

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية
République algérienne démocratique et populaire
وزارة التعليم العالي و البحث العلمي
Ministère de l'enseignement supérieur et de la recherche scientifique
المركز الجامعي لعين تموشنت
Centre Universitaire Belhadj Bouchaib d'Ain-Temouchent
Institut de Technologie
Département de Génie Electrique



Projet de fin d'études
Pour l'obtention du diplôme de Master en :
Domaine : SCIENCES ET TECHNOLOGIES
Filière : Electrotechnique
Spécialité : Commande électrique
Thème

**COMMANDE D'UN ONDULEUR
VIA PIC 16F877A**

Présenté Par :

- 1) Mlle BOUTALEB Djemaa Nadjwa.
- 2) Mlle BOURAHLA Raouda el Amani.

Devant les jurys composés de :

Dr. BENCHERIF KADDOUR	MCA	C.U.B.B (Ain Temouchent)	Président
Dr. YOUNES MOHAMMED	Prof	C.U.B.B (Ain Temouchent)	Encadreur
Dr. MENDAZ KHEIRA	MCA	C.U.B.B (Ain Temouchent)	Examineur

Année universitaire 2019/2020

Remerciements

"Le succès, c'est l'échec de l'échec"

Je tiens à exprimer ma plus profonde reconnaissance à :

*DIEU, pour m'avoir donné la force dans les moments difficiles
d'éditer ce mémoire.*

*A notre encadrant Pr **Younes Mohammed**, Nous avons eu le
privilege de travailler et d'apprécier vos qualités et vos valeurs.
Votre sérieux, votre compétence et votre sens du devoir nous ont
énormément marqués. Veuillez trouver ici l'expression de notre
respectueuse considération et notre profonde admiration pour
toutes vos qualités scientifiques et humaines. Ce travail est pour
nous l'occasion de vous témoigner notre profonde gratitude.*

*A notre professeur et juge Dr **Mendez Kheira**, Vous nous faites
l'honneur d'accepter avec une très grande amabilité de siéger
parmi notre jury de soutenance. Veuillez accepter ce travail, en
gage de notre grand respect et notre profonde reconnaissance.*

*A notre professeur et président des jurys Dr **Bencherif Kaddour**,
Vous nous avez honorés d'accepter avec grande sympathie de
siéger parmi notre jury de soutenance. Veuillez trouver ici
l'expression de notre grand respect et nos vifs remerciements.*

Dédicace

Je dédie ce mémoire...

***A Ma très chère mère** honorable, aimable : Tu représentes pour moi le symbole de la bonté par excellence, la source de tendresse et l'exemple du dévouement qui n'a pas cessé de m'encourager et de prier pour moi. Ta prière et ta bénédiction m'ont été d'un grand secours pour mener à bien mes études. Aucune dédicace ne saurait être assez éloquente pour exprimer ce que tu mérites pour tous les sacrifices que tu n'as cessé de me donner depuis ma naissance, durant mon enfance et même à l'âge adulte. Je te dédie ce travail en témoignage de mon profond amour. Puisse Dieu, le tout puissant, te préserver et t'accorder santé, longue vie et bonheur.*

***A mon Père**, Aucune dédicace ne saurait exprimer l'amour, l'estime et le respect que j'ai toujours eu pour toi. Rien au monde ne vaut les efforts fournis jour et nuit pour mon éducation et mon bien être. Ce travail est le fruit de tes sacrifices que tu as consentis pour mon éducation et ma formation.*

***A Mes frères et sœurs** qui sont pour moi des exemples de persévérance, et de courage.*

***A Mes chères nièces. Meriem, Yasmine, Fatima**, sans oublier mon petit neveu adoré **Ismail**.*

Aucune dédicace ne saurait exprimer tout l'amour que j'ai pour vous, Votre joie et votre gaieté me comblent de bonheur. Puisse Dieu vous garder, éclairer votre route et vous aider à réaliser à votre tour vos vœux les plus chers.

***A Tous mes enseignants** du primaire jusqu'à aujourd'hui qui doivent voir dans ce travail la fierté d'un savoir bien acquis.*

***A Tous mes amis** dont les noms n'ont pu être cités.*

NADJWA



Dédicace

Je dédie ce modeste travail à :

Ma très chère mère et mon cher père pour tous leurs amours, leurs sacrifices, leur tendresse, leur soutien et leurs prières tout Au long de ma vie.

A mes chers frères Mohammed, Oussama, Ismail, Abd el Wahed, Anes, pour leurs appuis permanents.

A mon cher mari Mohammed, pour ses encouragements et son soutien moral.

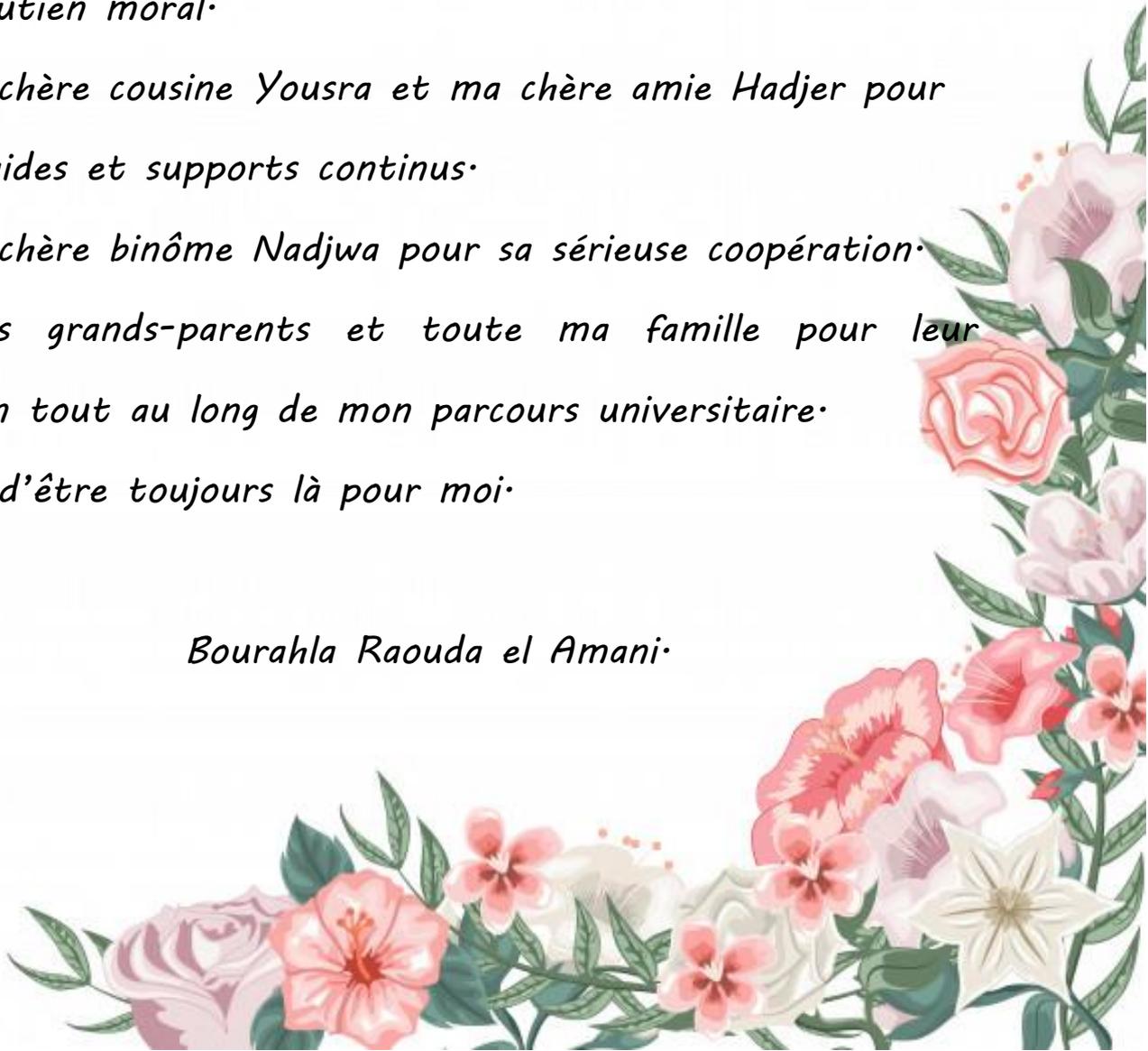
A ma chère cousine Yousra et ma chère amie Hadjer pour leurs aides et supports continus.

A ma chère binôme Nadjwa pour sa sérieuse coopération.

A mes grands-parents et toute ma famille pour leur soutien tout au long de mon parcours universitaire.

Merci d'être toujours là pour moi.

Bourahla Raouda el Amani.



Sommaire

INTRODUCTION GENERALE

CHAPITRE I LES COMPOSANTS SEMI-CONDUCTEURS DE PUISSANCE

I.1.	Introduction	1
I.2.	Historique	1
I.3.	Les semi-conducteurs	2
I.3.1.	Les semi-conducteur intrinsèques	3
I.3.2.	Doper un semi-conducteur	3
I.4.	Etat de l'art des Composants semi-conducteurs de puissance	4
I.4.1.	La diode	4
I.4.1.1.	Principe de fonctionnement	4
I.4.1.2.	Caractéristique physique de la diode	5
I.4.2.	Le Transistor Bipolaire	5
I.4.2.1.	Caractéristiques physiques d'un transistor	6
I.4.2.2.	Type et symbole	7
I.4.3.	Le Transistor MOSFET	7
I.4.3.1.	Structure de base et principe de fonctionnement	8
I.4.3.2.	Le MOSFET à appauvrissement	8
I.4.3.3.	Le MOSFET à enrichissement	10
I.4.3.4.	Types et Symboles	12
I.4.4.	L'optocoupleur	12
I.4.4.1.	Caractéristiques électriques d'un optocoupleur	13
I.4.4.2.	La composition de l'optocoupleur	13
I.4.4.3.	Les Applications de l'optocoupleur	14
I.4.4.4.	L'isolation galvanique	14
I.5.	Conclusion	14

CHAPITRE II ETUDE THEORIQUE DES ONDULEURS MULTI-NIVEAUX

II.1.	Introduction	16
II.2.	Définition de l'onduleur	16
II.3.	Intérêt des onduleurs multi-niveaux	17
II.4.	Classification des onduleurs	17
II.4.1.	Onduleur autonome	17
II.4.2.	Onduleur non autonome (assisté)	17

II.5.	Les différentes topologies des onduleurs multi-niveaux.....	17
II.5.1.	Onduleur multi-niveaux à diode de bouclage	18
II.5.2.	Onduleur multi-niveaux à condensateurs flottants	19
II.5.3.	Onduleur multi-niveaux en cascade.....	20
II.6.	Classification des topologies selon leur alimentation	22
II.7.	Nombres de composants nécessaires.....	22
II.8.	Conclusion.....	24
CHAPITRE III REALISARION D'ONDUULLEURA NEUF NIVEAUX		
III.2.	Générateur du signal de commande.....	25
III.3.	Définition.....	25
III.4.	Différentes familles des PICs	26
III.5.	Choix d'un microcontrôleur	26
III.6.	Présentation du microcontrôleur 16f877a.....	26
III.7.	La désignation du microcontrôleur 16F877A.....	27
III.8.	Mémoire.....	27
a)	Mémoire RAM	27
b)	Mémoire EEPROM	27
III.9.	Onduleur à neuf niveaux à structure en cascade.....	28
III.9.1.	Principe de fonctionnement	28
III.10.	Loi de commande	28
III.11.	Etude sur les harmoniques	31
III.11.1	Série de Fourier	31
III.11.2.	Stratégie d'élimination des harmoniques	34
III.11.3.	Expression de la tension efficace réelle	35
III.11.4.	Expression du fondamental	35
III.11.5.	Exploitation de la décomposition en série de Fourier du signal de sortie.....	36
III.11.6.	Optimisation de fonctionnement selon le TDH d'un onduleur en cascade à neuf niveaux.....	37
III.12.	Expérimental.....	38
III.13.	Résultats expérimentaux et analyse	42
III.14.	Amélioration du paramètre TDH par un filtre passe bas.....	42
III.15.	Conclusion	48

CONCLUSION GENERALE

BIBLIOGRAPHIES

Résumé

INTRODUCTION GENERALE

INTRODUCTION GENERALE

Depuis de nombreuses années, l'évolution de l'électronique de puissance est devenue très importante dans un monde où les aspects énergétiques sont devenus un enjeu essentiel. Les applications de celle-ci sont diverses et touchent un vaste domaine du génie électrique allant de quelques watts à plusieurs centaines de mégawatts. Dans cette époque l'énergie est devenue l'une des choses importantes dans la vie quotidienne de l'homme. Alors c'est devenu nécessaire d'améliorer les performances des dispositifs de l'électronique de puissance, cette dernière peut être contribué pour la bonification du signal électrique. [1]

Les convertisseurs électriques sont des dispositifs basés en principe sur les composants semi-conducteurs, ainsi que des éléments passifs comme les résistances et les condensateurs et les inductances. La combinaison entre ces composants permet de convertir la forme du signal électrique soit tension ou courant à une autre forme, cette conversion est utilisée dans les activités industrielles actuellement. [2]

Un onduleur est un convertisseur statique, assurant la conversion continue alternatif. Ces dernières années, des convertisseurs statiques sont de plus en plus exploités dans des applications diverses. De nouvelles techniques dites multiniveaux ainsi que de nouvelles topologies des convertisseurs ont été développées. Elles permettent de générer plusieurs niveaux de tension à la sortie du convertisseur. [2]

Les convertisseurs multiniveaux, avec des topologies naturelles ou hybrides, présentent des options maintenant largement éprouvées. On peut les utiliser pour des objectifs comme : les variateurs de vitesse des machines électriques, le domaine médical, les alimentations de secours, les alimentations sans interruption, les filtres actifs, la soudure, où les applications des systèmes photovoltaïques. Les onduleurs multiniveaux sont connus pour la bonne qualité du courant en raison de diminution des harmoniques par rapport à un onduleur classique. En revanche, cette technique impose l'utilisation d'un plus grand nombre de semi-conducteurs de puissance ainsi qu'une plus grande complexité du circuit.

Dans ce travail nous intéressons à l'étude et la réalisation d'un onduleur multiniveaux à fréquence souhaitée 50 Hz. [3]

Bien conscient que le sujet est extrêmement vaste, la conception a aussi porté sur la partie électronique de puissance. La partie commande est un microcontrôleur (16F877A) qui permet d'assurer la commande de l'onduleur. [4]

STRUCTURE DU MEMOIRE :

Le présent de projet s'articule autour de trois chapitres :

- ❖ Le premier chapitre sera consacré à la description des composants électronique de puissance notamment : histoire, évolution principe de fonctionnement de certains d'entre eux.

- ❖ Le deuxième chapitre abordera l'intérêt des onduleurs multiniveaux ainsi que leur classification et différentes topologies.
- ❖ Le troisième chapitre sera consacré à l'étude pratique, commençons par des généralités sur les microcontrôleurs PIC16F877A, étude fréquentielle et réalisation d'un onduleur multiniveaux en cascade, puis une amélioration au niveau du paramètre TDH en utilisant un filtre passe bas. Les différents résultats expérimentaux seront représentés dans la dernière partie de ce chapitre.
- ❖ Conclusion générale.

CHAPITRE I

LES COMPOSANTS

SEMI-CONDUCTEURS DE PUISSANCE

CHAPITRE I

LES COMPOSANTS SEMI-CONDUCTEURS DE PUISSANCE

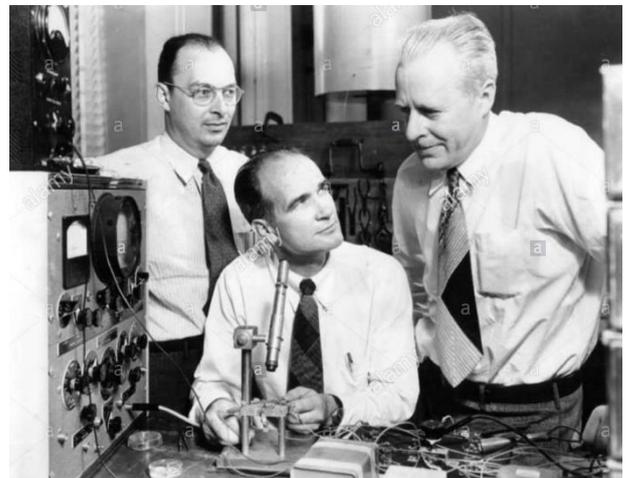
I.1. Introduction

L'électronique de puissance utilise des semi-conducteurs pour réaliser les fonctions de commutation « interrupteur » ; Un interrupteur peut être formé par un seul semi-conducteur ou par un groupement en série ou en parallèle de plusieurs semi-conducteurs.

Les commutateurs non commandés sont réalisés par les diodes de puissance. Lorsque les applications nécessitent une intervention extérieure, Les composants forment de très nombreux types et catégories, ils répondent à divers standards de l'industrie autant pour leurs caractéristiques électriques que pour leurs caractéristiques géométriques parmi ceux-ci, ce chapitre se limite à l'étude des diodes de puissance, les transistors à jonction bipolaire « BJT », les transistors MOS et les optocoupleurs.

I.2. Historique

La physique des semi-conducteurs commence en 1833 avec M. Faraday qui remarque que le pouvoir conducteur de certains matériaux augmente avec la température, contrairement à ce qui se passe habituellement pour les métaux. Le silicium étant un matériau semi-conducteur de largeur de bande interdite moyenne, s'adapte bien aux contraintes imposées par les applications à des températures normales, soit de 0 à 100°C. A de plus hautes températures, la performance des technologies sur le silicium se dégrade progressivement. Le silicium fut découvert en 1824 par J.J. Berzelius à Stockholm, en Suède. C'est, après le carbone, l'élément le plus abondant de la terre. [5] marre véritablement en 1904, avec l'invention de la diode à vide par l'anglais John Ambrose Fleming. Deux ans plus tard c'est la triode qui est mise au point par l'américain Lee De Forest (on parle aussi de tube à vide). Elle permet l'amplification de signaux, en particulier dans les applications de télécommunications. [6] Dès 1916, l'action du général Ferrié conduit à la fabrication 100 000 tubes TM (Télégraphie Militaire). Des années 1920 à 1945, on comprend beaucoup mieux le comportement de l'électron, le fonctionnement des semi-conducteurs, et le potentiel que ces derniers renferment. Toutefois on ne sait pas fabriquer les cristaux ultra purs qui seraient nécessaires. Il faut citer l'allemand Julius Edgar Li lienfeld qui déposa plusieurs brevets (1928) décrivant la construction et le fonctionnement des transistors (mais il n'existe aucune preuve qu'ils aient jamais été réalisés et mis en service à cette



époque). Lorsque les créateurs du premier transistor voulurent déposer un brevet sur leur invention, ils se virent opposer une fin de non-recevoir sur bien des points en raison de l'existence des brevets Lilienfeld. [7] C'est en 1947 que 3 américains des Laboratoires Bell Labs Brattain, Bardeen et Schokley réalisèrent le premier transistor à points de contact (germanium pur). Ils reçurent le prix Nobel de physique en 1956. Le terme transistor provient de l'anglais transconductance varistor. Il désigne un dispositif semi-conducteur à trois électrodes actives : l'une joue le rôle de commande et permet le contrôle du courant qui transite entre les deux autres. La production industrielle ne tardera pas, notamment en France (dès 1949). Le premier récepteur radio à transistors sort en 1954. On connaît son succès et la « récupération » par le grand public du mot transistor. C'est une véritable révolution qui est en marche. Le transistor gagne sur presque tous les tableaux par rapport au tube à vide : consommation, volume, poids, robustesse, temps de chauffage. [8]

I.3. Les semi-conducteurs

Le silicium, c'est un matériau qui n'est ni tout à fait un conducteur d'électricité, ni tout à fait un isolant. Il peut être soit l'un, soit l'autre selon diverses conditions.

Les électrons d'un atome peuvent avoir plusieurs rôles au sein d'une structure d'atomes :

- Électrons situés sous la dernière couche : sont proche du noyau et n'interagissent pas vraiment avec les autres atomes.
- Électrons de valence : ceux-ci sont sur les couches externes de l'atome et permettent de créer des liaisons interatomiques et de former les molécules.
- Électrons de conduction : ceux-ci sont responsables de la circulation du courant électrique.

On peut schématiser l'ensemble sous la forme de couches. Sur le schéma suivant, on a représenté les couches d'électrons de valence et d'électrons de conduction. [9]

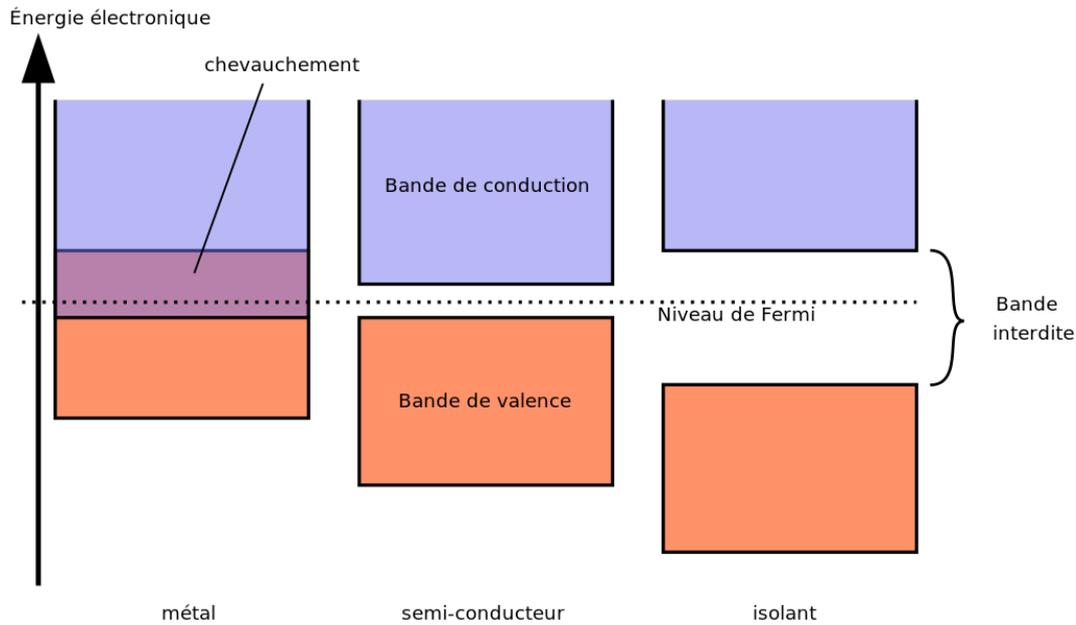


Figure I.1 : Représentation des couches d'électrons de valence et d'électrons de conduction. [9]

D'après la figure I.1 On voit que dans un métal, certains électrons sont à la fois dans la bande de valence et dans la bande de conduction. Cela signifie qu'un métal peut conduire le courant sans autre forme de traitement physico-chimique.

Dans le cas des isolants, les deux bandes sont séparées par un espace appelé « bande interdite » cela signifie que les électrons externes sont tous dans la bande de valence et aucun ne se trouve dans la bande de conduction, ces matériaux ne peuvent donc pas conduire l'électricité.

Enfin, dans le cas des semi-conducteurs, au milieu, il existe une bande interdite aussi, mais cette dernière est très fine. [10]

I.3.1. Les semi-conducteur intrinsèques

Un semi-conducteur intrinsèque est un semi-conducteur pur. Quand on lui applique une tension extérieure, les électrons vont vers le pôle positif de la pile, les trous vers le pôle négatif. [11]

I.3.2. Doper un semi-conducteur

Un semi-conducteur dopé est appelé extrinsèque, le dopage augmente sa conductivité. Quand un semi-conducteur intrinsèque est dopé avec des atomes pentavalents « donneurs », il y a beaucoup plus d'électrons libres que de trous.

Quand il est dopé avec des atomes trivalents « accepteurs », il y a beaucoup plus de trous que d'électrons libres. [11]

I.4. Etat de l'art des Composants semi-conducteurs de puissance

L'élément clé de la conversion est l'interrupteur statique qui va permettre, en interrompant ou non le transfert d'énergie entre les divers éléments du circuit, de gérer les valeurs moyennes des courants et des tensions. Il subit de fortes contraintes et est responsable de la plus grande partie des pertes, que ce soit lors des commutations ou quand il est en état de conduction. On comprend facilement l'attention toute particulière qu'il mérite. Les interrupteurs basés sur les propriétés mixtes de blocage et de conduction des dispositifs à semi-conducteur sont en évolution continue.[12]

I.4.1. La diode

La diode « du grec 'di' deux, double ; 'hodos' voie, chemin » est un composant électronique de deux pôles (dipôle) qui ne laisse passer le courant électrique que dans un sens. Ce dipôle est aussi nommé diode de redressement car il est utilisé pour réaliser les redresseurs qui permettent de transformer le courant alternatif en courant continu. [13]



Figure I.2 : Symbole d'une diode dans un circuit.[14]

I.4.1.1. Principe de fonctionnement

La diode est un dipôle à semi-conducteur « jonction P-N », qui possède deux régimes de fonctionnement : bloqué et passant.

Ces régimes de fonctionnement ne sont pas contrôlables directement, mais dépendent de la tension V_{AK} aux bornes de la diode et de l'intensité du courant I_D (courant direct, peut aussi s'écrire I_F avec F pour forward) la traversant. [15]

La tension pour laquelle le courant commence à augmenter rapidement dans une diode, s'appelle la tension de seuil de la diode. Si la tension sur la diode est supérieure à la tension de seuil, la diode conduit facilement, si elle est inférieure, la diode ne conduit pas.

La tension de seuil d'une diode au silicium est approximativement égale à 0.7 V.

Bien que les diodes au germanium soient rarement utilisées dans les équipements modernes, on peut encore les rencontrer dans de vieux montages. Pour cette raison, il faut se rappeler que la tension de seuil d'une diode au germanium est approximativement égale à 0.3 V.

Cette faible tension de seuil est un avantage à prendre en compte pour certaines applications.

Les diodes sont classées par tension maximale. Il existe une limite de la tension inverse qu'une diode peut supporter avant d'être détruite. C'est la tension de claquage de la diode.

Pour beaucoup de diodes, elle est supérieure à 50 V ; elle est indiquée sur les fiches techniques. [11]

I.4.1.2. Caractéristique physique de la diode

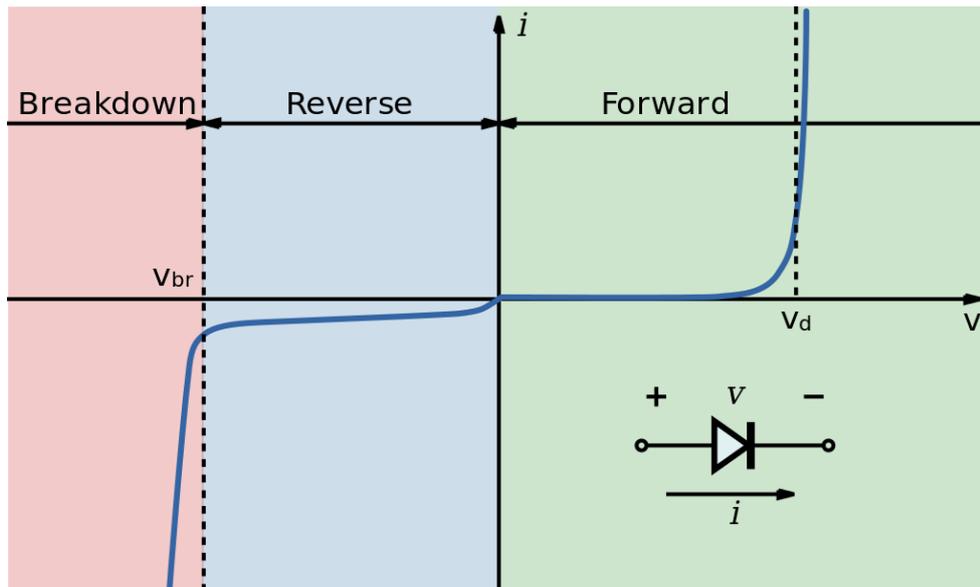


Figure I.3 : Caractéristique courant/tension d'une diode. [15]

Si la diode est polarisée en directe, il existe un courant notable à partir des tensions appliquées supérieures à la barrière de potentiel. Si la diode est polarisée en inverse, il n'y a presque pas de courant tant que la tension n'atteint pas la tension de claquage.

Dans ce cas, l'avalanche génère un grand courant inverse qui détruit la diode. [11]

I.4.2. Le Transistor Bipolaire

La découverte du transistor bipolaire a permis de remplacer efficacement les tubes électroniques dans les années 1950 et ainsi d'améliorer la miniaturisation et la fiabilité des circuits électroniques. Un transistor bipolaire est un dispositif électronique à base de semi-conducteur de la famille des transistors [16]. Il possède trois régions dopées, celle du bas est appelée l'émetteur, celle du milieu est la base et celle du sommet le collecteur.

Son principe de fonctionnement est basé sur deux jonctions : une entre l'émetteur et la base, l'autre entre le collecteur et la base. Par conséquent, la jonction polarisée en inverse empêche la conduction.

I.4.2.1. Caractéristiques physiques d'un transistor

Un transistor a quatre zones de fonctionnement : la zone active, la zone saturée, la zone de blocage et la zone de claquage. Les transistors fonctionnant dans la zone active sont utiles pour l'amplification des faibles signaux. Parfois, cette zone est appelée région linéaire car une variation dans le signal d'entrée donne une variation proportionnelle dans la sortie. Les fonctionnements bloqué et saturé servent dans les circuits de commutation.

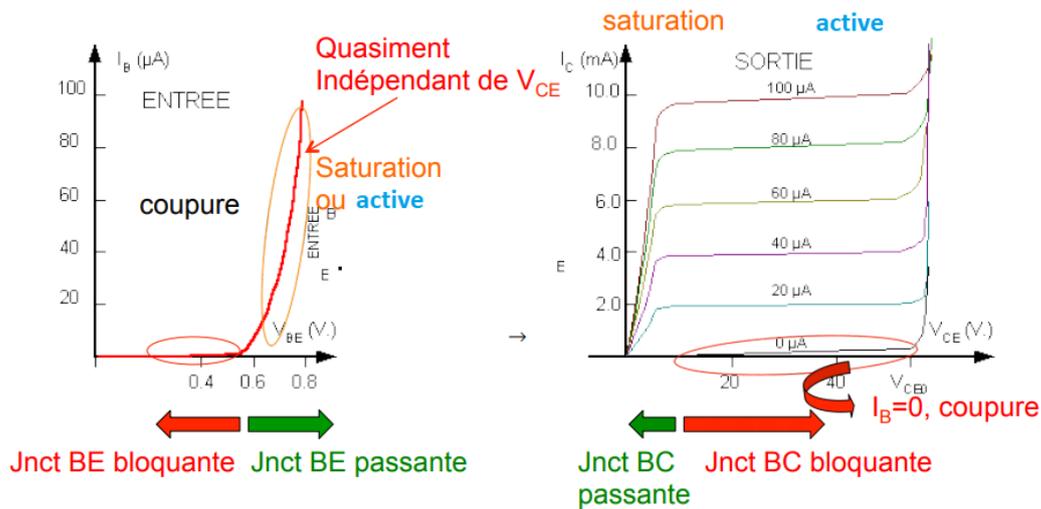


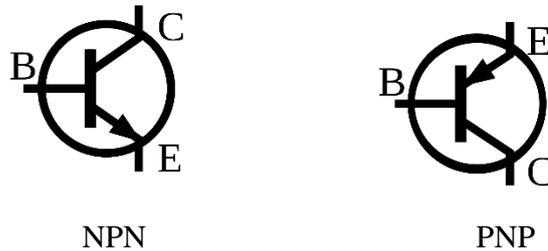
Figure I.4 : courbes caractéristiques. [17]

Les mesures de I_C et V_{CE} pour $I_B = 40 \mu A$ permettent de tracer une deuxième courbe figure I.4. Elle est semblable à la première, sauf que le courant collecteur dans la zone active est égal à 4 mA, mais il reste constant.

Dans la zone active de la figure I.4, chaque courant collecteur est 100 fois plus grand que le courant de base correspondant. Par exemple, la courbe du haut présente un courant collecteur de 10 mA pour un courant de base $100 \mu A$, ce qui donne un gain en courant β et souvent noté h_{FE} dans les catalogues des constructeurs. $\beta = \frac{I_C}{I_B} = \frac{10mA}{100\mu A} = 100$

La même observation sur n'importe quelle autre courbe donne le même résultat : un gain en courant égal à 100. Avec un autre transistor, le gain pourrait être différent de 100, mais la forme des courbes serait identique. Tous les transistors ont une région active, une région de saturation et une région de claquage. [11]

I.4.2.2. Type et symbole



Légende : B : Base - C : Collecteur - E : Émetteur

Figure I.5 : Symboles de transistors bipolaires. [16]

On peut classer les transistors bipolaires selon leurs deux types :

NPN ou PNP. Ce sont deux types complémentaires, c'est-à-dire que le sens des courants et tensions pour le PNP est le complément de ceux du NPN. Les transistors NPN ayant en général des caractéristiques meilleures que les PNP, ils sont les plus utilisés. [16]

Pour lesquels la conduction majoritaire est assurée par les électrons dont les propriétés de transport sont plus adaptées à un fonctionnement dans les fréquences micro-ondes. [18]

I.4.3. Le Transistor MOSFET

Les composants MOSFETs ont fait leur entrée dans le marché des semi-conducteurs en 1964 avec General Microelectronis (GME 1004) et Fairchild Semi-conducteur (F1 100) avec des MOSFETs de type P pour les applications logiques, et des MOSFETs de type N pour l'amplification des signaux. [19]. Ce composant fonctionne de manière toute différente des précédents, par modification du champ électrique dans un semi-conducteur obtenue en polarisant une grille isolée, d'où l'appellation : « Métal Oxyde Semi-conducteur ». Le transistor MOS de puissance est un transistor à effet de champ en technologie MOS.

Comparé au bipolaire le MOSFET présente de nombreux avantages : impédance d'entrée qui autorise une commande sans fournir ni courant, ni puissance; vitesse de commutation dix fois plus, Les équipements sont moins lourds, donc moins encombrants. [12]

Le transistor MOS possède les caractéristiques principales suivantes :

Une tension de commande permettant la mise en conduction et le blocage du composant.

À l'état passant :

- Le MOSFET se comporte comme une résistance dont la valeur maximale est limitée par la tension V_P et le courant maximal admissible.

À l'état bloqué :

- Une tension directe maximale admissible selon le Datasheet.

I.4.3.1. Structure de base et principe de fonctionnement

L'électrode appelée « grille », permet de contrôler le courant traversant un canal de conduction établi entre l'électrode de source et l'électrode de drain. Ainsi la grille agit comme électrode de commutation de l'état bloqué à l'état passant et vice versa.

Selon le type des porteurs majoritaires qualifiant le canal de conduction, les MOSFETs se divisent en deux catégories. Lorsque les porteurs majoritaires sont les électrons, il est dit MOSFET de type N ou NMOS, il est conducteur à l'application d'une tension positive sur la grille. Un MOSFET de type P ou PMOS, quand la conduction est faite par des trous lors de l'application d'une tension négative sur la grille.

Pour les deux cas (P ou N), le dopage du substrat est opposé à la nature du canal. Un MOSFET est dit à enrichissement ou *Normally Off* si le MOSFET est à l'état bloqué à une tension de grille nulle et à l'inverse, il est dit à appauvrissement ou *Normally On* si une tension non nulle sur la grille est nécessaire pour passer à l'état bloqué. [19]

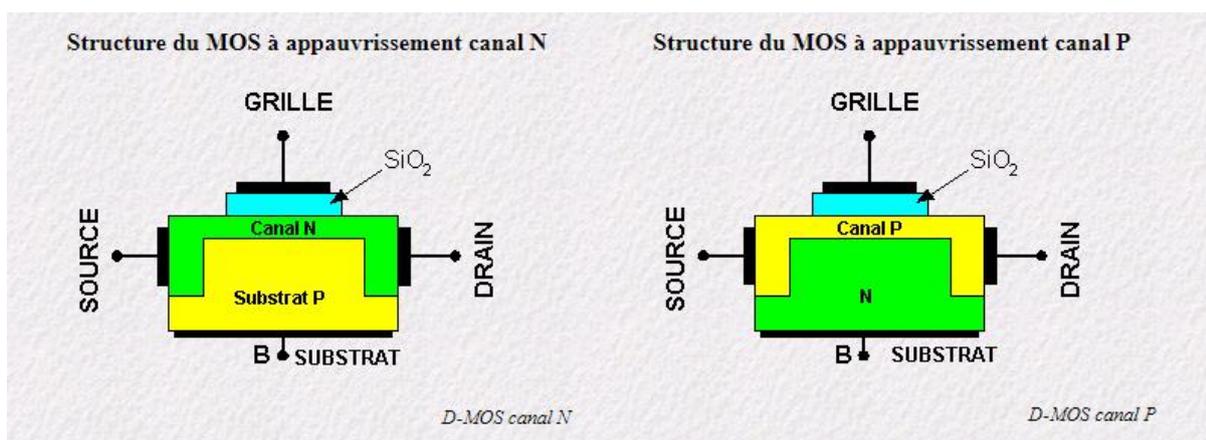
I.4.3.2. Le MOSFET à appauvrissement

Figure I.6 : Structure du MOSFET à appauvrissement canal N et canal P. [20]

La figure I.6 représente un MOSFET à appauvrissement ou à déplétion (D-MOSFET) : un morceau de matériau N avec une grille isolée et une région P le substrat. Les électrons allant de la source au drain doivent passer par le mince canal entre la grille et le substrat.

Une fine couche de dioxyde de silicium (SiO_2) est déposée sur le côté gauche du canal. Le dioxyde de silicium est identique au verre, c'est un isolant. [11]

I.4.3.2.1. Caractéristiques du Transistor D-MOSFET

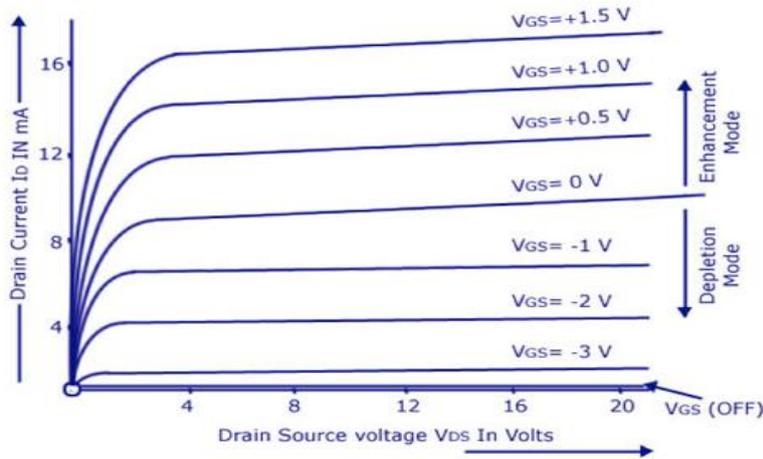


Figure I.7 : courbe du courant drain du transistor D-MOSFET à canal N. [27]

Les courbes supérieures sont pour V_{GS} positive et les courbes inférieures sont pour V_{GS} négative. La courbe la plus négative correspond à $V_{GS}=V_{GS(off)}$ pour laquelle le courant drain est approximativement égal à zéro comme le montre la figure I.7.

Plus V_{GS} devient négative, plus le courant drain diminue. Inversement, il augmente lorsque V_{GS} devient de plus en plus positive. [21]

Le D-MOSFET fonctionne en mode appauvrissement (à déplétion) lorsque V_{GS} est négative, et en mode enrichissement lorsque V_{GS} est positive. Les courbes de courant drain du D-MOSFET font apparaitre une région ohmique, une région active et une région de blocage. [11]

I.4.3.2.2. Caractéristiques de transfert D-MOSFET

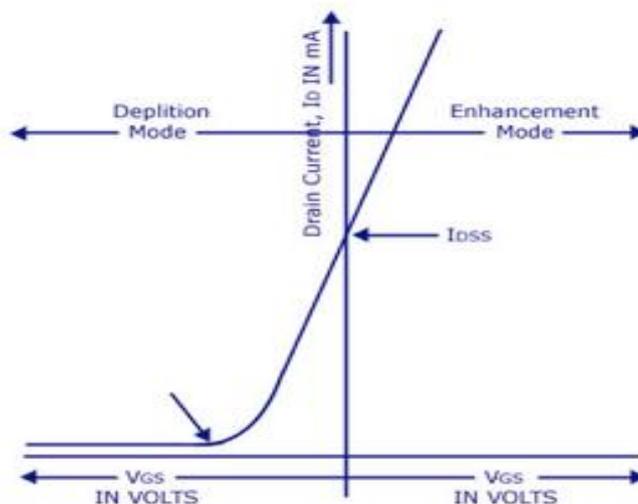


Figure I.8 : Courbe de la transconductance. [21]

La caractéristique de transfert (ou *transconductance*) pour un D-MOSFET à canal N est représentée dans la *figure 1.8*, on constate que I_{DSS} est la valeur maximale du courant drain qui pourra circuler dans le composant. Lorsque la grille est reliée à la source ($V_{GS}=0$). [22]

I.4.3.3. Le MOSFET à enrichissement

Le MOSFET à appauvrissement est une étape de l'évolution vers le MOSFET à enrichissement appelé sous forme abrégée E-MOSFET.

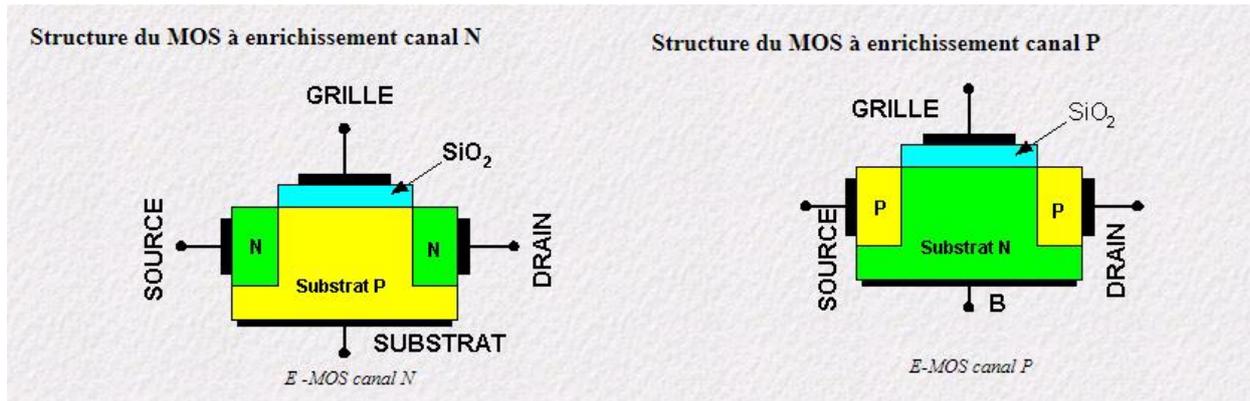


Figure 1.9 : Structure du MOSFET à enrichissement canal N et canal P. [20]

La *figure 1.9* représente un E-MOSFET. Le substrat P s'étend maintenant jusqu'au dioxyde de silicium. On peut remarquer qu'il n'existe plus de canal N entre la source et le drain.

Quand la tension grille est nulle, le courant drain est nul ; pour cette raison, un E-MOSFET est normalement *off*.

La seule façon d'obtenir du courant est de mettre une tension positive sur la grille. Dans ce cas, elle attire les électrons libres dans la région P. ils se recombinent alors avec les trous au voisinage du SiO_2 . Pour des tensions grilles suffisamment positives, tous les trous près de l'oxyde sont comblés et les électrons libres peuvent commencer à s'écouler de la source vers le drain. [11]

I.4.3.3.1. Caractéristiques du Transistor E-MOSFET

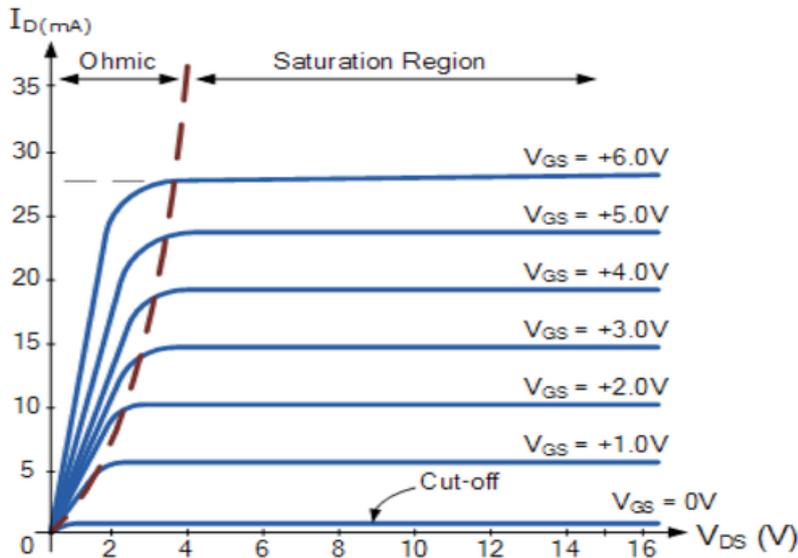


Figure I.10 : courbe du courant drain du transistor E-MOSFET à canal N. [21]

Lorsque la tension V_{GS} est inférieure à $V_{GS(th)}$, le courant drain est quasiment nul. Pour les tensions V_{GS} supérieures à $V_{GS(th)}$, le composant devient (*on*) et le courant drain est commandé par la tension grille-source. [11]

Dans la zone ohmique sur la figure I.10 : le E-MOSFET est assimilable à une résistance dont la valeur est en fonction de la tension V_{GS} . [22]

Le E-MOSFET rentre en mode de saturation lorsque V_{DS} est suffisamment grand, pour $V_{DS} > V_{DSsat}$ le courant de Drain ne varie pratiquement plus (cas idéal). [24]

On notera qu'un dispositif E-MOSFET à canal P aurait un ensemble très similaire de courbes de caractéristiques de courant de drain mais que la polarité de la tension de grille serait inversée.[22]

I.4.3.3.2. Caractéristiques de transfert E-MOSFET :

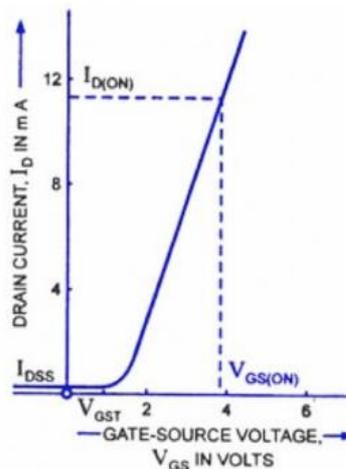
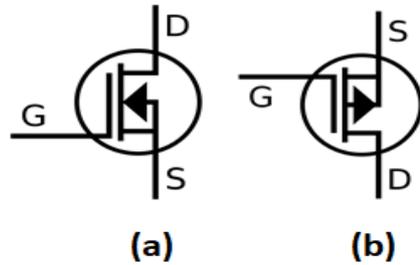


Figure I.11 : Courbe de la transconductance. [21]

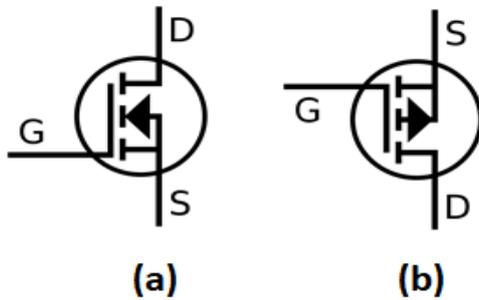
La figure I.11 montre une courbe de transfert classique. Il n'existe pas de courant drain jusqu'à $V_{GS}=V_{GS(th)}$. Ensuite il croit rapidement jusqu'à atteindre la valeur de saturation. [11]

I.4.3.4. Types et Symboles



- (a) À canal N
- (b) À canal P

Figure I.12 : Symboles d'un transistor D-MOSFET. [25]



- (a) À canal N
- (b) À canal P

Figure I.13 : Symboles d'un transistor E-MOSFET. [25]

Dans les symboles ci-dessus, la ligne qui relie le drain à la source symbolise le canal. Si la ligne est continue alors il s'agit d'un transistor MOSFET à « déplétion » (normalement conducteur) et si la ligne est discontinue il s'agit d'un transistor MOSFET à « enrichissement » (normalement bloqué). La direction de la flèche indique s'il s'agit d'un dispositif à canal P ou à canal N. [26]

I.4.4. L'optocoupleur

Un optocoupleur est constitué d'une diode électroluminescente et d'un phototransistor. Il permet d'isoler électriquement deux montages (isolation galvanique).

I.4.4.1. Caractéristiques électriques d'un optocoupleur

✚ Les caractéristiques électriques sont pour l'émetteur (LED infrarouge) :

- Courant maximum dans la LED.
- Tension aux bornes de la LED (V_f).

✚ Les caractéristiques électriques sont pour l'émetteur (LED infrarouge) :

- Courant maximum dans le phototransistor.
- Courant de fuite dans le phototransistor (dark current).
- Puissance que le phototransistor peut dissiper.

✚ Et entre les deux, le coefficient CTR (Current Transfer Ratio) :

- Taux de transfert.
- Tension d'isolation de l'optocoupleur. [28]

I.4.4.2. La composition de l'optocoupleur

Un optocoupleur se représente de la façon suivante :

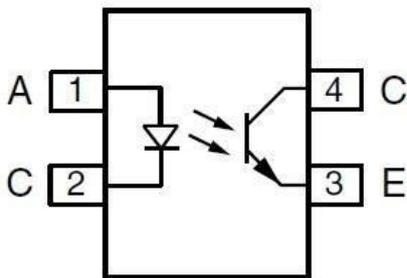


Figure I.14 : Schéma d'un photo-coupleur. [23]

La diode électroluminescente est une diode émettant de la lumière infrarouge (émission spontanée) quand elle est soumise à une polarisation directe. Quand un courant passe dans la LED, ainsi qu'à partir d'une certaine tension (en général 1.5 Volt), la LED s'allume. [29]

Le phototransistor se compose de 3 zones : l'émetteur, la base et le collecteur. Le phototransistor est une variante du transistor NPN : le courant passe du collecteur vers l'émetteur, mais à condition que la base reçoive, non plus du courant, mais de la lumière visible ou infrarouge. Quand la LED éclaire (traversée par un courant), alors le courant peut traverser le transistor. On peut alors considérer le transistor comme un interrupteur fermé.

Sur la *figure I.14*, la diode est représentée entre les broches 1 et 2 alors que le phototransistor est localisé entre les broches 3 « émetteur » et 4 « collecteur ». [30]

I.4.4.3. Les Applications de l'optocoupleur

Leurs applications sont innombrables. Celle qui vient immédiatement à l'esprit est le couplage de deux circuits qui ont des alimentations différentes, sans aucun contact électrique entre eux, ce qui évite les boucles de masse, mais sert aussi à la protection des circuits à basse tension, comme les microprocesseurs, les microcontrôleurs, carte Arduino ou les humains à l'égard de tensions dangereuses, comme celle du secteur de distribution électrique. [31]

I.4.4.4. L'isolation galvanique

Le terme galvanique provient du nom du physicien italien « *Luigi Galvani* ». [32] Dans les montages d'électronique de puissance, il faut assurer le fonctionnement correct des interrupteurs électroniques commandés. Les signaux de commande sont issus de cartes électroniques alimentées sous basse tension, alors que le circuit de puissance est soumis à de fortes tensions continues ou alternatives. Alors pour éliminer tout parasitage de la commande il faut réaliser une isolation galvanique à base d'optocoupleur. [33]

I.5. Conclusion

Nous venons de rappeler des éléments sur la fabrication, le fonctionnement et la modélisation des trois principaux composants de puissance utilisés dans ce travail.

Chaque structure a son domaine d'application qui dépend essentiellement du mécanisme de conduction employé (unipolaire ou bipolaire).

La nature des commutations est la première caractéristique que l'on précise lorsqu'on présente un convertisseur car elle montre quel type de semi-conducteur on peut utiliser:

- ✓ Commutation naturelle : Diode
- ✓ Commutation forcée : Transistor de puissance Bipolaire ou FET.

Nous en avons profité par définir des paramètres transitoires décrivant les commutations de chacun de ces composants.

CHAPITRE II

**ETUDE THEORIQUE DES ONDULEURS
MULTI-NIVEAUX**

CHAPITRE II

ETUDE THEORIQUE DES ONDULEURS MULTI-NIVEAUX

II.1. Introduction

Avant de commencer l'exploration de nouvelles topologies de convertisseur, il est nécessaire de présenter les structures de conversion multiniveaux les plus classiques.

L'histoire de la conversion multiniveau commence dans les années 60. La première structure décrite est une mise en série de pont en H. Puis dans la fin des années 70 est apparu le convertisseur clampé par le neutre « NPC ». Cette structure est considérée comme le premier convertisseur multiniveaux pour des applications de moyennes puissances. Depuis, de nombreuses études ont été proposées pour étudier ses propriétés et les évolutions possibles de cette structure. Dans les années 90, les recherches vers de nouvelles structures se sont portées vers les convertisseurs multicellulaires série, aussi connu dans la littérature sous le nom de **Flying Capacitor** « FC ». Et c'est à la fin des années 90 qu'est né le convertisseur multicellulaire superposé, cette structure est une suite de la réflexion sur les convertisseurs multicellulaires série. [1]

Ces structures peuvent être considérées comme les structures de base de la conversion multiniveaux. Beaucoup de propriétés de ces structures sont communes avec les nouvelles structures, c'est pour cela que dans un premier temps, ces structures de base seront présentées.

Dans ce chapitre, nous décrivons les principales topologies d'onduleurs multiniveaux. Nous déduirons leurs champs d'applications par une comparaison structurelle. Par une étude liée aux paramètres technologiques des interrupteurs.

II.2. Définition de l'onduleur

Un onduleur est un convertisseur statique assurant la conversion d'énergie électrique de la forme continue (DC) à la forme alternative (AC). En fait, cette conversion d'énergie est satisfaite au moyen d'un dispositif de commande (semi-conducteurs). Il permet d'obtenir aux bornes du récepteur une tension alternative réglable en fréquence et en valeur efficace, en utilisant ainsi une séquence adéquate de commande. [34]

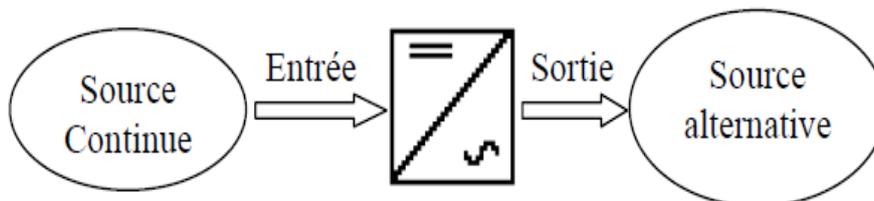


Figure II.1 : Schéma de principe de la conversion Continu - Alternative (DC – AC).[34]

II.3. Intérêt des onduleurs multi-niveaux

Un convertisseur statique est dit « multi-niveaux » lorsqu'il génère une tension découpée de sortie composée d'au moins trois niveaux. Ce type de convertisseur présente essentiellement deux avantages. D'une part les structures multi-niveaux permettent de limiter les contraintes en tension subies par les interrupteurs de puissance : chaque composant, lorsqu'il est à l'état bloqué, supporte une fraction d'autant plus faible de la pleine tension continue que le nombre de niveaux est élevé. D'autre part, la tension de sortie délivrée par les convertisseurs multi niveaux présente d'intéressantes qualités spectrales. [35]

II.4. Classification des onduleurs

Un onduleur est un convertisseur statique assurant la conversion continu-alternatif, alimenté en continu, il modifie de façon périodique les connexions entre l'entrée et la sortie et permet d'obtenir de l'alternatif à la sortie. Une première classification peut être faite en distinguant: Onduleur non autonome et onduleur autonome. [36]

II.4.1. Onduleur autonome

Qui délivre une tension avec une fréquence soit fixe, soit ajustable par l'utilisateur. Il n'a pas besoin de réseau électrique pour fonctionner. Et leurs interrupteurs sont commandés par des circuits auxiliaires indépendants du réseau alternatif. [36]

II.4.2. Onduleur non autonome (assisté)

Dans ce cas, les composants utilisés peuvent être de simples thyristors commandés uniquement à la fermeture et la commutation est « naturelle » contrairement à l'onduleur autonome. L'application principale de ce type d'onduleur se trouve dans les variateurs pour moteurs synchrones de très forte puissance où les thyristors sont souvent les seuls composants utilisables. [36]

II.5. Les différentes topologies des onduleurs multi-niveaux

Par définition, l'onduleur de tension multi-niveaux possède trois ou plusieurs niveaux. L'objectif de cette partie est de donner un aperçu général des trois topologies de base des onduleurs multi-niveaux :

- ✓ La topologie à diode de bouclage
- ✓ La topologie à condensateur flottant
- ✓ La topologie en cascade. [37]

La *figure (II.2)* suivante montre les différentes topologies de base des onduleurs multi-niveaux :

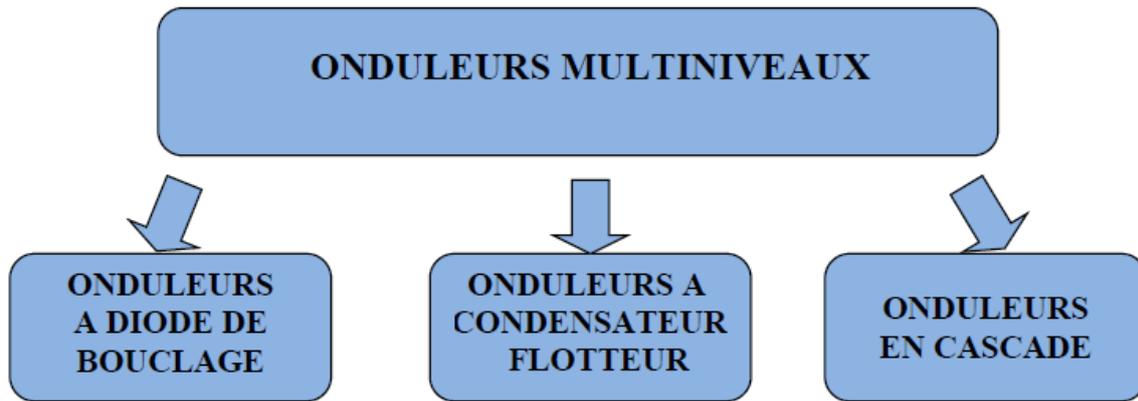


Figure II.2 : Les différentes topologies des onduleurs multi-niveaux. [2]

II.5.1. Onduleur multi-niveaux à diode de bouclage

Cette structure d'onduleur multi-niveaux a été introduite par A. Nabae et H. Akagi en 1981. L'objectif était de réduire l'amplitude des harmoniques injectés par l'onduleur dans la charge pour des applications de type alimentation de moteur [37]. L'onduleur NPC à trois niveaux est représenté sur la *figure II.3*. Le bus continu d'entrée est composé de deux capacités en série (C1 et C2), formant un point milieu noté (O) qui permet à l'onduleur d'accéder à un niveau de tension supplémentaire par rapport à l'onduleur classique à deux niveaux. La tension totale du bus continu vaut E, dans les conditions normales de fonctionnement, celle-ci est uniformément répartie sur les deux capacités qui possèdent alors une tension $E/2$ à leurs bornes. Chacun des trois bras (a, b et c) de l'onduleur est composé de quatre interrupteurs commandés (K1, K2, K3 et K4 pour le bras a) et deux diodes de maintien connectées au point milieu du bus continu. [38]

Les principaux avantages de l'onduleur NPC à trois niveaux sur onduleur classique à deux niveaux

Sont :

- ❖ Les semi-conducteurs de puissance bloquent une tension inverse égale à la moitié de la tension de l'étage continu.
- ❖ La topologie de base peut être facilement généralisée pour générer un convertisseur avec un nombre de niveaux supérieur. [3]

Cependant, pour les topologies avec diodes de bouclage, la pratique a révélé plusieurs difficultés techniques qui compliquent ses applications au cas des grandes puissances. Entre autres, on peut citer:

- ❖ Le NPC exige des diodes de bouclage à vitesse de commutation élevée qui doivent être capables de supporter le courant de la pleine charge.
- ❖ Pour les topologies avec plus de trois niveaux, les diodes de bouclage (clamping diodes) peuvent augmenter les contraintes en tension. Une connexion série des diodes pourrait

donc être exigée ce qui complique la conception et soulève des questions de fiabilité, et de coût de réalisation.

- ❖ Le maintien de l'équilibre de la charge des condensateurs demeure toujours une question ouverte pour les topologies des onduleurs NPC avec plus de trois niveaux. Bien que le NPC à trois niveaux fonctionne avec un facteur de puissance élevé, l'onduleur NPC multiniveaux est employé surtout dans les circuits de compensation. Cela est dû au problème d'équilibrage des capacités. [3]

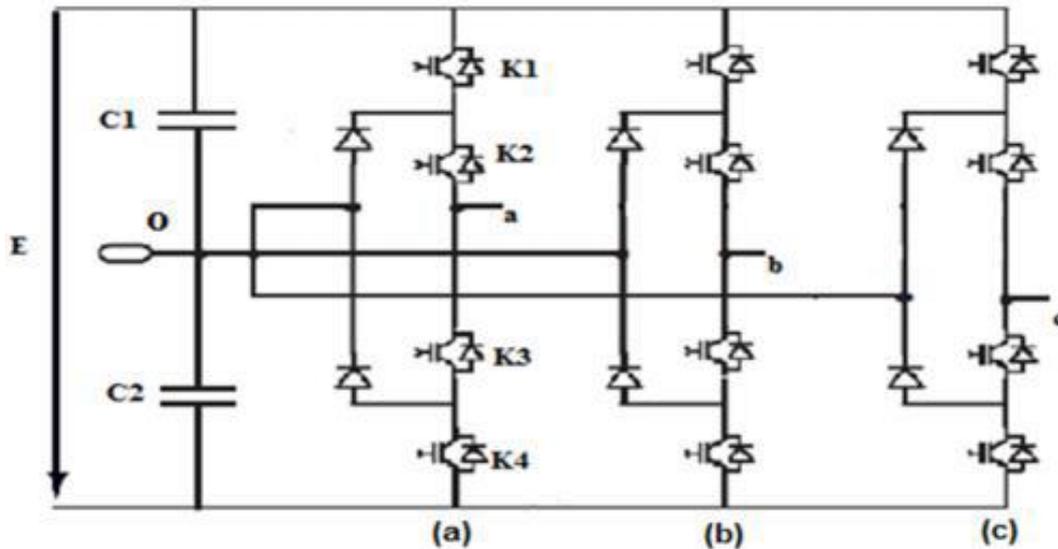


Figure II.3 : Schéma d'un onduleur NPC à 3 niveaux. [38]

II.5.2. Onduleur multi-niveaux à condensateurs flottants

Le convertisseur à condensateur flottant (**flying capacitor multilevel inverters**) où convertisseur multicellulaire est une topologie de conversion d'énergie qui repose sur la mise en série des interrupteurs commandés. Elle est apparue au début des années 1990 à la suite d'un brevet déposé par Meynard et Foch. Cet onduleur est obtenu par raccordement de cellules de condensateurs de bouclage. [39]

L'avantage de cette topologie est qu'elle élimine le problème des diodes de bouclage présent dans les topologies des onduleurs NPC, en les remplaçant par (N-1) capacités ; de plus, les contraintes en tension imposées aux composants de puissance « faible valeur de dv/dt aux bornes des composants » [40]

Cette structure est proposée pour résoudre d'une part le problème de balancement de tension, et d'autre part le nombre excessif des diodes. [2]

Le principe de fonctionnement de cette topologie de convertisseur présente plusieurs avantages, notamment :

- ❖ Le concept de condensateur flottant peut-être appliqué à un certain nombre de convertisseurs de différents types, DC /AC ou AC/ DC.

- ❖ La plupart des stratégies de modulation sont facilement appliquée à cette topologie.
- ❖ Les tensions sur les condensateurs sont automatiquement équilibrées par cette stratégie de modulation conventionnelle.
- ❖ La charge est par défaut partagée équitablement entre les commutateurs. [41]

Cette topologie présente également quelque inconvénients et points faibles, tel que :

- ❖ La topologie exige beaucoup de condensateurs à haute tension beaucoup plus nombreux que d'autres topologies c'est le principal désavantage de cette topologie. Ces condensateurs doivent conduire le courant de pleine charge pendant au moins une partie du cycle de commutation. Heureusement, si la fréquence de commutation est élevée, ces condensateurs peuvent généralement être relativement faibles en valeur de la capacité. En plus, si l'application dans laquelle le convertisseur est utilisé exige des tensions initiales non nulles aux bornes des condensateurs, il faut associer à la stratégie de commande une stratégie de pré charge adéquate. [41]

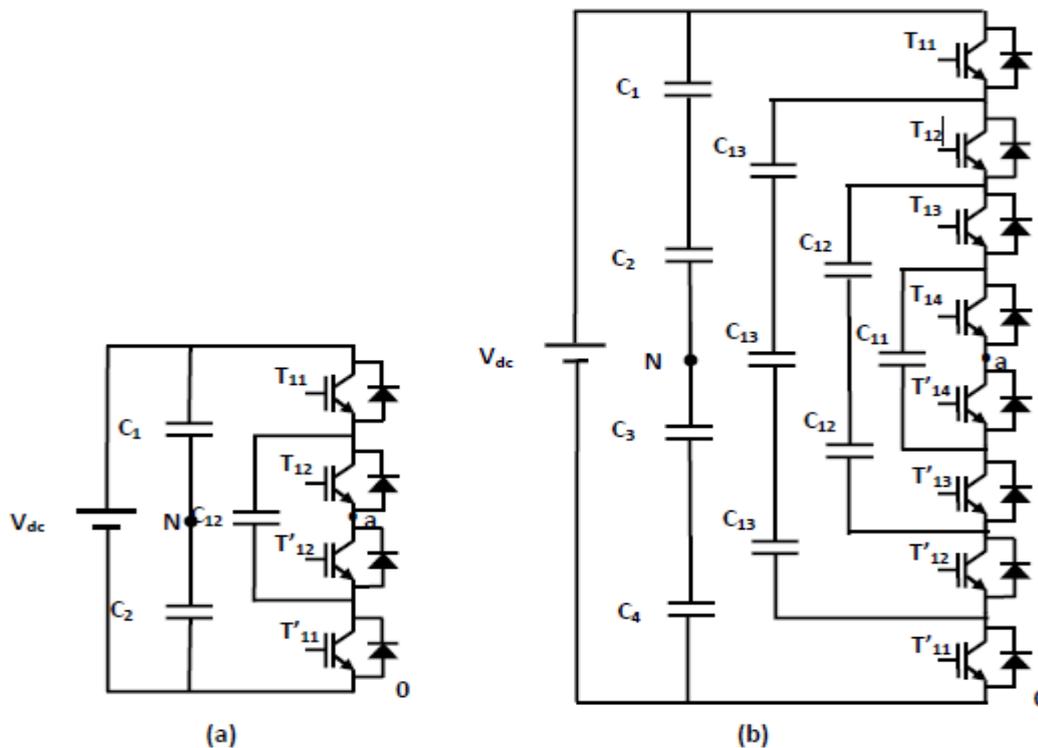


Figure II.4 : Circuit d'une phase d'un convertisseur à condensateur flottant.[2]

- a) À trois niveaux.
- b) À cinq niveaux.

II.5.3. Onduleur multi-niveaux en cascade

Le premier modèle d'onduleur était l'onduleur en pont H (en anglais H-bridge), apparu en 1975. Un progrès des onduleurs multi-niveaux a été dû au modèle en pont H cascadié en série. [50] En 1975, les auteurs ont proposé une forme de convertisseur multiniveaux, ceux en cascade. Le principe de cette structure consiste à connecter en série plusieurs onduleurs monophasés avec des

sources de tension isolées et indépendantes. Le but étant d'obtenir une forme d'onde sinusoïdale composée de plusieurs niveaux de tensions. Les sources de tensions peuvent être assurées par des batteries, des cellules de combustible, des panneaux solaires ou par des condensateurs dont la charge sera obtenue d'une tension alternative redressée. Sur la *figure II.5* on présente un bras d'onduleur monophasé représentatif de cette topologie. Chaque onduleur mis en cascade est alimenté par une source de tension indépendante.

À la sortie de chaque onduleur on peut avoir trois niveaux différents de tension, $+V_{dc}$, 0 , $-V_{dc}$, en connectant à la sortie la source V_{dc} à l'aide de différentes configurations. Les sorties des onduleurs individuels sont connectées en série de sorte que la forme d'onde en sortie du bras est égale à la somme des tensions de chaque onduleur individuel. [42]

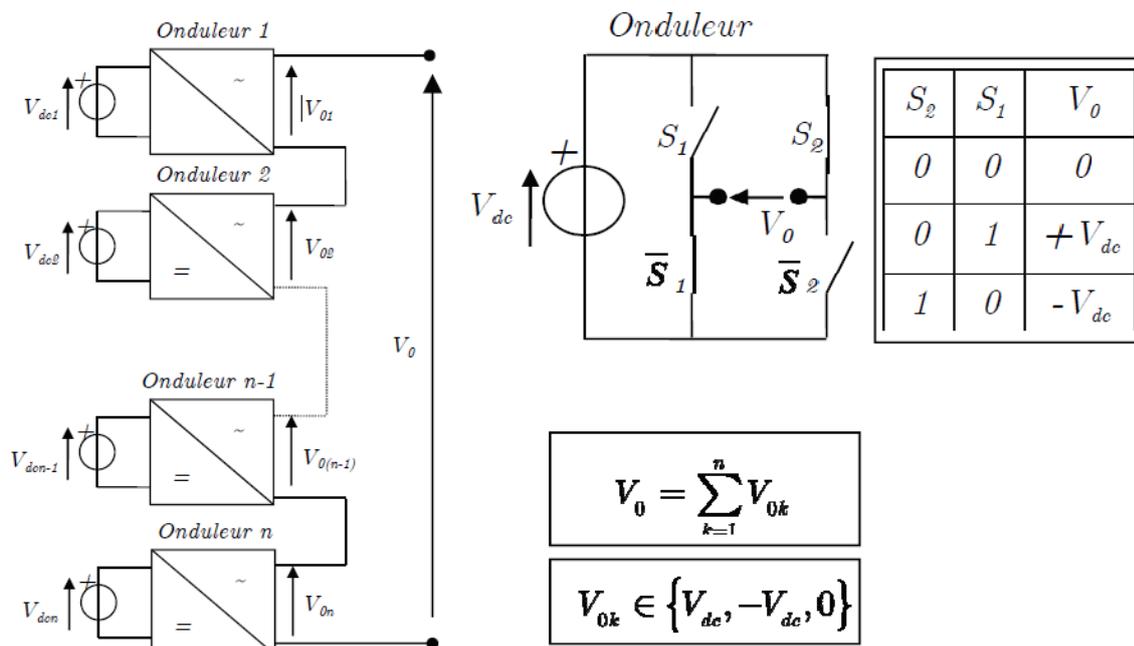


Figure II.5: Bras d'onduleur en cascade à N-niveaux. [42]

Avantage :

Pour l'obtention d'une tension de sortie à N niveaux ; il faudra disposer de $\left(\frac{N-1}{2}\right)$ ponts d'onduleurs. L'avantage de cette structure repose sur :

- ❖ Expansion facile du nombre de niveaux.
- ❖ Plus facile à commander.
- ❖ Adapté pour des applications où plusieurs sources de tensions sont disponibles.
- ❖ Celle-ci utilise moins de composants pour le même nombre de niveaux. [43]

Inconvénients

- ❖ Il exige des sources de tension continue isolées et indépendantes pour chaque pont H, qui limitent les possibilités d'application.

- ❖ Pour un système triphasé, ce type d'onduleur exige plus d'interrupteurs de puissance qu'un onduleur traditionnel (et par conséquent l'augmentation du coût). [43]
- ❖ Nécessité d'équilibrer les sources DC entre les différents niveaux.
- ❖ Besoin de plusieurs connecteurs/câbles pour connecter les sources DC. [44]

II.6. Classification des topologies selon leur alimentation

Les topologies telles que les onduleurs NPC et les onduleurs à cellules imbriquées divisent leur tension d'alimentation, la tension de sortie est plus petite ou égale à la tension continue d'entrée. Elles sont capables de fonctionner à partir d'une alimentation continue unique. Par contre, les structures telles que les onduleurs en cascade élèvent leur tension d'alimentation, la tension maximale est plus grande que chacune des tensions d'alimentation. [2]

II.7. Nombres de composants nécessaires

A l'aide des tableaux suivants, nous comparons le nombre de commutateurs principaux et de diodes principales, nécessaires pour réaliser le nombre de niveaux de tension, est identique. Pour maintenir des diodes, ce n'est pas nécessaire dans la configuration à condensateur imbriqué et onduleur cascadi, ainsi que les condensateurs d'équilibrage ne sont pas obligatoires dans la configuration à diode clampée et onduleur cascadi. Implicitement, l'onduleur cascadi exige le moindre nombre de composants. [45]

Tableau II.1 : Nombres de composants nécessaires pour la topologie à trois niveaux.[2]

Topologie	n	s	K	D	DC	C
NPC	3	2	4	4	2	0
Condensateur flotteur	3	2	4	4	0	1
Cascade	3	1	4	4	0	0

Tableau II.2 : Nombres de composants nécessaires pour la topologie à cinq niveaux.[2]

Topologie	n	s	K	D	DC	C
NPC	5	4	8	8	12	0
Condensateur flotteur	5	4	8	8	0	6
Cascade	5	2	8	8	0	0

Tableau II.3 : Nombres de composants nécessaires pour la topologie à sept niveaux.[2]

Topologie	n	s	K	D	DC	C
NPC	7	6	12	12	30	0
Condensateur flotteur	7	6	12	12	0	15
Cascade	7	3	12	12	0	0

Tableau II.4 : Nombres de composants nécessaires pour la topologie à neuf niveaux.[2]

Topologie	n	s	K	D	DC	C
NPC	9	8	16	6	56	0
Condensateur flotteur	9	8	16	16	0	28
Cascade	9	4	16	16	0	0

Tableau II.5 : Nombres de composants nécessaires pour la topologie à n niveaux.[2]

Topologie	n	s	K	D	DC	C
NPC	n	(n-1)	2(n-1)	2(n-1)	(n-1).(n-2)	0
Condensateur flotteur	n	(n-1)	2(n-1)	2(n-1)	0	(n-1).(n-2)/2
Cascade	n	(n-1)/2	2(n-1)	2(n-1)	0	0

Avec :

- **n**: le nombre de niveaux de tension obtenus,
- **s**: le nombre de sources à courant-continu,
- **K**: le nombre de commutateurs principaux,
- **D**: le nombre de diodes principales,
- **DC**: le nombre des diodes clampées,
- **C**: le nombre de condensateurs d'équilibrage.

Un autre avantage d'onduleur cascadi est la flexibilit de disposition de circuit. La disposition du circuit de modulation est possible parce que chaque niveau a la mme structure, et il n'y a aucune diode clampde supplmentaire ou un condensateur d'quilibrage de tension. Le nombre de niveaux de tension de sortie peut tre facilement ajust en ajoutant ou en enlevant les cellules de pont complet. [2]

Du point de vue du nombre de composants, les onduleurs à cellules cascadies paraissent tre la solution multi-niveaux la plus avantageuse, surtout lorsque le nombre de niveaux devient important. C'est effectivement le cas pour les applications monophasdes telles que le filtrage actif ou la compensation statique, lorsque le convertisseur n'a pas besoin de fournir d'nergie au systme. Pour les applications triphasdes et pour un petit nombre de niveaux, les onduleurs NPC sont intressants, car les condensateurs sont partags par les diffrentes branches, ce qui permet unquilibrage de la puissance circulant entre les phases. Cetquilibrage permet une rduction notable de la taille des condensateurs intermdiaires. [39]

II.8. Conclusion

Il existe plusieurs topologies d'onduleurs multi-niveaux, dont chacune correspond à un type d'application bien dterminé permettant d'atteindre les performances recherchées.

Dans ce chapitre nous avons prsent la description des principales topologies de la conversion multi-niveaux avec leurs avantages et inconvnients. Ces topologies comprennent principalement la technique des onduleurs NPC, la technique dite des cellules imbriqudes, ainsi que la technique des convertisseurs cascadi.

Les onduleurs NPC sont intressants pour les applications triphasdes ncessitant peu de niveaux. Les onduleurs multi-niveaux en cascade sont plus avantageux que ceux de NPC ou onduleurs à condensateurs flottants en point de vue de nombre de composants ncessaire à utiliser.

CHAPITRE III

REALISATION D'ONDUULLEUR

A NEUF NIVEAUX

CHAPITRE III

REALISATION D'ONDUULEUR A NEUF NIVEAUX

III.1. Introduction

Dans le chapitre précédent, nous avons fait une étude théorique sur les onduleurs multiniveaux dont nous avons souligné leur intérêt et leurs classifications ainsi que leurs différentes topologies. Dans ce chapitre on présentera les différents éléments employés pour la réalisation d'un onduleur monophasé à neuf niveaux en pont en H. Pour la réalisation de ce dernier on s'intéresse à trois parties indispensables qui le constituent :

- La partie commande.
- La partie puissance.
- La partie intermédiaire entre la commande et la puissance.

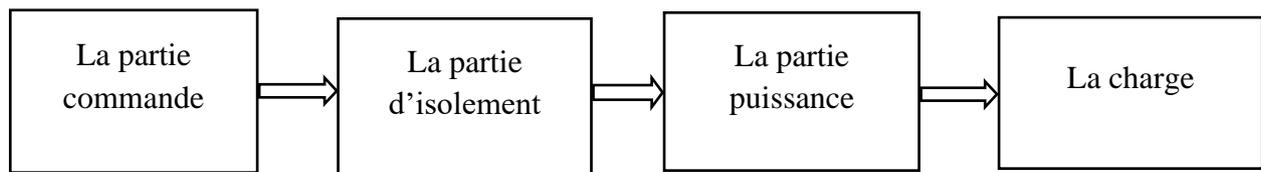


Figure III.1 : Schéma bloc global du convertisseur.[42]

III.2. Générateur du signal de commande

Le microcontrôleur 16F877A qui est la base même de notre circuit de commande a pour rôle de générer les signaux de commandes des MOSFETs. Grâce à ce microcontrôleur on a pu mettre en œuvre une stratégie de commande simple, à présent nous passons à donner une brève description de ce type de circuit.

III.3. Définition

Un PIC est un microcontrôleur, c'est à dire une unité de traitement de l'information de type microprocesseur à laquelle on a ajouté des circuits internes permettant de réaliser des montages sans nécessiter l'ajout de composants externes. Les PICs sont des composants dits RISC (Reduced Instructions Set Computer), ou encore (composant à jeu d'instructions réduit).

Il est généralement moins puissant qu'un microprocesseur en terme de rapidité ou de taille mémoire et se contente le plus souvent d'un bus 8 ou 16 bits. Ceci en fait un composant

parfaitement adapté pour piloter les applications embarquées dans de nombreux domaines d'application.

Un microcontrôleur peut être programmé une fois pour toutes afin qu'il effectue une ou des tâches précises pour une ou des applications précises. Mais les μC récents peuvent être reprogrammés et ceci grâce à leur mémoire reprogrammable de type FLASH (d'où le terme flasher quelque chose). [46]

III.4. Différentes familles des PICs

La famille des PICs est subdivisée à l'heure actuelle en 3 grandes familles :

- **Base-line** : c'est une famille qui utilise des mots d'instructions de 12 bits.
- **Mid-range**: c'est une famille qui utilise des mots de 14 bits.
- **High-end**: c'est une famille qui utilise des mots de 16 bits. [48]

III.5. Choix d'un microcontrôleur

Il existe plusieurs types de microcontrôleurs fabriqués par : INTEL, MOTOROLA, HITACHI NEC, TEXAS instrument... etc. Le choix d'un microcontrôleur dépend de plusieurs critères de sélection dont le développeur doit tenir compte comme : [49]

- Nombre d'entrées/sorties.
- Liaison d'entrées/sorties.
- Conversion analogique numérique et numérique analogique.
- Mémoire RAM, ROM, EEPROM interne ou externe, sa taille.
- Vitesse d'horloge, temps d'exécution d'une multiplication.
- Bus de données 8bits /16bits.
- Les logiciels de programmation (assembleur, c, micro,). [51]

III.6. Présentation du microcontrôleur 16f877a

Le microcontrôleur **16F877A**, en boîtier **DIP 40** broches, peut fonctionner à une fréquence maximale de **20 MHz** pour un cycle d'instruction de **200ns**, une tension d'alimentation entre 2 et 5.5 V. Il est constitué des éléments suivants : [46]

- 8 K mots de 14 bits de mémoire programme du type Flash,
- 256 octets de EEPROM,
- 368 octets de RAM,
- 2 Timers 8 bits et un Timer 16 bits,
- Un convertisseur A / N 10 bits avec 5 entrées multiplexées,
- Un chien de garde (Watch Dog),
- Une interface série synchrone (SPI),
- Une interface série asynchrone (USART).
- 5 ports E/S :

- Un port A de 6 bits (RA0 à RA5).
- Un port B de 8 bits (RB0 à RB7).
- Un port C de 8 bits (RC0 à RC7).
- Un port D de 8 bits (RD0 à RD7).
- Un port E de 3 bits (RE0 à RE3).

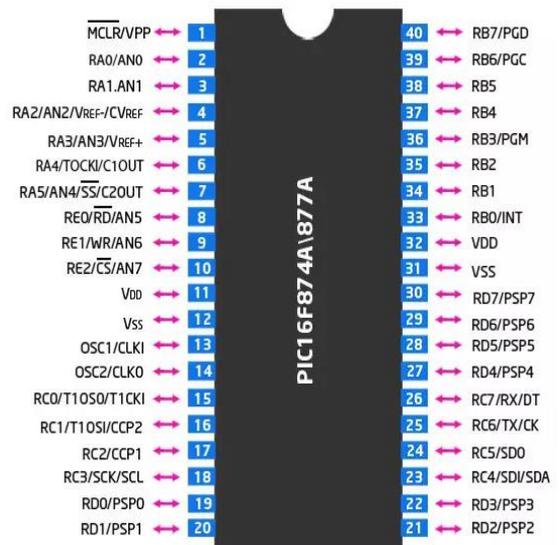


Figure III.2 : le boîtier de pic16f877A. [46].

III.7. La désignation du microcontrôleur 16F877A

- Le numéro 16 signifie qu'il fait partie de la famille "MID-RANGE".
- La lettre F indique que la mémoire programme de ce PIC est de type "Flash". Chaque ligne de mémoire est un mot de 14 bits.
- Les trois derniers chiffres permettent d'identifier précisément le PIC, ici c'est un PIC de type 877.
- Un groupe de lettres pour indiquer le boîtier et la gamme de température. [47]

III.8. Mémoire

Ce microcontrôleur est basé sur une architecture de processeur de type HARVARD, sa particularité tient dans le fait qu'il y a deux mémoires accessibles en même temps par le processeur, par l'intermédiaire de deux bus spécifiques.

L'un sert pour les données, et l'autre pour les instructions. De ce fait les deux peuvent être accessibles en même temps, d'où un gain de vitesse au niveau d'exécution. [42]

a) Mémoire RAM

C'est une mémoire volatile (qui s'efface quand le PIC n'est pas alimenté). Les variables utilisées au cours du programme sont stockées à cet endroit. [42]

b) Mémoire EEPROM

L'EEPROM (Electrically Erasable Programmable Read Only Memory) est une mémoire interne au Pic. Il s'agit d'une mémoire non volatile dans laquelle le PIC peut stocker des programmes même hors tension. A chaque ligne du programme est attribuée une adresse qui permettra à l'unité de se repérer. [42]

III.9. Onduleur à neuf niveaux à structure en cascade

La structure d'un onduleur de tension en cascade à neuf niveaux et son premier bras (k_0, k_1) sont représentés par la *figure III.3*

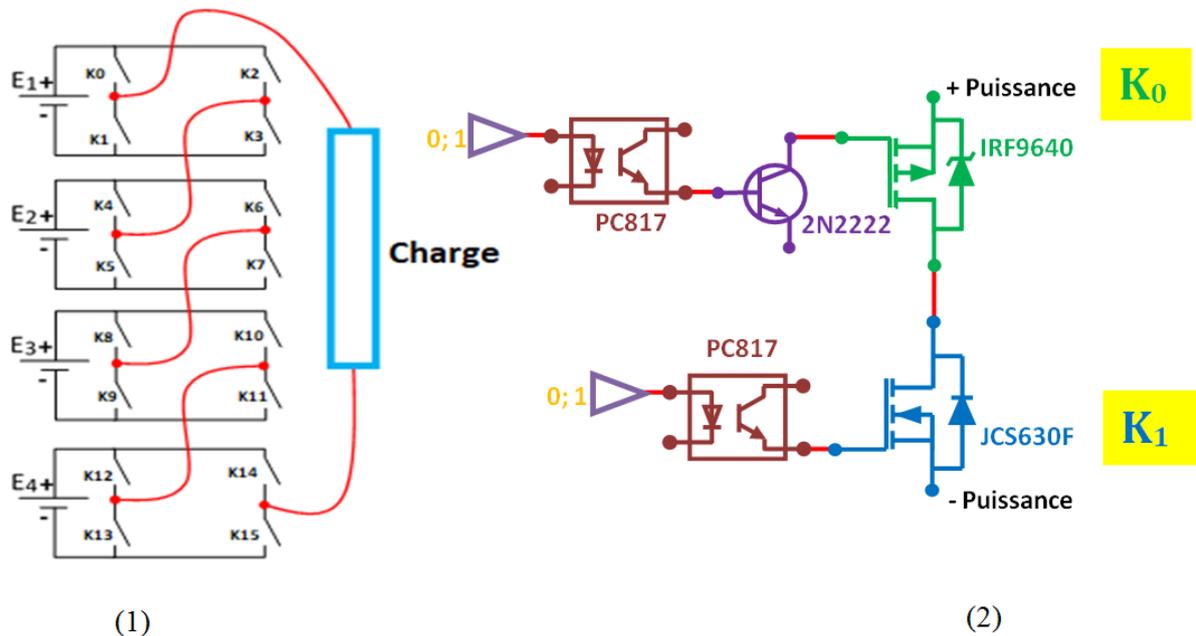


Figure III.3 : (1) onduleur à neuf niveaux en cascade ; (2) le premier bras de l'onduleur.

III.9.1. Principe de fonctionnement

Le principe de fonctionnement du convertisseur en cascade à neuf niveaux de tension, sera illustré par sa structure monophasée, *figure III.3*

La structure d'un onduleur à neuf niveaux en cascade est l'association en cascade de quatre onduleurs classiques monophasés en pont complet.

De telle sorte que la tension à la sortie de l'onduleur obtenue est la somme des tensions de Sortie des quatre onduleurs classiques.

III.10. Loi de commande

Afin de répartir la charge d'activation équitablement sur les MOSFETs, un arrangement devrait être établi. Sur le tableau ci-dessous, nous arrangeons l'activation sur l'ensemble des MOSFETs d'une façon alternée. Deux points à relever du tableau :

- 1- Tout MOSFET ne bascule que si tous les autres MOSFETs ont basculé.
- 2- Le MOSFET ne bascule qu'une seule fois par période.

Figure III.4 : Connexion de l'organe de commande.

	MCLR	B.b7	
	A.b0	B.b6	
	A.b1	B.b5	
	A.b2	B.b4	
	A.b3	B.b3	
	A.b4	B.b2	
	A.b5	B.b1	
	E.b0	B.b0	
	E.b1	5V	
	E.b2	0V	
	5V	D.b7	K15
	0V	D.b6	K14
	CLOK2	D.b5	K13
	CLOK2	D.b4	K12
K0	C.b0	C.b7	K7
K1	C.b1	C.b6	K6
K2	C.b2	C.b5	K5
K3	C.b3	C.b4	K4
K8	D.b0	D.b3	K11
K9	D.b1	D.b2	K10

Tableau III.1 : connexion des Gate des MOSFET au Pic 16F877A.

	Séquence	U	PORTC	PORTD
			$b_7b_6b_5b_4b_3b_2b_1b_0$	$b_7b_6b_5b_4b_3b_2b_1b_0$
			$k_7k_6k_5k_4k_3k_2k_1k_0$	$k_{15}k_{14}k_{13}k_{12}k_{11}k_{10}k_9k_8$
1 ^{ère} ALTERNANCE	1	0	1010,1010	1010,1010
	2	E	1010,1001	1010,1010
	3	2E	1001,1001	1010,1010
	4	3E	1001,1001	1010,1001
	5	4E	1001,1001	1001,1001
	5	4E	1001,1001	1001,1001
	6	3E	1001, 0101	1001,1001
	7	2E	0101,0101	1001,1001
	8	E	0101,0101	1001,0101
9	0	0101,0101	0101,0101	
2 ^{ème} ALTERNANCE	9	0	0101,0101	0101,0101
	10	-1E	0101,0110	0101,0101
	11	-2E	0110,0110	0101,0101
	12	-3E	0110,0110	0101,0110
	13	-4E	0110,0110	0110,0110
	13	-4E	0110,0110	0110,0110
	14	-3E	0110,1010	0110,0110
	15	-2E	1010,1010	0110,0110
	16	-E	1010,1010	0110,1010
1	0	1010,1010	1010,1010	

Examinons de près un pont en H

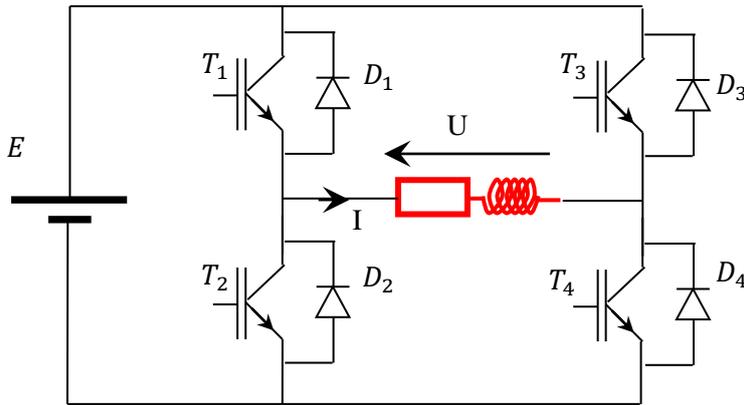


Figure III.5 : Pont en H avec une charge inductive.

Il faut assurer la continuité de courant pour les différents états d'alimentation.

Tableau III.2 : échange de puissance entre une source de tension et source de courant à travers un pont en H.

U	I	T1	D1	T2	D2	T3	D3	T4	D4	Régime
Positive	Négatif									Récupération
Positive	Positif									Alimentation
Négative	Positif									Récupération
Négative	Négatif									Alimentation

Dans le *tableau III.2*, la charge reçoit tout le temps une tension à ses bornes. Et comme nous sommes intéressés par un niveau 0 Volt, il est primordial de court-circuiter la charge pour dire que le niveau de tension est nul par conséquent un niveau de tension de plus et le nombre de niveaux de tension dans un multi niveaux sera : [42]

$$n = 2 * m + 1$$

Tel que :

n : nombre de niveaux de tension

m : nombre de pont en H montés en cascade

Tableau III.3 : Circuit en roue libre d'une charge inductive.

U	I	T1	D1	T2	D2	T3	D3	T4	D4	Régime
Zéro	Négative									Roue libre
	Positive									

III.11. Etude sur les harmoniques

III.11.1 Série de Fourier

Cet outil fut introduit pour la première fois par le physicien français Joseph Fourier, pour ses travaux sur la conduction de la chaleur au XIXe siècle. Depuis lors, il a longuement été développé, et des extensions en ont été proposées.

Les séries Fourier sont des séries de fonctions périodiques. L'objectif est de décomposer un signal périodique en somme de sinus et de cosinus de fréquence égale à, et multiple de la fréquence du signal de base. [42]

Cette étude consiste à trouver la fonction de la tension de sortie de l'onduleur, la décomposer en série de Fourier pour faire apparaître le terme dont la pulsation égale à celle de la charge (moteur Asynchrone ou synchrone) appelé le fondamental. Seul ce premier terme qui est en rapport avec l'échange de puissance entre la source et la charge et permettant de calculer le rendement de l'installation. Tandis que les autres termes aux multiples de pulsations du fondamental, leur présence fait croître les pertes, les vibrations et le bruit, donc devront être éliminés. Vu, leur grand nombre et le nombre fini du degré de liberté (à savoir le nombre fini des angles qu'on dispose dans un multiniveaux), ces effets ne peuvent jamais être éliminés, alors une minimisation est devenue le substitut de l'élimination et un paramètre de performance appelé taux de distorsion harmonique se définit. En effet, ce paramètre est capital, c'est selon sa valeur, la conversion est acceptée ou à revoir. Ce paramètre se calcule à partir de : [42-45]

- 1- Trouver la fonction de la tension en sortie du convertisseur
- 2- Calculer la tension efficace
- 3- Trouver sa décomposition de la tension en série de Fourier
- 4- Déterminer le TDH par la relation suivante :

$$TDH = \frac{\sqrt{V_{eff(Totale)}^2 - V_{effF}^2}}{V_{effF}} 100\% \quad (1)$$

1- SOIT A DETERMINER LA TENSION EFFICACE DE CE SIGNAL

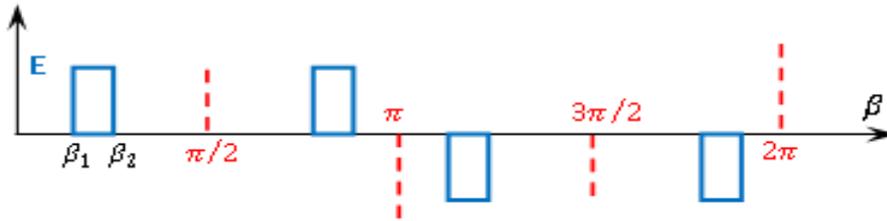


Figure III.6 : signal rectangulaire pour déterminer la tension efficace.

$$V_{eff} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} v^2 d\beta} \quad (2)$$

$$V_{eff} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} v^2 d\beta} \quad (3)$$

$$V_{eff} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \left(\int_{\beta_1}^{\beta_2} E^2 d\beta + \int_{\pi-\beta_1}^{\pi-\beta_2} E^2 d\beta \right)} \quad (4)$$

$$V_{eff} = \sqrt{\frac{2}{\pi} \left(\int_{\beta_1}^{\beta_2} E^2 d\beta \right)} \quad (5)$$

$$V_{eff} = \sqrt{\frac{2}{\pi} E^2 (\beta_2 - \beta_1)} \quad (6)$$

2- SOIT A DECOMPOSER LE SIGNAL EN SERIER DE FOURIER

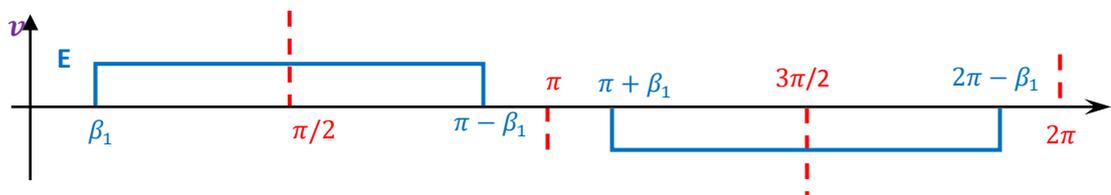


Figure III.7 : signal rectangulaire pour faire la décomposition en série de fourier.

En premier temps, on va explorer cette méthode de décomposition

Toute fonction périodique peut être décomposée en série de Fourier

$$f(\beta) = f_{moy} + A_n \cos(n \beta) + B_n \sin(n \beta) \quad (7)$$

$$A_n = \frac{2}{T} \int_0^{2\pi} f(\beta) \cos(n \beta) d\beta \quad (8)$$

$$B_n = \frac{2}{T} \int_0^{2\pi} f(\beta) \sin(n \beta) d\beta \quad (9)$$

Où : $n \in \mathbb{N}^*(1, 2, 3, \dots)$.

Les paramètres A_n, B_n sont les **coefficients de Fourier**, leur valeur donne des indications Sur la nature du signal.

Si f est impaire (symétrique par rapport à l'origine) alors $A_n = 0$

Si f est paire (symétrique par rapport à l'axe des ordonnées) $B_n = 0$

Si f présente une symétrie de glissement ($f(\beta + \pi) = -f(\beta)$) alors :

$$\begin{aligned} A_{2k} = 0 \quad \text{et} \quad B_{2k} = 0 \\ \text{avec} \quad n = 2k \end{aligned}$$

Cette fonction est périodique et :

1- Impair alors $A_n = 0$

2- Admit une symétrie de glissement alors $B_{2k} = 0$ et $A_{2k} = 0$

$$B_n = \frac{2}{2\pi} \int_{\beta_1}^{2\pi-\beta_1} v(\beta) \sin(n \beta) d\beta \quad (10)$$

$$B_n = \frac{2}{\pi} \int_{\beta_1}^{\pi-\beta_1} E \sin(n \beta) d\beta \quad (11)$$

$$B_n = \frac{2E}{\pi} \int_{\beta_1}^{\pi-\beta_1} \sin(n \beta) d\beta \quad (12)$$

$$B_n = \frac{2E}{\pi} \left[-\frac{1}{n} \cos(n \beta) \right]_{\beta_1}^{\pi-\beta_1} \quad (13)$$

$$B_n = \frac{2E}{\pi} \frac{1}{n} [-\cos(n(\pi - \beta_1)) + \cos(n \beta_1)] \quad (14)$$

Comme n est impaire alors

$$-\cos(n\pi - n\beta_1) = \cos(n\beta_1) \quad (15)$$

Soit :

$$B_n = \frac{4E}{\pi} \frac{1}{n} [\cos(n\beta_1)] \quad (16)$$

Soit alors :

$$TF(v) = \frac{4}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{n} E[\cos(n\beta_1)] \sin(n\beta) \quad (17)$$

Jusqu'à 9^{ème} harmonique l'équation 17 s'écrit :

$$TF(v) = \frac{4}{\pi} E \left[\cos(\beta_1) \sin(\beta) + \frac{1}{3} \cos(3\beta_1) \sin(3\beta) + \frac{1}{5} \cos(5\beta_1) \sin(5\beta) + \frac{1}{7} \cos(7\beta_1) \sin(7\beta) + \frac{1}{9} \cos(9\beta_1) \sin(9\beta) \right] \quad (18)$$

III.11.2. Stratégie d'élimination des harmoniques

Le principe de la stratégie d'élimination des harmoniques consiste à imposer des valeurs des angles de commutation, ces valeurs sont choisies de manière à enclencher et éteindre un niveau de tension qu'une seule fois par demi-période, et de telle manière à avoir un taux de distorsion harmonique minimal par élimination des harmoniques dominantes (harmoniques de fréquences plus basses).

Le signal qu'on reçoit à la sortie de l'onduleur est représenté dans la *figure III.8*

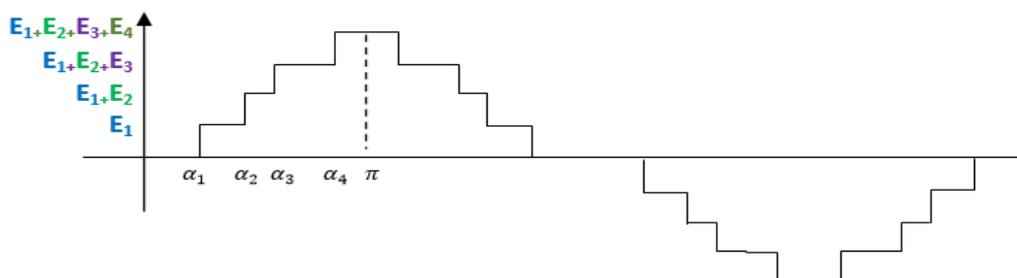


Figure III.8 : signal à la sortie de l'onduleur.

III.11.3. Expression de la tension efficace réelle

Afin de faciliter le calcul de la tension efficace du signal de la figure III.8, il peut être représenté selon le signal montré dans la figure III.9.

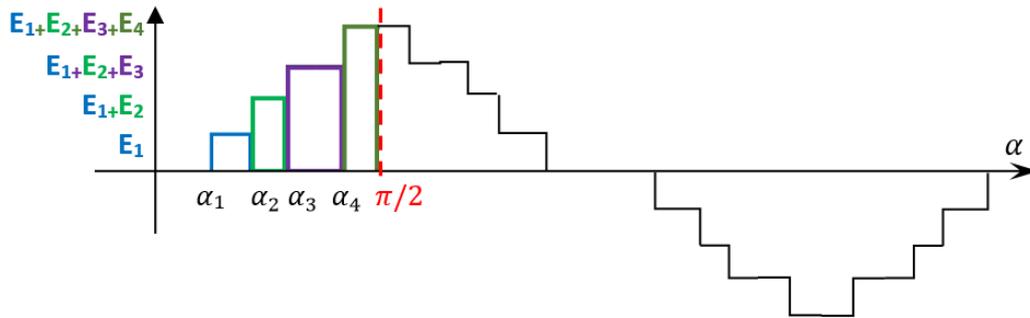


Figure III.9 : signal à la sortie de l'onduleur représenté autrement.

Nous utilisons l'équation (6) pour les signaux de la figure III.7:

$$v_{eff} = \sqrt{\frac{2}{\pi} [E_1^2(\alpha_2 - \alpha_1) + (E_1 + E_2)^2(\alpha_3 - \alpha_2) + (E_1 + E_2 + E_3)^2(\alpha_4 - \alpha_3) + (E_1 + E_2 + E_3 + E_4)^2(\pi/2 - \alpha_4)]}$$

III.11.4. Expression du fondamental

Afin de faciliter la décomposition en série de Fourier de la figure III.8, nous réarrangeons le signal d'une façon montrée dans la figure III.10, pour appliquer directement l'équation (17)

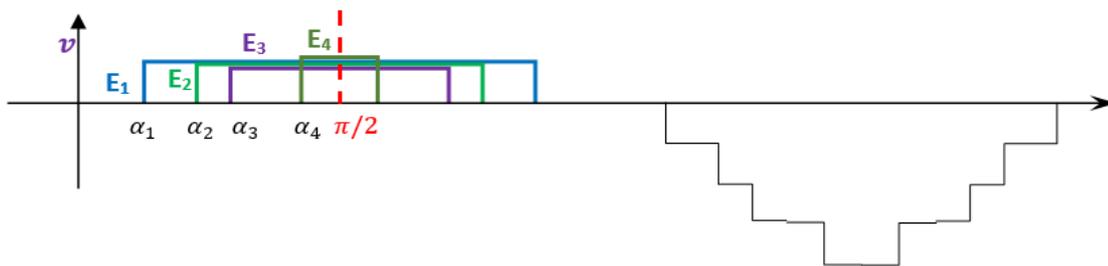


Figure III.10: signal à la sortie de l'onduleur représenté autrement.

$$TF(v) = \frac{4}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{n} E_1 [\cos(n \alpha_1)] \sin(n \alpha) + \frac{4}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{n} E_2 [\cos(n \alpha_2)] \sin(n \alpha) +$$

$$+ \frac{4}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{n} E_3 [\cos(n \alpha_3)] \sin(n \alpha) + \frac{4}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{n} E_4 [\cos(n \alpha_4)] \sin(n \alpha) \quad (19)$$

Nous nous limitons jusqu'à la 9^{ème} harmonique en exploitant l'équation (18) Soit alors :

$$TF(v) = \frac{4}{\pi} \begin{bmatrix} (E_1 \cos(\alpha_1) + E_2 \cos(\alpha_2) + E_3 \cos(\alpha_3) + E_4 \cos(\alpha_4)) \sin(\alpha) \\ + \frac{1}{3} (E_1 \cos(3\alpha_1) + E_2 \cos(3\alpha_2) + E_3 \cos(3\alpha_3) + E_4 \cos(3\alpha_4)) \sin(3\alpha) \\ + \frac{1}{5} (E_1 \cos(5\alpha_1) + E_2 \cos(5\alpha_2) + E_3 \cos(5\alpha_3) + E_4 \cos(5\alpha_4)) \sin(5\alpha) \\ + \frac{1}{7} (E_1 \cos(7\alpha_1) + E_2 \cos(7\alpha_2) + E_3 \cos(7\alpha_3) + E_4 \cos(7\alpha_4)) \sin(7\alpha) \\ + \frac{1}{9} (E_1 \cos(9\alpha_1) + E_2 \cos(9\alpha_2) + E_3 \cos(9\alpha_3) + E_4 \cos(9\alpha_4)) \sin(9\alpha) \end{bmatrix} \quad (20)$$

La fondamentale est celle de pulsation du réseau

$$V_{eff F} = \frac{4}{\pi\sqrt{2}} [E_1 \cos(\alpha_1) + E_2 \cos(\alpha_2) + E_3 \cos(\alpha_3) + E_4 \cos(\alpha_4)] \quad (21)$$

III.11.5. Exploitation de la décomposition en série de Fourier du signal de sortie

Comme il est prévu de supprimer les harmoniques (préserver le fondamental), le système d'équation à résoudre est le suivant :

$$\begin{bmatrix} (E_1 \cos(3\alpha_1) + E_2 \cos(3\alpha_2) + E_3 \cos(3\alpha_3) + E_4 \cos(3\alpha_4)) \sin(3\alpha) \\ (E_1 \cos(5\alpha_1) + E_2 \cos(5\alpha_2) + E_3 \cos(5\alpha_3) + E_4 \cos(5\alpha_4)) \sin(5\alpha) \\ (E_1 \cos(7\alpha_1) + E_2 \cos(7\alpha_2) + E_3 \cos(7\alpha_3) + E_4 \cos(7\alpha_4)) \sin(7\alpha) \\ (E_1 \cos(9\alpha_1) + E_2 \cos(9\alpha_2) + E_3 \cos(9\alpha_3) + E_4 \cos(9\alpha_4)) \sin(9\alpha) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (22)$$

Sont 8 inconnues, La résolution est purement numérique en investiguant toutes les combinaisons (pourcentage de tension et angle) ; tel que le pas de l'angle est pris à 1° et le pourcentage de tension est pris pour 5%. Pour un premier calcul, nous prenons les tensions d'alimentation des ponts égales (Amplitude E), d'où à résoudre le système suivant :

$$\begin{bmatrix} (\cos(3\alpha_1) + \cos(3\alpha_2) + \cos(3\alpha_3) + \cos(3\alpha_4)) \\ (\cos(5\alpha_1) + \cos(5\alpha_2) + \cos(5\alpha_3) + \cos(5\alpha_4)) \\ (\cos(7\alpha_1) + \cos(7\alpha_2) + \cos(7\alpha_3) + \cos(7\alpha_4)) \\ (\cos(9\alpha_1) + \cos(9\alpha_2) + \cos(9\alpha_3) + \cos(9\alpha_4)) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (23)$$

Comme les équations sont liées par les mêmes inconnus, alors il est impossible de trouver la solution demandée. Il est possible sauf de la réduire au maximum. On effectue le calcul pour un pas de 1° , puis on calcule le TDH avec l'équation (1).

Le programme comprend deux parties :

- 1- c'est de trouver les vecteurs solution (matrice) qui minimise le système algébrique.
- 2- chercher parmi les vecteurs solution à partir de la matrice celui qui donne la valeur minimale du TDH.

La méthode suivie est celle de chercher parmi toutes les combinaisons possibles celle qui répond à la contrainte, soit une petite valeur fixée au préalable de l'exécution, cette valeur peut être diminuée ou augmentée selon les résultats obtenus.

III.11.6. Optimisation de fonctionnement selon le TDH d'un onduleur en cascade à neuf niveaux

Pour cette structure, l'allure de la tension de sortie à neuf niveaux est en fonction de quatre angles $\alpha_1, \alpha_2, \alpha_3, \alpha_4$.

En adoptant la même procédure de calcul on trouve que : $\alpha_1 = 7^\circ, \alpha_2 = 21^\circ, \alpha_3 = 36^\circ, \alpha_4 = 56^\circ$. Le facteur de distorsion harmonique est en fonction de ces angles pour TDH = 8,91 %. Sur la *figure III.11* on représente l'allure du signal selon le calcul des angles.

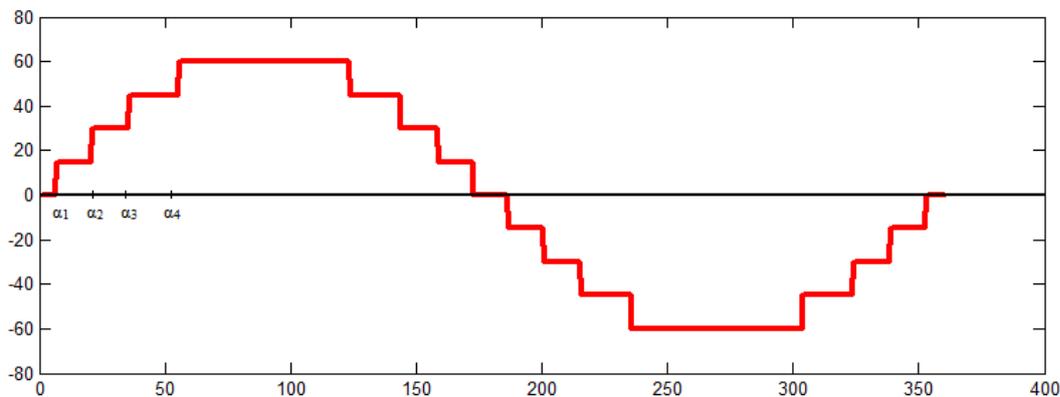


Figure III.11 : Forme d'onde de la tension à neuf niveaux d'un onduleur en cascade.

Résultat de calcul des angles pour un minimum du TDH

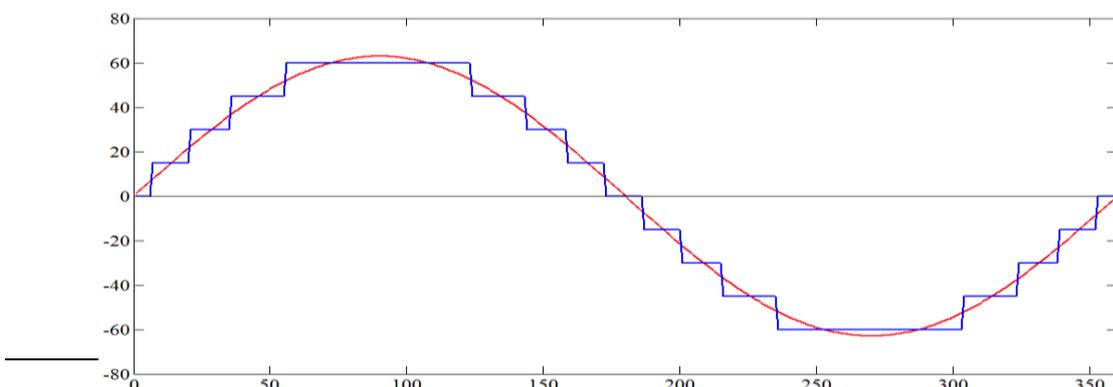


Figure III.12 : Tracé des deux signaux de tension (réel et fondamental).

A partir de ces résultats on dresse le tableau de commande des gates des MOSFETs. Dans la colonne « durée » on trouve les durées de chaque séquence formant le signal de sortie (tension ondulée) pour une fréquence de 50 Hz. Ainsi le signal est assuré.

$$\text{Durée} = \frac{\text{Angle} * 20 \text{ ms}}{360^\circ} \quad (24)$$

Tableau III.4 : commande des Gates des MOSFETs.

	Séquence	U	PORTC	PORTD	Angle (°)	Durée (µs)
			$b_7b_6b_5b_4b_3b_2b_1b_0$	$b_7b_6b_5b_4b_3b_2b_1b_0$		
			$k_7k_6k_5k_4k_3k_2k_1k_0$	$k_{15}k_{14}k_{13}k_{12}k_{11}k_{10}k_9k_8$		
1 ^{ère} ALTERNANCE	1	0	1010,1010	1010,1010	7	388
	2	E	1010,1001	1010,1010	14	777
	3	2E	1001,1001	1010,1010	15	830
	4	3E	1001,1001	1010,1001	20	1111
	5	4E	1001,1001	1001,1001	34	1888
	5	4E	1001,1001	1001,1001	34	1888
	6	3E	1001,0101	1001,1001	20	1111
	7	2E	0101,0101	1001,1001	15	830
	8	E	0101,0101	1001,0101	14	777
9	0	0101,0101	0101,0101	7	388	
2 ^{ème} ALTERNANCE	9	0	0101,0101	0101,0101	7	388
	10	-1E	0101,0110	0101,0101	14	777
	11	-2E	0110,0110	0101,0101	15	830
	12	-3E	0110,0110	0101,0110	20	1111
	13	-4E	0110,0110	0110,0110	34	1888
	13	-4E	0110,0110	0110,0110	34	1888
	14	-3E	0110,1010	0110,0110	20	1111
	15	-2E	1010,1010	0110,0110	15	830
	16	-E	1010,1010	0110,1010	14	777
1	0	1010,1010	1010,1010	7	388	

III.12. Expérimental

Il est facile d'établir des lois de commande dans un contexte des interrupteurs parfaits certes mais il n'est jamais le cas. En effet, l'interrupteur utilisé (MOSFET) présente une anomalie telle que, son retour à l'ouverture est piétiné par la charge électrique qu'il accumule lors de sa fermeture. Par conséquent, le MOSFET ne bascule pas instantanément. Afin de remédier à cette

anomalie, nous avons alterné les séquences avec ce qu'on appelle un temps mort (Dead time en anglais) d'une durée de $50\mu\text{s}$ afin d'éviter la conduction simultanée des interrupteurs du même bras. En effet, cette conduction mène au court-circuit du générateur. [58]

Toutefois il est à noter que chaque durée de la séquence principale est réduite de $50\mu\text{s}$ pour le profil de la séquence appelé temps mort qui la suit.

Sur la *figure III.13* on représente les principaux éléments du circuit réalisé. Sur la *figure III.14*, nous représentons le circuit complet, La charge prise est formée de résistances en série où on effectue une mesure complète à l'aide d'un voltmètre qui affiche $42,8\text{V}$ et une prise d'une partition de tension pour visualiser la forme du signal sur l'oscilloscope s'assurant de sa stabilité à la fréquence industrielle *figure III.15*. Malheureusement, vu l'encombrement du circuit nous n'avons pas pu installer des dissipateurs de chaleur pour effectuer des essais à courant important. Cela à cause du confinement dont on a pu visualiser le signal sur oscilloscope qu'à la date 31 Mai.

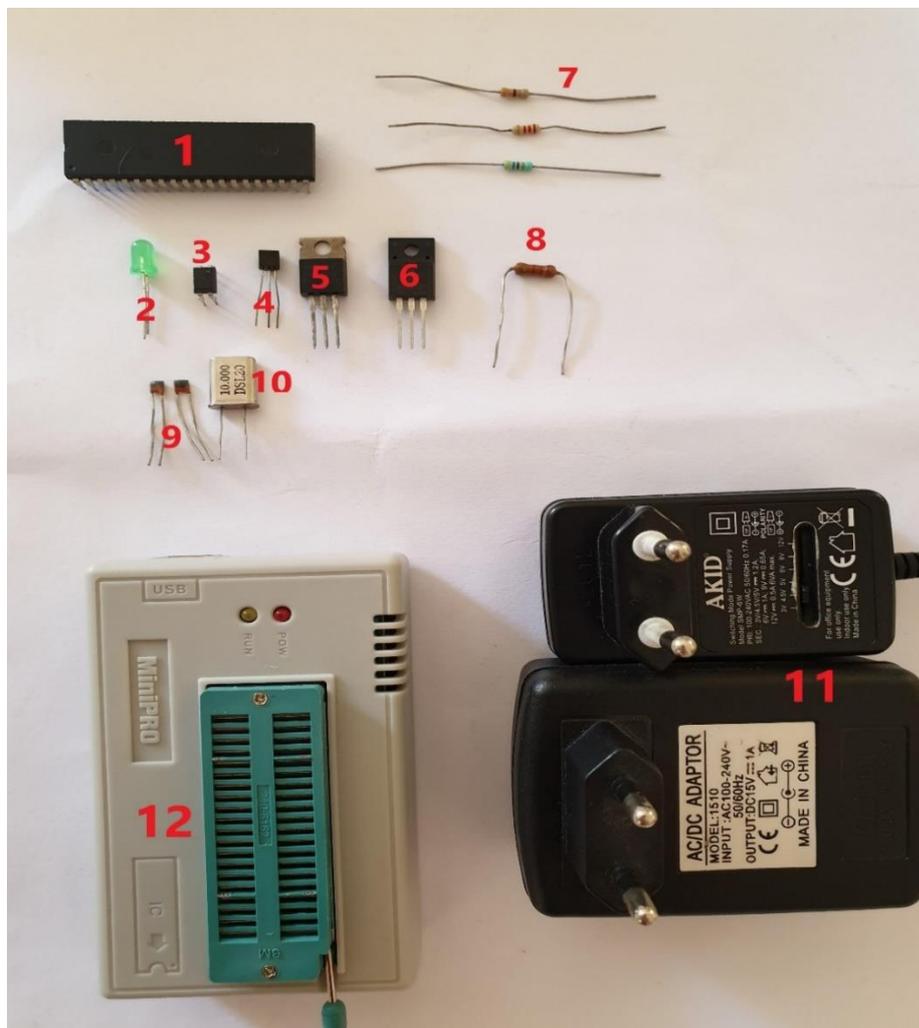


Figure III.13 : photo des composants utilisés dans la réalisation.

- 1- PIC16F877A.
- 2- LED verte.
- 3- Optocoupleur PC817.
- 4- Transistor Bipolaire type NPN 2N2222A.
- 5- MOSFET P-CHANNEL IRF9640.
- 6- MOSFET N-CHANNEL JCS630F.
- 7- Résistances de 330 Ω , 2,2K Ω , 470 Ω .
- 8- Résistance de 2.2K Ω
- 9- Condensateurs de 22pF (n'influencent pas vraiment sur la fréquence du quartz. Ils sont là pour permettre au montage d'osciller).
- 10- QUARTZ 10 MHz.
- 11- Batterie tension stabilisée de 15.1V ; 4.5V.
- 12- Programmeur universel TL866 Accompagné de logiciel **Minipro**.

PIC 16F877A:

- Operating frequency: DC-20MHz
- Flash program memory (14-bit words): 8K
- Data memory (bytes): 368
- EEPROM data memory (bytes) 256
- I / O ports: A, B, C, D, E ports. [52]

Optocoupleur PC817 :

- Forward current $I_F = 50$ mA
- Power dissipation $P = 70$ mW
- Forward voltage $V_F = 1.4$ V. [53]

LED verte :

- Tension directe de 2,1V
- Courant Direct (I_F) de 10 mA. [54]

JCS630F MOSFET:

- Type of Control Channel: N-Channel
- Maximum Power Dissipation (Pd): 38W
- Maximum Drain-Source Voltage $|V_{ds}|$: 200 V
- Maximum Gate-Source Voltage $|V_{gs}|$: ± 30 V
- Maximum Drain Current $|I_d|$: 9 A
- Gate Threshold Voltage $V_{GS(th)min} = 2V$; $V_{GS(th)max} = 4V$
- Maximum Drain-Source On-State Resistance (R_{ds}): min= 0.34 Ω , max=0.4 Ω . [55]

TRANSISTOR NPN 2N2222A

- Tension émetteur-collecteur (V_{CE}) de 40V
- Courant collecteur continu (I_C) de 800mA
- Dissipation de puissance de 500mW
- Tension de saturation collecteur émetteur de 1V à courant collecteur 500mA
- Collector-emitter saturation voltage : $I_C = 500 \text{ mA}$; $I_B = 50 \text{ mA}$, $V_{CEsat} = 1 \text{ V}$ [56]

IRF9640 MOSFET:

- Type of Control Channel: P –Channel
- Maximum Power Dissipation (P_d): 125 W
- Maximum Drain-Source Voltage $|V_{ds}|$: 200 V
- Maximum Gate-Source Voltage $|V_{gs}|$: 20 V
- Maximum Drain Current $|I_d|$: 11 A
- Gate-Source Threshold Voltage $V_{GS(th)min} = -2 \text{ V}$; $V_{GS(th)max} = -4 \text{ V}$.
- Maximum Drain-Source On-State Resistance (R_{ds}): 0.5Ω . [57]

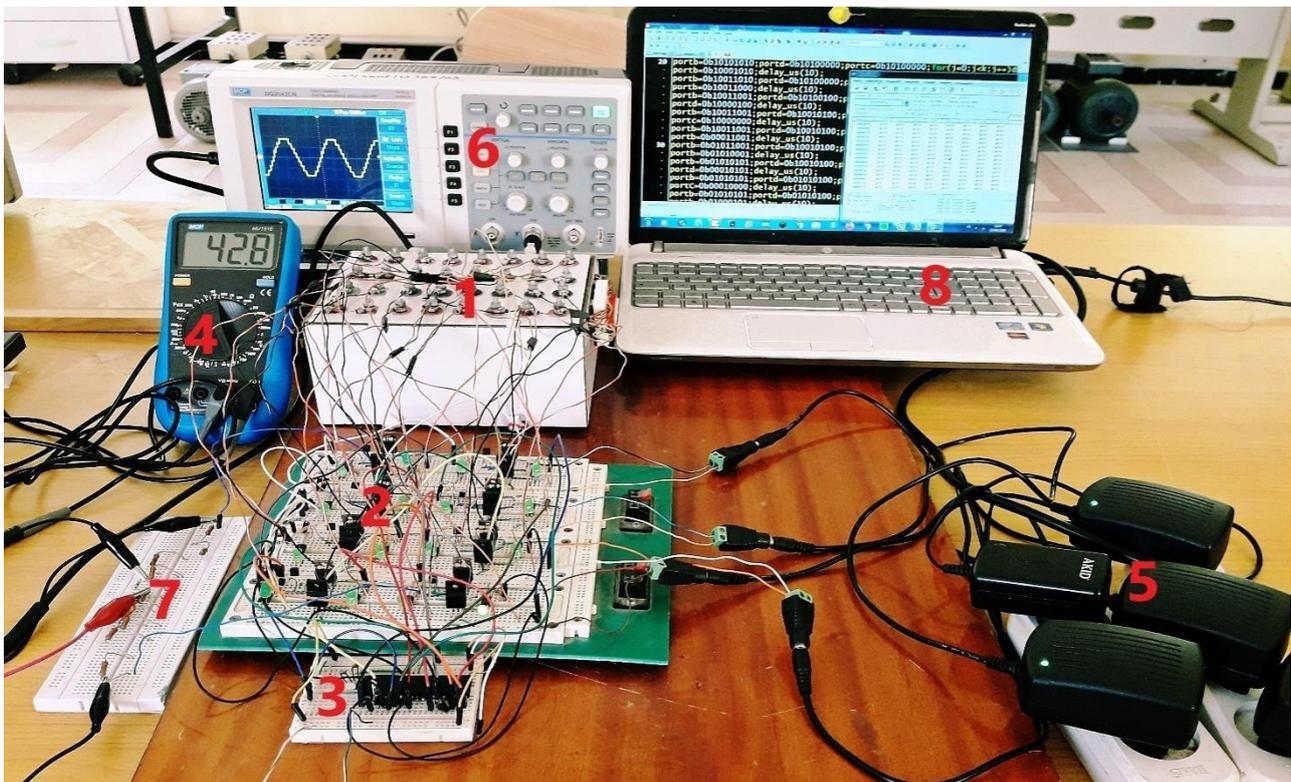


Figure III.14 : Photo complète de notre réalisation.

- 1- Boîtier contenant 16 batteries de 4,5 V.
- 2- Plaque d'essai où sont aménagés les quatre ponts en H.
- 3- Pic 16F877A.
- 4- Multimètre pour mesurer la tension efficace.
- 5- Batterie tension stabilisée de 15.1V.

- 6- Un oscilloscope pour visualiser notre signal.
- 7- La charge où on effectue la mesure complète de la tension avec un voltmètre et la prise d'une partition de tension pour visualiser la forme du signal sur l'oscilloscope.
- 8- Pc portable pour programmer le pic.

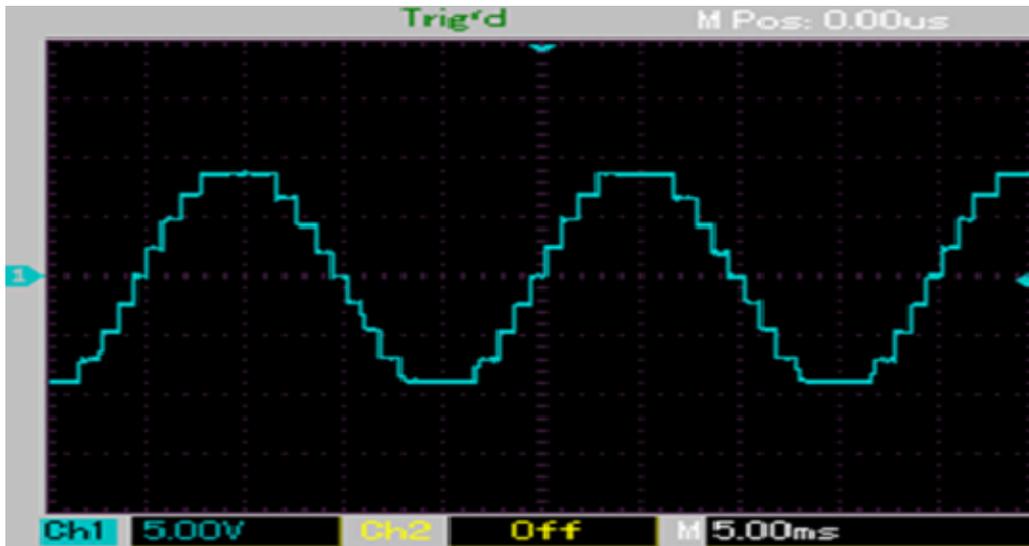


Figure III.15 : photo prise du signal de sortie de l'onduleur sur l'oscilloscope lors de l'essai à 50Hz.

III.13. Résultats expérimentaux et analyse

A une fréquence de commande offerte par le microcontrôleur sur les gates des MOSFETs, produisant un signal alternatif de période 50 Hz, la mesure effectuée de la tension de sortie par un voltmètre est 42,8 V. Cette valeur est inférieure à la valeur issue du calcul (44,96 V). La différence relative sur la tension s'élève à 4.8 %. Cette différence est due à :

- Malgré les composants électroniques utilisées sont de même type et série, ils n'adoptent pas la même caractéristique quantitative de fonctionnement, que ce soit entre MOSFETs ; entre Transistors ; entre Résistances.

Remarque : ce pourcentage sur les deux valeurs efficaces de la tension de sortie calculées et mesurées n'a pas d'influence sur la qualité du signal ni sur le transfert nécessaire de la puissance, car la tension de sortie désirée est ajustée par la tension d'entrée de l'onduleur.

III.14. Amélioration du paramètre TDH par un filtre passe bas

Généralement, les signaux qui ne sont pas acceptés par l'appareil à alimenter à cause de leur TDH qui est élevé (par exemple : causant du bruit, dissipation excessive de la chaleur ou bien le dysfonctionnement), les électriciens recourent à la méthode suivante : construire un filtre qui bloque les tensions aux fréquences indésirables. C'est-à-dire ne les laisse pas passer de

l'alimentation vers la charge. Ces filtres sont des quadripôles aux fonctions variées. Ils sont répartis dans 4 catégories :

- 1- Filtres passe-bas, ils bloquent les signaux de hautes fréquences.
- 2- Filtres passe-haut, ils bloquent les signaux de basses fréquences.
- 3- Filtres passe-bande laissant passer une certaine bande de fréquences.
- 4- Filtres coupe bande c'est le complémentaire de passe bande.

Ces filtres sont caractérisés par le paramètre appelé fréquence de coupure. C'est à partir de cette valeur que le filtre passe bas par exemple commence à atténuer les tensions aux fréquences qui les qualifient comme tension haute fréquence. Cette valeur de fréquence de coupure (f_c) est déterminée à partir du paramétrage du filtre. [59 60]

Circuit d'un filtre passe-bas et fonction de transfert [59 60]

Le circuit considéré dans notre expérimentation est le suivant :

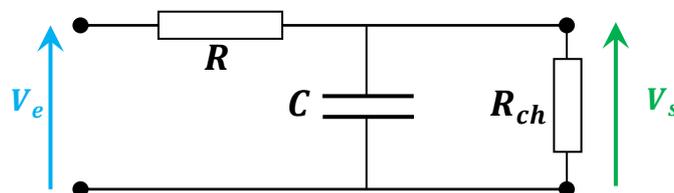


Figure III.16 : Circuit d'une charge avec un filtre passe bas

Le module de la transmittance est donné par :

$$|H| = \frac{1}{\sqrt{(RC(2k+1)\omega_0)^2 + (1 + R/R_{ch})^2}} \quad (25)$$

Avec

$$f_c = \frac{1}{2\pi RC} \left(1 - \left(\frac{R}{R_{ch}} \right)^2 - 2 \frac{R}{R_{ch}} \right) \quad (26)$$

Représentation du gain sur diagramme de Bode :

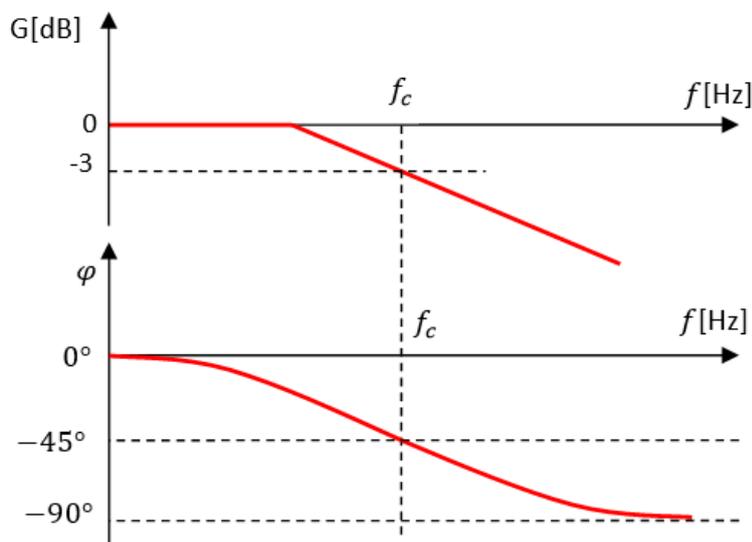


Figure III.17 : Diagramme de Bode (le gain et la phase).

La tension de sortie de l'onduleur (en gradin) a donné une valeur de TDH de 8,91 %. On désire de réduire la valeur de ce paramètre de performance au minimum possible sans trop atténuer le signal principal. On commence par choisir une fréquence de coupure. Puisque la fréquence désirée est 50 Hz et la fréquence qui suit (troisième harmonique) est de 150 Hz, nous choisissons une valeur moins de 150 Hz telle que par exemple 140 Hz. Soit alors, il faut dimensionner notre filtre à cette valeur de fréquence. Comme nous nous disposons des résistances de 2,2 k Ω et des condensateurs de 1,5 μ F, nous avons regroupé ces condensateurs à avoir 0,333 μ F et une résistance de 2,2 K Ω , ainsi la fréquence de coupure est de 186 Hz.

Afin de montrer l'effet d'un filtre, nous présenterons l'allure de tension filtrée captée par l'oscilloscope et sa valeur efficace sur le multimètre pour différentes valeurs de fréquence de coupure.

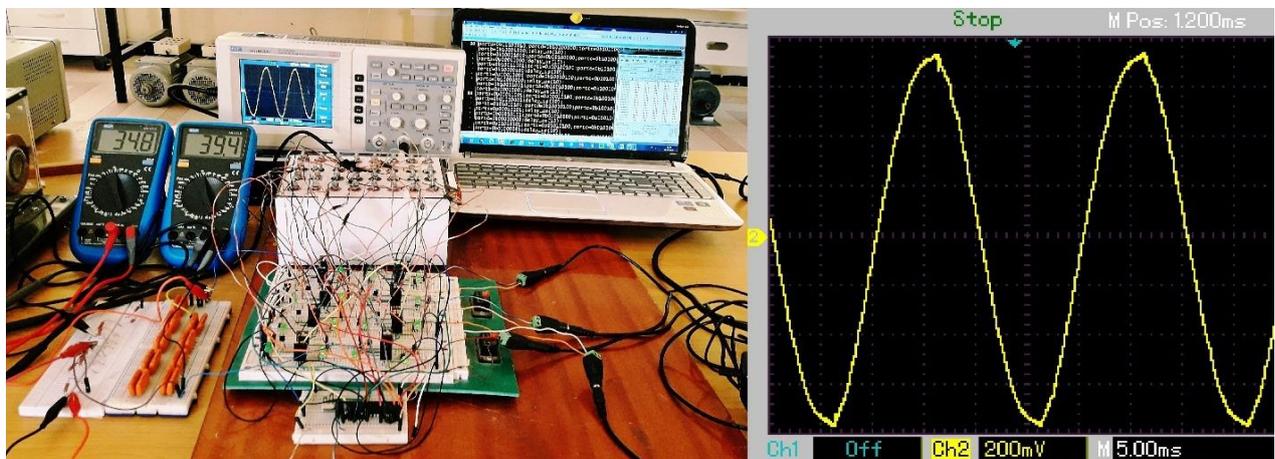


Figure III.18 : Installation et mesure des tensions efficaces ondulée et filtrée avec $C= 0.33 \mu\text{F}$.

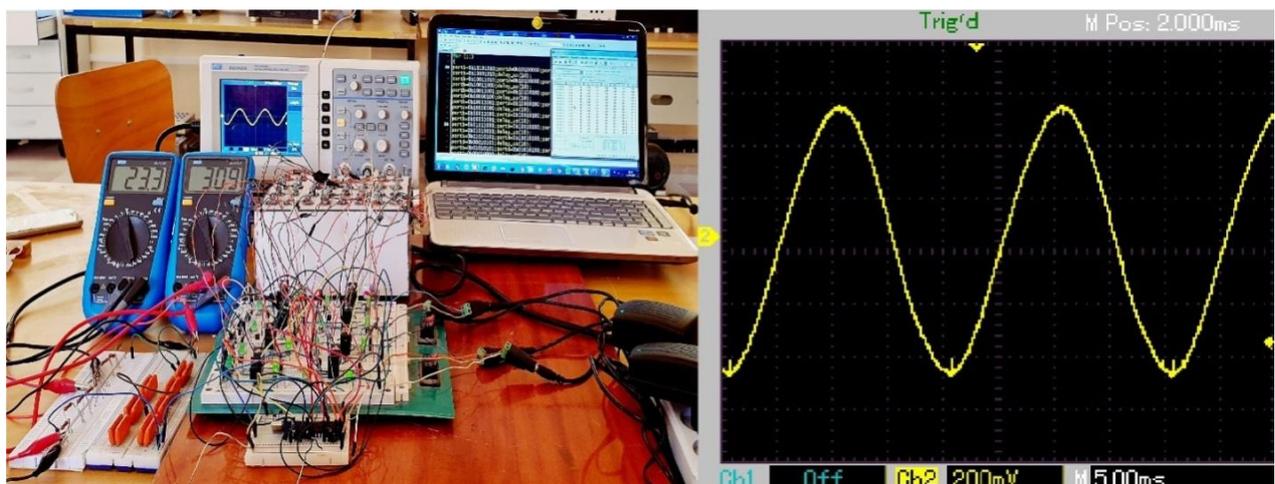


Figure III.19: Installation et mesure des tensions efficaces ondulée et filtrée avec $C= 1 \mu\text{F}$.

Nous n'avons pas la possibilité de trouver le TDH avec l'oscilloscope, alors nous allons procéder avec le calcul suivant :

- 1- Traduire la fonction de sortie en escalier comme fonction discontinue en fonction continue et cela avec sa décomposition en série de Fourier toute en prenant le soin au rang qu'il faut pour une représentation du signal le plus fidèlement possible.
- 2- Déterminer le coefficient du déclin de la tension de l'onduleur (un rapport entre tension efficace à vide et en charge - filtre).

$$Decl = \frac{V_e (charge)}{V_e (charge + filtre)} \quad (27)$$

- 3- En s'appuyant sur cette tension mesurée (aux bornes de l'onduleur) nous calculons la tension filtrée à l'aide de l'équation :

$$V_{s_i} = |H_i|V_{e_i} \quad (28)$$

V_e : Tension à la sortie de l'onduleur.

V_s : Tension de sortie.

H : Fonction de transfert.

i : Indice relatif au rang i des termes de la décomposition en série de Fourier.

- 4- Dédire le TDH du signal mesuré à partir du signal calculé avec l'équation suivante :

$$TDH = \frac{\sqrt{\sum_{n=2k+1}^{\infty} V_n^2(v_s)}}{V_{SF}} \quad (29)$$

Pour satisfaire le point 1, nous reprenons l'équation (19) et en mettant en facteur les fonctions en sinus avec $E=E_1=E_2=E_3=E_4$, on obtient :

$$TF(v_e) = \frac{4E}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{n} [\cos(n \alpha_1) + \cos(n \alpha_2) + \cos(n \alpha_3) + \cos(n \alpha_4)] \sin(n \alpha) \quad (30)$$

Tel que : $n=2k+1$

Sur les figures III.20 ; III.21, nous montrons des degrés de raffinement en rang de terme de la décomposition, ainsi le choix du rang s'est porté jusqu'à 999 car il répond pratiquement au signal en escalier.

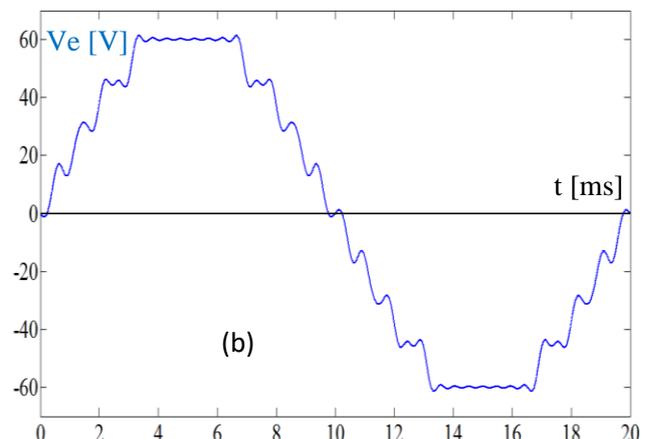
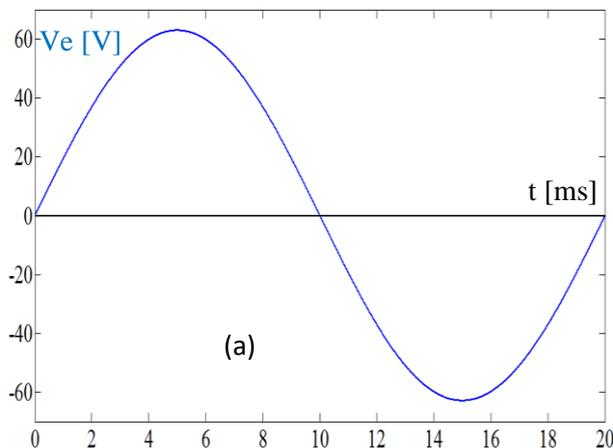


Figure III.20: DSF du signal en escalier pour le 1^{er} rang (a) et jusqu'au 39^{ème} rang

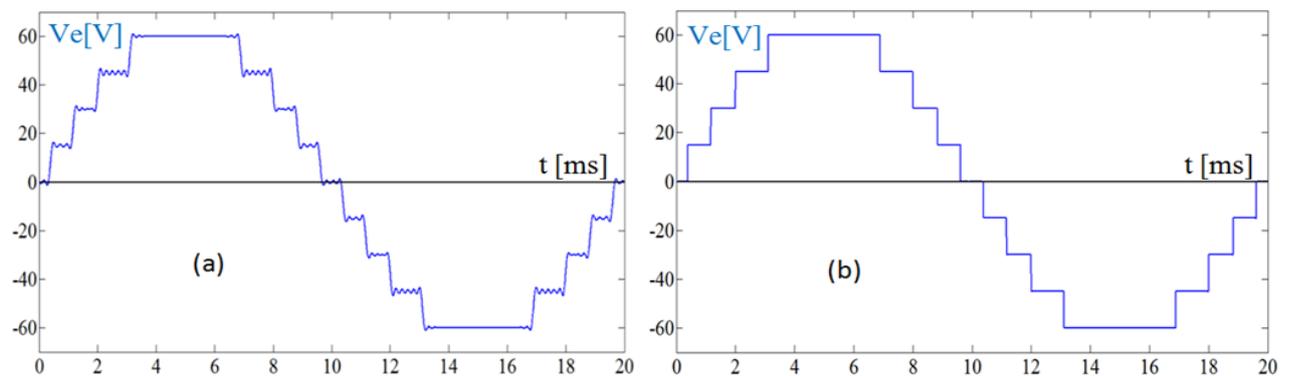


Figure III.21: DSF du signal en escalier signal jusqu'au 99^{ème} rang (a) et jusqu'au rang de 9999^{ème} rang (b)

Sur les figures III.22 ; III.23, nous montrons les allures des tensions filtrées et leurs spectres fréquentiels pour deux valeurs de capacités du condensateur.

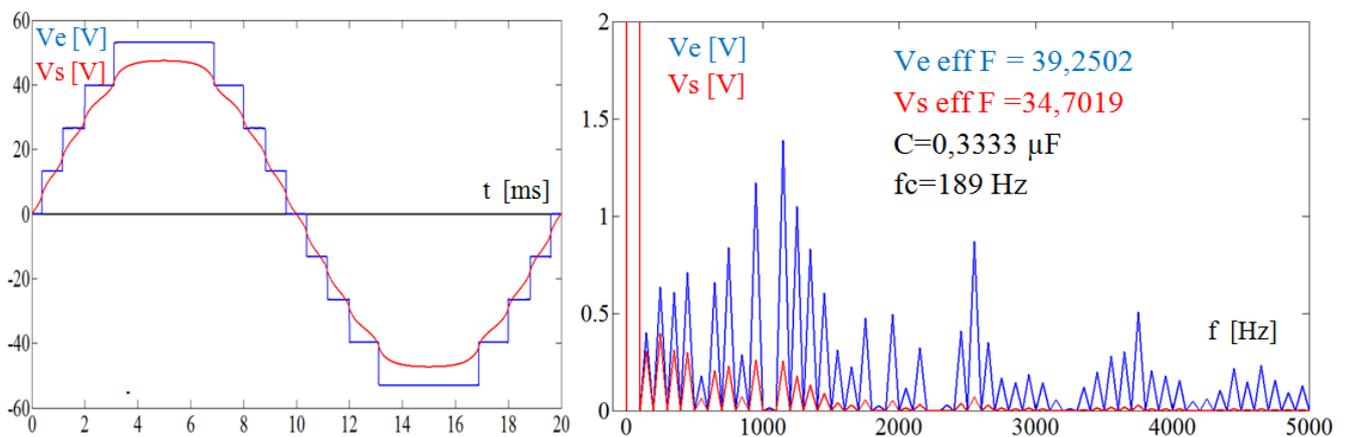


Figure III.22 : Comparaison entre V_e (bleu) et V_s (rouge) en spectre temporel et fréquentiel $C=0,333\mu F$

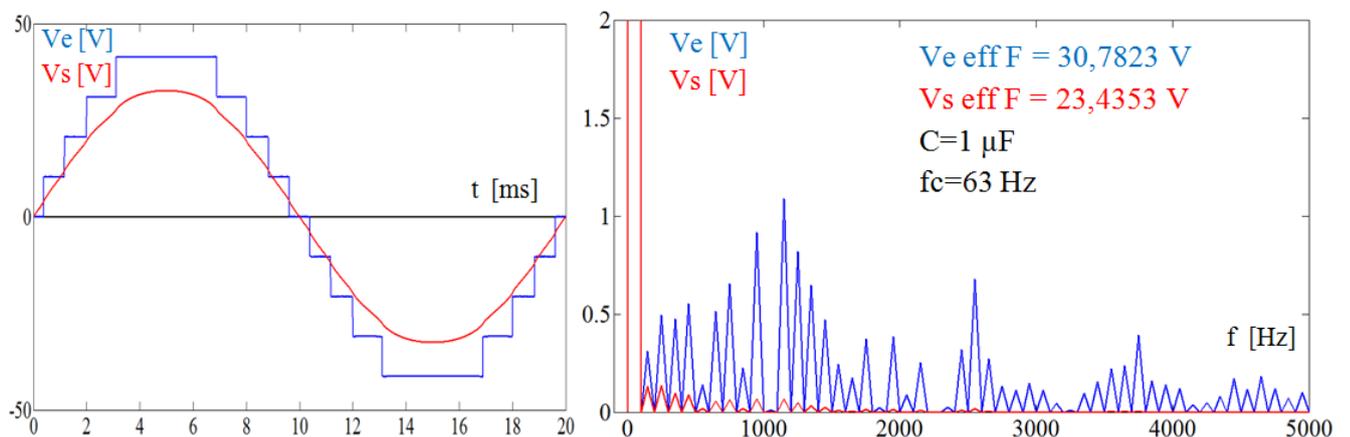


Figure III.23: Comparaison entre V_e (bleu) et V_s (rouge) en spectre temporel et fréquentiel $C=1\mu F$

Dans le tableau suivant, nous explicitons les TDH pour les deux valeurs de fréquence de coupure

Tableau III.5 : amélioration du paramètre TDH selon la fréquence de coupure.

C [μF]	Ueff sortie filtre calculée	Ueff sortie filtre mesurée	Ueff sortie onduleur mesurée	Fc [Hz]	TDH (%) calculé
-----	-----	-----	42,8	-----	8,91
0,333	34,7128	34,8	39,4	189	2,5
1,0	23,4369	23,3	30,9	63	1,17

Nous comprenons bien qu'il s'agit d'un compromis entre le rendement (déclin de la tension) et le taux de distorsion harmonique. Ainsi nous nous sommes passés de 8,91 % à des taux importants (ordre de 1 %) avec un compromis qu'il doit être bien pris en charge pour une décision adéquate. On remarque que toutes les allures prennent la forme pratiquement sinusoïdale. Des parasites hautes fréquences qui surgissent en permanence sur le signal visualisé sur l'oscilloscope, cela due à notre avis à la complexité du circuit.

III.15. Conclusion

Dans ce chapitre nous avons reproduit la conception et la réalisation d'un onduleur à neuf niveaux capable de convertir une tension continue d'une somme de quatre batteries de 15,1V en une tension alternative monophasée de fréquence 50 Hz et d'une valeur efficace 42.8 V réelle mesurée contre une tension efficace calculée de 44,96 V. Nous nous sommes basés sur des MOSFETs en régime de commutation. Ces même MOSFETs ont formé quatre ponts en H fonctionnant en cascade. Nous nous sommes servis aussi d'un microcontrôleur PIC de type 16F877A pour la gestion des ouvertures et fermetures des MOSFETs. L'expérimentation a donné un parfait résultat du point de vu ondulation et stabilisation de la valeur efficace. Pour finir, nous avons pensé qu'il est important de toucher le filtre afin de montrer l'importance de cette fonction et comment elle influe sur l'onde multiniveaux. La démarche prise pour déduire le TDH a réussi du fait que les valeurs des tensions filtrées mesurées et calculées sont pratiquement de même valeur. L'évolution du TDH avec le filtre a été bien concluante sur l'importance du filtre.

Conclusion Générale

CONCLUSION GENERALE

Les convertisseurs statiques, sont très utilisés dans l'industrie touchant diverses applications, le plus connu et sans doute celui de la variation de vitesse des machines électriques, onduler la tension photovoltaïque.

Le but principal de notre travail concernait l'étude et la réalisation pratique d'un onduleur multiniveaux monophasé commandé par un microcontrôleur PIC16F877A, nous avons commencé par une brève présentation historique et évolution du principe du fonctionnement des composants électronique de puissance puis une étude sur les onduleurs multiniveaux dont on a exposé clairement les différentes topologies existantes à savoir : la structure en cascade (en série), celle à cellule imbriquée ou multicellulaire, et enfin la structure NPC en mettant en évidence leurs avantages et inconvénients.

La topologie utilisée lors de la réalisation d'un onduleur multiniveaux est celle en cascade cette dernière est devenu primordial, vue sa structure plus simple et ses performances remarquables.

Puis nous avons abordé une brève description du microcontrôleur PIC qui nous a servi comme organe de contrôle des fermetures et ouvertures des interrupteurs, aussi par sa gamme large de fréquence, il nous a permis d'introduire un dead time qui s'avère de haute importance pour la sécurité des interrupteur et les générateurs.

Et pour la partie pratique, elle consiste à réaliser :

- Un onduleur monophasé à neuf niveaux de type cascade.
- Un filtre passe bas (RC) qui nous a ramené à des valeurs de TDH réduites et un signal pratiquement sinusoïdal.

La réalisation adaptée a été une expérience très enrichissante du fait que nous avons vécu un cas réel de conception et réalisation. Ce travail nous a permis d'élargir nos connaissances dans le domaine de l'électronique de puissance, tel que : comportement des semi-conducteurs, les différentes topologies des convertisseurs multi-niveaux.

On note que pendant l'élaboration de notre travail, nous avons rencontré quelques difficultés, parmi lesquelles :

- Dans la partie réalisation, la non disponibilité de quelques composants tels que les Drivers de MOSFET qui permettent le pilotage en haute fréquence et les dissipateurs de chaleur évacuant la chaleur produite dans les MOSFETs.
- Lors de la réalisation des circuits imprimés, la non disponibilité de tous ce qui est nécessaire pour imprimer notre circuit à cause du confinement.

Comme perspectives, on peut proposer à ceux qui développent ce thème de se pencher vers les points suivants :

- Installer les dissipateurs de chaleur afin d'effectuer des essais avec courant important pour une charge inductive
- Améliorer le TDH et aussi entreprendre un deuxième paramètre de performance tel que le facteur de puissance par l'utilisation des sources continues réglables et un filtre passe bas
- Réalisation d'un onduleur triphasé à multi-niveaux
- Utilisation des Drivers de MOSFET afin de déterminer à quelle fréquence peut-on arriver.

ANNEXE.1

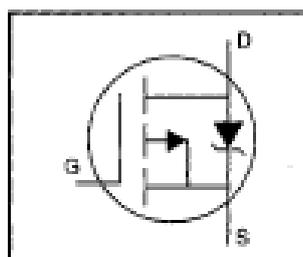
International IR Rectifier

PD-9.422B

IRF9640

HEXFET® Power MOSFET

- Dynamic dv/dt Rating
- Repetitive Avalanche Rated
- P-Channel
- Fast Switching
- Ease of Paralleling
- Simple Drive Requirements



$$V_{DSS} = -200V$$

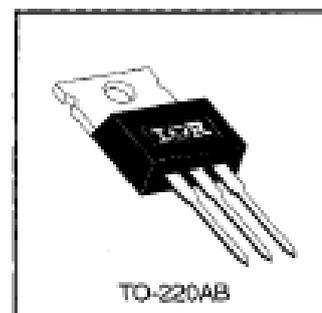
$$R_{DS(on)} = 0.50\Omega$$

$$I_D = -11A$$

Description

Third Generation HEXFETs from International Rectifier provide the designer with the best combination of fast switching, ruggedized device design, low on-resistance and cost-effectiveness.

The TO-220 package is universally preferred for all commercial-industrial applications at power dissipation levels to approximately 50 watts. The low thermal resistance and low package cost of the TO-220 contribute to its wide acceptance throughout the industry.



Absolute Maximum Ratings

	Parameter	Max.	Units
$I_D @ T_C = 25^\circ C$	Continuous Drain Current, $V_{GS} @ -10 V$	-11	A
$I_D @ T_C = 100^\circ C$	Continuous Drain Current, $V_{GS} @ -10 V$	-6.8	
I_{DM}	Pulsed Drain Current ①	-44	
$P_D @ T_C = 25^\circ C$	Power Dissipation	125	W
	Linear Derating Factor	1.0	W/°C
V_{GS}	Gate-to-Source Voltage	± 20	V
E_{AS}	Single Pulse Avalanche Energy ②	700	mJ
I_{AR}	Avalanche Current ③	-11	A
E_{AR}	Repetitive Avalanche Energy ④	13	mJ
dv/dt	Peak Diode Recovery dv/dt ⑤	-5.0	V/ns
T_J T_{STG}	Operating Junction and Storage Temperature Range	-55 to +150	°C
	Soldering Temperature, for 10 seconds	300 (1.6mm from case)	
	Mounting Torque, 6-32 or M3 screw	10 lb/in (1.1 N·m)	

Thermal Resistance

	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units
$R_{\theta JC}$	Junction-to-Case	—	—	1.0	°C/W
$R_{\theta CS}$	Case-to-Sink, Flat, Greased Surface	—	0.50	—	
$R_{\theta JA}$	Junction-to-Ambient	—	—	62	

ANNEXE.2



N 沟道增强型场效应晶体管
N-CHANNEL MOSFET

JCS630

主要参数 MAIN CHARACTERISTICS

I_D	9.9 A
V_{DSS}	200 V
$R_{Dson}(\theta_{V_{GS}}=10V)$	0.4 Ω
Q_g	22 nC

用途

- 高频开关电源
- 电子镇流器
- UPS 电源

产品特性

- 低栅极电荷
- 低 C_{oss} (典型值 22pF)
- 开关速度快
- 产品全部经过雪崩测试
- 高抗 dv/dt 能力
- RoHS 产品

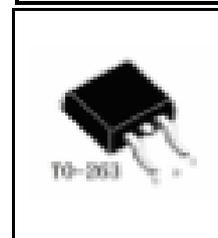
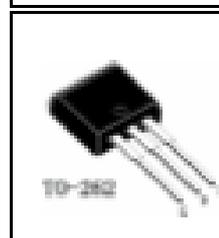
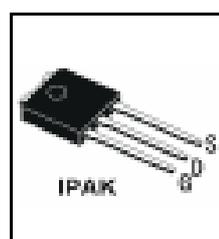
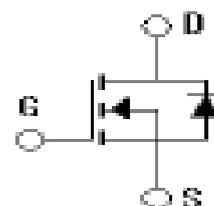
APPLICATIONS

- High efficiency switch mode power supplies
- Electronic lamp ballasts based on half bridge
- UPS

FEATURES

- Low gate charge
- Low C_{oss} (typical 22pF)
- Fast switching
- 100% avalanche tested
- Improved dv/dt capability
- RoHS product

封装 Package



订货信息 ORDER MESSAGE

订货型号 Order codes	印 记 Marking	封 装 Package	无卤素 Halogen Free	包 装 Packaging	器件重量 Device Weight
JCS630V-O-V-N-B	JCS630V	IPAK	否 NO	条管 Tube	0.35 g(typ)
JCS630R-O-R-N-B	JCS630R	DPAK	否 NO	条管 Tube	0.30 g(typ)
JCS630R-O-R-N-A	JCS630R	DPAK	否 NO	编带 Bred	0.30 g(typ)
JCS630S-O-S-N-B	JCS630S	TO-263	否 NO	条管 Tube	1.37 g(typ)
JCS630B-O-B-N-B	JCS630B	TO-262	否 NO	条管 Tube	1.71 g(typ)
JCS630C-O-C-N-B	JCS630C	TO-220C	否 NO	条管 Tube	2.15 g(typ)
JCS630F-O-F-N-B	JCS630F	TO-220MF	否 NO	条管 Tube	2.20 g(typ)

Bibliographie

BIBLIOGRAPHIES

Liste des références

- [1] A.LEREDDE « Etude, commande et mise en œuvre de nouvelles structures multiniveaux » Thèse ; Institut national polytechnique de Toulouse ; 2011.
- [2] K.DELLALOU « *Stratégies De Commande Des Onduleurs Multiniveaux (MLI ST et MLI Vectorielle)* » ; Mémoire ; Université Badji Mokhtar de Annaba ; 2019.
- [3] K.ARAB TEHRANI; « *Conception, Synthèse et Application d'une Nouvelle Commande Robuste par PID Fractionnaire pour Les Onduleurs Multiniveaux* » ; Thèse ; Institut nationale polytechnique de Lorraine ; 2010
- [4] A.AHMANE; « *Etude et Réalisation d'une Carte de Commande d'un Onduleur Monophasé PWM* » ; Mémoire; Université Larbi Ben M'Hidi d'Oum El Bouaghi ;2016.
- [5] A.BENFODIL, M.BOUHANIK , O.BOUCHE; « *Etude et optimisation d'une cellule solaire à base de Si et SiGe ; Mémoire de fin d'études Présenté En vue de l'obtention du diplôme D'ingénieur d'état en électronique* » ; Mémoire ;Université Mouloud Mammeri de Tizi-Ouzou ;2010.
- [6] <https://studylibfr.com/doc/4528628/histoire-de-l-%C3%A9lectronique>; consulté le 20.03.2020.
- [7] <https://www.universalis.fr/encyclopedie/john-ambrose-fleming/>;consulté le 17.03.2020.
- [8] C.ADAM; « *Une histoire des transistors en France 1^{ère} partie : Le Transistor à pointes* » ; Janvier 2010.
- [9] <https://couleur-science.eu/?d=10d2d2--cest-quoi-un-semi-conducteur>; consulté le 22/03/2020.
- [10] <http://dspace.univtlemcen.dz/bitstream/112/8867/4/INFORMATION%20Chapitre%20I%20cor2.pdf> ; consulté le 22.03.2020.
- [11] Albert Paul MALVINO D.BATES ; « *Principes d'électronique* » ;8eme édition ; novembre 2016.
- [12] F.KHELIFI; « *Sureté de fonctionnement et fiabilité des circuits de l'électronique de puissance* » ;Mémoire ; Université M'Hamed Bougara de Boumerd s ; 2008.
- [13] <https://www.etudier.com/dissertations/Circuit-%C3%A0-Diodes/198883.html>; consulté le 18.03.2020.
- [14] <http://www.composelec.com/diode.php>;consulté le 16.03.2020.
- [15] https://fr.wikipedia.org/wiki/Diode#Fonctionnement_th%C3%A9orique; consulté le 18.03.2020.
- [16] https://fr.wikipedia.org/wiki/Transistor_bipolaire; consulté le 17.03.2020.
- [17] G. De LENTDECKER & K. HANSON ; « *Les transistors BJT* » ; ULB.
- [18] M.BOUHOUCHE ; « *Contribution à l'étude du transistor bipolaire à hétérojonction TBH Pour les applications hautes fréquences* » ; Mémoire ; Université Mentouri de Constantine ;2012.
- [19] Y.GUERFI; « *Réalisation et caractérisation de transistors MOS à base de nano fils verticaux en silicium* »; Thèse ; Université de Toulouse ; 2015.
- [20] <http://www.polytech-lille.fr/cours-atome-circuit-integre/unip/unip810.htm>;consulté le 21.03.2020.
- [21] <https://emrecmic.wordpress.com/2017/02/27/que-de-mos-11/>; consulté le 23.03.2020.

- [22] <http://www.bedwani.ch/electro/ch17/index.htm>; consulté le 22.03.2020.
- [23] <https://www.cours-online.com/2019/09/principe-de-fonctionnement-1.html>; consulté le 22.03.2020.
- [24] Y.BENHAMIDA; « Etude des caractéristiques physiques et électriques d'un MOSFET nanométrique » ; Mémoire ; Université Abou-Bakr Belkaïd de Tlemcen ;2012.
- [25] https://fr.wikipedia.org/wiki/Transistor_%C3%A0_effet_de_champ_%C3%A0_grille_m%C3%A9tal-oxyde ;consulté le 19.03.2020.
- [26] M.Berber ; « *Electronique Fondamentale 2* »;cours ; Centre Universitaire Nour El Bachir d'El-Bayadh.
- [27] <https://emrecmic.wordpress.com/2017/02/28/que-de-mos-12/>; consulté le 22.03.2020.
- [28] <https://www.astuces-pratiques.fr/electronique/l-optocoupleur-principe-de-fonctionnement>; consulté le 20.03.2020.
- [29] <https://fr.wikipedia.org/wiki/Photocoupleur>;consulté le 23.03.2020.
- [30] <https://electronique-cours.blogspot.com/2016/05/photocoupleur.html>; consulté le 23.03.2020.
- [31] <http://www.composelec.com/photocoupleur.php>; consulté le 18.03.2020.
- [32] <http://dictionnaire.sensagent.leparisien.fr/Isolation%20galvanique/fr-fr/>; vu le 20.03.2020.
- [33]<https://dl.ummo.dz/bitstream/handle/ummo/1274/Sediki%20Hamid.doc.pdf?sequence=1&isAllowed=y>; consulté le 22.03.2020.
- [34] A.BOUKAROURA; « *Modélisation et Diagnostic d'un Onduleur Triphasé par l'Approche Bond Graph* » ; Mémoire; Université Ferhat Abbas de Setif ;2009.
- [35] M.S.KELAIAIA; « *Amélioration de la qualité de l'énergie délivrée par un onduleur multi-niveaux alimentant une machine asynchrone à cage* » ; Thèse ; Université de Badji Mokhtar d'Annaba ; 2007.
- [36] Z.AHMIDAT, Z.KOUIDRI; « *Commande d'une éolienne à base d'une GADA par un onduleur multi-niveaux* » ; Mémoire ; Université Ahmed Draïa d'Adrar ; 2018.
- [37] B.LAKEHAL; « *Modélisation et commande d'un onduleur triphasé à structure multi-niveaux* » ; Mémoire ;Université A/Mira de Bejaia ; 2014-2015
- [38] C.BENZAZAH, M. Ait LAFKIH, L.LAZRAK ; « *Etude comparative entre deux topologies d'onduleurs triphasés , classique à 2-niveaux et NPC à 3-niveaux avec deux différentes méthodes de commande MLI-ST et SWM* » ; International Journal of Innovation and Applied Studies ; Vol. 9 No. 2 Nov. 2014.
- [39] T.IBERSIENE , S.KACHIH; « *Etude Et Simulation d'un Onduleur Multiniveaux Asymétrique* » ; Mémoire ; Université MOULOUD MAMMERI de TIZI-OUZOU ;2014.
- [40] J-S.MARIÉTHOZ ; « *Études formelle pour la synthèse de convertisseurs multiniveaux asymétriques : Topologies,Modulation,et Commande* »; Thèse ; Ecole polytechnique fédérale de Lausanne ;2005.
- [41] H. BENABDERRAHMANE, H. RACHEDI ; « *Étude et simulation d'un filtre actif de puissance parallèle Multiniveau* » ; Mémoire ; Université Aboubakr Belkaïd de Tlemcen ;2018.
- [42] S.BOUZELMADEN ; « *Etude et Réalisation d'un onduleur sept niveaux en Cascade* »; Mémoire ; Université Abderrahmane MIRA de Bejaïa ;2012.
- [43] A.BOUKANDOUL; « *Etude et Réalisation d'un Onduleur Multiniveaux à Topologie Cascadée* » ; Mémoire; Université A. MIRA de BEJAIA ;2012.
- [44] A.HOUICHI; « *Dimensionnement et commande des onduleurs multi-niveaux asymétriques* » ; Mémoire ; Université Kasdi Merbah de Ouargla ;2014.
- [45] H.BRIGHEN et H.Safouane; « *Etude et analyse de la commande des onduleurs Multi-niveaux par MLI sinusoïdale* » ; Mémoire ;Université Larbi Tebessi de Tebessa ;2015.

- [46] K.SAAD ; « *Programmation en C du microcontrôleur PIC 16F877* » ; Mémoire ; Université de science et technologie d'Oran ; 2008.
- [47] H.DEHABA; « *Réalisation d'un cardiofréquencemètre à base du PIC 16F877* » ; Mémoire ; Université FERHAT ABBAS de Sétif ;2014.
- [48] Y. RKHISSI KAMMOUN; « *Microcontrôleurs* »; Iset Nabeul.
- [49] S.ZAAMTA : « *Réalisation d'un régulateur solaire à base de microcontrôleur pour le contrôle de l'état de charge et la protection des accumulateurs* » ;Mémoire ; Université Larbi Ben M'hidi d'Oum El Bouaghi.2008.
- [50] M.DEKKICHE; « *Etude d'un onduleur multi-niveaux en cascade de type 3/2* »; Mémoire ; Université Larbi Ben M'hidi d'Oum El-Bouaghi ;2018.
- [51] Z.ZAROUR; « *Réalisation d'une carte de commande d'un convertisseur DC/AC à base d'un microcontrôleur PIC 16f877* » ; Mémoire ; Université Larbi Ben M'Hidi d'OUM EL BOUAGHI ;2015.
- [52]<https://www.alldatasheet.com/datasheetpdf/pdf/82338/MICROCHIP/PIC16F877A.html>; consulté le 05 mai 2020.
- [53]<https://www.alldatasheet.com/datasheet-pdf/pdf/678998/KEXIN/PC817.html>; consulté le 05 mai 2020.
- [54]<https://pdf1.alldatasheet.fr/datasheetpdf/view/15067/PHILIPS/2N2222.html>;consulté le 05 mai 2020.
- [55]<https://fr.farnell.com/broadcom-limited/hlmp-3507/led-5mm-vert/dp/1003214>; consulté le 07 mai 2020.
- [56] <https://www.alldatasheet.com/datasheet-pdf/pdf/410939/JSMC/JCS630F-O-F-N-B.html>; consulté le 05 mai 2020.
- [57]<https://alltransistors.com/mosfet/transistor.php?transistor=2629>; consulté le 05 mai 2020.
- [58]https://techweb.rohm.com/knowledge/dcdc/dcdc_sr/dcdc_sr02/6997 ; consulté le 14 Juin 2020.
- [59] T.Rachid « *électronique de base* » Berti édition 1992.
- [60]https://fr.wikibooks.org/w/index.php?title=Électronique/Les_filtres_électriques&oldid=631705,c onulté le 20Jun2020.



Formulaire de déclaration sur l'honneur Relatif à l'engagement pour respecter les règles d'authenticité scientifique dans l'élaboration d'un travail de recherche

(Annexe de l'arrêté n°933 du 28 juillet 2016 fixant les règles relatives à la prévention et la lutte contre le plagiat)

Je soussigne, l'étudiant (e),

Boutaleb Djémar Nadjwa

Détenteur d'une carte d'étudiant N° *NS-T-10039* délivrée le

Inscrit à l'institut de Technologie au niveau du département *Génie électrique*

Et chargé de préparer un mémoire de fin d'étude en Master 2.

Intitulé : *Commande d'un Outilleur via PIC 16F877A*

Déclare sur l'honneur, m'engager à respecter les règles scientifiques, méthodologiques, et les normes de déontologie professionnelle et de l'authenticité académique requise dans l'élaboration du projet de recherche suscitée.

à *Ain Temouchent* le *25/06/2020*

Signature de l'étudiant :

Nadjwa



Formulaire de déclaration sur l'honneur Relatif à l'engagement pour respecter les règles d'authenticité scientifique dans l'élaboration d'un travail de recherche

(Annexe de l'arrêté n°933 du 28 juillet 2016 fixant les règles relatives à la prévention et la lutte contre le plagiat)

Je soussigne, l'étudiant (e),

Bourahla Rasouda El Amami

Détenteur d'une carte d'étudiant N° 15-T-10116 délivrée le

Inscrit à l'institut de Technologie au niveau du département Génie Électrique

Et chargé de préparer un mémoire de fin d'étude en Master 2.

Intitulé : Commande d'un onduleur via PIC
16F877A

Déclare sur l'honneur, m'engager à respecter les règles scientifiques, méthodologiques, et les normes de déontologie professionnelle et de l'authenticité académique requise dans l'élaboration du projet de recherche suscité.

À Ain Témouchent, le 25.06.2020.

Signature de l'étudiant :

BRA

Résumé

L'emploi des onduleurs multi-niveaux dans les installations industrielles est motivé par les avantages énergétiques, largement éprouvés tels que, la réduction très significative du taux de distorsion harmonique (TDH), Leur principales applications se trouvent généralement dans la traction et la propulsion électriques (navires électriques, variateurs de vitesse, ...) ainsi que dans les systèmes de génération et de transport de l'énergie électrique.

L'objectif visé dans notre projet est l'étude et la réalisation d'un onduleur multiniveaux monophasé à structure en cascade à base d'un microcontrôleur PIC16F877A qui permet d'assurer la commande de l'onduleur , avec Une tension d'entrée d'une somme de quatre batteries de 15,1 VDC et une sortie alternative d'une valeur efficace de 42.8 VAC à la fréquence industrielle, Ce mémoire se compose de deux parties, la première partie concerne l'étude théorique sur les composants semi-conducteurs de puissance et les onduleurs multiniveaux, leurs différentes topologies.

La deuxième partie commence par une brève description du fonctionnement du pic16F877A puis une étude sur les harmoniques et enfin une réalisation de l'onduleur monophasé à neuf niveaux, puis à la fin de cette partie nous avons ajouté un filtre passe bas (RC) afin d'améliorer le paramètre de performance le TDH et avoir par la suite un signal pratiquement sinusoïdal.

Sans oublier bien-sûr, les difficultés rencontrées lors de la réalisation, Le bon fonctionnement de notre réalisation est validé par les résultats expérimentaux. Enfin, une conclusion qui résume l'ensemble des travaux présentés et des perspectives aux futurs travaux sont proposés.

Abstract

The use of multi-level inverters in industrial installations is motivated by the energy advantages, widely proven such as, the very significant reduction in the harmonic distortion rate (TDH), Their main applications are generally found in electric traction and propulsion (electric vessels, variable speed drives, etc.) as well as in electrical energy generation and transport systems.

The objective of our project is the study and the realization of a single-phase multi-level inverter with cascade structure based on a PIC16F877A microcontroller which ensures the control of the inverter, with an input voltage of a sum of four batteries of 15.1 VDC and an alternative output with an effective value of 42.8 VAC at industrial frequency, This thesis consists of two parts, the first part concerns the theoretical study on the semiconductor components of power and multilevel inverters, their different topologies.

The second part begins with a brief description of how the pic16F877A works, then a study on harmonics and finally, a realization of the single-phase nine-level inverter. Then at the end of this part, we added a low pass filter (RC) in order to improve the performance parameter of the TDH and then have a practically sinusoidal signal.

Without forgetting of course, the difficulties encountered during the realization, the good functioning of our realization is validated by the experimental results. Finally, a conclusion which summarizes all of the work presented and perspectives for future work is proposed.

الملخص

الدافع وراء استخدام العاكس متعدد المستويات في المنشآت الصناعية هو مزايا الطاقة ، ثبت على نطاق واسع مثل الانخفاض الكبير في معدل التشوه التوافقي توجد تطبيقاتها الرئيسية بشكل عام في الجر والدفع الكهربائي (السفن الكهربائية ، محركات السرعة المتغيرة ، إلخ) وكذلك في توليد الطاقة الكهربائية وأنظمة النقل .

الهدف من مشروعنا هو دراسة وتحقيق عاكس أحادي الطور متعدد المستويات مع هيكل متسلسل يعتمد على متحكم دقيق والذي يسمح بالتحكم في العاكس، مع جهد دخل يبلغ مجموعه أربع بطاريات ١٥,١ فولت ومخرج تيار متردد بقيمة فعالة ٤٢,٨ فولت عند التردد الصناعي ، تتكون هذه المذكرة من جزأين ، الجزء الأول يتعلق بالدراسة النظرية للمكونات أشباه الموصلات والمحولات متعددة المستويات ، طوبولوجياتها المختلفة .
يبدأ الجزء الثاني بوصف لكيفية عمل المتحكم الدقيق ، ثم دراسة عن التوافقيات وأخيرًا تحقيق العاكس أحادي الطور ذي التسع مستويات في نهاية هذا الجزء أضفنا مرشح تمرير منخفض من أجل تحسين معدل التشويه التوافقي ومن ثم الحصول على إشارة جيبية عمليا .

دون أن ننسى بالطبع ، الصعوبات المصادفة أثناء الإنتاج ، يتم التحقق من الأداء السليم لإنتاجنا من خلال النتائج التجريبية .
وأخيرًا ، يتم اقتراح استنتاج يلخص جميع الأعمال المقدمة ومنظورات العمل المستقبلي