

Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique



Mémoire de Fin d'Étude

Présenté à

L'Université Echahid Hamma Lakhdar d'El Oued

Faculté de Technologie

Département de Génie Electrique

En vue de l'obtention du diplôme de

MASTER ACADEMIQUE

En commande électriques

Présenté par

**Belkier obeidi et Mesai oune tarek et Ben abdallah
mouhammed elaid**

Thème

**Commande Prédictive Modulée d'un Onduleur à Deux Niveaux
Connecté au Réseau Electrique**

Soutenu le 21/06/2021. Devant le jury composé de :

Mr.Miloudi Khaled

Maitre de conférences Président

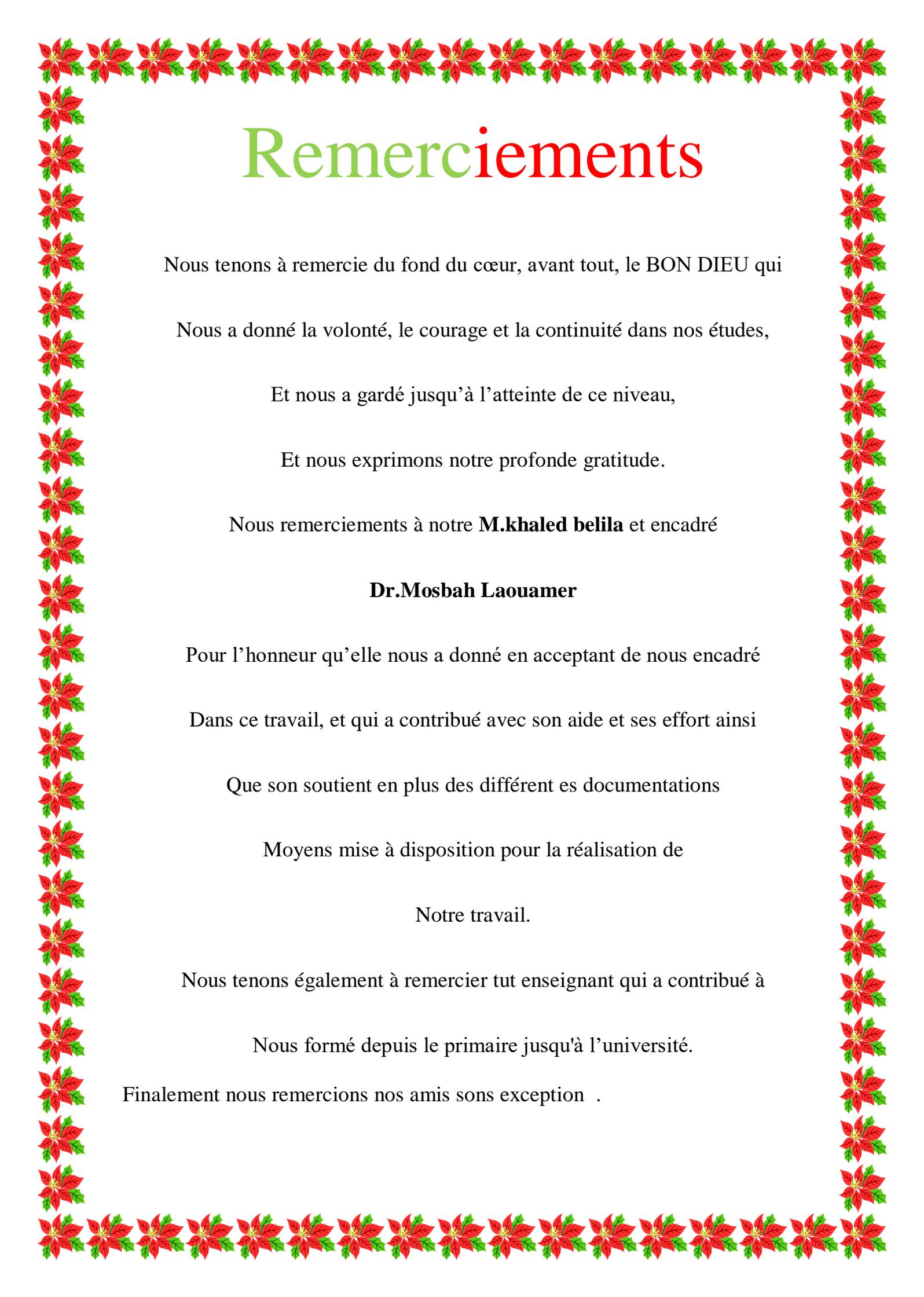
Dr. Mosbah Laouamer

Maitre de conférences Rapporteur

Mr.Beggat Fateh

Maitre de conférences Examineur

Année Universitaire 2020/2021



Remerciements

Nous tenons à remercier du fond du cœur, avant tout, le BON DIEU qui

Nous a donné la volonté, le courage et la continuité dans nos études,

Et nous a gardé jusqu'à l'atteinte de ce niveau,

Et nous exprimons notre profonde gratitude.

Nous remercions à notre **M.khaled belila** et encadré

Dr.Mosbah Laouamer

Pour l'honneur qu'elle nous a donné en acceptant de nous encadrer

Dans ce travail, et qui a contribué avec son aide et ses efforts ainsi

Que son soutien en plus des différentes documentations

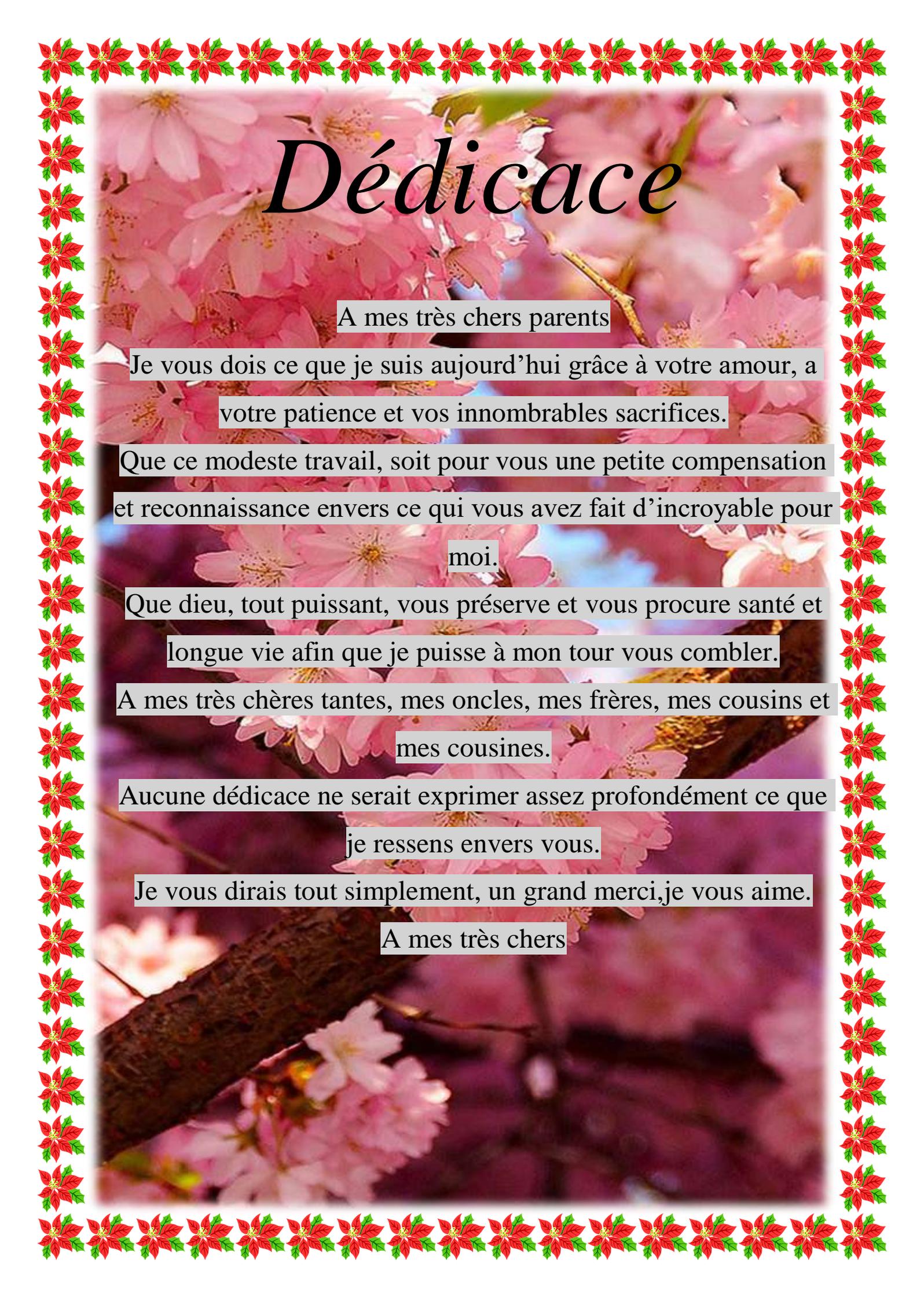
Moyens mis à disposition pour la réalisation de

Notre travail.

Nous tenons également à remercier tout enseignant qui a contribué à

Nous former depuis le primaire jusqu'à l'université.

Finalement nous remercions nos amis sans exception .



Dédicace

A mes très chers parents

Je vous dois ce que je suis aujourd'hui grâce à votre amour, à votre patience et vos innombrables sacrifices.

Que ce modeste travail, soit pour vous une petite compensation et reconnaissance envers ce qui vous avez fait d'incroyable pour moi.

Que dieu, tout puissant, vous préserve et vous procure santé et longue vie afin que je puisse à mon tour vous combler.

A mes très chères tantes, mes oncles, mes frères, mes cousins et mes cousines.

Aucune dédicace ne serait exprimer assez profondément ce que je ressens envers vous.

Je vous dirais tout simplement, un grand merci, je vous aime.

A mes très chers

INTRODUCTION GENERALE	9
Chapitre I GÉNÉRALITÉ SUR LES ONDULEURS	12
1-Introduction	13
2-Définition:	13
4-Classification des onduleurs	14
4-1-Onduleur non autonome:.....	14
4-2-Onduleurs autonomes :.....	14
5-Types d'onduleurs autonomes	15
5-1-L'onduleur monophasé.....	16
5-2-Onduleur triphasé :.....	18
6-Les applications des onduleurs	20
7-Différents types de commande des onduleurs	20
7-1-Commande en pleine onde.....	20
7-2- La commande MLI	21
8-Histoire:.....	22
Conclusion	23
ChapitreII ONDULEUR DE TENSION A DEUX NIVEAUX: STRUCTURE ET ANALYSE DU SYSTEME ET MODELISATION.....	24
1- la structure:	25
1.1 Présentation de la structure	25
1.2 Onduleur classique a deux niveaux de tensions	27
2.Analyse du système.....	29
2.1.Vecteurs de tension générables	29
3-modulation:	33
3.1.Différentes techniques de modulation de longueur d'impulsions.....	33
3.2. Modulations basées sur les porteuses triangulaires	36
Chapitre III COMMANDE PREDICTIVE CONVENTIONNELLE (MPC)	49
1. Introduction.....	50

2.description du contrôle prédictif du courant:	50
2.1 La stratégie de contrôle:	50
2.2 Fonction de coût:	50
2.3. Modèle de convertisseur	51
2.4 Modèle de charge	56
2.5 Modèle à temps discret pour la prédiction	57
3.Contrôle prédictif Simulation – Onduleur triphasé	58
3.1 Contrôle de courant prédictif d'un onduleur triphasé	59
3.2.Résultats de la simulation:	63
Conclusion :	65
Conclusion générale	66
Références	66
Resumé	72

Figure(1.1) schéma bloc représentatif d'un onduleur	14
Figure(1.2) : Onduleur de tension monophasé en pont	16
Figure(1.3) : Onduleur en demi-pont.....	17
Figure(1.4) onduleur monophasé en pont.....	18
Figure(1.5) : Onduleur de tension triphasé	18
Figure(1.6) :Onduleur triphaséen pont	20
Figure (1.7) : Durée de conduction des interrupteurs.....	21
Figure II.1: Onduleur de tension monophasé un bras	25
Figure II.2: Les 2 états de l'onduleur de tension monophasé un bras	26
Figure II.3:Schéma d'un onduleur usuel à 2	27
Figure II.4 Séquences de fonctionnement d'un bras de l'onduleur à deux niveaux.....	28
Figure II .5: Double onduleur à 2 niveaux avec deux sources. Tensions phase et ligne à ligne pour les deux onduleurs.	30
Figure II.6: Vecteurs générales dans le plan	31
Figure II.7: Détermination maximale du vecteur de rotation.....	32
Figure II.8:La modulation linéaire multiple	33
Figure II.9:MLI sinusoïdal triangulaire unipolaire	34
Figure II.11: La modulation sinusoïdale avec porteuse bidirectionnelle – Signaux de référence	35
Figure II.12: Modulation à 3 niveaux du pont en H utilisant deux références.....	37
Figure II.13: Référence totale égale à 0,5	38
Figure II.14: Formes d'onde liées aux bus DC avec une référence totale égale à 0,5	40
Figure II.15: Référence totale égale à 1	41
Figure II.16: Formes d'onde liées aux bus CC avec une référence totale égale à 1	43
Figure II.7: Référence totale égale à 2.....	44
Figure II.18: Référence totale égale à 2,3	46
Figure III .1 Schéma fonctionnel de contrôle de courant prédictif.....	51
Figure III .2 Circuit d'alimentation de l'onduleur de source de tension	52

Figure III .3 Configurations de charge équivalentes pour différents états de commutation54

Figure III .4 Vecteurs de tension dans le plan complexe.....56

Figure III.5 :Modèle Simulink pour la simulation du contrôle prédictif du courant d'une source de tension onduleur59

Figure III.6: Transformation des coordonnées abc en $\alpha\beta$60

Figure III.7: Modèle Simulink pour l'onduleur à source de tension triphasée60

Figure III.8: Modèle Simulink pour la charge RL triphasé.....63

Figure.III.9. Résultats de la simulation pour un échelon du courant de référence i_a^* pour le prédictif contrôle actuel.....64

Figure. III.10. Spectre de tension de charge.64

Tableau II.1 : Etat des interrupteurs en fonction de f et h	26
Tableau II.2: Table de commutation du convertisseur NPC 2 niveaux.....	28
Tableau II.3: Tension de phase de charge et courant RMS et THD,avec une référence totale de 0,5.....	39
Tableau II.4: Tension de phase de charge et courant RMS et THD.....	42
Tableau II.5: Tension de phase de charge et courant RMS et THD.....	45
Tableau II.6: Tension de phase de charge et courant RMS etTHD avec une référence totale de 2,3.....	47
Tableau III .1: Algorithme de contrôle de courant prédictif	52
Tableau III .2 États de commutation et tension vecteurs.....	55

« **m** »: L'indice de modulation .

« **r** »: Le coefficient de réglage en tension .

Nconf: le nombre de toutes les configurations autorisées

NPC: Neutral-Point-Clamped.

MLI :Modulation à Largeur d'Impulsion.

THD :distorsion d'harmonique total.

RMS : Root mean Square Value.

IGBT: Insulated Gate Bipolaire Transistor.

GTO: thyristor à ouverture de porte.

SPWM: Sinus Pulse Width Modulation.

Ia, Ib, Ic:Les courants alternatifs de la charge.

E :La tension du bus continu à l'entrée de l'onduleur.

Van, Vbn, VCn :Les tensions simples aux bornes de la charge.

T :La période de modulation.

R :Résistance série de la cellule (0.)

Vde :Source de tension continu (V)

Vref :Tension de signal de référence (V)

vp :Tension de signal de porteuse (V)

f :Fréquence du signal de référence (Hz)

fp :Fréquence de la porteuse (Hz)

Ar:Amplitude de la référence

Ap: Amplitude de la porteuse triangulaire.

e1 , e2 , e3 : Les ensembles de tensions de phase



INTRODUCTION

GENERALE

INTRODUCTION GENERALE

Dans le domaine de l'électricité, l'électronique de puissance est un domaine vital du toucher De nombreuses activités telles que l'électricité et le réseau de transport (urbain, ferroviaire, Marine.....) et énergies renouvelables et industrie. A ce moment, l'énergie C'est une chose importante dans la vie quotidienne d'une personne. Alors c'est devenu Indispensable pour améliorer les performances des appareils électroniques de puissance, ce Le passé peut contribuer à l'amélioration du signal électrique. Les transformateurs électriques sont des dispositifs basés en principe sur des composants Les semi-conducteurs ainsi que les composants passifs tels que les résistances et les condensateurs et inducteurs. Leur combinaison transforme la forme du signal électrique Soit la tension ou le courant sous une autre forme, cette conversion est utilisée dans les activités industrielles Actuellement. Cela nous donne quatre types de transformateurs :

DC/DC : Le hacheur qui permet la conversion d'un signal continu en contrôle continu.

DC/AC : Un onduleur qui permet au convertisseur de convertir le signal continu comme alternative.

AC/DC : Un redresseur qui permet de convertir le signal alternatif en signal direct.

AC/AC : Un gradateur qui permet de contrôler le convertisseur de signal continu à signal continu.

L'onduleur est un transformateur stationnaire qui fournit une conversion directe-alternative. celles-ci Ces dernières années, les transformateurs statiques ont été de plus en plus utilisés dans différentes applications. Certains d'entre eux ont besoin d'une alimentation électrique élevée potentiomètre, facilement réglable et a de bonnes performances spectrales.

La façon la plus simple de contrôler le double onduleur à 2 niveaux est d'utiliser des stratégies de modulation analogique. En raison de leur simplicité, les modulations analogiques ont été la première approche utilisée dans les simulations de la structure.

Le contrôle du courant d'un onduleur triphasé est l'un des sujets les plus importants et classiques de l'électronique de puissance et a été largement étudié au cours des dernières décennies. Avec le développement de microprocesseurs puissants et rapides, une attention croissante a été consacrée au contrôle prédictif du courant. Dans cette méthode, des modèles de charge et de convertisseur sont utilisés pour prédire le

INTRODUCTION GENERALE

comportement du courant, et ainsi sélectionner l'actionnement le plus approprié selon un critère de contrôle arbitraire. Le contrôle prédictif est un concept très large et différentes méthodes de contrôle ont été présentées sous ce nom. . Une approche utilise le contrôle prédictif pour calculer la tension de charge nécessaire pour optimiser le comportement du courant. Plus tard, un modulateur est utilisé pour générer cette tension souhaitée. Dans cette approche, le convertisseur est simplement modélisé comme un gain. . Un avantage du contrôle prédictif est la possibilité d'inclure les non-linéarités du système dans le modèle prédictif, et donc de calculer le comportement des variables pour différents états de conduction. le contrôle prédictif a été utilisé pour minimiser la fréquence de commutation pour les onduleurs haute puissance. cette propriété de contrôle prédictif est utilisée pour évaluer le comportement de l'erreur de courant pour chaque état de commutation dans un filtre actif monophasé. Le modèle du système est utilisé pour prédire le comportement de la charge et du courant d'entrée pour chaque état de commutation différent du convertisseur matriciel. L'état de commutation qui minimise une fonction de qualité est sélectionné. Cette méthode démontre que l'utilisation du contrôle prédictif peut éviter l'utilisation de techniques de modulation complexes. Enfin, des résultats expérimentaux sont présentés pour valider les études théoriques.

Nous avons organisé se mémoire en trois chapitre :

Le premier chapitre : présente une brève description des onduleurs et la principale contrainte .

Le deuxième chapitre : est consacré l'étude la structure du l'onduleur deux niveaux et Analyse du système et modélisation

Le troisième chapitre : Ce chapitre présente un schéma MPC pour le contrôle du courant dans un onduleur triphasé, et Simulation et des résultats.

Chapitre I

GÉNÉRALITÉ SUR LES ONDULEURS

1-Introduction

Grâce aux progrès technologiques réalisés ces dernières années dans le domaine de l'électronique de puissance, les convertisseurs statiques voient progressivement leur champ d'applications s'élargir. Certaines de ces nouvelles applications, telles que le filtrage actif et la dépollution de réseaux électriques, ou l'alimentation de machines à courant alternatif pour des applications particulières, sont très exigeantes en termes de performances dynamiques. Les applications de l'électronique furent pendant longtemps limitées à la technique des hautes fréquences. Les possibilités d'application étaient limitées par le manque de fiabilité des éléments électroniques alors disponibles. Cette fiabilité était insuffisante pour répondre aux hautes exigences requises par les nouvelles applications dans le domaine industriel. Ce ne fut qu'à la suite du développement des composants électroniques spéciaux de fiabilité plus élevée et de tolérance plus restreintes, que les nouvelles techniques peuvent être envisagées, ainsi naît une nouvelle branche de l'électronique appelée l'électronique de puissance. A la base de l'électronique de puissance se trouvent les éléments de puissance, qui peuvent être subdivisés en éléments redresseurs non contrôlables (diodes) et éléments redresseurs contrôlables (thyristors, triacs, transistors ...). Les éléments de puissance, associés à des dispositifs auxiliaires appropriés (commande de gâchettes, radiateurs de dissipation, circuit RC de protection), composent des modules standard permettant la conversion de puissance, tel que les redresseurs, les onduleurs, les cycloconvertisseur ... etc

2-Définition:

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.

3-Principe de fonctionnement de l'onduleur

Le principe de fonctionnement d'un onduleur est basé sur l'électronique de commutation, on génère une onde de tension alternative à partir d'une tension continue comme le montre la figure(1.1) [1].

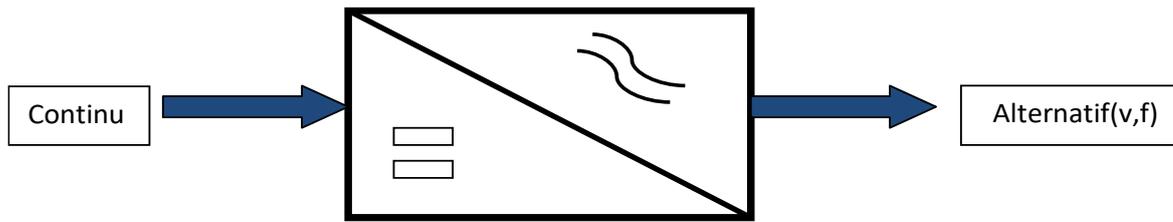


Figure (1.1): schéma bloc représentatif d'un onduleur.

4-Classification des onduleurs

Il existe plusieurs schémas d'onduleurs, chacun correspondant à un type d'application déterminé ou permettant des performances recherchées. Les onduleurs sont en général classés selon les modes de commutation de leurs interrupteurs.

4-1-Onduleur non autonome:

C'est le nom donné au montage redresseur tous thyristors (pont de Graëtz) qui, en commutation naturelle assistée par le réseau auquel il est raccordé, permet un fonctionnement en onduleur (par exemple par récupération de l'énergie lors des périodes de freinage dans les entraînements à moteurs électriques). À la base du développement des entraînements statiques à vitesse variable pour moteurs à courant continu et alternatif, cycloconvertisseurs, onduleurs de courant pour machines synchrones et asynchrones, jusqu'à des puissances de plusieurs MW, ce type de montage est progressivement supplanté, au profit de convertisseurs à IGBT ou GTO, [2][3].

4-2-Onduleurs autonomes :

Un onduleur autonome 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.

Un onduleur autonome dépend essentiellement de la nature du générateur et du récepteur entre lesquels il est monté cela conduit à distinguer :

4-2-1-Onduleurs (autonomes) de tension :

Un onduleur de tension est un onduleur qui est alimenté par une source de tension continue (source d'impédance interne négligeable), la tension "u" n'est pas affecté par les variations du courant « i » qui la traverse, la source continue impose la tension à l'entrée de l'onduleur et donc à sa sortie. Le courant à la sortie « i' » et donc le courant à l'entrée « i » dépendent de la charge placée du côté alternatif. Cette charge peut être quelconque à la seule condition qu'il ne s'agisse pas d'une autre source de tension (capacité ou f.e.m alternative) directement branchée entre les bornes de sortie.

4-2-2-Onduleurs (autonomes) du courant:

Un onduleur de courant (souvent appelé commutateur de courant) est alimenté par une source de courant continu, c'est -à - dire par une source d'inductance interne si grande que le courant « i » qui la traverse ne peut être affecté par les variations de la tension « u » à ses bornes.

4-2-3-Onduleurs à résonance :

Les onduleurs à résonance sont des onduleurs de tension ou de courant à un créneau par alternance fonctionnant dans des conditions particulières. La charge doit être un circuit oscillant peu amorti. On commande les interrupteurs par une fréquence voisine de la fréquence de résonance de la charge. Si celle- ci varie, il faut faire varier la fréquence de commande. L'onduleur doit donc être piloté par la charge, il n'est plus autonome [4].

5-Types d'onduleurs autonomes

Un onduleur est un dispositif électronique assurant la conversion statique d'une tension/courant continu en tension /courant alternatif. Il est dit autonome s'il assure de lui-même sa fréquence et sa forme d'onde.

Deux types d'onduleurs sont donc utilisés pour assurer une telle conversion [5].

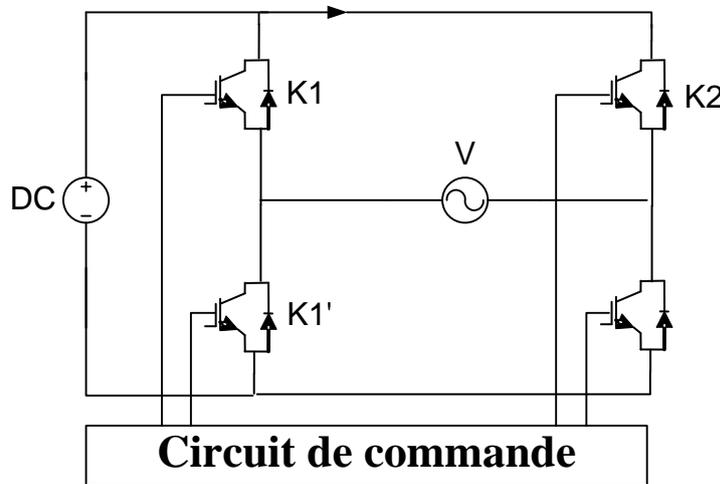
- Onduleur Monophasé.
- Onduleur Triphasé.

5-1-L'onduleur monophasé

Ce type d'onduleur délivrant en sa sortie une tension alternative monophasée, est généralement destinée aux alimentations de secours.

5-1-1-Structure

En considérant le principe précédant, on peut réaliser un onduleur monophasé en remplaçant les interrupteurs k_1 , k_1' , k_2 , et k_2' par des semi-conducteurs commandés à l'ouverture et à la fermeture, avec un circuit de commande qui impose les séquences de contrôle figure(1.2) .



Figure(1.2) : Onduleur de tension monophasé en pont

Il existe trois types d'onduleurs monophasés :

- l'onduleur avec transformateur de sortie à point milieu (souvent appelé onduleur pushpull).
- L'onduleur avec diviseur capacitif à l'entrée (souvent appelé onduleur en demi pont).
- L'onduleur en pont (ou en pont complet aussi appelé structure en H). Les deux premiers ne nécessitent que deux « interrupteurs » mais il faut un point milieu, soit du côté de la sortie alternative, soit du côté de l'entrée continue. L'onduleur en pont nécessite quatre « interrupteurs » comme montre la figure précédente.

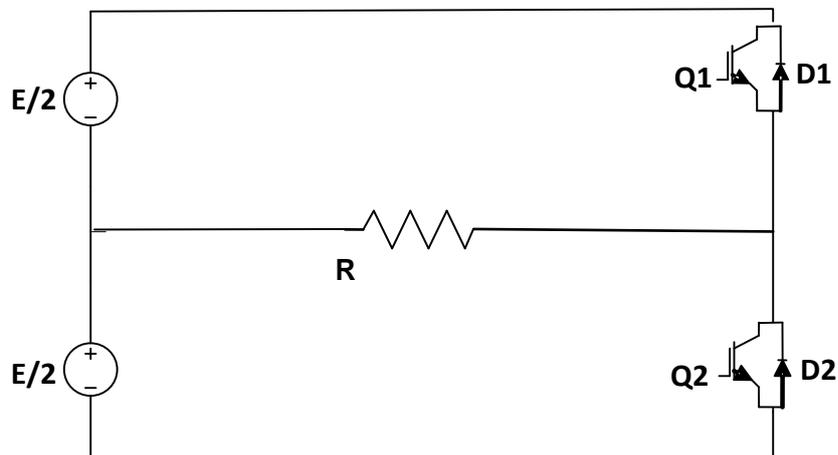
5-1-2-Principe de fonctionnement d'un onduleur monophasé

Deux classes d'onduleurs monophasés sont à distinguer, suivant leur topologie :

- Onduleur monophasé en demi-pont.
- Onduleur monophasé en pont

5-1-2-1-Onduleur en demi-pont

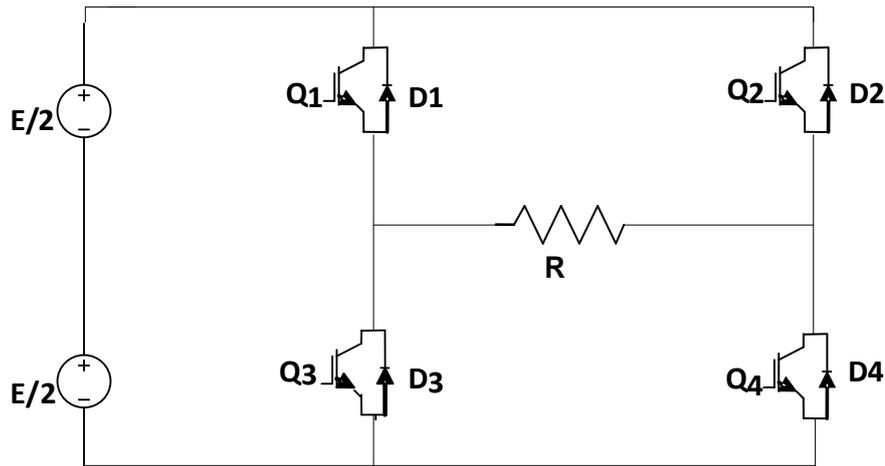
Le principe de l'onduleur monophasé en demi-pont peut être expliqué à partir de la figure (1.3) , on dispose d'une source de tension continue à point milieu et de 2 interrupteur et une charge.



Figure(1.3) : Onduleur en demi-pont.

5-1-2-2-Onduleur monophasé en pont

Pour éviter la nécessité d'une source à point milieu et doubler la tension de sortie, on utilise un onduleur en pont figure (1.4), dans ce cas. On commande sur une demi-période les transistors Q1, Q2 et les transistors Q3, Q4 sur le reste de la période.

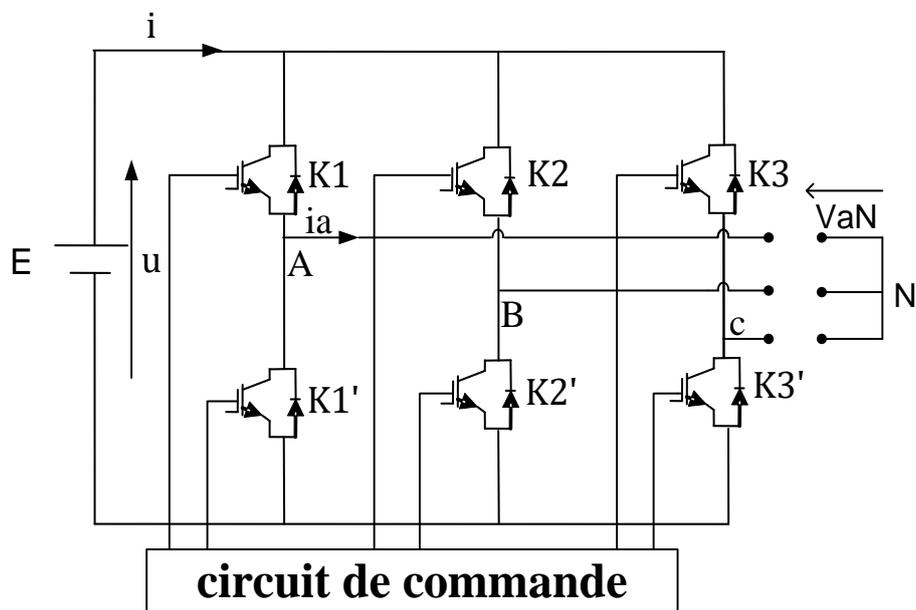


Figure(1.4) : Onduleur monophasé en pont

5-2-Onduleur triphasé :

5-2-1-Structure:

On peut réaliser un onduleur triphasé en groupant trois cellules universel. Il suffit de décaler d'un tiers de période les commandes des trois phases, (figure (1.5)).



Figure(1.5) : Onduleur de tension triphasé

Si la charge est équilibrée, la somme instantanée des courants est nulle

➤ Le but est de connaître les tensions simples V_{an} , V_{bn} , V_{cn} pour ensuite avoir (i_a , i_b , i_c).

➤ La commande est complémentaire, soit (C_1 , C_2 , C_3), les commandes des interrupteurs associée respectivement à (K_1 , K_2 , K_3) donc (C_1 , C_2 , C_3) les commandes des interrupteurs associée respectivement à (K_1' , K_2' , K_3').

5-2-2-Principe de fonctionnement de l'onduleur triphasé

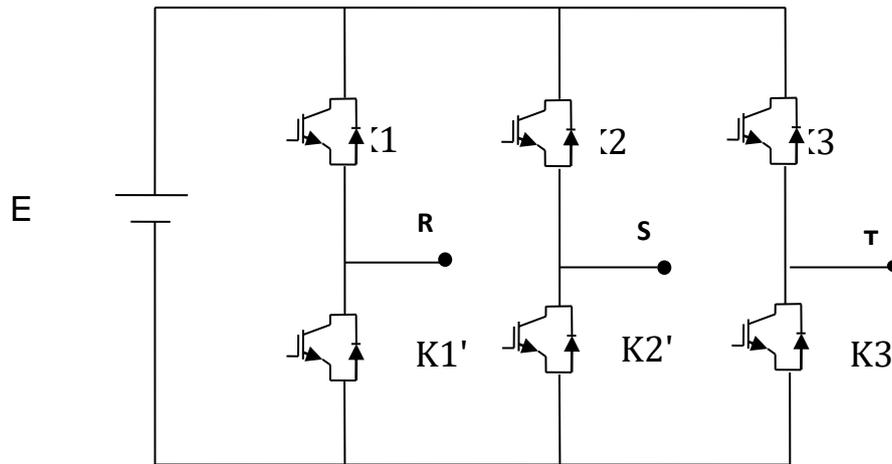
La représentation schématique de l'onduleur est fournie par la (figure(1.5)) Pour assurer la continuité des courants de sortie alternatif I_a , I_b et I_c , les interrupteur K_1 et K_1' , K_2 et K_2' , K_3 et K_3' doivent être complémentaire deux à deux, et pour que les tensions de sortie V_a , V_b et V_c soient identiques à un tiers de la période T de leur fondamental près, il faut commander chaque demi pont avec un retard de $T/3$ sur le précédent. En commande pleine onde on ferme donc :

- K_1 pour $\omega t = 0$ et S_1' pour $\omega t = \pi$.
- K_2 pour $\omega t = 2\pi/3$ et S_2' pour $\omega t = \pi + 2\pi/3$
- K_3 pour $\omega t = 4\pi/3$ et S_3' pour $\omega t = \pi + 4\pi/3$

La présence du neutre relié à la source est indispensable si le récepteur est déséquilibré et tout particulièrement s'il comporte des charges monophasées montées entre phase et neutre. Si le récepteur triphasé est équilibré (moteur triphasé par exemple) on peut supprimer la liaison entre le point neutre « N » et le point milieu « 0 » du la source, Donc supprimer celui-ci, on obtient alors l'onduleur triphasé proprement dit [6].

5-2-3-Onduleur triphasé en pont

L'onduleur triphasé en pont est constitué de trois cellules de commutation comme le montre la figure (I.4). On retrouve évidemment une structure différentielle dans laquelle les tensions triphasés sont obtenues de façon composée sur les trois bornes de sortie. L'onduleur triphasé doit évidemment, en régime nominal, délivrer un système de tension dont les composantes fondamentales forment un système équilibré [7].



Figure(1.6) :Onduleur triphaséen pont

6-Les applications des onduleurs

Parmi les nombreux domaines d'emploi des onduleurs autonomes, on trouve principalement les onduleurs à fréquence fixe à commutation forcée : Alimentés le plus souvent par une batterie d'accumulateur, ils jouent d'ordinaire le rôle d'alimentation de sécurité [2][3]. .

Les onduleurs à fréquence variable à commutation forcés : Alimentés à partir du réseau industriel par l'intermédiaire d'un montage redresseur, ils délivrent une tension de fréquence et de valeur efficace nécessaires pour faire tourner à vitesse variable un moteur à courant alternatif.

7-Différents types de commande des onduleurs

Il existe plusieurs types de commandes, leur but est d'améliorer les formes des grandeurs de sortie des onduleurs tel que la tension et le courant, c'est-à-dire de les rendre le plus sinusoïdales possible. Parmi ces types de commandes on cite :

- la commande pleine onde.
- la commande MLI (Modulation de Largeur d'Impulsion).

7-1-Commande en pleine onde

Dans la commande en pleine onde, on ferme les interrupteurs d'une même branche de façon complémentaire pendant une demi période et en décalant la commande de chaque bras d'un tiers de la période ($2\pi/3$). Par conséquent on obtient trois ondes carrées de

tension décalées respectivement de $2\pi/3$, dont l'amplitude est égale à la tension continue. Cette commande a un inconvénient, elle génère un signal très riche en harmoniques de tension et de courant ; ceci gêne le transfert de l'énergie de la source à la charge, et ne permet pas aussi d'optimiser le fonctionnement des interrupteurs. La figure ci-dessous représente la durée de commande à la fermeture de chaque transistor des trois bras :

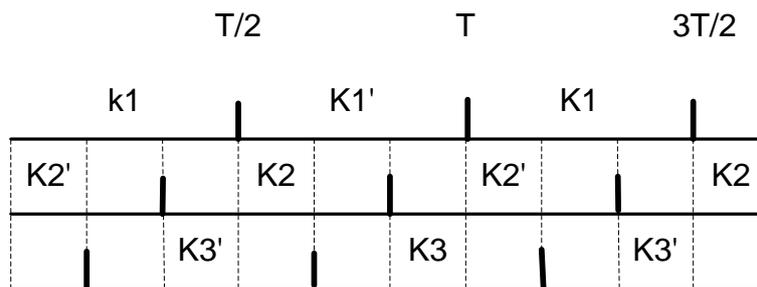


Figure (1.7) : Durée de conduction des interrupteurs.

7-2- La commande MLI

La modulation de largeur d'impulsion (MLI), consiste à adapter une fréquence de commutation (f') supérieure à la fréquence des grandeurs de sortie (f) et à former chaque alternance de la tension de sortie d'une succession des créneaux de largeur convenable. La multiplication du nombre des impulsions formant chacune des alternances de la tension de sortie présente deux avantages importants :

- Elle repousse vers des fréquences plus élevées les harmoniques de la tension de sortie, ce qui facilite le filtrage.
- Elle permet de faire varier la valeur du fondamental de la tension de sortie et sa fréquence. Si la référence est sinusoïdale, cette commande est caractérisée par deux paramètres qui sont :
 - L'indice de modulation « m », égale au rapport f'/f .
 - Le coefficient de réglage en tension « r », égale au rapport de l'amplitude de la tension de référence sur la valeur crête de l'onde modulante. Plusieurs types de MLI se présentent pratiquement, on peut citer :

- Les modulations sinus-triangle effectuant la comparaison d'un signal de référence sinusoïdal à une porteuse généralement triangulaire.
- Les modulations précalculées pour lesquelles les angles de commutation sont calculés hors ligne pour annuler certaines composantes du spectre de la tension, et donner une certaine onde fondamentale.
- Les modulations postcalculées appelées encore MLI régulières symétriques ou MLI vectorielles dans lesquelles les angles de commutation sont calculés en ligne.

8-Histoire:

De la fin du XIXe siècle au milieu du XXe siècle, la conversion de courant continu en courant alternatif a été réalisée à l'aide de convertisseurs rotatifs ou de groupes électrogènes (ensembles M-G). Au début du XXe siècle, les tubes à vide et les tubes remplis de gaz ont commencé à être utilisés comme interrupteurs dans les circuits inverter. Le type de tube le plus utilisé était le thyatron.

Les origines des onduleurs électromécaniques expliquent la source du terme onduleur. Les premiers convertisseurs AC-DC utilisaient un moteur à induction ou à courant alternatif synchrone connecté directement à un générateur (dynamo) de sorte que le commutateur du générateur inversait ses connexions exactement aux bons moments pour produire du courant continu. Un développement ultérieur est le convertisseur synchrone, dans lequel les enroulements du moteur et du générateur sont combinés en une seule armature, avec des bagues collectrices à une extrémité et un commutateur à l'autre et un seul cadre de champ. Le résultat avec l'un ou l'autre est AC-in, DC-out. Avec un ensemble M-G, le courant continu peut être considéré comme généré séparément du courant alternatif; avec un convertisseur synchrone, dans un certain sens, il peut être considéré comme un "courant alternatif rectifié mécaniquement". Étant donné le bon équipement auxiliaire et de contrôle, un ensemble M-G ou un convertisseur rotatif peut être "exécuté à l'envers", convertissant le courant continu en courant alternatif. Par conséquent un onduleur est un convertisseur inversé[8].

Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté la théorie sur les onduleurs, sa constitution physique élémentaire, son fonctionnement, leurs principales applications et nous avons présenté les différentes structures des onduleurs et leurs principales contraintes.

Chapitre II

ONDULEUR DE TENSION A DEUX NIVEAUX:
STRUCTURE ET ANALYSE DU SYSTEME ET
MODELISATION

Introduction:

L'utilisation des onduleurs a connue une évolution importante grâce au développement technologique dans le domaine des semi conducteurs de puissance qui augmente la fréquence de fonctionnement pour ses interrupteurs entraînant un vaste champ d'application des convertisseurs statiques.

1- la structure:

1.1 Présentation de la structure

La topologie d'un onduleur de tension monophasé à un seul bras est rappelée Figure II.1. Cette structure comprend un bras à deux interrupteurs et fait intervenir le point milieu (0) au niveau du bus continu pour réaliser l'alternance positive et négative d'un signal alternatif v , appelée tension phase-source. Les deux interrupteurs du bras sont ici supposés parfaits et ont une commande complémentaire.

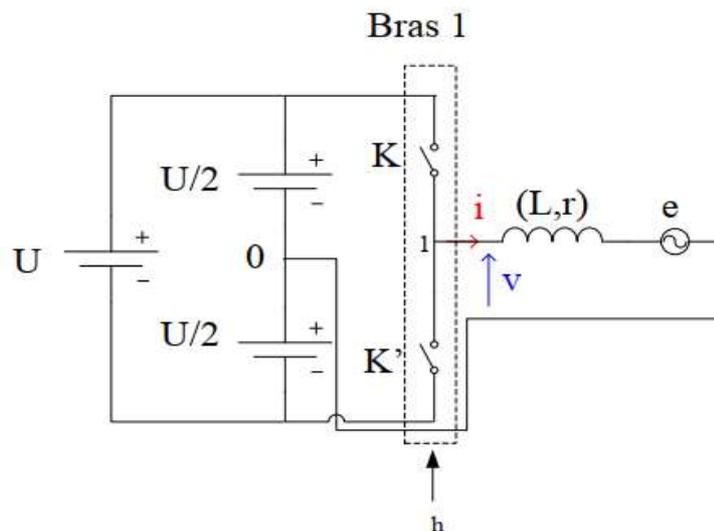


Figure II.1: Onduleur de tension monophasé un bras [9]

Le fonctionnement de l'interrupteur K est synthétisé par la grandeur f qualifiée de fonction de connexion ou d'état de l'interrupteur K . Le fonctionnement d'un bras est lui représenté par la grandeur h appelée fonction de commande du bras de l'onduleur. Ces deux grandeurs sont dépendantes et liées par la relation (1.1) :

$$h = (2f - 1) = (f - f) \quad (1.1)$$

Du fait de la complémentarité des interrupteurs K et K', les deux valeurs possibles de f (1 ou 0) indiquent quel est l'interrupteur (supérieur ou inférieur) du bras qui conduit. Pour la grandeur h, il s'agit des valeurs 1 et -1. Le Tableau II.1 indique pour chaque état des interrupteurs, les valeurs de f et \bar{f}

Tableau II.1 : Etat des interrupteurs en fonction de f et h

K	K'	f	h
ouvert	fermé	0	-
fermé	ouvert	1	1

Désormais, on utilise la variable f pour désigner à la fois la commande de l'interrupteur proprement dit et son état, puisqu'il est considéré comme idéal. D'après la Figure 2, la tension v ne peut prendre que deux valeurs d'où la dénomination d'onduleur deux niveaux de tension.

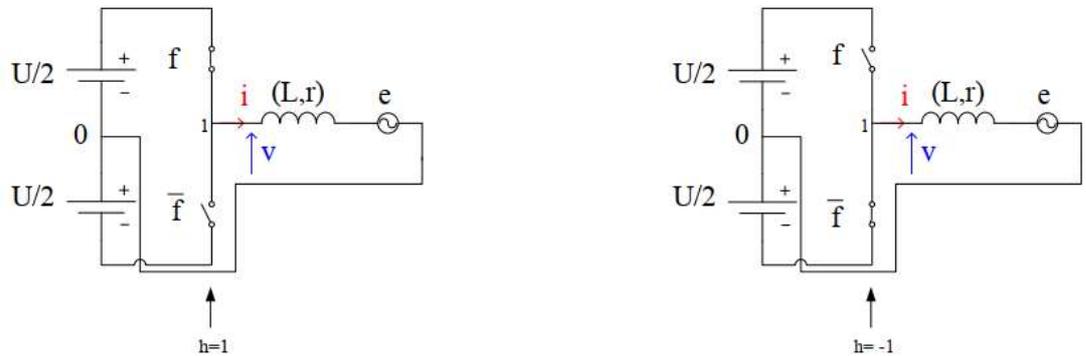


Figure II.2: Les 2 états de l'onduleur de tension monophasé un bras[10]

La fonction h lie l'état des interrupteurs d'un bras à sa tension associée U/2 entre phase et point milieu du bus selon l'équation (1.2) :

$$v = (f - \bar{f}) \times (U/2) = h \times (U/2) \tag{1.2}$$

La contrainte principale de cette commande fait l'objet du prochain paragraphe[9].

1.2 Onduleur classique a deux niveaux de tensions

L'onduleur classique à deux niveaux de tension est représenté sur la figure II .1. Il est constitué de trois bras de commutation à transistors. Chaque bras composé de deux cellules comportant chacune une diode et un transistor qui travaillent en commutation forcée. Tous ces éléments sont considérés comme des interrupteurs idéaux. En mode commandable, le bras d'onduleur est un commutateur à deux positions qui permet d'obtenir à la sortie deux niveaux de tension [10], [11].

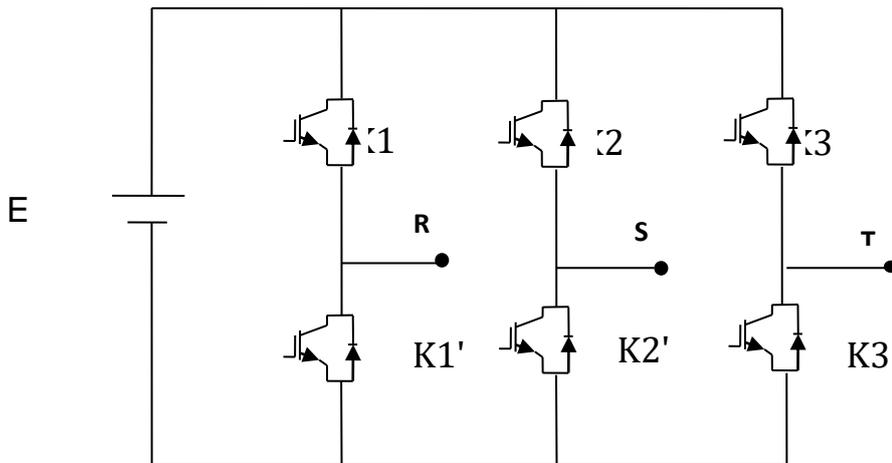


Figure II.3:Schéma d'un onduleur usuel à 2

Pour un convertisseur à 2-niveaux de tensions. Nous avons deux séquences de fonctionnement possible permettant de générer les deux-niveaux de tensions:

* Séquences 1 : Génération du niveau maximum

Dans ce cas, l'interrupteur K1 est passant et K1' est bloqué comme le montre la figure.II. A. La tension de sortie V_a est: $V_a = +E$.

La tension inverse appliquée à l'interrupteur K1' vaut: $V_{K1'} = E$.

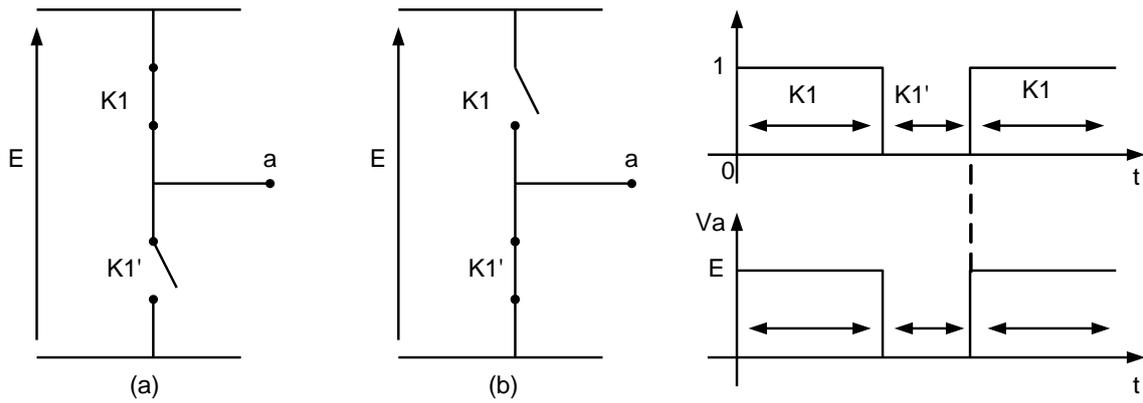


Figure II.4 Séquences de fonctionnement d'un bras de l'onduleur à deux niveaux

* **Séquences 2** : Génération du niveau minimum

Dans ce cas, l'interrupteur K1 est bloqué et K1' est passant comme le montre la figure II.4

.b. La tension de sortie V_a est: $V_a = 0$.

(II.3) La tension inverse appliquée à l'interrupteur K1 vaut $V_{K1} = +E$.

Les 2 états ou séquences de commutation possibles sont résumés au tableau (1).

Tableau II.2: Table de commutation du convertisseur NPC 2 niveaux

VA	K1	K1'
E	1	0
0	0	1

2. Analyse du système

2.1. Vecteurs de tension générables

Le double onduleur à 2 niveaux est composé de douze commutateurs pilotés en couple pour éviter les raccourcis de source. Cela signifie que les états possibles du système, appelés configurations, dépendent de six variables qui donnent l'état de chaque branche. Ces variables ne peuvent prendre que deux valeurs et donc le nombre de toutes les configurations autorisées N_{conf} est donné par (2.1).

$$N_{\text{conf}} = 2^6 = 64 \quad (2,1)$$

Dans ce convertisseur, il est assez difficile d'identifier une phase, de la couper du système et de la faire fonctionner de la même manière. Cela signifie qu'il est difficile d'analyser une partie du convertisseur extraite du reste en raison de la forte liaison entre les phases. Il n'est pas possible de faire la distinction entre les redondances intra-phase et joint-phase. Quoiqu'il en soit, parmi les 64 configurations, il y a beaucoup de situations redondantes. En effet, comme il sera montré par la suite, le double onduleur à 2 niveaux ne peut générer que 18 vecteurs actifs et 1 vecteur nul. Pour le prouver, le système illustré à la figure II.5 est considéré. Il s'agit du double onduleur à 2 niveaux alimentant une charge ouverte à 6 fils. Il y a deux sources et elles sont censées être égales. Sur la figure 3.5, les directions utilisées pour la référence de tension sont même indiquées. $\{V_{12A}, V_{23A}, V_{31A}\}$ et $\{V_{12B}, V_{23B}, V_{31B}\}$. Indépendamment de la connexion du bus DC, les tensions de phase de charge V_1, V_2 et V_3 peut être lié aux tensions ligne à ligne en utilisant(2.2).

$$\left\{ \begin{array}{l} V_1 - V_2 = V_{12A} - V_{12B} \\ V_2 - V_3 = V_{23A} - V_{23B} \\ V_3 - V_1 = V_{31A} - V_{31B} \end{array} \right. \quad (2.2)$$

Étant donné les deux ensembles de tensions ligne à ligne $\{V_{12A}, V_{23A}, V_{31A}\}$ et $\{V_{12B}, V_{23B}, V_{31B}\}$, imposé respectivement par les deux onduleurs, le système représenté en (2.2) n'est pas défini car les trois équations

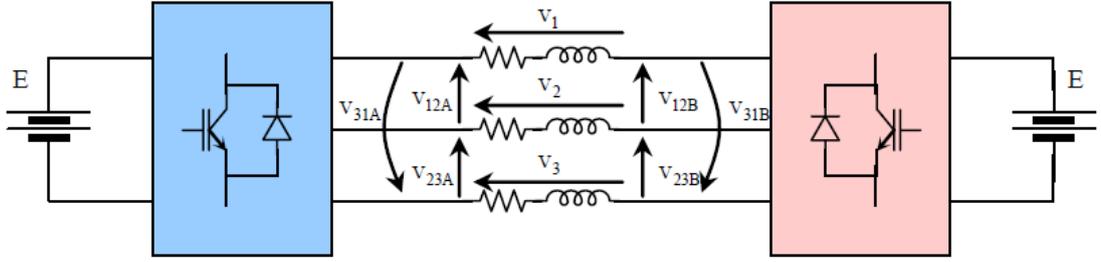


Figure II .5: Double onduleur à 2 niveaux avec deux sources. Tensions phase et ligne à ligne pour les deux onduleurs.[12]

Sont linéairement dépendants. De plus, dans le cas de deux sources indépendantes et d'une charge linéaire équilibrée, la tension de mode commun de phase de charge est nulle.

$$V_1 + V_2 + V_3 = 0. \quad (2.3)$$

En considérant (2.3), le système en (2.2) peut être réorganisé sous la forme exprimée par (2.4).

$$\begin{aligned} V_1 &= \frac{V_{12A} - V_{31A}}{3} - \frac{V_{12B} - V_{31B}}{3} \\ V_2 &= \frac{V_{23A} - V_{12A}}{3} - \frac{V_{23B} - V_{12B}}{3} \\ V_3 &= \frac{V_{31A} - V_{23A}}{3} - \frac{V_{31B} - V_{23B}}{3} \end{aligned} \quad (2.4)$$

Pour chaque ensemble de tensions ligne à ligne, un système associé de tensions de phase peut être défini. Parmi tous les ensembles de tension de phase possibles, celui ayant une somme nulle peut être choisi. Les ensembles de tensions de phase souhaités $\{e_{1A}, e_{2A}, e_{3A}\}$ et $\{e_{1B}, e_{2B}, e_{3B}\}$ sont donnés par (3.5).

$$\begin{aligned} e_{1A} &= \frac{V_{12A} - V_{23A}}{3} & e_{1B} &= \frac{V_{12B} - V_{23B}}{3} \\ e_{2A} &= \frac{V_{23A} - V_{31A}}{3} & e_{2B} &= \frac{V_{23B} - V_{31B}}{3} \\ e_{3A} &= \frac{V_{31A} - V_{12A}}{3} & e_{3B} &= \frac{V_{31B} - V_{12B}}{3} \end{aligned} \quad (2.5)$$

En introduisant (2.5) dans (2.4), (2.6) sont obtenus.

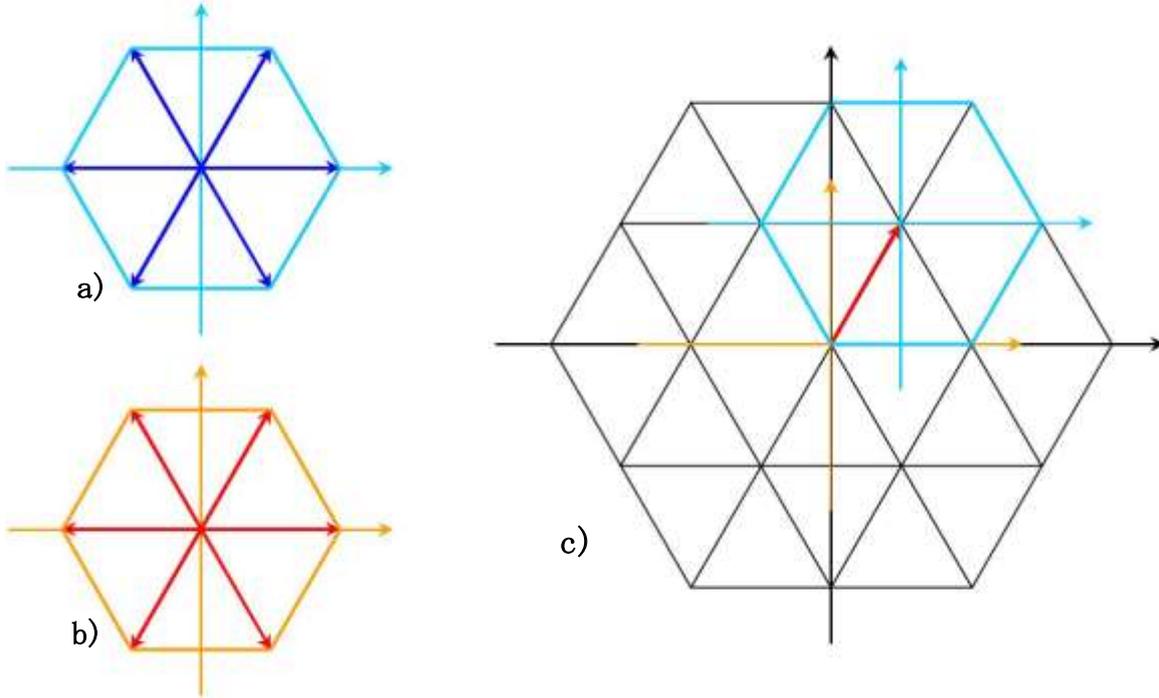


Figure II.6: Vecteurs généraux dans le plan d-q. a) et b) vecteurs générés par des onduleurs triphasés à 2 niveaux standard ; c) Vecteurs générés par le double onduleur à 2 niveaux.[12]

$$V_1 = e_{1A} - e_{1B}$$

$$V_2 = e_{2A} - e_{2B} \quad (2.6)$$

$$V_3 = e_{3A} - e_{3B}$$

La transformée de parc peut être appliquée au système donné en (2.6) sans prendre en compte la tension de mode commun. Étant \bar{e}_A et \bar{e}_B les vecteurs complexes associés aux systèmes de tension de phase définis dans(2.5), (2.7) donne le vecteur complexe \bar{v} lié aux tensions de phase de charge, exploitant la linéarité de l'opérateur[12].

$$\bar{V} = \bar{e}_A - \bar{e}_B \quad (2.7)$$

Les deux vecteurs \bar{e}_A et \bar{e}_B peut prendre toutes les valeurs définies par les configurations autorisées d'un onduleur triphasé à 2 niveaux standard peut supposer. Il est bien connu que ces configurations sont 8, en particulier il y a 6 vecteurs actifs et 1 vecteur nul comme représenté sur les figures II.6a) et b). Sur la figure II.6c), tous les

vecteurs générables par l'onduleur double à 2 niveaux sont représentés comme des sommets de la grille triangulaire. Ils sont donnés par la soustraction vectorielle du vecteur généré par chaque onduleur. D'un autre point de vue, ils peuvent être vus comme le vecteur généré par un onduleur dont la trame de référence est traduite par le vecteur appliqué par l'autre onduleur.

L'amplitude du vecteur de base \overline{V}_b dépend du choix fait pour le coefficient de la transformée de Park ; dans l'hypothèse que $\frac{2}{3}$ a été choisie, l'amplitude du vecteur de base est donnée par (2.8).

$$|\overline{V}_b| = \frac{2}{3} E \quad (2.8)$$

Le vecteur générable avec la plus grande amplitude est le double du vecteur de base. Avec ces informations, la détermination de l'amplitude maximale du vecteur de rotation est possible. L'amplitude maximale d'un vecteur tournant est donnée géométriquement par la longueur du segment \overline{AO} .

Étant le triangle ABO à droite, le cathéter \overline{AO} , qui est égale à l'amplitude du vecteur de rotation maximum V_{MR} , peut être facilement trouvé:

$$V_{MR} = \frac{4}{3} E \cos(30^\circ) = \frac{2}{\sqrt{3}} E \quad (2,9)$$

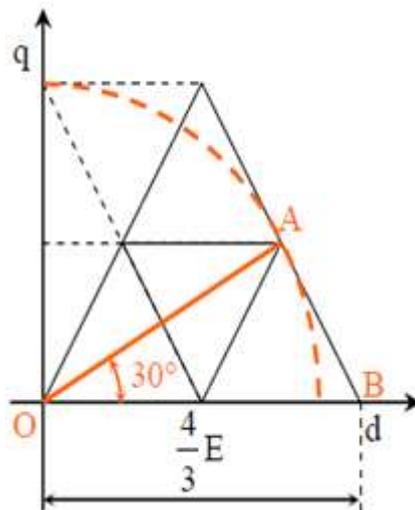


Figure II.7: Détermination maximale du vecteur de rotation.[12]

3-modulation:

3.1.Différentes techniques de modulation de longueur d'impulsions

Plusieurs techniques de modulations ont été adoptées afin d'améliorer la qualité de la tension à la sortie de l'onduleur, parmi lesquelles on peut citer :

3.1.1.La modulation linéaire multiple

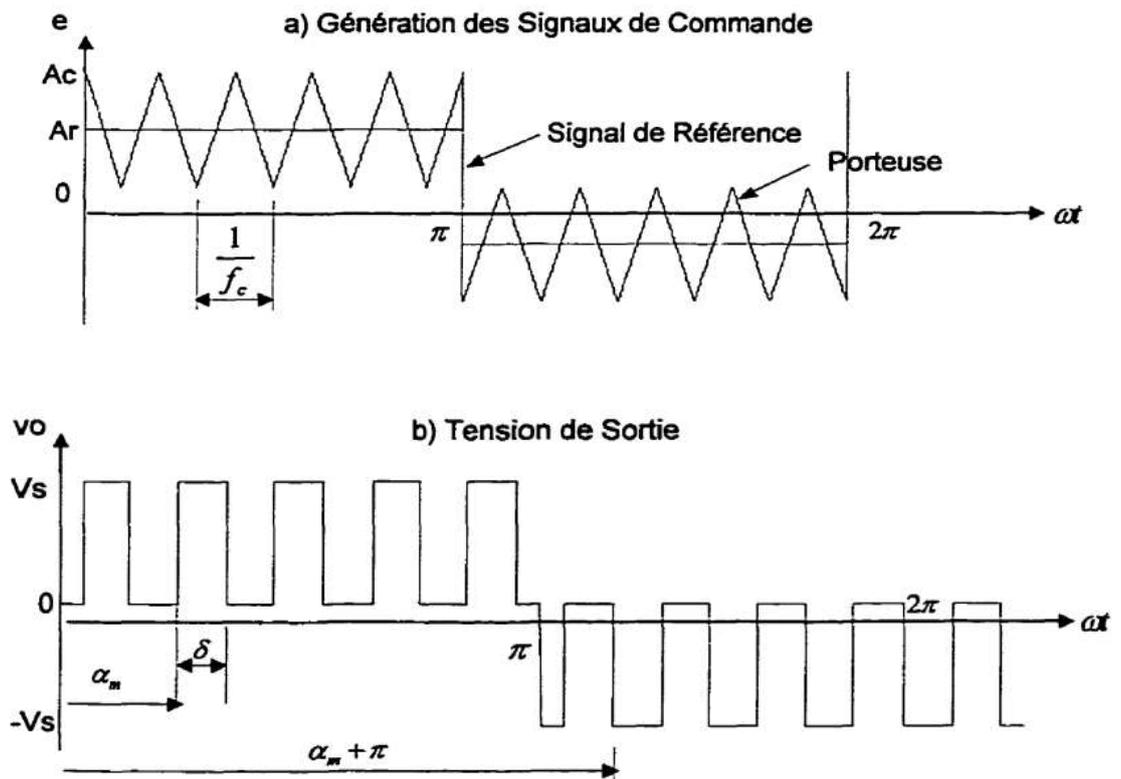


Figure II.8:La modulation linéaire multiple.[14]

Dans cette technique on compare une porteuse triangulaire avec un signal de référence linéaire.

Si l'indice de modulation est égal à un, on obtient la modulation singulière, dans laquelle le signal de sortie est formé d'une seule impulsion par demi- période. [11].

3.1.2.La modulation sinusoïdale triangulaire unipolaire

Dans ce cas, le signal de référence est sinusoïdal, on obtient à la sortie de l'onduleur une onde formée d'un train d'impulsion de largeur variable (figure.II.9).

Les instants de commutations sont déterminés par des points d'intersection entre la porteuse et la modulante. La fréquence de commutation des interrupteurs est fixée par la porteuse [13].

Ce type de MLI est la plus utilisée dans les applications industrielles, car elle s'est avérée la plus efficace pour la neutralisation des harmoniques.

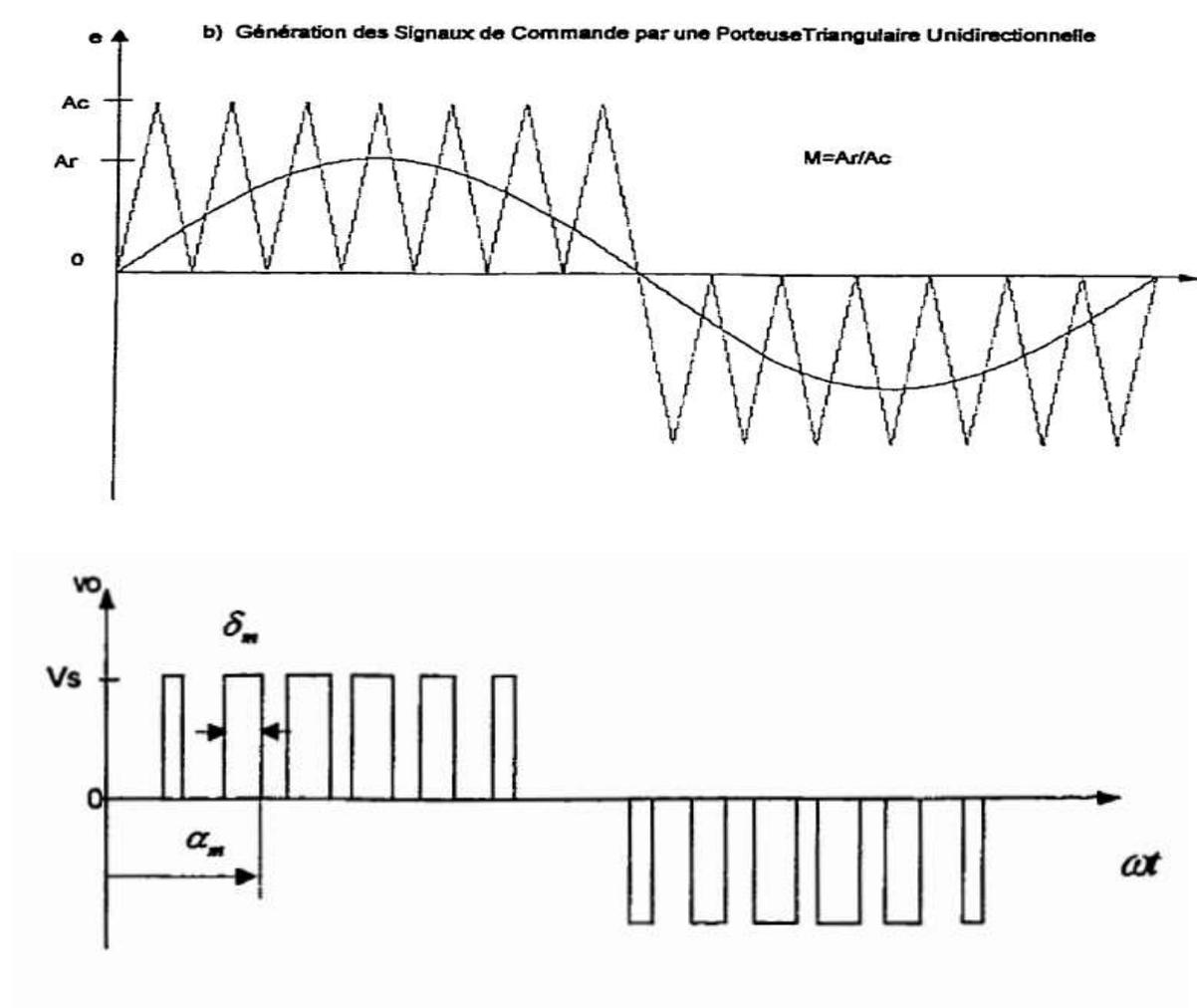


Figure II.9:MLI sinusoidal triangulaire unipolaire.[14]

3.1.3. La modulation sinusoidal partielle (ou modifie)

Le signal référence est toujours sinusoidal, sauf que dans cette technique la porteuse n'est pas appliquée au milieu des alternances de la sinusoïde (Figure II.10).

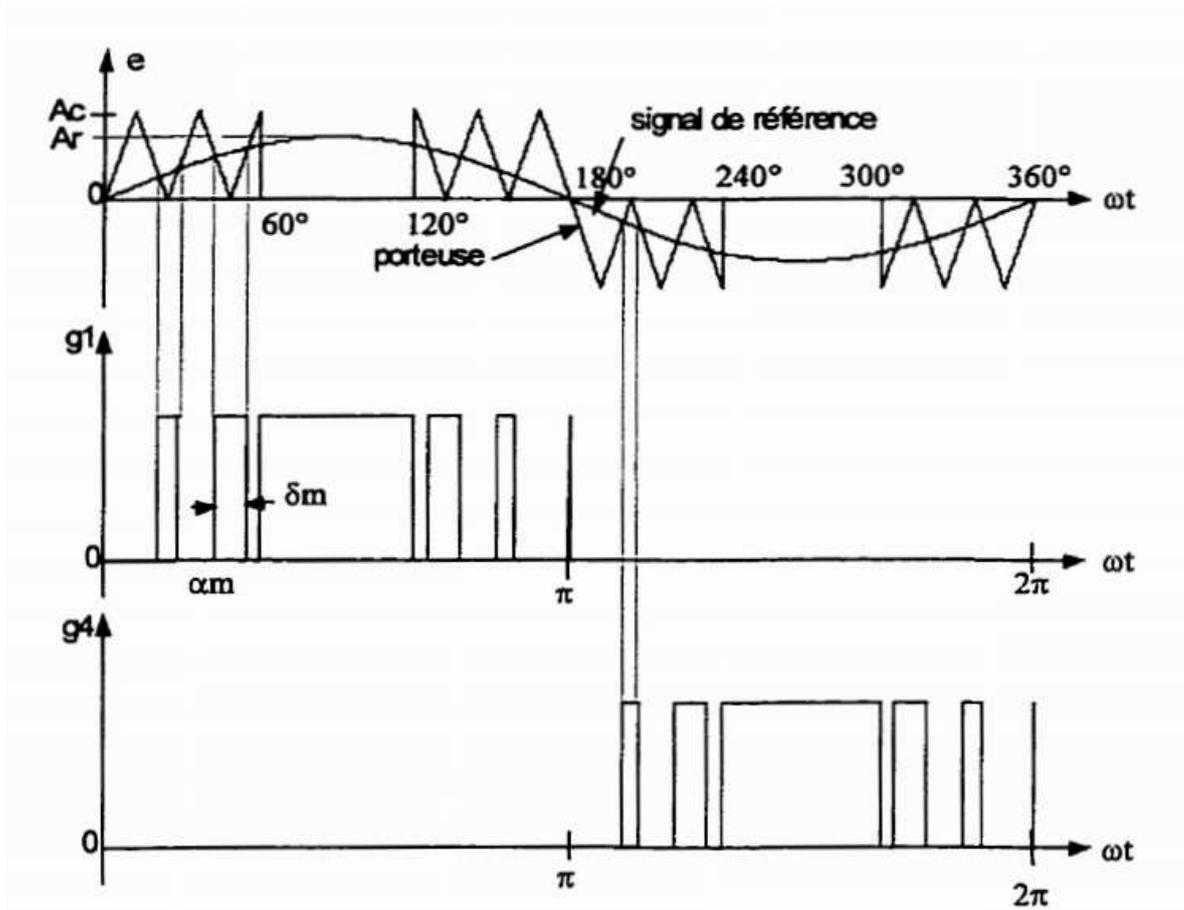


Figure II.10: : La modulation sinusoïdale partielle (ou modifiée) [14]

3.1.4. La modulation sinusoïdale avec porteuse bidirectionnelle

Le principe de cette technique est le même que celui de la modulation sinusoïdale, sauf que la porteuse triangulaire est bidirectionnelle (bipolaire) (Figure.II.11).

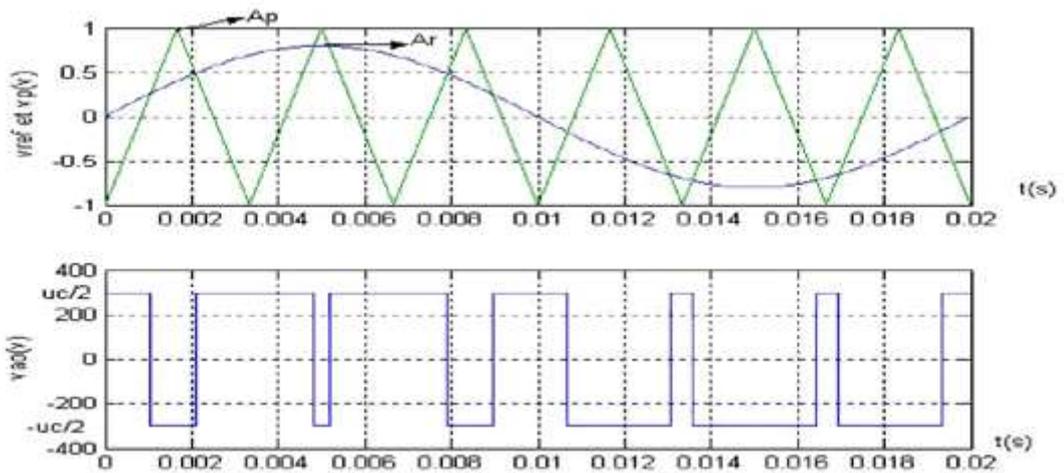


Figure II.11: La modulation sinusoïdale avec porteuse bidirectionnelle – Signaux de référence.[19]

Ce sont des signaux sinusoïdaux déphasés entre eux de 120° et sont caractériser par l'amplitude A_r et sa fréquence f

$$V_{refa} = A_r \sin(2\pi \cdot f \cdot t)$$

$$V_{refb} = A_r \sin(2\pi \cdot f \cdot t - \frac{2\pi}{3})$$

$$V_{refc} = A_r \sin(2\pi \cdot f \cdot t - \frac{4\pi}{3})$$

la porteuse :

La porteuse triangulaire caractérisée par l'amplitude A_p et la fréquence f_p (figure.II.11) est calculée par:

$$V_p(t) = \begin{cases} V_p(4 \cdot f_p \cdot t - 1) & \text{si } 0 \leq t \leq \frac{T_p}{2} \\ V_p(-4 \cdot f_p \cdot t + 3) & \text{si } \frac{T_p}{2} \leq t \leq T_p \end{cases}$$

Avec: $f_p = \frac{1}{T_p}$

Les intersections entre les tensions de références et la porteuse donnent les instants d'ouverture et de fermeture des interrupteurs.

3.2. Modulations basées sur les porteuses triangulaires

3.2.1. Double référence

Le moyen le plus simple de moduler un convertisseur en pont en H pour obtenir une sortie à 3 niveaux consiste à utiliser une seule porteuse et deux références, chacune égale à la moitié de la tension souhaitée dans le cycle. Considérant la figure II.12 a), (3.1) peut s'écrire dans l'hypothèse que les deux pôles négatifs des bancs de batteries ont le même potentiel.

$$V = e_A - e_B \quad (3,1)$$

Il en va de même pour les références instantanées : la référence totale v^* doit être égal à la différence entre les références des deux pieds, e_A^* et e_B^* , à chaque instant.

$$V^* = e_A^* - e_B^* \quad (3,2)$$

Si une valeur pour e_A^* a été choisie, la référence e_B^* serait toujours déterminé pour un donné v^* . En particulier, dans le cas e_A^* est égal à la moitié de v^* , (3.3) peut être affirmée de manière univoque.

$$e_A^* = \frac{v^*}{2} \tag{3.3}$$

$$e_B^* = -\frac{v^*}{2}$$

Pour prouver l'efficacité de la stratégie de modulation, le convertisseur a été demandé pour une tension triphasée symétrique. Sur la figure II.12 b), les références pour une seule phase sont représentées : la verte est la référence totale, la bleue est la référence de la jambe supérieure et la rouge est la référence de la jambe inférieure. La forme d'onde triangulaire azur est la porteuse qui balaie de -1 à +1 pour plus de commodité. Cela signifie que chaque branche donnera la tension de sortie maximale lorsque sa référence est égale à 1 alors qu'elle donnera une sortie nulle lorsque sa référence est égale à -1. Ainsi, la référence totale peut prendre n'importe quelle valeur entre -2 et 2, étant la référence de jambe égale à sa moitié.

Certaines simulations ont été réalisées en utilisant une porteuse triangulaire à 10 kHz avec trois valeurs de référence différentes : 0.5, 1 et 2. Avec une référence égale à 0.5, la sortie requise est sûrement incluse

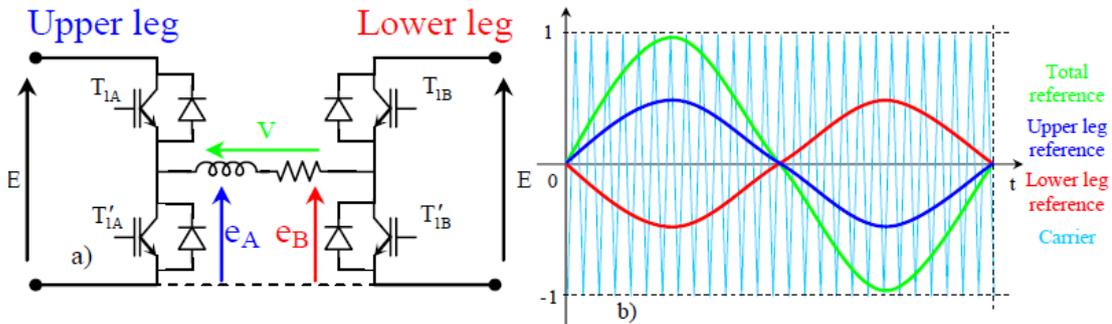


Figure II.12: Modulation à 3 niveaux du pont en H utilisant deux références. a) Topologie et tensions du circuit ; b) Références et support utilisés pour générer la sortie.[12]

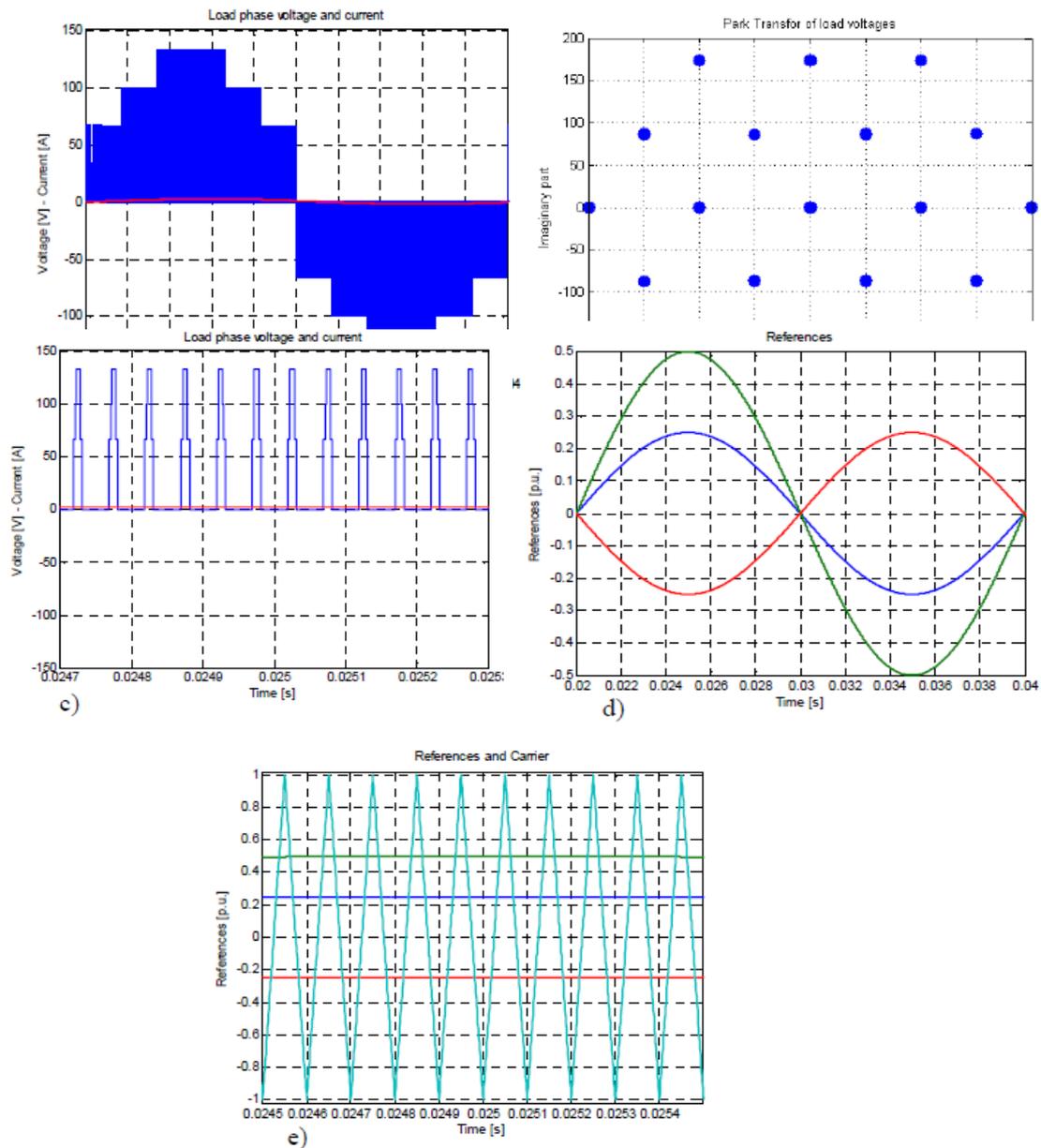


Figure II.13: Référence totale égale à 0,5.A) Tension de phase de charge (ligne bleue) et courant (ligne rouge); b) vecteurs appliqués de tension de phase de charge; c) Zoom des formes d'onde de tension et de courant; d) Haut de la jambe (bleu), bas de la jambe (rouge) et total (vert) références; e) Zone agrandie en correspondance avec le maximum de la référence totale, la forme d'onde triangulaire azur est la porteuse. [12]

dans l'hexagone interne, il n'est donc pas nécessaire d'utiliser des vecteurs de tension externes. Malheureusement, cette modulation ne synchronise pas les commutations des deux onduleurs et la forme d'onde de tension qu'elle produit pour une phase de charge peut être vue sur la figure II.13 a). La figure II.13 b) met en évidence ce problème montrant la transformée de Park des tensions de phase de charge: on peut

clairement voir que tous les vecteurs de tension sont appliqués même si seuls les vecteurs internes sont strictement nécessaires. De plus, la figure II.13 c) montre une zone agrandie en correspondance avec la valeur maximale de la référence totale: évidemment, la tension de sortie est synthétisée en utilisant tous les niveaux de tension positifs possibles invalidant une modulation multiniveau appropriée.

Les références pour lesquelles le convertisseur est demandé sont indiquées sur la figure II.13 d). La verte est la référence totale et c'est une onde sinusoïdale pure avec une amplitude de 0,5 sur un maximum de 2. La ligne bleue est la référence de la jambe supérieure : elle est égale à la moitié de la référence totale avec la même phase. La ligne rouge en opposition de phase est la référence de la jambe inférieure. De plus, sur la figure II.13 e), une zone agrandie correspondant à la valeur maximale de la référence totale est représentée. Cela montre clairement qu'il n'y a pas de sur modulation, donc le convertisseur fonctionne en zone linéaire comme prévu.

Pour conclure le commentaire sur les formes d'onde côté CA, le tableau 4.1 montre les valeurs RMS et THD de la tension et du courant de charge. La tension THD semble être très bonne pour une commande en boucle ouverte à faible indice de modulation comme dans ce cas.

Tableau II.3: Tension de phase de charge et courant RMS et THD, avec une référence totale de 0,5

Tension de phase de charge	
RMS	38.0549 V
THD	1.9108
Courant de phase de charge	
RMS	1.6836A
THD	0.011891

En ce qui concerne les bus CC, une certaine considération peut être faite sur les courants d'entrée et la tension de mode commun entre les pôles négatifs. La figure II.14 a) montre les courants de bus DC des deux onduleurs : ils sont évidemment discontinus en fonction de l'état des jambes. Les spectres des courants à basse fréquence sont représentés sur la figure II.14 b). Étant donné que les sources de tension sont des sources CC idéales, leur tension de sortie ne change pas, de sorte que la puissance fournie peut être supposée proportionnelle au courant, c'est-à-dire que les puissances du bus CC et leurs formes

d'onde de courant sont similaires. Comme on peut le voir sur la figure II.14 b), la commande effectue une certaine fluctuation aux basses fréquences sur la puissance délivrée.

La tension de mode commun est indiquée sur la figure II.14 c). Sa forme d'onde n'a jamais dépassé une valeur absolue de 35 V. On a donc préféré tracer une zone zoomée pour mieux voir le niveau de tension supposé par la tension de mode commun. La figure II.14d) montre le spectre de tension en mode commun et

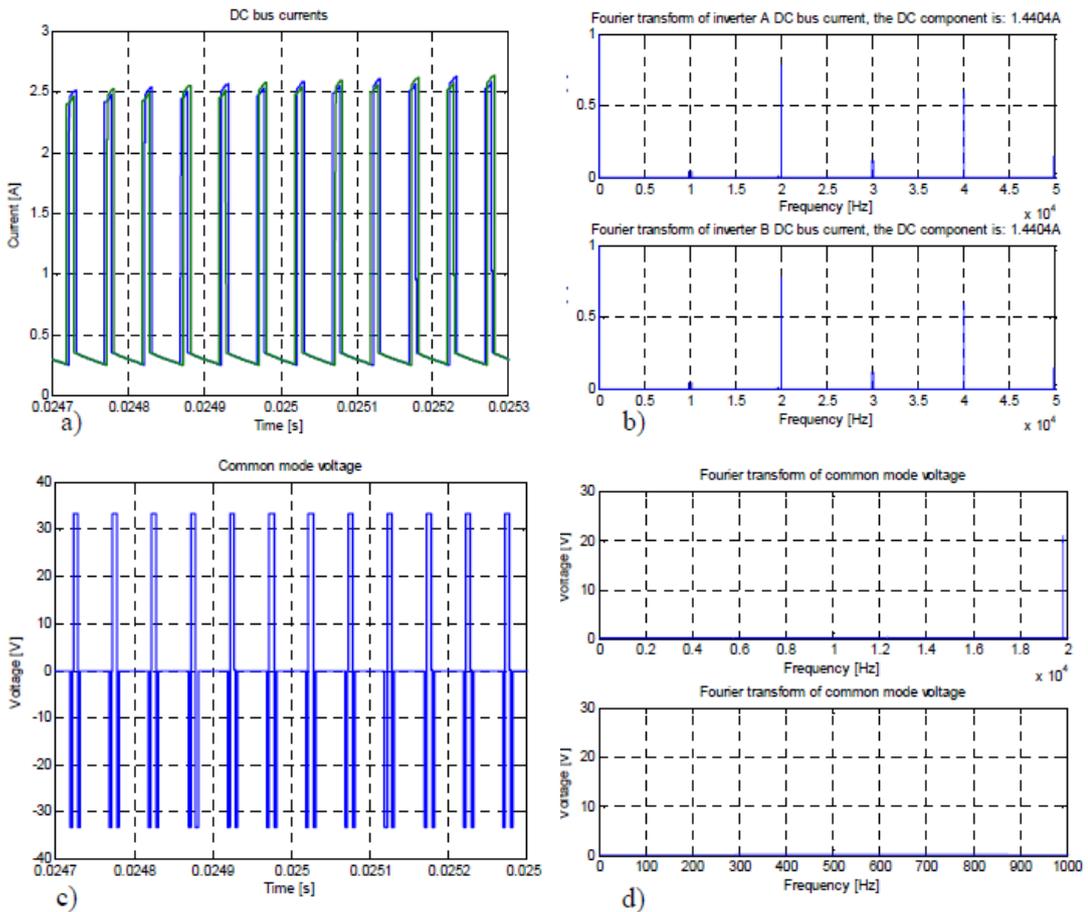


Figure II.14: Formes d'onde liées aux bus DC avec une référence totale égale à 0,5. a) Courants du bus CC à travers les onduleurs A (ligne bleue) et B (ligne verte); b) spectres de courant de bus CC; c) tension de mode commun entre les pôles négatifs; d) Transformée de Fourier de la tension de mode commun: l'image du haut montre les fréquences jusqu'à 20 kHz tandis que celle du bas met en évidence le spectre des basses fréquences.[12]

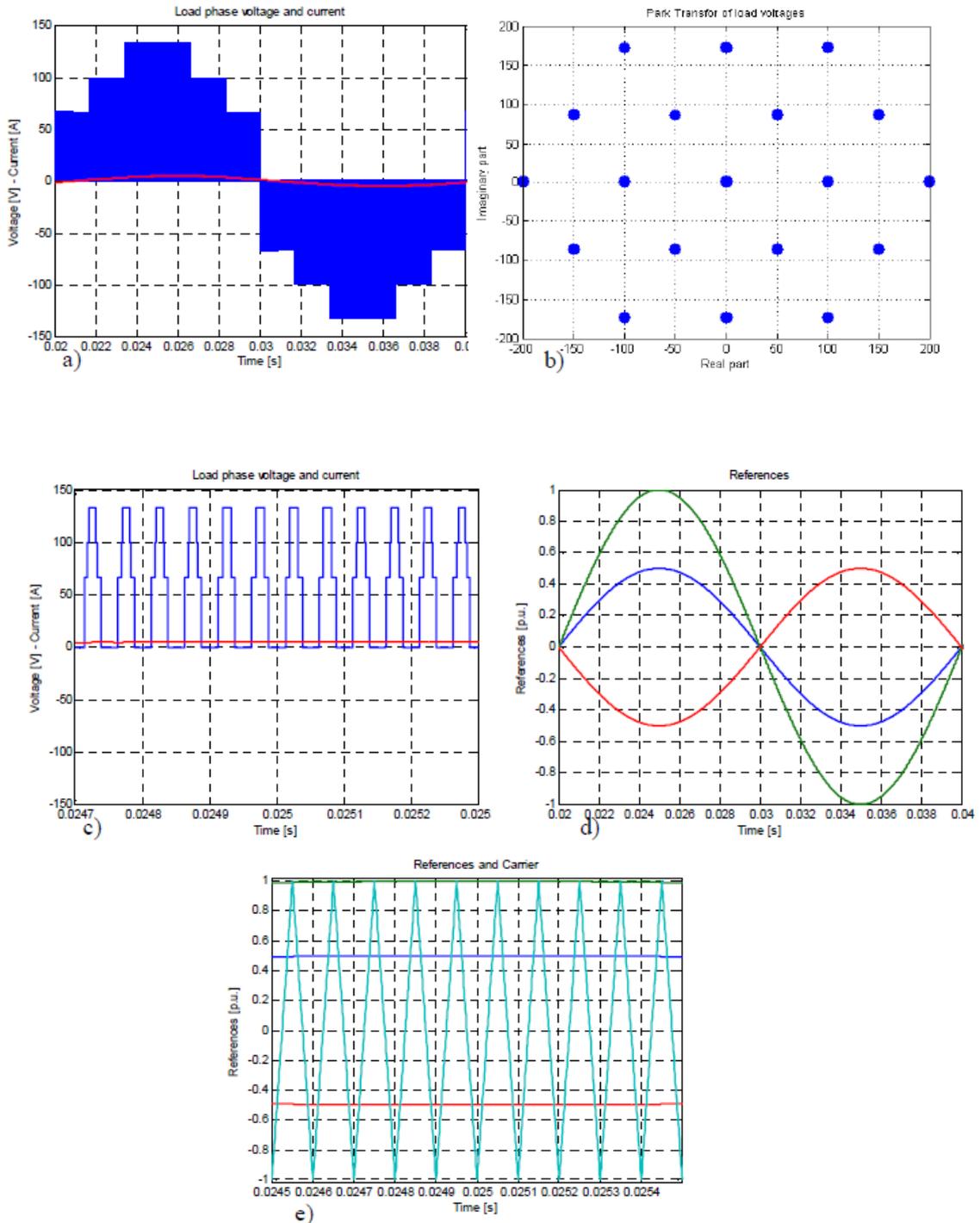


Figure II.15: Référence totale égale à 1. a) Tension de phase de charge (ligne bleue) et courant (ligne rouge); b) Phase de charge vecteurs appliqués en tension; c) Zoom de formes d'onde de tension et de courant; d) Haut de jambe (bleu), bas de jambe (rouge) et références totales (vertes); e) Zoomé zone des signaux de référence dans correspondance du maximum de la référence totale [12].

met en évidence les harmoniques basses fréquences: il n'y a pas d'harmoniques avant 20 kHz. Même l'harmonique de 10 kHz, qui correspond à la fréquence de découpage, n'existe pas. Ceci est dû à la modulation particulière qui exploite deux références: de

cette manière chaque branche commute à 10 kHz, mais l'effet mutuel fait commuter la tension de phase de charge à 20 kHz.

Une autre simulation a été réalisée avec une référence totale égale à 1. La figure II.15 a) montre la tension de phase de charge et les formes d'onde de courant. Même dans ce cas, les niveaux de tension les plus élevés ne sont pas strictement nécessaires pour synthétiser la tension requise, mais ils sont toujours appliqués. Le même concept peut être déduit en considérant la figure II.15 b) qui représente les vecteurs de tension appliqués: les vecteurs les plus externes sont utilisés même s'ils ne sont pas nécessaires. De plus, en regardant la figure II.15 c), la tension de sortie de la phase de charge est toujours modulée en appliquant une tension même nulle ainsi que dans le cas précédent: cela diminue beaucoup la qualité de la forme d'onde de sortie. Sur la figure II.15 d), les trois références sont représentées et pour prouver que la modulation est dans la région linéaire. La figure II.15 e) montre les trois références dans la fenêtre temporelle centrée sur la valeur maximale de la référence totale:

Le tableau 4.2 montre les valeurs RMS et THD de la tension et du courant de charge. La tension THD est décroissante par rapport à la précédente. Le décrétement est assez important et on s'attend à ce qu'il s'améliore de plus en plus en augmentant la référence.

Tableau II.4: Tension de phase de charge et courant RMS et THD

Tension de phase de charge	
RMS	53.7971 V
THD	1.1505
Courant de phase de charge	
RMS	3.367 A
THD	0.0086375

Les formes d'onde de courant CC du bus sont représentées sur la figure II.16 a). Ils sont très proches des formes d'onde correspondantes obtenues dans le cas précédent, mais leurs valeurs moyennes sont plus importantes. Les spectres de basses fréquences des courants continus sont représentés sur la figure II.16 b), l'image du haut est liée à l'inverseur A tandis que celle du bas concerne l'inverseur B. On peut noter un incrément général de magnitudes harmoniques. L'amplitude de la tension de mode commun est toujours contenue dans 35 V comme le montre la figure II.16 c). En comparant la

figure II.16 d) à la figure II.14 d), il est clair que le 20 kHz est diminué d'un quart et que les harmoniques basses fréquences ne sont ni présentes.

Même une simulation avec une référence totale égale à 2 a été réalisée. Les résultats de la simulation

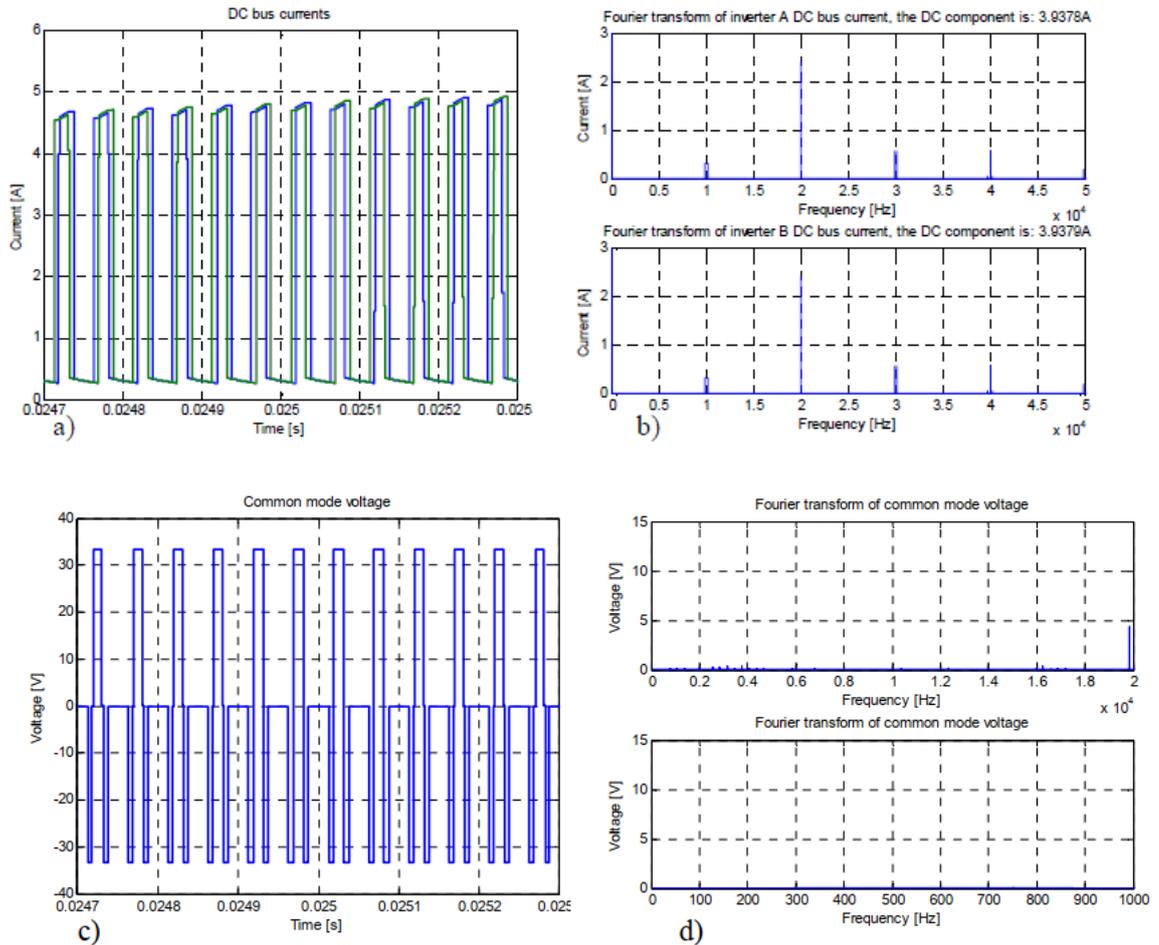


Figure II.16: Formes d'onde liées aux bus CC avec une référence totale égale à 1. a) Courants du bus CC à travers les onduleurs A (ligne bleue) et B (ligne verte); b) spectres de courant de bus CC; c) tension de mode commun entre les pôles négatifs; d) Transformée de Fourier de la tension de mode commun: l'image du haut montre les fréquences jusqu'à 20 kHz tandis que celle du bas met en évidence le spectre des basses fréquences.[12]

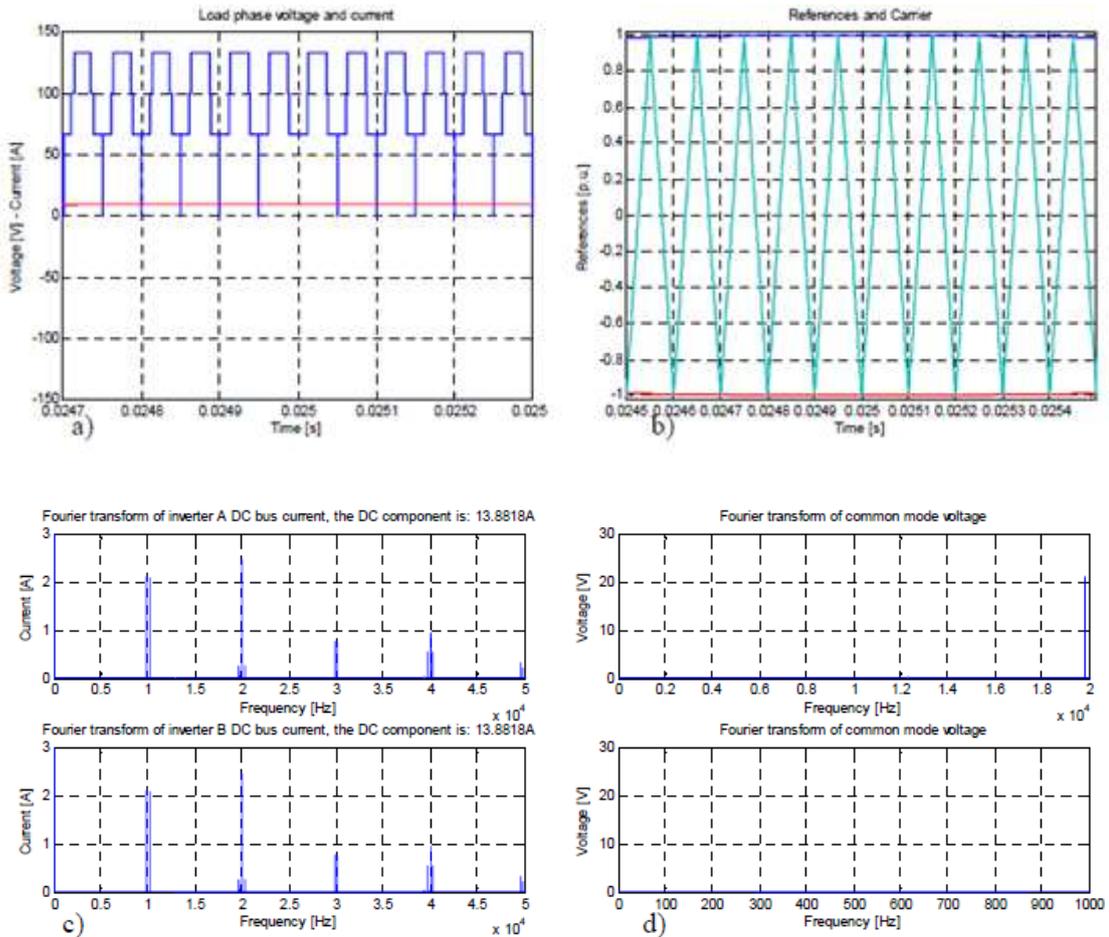


Figure II.7: Référence totale égale à 2. a) Formes d'onde de tension de phase de charge (bleu) et de courant (rouge) dans l'intervalle centré sur le maximum de la référence totale; b) Références du haut de la jambe (bleu) et du bas de la jambe (rouge) par rapport au porte-bébé (azur); c) spectres de basses fréquences de courants continus; d) Spectre de tension en mode commun aux hautes et basses fréquences.[12]

sont assez similaires aux autres. Sur la figure II.17 a), les formes d'onde de tension et de courant de charge sont représentées. Ils sont nettement plus élevés que dans les cas précédents. En considérant les références de jambe supérieure et inférieure présentées sur la figure II.17 b), on peut noter qu'elles sont à la limite des points extrêmes porteurs en correspondance de leurs maximums signifiant que les limites de la zone linéaire ont presque été atteintes. La figure II.17 c) montre les spectres de courants DC avec un contenu harmonique assez élevé. La tension de mode commun dont les spectres hautes fréquences et basses fréquences sont représentés sur la figure II.17 d) a une forme d'onde très proche des cas précédents, avec le premier fondamental à 20 kHz.

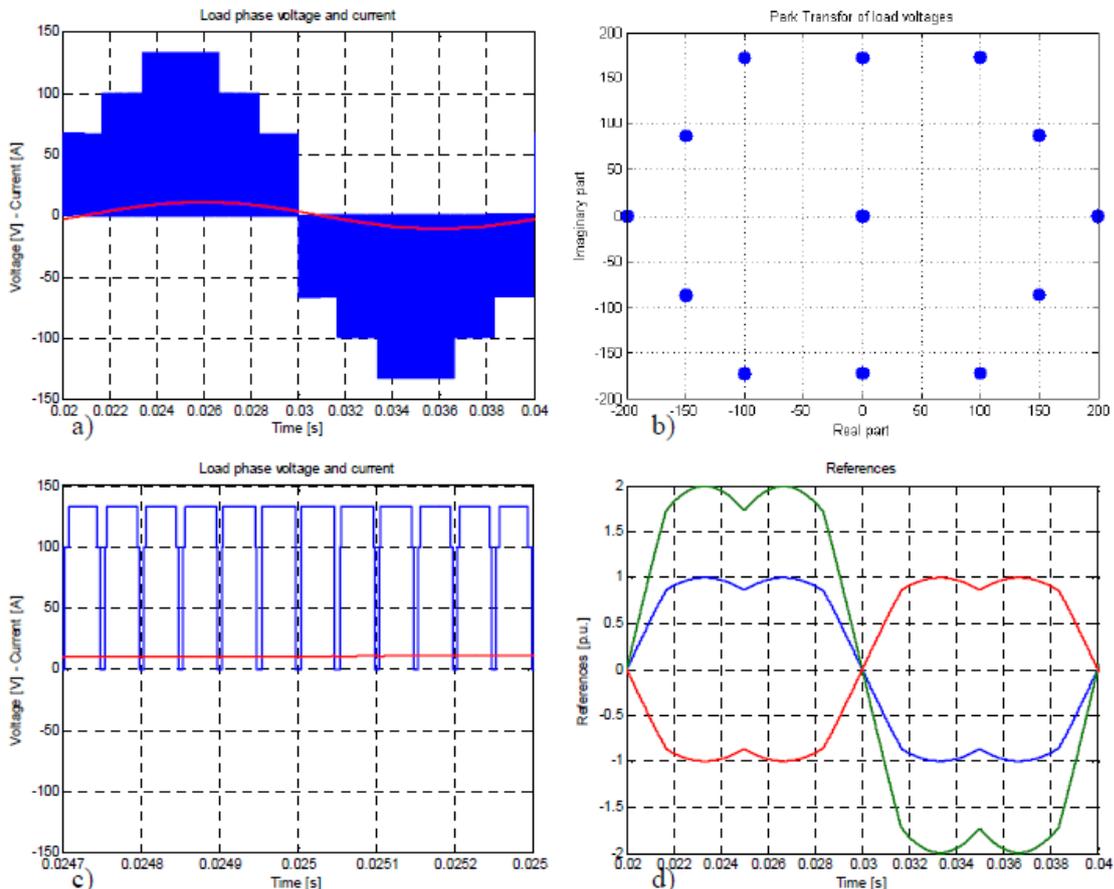
Le tableau II.5 donne les valeurs RMS et THD de la tension et du courant de charge. En particulier, les valeurs THD sont diminuées comme prévu. Le THD peut être considéré même trop petit, mais toutes les simulations réalisées ont été réalisées sans temps mort qui aggravent fortement les distorsions de tension.

Tableau II.5: Tension de phase de charge et courant RMS et THD

Tension de phase de charge	
RMS	76,0221 V
THD	0,40011

Courant de phase de charge	
RMS	6.7338 A
THD	0,002377

Les simulations commentées ont utilisé un modulateur de largeur d'impulsion sinusoïdale, de sorte que l'amplitude de tension maximale est limitée à la moitié de la tension du bus CC pour un onduleur triphasé standard. Pour la topologie présentée, cette limite maximale est dépassée car deux sources CC sont disponibles : a



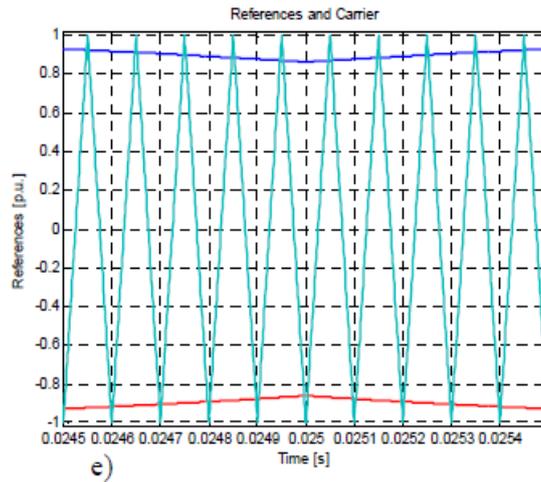


Figure II.18: Référence totale égale à $2/3$ a) Tension de phase de charge (ligne bleue) et courant (ligne rouge); b) vecteurs appliqués de tension de phase de charge; c) Zoom des formes d'onde de tension et de courant; d) Références du haut de la jambe (bleu), du bas de la jambe (rouge) et du total (vert); e) Zone agrandie des formes d'onde de référence en correspondance avec le maximum de la référence totale. [12]

Le modulateur sinusoïdal peut produire une tension sinusoïdale avec une amplitude maximale égale à la tension d'une source CC comme l'indique la valeur RMS du Tableau II.5 Un PWM généralisé (GPWM) a été implémenté pour mieux exploiter les bus DC. Avec ce contrôle, la référence totale peut être augmentée d'un facteur $2/\sqrt{3}$ restant toujours dans la région linéaire.

La Figure II.18 a) montre les formes d'onde de tension et de courant de phase de charge. Même en utilisant SVMW, plusieurs niveaux de tension positifs sont utilisés pour synthétiser la demi-onde positive, tandis que plusieurs niveaux de tension négatifs sont utilisés pour la demi-onde négative. La transformée de Park des tensions de charge est illustrée à la figure II.18b). Seuls les vecteurs les plus externes et le vecteur nul sont appliqués, mais l'onduleur double à 2 niveaux n'est pas encore utilisé correctement. Sur la figure II.18 c), la tension et le courant de charge sont indiqués dans une fenêtre de temps restreinte pour mieux apprécier les niveaux de tension utilisés lorsque la référence totale a sa valeur maximale.

Le GPWM n'utilise pas une simple forme d'onde sinusoïdale comme référence, mais quelque chose d'un peu plus compliqué comme le montre la figure II.18 d). Même dans ce cas, en regardant la figure II.18 e), il est possible d'affirmer que le convertisseur fonctionne dans une région linéaire car les références sont toujours contenues entre les

pics de porteuse, mais il est capable de fournir une tension plus élevée que l'utilisation d'un PWM sinusoïdal (SPWM).

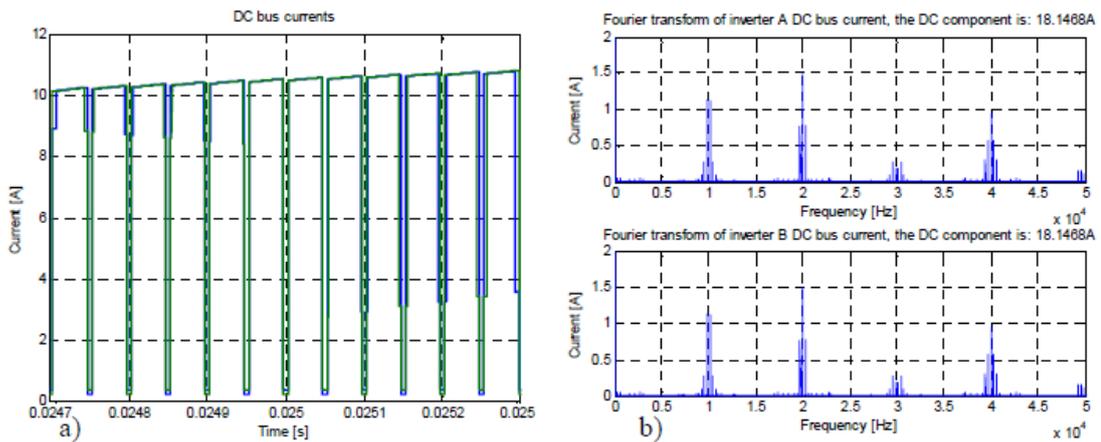
De même que pour la simulation SPWM, le tableau II.6 montre la preuve d'un bon THD de la tension de charge. De toute évidence, le courant de charge présente une distorsion encore plus faible en raison de la capacité de filtrage de la charge.

Tableau II.6: Tension de phase de charge et courant RMS etTHD avec une référence totale de 2,3

Tension de phase de charge	
RMS	85,4235 V
THD	0,32797

Courant de phase de charge	
RMS	7.7438 A
THD	0,00192

Pour conclure la description de cette technique de modulation, on peut écrire quelque chose sur la tension continue et les courants. La Figure II.19 a) montre les courants DC circulant à travers les deux bus DC



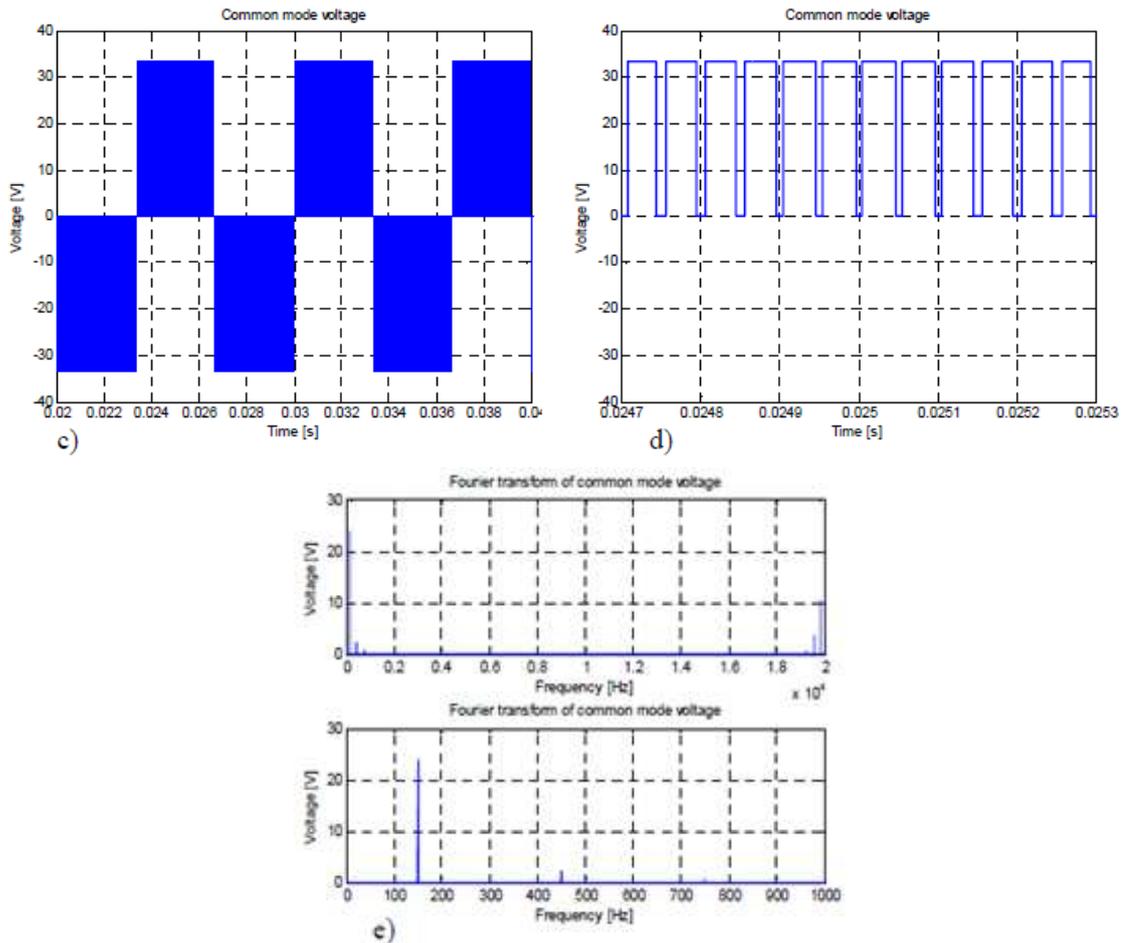


Figure II.19 : Forme d'onde liée aux bus DC avec une référence totale égale à 2,3 a) Courants du bus CC à travers l'onduleur A (ligne bleue) et l'onduleur B (ligne verte); b) spectres de courants de bus CC; c) forme d'onde de tension en mode commun; d) grossissement de la tension en mode commun; e) Transformée de Fourier de la tension de mode commun: l'image du haut montre les fréquences jusqu'à 20 kHz tandis que celle du bas met en évidence les harmoniques de basse fréquence.[12]

et la figure II.19 b) illustre leurs spectres. L'utilisation d'un GPWM au lieu d'un SPWM décale les harmoniques vers des fréquences plus élevées: en effet, le plus grand contenu harmonique se situe au-dessus des 10 kHz et non aux basses fréquences. La figure II.19 c) montre la forme d'onde de tension en mode commun, qui est maintenant assez différente: une composante de 50 Hz est clairement visible. La figure II.19 d) montre un agrandissement de la tension de mode commun en correspondance avec le maximum de référence total: la tension de mode commun est modulée à l'aide de deux niveaux de tension uniquement. Les spectres hautes fréquences et basses fréquences de la figure II.19 e) mettent clairement en évidence la présence de ces harmoniques, qui n'utilisaient pas de SPWM.

Chapitre III

**COMMANDE PREDICTIVE
CONVENTIONNELLE (MPC)**

1. Introduction

Le contrôle du courant est l'un des problèmes les plus étudiés en électronique de puissance [15–16], il est donc très important d'étudier dans un premier temps l'application de MPC dans un schéma de contrôle actuel.

De plus, l'onduleur triphasé à deux niveaux est une topologie très connue qui peut être trouvée dans la plupart des applications d'entraînement. Ce chapitre présente un schéma MPC pour le contrôle du courant dans un onduleur triphasé, qui est basé sur le schéma de contrôle rapporté dans [17].

Le schéma de contrôle et le fonctionnement principe sera expliqué plus en détail que d'autres applications dans ce Mémoire.

2.description du contrôle prédictif du courant:

2.1 La stratégie de contrôle:

La stratégie de contrôle prédictif proposée est basée sur le fait que seul un nombre fini d'états de commutation possibles peut être généré par un convertisseur de puissance statique et que les modèles du système peut être utilisé pour prédire le comportement des variables pour chaque état de commutation. Pour la sélection de la commutation appropriée à appliquer, un critère de sélection doit être défini. Ce critère de sélection s'exprime sous la forme d'une fonction qualité qui sera évalué pour les valeurs prédites des variables à contrôler. La prédiction de la valeur future de ces variables est calculée pour chaque état de commutation possible. L'état de commutation qui minimise la fonction de qualité est sélectionné.

2.2 Fonction de coût:

L'objectif du schéma de contrôle de courant est de minimiser l'erreur entre les courants mesurés et les valeurs de référence. Cette exigence peut être écrite sous la forme d'une fonction de coût. La fonction de coût est exprimée en coordonnées orthogonales et mesure l'erreur entre les références et les courants prédits:

$$g = |i_{a^*}(k + 1) - j e_{a^p}(k + 1)| + |i_{\beta^*}(k + 1) - j e_{\beta^p}(k + 1)| \quad (2.1)$$

où $je_{\alpha}^p(k+1)$ et $je_{\beta}^p(k+1)$ sont les parties réelle et imaginaire du vecteur courant de charge prédit $i^p(k+1)$, pour un vecteur tension donné. Cette prédiction est obtenue à l'aide du modèle de charge, qui sera expliqué en détail dans les sections ci-dessous. Les courants de référence $je_{\alpha}^*(k+1)$ et $je_{\beta}^*(k+1)$ sont les parties réelle et imaginaire du vecteur courant de référence $i^*(k+1)$. Pour simplifier, nous supposons que ce courant de référence ne change pas suffisamment dans un intervalle d'échantillonnage, nous considérerons donc $i^*(k+1) = i^*(k)$. Cette hypothèse peut introduire un retard d'un échantillon dans le suivi de référence, ce qui n'est pas un problème si une fréquence d'échantillonnage élevée est considérée.

Un schéma de principe de la stratégie de commande prédictive appliquée à la commande de courant pour un onduleur triphasé est illustré à la figure III.1. Le contrôle du courant est effectué en quatre étapes, comme décrit dans le tableau III.1.

2.3. Modèle de convertisseur

Le circuit d'alimentation de l'onduleur triphasé convertit la puissance électrique du courant continu en courant alternatif en utilisant le schéma électrique illustré à la figure III.2. Considérant que les deux interrupteurs dans chaque phase de l'onduleur fonctionnent en mode complémentaire pour éviter les courts-circuits

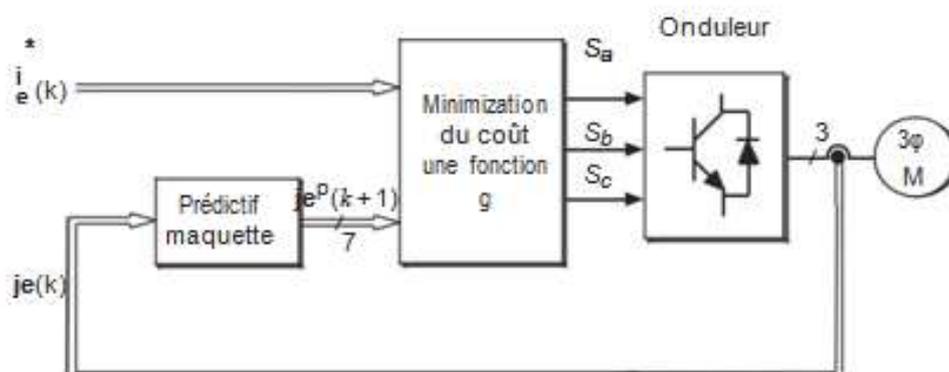


Figure III .1 Schéma fonctionnel de contrôle de courant prédictif.[17]

Tableau III .1: Algorithme de contrôle de courant prédictif

- 1.La valeur du courant de référence $i^* (k)$ est obtenu (à partir d'une boucle de contrôle externe), et le courant de charge $i(k)$ est mesuré.
- 2.Le modèle du système est utilisé pour prédire la valeur du courant de charge dans le prochain intervalle d'échantillonnage $i(k + 1)$ pour chacun des différents vecteurs de tension.
- 3.La fonction de coût g évalue l'erreur entre les courants de référence et prédits dans l'intervalle d'échantillonnage suivant pour chaque vecteur de tension.
- 4.La tension qui minimise l'erreur de courant est sélectionnée et les signaux d'état de commutation correspondants sont générés

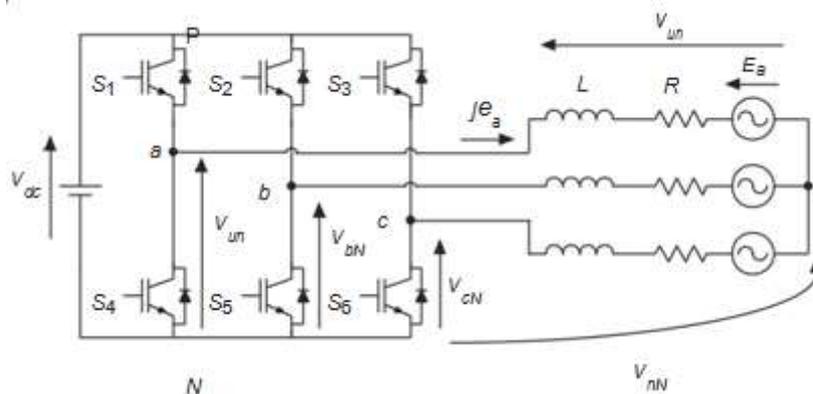


Figure III .2 Circuit d'alimentation de l'onduleur de source de tension. [18]

la source CC, l'état de commutation des interrupteurs d'alimentation S_X , avec $X = 1, . . . , 6$, peut être représenté par les signaux de commutation S_a , S_b , et S_c défini comme suit:

$S_{a=}$	1 Si	S_1 activé	S_4 désactivé
	0 Si	S_1 désactivé	S_4 activé
$S_{b=}$	1 Si	S_2 activé	S_5 désactivé
	0 Si	S_2 désactivé	S_5 activé
$S_{c=}$	1 Si	S_3 activé	S_6 désactivé
	0 Si	S_3 désactivé	S_6 activé

Ces signaux de commutation définissent la valeur des tensions de sortie

$$v_{aN} = S_a V_{dc} \quad (2.2)$$

$$v_{bN} = S_b V_{dc} \quad (2.3)$$

$$v_{cN} = S_c V_{dc} \quad (2.4)$$

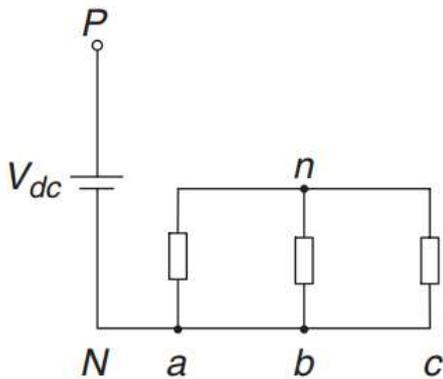
où V_{dc} est la tension de la source CC.

Considérant le vecteur unitaire $a = e^{2\pi/3} = -\frac{1}{2} + j\sqrt{3}/2$, qui représente le 120°

déphasage entre les phases, le vecteur de tension de sortie peut être défini comme:

$$v = 2/3(u_{aN} + AU_{bN} + A^2U_{cN}) \quad (2.5)$$

où v_{un} , v_{bN} , et v_{cN} sont les phase-neutre (N) tensions de l'onduleur.

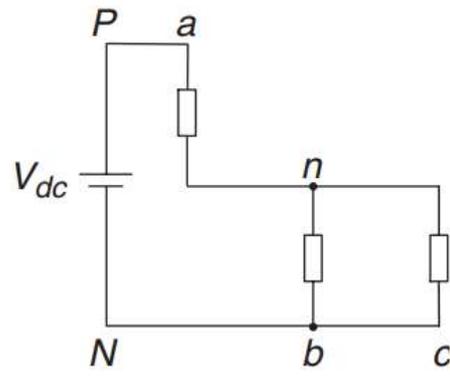


$$v_{an} = 0$$

$$v_{bn} = 0$$

$$v_{cn} = 0$$

(a)



$$v_{an} = \frac{2}{3} V_{dc}$$

$$v_{bn} = -\frac{1}{3} V_{dc}$$

$$v_{cn} = -\frac{1}{3} V_{dc}$$

(b)

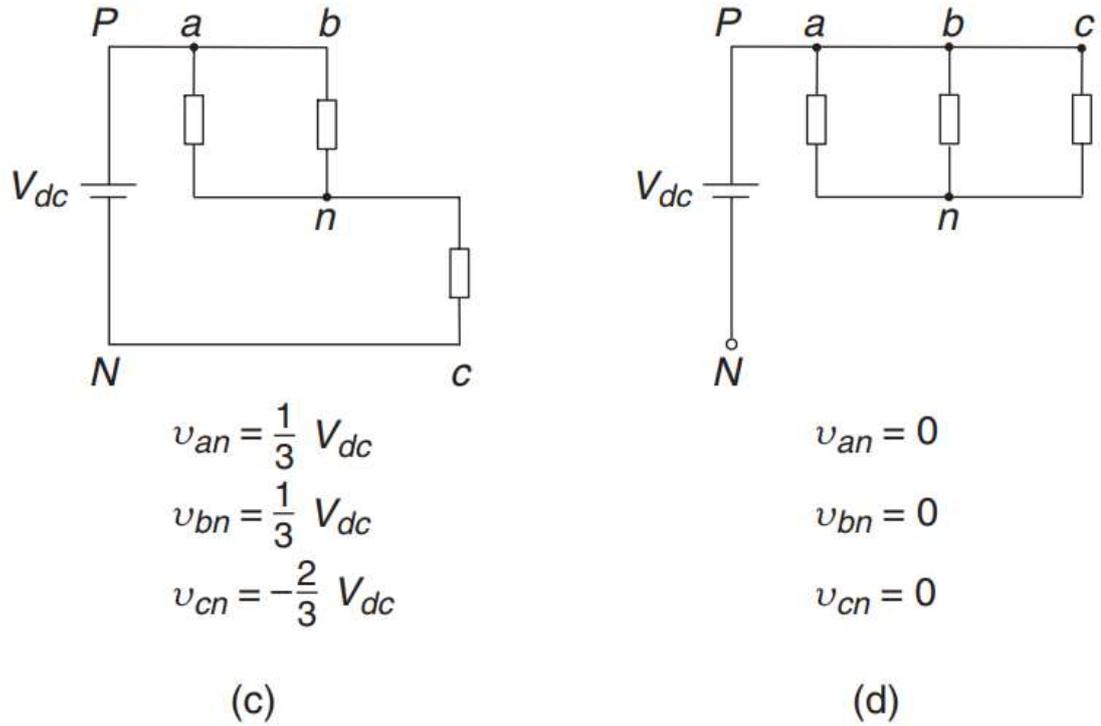


Figure III .3 Configurations de charge équivalentes pour différents états de commutation. (a) État de commutation(0, 0, 0) (vecteur de tension V_0). (b) État de commutation(1, 0, 0) (vecteur de tension V_1). (c) État de commutation(1, 1, 0) (vecteur de tension V_2). (d) État de commutation(1, 1, 1) (vecteur de tension V_7). [17]

Dans ce cas, changer d'état $(S_a, S_b, S_c) = (0, 0, 0)$ génère voltagevector V_0 défini comme

$$V_0 = \frac{2}{3(0+a0+a^20)} = 0 \quad (2.6)$$

et correspond au circuit représenté sur la figure III .3. a.

État de commutation (1, 0, 0) génère le vecteur de tension V_1 défini comme

$$V_1 = 2/3(V_{dc} + a0 + a^20) = 0 \quad (2.7)$$

Vecteur de tension V_2 est généré par l'état de commutation (1, 1, 0) et est défini comme

$$V_1 = 2/3(V_{DC} + a0 + a^20) = 2/3V_{DC} \quad (2.8)$$

Le vecteur de tension V_2 est généré par l'état de commutation (1, 1, 0) et est défini comme

$$V_2 = \frac{2}{3(V_{dc} + aV_{DC} + A^20)}$$

$$V_2 = \frac{2}{3\left(V_{DC} + \left(-\frac{1}{2} + \frac{j\sqrt{3}}{2}\right)V_{dc}\right)} \quad (2.9)$$

$$V_2 = V_{dc}/3 + j\sqrt{3}/3V_{DC}$$

et correspond au circuit représenté sur la figure III .3 b.

État de commutation (1, 1, 1) génère le vecteur de tension V_7 qui est calculé comme

$$V_7 = \frac{2}{3(V_{dc} + aV_{dc} + a^2V_{dc})} = 2/3V_{dc}(1 + a + a^2) = 0 \quad (2.10)$$

Différents états de commutation généreront différentes configurations de la charge triphasée connectée à la source CC, comme le montre la figure III.3.

Considérant toutes les combinaisons possibles des signaux de gate S_a , S_b , et S_c , huit états de commutation et par conséquent huit vecteurs de tension sont obtenus, comme indiqué dans le tableau III.2. Dans la figure III.4, notez que $V_0 = V_7$, résultant en un ensemble fini de seulement sept vecteurs de tension différents dans le plan complexe.

En tenant compte des techniques de modulation, comme PWM, l'onduleur peut être approché comme un système linéaire. Néanmoins, tout au long de ce chapitre, l'onduleur sera considéré comme un système discret non linéaire avec seulement sept états différents comme sorties possibles.

Tableau III .2 États de commutation et tension vecteurs

s_a	s_b	s_c	Tensions vecteur V
0	0	0	$V_0 = 0$
1	0	0	$V_1 = \frac{2}{3} V_{DC}$
1	1	0	$V_2 = \frac{1}{3} V_{DC} + j \frac{\sqrt{3}}{3} V_d$
1	0	1	$V_3 = -\frac{1}{3} V_{DC} + j \frac{\sqrt{3}}{3} V_d$
0	1	1	$V_4 = -\frac{2}{3} V_{DC}$
0	0	1	$V_5 = -\frac{1}{3} V_{DC} - j \frac{\sqrt{3}}{3} V_d$
1	0	1	$V_6 = \frac{1}{3} V_{DC} - j \frac{\sqrt{3}}{3} V_d$
1	1	1	$V_7 = 0$

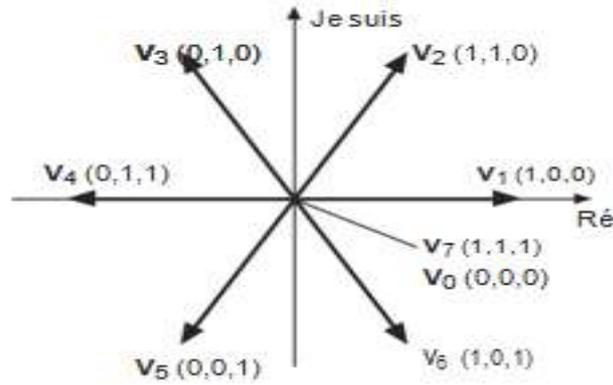


Figure III .4 Vecteurs de tension dans le plan complexe.[18]

Il convient de noter qu'un modèle plus complexe du modèle de convertisseur pourrait être utilisé pour des fréquences de commutation plus élevées. Cela peut inclure la modélisation du temps mort, de la tension de saturation IGBT et de la chute de tension directe de la diode, par exemple. Cependant, dans ce livre, l'accent a été mis sur la simplicité, donc un modèle simple de l'onduleur sera utilisé.

2.4 Modèle de charge

En tenant compte des définitions des variables du circuit illustrées à la figure III.2, les équations pour la dynamique du courant de charge pour chaque phase peuvent être écrites

$$U_{aN} = L \frac{di_a}{dt} + Ri_a + e_a + U_{nN} \quad (2.11)$$

$$U_{bN} = L \frac{di_b}{dt} + Ri_b + e_b + U_{nN} \quad (2.12)$$

$$U_{cN} = L \frac{di_c}{dt} + Ri_c + e_c + U_{nN} \quad (2.13)$$

où R est la résistance de charge et L l'inductance de charge. En substituant (2.11)–(2.13) dans (2.5) une équation vectorielle pour la dynamique du courant de charge peut être obtenu

$$\begin{aligned} V = & L \frac{d}{dt} \left(\frac{2}{3} (i_a + ai_b + a^2 i_c) \right) + R \left(\frac{2}{3} (i_a + ai_b + a^2 i_c) \right) + \frac{2}{3} (e_a + ae_b + a^2 e_c) \\ & + \frac{2}{3} (U_{nN} + aU_{nN} + a^2 U_{nN}) \end{aligned} \quad (2.14)$$

Considérant la définition du vecteur spatial pour la tension de l'onduleur donnée par (2.14), et les définitions suivantes pour les vecteurs spatiaux de courant de charge et de force arrière

$$i = \frac{2}{3}(i_a + ai_b + a^2i_c) \quad (2.15)$$

$$e = \frac{2}{3}(e_a + ae_b + a^2e_c) \quad (2.16)$$

et en supposant que le dernier terme de (4.16) est égal à zéro

$$\frac{2}{3}(v_{nN} + av_{nN} + a^2v_{nN}) = v_{nN} \frac{2}{3}(1 + a + a^2) = 0 \quad (2.17)$$

alors la dynamique du courant de charge peut être décrite par l'équation différentielle vectorielle

$$v = L \frac{di}{dt} + Ri + e \quad (2.18)$$

où v est le vecteur de tension généré par l'onduleur, i est le vecteur de courant de charge, et e le vecteur de charge arrière-emf.

Notez que pour la simulation et les résultats expérimentaux, la charge back-emf est supposée être sinusoïdale à amplitude constante et fréquence constante.

2.5 Modèle à temps discret pour la prédiction

Cette section décrit le processus de discrétisation de l'équation du courant de charge (2.18) pour un temps d'échantillonnage T_s . Le modèle à temps discret sera utilisé pour prédire la valeur future du courant de charge à partir des tensions et des courants mesurés au même instant d'échantillonnage. Plusieurs méthodes de discrétisation peuvent être utilisées afin d'obtenir un modèle en temps discret adapté au calcul des prédictions. Considérant que la charge peut être modélisée comme un système du premier ordre, le modèle en temps discret peut être obtenu par une simple approximation de la dérivée. Cependant, pour les systèmes plus complexes, cette approximation peut introduire des erreurs dans le modèle et une méthode de discrétisation plus précise est nécessaire.

La dérivée du courant de charge di/dt est remplacé par une approximation d'Euler vers l'avant. Autrement dit, la dérivée est approximée comme suit :

$$\frac{di}{dt} \approx \frac{i(k+1) - i(k)}{T_s} \quad (2.19)$$

qui est substitué dans (2.18) pour obtenir une expression qui permet la prédiction du courant de charge futur au moment $k + 1$, pour chacune des sept valeurs du vecteur tension $v(k)$ généré par l'onduleur. Cette expression est

$$I^p(k + 1) = \left(1 - \frac{RT_s}{L}\right) i(k) + \frac{T_s}{L} (V(k) - e(k)) \quad (2.20)$$

où $e^{\wedge}(k)$ désigne la contre-force électromotrice estimée. L'exposant p désigne les variables prédites.

La contre-force électromotrice peut être calculée à partir de (2.18) en tenant compte des mesures de la charge tension et courant avec l'expression suivante;

$$e(k - 1) = V(k - 1) - \frac{L}{T_s} i(k) - \left(R - \frac{L}{T_s}\right) i(k - 1) \quad (2.,21)$$

3. Contrôle prédictif Simulation – Onduleur triphasé

Dans cette annexe, trois topologies de convertisseurs de puissance différentes, discutées précédemment dans le livre, sont analysés en profondeur du point de vue de la mise en œuvre de la simulation. L'objectif de l'annexe est de donner au lecteur les outils nécessaires pour comprendre et reproduire la mise en œuvre d'algorithmes de contrôle prédictif à l'aide d'un environnement de simulation. (MATLAB®/Simulink® dans ce cas particulier). La simulation est une étape clé de la prédiction conception de contrôle, car il fournit des informations précieuses sur les performances du système de contrôle qui est nécessaire pour ajuster les paramètres de contrôle tels que les facteurs de pondération dans la fonction de coût. De plus, la simulation est une validation préliminaire requise avant d'expérimenter sur un vrai prototype. Les études de cas analysées dans cette annexe sont sélectionnées pour aller de considérations de conception simples à plus avancées dans le contrôle prédictif. Ils couvrent également la plupart des éléments et outils nécessaires à la réalisation de tous les contrôleurs présentés dans cet ouvrage. Cette annexe ne passe pas en revue les concepts présentés précédemment dans le livre et se concentre sur principalement sur la mise en œuvre de la simulation. Par conséquent, la lecture des théories et des concepts chapitres relatifs aux topologies abordées dans cette annexe est recommandée.

3.1 Contrôle de courant prédictif d'un onduleur triphasé

L'une des topologies de convertisseurs les plus courantes dans l'industrie est la tension triphasée onduleur de source. Étant donné que plusieurs autres topologies de convertisseurs ont des principes de fonctionnement qui sont similaires à celles de l'onduleur à source de tension triphasée, la simulation du L'algorithme de contrôle de ce convertisseur peut servir de point de départ pour des développements ultérieurs. La Figure III.5 montre le modèle MATLAB/Simulink utilisé pour la simulation du contrôle du courant de l'onduleur source de tension au chapitre III.2. La simulation diagramme est composé de cinq éléments majeurs : les références, les transformations de coordonnées, algorithme de contrôle prédictif, modèle d'onduleur et modèle de charge.

Les références de courant triphasé sont générées par des sources sinusoïdales (bloc 1), qui sont configurés avec l'amplitude de crête, la fréquence et l'angle de phase souhaités. Le prédictif L'algorithme de contrôle peut être directement mis en œuvre pour les courants triphasés. Cependant, dans l'ordre pour réduire le nombre de prédictions, le contrôle peut être effectué en complexe diphasique

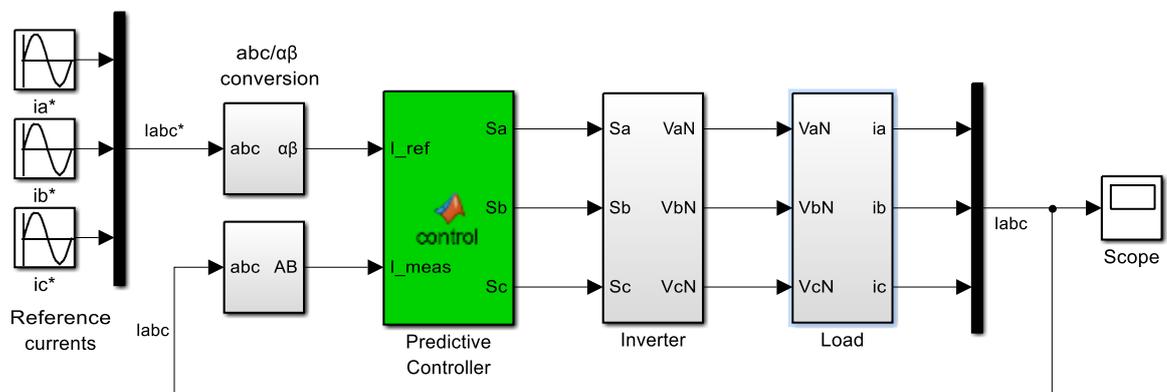


Figure III.5 :Modèle Simulink pour la simulation du contrôle prédictif du courant d'une source de tension onduleur

coordonnées (coordonnées $\alpha\beta$). Étant donné que les mesures du courant de référence et du courant de charge sont des variables triphasées, la transformation des coordonnées doit être appliquée à chaque signal. Dans certaines applications où le courant de référence est déjà en coordonnées, cette étape n'est pas obligatoire. La transformation

des coordonnées abc en $\alpha\beta$ peut être accomplie par (2.15), qui peut être séparé en ses composantes réelle et imaginaire par

$$i_\alpha = \frac{2}{3} \left(i_a - \frac{1}{2} i_b - \frac{1}{2} i_c \right) \quad (3.1)$$

$$i_\beta = \frac{\sqrt{3}}{2} i_b - \frac{\sqrt{3}}{2} i_c \quad (3.2)$$

Ces équations de transformation sont implémentées dans le bloc 2 de la commande prédictive schéma de la Figure III.5, dont la disposition détaillée est illustrée à la Figure III.6.

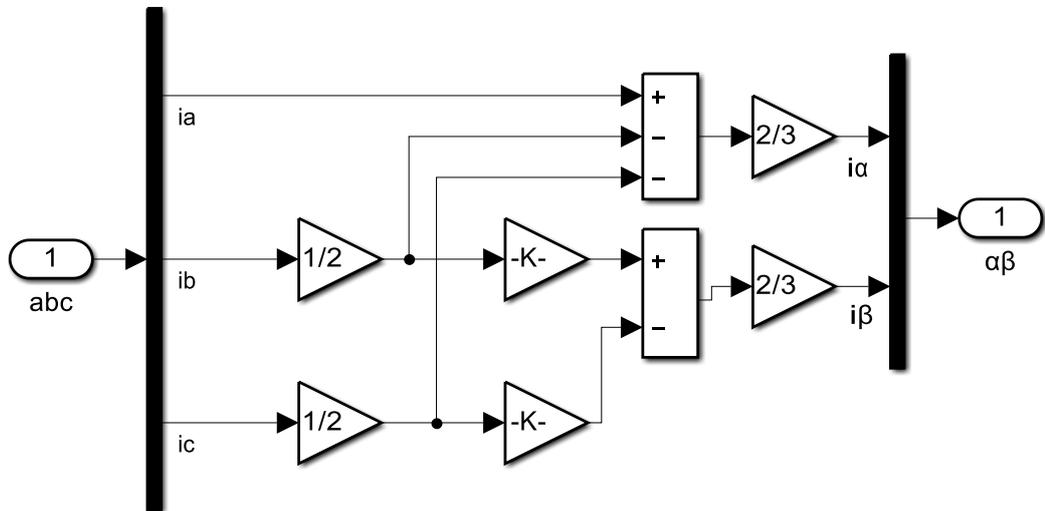


Figure III.6: Transformation des coordonnées abc en $\alpha\beta$

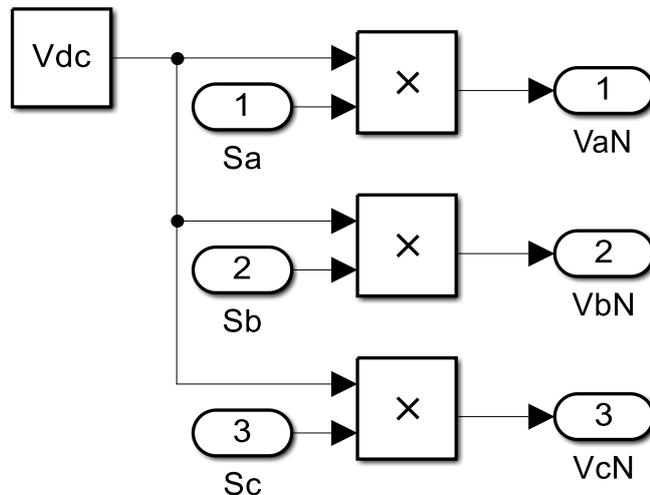


Figure III.7: Modèle Simulink pour l'onduleur à source de tension triphasée

Le cœur de l'algorithme de contrôle prédictif est implémenté dans un MATLAB intégré fonction (bloc 3) dont les entrées sont les courants de référence et mesurés exprimés en coordonnées. Les sorties de bloc sont les signaux de déclenchement à appliquer à l'onduleur. Le code MATLAB pour l'algorithme prédictif sera expliqué en détail dans la section 3.1.2. L'onduleur est modélisé comme le montre la Figure III.7, où la tension de chaque branche de l'onduleur par rapport au jeu de barres négatif (N) est calculé en multipliant la tension du circuit intermédiaire par le signal de déclenchement correspondant, conformément à (2.2)–(2.4). Dans ce modèle, la liaison CC est supposée être une source DC idéale. La multiplication du signal de déclenchement par le circuit intermédiaire La tension implique intrinsèquement que les semi-conducteurs de puissance sont modélisés comme des commutateurs idéaux. Le modèle de charge pour la simulation est illustré à la Figure III.8. Ce modèle est obtenu pour les variables définies selon la description topologique présentée à la figure III.2. De La loi de tension de Kirchhoff, les tensions de charge pour chaque phase sont données par

$$v_{an} = v_{aN} - v_{nN} \quad (3.3)$$

$$v_{bn} = v_{bN} - v_{nN} \quad (3.4)$$

$$v_{cn} = v_{cN} - v_{nN} \quad (3.5)$$

La tension de mode commun v_{nN} peut être déterminée en ajoutant (2.11)–(2.13), ce qui donne

$$v_{aN} + v_{bN} + v_{cN} = L \frac{d}{dt} (i_a + i_b + i_c) + R(i_a + i_b + i_c) + (e_a + e_b + e_c) + 3v_{nN} \quad (3.6)$$

Compte tenu de la connexion en étoile de la charge, la loi actuelle de Kirchhoff stipule que $i_a + i_b + i_c = 0$ dans (3.6). De plus, en supposant que la charge arrière-emf est un équilibre tension triphasée, $e_a + e_b + e_c$ est également nulle. Remplacer les deux conditions dans (3.6) et la résolution de v_{nN} donne l'expression suivante pour la tension de mode commun :

$$v_{nN} = \frac{1}{3} (v_{aN} + v_{bN} + v_{cN}) \quad (3.7)$$

La dynamique de la charge résistive-inductive est représentée par des

fonctions de transfert en temps continu, qui sont obtenues en substituant (3.3)–(3.5) dans

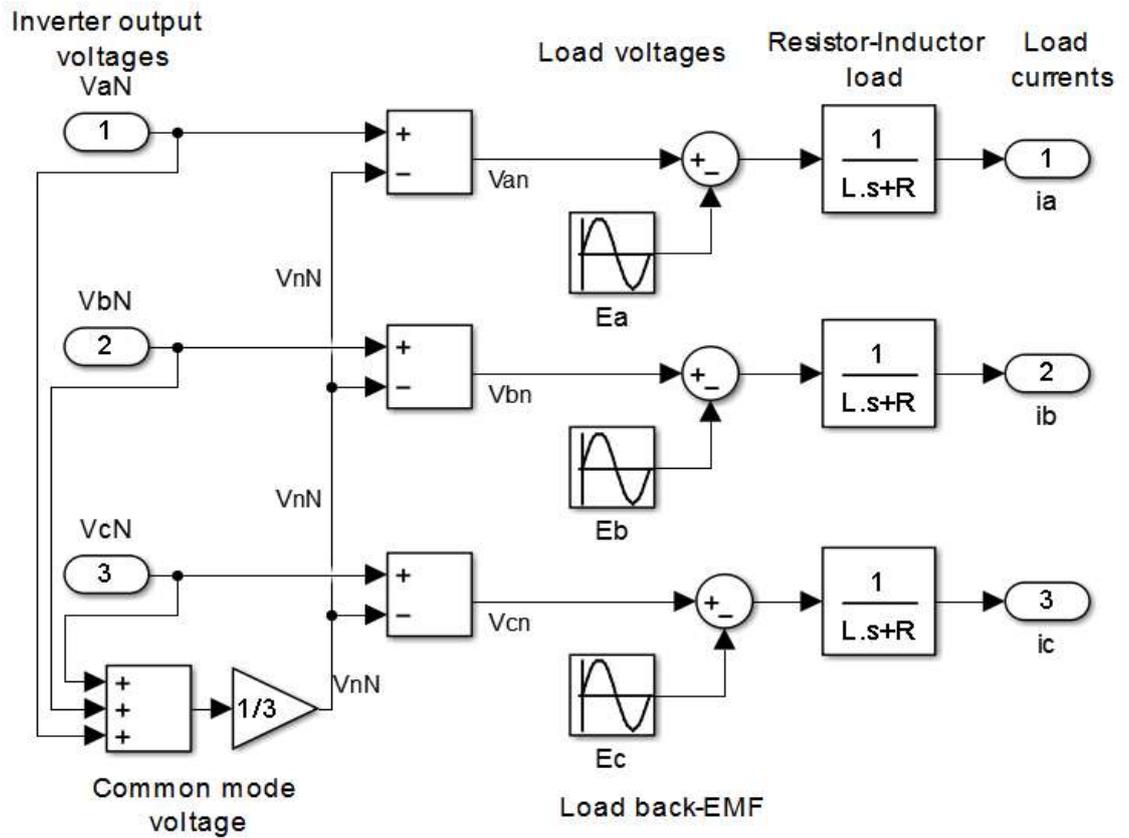


Figure III.8: Modèle Simulink pour la charge RL triphasé

$$v_{an} = L \frac{di_a}{dt} + Ri_a + e_a \quad (3.8)$$

$$v_{bn} = L \frac{di_b}{dt} + Ri_b + e_b \quad (3.9)$$

$$v_{cn} = L \frac{di_c}{dt} + Ri_c + e_c \quad (3.10)$$

En appliquant la transformée de Laplace à (3.8)–(3.10), les fonctions de transfert de la tension au courant à la charge RL sont obtenus :

$$\frac{I_a}{v_{an} - E_a} = \frac{1}{LS + R} \quad (3.11)$$

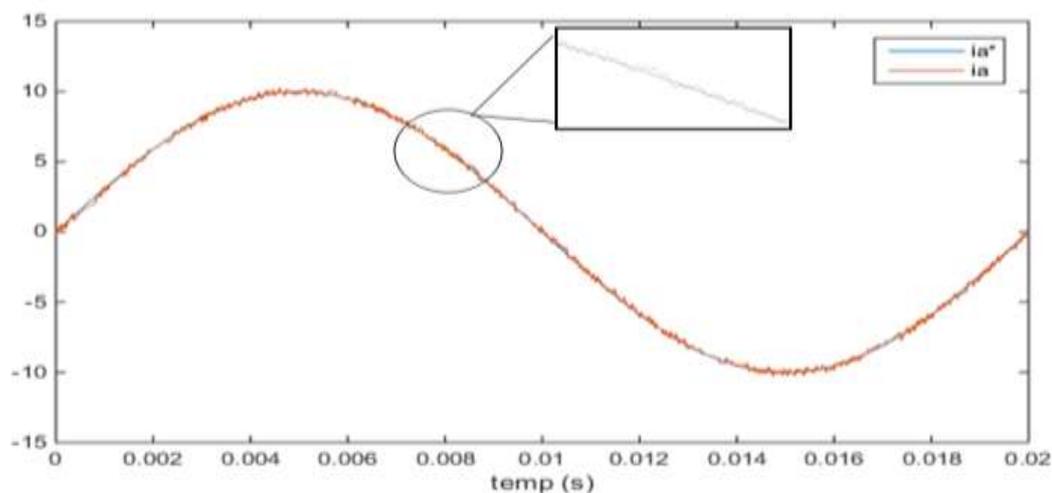
$$\frac{I_b}{v_{bn} - E_b} = \frac{1}{LS + R} \quad (3.12)$$

$$\frac{I_c}{v_{cn}-E_c} = \frac{1}{Ls+R} \quad (3.13)$$

où les variables majuscules représentent les transformées de Laplace des variables de cas dans le domaine temporel. La sortie des fonctions de transfert est la charge courant de chaque phase, tandis que leur entrée est une tension obtenue en soustrayant la force contre-électromotrice de la tension de charge correspondante. La force contre-électromotrice est considérée comme sinusoïdale avec amplitude et fréquence constantes, et est simulé par des blocs d'onde sinusoïdale standard.

3.2.Résultats de la simulation:

Des simulations d'un onduleur contrôlé par les trois différentes méthodes de contrôle de courant ont été réalisées avec Matlab/Simulink, afin d'évaluer les performances de la méthode prédictive proposée, par rapport aux schémas classiques. Les paramètres du système simulé sont : $V_{dc}=450$ v , $R=0.5 \Omega$, $L=10$ mH, et la force contre-électromotrice est sinusoïdale avec amplitude et fréquence fixes.



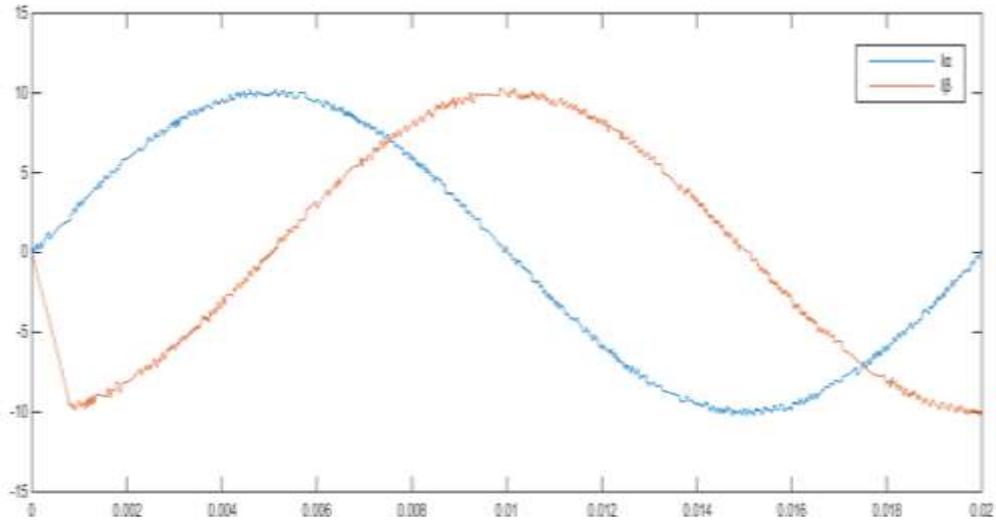


Figure.III.9. Résultats de la simulation pour un échelon du courant de référence i_a^* pour le prédictif contrôle actuel

comportement de couplage similaire entre i_α et i_β , et une réponse plus lente en raison de la dynamique des boucles de courant fermées. La réponse de la commande de courant prédictive proposée, pour le même test, est illustré à la Figure III.9.

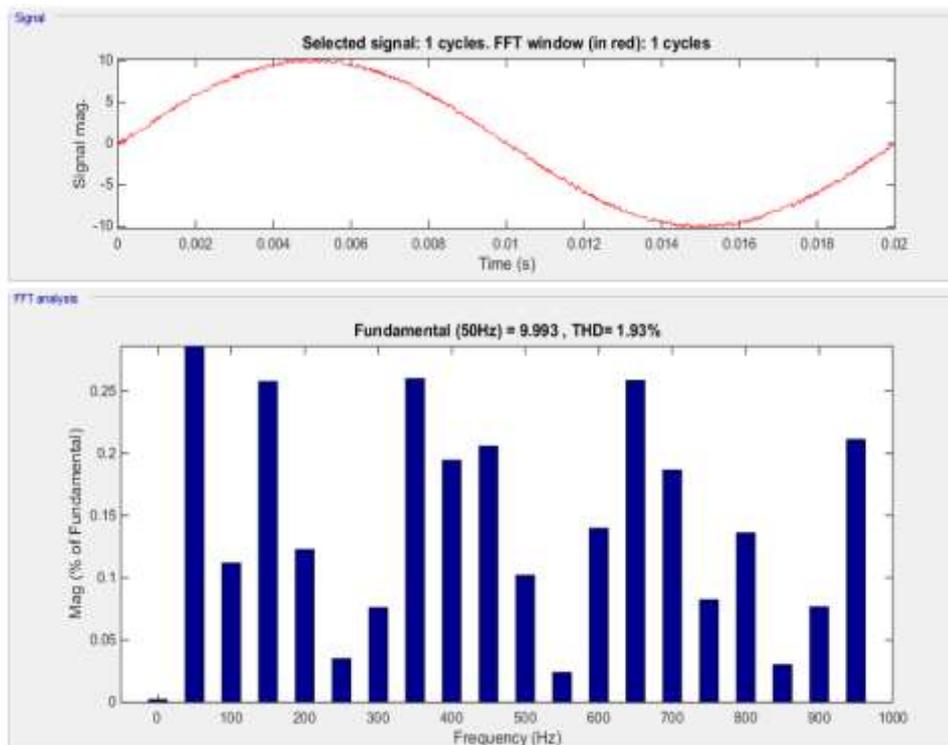


Figure. III.10. Spectre de tension de charge.

Enfin, la figure III.10 présente le spectre de fréquence obtenu avec le contrôle prédictif du courant. Le spectre de tension de la méthode proposée est caractérisé par des spectres discrets, bien que ces raies spectrales soient plus étalées sur la gamme de fréquences. Une explication possible à cela est le fait que le l'état de commutation de l'onduleur ne peut être modifié qu'une seule fois pendant chaque instant d'échantillonnage, la fréquence de commutation est donc limitée à 1/2 de la fréquence d'échantillonnage (f_s). Cependant, les états de commutation ne changent pas à chaque instant d'échantillonnage, donc la moyenne la fréquence de commutation est toujours inférieure à $f_s/2$. Les résultats montrent que la fréquence de commutation moyenne se concentre entre $f_s/5$ et $f_s/4$.

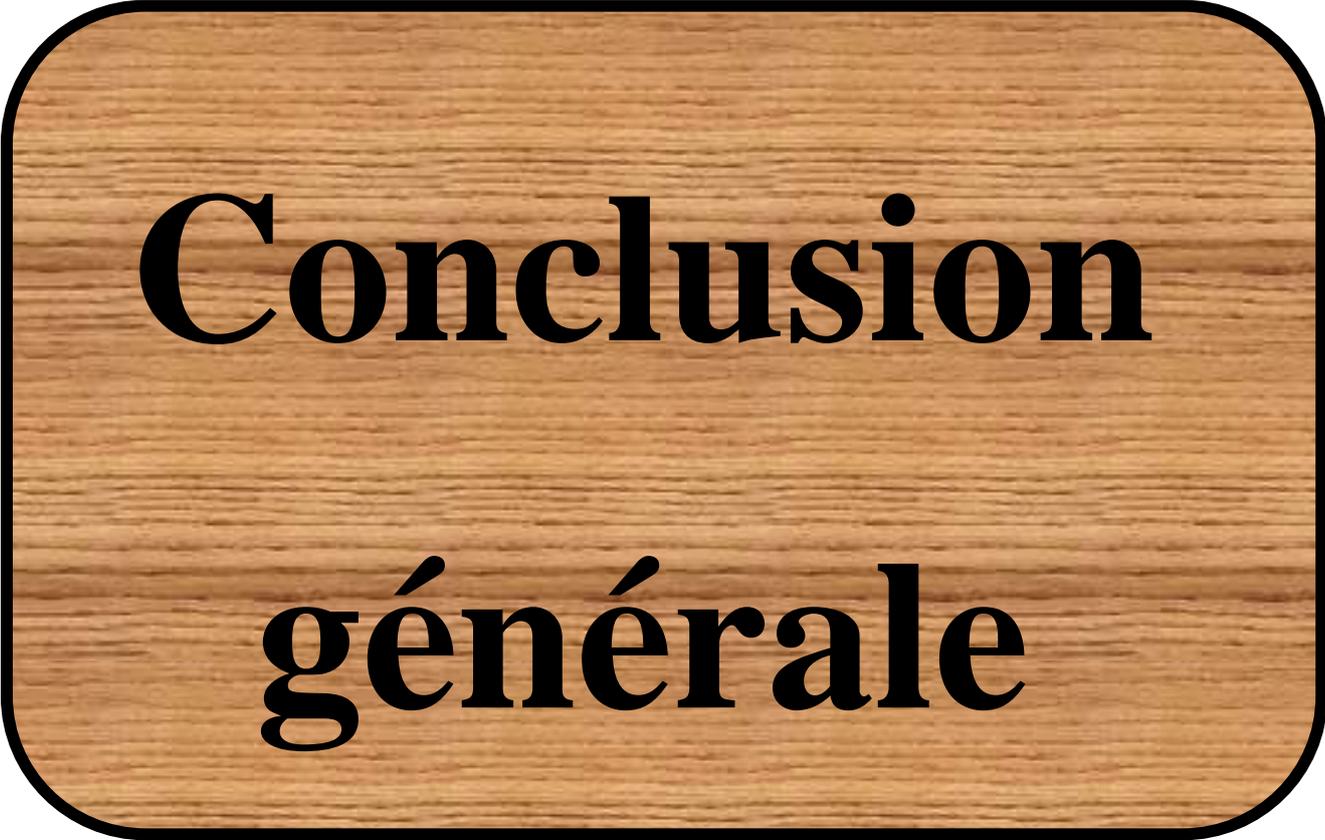
Conclusion :

Une stratégie de contrôle prédictif du courant et sa mise en œuvre pratique ont été présentées. Il a été montré que la méthode proposée contrôle très efficacement les courants de charge ayant une bonne réponse dynamique et se compare très bien avec les méthodes classiques.

De plus, il n'est pas nécessaire pour inclure tout type de modulateur. Les signaux d'entraînement pour le Les IGBT sont générés directement par la commande. En raison de l'importance du modèle utilisé pour la prédiction, le la robustesse de la méthode de contrôle a été étudiée pour les erreurs de les valeurs d'inductance de charge et de résistance du modèle. le L'effet de la résistance peut être négligé.

La performance de le contrôle se détériore si l'inductance estimée est inférieure à la valeur réelle, mais elle n'est presque pas affectée pour une surestimation valeur d'inductance. Cela rend préférable de surestimer un peu la valeur de l'inductance. La stratégie présentée dans cet article est très simple et puissante, et considère avantageusement la nature discrète du pouvoir convertisseurs et microprocesseurs. De plus, la puissance de calcul élevée des DSP actuels rend cette méthode très attrayant pour contrôler les convertisseurs de puissance.

Ces résultats montrent que le contrôle prédictif est un outil très puissant outil avec une approche conceptuelle différente qui ouvre de nouvelles possibilités de contrôle des convertisseurs de puissance. La méthode peut être appliqué sans modifications majeures à tout type de convertisseur et de variables à contrôler.



**Conclusion
générale**

Conclusion générale

L'onduleur double à 2 niveaux est une structure de convertisseur composée de deux onduleurs triphasés standard à 2 niveaux, des pièces largement commercialisées et fiables. Cela permet de construire ce type de convertisseur en utilisant des pièces standard, au lieu d'utiliser des composants sur mesure comme l'exigent d'autres convertisseurs multiniveaux. C'est un grand avantage du double onduleur à 2 niveaux contre les structures à diodes et à condensateur volant.

D'autre part, plus d'onduleurs doubles à 2 niveaux ne peuvent pas être mis en cascade pour augmenter le nombre de niveaux car cette connexion déterminera les courts-circuits entre les sources CC.

Ceci peut être considéré comme la limite principale du convertisseur. Par conséquent, le nombre maximal de niveaux de tension pouvant être produits sur les tensions de phase de charge est de 9.

L'onduleur double à 2 niveaux ne nécessite que deux sources DC isolées : cela représente à la fois un avantage et un inconvénient. Certes, dans de nombreuses applications, il est facile de créer deux sources isolées au lieu des trois ponts en H en cascade requis, mais l'isolation est si critique qu'il faut en tenir compte avec soin. En effet, un simple fluage de l'isolant laissant passer le courant homopolaire arrêtera le bon fonctionnement du convertisseur. Une conception soignée des panneaux et un placement correct des photocoupleurs peuvent garantir l'isolation requise.

Malgré cet inconvénient critique, le double onduleur à 2 niveaux est adapté à plusieurs applications. Tout d'abord, il peut être adopté dans les systèmes de traction automobile pour dépasser les limites de la puissance maximale encore présente. Dans les applications de traction industrielle, la tension maximale autorisée des bancs de batteries est limitée pour des raisons de sécurité. En Italie, cette limite est de 96 V. Dans d'autres applications de traction terrestre, la limite de tension maximale est imposée par le marché : le coût du MOSFET de puissance a son minimum pour les composants évalués à environ 150 V. Ces limites sur la tension, ainsi que la courant maximum autorisé par les interrupteurs, tracer les limites de la puissance d'entraînement. En effet, le double onduleur à 2 niveaux permet de mettre à niveau la puissance d'un variateur existant en exploitant les mêmes composants encore utilisés.

Conclusion générale

De plus, le partage de puissance, contrôlant les flux de puissance à travers les deux onduleurs, est utile pour équilibrer la décharge de la batterie et prolonger la durée de vie du variateur. Mais ce n'est pas le seul avantage que le partage du pouvoir peut offrir. Dans d'autres applications, le partage de l'alimentation peut être utilisé pour optimiser l'efficacité du système. C'est le cas de la propulsion navale hybride, où le double onduleur à 2 niveaux peut être alimenté par deux moteurs diesel qui fonctionnent toujours au maximum de leur efficacité. Lorsque la puissance requise est assez faible, un seul moteur et un seul onduleur fonctionneront. Lorsque la demande de puissance est élevée, les deux moteurs et les deux onduleurs fonctionneront. Dans ce cas, l'utilisation de la capacité de partage de puissance est possible pour fournir une puissance permettant aux moteurs diesel de fonctionner avec un rendement élevé.

Dernièrement, une troisième application a été trouvée : le double onduleur à 2 niveaux peut être utilisé comme filtre actif alimenté par des panneaux photovoltaïques. Le couplage entre le convertisseur et le réseau se fait par un transformateur à six fils d'un côté (convertisseur) et une connexion standard de l'autre (réseau).

Toutes ces applications font du double onduleur à 2 niveaux une structure intéressante à étudier. Plusieurs particularités doivent être examinées en profondeur et plusieurs autres caractéristiques doivent être trouvées et étudiées. Si l'enquête sur ce convertisseur se poursuit pendant le bon laps de temps, cela pourrait s'avérer être une bonne affaire à la fois dans le domaine scientifique et commercial.

Les résultats précédents montrent que le contrôle prédictif est un outil très puissant avec une approche conceptuelle différente qui ouvre de nouvelles possibilités pour contrôler les transducteurs. La méthode peut être appliquée sans changements significatifs à tout type de transformateur et de variables qui doivent être contrôlés.

Références

Références

- [1] pinard, “ convertisseurs et électronique de puissance et puissance de commande, description ”, mise en œuvre dunode, paris, isbn 978-10-049674-7, p116.
- [2] ls. guy, b. robert, labrique francis, les convertisseurs de l'électronique de puissance la conversion alternaif (volume 4). edition tec&doc, 1995.
- [3] t. wildi : electrotechnique, 3eme édition, éditions de boeck université (1999).
- [4] boukaroura abdelkader, « modélisation et diagnostic d'un onduleur triphasé par l'approche bond-graph », magister en électrotechnique, université ferhat abbas de sétif 2009
- [5] hanano fatiha- rouabah aicha- master académique-thème « modélisation et simulation d'un système photovoltaïque » le 09/06/2014.
- [6] benadel hani choudira messaoud, technique de commande d'un onduleur triphasé, projet de fin d'étude licence génie électrique .
- [7] f. labrique, g. séguier, r.bausière, “les convertisseurs de l'électronique de puissance” volume 4 : la conversion continu alternatif. editions lavoisier.
- [8] owen, edward l. (january–february 1996). "origins of the inverter". ieee industry applications magazine: history department. 2 (1): 64–66.
- [9],[10]s.fernandez, “comparaison des performances électriques d'un onduleur triphasé deux niveaux à commandes directes.et indirectes connecté au réseau,” thèse de doctorat, université lille 1, nord de france, 2013
- [11]ch.krishna kantha, p.deepthi sree, “analysis, simulation &comparison of various multilevel inverters using different.pwm strategies,” iosr journal of electrical and electronics engineering, vol. 9, no. 2, pp 54-65, 2014.
- [12]doctorat thèse de: alberto lega,"multilevel converters:dual two-level inverter scheme"université de bologne,2007,p58-p61.
- [13] ahmet m.hava russel j kerkman, thomas a.lipo carrier-based pwm-vsi overmodulation strategies : analysis, and design ieee transactions on power electronics vol .13, no, 4 july 1998.

Références

- [14] par morissanda kéit "techniques de commande des convertisseurs "université du québec,1999.
- [15]j. holtz, "pulsewidth modulation electronic power conversion," proceedings of the ieee, vol. 82, no. 8, pp. 1194–1214, august 1994.
- [16] m. p. kazmierkowski, r. krishnan, and f. blaabjerg, control in power electronics. academic press, 2002
- [17][18] j. rodr'iguez, j. pontt, c. silva et al. "predictive current control of a voltage source inverter," ieee transactions on industrial electronics, vol. 54, no. 1, pp. 495–503, february 2007.
- [19] Dellalou kheireddine ,"stratégies de commande des onduleurs multiniveaux (mli st et mli vectorielle)"université badji mokhtar- annaba ,p37,2019.

Resumé:

Cet Mémoire présente le contrôle prédictif du courant. La méthode est appliquée à la source de tension de l'onduleur. La méthode utilise un modèle de temps système discret pour prédire la valeur future du courant de charge pour tous les vecteurs de tension possibles créés par l'onduleur. Conséquences La méthode prédictive s'est avérée très efficace pour contrôler la charge actuelle et les performances sont très bonnes par rapport à la solution classique.

les mots clés:

le contrôle prédictif , de tension ,l'onduleur ,courant de charge ,les vecteurs de tension ,la solution classique.

Abstract :

This paper presents a predictive current control method and its application to a voltage source inverter. The method uses a discrete-time model of the system to predict the future value of the load current for all possible voltage vectors generated by the inverter. The results show that the predictive method controls very effectively the load current and performs very well compared with the classical solutions.

key words :

predictive control ,voltage , inverter,load current ,voltage vectors ,the classical solutions.

المخلص :

يقدم هذا البحث طريقة التحكم التنبؤية الحالية وتطبيقها على عاكس مصدر الجهد. تستخدم الطريقة نموذجاً زمنياً منفصلاً للنظام للتنبؤ بالقيمة المستقبلية لتيار الحمل لجميع نواقل الجهد الممكنة الناتجة عن العاكس. أظهرت النتائج أن الطريقة التنبؤية تتحكم بفعالية كبيرة في تيار الحمل وتعمل بشكل جيد جداً مقارنة بالحلول الكلاسيكية.

الكلمات المفتاحية :

التحكم التنبؤي , عاكس ,الجهد , تيار الحمل , نواقل الجهد , الحلول الكلاسيكية.