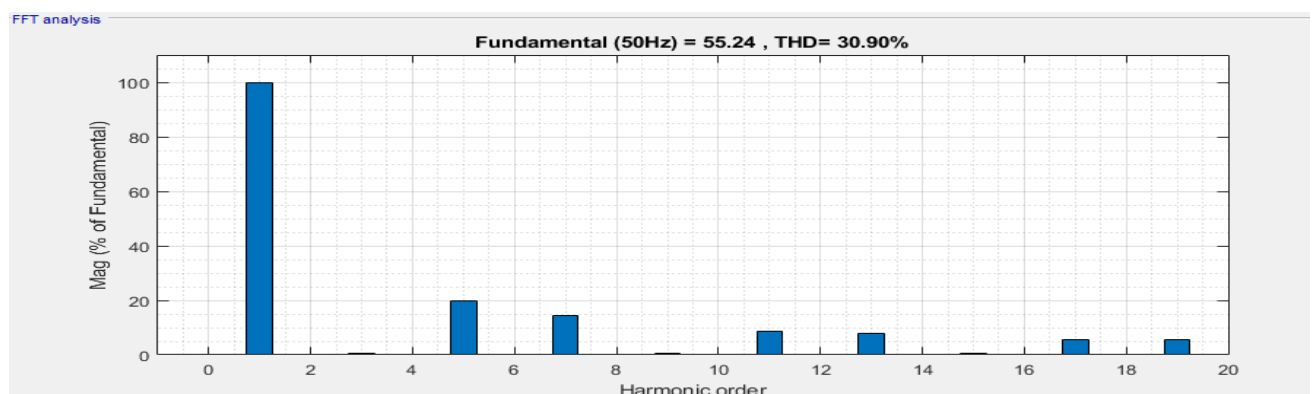


Figure 2.15 Analyse spectrale de la commande 120 degré

On remarque l'absence des harmoniques multiples de trois ( $h=3k$ ) car le système est triphasé équilibré dans les deux commandes. Ce taux de distorsion harmonique est acceptable sachant que la fréquence de commutation des interrupteurs vaut  $f=50$  Hz ce qui garantit des pertes par commutations très faibles. Éliminer plus d'harmonique par cette commande nécessite l'augmentation de la fréquence de commutation donc des pertes massives dans l'amplitude du signal de sortie. La solution réside dans l'association de plusieurs onduleurs qui fonctionnent en basse fréquence pour éliminer les harmoniques en assurant des pertes par commutations faibles. Ceci donne naissance aux onduleurs multiniveaux

### 2.5.3. Onduleurs multiniveaux

Les onduleurs multi niveaux représentent un développement naturel des onduleurs précédemment décrit, pour plusieurs raisons tel que l'augmentation de la puissance et la tension demandée côté charge, les exigences des normes en matière de qualité d'énergie et les limites de la commande MLI et ses pertes notables. Ces critères ont accéléré le développement et le déploiement des onduleurs multiniveaux à partir des années 70, Les onduleurs multiniveaux ont apparu massivement dans l'industrie au début des années 90 avec la montée en puissance supportée par les interrupteurs.[19] [13]

Un convertisseur est dit multiniveaux lorsque sa tension de sortie est composée d'au moins trois niveaux de tensions, qui sont les résultantes de l'association de trois onduleurs à demi-pont ou à pont complet. Les structures multiniveaux permettent de limiter les contraintes en tension subies par les interrupteurs de puissance. D'autre part, la tension de sortie délivrée par les convertisseurs multiniveaux présente d'intéressantes qualités spectrales. Le fait de multiplier le nombre de niveaux intermédiaires permet de réduire l'amplitude de chaque front montant ou descendant de la tension de sortie. L'amplitude des raies harmoniques est par conséquent d'autant moins élevée. Dans le cas plus précis d'un fonctionnement en modulation de largeur d'impulsion, le recours à un convertisseur multiniveaux associé à une commande judicieuse des composants de puissance permet en outre de supprimer certaines familles de raies harmoniques [20]. La figure 2.16 montre un modèle d'onduleur multiniveaux monté en cascades

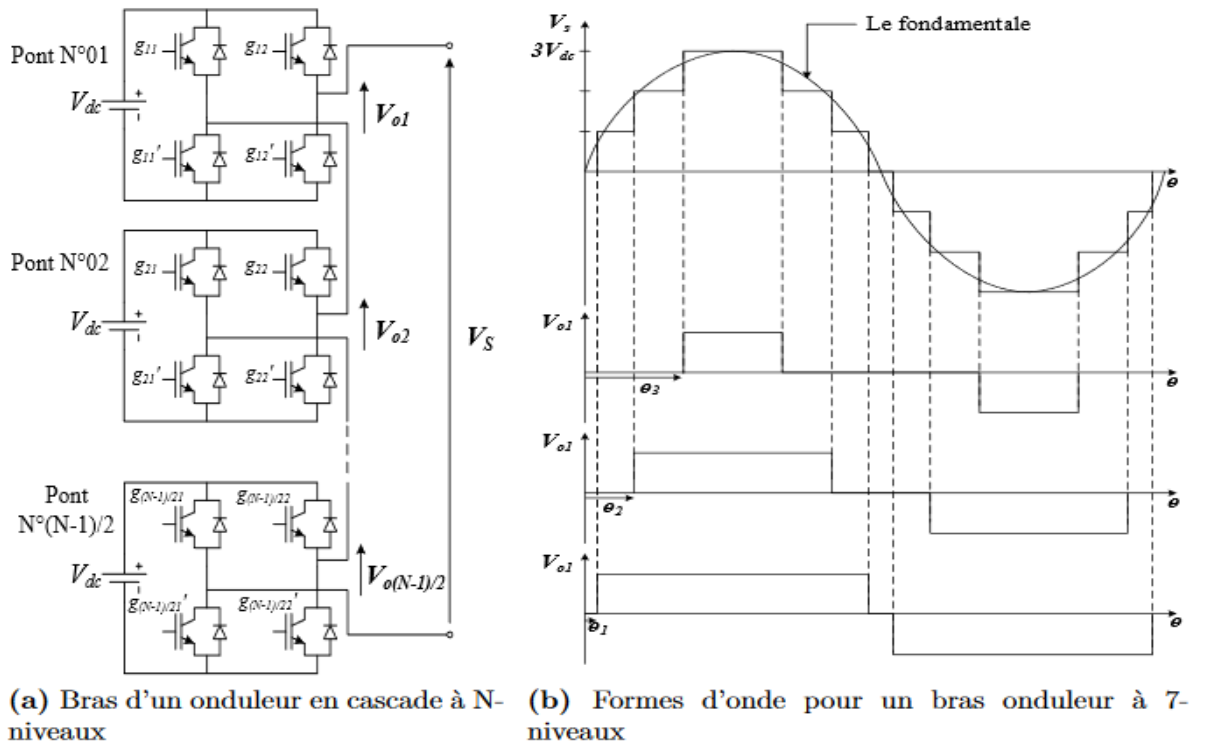


Figure 2.16. Schéma descriptif et forme d'onde d'onduleur multiniveaux

Pour voir de près le fonctionnement d'un onduleur multiniveaux on se propose sa simulation dans la figure 2.17 ainsi que ces formes d'onde dans 2.17.1 et son contenu spectral dans 2.17.2

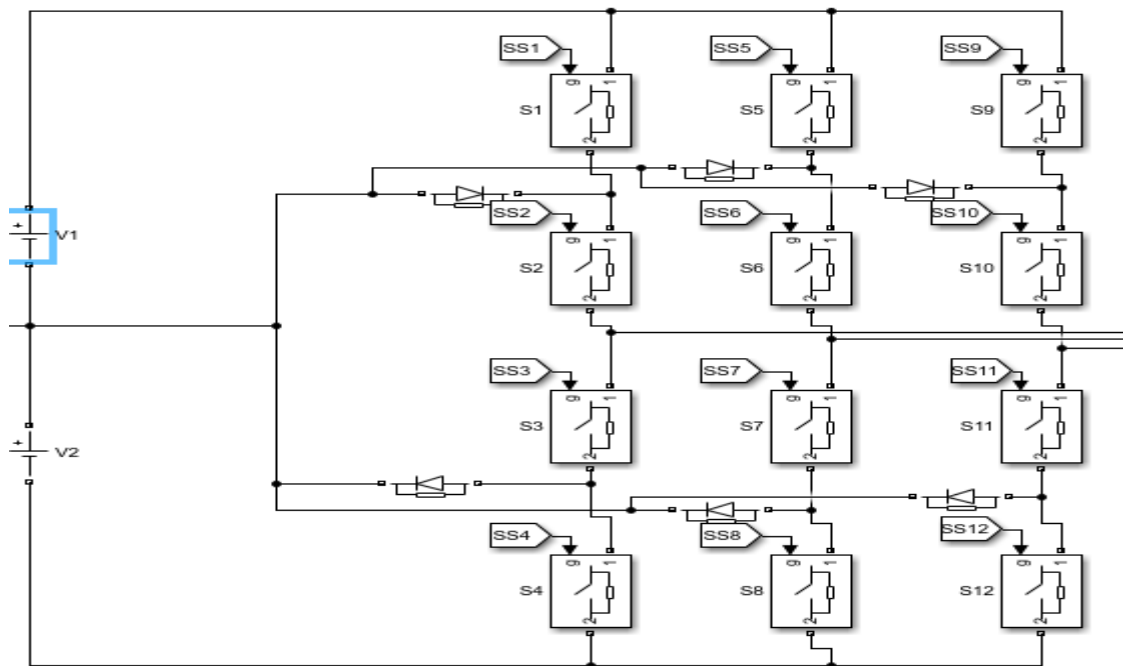


Figure 2.17. Onduleur trois niveaux

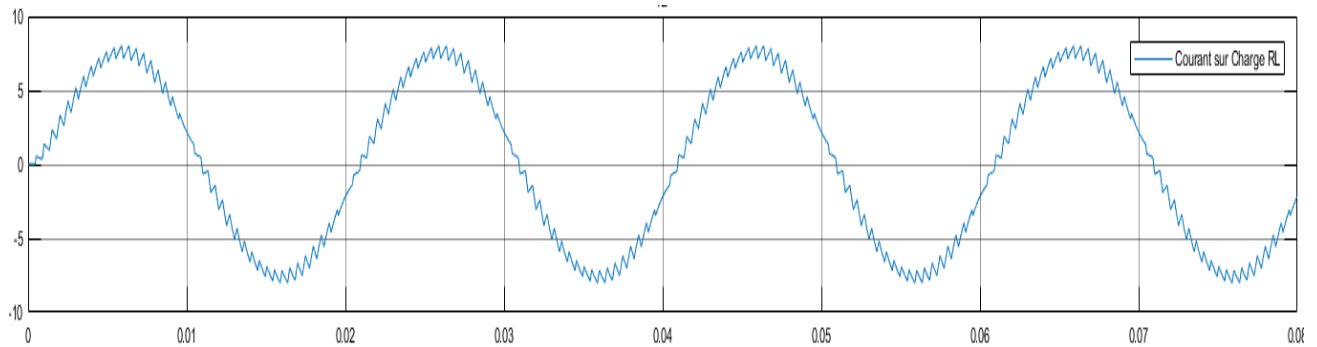


Figure 2.17.1 Forme d'onde du courant

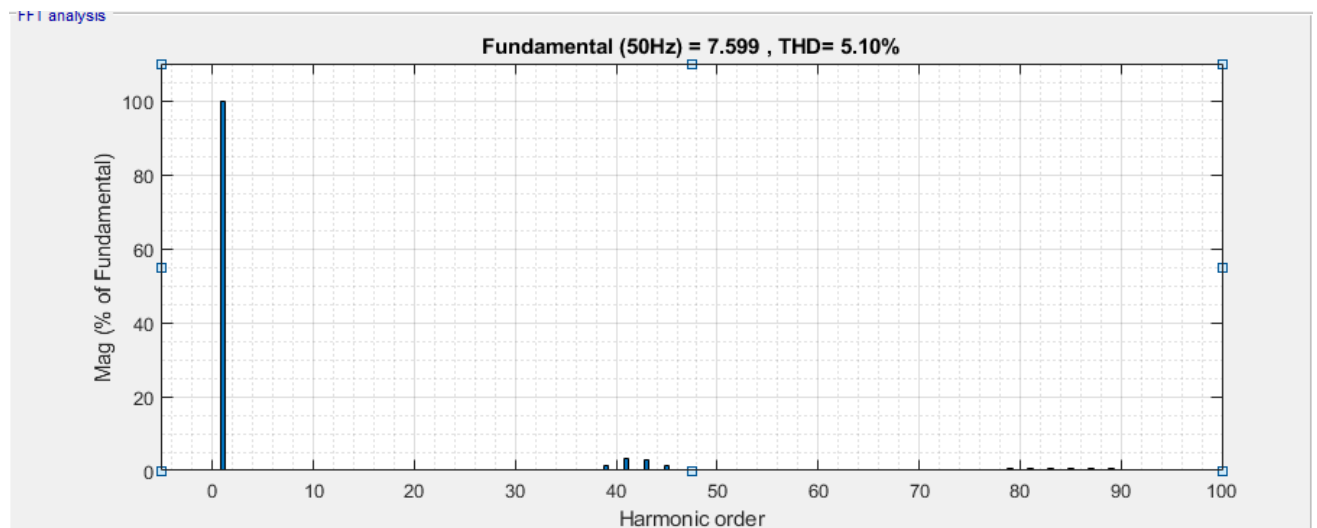


Figure 2.17.2. Contenu spectral du courant

La forme d'onde résultante montre un comportement sinusoïdal presque parfait, de très petites ondulations sont observées sur la forme d'onde du courant comme le montre la figure 2.17.1, le THD vaut 5.10% avec une absence totale des harmoniques d'ordre inférieure à 39, l'indice de modulation qui vaut 0.9. De ces résultats on s'approche vers l'excellence des performances de l'onduleur multiniveaux.

### 2.5.3.1. Avantages et inconvénients

#### Avantages

- Bonne Qualité de forme d'onde avec très faibles déformations.
- Fréquence de commutation : les convertisseurs multiniveaux peuvent fonctionner à des faibles fréquences de commutations et délivrer une bonne qualité d'onde contrairement aux onduleurs ordinaires, d'autre part cette réduction de fréquence de commutation entraîne une diminution des pertes.



### Inconvénients

- De par la superposition des niveaux, le coût augmente
- La complexité éventuelle de la commande, vu que chaque interrupteur nécessite un circuit de commande propre à lui. La complexité s'accompagne par ailleurs, assez souvent, d'une baisse de fiabilité indispensable dans des applications embarquées [21]

## 2.6 Commande MLI

Nous avons vu à présent les types d'onduleur, leur classification et leur schéma respectif ainsi que quelques types de commande et les tensions délivrées sur plusieurs types de charge. On constate que tous les types de commandes sont relativement insatisfaisante de par leur tension de sortie riche en harmoniques, ces commandes dites classique ont donné naissance à la commande MLI. La commande MLI ou PWM consiste à ouvrir et fermer les interrupteurs rapidement dans des intervalles de temps étudié pour délivrer un signal de sortie conforme aux exigences souhaitées. Générer un signal de commande MLI peut se faire par le biais de plusieurs méthodes : sinus-triangle, Hystérésis ou encore MLI vectorielle. La commande MLI présente des avantages typiques qui sont : la variation de la fréquence et de l'amplitude, et le contrôle satisfaisant du spectre Harmonique et dans beaucoup de cas la réduction de bruis acoustique dans les moteurs à induction par le décalage des harmoniques BF vers la gamme HF. Il est à noter que cette solution entraine un problème de CEM [22][23].

### 2.6.1. Classification des stratégies MLI

La classification des stratégies MLI d'un point de vue pratique et utilitaire fait apparaitre trois types de stratégies :

- MLI en boucle ouverte : les signaux de commande sont générés seulement en fonction de l'amplitude et la fréquence désirée aux bornes de la charge. Aucune adaptation n'est possible à raison d'absence du feedback.
- MLI en boucle fermée : dans ce cas une mesure d'erreur existe entre la valeur existante et une valeur dite de référence, en fonction de cet écart la commande et adaptée (par un régulateur Pi)

### 2.6.2. Paramètre de base d'une stratégie MLI

Quelques paramètres sont importants pour bien définir la stratégie de commande MLI

- Indice de modulation (modulation ratio)

$$m = \frac{m_r}{m_p} = \frac{\text{Amplitude du signal de reference}}{\text{Amplitude de la porteuse}} \quad (2.9)$$

- Indice de modulation fréquentielle (modulation frequency ratio) qui vaut

$$m_f = \frac{f_p}{f_r} = \frac{\text{frequence porteuse}}{\text{frequence de reference}} \quad (2.10)$$

- La fréquence de modulation  $f_p$
- Duty cycle ou rapport cyclique  $\frac{T_{on}}{T_{off}}$  c'est le rapport entre le temps de fermeture et le temps d'ouverture de l'interrupteur, plus ce rapport est grand plus la largeur de l'impulsion augmente et inversement.

-Dans le cas où  $m_f \leq 21$  la porteuse et le signal de référence doivent être synchronisés en d'autre terme la fréquence de la porteuse doit être un multiple entier de la fréquence du signal de référence car dans le cas inverse l'expérience montre l'apparition des sous-harmoniques " subharmonics " idéalement  $m_f$  doit être pair [24]

- si  $m_f \geq 22$  on parle de MLI asynchrone (asynchronous PWM) l'amplitude des sous-harmoniques est très faible et les harmoniques sont décalés vers les BF. Pour la valeur de  $m_f$  : on évite que  $m_f$  soit égale à 1, car nous devons avoir un décalage entre les deux signaux afin de garantir une intersection pour déclencher un signal de sortie MLI.[24]

-Over-modulation : lorsque  $m > 1$  donc  $m_r > m_p$  on provoque l'over modulation ceci augmente significativement les harmoniques dans le signal de sortie, encore pire si  $m \gg 1$  l'amplitude de la fondamentale devient plus petite que les harmoniques.

#### Technique MLI Sinus-triangle

Cette technique est basée sur la comparaison de deux signaux, l'un de référence aussi appelé signal consigne d'amplitude  $m_r$  et un autre signal de fréquence  $f_r$  avec un autre signal

appelé porteuse d'amplitude  $m_p$  et d'amplitude  $f_p$  généralement très élevées. Sur la figure 2.18 on reproduit cette méthode sous Matlab

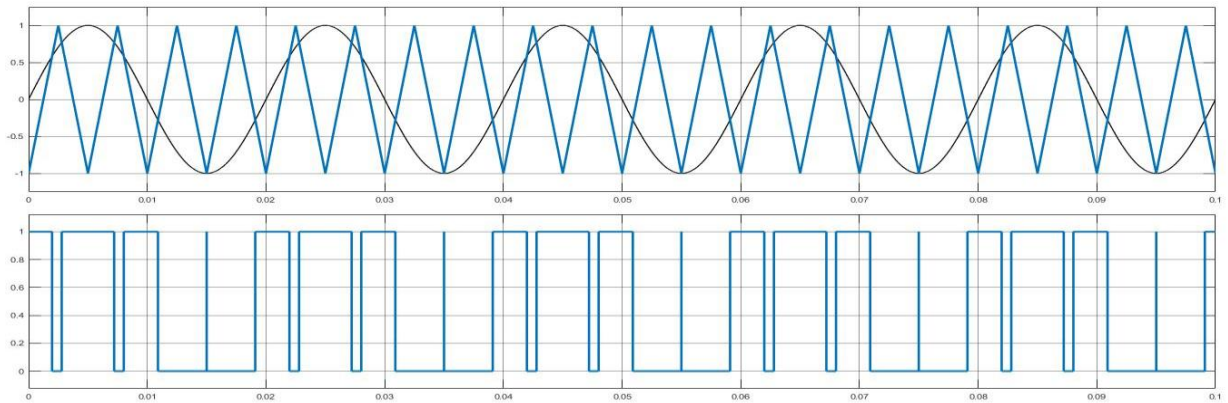


Figure 2.18. MLI sinus triangle

Pour une meilleure illustration on a choisi une fréquence de la porteuse relativement faible et les deux amplitudes sont fixées à 1, la figure 2.19 montre le bloc de commande.

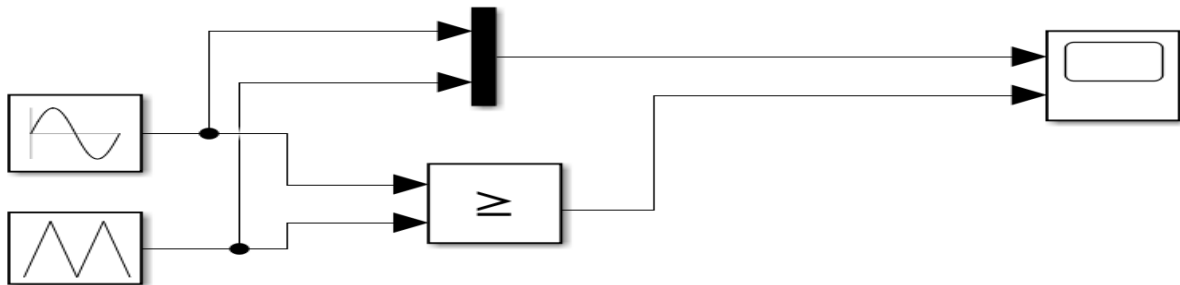


Figure 2.19. Schéma MLI sinus-triangle

Pour une commande triphasée le passage se fait aisément, On génère deux autres signaux de référence décalés de  $2\pi/3$  ensuite on les compare avec le signal de référence. Ceci donne la commande triphasée par la stratégie sinus-triangle

### 2.6.3. MLI VECTORIELLE Space-vector modulation SVM (SVPWM)

N'importe quelle système de variable triphasée dont la somme est égale à zéro (équilibré) représenté sur la base abc peut être projetée dans le plan complexe par un vecteur complexe qui contient une composante réelle  $\alpha$  et une composante imaginaire  $\beta$ . A titre d'exemple, le vecteur des tensions triphasées  $V_c^{abc} = [v_{ca} v_{cb} v_{cc}]^T$  peut-être écrit sous la forme de l'équation (2.11) (avec un changement de base adéquat)

$$\vec{V}_c = v_c^{\alpha\beta} = [v_{c\alpha} v_{c\beta}]^T \quad (2.11)$$

Par le biais de la transformation suivante :

$$V_{c\alpha} = \frac{2}{3} [V_{c\alpha} - 0.5(v_{cb} + v_{cc})] \quad (2.12)$$

$$v_{c\beta} = \frac{\sqrt{3}}{3} (v_{cb} - v_{cc}) \quad (2.13)$$

Ces équations sont la traduction algébrique directe de la transformation de Clark-Concordia aussi citée dans les références sous the  $\alpha\beta$  – transformation. La tension de ligne  $V_c^{abc}$  abrite trois tension simples équilibrées d’amplitude  $\|v_c\|$  et une pulsation  $\omega$ , Le résultat du changement de base est  $v_c^{\alpha\beta}$  avec une amplitude fixe  $\|v_c\|$  qui tourne à la fréquence, La figure 2.20 donne une illustration de la représentation dans un polygone, ainsi que les 8 états de commutations possibles, sachant que 2 sont nuls. Les autres sont régulièrement repartis avec un déphasage de  $60^\circ$

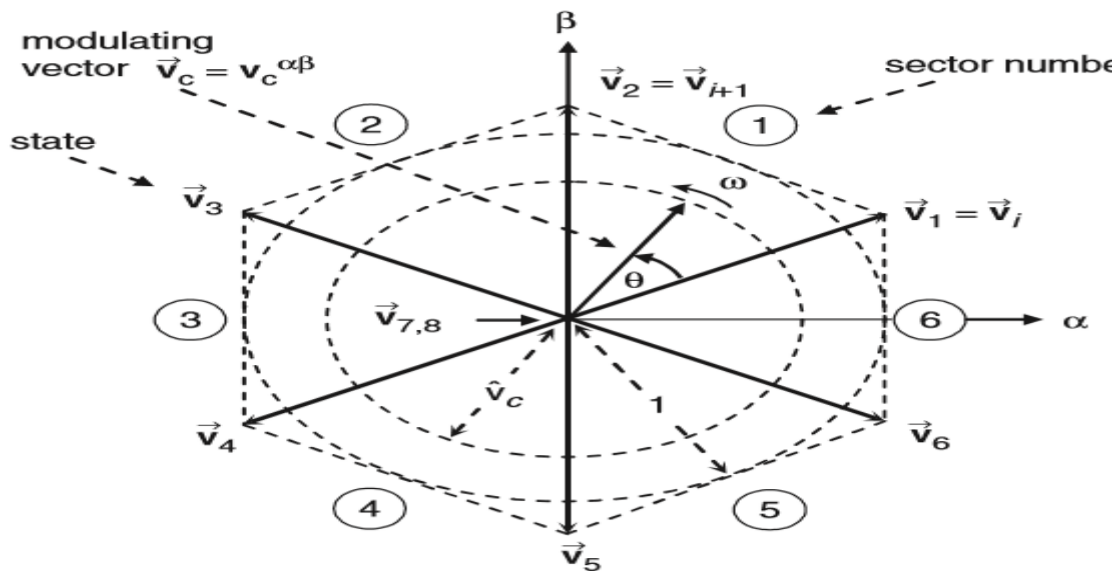


Figure 2.20. Polygones des états de commutations

Les tensions  $V_1$  jusqu’à  $V_6$  sont les résultats des 8 états possibles des interrupteurs,  $V_7$  et  $V_8$  étant nuls, ces derniers correspondant à l’état  $(1, 1, 1)$  et  $(0, 0, 0)$  les autres états varient de  $(1, 0, 0)$  jusqu’à  $(1, 0, 1)$ . Sur le tableau 2.4 on présente l’état de conduction de chaque bras, les tensions de phase et les tensions de ligne sont l’image de la figure 2.20 lorsque le vecteur tournant fait un tour complet.

Vecteur Spatial	Grandeurs booléennes de commande			Tensions simple triphasée			Tensions composées			Tension diphasée dans la base alpha-beta	
	a	b	c	Va	Vb	Vc	Vab	Vbc	Vca	$v_\alpha$	$v_\beta$
$v_0$	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
$v_1$	1	0	0	2/3	-1/3	-1/3	1	0	-1	$\sqrt{\frac{2}{3}}$	0
$v_2$	1	1	0	1/3	1/3	-2/3	0	1	-1	$\sqrt{\frac{1}{6}}$	$\sqrt{\frac{1}{2}}$
$v_3$	0	1	0	-1/3	2/3	-1/3	-1	1	0	$-\sqrt{\frac{1}{6}}$	$\sqrt{\frac{1}{2}}$
$v_4$	0	1	1	-2/3	1/3	1/3	-1	0	1	$-\sqrt{\frac{2}{3}}$	0
$v_5$	0	0	1	-1/3	-1/3	2/3	0	-1	1	$-\sqrt{\frac{1}{6}}$	$\sqrt{\frac{1}{3}}$
$v_6$	1	0	1	1/3	-2/3	1/3	1	-1	0	0	0
$v_7$	1	1	1	0	0	0	0	0	0	0	0

Tableau 2.4. Etats de conductions pour chaque bras

NB : les valeurs mentionnées au tableau 2.3 sont en fonction de Vdc la tension continue d'entrée. La structure du tableau 2.3 permet de déduire aisément les tensions composées à partir des tensions simples. L'objectif de la MLI-Vectorielle est d'approximer le vecteur de modulation  $\vec{V}_c$  par les huit vecteurs du polygone ( $\vec{V}_i, i = 1, \dots, 8$ ). Si le vecteur de modulation  $\vec{V}_c$  se trouve dans un secteur i entre les deux vecteurs arbitraires  $\vec{V}_i$  et  $\vec{V}_{i+1}$  le vecteur le plus proche sera utilisé, de cette façon on maximise l'amplitude du signal modulé et la fréquence de commutation.

Pour garantir que la tension générée au cours d'une période d'échantillonnage  $T_s$  (constituée des tensions fournies par les vecteurs  $\vec{v}_i, \vec{v}_{i+1}$  et  $\vec{v}_z$  utilisés pendant les périodes  $T_i, T_{i+1}$  et  $T_z$ ) est en moyenne égale au vecteur  $\vec{v}_z$  l'expression (2.14) doit être respectée

$$\vec{v}_c * T_s = \vec{v}_i * T_s + \vec{v}_{i+1} * T_{i+1} + \vec{v}_z * T_z \quad (2.14)$$

La solution de l'équation (2.13) pour une tension de ligne et une amplitude  $0 \leq \hat{v}_c \leq 1$  donne

$$T_i = T_s * \hat{v}_c * \sin\left(\frac{\pi}{3} - \theta\right) \quad (2.15)$$

$$T_{i+1} = T_s * \hat{v}_c * \sin(\theta) \quad (2.16)$$

$$T_z = T_s - T_i - T_{i+1} \quad (2.17)$$

Les expressions précédentes indiquent que l'amplitude fondamentale maximale de la tension de ligne est l'unité pour  $0 \leq \theta \leq \frac{\pi}{3}$  ceci est un avantage de la méthode vectorielle qui peut atteindre jusqu'à  $\frac{\sqrt{3}}{2}$  de l'amplitude maximale pour un indice de modulation dans la région linéaire [17][2]

Avantage de la MLI vectorielle

La MLI vectorielle présente certain nombre d'avantages par rapport à la MLI classique :

- Meilleure tension de sortie fondamentale.
- Meilleure performance harmonique.
- Une mise en œuvre (implantation) plus facile dans les processeurs de signaux numériques et les microcontrôleurs.
- Augmentation du rendement de l'onduleur jusqu'à 15% d'un point de vu couple (harmonique, perte par commutation) par rapport à la MLI sinus-triangle

#### 2.6.4. MLI Pré -Calculée SHE

La MLI précalculé est un ensemble de méthodes visant à calculer avec précisions les temps de commutations (Switching angle /Firing angle) afin de contrôler deux paramètres importants dans le signal délivré par l'onduleur : l'amplitude de la fondamentale et l'élimination de certains harmoniques de rang faible. La première tentative dans ce sens a vu le jour en 1973 [25], son auteur donne les grandes idées et les formalismes pour identifier et résoudre ce problème. L'idée de base consiste à décomposer le signal de sortie en série de Fourier, ensuite identifier les termes des harmoniques à éliminer en fonction de l'angle de commutation. Ceci donne un système d'équation non linéaire à résoudre. La manière et

le choix de résolution varie très remarquablement selon la précision souhaitée. Plusieurs méthodes coexistent pour approcher la solution optimale. il est important de noter que les harmoniques multiples de trois ne feront que rarement l'objet de la MLI précalculée car dans un système triphasé équilibré ou la charge est montée en étoile ces harmoniques coïncident en phase et vont s'annuler naturellement, au-delà encore même si le système n'est pas parfaitement équilibré ces harmoniques vont être remarquablement atténués [18]

#### 2.6.4.1. Formalisme de MLI-précalculée

Dans le cas d'un onduleur monophasé dont la tension de sortie est soit à deux niveaux (bipolar Switching) ou à trois niveaux (unipolar Switching), la différenciation est importante pour décomposer correctement en série de Fourier puis pour fixer les angles de

Commutation (Firing angle). Les figures 2.21 et 2.22 illustrent les tensions qui feront l'objet de l'étude.

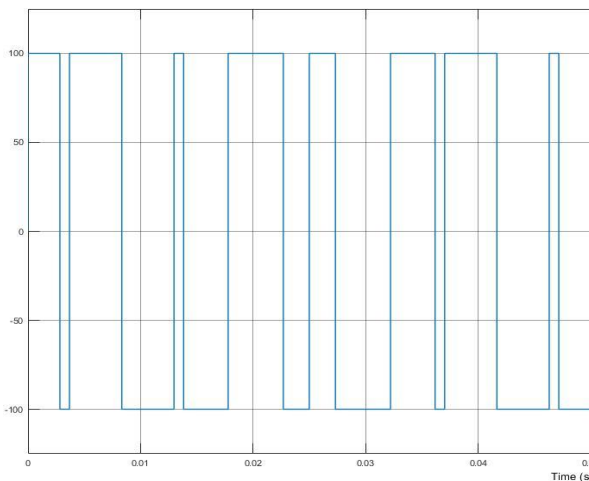


Figure 2.21. Tension à deux niveaux ‘bipolar’

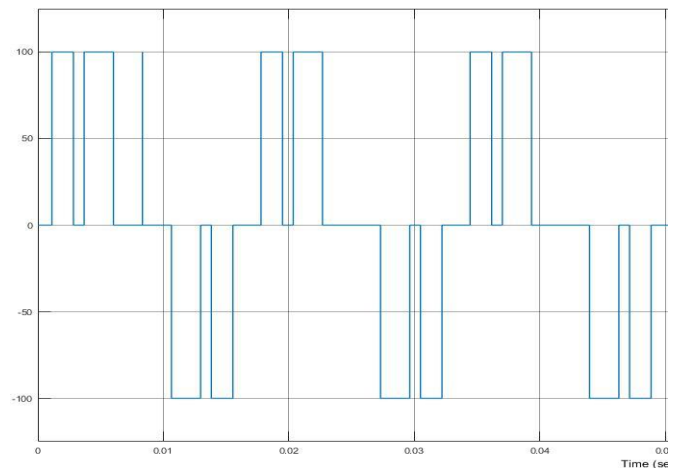


Figure 2.22. Tension à trois niveaux ‘unipolar’

Notons à présent par  $\alpha_i$  chaque angle de commutation, à chaque  $\alpha_i$  la tension change de niveau. Les  $\alpha_i$  sont bien inclus dans l'intervalle  $[0, \pi/2]$  de la manière suivante  $0 \leq \alpha_i \leq$

$$\alpha_{i+1} \leq \frac{\pi}{2}$$

**NB** : le contrôle de l'amplitude de la fondamentale exige l'élimination de N-1 harmoniques, donc pour éliminer 5 harmoniques nous aurons besoin de 5 équations  $b_n$  et une équation pour la fondamentale.

Adoptons le développement en série de Fourier suivant  $V_s = \frac{a_0}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} a_n \cos(n\theta) + b_n \sin(n\theta)$  ou  $V_s$  est la tension de sortie, assumant que la tension est symétrique par quart de période et par demi période (par rapport à l'axe y et l'axe x) QWS<sup>10</sup> et HWS<sup>11</sup>[25]. Suivant ces deux conditions le calcul des coefficients aboutit à [26]

$$\begin{aligned} a_n &= 0 \\ b_n &= \frac{2V_{dc}}{n\pi} \left[ 1 + 2 \sum_{i=1}^N (-1)^i \cos(n\alpha_i) \right] \end{aligned} \quad (2.18)$$

Avec :

- $V_{dc}$  La tension de la source
- $n$  l'ordre de l'harmonique ( $n=1$  pour la fondamentale)
- $\alpha_i$  L'angle de commutation d'ordre  $i$
- $N$  Nombre d'angles de commutation, correspondant à  $N$  harmoniques à éliminer

La valeur d'amplitude de la fondamentale peut être fixée avec l'indice de modulation  $M$  [16] qui vaut

$$M = \left[ 1 + 2 \sum_{i=1}^N (-1)^i \cos(n\alpha_i) \right] \quad (2.19)$$

### 2.6.5. Critère de choix des interrupteurs

Il est important de clarifier quelques critères de choix des interrupteurs de commandes (diode, triac thyristor, GTO, IGBT et MOSFET). Chaque type a ses avantages et inconvénients, couplés aux domaines d'application propre à chacun [27]. On distingue deux critères majeurs, les critères statiques représentés par les pertes statiques qui valent :

$$P_0 = RI^2 + EI_{moy} \quad (2.20)$$

Et les critères dynamiques qui reflètent le temps de commutation qui doit être très inférieur à la période de découpage. Entre autres les énergies dissipées pendant le découpage valent :

$$W_{on} = \frac{1}{2} E * I * T_{on} = W_{off} \quad (2.21)$$

---

<sup>10</sup> Quarter wave symmetry

<sup>11</sup> Half wave symmetry



Ceci donne naissance aux pertes dynamiques :

$$P_D = (W_{on} + W_{off}) * f_{decoupage} \quad (2.22)$$

Les deux équations 2.20 et 2.22 sont très importantes pour le dimensionnement et le choix des interrupteurs adéquats. La figure 2.23 récapitule en fonction de fréquence de mise en marche et la puissance les différents types des semis conducteurs et leur domaine d'utilisation.

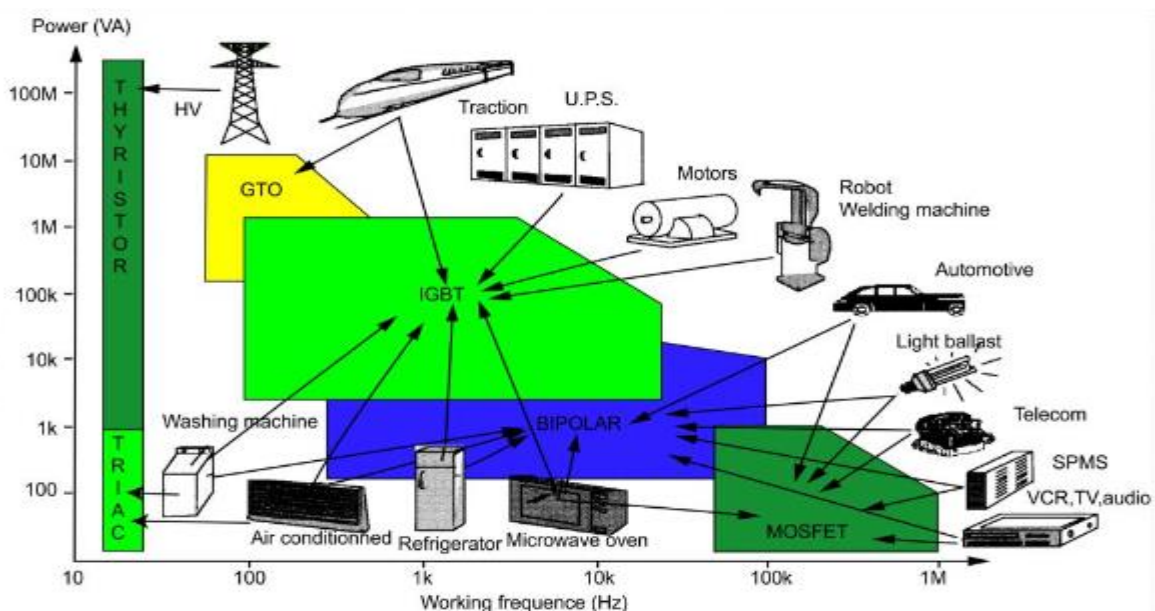


Figure 2.23. Différents types des semis conducteurs et leur domaine d'utilisation

## 2.7. Conclusion

Dans ce chapitre nous avons présentés les onduleurs de par leur définition, théorie de fonctionnement, différentes topologies et mode de commande. Nous avons aussi analysé les spectres relatifs à chaque commande tout en montrant les atouts de chacune. Nous avons également défini le principe de la MLI-précalculée ainsi que l'équation relative à la réduction des harmoniques ainsi que les critères de choix des interrupteurs. Les concepts traités dans ce chapitre permettent d'élaborer une commande satisfaisant un cahier de charge et des normes.

# Chapitre 3

## Algorithme de N-R et Simulation

---

### 3 Chapitre 3 Algorithme et simulation

---

#### 3.1.Introduction

Les travaux de Al Khawarizmi (IX siècle), repris par Cardan, Ferrari (XVI siècle) ont démontré que tout polynôme de degrés deux, trois ou 4 admet une solution explicite, quant au Polynôme de degré  $\geq 5$  Abel (XIX siècle) a prouvé l'impossibilité en général d'exprimer leurs racines à l'aide de formule précise d'où la nécessité des méthodes de calculs numériques pour résoudre les problèmes nécessitant une minimisation d'une fonction objectif. [28]

La méthode de Newton (souvent appelée méthode Newton-Raphson) est basée sur une approximation locale du deuxième ordre de la fonction objectif. Nous d'écrivons d'abord la méthode de Newton pour trouver une racine d'une fonction en une variable, puis la méthode analogue pour la recherche d'un minimum, d'abord en une, puis en n dimensions, les résultats trouvés seront appliqués au problème d'élimination d'harmonique issus d'un onduleur.

#### 3.2.Méthode de newton pour trouver la racine d'une fonction monovariable

Etant donné une fonction  $g: R \rightarrow R$  et un point de départ  $x_0$ , le but est de s'approcher d'une racine (solution)  $\hat{x}$ , la méthode de Newton utilise une approximation de premier ordre de la fonction  $g$  autour de  $x_0$  de la manière suivante

$$g(x_0 + h) = g(x_0) + g'(x_0)h + \epsilon \quad (3.1)$$

Où  $\epsilon$  contient les termes d'ordre supérieurs qui seront négligés dans la suite. [29]

La racine de cette approximation est donnée par :

$$h^* = -\frac{g(x_0)}{g'(x_0)} \quad (3.2)$$

Où en d'autres termes par

$$h^* = -\{g'(x_0)\}^{-1}g(x_0) \quad (3.3)$$

On obtient donc un nouveau point  $x_1 = x_0 + h^*$  et puis  $h^*$  est un pas issu d'une approximation locale de la fonction  $g$ , un nombre  $k$  d'itération donne l'équation générale [29]

$$x_{k+1} = x_k - \{g'(x_k)\}^{-1}g(x_k) \quad (3.4)$$

Remarque : il existe des cas où le point actuel est très proche d'un extremum ou d'un point stationnaire :  $g'(x_0)$  proche de 0, dans ce cas la division se fait par un nombre trop petit ce qui implique un pas  $h$  très long.

### 3.3. Méthode de Newton pour trouver un minimum d'une fonction mono variable

Étant donné une fonction  $f: R \rightarrow R$  et un point  $x_0$  de départ, nous appliquons la méthode de Newton pour chercher le minimum de cette fonction  $f$ , puisque la condition nécessaire d'un extremum local est que la dérivée première soit nulle, nous allons utiliser la méthode précédente pour chercher une racine de la dérivée de  $f$ , donc remplacer  $g$  par  $f'$  dans l'équation précédente donne alors

$$x_{k+1} = x_k - \{f''(x_k)\}^{-1} f'(x_k) \quad (3.5)$$

Remarque : la méthode hérite le point faible cité précédemment, si  $f''$  est trop petit on risque une division par un nombre trop petit alors un pas trop grand [29]

### 3.4. Méthode de Newton pour fonction à plusieurs variables

La méthode de Newton généralisée au cas de  $f: R^N \rightarrow R$  On commence par une approximation au deuxième ordre donnée par

$$f(x_0 + h) = f(x_0) + h^T g + \frac{1}{2} h^T H h + \epsilon \quad (3.6)$$

Avec  $x = \{x_1, \dots, x_n\}^T$  est le vecteur de variable  $X_n$ ,  $g$  le gradient et  $H$  est le hessien, et  $T$  désigne la transposition, donc le minimum est mathématiquement atteint si le gradient est nul, ce qui se traduit par  $h^* = -H^{-1}g$  et la formule de récursions (itération) est la même pour  $x_{k+1}$

#### Remarque

- Si la fonction objectif est parfaitement quadratique, la méthode de Newton converge vers le minimum global en 1 itération.
- L'un des inconvénients de la méthode est la nécessité de calculer l'inverse du Hessien, ou bien de résoudre le système d'équations  $H^*h = -g$ . Pour des problèmes avec beaucoup de variables, ceci devient vite impraticable.
- La convergence de la méthode de Newton est quadratique [29]

### 3.5.Pseudo-code et organigramme de la méthode de N-R

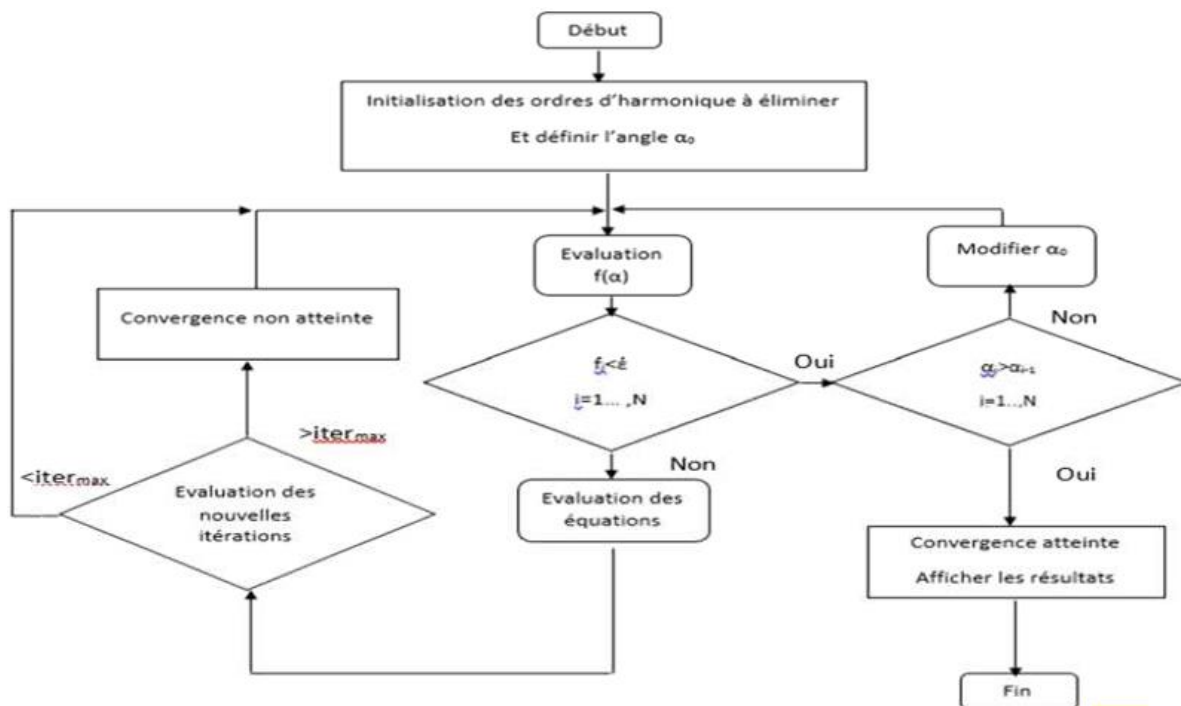


Figure 3.5-1 Organigramme de la méthode de N-R

#### Pseudocode de la méthode de N-R

**Lire** (X0, MAX\_iter, tol)

Y ← f(X0)

dfX ← f'(X0)

i ← 0

erreur ← tol + 1

**Tandis que** fX ≠ 0 et dfX ≠ 0 et i < Max\_iter et erreur < tol **faire**

X1 ← X0 - (fX/dfX)

Y1 ← f(X1)

dfX1 ← f'(X1)

error ← abs(X1 - X0)

X0 ← X1

Count ← count + 1

**Fin**

**Si** Y1 = 0 alors X1 est une solution

**Si non si** erreur < tol alors X1 est une approximation de la racine avec tolérance = tol

**Si non sin** dfX1 = 0 alors X1 est probablement une racine double

**Sinon** La méthode n'a pas convergé

**Fin Si**

**Fin Si**

**Fin Si**

### 3.6. Formulations des équations cibles

Rappelons les équations non linéaires issues du développement en série de Fourier à résoudre pour éliminer les harmoniques d'ordre 3, 5, 7 et 9.

Une première approximation de système d'équations donne la formule (3.7)

$$b_n = \frac{2V_{dc}}{n\pi} [1 + 2 \sum_{i=1}^N (-1)^i \cos(n\alpha_i)] \quad (3.7)$$

Le système d'équations (4.1) contient n équations à n inconnus, le fondamental peut être contrôlé et (n-1) harmoniques peuvent être éliminés. Si on souhaite éliminer n harmoniques on néglige le contrôle de l'amplitude du fondamental. Soit le signal de sortie S(t)

$$S(t) := \sum_{n=1}^k \left[ \frac{2V_{dc}}{n\pi} [1 + 2 \sum_{i=1}^N (-1)^i \cos(n\alpha_i)] \sin(n\omega t) \right] \quad (3.8)$$

Sachant que la valeur efficace est donnée par

$$S_n = \frac{b_n}{\sqrt{2}} \quad (3.9)$$

On développe les premiers termes correspondants aux harmoniques ciblées :

$$\psi(\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_n) = \begin{cases} b_1 = \frac{2V_{dc}}{\pi} [1 + 2 \sum_{i=1}^N (-1)^i \cos(\alpha_i)] \\ b_3 = \frac{2V_{dc}}{3\pi} [1 + 2 \sum_{i=1}^N (-1)^i \cos(3\alpha_i)] \\ b_5 = \frac{2V_{dc}}{5\pi} [1 + 2 \sum_{i=1}^N (-1)^i \cos(5\alpha_i)] \\ b_7 = \frac{2V_{dc}}{7\pi} [1 + 2 \sum_{i=1}^N (-1)^i \cos(7\alpha_i)] \\ b_9 = \frac{2V_{dc}}{9\pi} [1 + 2 \sum_{i=1}^N (-1)^i \cos(9\alpha_i)] \end{cases} \quad (3.10)$$

Ces équations donnent naissance à la fonction objectif F qui fera l'objet d'optimisation (minimisation) par l'algorithme de Newton Raphson

$$\text{Soit } F = \begin{bmatrix} f_1 \\ f_2 \\ f_3 \\ f_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\alpha_1) - \cos(\alpha_2) + \cos(\alpha_3) - \cos(\alpha_4) + \cos(\alpha_5) - M \\ \cos(3\alpha_1) - \cos(3\alpha_2) + \cos(3\alpha_3) - \cos(3\alpha_4) + \cos(3\alpha_5) \\ \cos(5\alpha_1) - \cos(5\alpha_2) + \cos(5\alpha_3) - \cos(5\alpha_4) + \cos(5\alpha_5) \\ \cos(7\alpha_1) - \cos(7\alpha_2) + \cos(7\alpha_3) - \cos(7\alpha_4) + \cos(7\alpha_5) \\ \cos(9\alpha_1) - \cos(9\alpha_2) + \cos(9\alpha_3) - \cos(9\alpha_4) + \cos(9\alpha_5) \end{bmatrix} \quad (3.11)$$

Cette fonction concerne une forme d'onde issue d'un onduleur monophasé. Pour un onduleur triphasé tenter d'éliminer les harmoniques de la forme  $h=3k$  n'a pas de sens car dans un système équilibrés ces harmoniques s'annulent et pour un onduleur multiniveau l'approche est la même sauf pour la décomposition en série de Fourier. La décomposition fait apparaître le terme  $\frac{NV_{dc}}{n\pi}$  où N est le nombre d'onduleurs montés, alors que pour un onduleur à trois niveau  $N=1, 2, 3$  avec M l'indice de modulation permet de contrôler l'amplitude de le fondamental.

### 3.7.Simulation Sous Matlab et résultats

#### 3.7.1. Présentation de la simulation Monophasée

Nous reprenons l'équation (3.10), la résolution de ce système donne les angles de commutations des interrupteurs. La figure 3.6-1 montre le schéma de la simulation

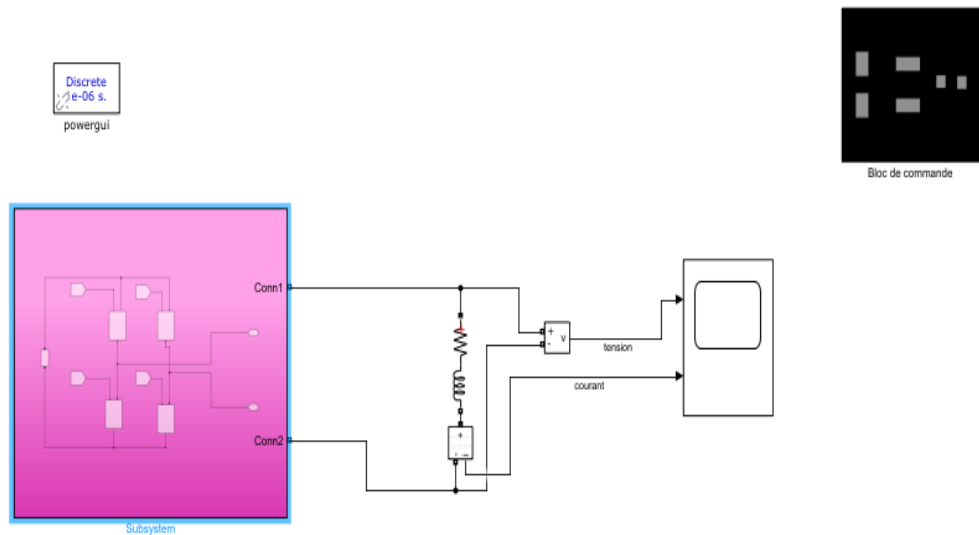


Figure 3.7-1 Schéma global de la simulation

#### Essais sur charge R

Dans un premier temps on commence par un essai sur une charge purement résistive  $R=10$  ohms, les résultats obtenus sont illustres dans les figures 3.6-2 et 3.6-3

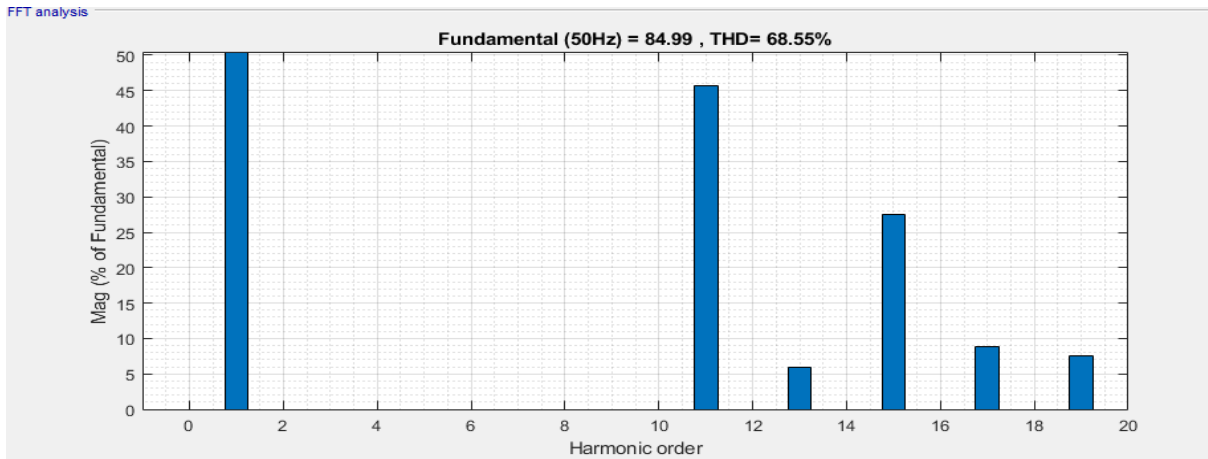


Figure 3.7-2 Spectre de la tension

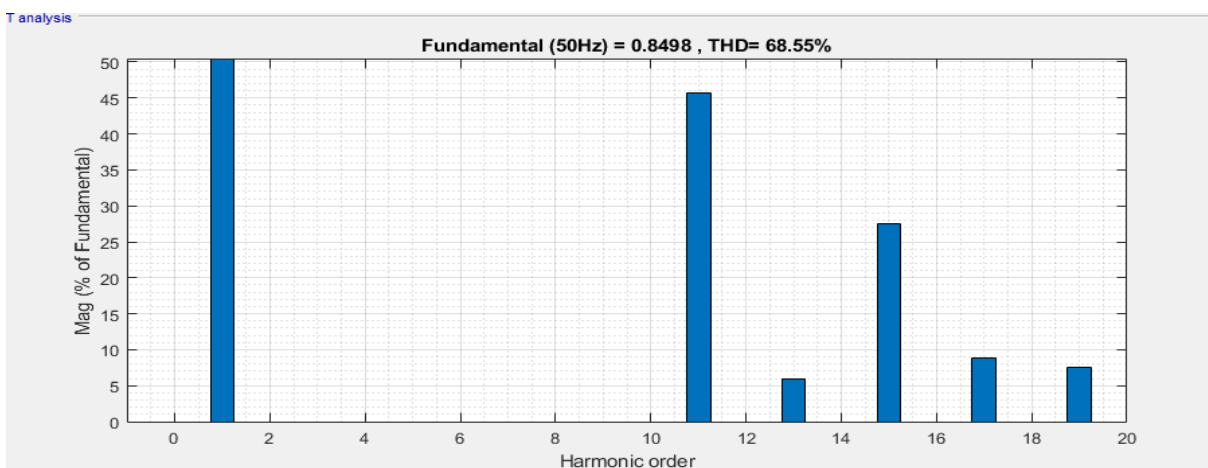


Figure 3.7-3 Spectre du courant

**Essai sur charge R-L**

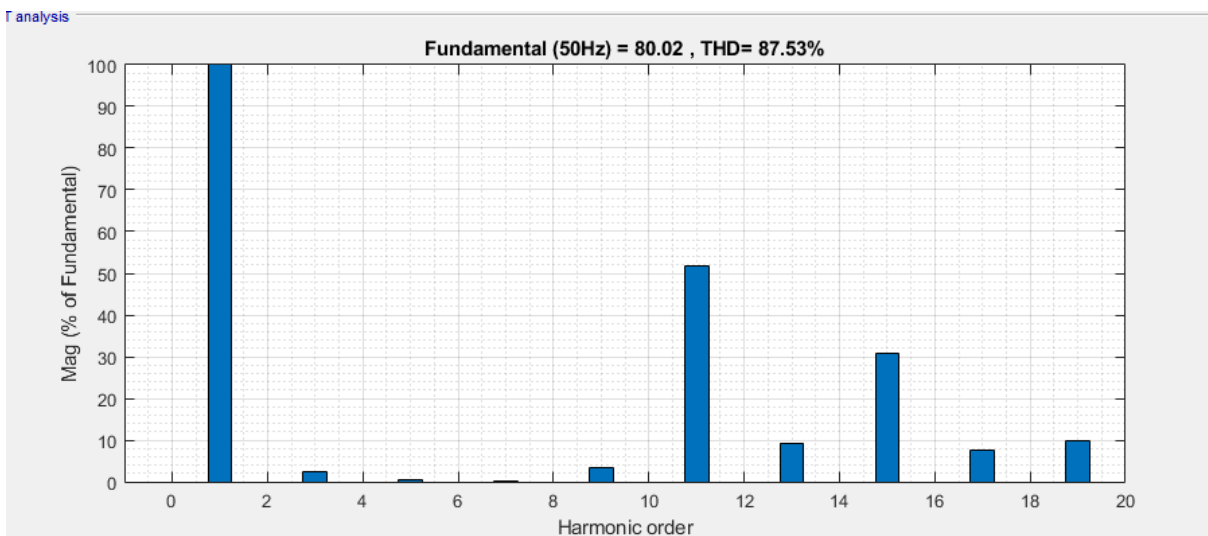


Figure 3.7-4 Spectre de tension m=0.85



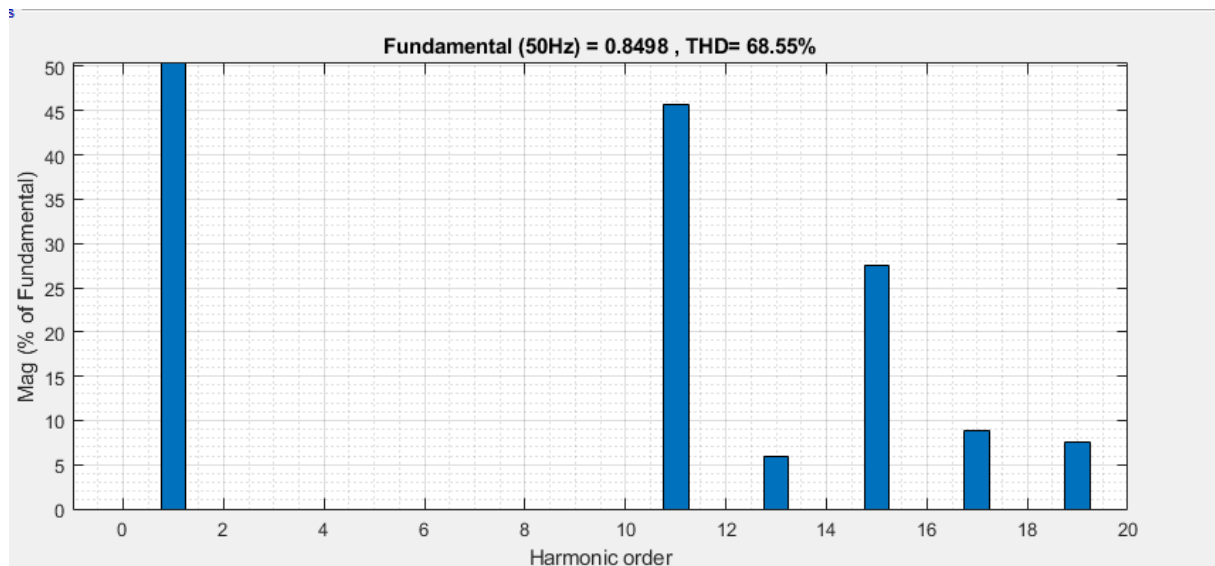


Figure 3.7-5 Spectre du courant m=0.85

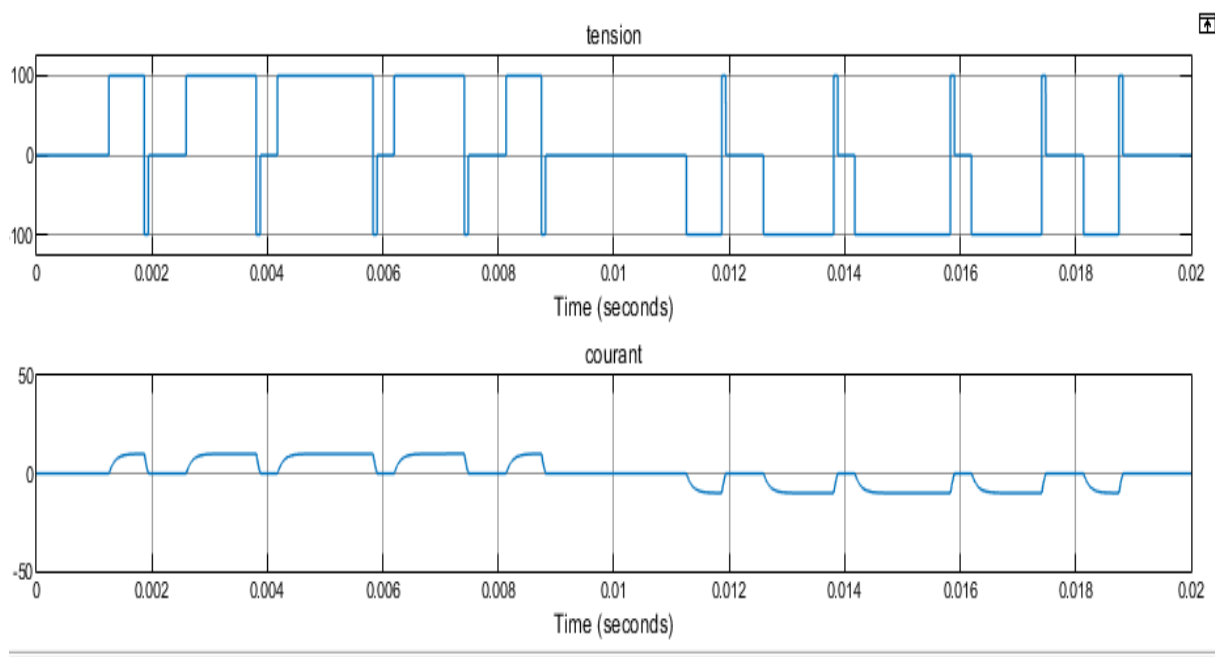


Figure 3.7-6 Forme d'onde de la commande SHE par N-R

### 3.7.2. Essai sur onduleur triphasée

Afin de préparer le pratique dans le chapitre suivant, nous avons élaborer une simulation sur onduleur triphasée pour voir sa réponse a la commande par la méthode de N-R. les formes d'ondes obtenues sont reportées sur la figure 3.6-7 ,

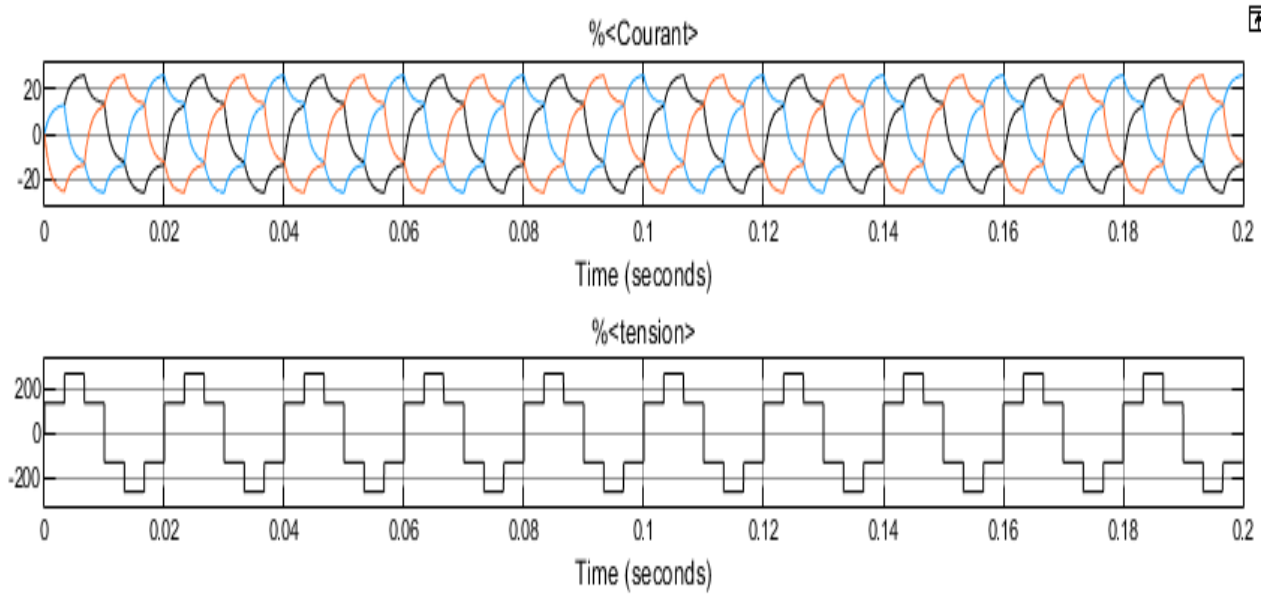


Figure 3.7-7 Forme d'onde issu de l'onduleur triphasée

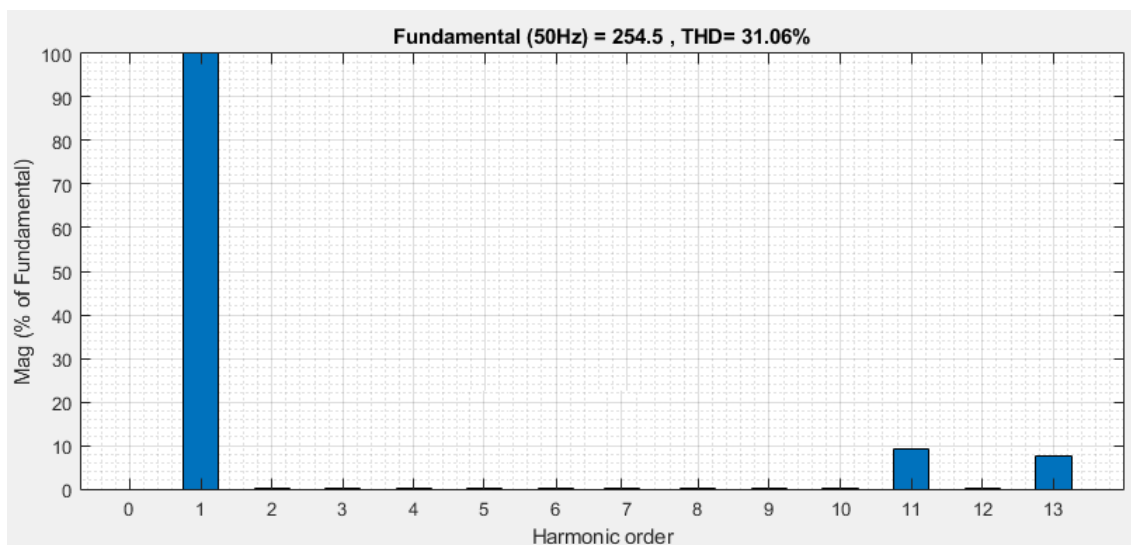


Figure 3.7-8 Spectre de la tension m=0.85

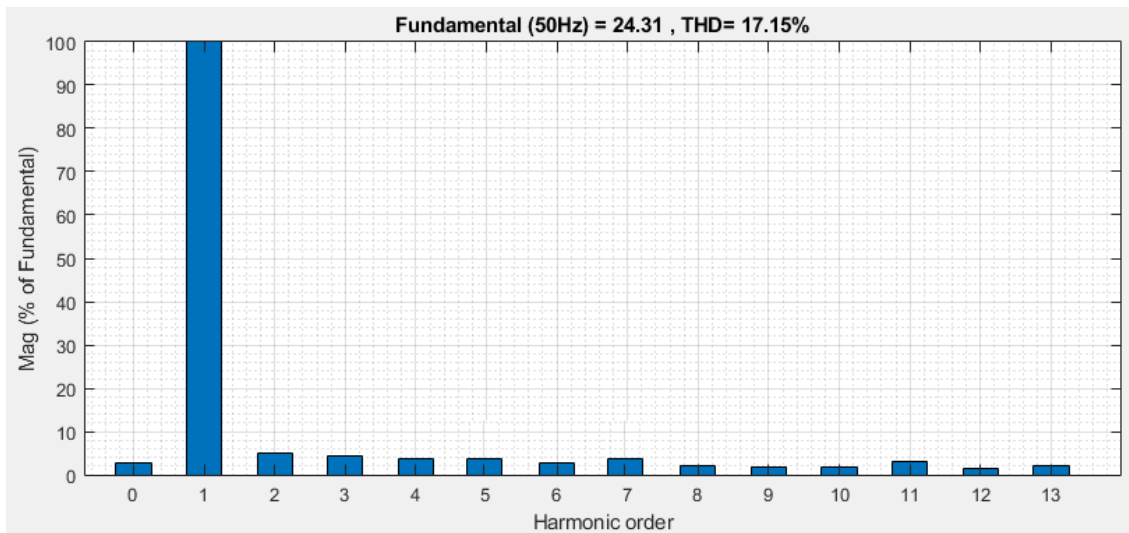


Figure 3.7-9 Spectre du courant m=0.85

Les angles issus de l'optimisation par N-R sont reportées sur le tableau

Alpha 1	Alpha 2	Alpha 3	Alpha 4	Alpha 5
22.583505	33.6015478	46.6433896	68.4980004	75.097832

Tableau 1 Angle d'optimisation pour m=0.85

L'exécution de l'algorithme pour divers indices de modulation peut servir comme abaque de référence, qui relie les indices de modulations aux angles de commutations, la figure 3.6-10 reporte ce diagramme, entre autres pour un indice de modulation m=1 on a eu une forme d'onde remarquablement sinusoïdale, reportée sur la figure 3.6-11

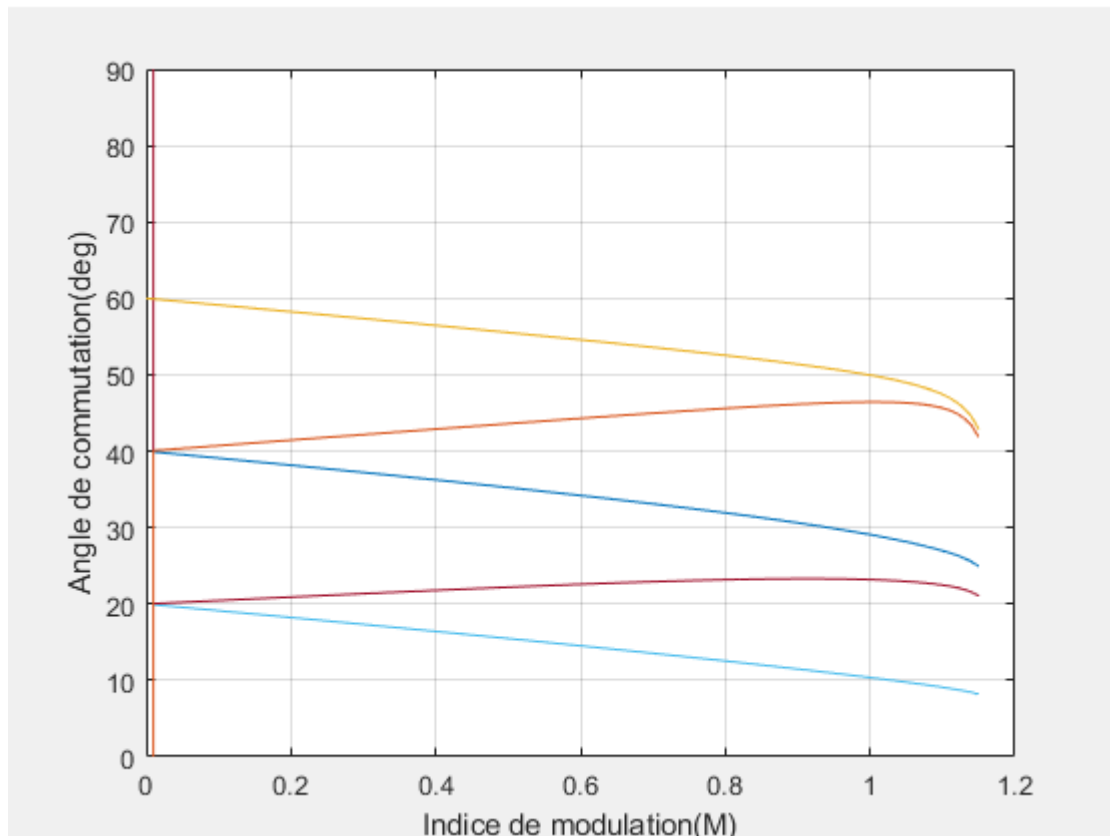


Figure 3.7-10 Abaque des angles de commutations en fonction des indices  $m$

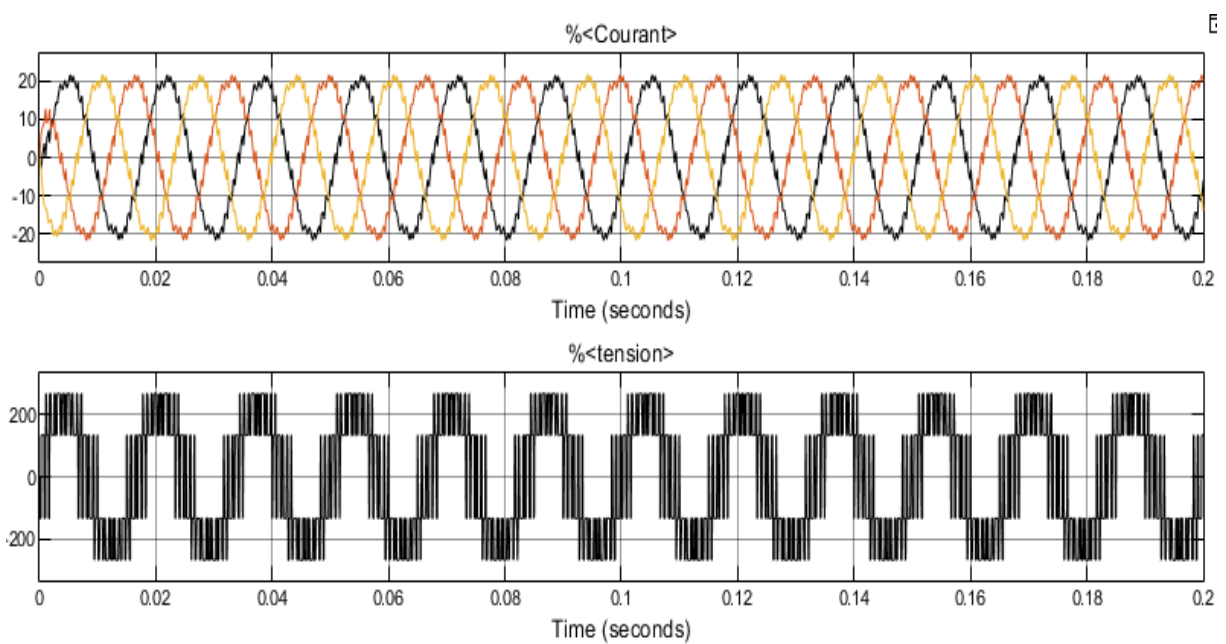


Figure 3.7-11 Forme d'onde pour  $m=1$

Pour pouvoir comparer avec les valeurs réelles dans le chapitre suivant, on a préparé la simulation pour  $m=0.5$  et  $m=1.1$ , les deux reportées sur les figures 3.6-12 ,3.6-16

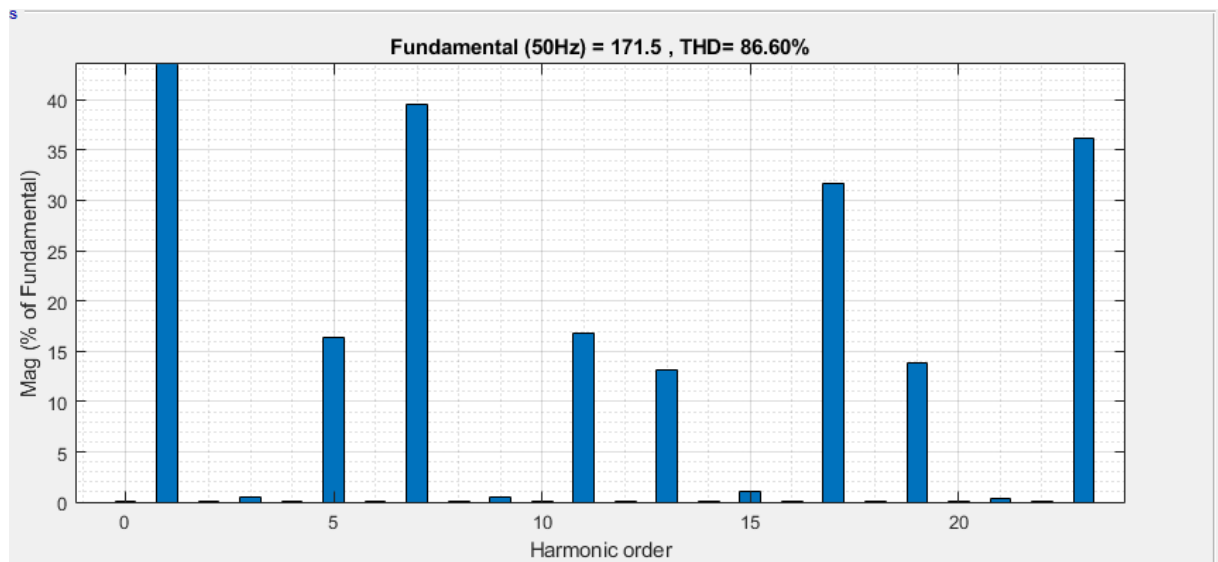


Figure 3.7-12 Spectre de tension pour  $m=0.5$

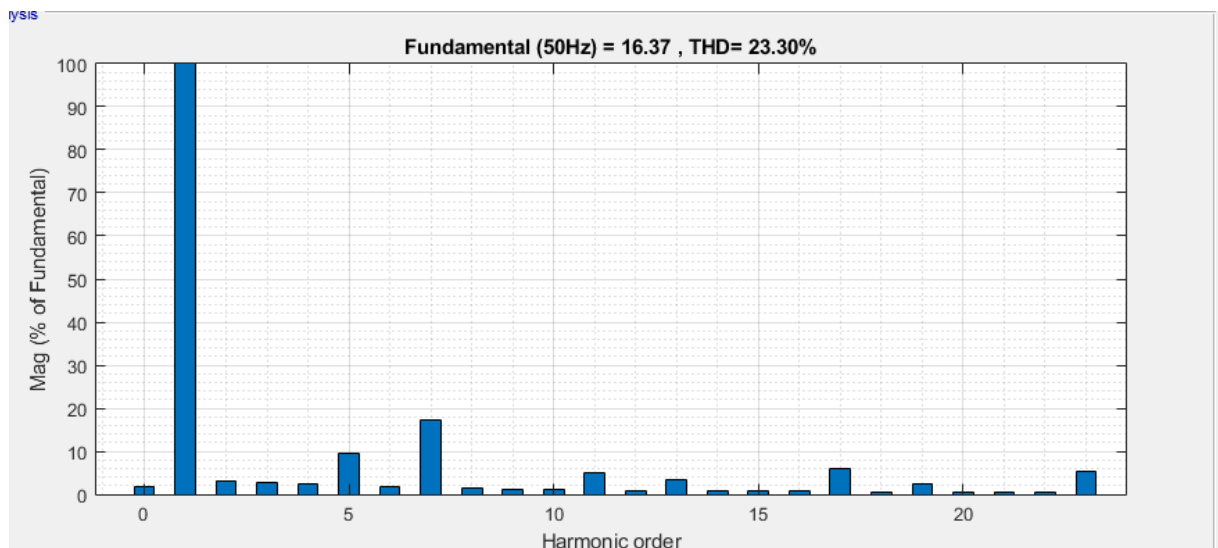
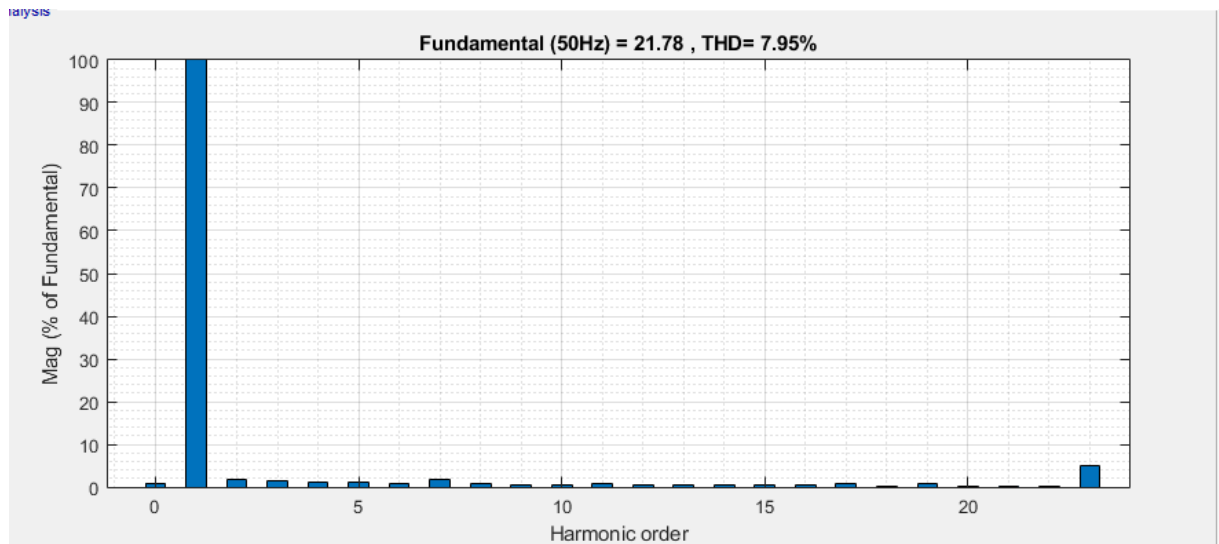
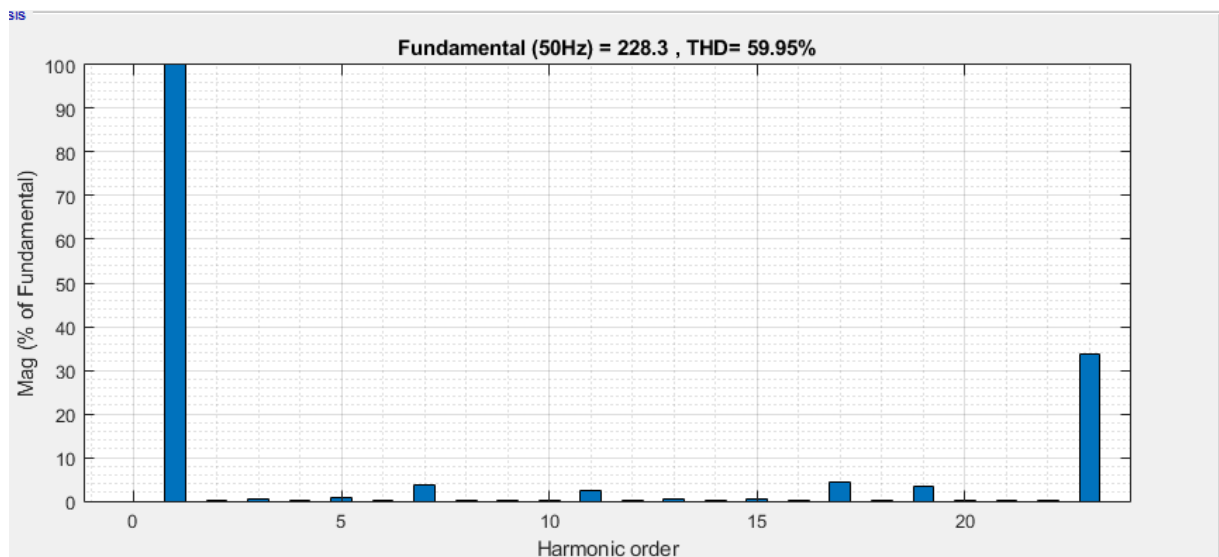


Figure 3.7-13 Spectre du courant pour  $m=0.5$

Figure 3.7-14 Spectre du courant pour  $m=1.1$ Figure 3.7-15 spectre de tension pour  $m=1.1$ 

### 3.8.Élimination de 6 rangs d'harmonique

Pour partir plus loin dans les essais de la méthode N-R on se propose d'éliminer 6 rangs d'harmonique (5,7,11,13,17,19) pour y arriver on modifie légèrement la fonction cible.

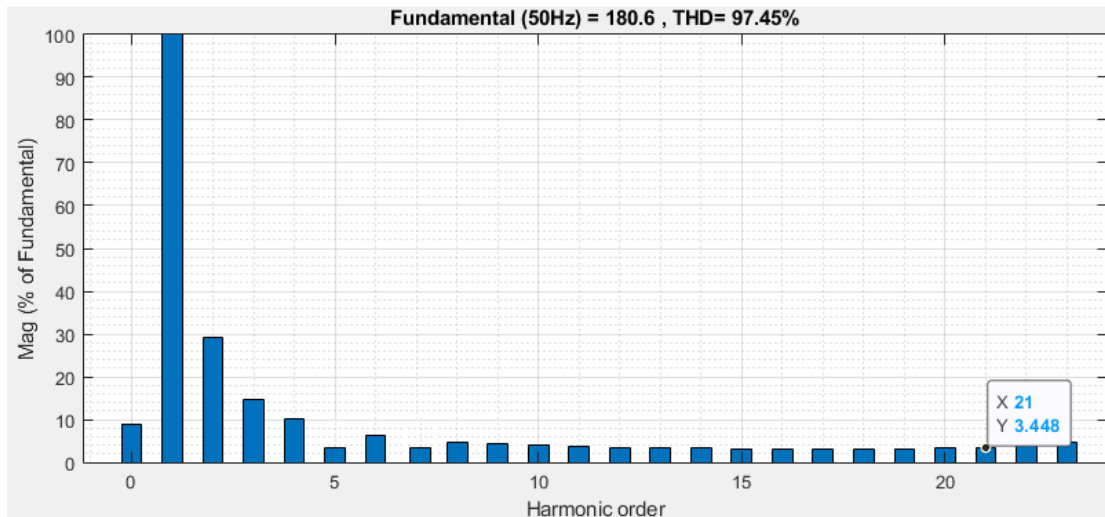


Figure 3.8-1 Spectre de la tension m=1

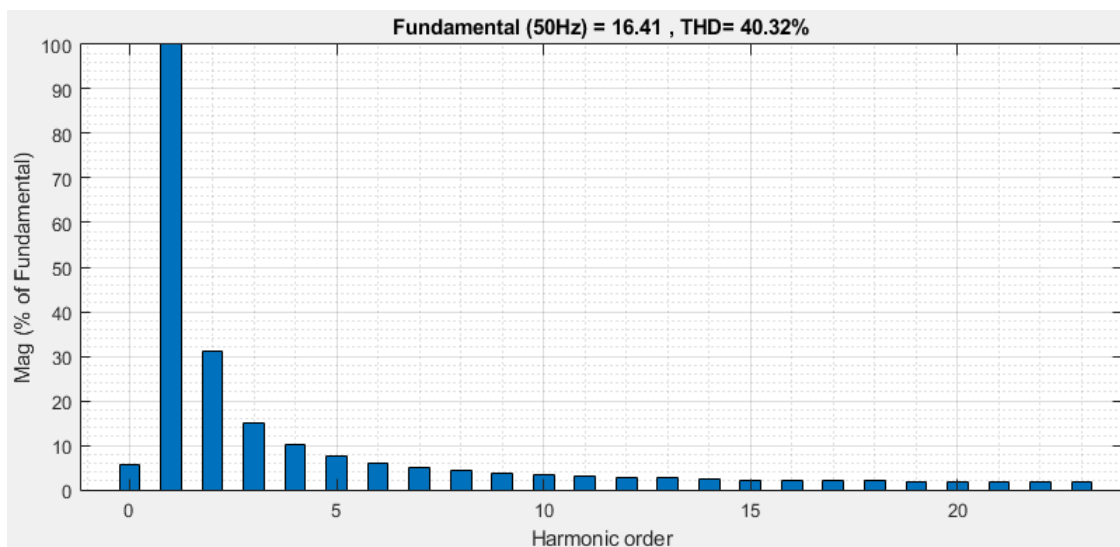


Figure 3.8-2 Spectre du courant m=1

Suite aux simulations on a obtenu des résultats relativement bons, les harmoniques cibles ont bien été éliminer (ou réduits a une amplitude <2,8%) avec un gain appréciable sur l'amplitude de fondamental (180,6 V) donc les pertes non pas dépassaient 19.4 V

### 3.9. Discussion et interprétation des résultats

-La technique SHE permet d'abaisser la fréquence de commutation du bloc de commande donc réduire significativement les pertes par commutation et éliminer l'harmonique d'ordre faible.

-Augmenter le nombre d'angle de commutation ne réduit pas nécessairement le THD. D'une manière générale le THD dans de la tension est plus important de celui du courant. Preuve le THD lié au 5 rang éliminé est meilleur.

-On remarque que la SHE réduit (élimine) les amplitudes des harmoniques cibles mais augmente aussi les harmoniques d'ordre supérieur. On suppose donc que la SHE pousse les harmoniques des BF aux HF. Ceci implique un avantage majeur pour le filtrage car si les fréquences sont éloignées le filtrage ne risque pas d'atténuer l'amplitude du fondamental.

- Malgré ces performances, la méthode de N-R, présente quelques faiblesses, par exemple il est indispensable de bien choisir les angles de démarrage sinon l'algorithme diverge d'autre part aller au-delà de  $m=1.2$  annule la matrice hessienne et l'algorithme diverge dans tous les sens.

-L'utilisation la méthode de N-R est d'autant plus intéressante en termes de performance pour les onduleurs triphasés.

### **Conclusion**

La commande adéquate des onduleurs permet de garantir une qualité d'énergie électrique satisfaisante à la fois à l'utilisateur et au fournisseur. Une commande bien calculée est un maillon important dans la chaîne d'intégration des onduleurs et les énergies renouvelables dans la sphère du Smart Grid. Dans ce chapitre on a appliqué l'algorithme de Newton-Raphson pour trouver les angles de commutations afin d'éliminer un certain rang d'harmoniques. L'algorithme présente des points fort tel que la précision des solutions lorsque les points de départ sont bien choisis et la rapidité de calcul et de convergence la simplicité de l'algorithme N-R fait de lui un excellent candidat pour toute implémentation sur des microcontrôleur ayant une faible capacité de calcul et de mémoire interne.



# **Chapitre 4 Implémentation sur RT-LAB**

## Chapitre 4 Implémentation sur RT-LAB

---

### 4.1.Introduction

Au fur et à mesure que la technologie continue son développement rapide, des systèmes physiques plus complexes sont introduits dans différents domaines technologiques. La complexité de ces systèmes les rend physiquement difficiles, longs et financièrement coûteux à tester de manière conventionnelle. Cela est particulièrement vrai pour les systèmes d'électronique de puissance, où les circuits complexes et les interrupteurs à fonctionnement rapide sont courants. Les équipements de simulation numérique et de mesure en laboratoire ont été inventés pour aider à la conception et aux essais de ces systèmes complexes Mais cela n'a pas suffi, car ils ne peuvent pas suivre les processus en temps réel. Donc le besoin d'un système suffisamment rapide pour faire les calculs à la fois en temps réel et en gardant une précision chirurgicale pour le bon fonctionnement de matérielle a donnée naissance à des systèmes tel que RT-LAB. Ce chapitre a pour objectif d'introduire RT-LAB expliciter ces composant et son fonctionnement pour ensuite commander un onduleur.

### 4.2.Présentation du RT-Lab

La simulation en temps-réel est une technique aujourd'hui largement utilisée par les secteurs de l'industrie de haute précision tels que l'automatique et l'aéronautique (avion, satellite, commande haute performance, etc.). Pour ces industries, la simulation en temps RT<sup>12</sup> permet de faire le prototypage rapide des systèmes de contrôle de façon économique, en toute sécurité et gagner du temps. La simulation en temps réel est un outil d'analyse puissant, permettant de prévoir le comportement d'un système sous l'action d'un évènement particulier et de voir son évolution en temps réel sur RT-LAB OP5600 (du laboratoire ICEPS de l'université de Sidi Bel Abbés) qui est un système de simulation complet avec 256 E/S<sup>13</sup>. Il contient un puissant ordinateur cible, un FPGA<sup>14</sup> reconfigurable et un conditionnement de signal pour ses 256 E/S. Il existe en deux versions : la OP5640

---

<sup>12</sup> Reel time simulation

<sup>13</sup> E/S : Entrée Sortie ou input/output en anglais

<sup>14</sup> Field Programmable Gates Array

comprend un FPGA Xilinx Spartan3 et la OP5660 comprend un FPGA Xilinx ML605. La figure 4.2-1 donne une vue éclatée de l'architecture physique du OP5600.

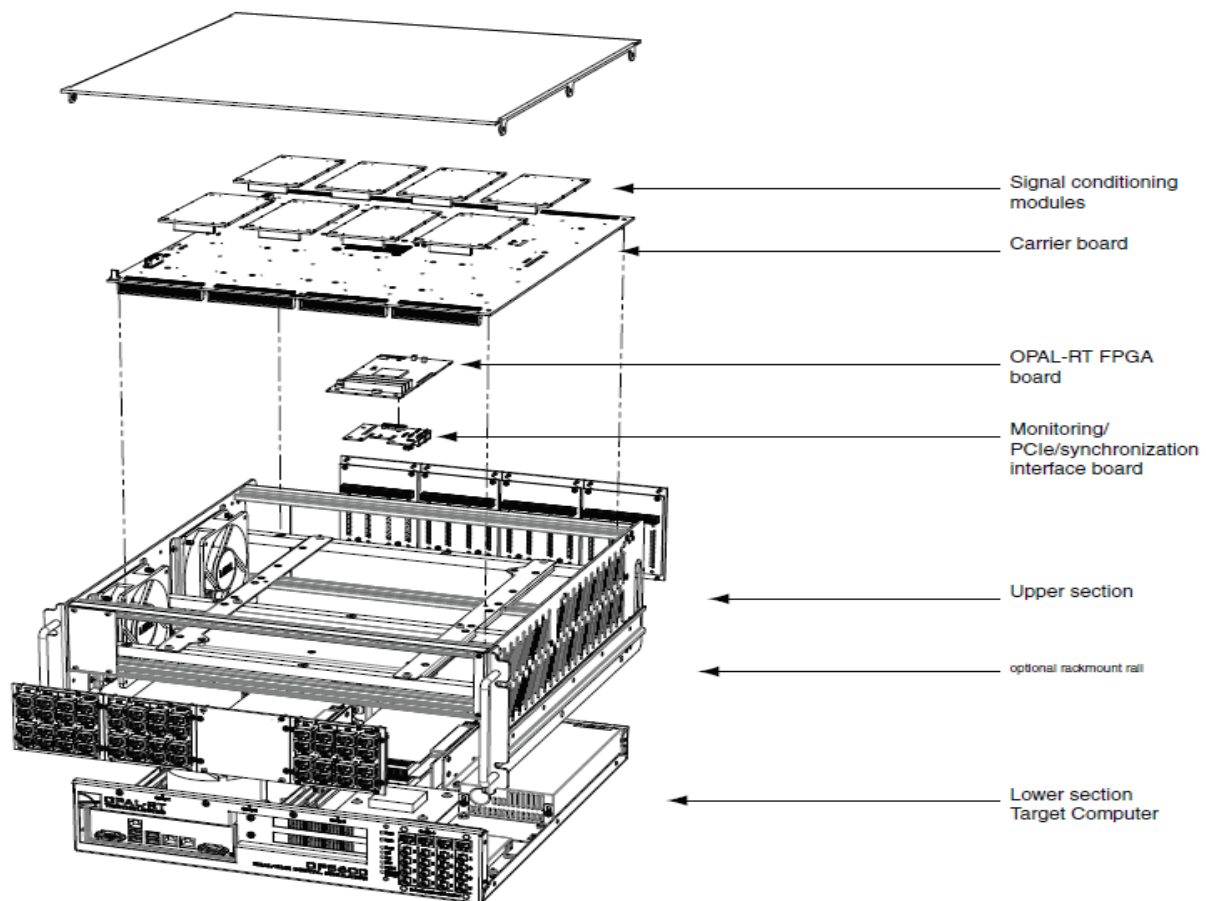


Figure 4.2-1 vue éclatée de l'architecture de OP5600

Une de ses caractéristiques essentielles est l'intégration parfaite avec MATLAB/Simulink. RT-LAB permet de convertir des modèles Simulink en temps-réel via Real-Time Workshop (RTW) et de les exécuter sur un ou plusieurs processeurs. Ce procédé est particulièrement utile pour la simulation hybride ou Hardware-In-the-Loop (HIL) et le prototypage rapide de systèmes de contrôle/commande. RT-LAB régit la synchronisation, les interactions avec l'utilisateur, l'interfaçage avec le matériel à l'aide des cartes E/S ainsi que les échanges des données pour une exécution distribuée, de façon transparente pour l'utilisateur [30] la figure 4.2-2 montre le RT-LAB du laboratoire ICEPS<sup>15</sup> et l'oscilloscope du laboratoire .

<sup>15</sup> Intelligent Control and Electrical Power Systems



Figure 4.2-2 OPAL-RT 5600

### 4.3. Architecture de RT-LAB OP5600

L'OP5600 comporte deux sections principales : une section supérieure contenant les modules de signaux d'E/S analogiques et numériques, et une section inférieure contenant l'ordinateur à processeur multicœur et le FPGA capable d'exécuter toute la panoplie OPAL-RT de logiciels de simulation en temps réel. L'OP5600 peut être paramétré avec 32 cœurs de traitement Intel Xeon E5 maximum et est doté d'un système d'exploitation Linux conçu sur mesure, offrant les meilleures performances en temps réel du marché. L'OP5600 offre également la possibilité d'une gestion des E/S programmable par l'utilisateur, gérée par un FPGA rapide Xilinx® Artix®-7. La figure 4.3-1 résume l'architecture de l'OP5600.

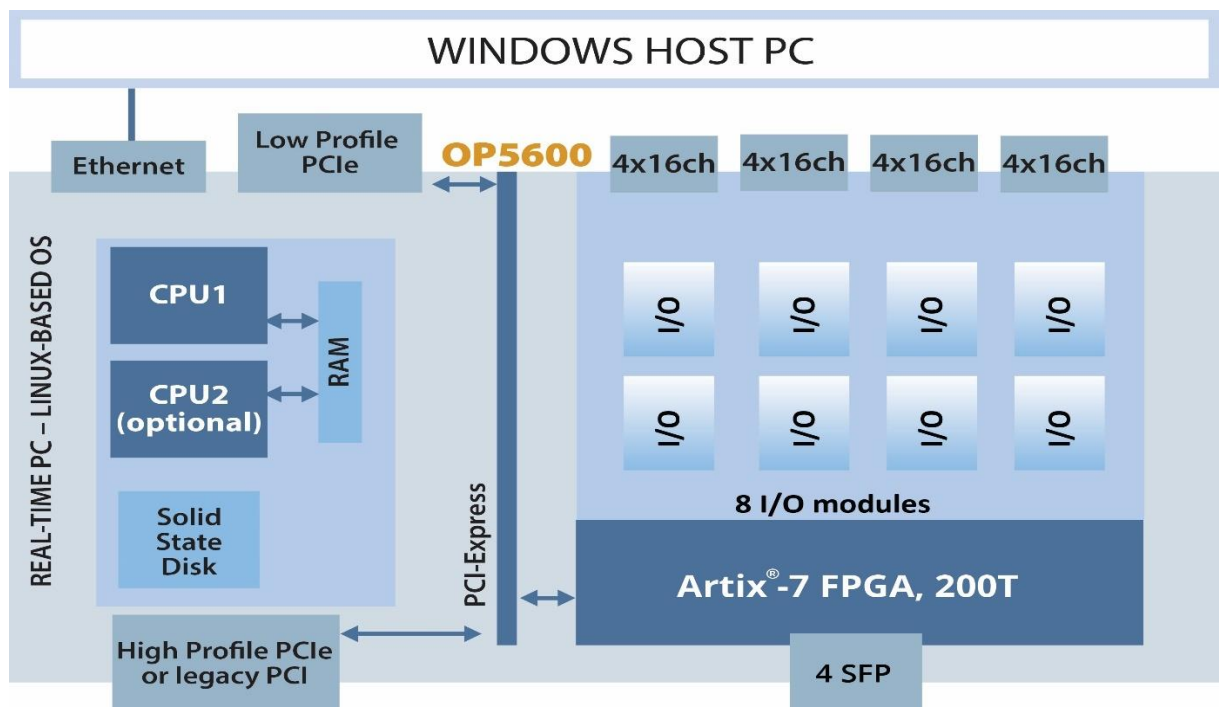


Figure 4.3-1 Architecture de L'OP5600

#### 4.4.Implémentation des commandes et m' manoeuvre pratique

Avant de présenter toute la partie pratique et ses résultats il est convenable de mettre la lumière sur l'intérêt d'une simulation en temps réel, la figure 4.4-1 [31] montre le coup d'erreur dans l'ensemble des process de fabrication , commençant par le design jusqu'à la livraison de produit finis , il est clair que toute entreprise ou organisme doit impérativement focaliser son travail sur les premières phases de fabrication de produit , car plus le process avance plus le cout s'élève , et les risques humaines et matérielles accroissent .

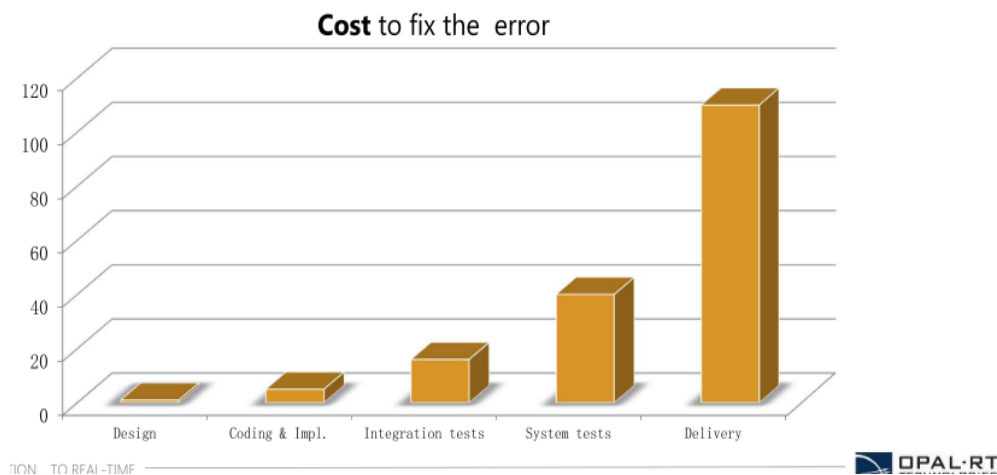


Figure 4.4-1 Cout de réparation des erreurs

RT-LAB offre un outil puissant de supervision de tout le process de fabrication, et entre autres

##### Réduire les erreurs et les coûts

- Pas besoin d'un système réel ou d'un prototype
- Détecter les défauts plus tôt : le plus tôt sera le mieux
- Minimiser les dysfonctionnements après l'installation

##### Réduire les délais

- Développer indépendamment le HW et le SW d'un contrôleur
- Tester les systèmes de manière indépendante en laboratoire avec leur environnement simulé
- Réduire les activités de retouche avec une vérification progressive

### Réduire les risques

- Étudier en détail un système complexe grâce à la simulation
- Une meilleure couverture des tests

#### 4.4.1. Présentation du matériel utilisés dans l'expérimentation

- Un micro-ordinateur
- Une source d'alimentation DC variable
- Un convertisseur de puissance SEMIKRON
- Un oscilloscope
- Un Fluke-mètre
- Une interface de commande RT-LAB
- Une interface de connexion de la carte DSPACE avec l'onduleur SEMIKRON
- Un moteur asynchrone

#### Le convertisseur de puissance SEMIKRON

Ce module est composé des éléments suivants :

- Onduleur triphasé à IGBT modules SEMIKRON
- Redresseur triphasé
- Hacheur de récupération
- Référence : 08753450BB

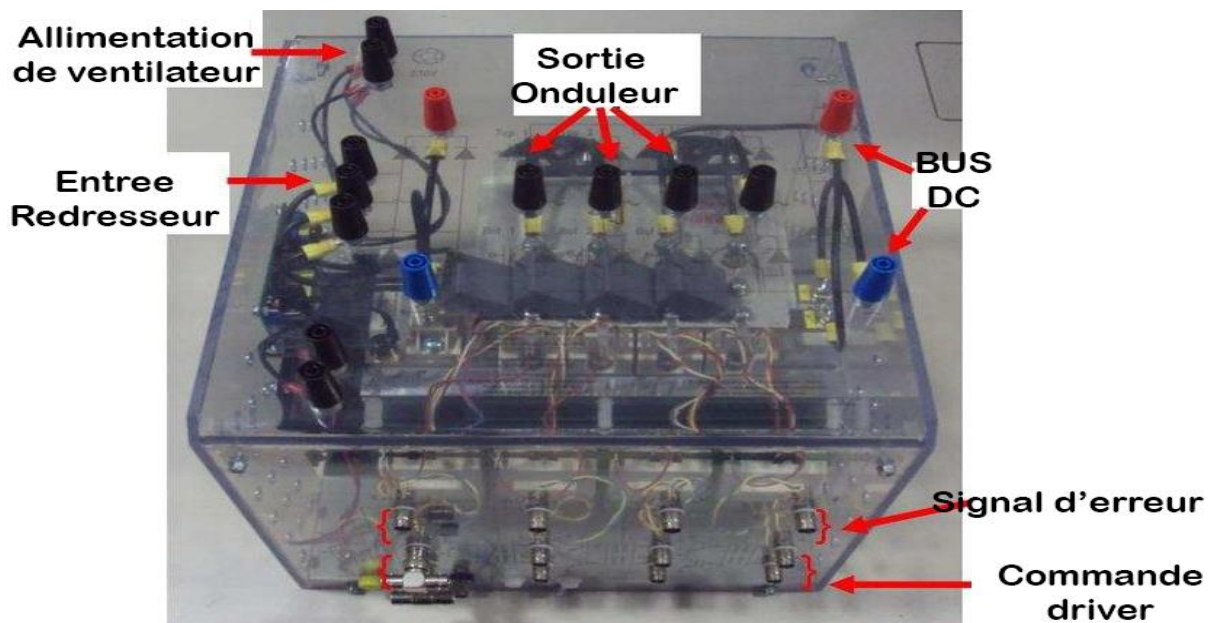


Figure 4.4-2 Onduleur SEMIKRON

### L'énergimètre FLUKE 435

C'est un instrument de mesure doté de fonctions évoluées de mesure de la qualité du réseau électrique et de valorisation des déperditions énergétiques. Il peut traiter tous les problèmes électriques entre mesure de tension , courant , analyse spectrale , et il permet le monitoring en temps reel sur ordinateur grace a une liaison USB .il est a la fois robuste pour les grandes valeurs de mesures , et sensibles pour les petites valeurs .



Figure 4.4-3 FLUKE435

Ce Fluke 435 est doté de capteur à effet de Hall<sup>16</sup> pour prendre les mesures liées a au courant, également sa mémoire interne est capable d'enregistrer des données pendant une longue période afin d'analyser le comportement général du réseau électrique, d'où l'appellation anglophone Power Quality and Energy Analyzer.

### Moteur Asynchrone

La machine asynchrone, de par sa construction, est la machine la plus robuste et la moins chère du marché. Cette machine est largement utilisée dans la plupart des entraînements électriques dans plusieurs domaines industriels, notamment pour des applications à vitesse

<sup>16</sup> L'effet Hall découvert en 1879 par Edwin Herbert Hall<sup>1</sup>, qui l'a énoncé comme suit : « un courant électrique traversant un matériau baignant dans un champ magnétique, engendre une tension perpendiculaire à ce dernier ».



variable, son utilisation dans notre expérimentation est justifiée par sa ressemblance à une charge R-L. Le modèle utilisé est reporté sur la figure 4.4-4



Figure 4.4-4 Photo du moteur asynchrone

#### 4.4.2. Montage et manœuvre pratique

Schéma block du montage :

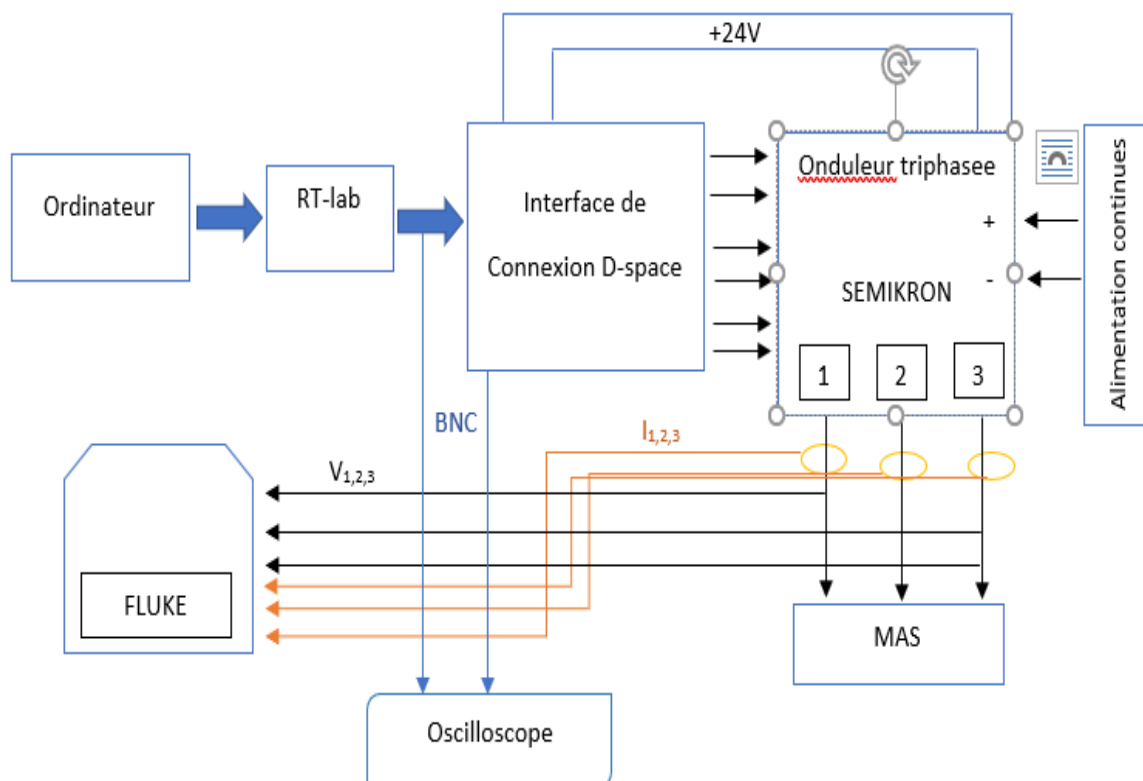


Figure 4.4-5 Schéma block du montage



**Montage réelle de la réalisation :**

Figure 4.4-6 Montage du montage réel de la réalisation

**4.4.3. Réalisation sur RT-LAB**

On introduit la partie commande dans l'interface RT-LAB sur le bloc `reference_out` afin d'obtenir les résultats suivants :

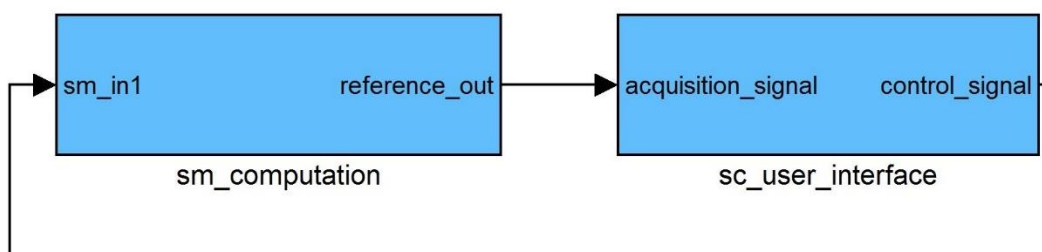
**SHE PAR NEWTON RAPHSON**

Figure 4.4-7 interface de la boucle RT-LAB

### 4.5.Résultats

Après implémentation de la commande par la méthode N-R, on observe sur l’oscilloscope les trois commandes reportées sur la figure 4.5-1, on y voit le déphasage entre la commande de chaque bras ainsi on évitera un court-circuit, sur la figure 4.5-2 on observe des vecteurs tensions/courants triphasés avec une fréquence de 50hz issus de l’onduleur sous commande par N-R

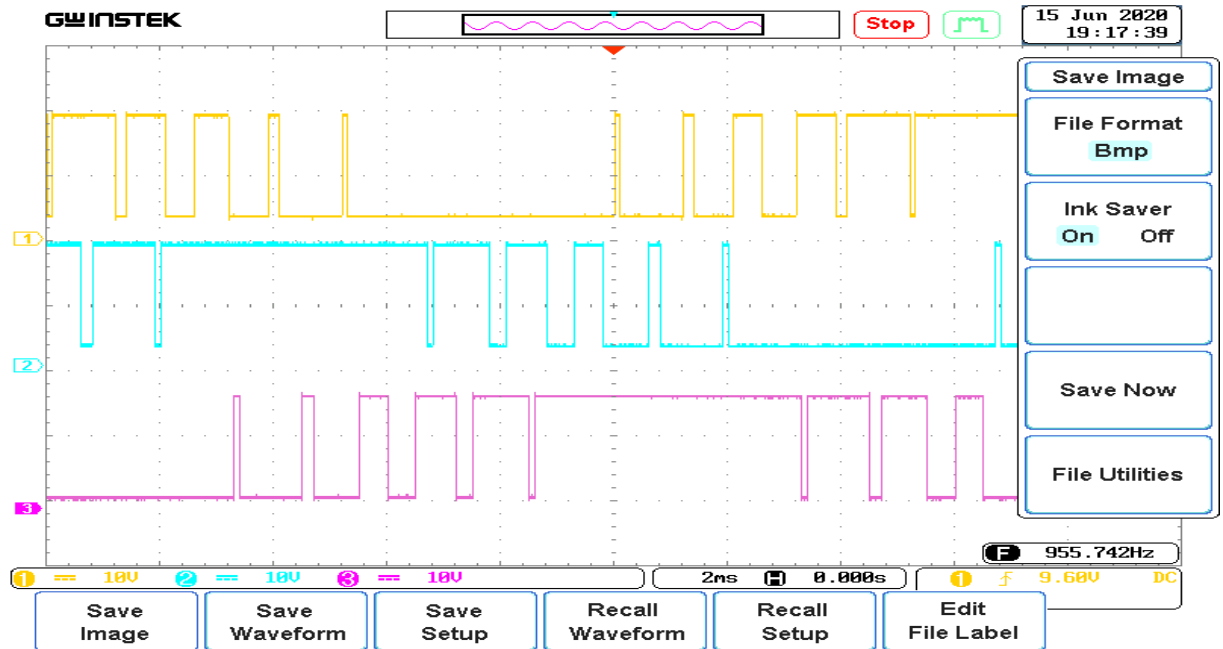


Figure 4.5-1 Forme d’onde de signaux de commande

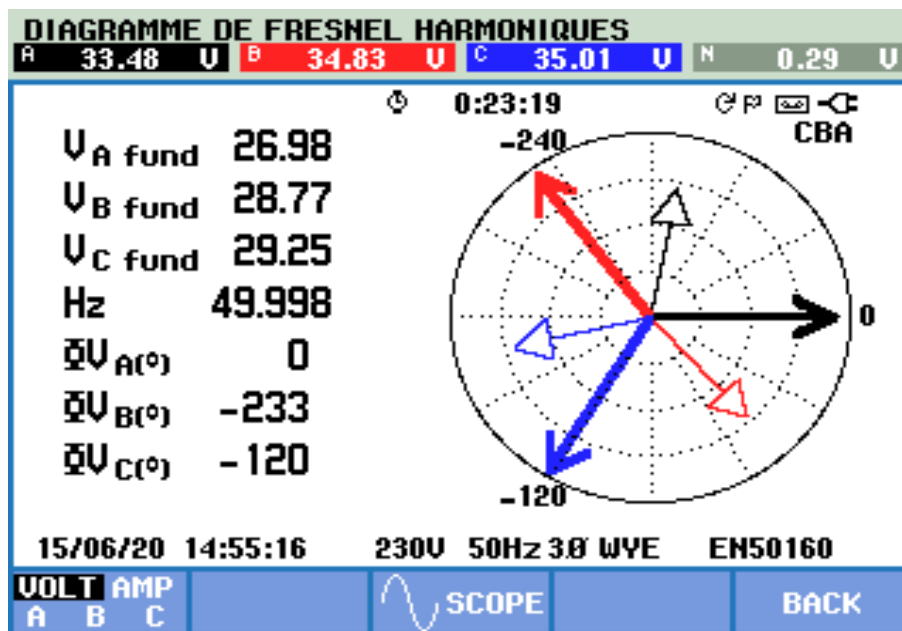


Figure 4.5-2 Diagramme de Fresnel

Comme on est sur du bon fonctionnement de la commande et du montage , on varie l'indice de modulation et on releve le spectre harmonique relatif a chaque indice .

Pour  $m = 0.5$

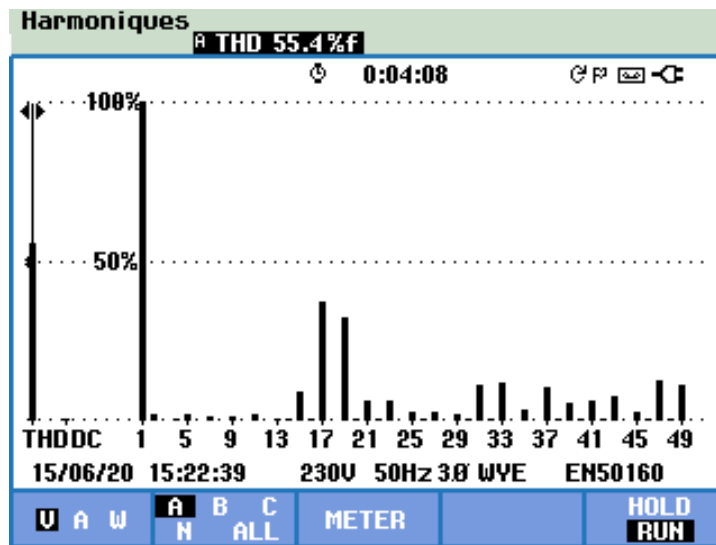


Figure 4.5-3 Spectre de la tension pour  $m=0.5$

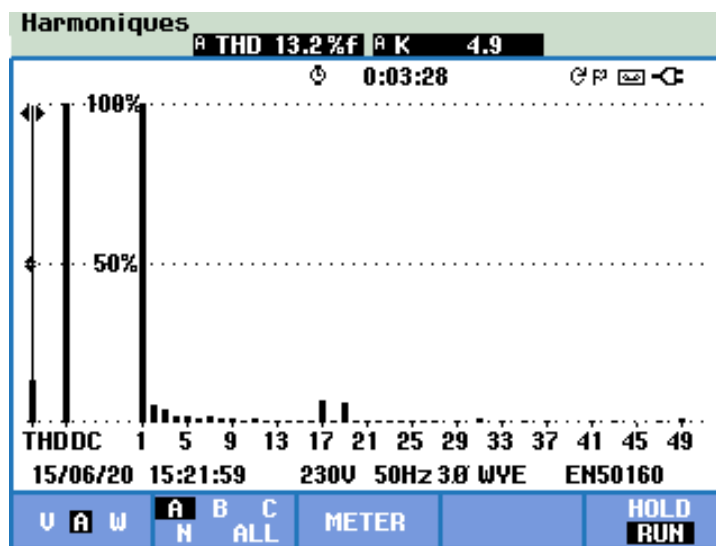


Figure 4.5-4 Spectre du courant pour  $m=0.5$

Pour  $m=0.85$

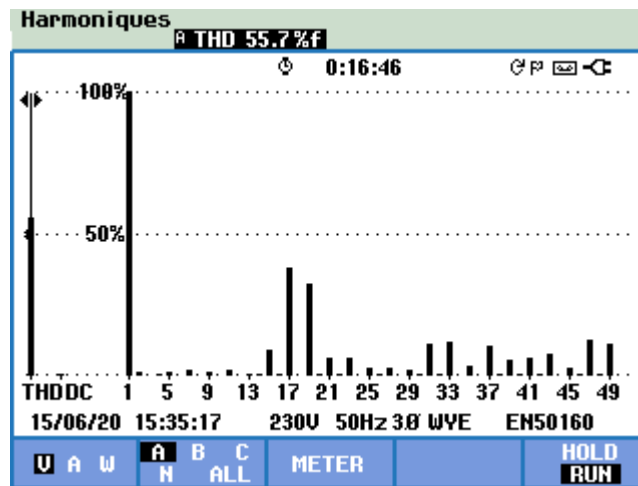


Figure 4.5-5 Spectre de tension pour  $m=0.85$

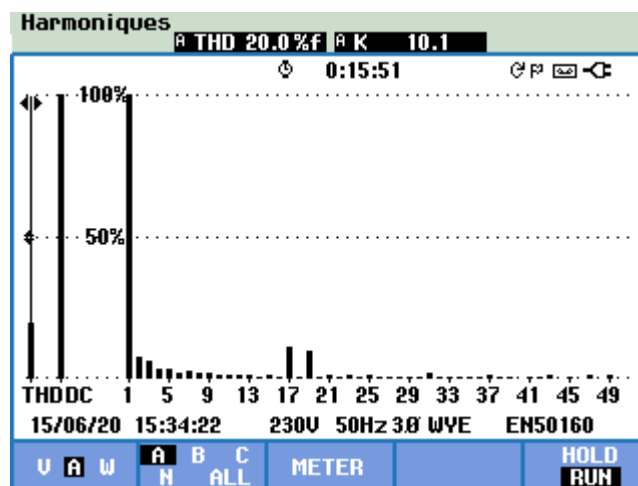


Figure 4.5-6 Spectre du courant pour  $m=0.85$

Pour  $m=1.1$

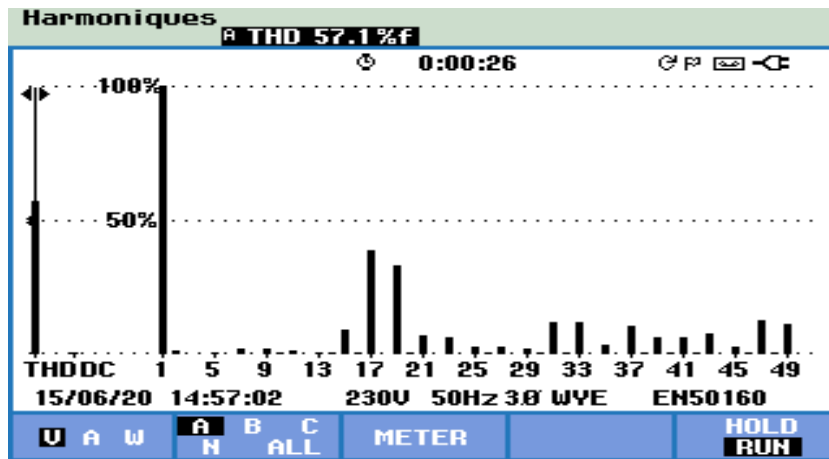


Figure 4.5-7 Spectre de la tension pour  $m=1.1$

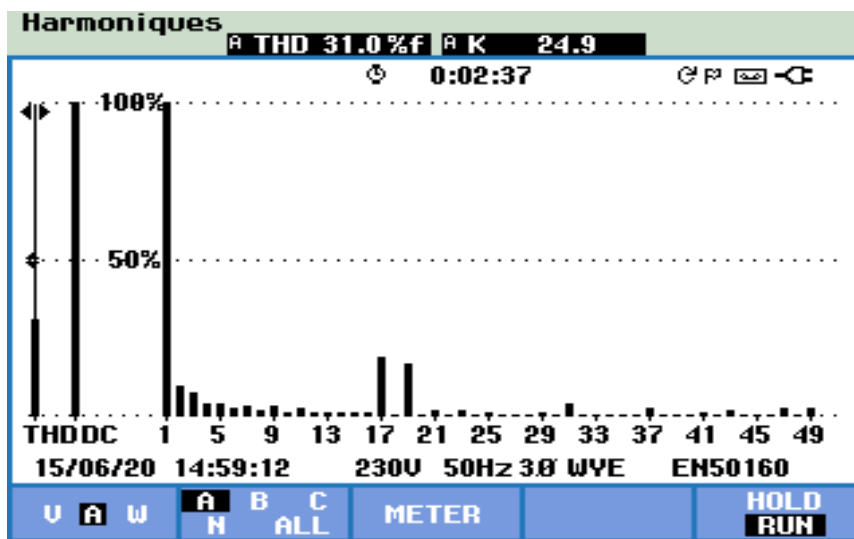


Figure 4.5-8 Spectre du courant pour  $m=1.1$

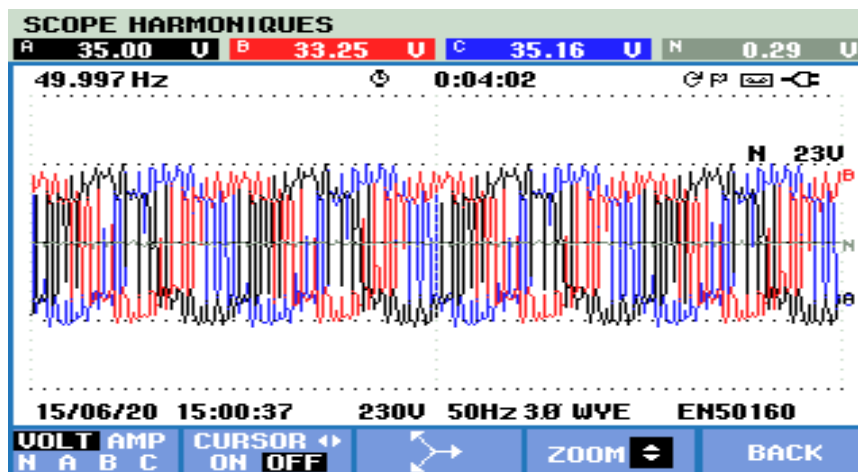
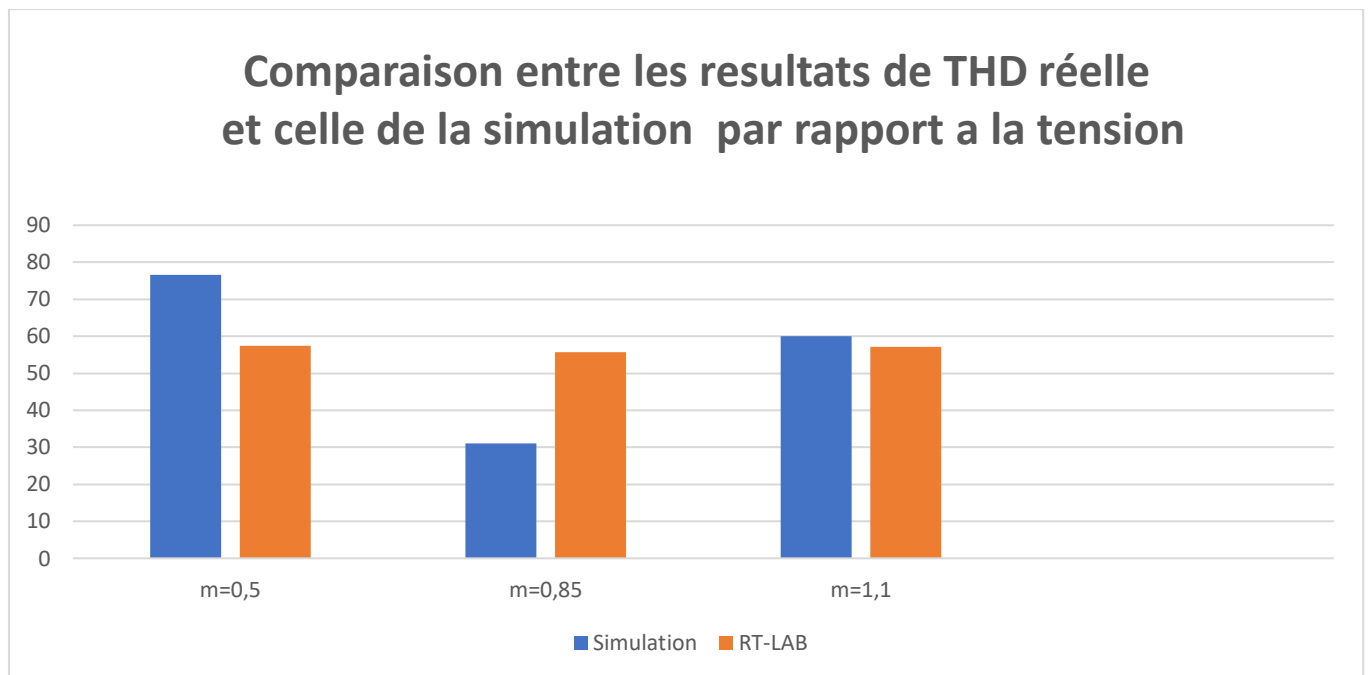


Figure 4.5-9 Tension triphasée  $m=1.1$

#### 4.5.1. Comparaison entre les résultats de la simulation et les résultats réelle



#### 4.5.2. Interprétation des résultats

D'après les différentes figures on remarque que les harmoniques cibles ont bien été éliminées (ou réduit à un ordre  $<2\%$ ). L'étude comparative montre parfois une différence significative entre le THD de la simulation et le THD réel, ceci peut être dû à plusieurs facteurs : les résistances des câbles, le passage par plusieurs systèmes intermédiaires (l'interface de liaison DSpace), et les parasites inévitablement présents. Or il est important de signaler qu'on a observé un signal aléatoire (bruit blanc) sur le Fluke, sans la présence de signal de commande sur l'onduleur, ni alimentation du pont de redressement. Ces parasites ont probablement pour origine les drivers IGBT. Ces parasites viennent se superposer sur les signaux délivrés par l'onduleur et le déformer. Une analyse du diagramme de Fresnel peut confirmer cette l'hypothèse, car à chaque mesure le déphasage entre les grandeurs varie un petit peu.

## **4.6. Conclusion**

L'essai des commandes dans la réalité constitue un axe important pour juger la puissance et le rendement d'une commande ou n'importe quelle technologie, les systèmes temps-réel construisent un pont liant la théorie à la pratique, de par sa puissance de calcul et ses multiples fonctionnalités, ces systèmes viennent se combiner avec le matériel du laboratoire pour permettre l'implémentation de la commande par la méthode de N-R. On a obtenu de bons résultats vis-à-vis de l'élimination des harmoniques cibles. Or quelques différences ont été notées entre la simulation et la pratique, ceci vient confirmer l'importance de la pratique qui présente de vrais défis dans le développement et la recherche.

# **Conclusion générale**

---



## Conclusion générale

Le marché de l'électronique de puissance passera de 39,03 milliards de dollars en 2018 à 51,01 milliards de dollars en 2023, avec un taux de croissance annuel moyen de 5,5 % entre 2018 et 2023[32]. Ce développement massif est dû à l'explosion de la population mondiale, à la demande croissante de l'énergie sous différentes formes, et à l'intégration des énergies renouvelables pour subvenir aux besoins, et substituer les anciennes sources à effet de serre.

Ces énergies renouvelables passent très souvent par un maillon central qui est l'onduleur présentant un intérêt double, convertir l'énergie de la forme continue, issue de cellules photovoltaïques ou batteries, vers l'alternatif en assurant l'amplitude et la fréquence adéquate mais aussi garantir des normes de qualité traduites par le THD.

C'est dans cette philosophie qu'on s'est intéressé à la qualité d'énergie issus d'un onduleur, sa forme et son spectre harmonique, en se focalisant à son contenu harmonique, ce même contenu harmonique implique beaucoup de dégradation et de pertes sur le plan économique et sur le plan technique, et pour impliquer les technologies nouvelles et les dernières tendances en matière informatique et algorithmes révolutionnaires le laboratoire de recherche ICEPS nous a proposées de travailler avec l'algorithme de Newton-Raphson, qui présente une approche classique des algorithmes itératives mais très efficaces en matière d'optimisation des fonctions objectives et recherche de minima. Cet algorithme comme on l'avons décortiqué au début du chapitre 3 propose une convergence très rapide.

Le cœur de l'utilisation la méthode de N-R ou n'importe quel autre algorithme d'optimisation et de trouver les instants de commutations précis des interrupteurs, et ces instants ne sont que les minima trouvés pour le système d'équations non linéaires issus du développement en série de Fourier de signal de sortie de l'onduleur. Le défi avec ces équations c'est bien leur complexité ceci les rends insolubles avec les méthodes algébriques habituelles, c'est exactement à ce niveau là que nous avons déployé la méthode de N-R.

Et suite aux exigences du laboratoire ICEPS en matière de précision et de vérification par les essais réels, la manipulation pratique fut un axe important de ce travail, l'outil RT-LAB a été déployé pour implémenter toutes les commandes sur un onduleur afin d'alimenter un moteur asynchrone. Les essais ont montré une bonne corrélation entre la théorie et la pratique. Les

## Conclusion générale

harmoniques ciblés ont bien été éliminées et le contrôle d'amplitude donna de bons résultats. Un écart a été observé entre la simulation et la pratique ceci est dû à quelques imperfections du matériel et aux parasites qui venaient s'ajouter aux signaux utiles.

## Perspectives

Notre travail donne le brin d'idée pour des futurs travaux afin d'imposer une linéarité parfaite entre la simulation et la pratique et ceci se traduit par une commande adaptative à l'aide d'une boucle fermée, ou le RT-LAB fera l'analyse spectrale, et suite à son contenu harmonique il ajustera la commande afin de garantir la meilleure qualité d'énergie possible peu importe la charge alimentée. L'intelligence artificielle et l'apprentissage profond peuvent également contribuer à la prédiction des commandes.

## Références bibliographiques

- [1] A. Kalair, N. Abas, A. R. Kalair, Z. Saleem, and N. Khan, “Review of harmonic analysis, modeling and mitigation techniques,” *Renew. Sustain. Energy Rev.*, vol. 78, no. February, pp. 1152–1187, 2017, doi: 10.1016/j.rser.2017.04.121.
- [2] M. H.rashid, *Power Electronics Handbook*. 2011.
- [3] M. T. T. Alexander Kusko, *Power quality in electrical systems*. 2007.
- [4] M. Ashour, K. Youssef, A. Electricity, D. Company, and S. El Sobki, “HARMONIC SURVEY AND HARMONIC ESTIMATION OF HARMONIC COST ;,” *Int. Conf. Electr. Distrib.*, no. 2, pp. 6–9, 2005.
- [5] D. Chapman, “The Cost of Poor Power Quality,” *Power Qual. Appl. Guid.*, p. 8, 2003, [Online]. Available: <http://www.cda.org.uk>.
- [6] I. Etxeberria-otadui, “Sur les systèmes de l ’ électronique de puissance dédiés à la distribution électrique – Application à la qualité de l ’ énergie .,” Institut National Polytechnique de Grenoble, 2003.
- [7] M. B. Marz, “Interharmonics : What They Are , Where They Come From and What They Do,” *Minnesota Power Syst. Conf. Pap.*, pp. 1–8, 2016, doi: 10.1017/CBO9781107415324.004.
- [8] M. P. Kazmierkowski, *Power Quality: Problems and Mitigation Techniques [Book News]*, vol. 9, no. 2. 2015.
- [9] A. P. S. Cruz, *Active filter cookbook*, vol. 53, no. 9. 2013.
- [10] N. P. Lyer, *Power Electronic Converters*. 2018.
- [11] A. R. Hambley, *Electrical Engineering Principles and Applications*, Pearson. Pearson, 2011.

- [12] B. lila Madani chabane, “Commande d’un filtre actif a quatre fils,” 2018.
- [13] E. L. Owen, “History origin of the inverter,” *IEEE Ind. Appl. Mag.*, vol. 2, no. 1, pp. 64–66, 1996, doi: 10.1109/2943.476602.
- [14] E. R. C. da Silva and M. E. Elbuluk, *Fundamentals of Power Electronics*, vol. 59. 2013.
- [15] E. roberto cabral da silva Euzeli cipriano dos santos, *Advanced Power Electronics Converters PWM converters processing AV voltages.* .
- [16] F. Mazda, *Power electronics Handbook*, Third. .
- [17] M. H.rashid, *Power electronics handbook*, Third. Elsevier, 2011.
- [18] S. Guy, L. Francis, and D. Philippe, *Électronique de Puissance: Structures, Commandes, Application*, 10 eme. 2015.
- [19] K. K. Gupta and P. Bhatnagar, “Multilevel inverters: Conventional and emerging topologies and their control,” *Multilevel Inverters: Conventional and Emerging Topologies and Their Control*. pp. 1–209, 2017, doi: 10.1016/C2016-0-03360-0.
- [20] P. Minist, E. Sup, and R. Scientifique, “Mémoire De Fin D ’ étude Modélisation et commande d ’ un onduleur triphasé à structure multi-niveaux Remerciements,” 2015.
- [21] F. L. Luo and H. Ye, *Multilevel DC/AC Inverters*. 2017.
- [22] A. N. Eddine, “Simulation et realisation d’un onduleur triphase pour pompage solaire,” 2018.
- [23] A. R. A. El-Keib, *Power system analysis: short-circuit load flow and harmonics*, vol. 22, no. 12. 2002.
- [24] M. Bollen, *Book Review: Power Electronics — Converters, Applications and Design*, vol. 33, no. 1. 1996.
- [25] H. S. Patel and R. G. Hoft, “Generalized Techniques of Harmonic Elimination and Voltage Control in Thyristor Inverters: Part I—Harmonic Elimination,” *IEEE Trans.*

*Ind. Appl.*, vol. IA-9, no. 3, pp. 310–317, 1973, doi: 10.1109/TIA.1973.349908.

- [26] N. Rai and S. Chakravorty, “Generalized Formulations and Solving Techniques for Selective Harmonic Elimination PWM Strategy: A Review,” *J. Inst. Eng. Ser. B*, vol. 100, no. 6, pp. 649–664, 2019, doi: 10.1007/s40031-019-00411-1.
- [27] G. Chagnon, “Cours de Génie Electrique,” *Electr. Eng.*, 2004.
- [28] M. Bierlaire, “Méthode de Newton locale pour l ’ optimisation Newton locale,” EPFL.
- [29] P. Strum, “Quelques notes pour le cours outils mathematiques -optimisation,” 2001.
- [30] “Real time digital simulator | Real time system | OP5600.” <https://www.opal-rt.com/simulator-platform-op5600/> (accessed Jun. 16, 2020).
- [31] L. Wei, “Tutorial: RT-LAB for Real-Time Simulation Applications in Power Electronics,” 2017.
- [32] “Global Power Electronics Market Forecast to 2023: Upgrade of Power Infrastructure and Focus Toward the Use of Renewable Power Sources Driving Growth.” <https://www.prnewswire.com/news-releases/global-power-electronics-market-forecast-to-2023-upgrade-of-power-infrastructure-and-focus-toward-the-use-of-renewable-power-sources-driving-growth-300768108.html> (accessed Jun. 17, 2020).