

Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la recherche scientifique

Université Abderrahmane MIRA bejaia

Département de Génie électrique

MEMOIRE

Présenté pour l'obtention du diplôme de

MASTER

Filière : génie électrique

Spécialité : électrotechnique

Option : commande des systèmes électriques

Par :

BEZHOUH TINHINANE

Thème

**Etude et stratégie de commande des convertisseurs modulaires
multi-niveaux**

Présenté par

M^{elle} Bezhouh Tinhinane

Encadré par

M^r Ghedamsi Kaci

Année Universitaire 2016-2017

Remerciement

*Je remercie en premier lieu, le bon **DIEU** qui ma donné le courage et la patience pour parvenir à terme de ce travail.*

*J'adresse vifs remerciements à mon encadreur **Mr GHEDAMSI** de me avoir encadré et orienté tout au long de ce travail, aussi pour son soutien au niveau moral.*

Je tiens à remercier profondément les membres de jury d'avoir accepté l'évaluation de notre travail et de m'avoir prêté leur précieux temps.

Je ne manque surtout pas de remercier tous les membres du département de génie électrique, mes enseignants.

Un grand merci à ma famille, pour leur soutien constant, leur présence et la confiance dont ils ont fait preuve.

Que toutes les personnes qui, d'une façon ou d'une autre, ma 'ont aidée par leurs conseils, leur soutien et leur présence tout au long de ce travail en soient ici vivement remerciées.

Dédicace

Je dédie ce modeste travail aux être les plus chères pour moi :

➤ *A ma mère, qui était toujours à mes coté et qui m'a toujours soutenue tout au long de ces années d'études, que j'ai pu accomplir avec succès.*

➤ *A mon père qui a quitté la vie et laissant ses souvenir*

Je demande à dieu d'avoir pitié et de pardonner mon père qui attendait ce moment pour partager ma joie.

➤ *A mes frère :Mustapha,Nourdin,Mehdi,Chabane.*

➤ *A ma sœur, Hakima.*

➤ *A toute la famille : BEZHOUH, et la famille HARRA en particulier mon cher oncle Ahmed et ma tante Saliha.*

➤ *A tous mes amis(es) : Hasssiba,Bahia Rachida et mes copines.....*

➤ *A toutes la promotion de Génie électrique 2017.*

| | |
|--|----|
| Liste des figures | |
| Liste des symboles et acronymes | |
| Introduction générale..... | 1 |
| Chapitre I :Généralités sur les structures Multiniveaux | |
| Introduction | 3 |
| I-1 Les composants semi-conducteurs utilisés | 3 |
| I-1-1 La diode | 3 |
| I-1-2 Le transistor IGBT | 3 |
| I-2 Les différentes structures des convertisseurs multiniveaux | 4 |
| I-2-1 Les ponts en H | 4 |
| I-2-1-1 Structure simple | 4 |
| I-2-1-2 Mise en série | 5 |
| I-2-2 Le convertisseur clampé par le neutre (NPC)..... | 6 |
| I-2-3 Le convertisseur clampé activement par le neutre (ANPC) | 6 |
| I-2-4 Le convertisseur multicellulaire série (FC) (Flying Capacitor)..... | 7 |
| I-2-5 Le convertisseur multicellulaire superposé (SMC) | 8 |
| I-2-6 Le convertisseur multicellulaire généralisé | 8 |
| I-3 Hiérarchie de classification des structures de conversion multiniveaux | 9 |
| I-4 Intérêt des convertisseurs statiques multiniveaux..... | 10 |
| I-5 Domaine d'applications | 10 |
| I-6 Le convertisseur multiniveaux modulaire | 11 |
| I-7 Les différentes sous-modules | 12 |
| I-7-1 Demi-ponts | 12 |
| I-7-2 Ponts dos-à-dos | 12 |
| I-7-3 Ponts en H..... | 12 |
| I-7-4 ponts superposés | 13 |
| I-8 Les composants de la structure MMC | 13 |
| I-9 Description et principe de fonctionnement de MMC | 13 |
| I-10 Etats de conduction de demi-ponts | 15 |
| I-11 Rôle des inductances | 16 |
| I-12 Avantages et inconvénients de la MMC..... | 17 |
| Conclusion..... | 17 |

Chapitre II: Modélisation de convertisseur modulaire multiniveaux

| | |
|--|----|
| Introduction | 18 |
| II-1.Modélisation de convertisseur modulaire multiniveaux | 18 |
| II-1-1.La conversion de modèle MMC | 18 |
| II-1-2.L'analyse de l'état stable des harmonique de MMC | 20 |
| II-1-3.Modèle moyen du MMC | 22 |
| II-1-4.Modèle dq du MMC | 25 |
| II-1-4-1.Modèle dq du courant d'une phase du MMC..... | 25 |
| II-1-4-2 Modèle dq du courant DC et courant circulant dans MMC | 26 |
| II-1-4-3. La tension du condensateur dans le modèle dq | 27 |
| Conclusion..... | 28 |

Chapitre III: Etude les différentes stratégies de commande des convertisseurs modulaire multiniveaux

| | |
|---|----|
| Introduction | 29 |
| III-1 Principe de fonctionnement de MMC | 29 |
| III-1-1 Structure et fonctionnement du sous module..... | 29 |
| III-1-2 Structure et fonctionnement d'un MMC monophasé | 29 |
| III-1-2-1 La tension est maximale..... | 30 |
| III-1-2-2 La tension décroît..... | 30 |
| III-1-3 Structure et fonctionnement d'un MMC triphasé..... | 30 |
| III-1-4 Etude des courants de bras | 31 |
| III-1-4-1Une composante continue | 31 |
| III-1-4-2 Un courant circulant..... | 31 |
| III-1-4-3 Une composante alternative | 31 |
| III-1-5 Structure de convertisseur modulaire multiniveaux | 31 |
| III-2 Les différentes stratégies de commande des convertisseurs modulaire multiniveaux..... | 33 |
| III-2-1 Modulation MLI sinusoïdale..... | 33 |
| III-2-1-1 Stratégies MLI multi-porteuses pour le MMC..... | 34 |
| III-3 Les caractéristiques de la modulation sinusoïdale | 38 |
| III-4 Principe d'états de commande | 38 |
| III-5 Avantages et inconvénients de cette technique..... | 39 |
| Conclusion..... | 39 |

Chapitre IV: Interprétation des résultats

Introduction 40

IV-1 Modèle de simulation 40

IV-2. Les conditions de simulation 40

IV-1 Les résultats de simulation 40

 IV-3-1 Les résultats de simulation pour le monophasé 41

 IV-3-2 Les résultats de simulation pour le triphasé 46

Conclusion 51

Conclusion générale 52

Chapitre I : Généralités sur les structures Multiniveaux

| | |
|--|----|
| Figure I-1 Diode | 3 |
| Figure I-2 Transistor IGBT | 4 |
| Figure I-3 Interrupteur bidirectionnel en courant..... | 4 |
| Figure I-4 Structure à pont en H à 3 niveaux | 5 |
| Figure I-5 Mise en série de 2 ponts en H | 5 |
| Figure I-6 Structure NPC à 3 niveaux | 6 |
| Figure I-7 Structure ANPC 3 niveaux..... | 7 |
| Figure I-8 Structure de FC à 3 niveaux | 7 |
| Figure I-9 Structure SMC n niveaux à p cellules et à 2 étages | 8 |
| Figure I-10 structure multicellulaire généralisée..... | 9 |
| Figure I-11 Base de hiérarchie de classification des convertisseurs multiniveaux | 9 |
| Figure I-12 Schéma du convertisseur multiniveaux modulaire | 11 |
| Figure I-13 sous module demi-pont | 12 |
| Figure I-14 sous module ponts dos-à-dos | 12 |
| Figure I-15 sous module ponts en H | 12 |
| Figure I-16 sous module ponts superposés | 13 |
| Figure I-17 Schéma d'un convertisseur modulaire multi-niveaux triphasé | 14 |
| Figure I-18 Configuration de sous module de MMC (demi-pont)..... | 15 |
| Figure I-19 Etas de conduction de chaque semi-conducteur d'un sous-module..... | 16 |
| Chapitre II : Modélisation de convertisseur modulaire Multiniveaux | |
| Figure II-1 Modèle de commutation de MMC..... | 18 |

Figure II-2 (a) Modèle de MMC avec une cellule de puissance dans chaque bras, (b) circulation de courant dans le modèle MMC 22

Chapitre III : Etude les différentes des stratégies de commande des convertisseurs modulaire multiniveaux

Figure III-1 Circuit équivalent de sous module32

Figure III-2 (a) Circuit équivalent de MMC monophasé à cinq niveaux. (b) Circuit équivalent de triphasé de MMC32

Figure III-3 Modulation MLI sinusoïdale33

Figure III-4 Agencement de la stratégie de PDPWM35

Figure III-5 Agencement de la stratégie de PODPWM36

Figure III-6 Agencement de la stratégie APOD37

Figure III-7 Agencement de la stratégie PSPWM38

Chapitre IV : Interprétation des résultats

Figure IV-1 Allure du tension au bornes de la charge $R_{ch}L_{ch}$ 41

Figure IV-2 Allure de courant qui passe par la charge $R_{ch}L_{ch}$ 41

Figure IV-3 Allure du tension de charge pour $f=25$ Hz , $r=0.85$42

Figure IV-4 Allure du tension de charge pour $f= 50$ Hz, $r=0.85$42

Figure IV-5 Allure du tension de charge pour $f=75$ Hz , $r=0.85$43

Figure IV-6 Allure de THD du tension de charge en fonction de l'indice de réglage pour $f= 50$ Hz43

Figure IV-7 Allure du courant de charge pour $f=25$ Hz , $r=0.85$ 44

Figure IV-8 Allure de courant du charge pour $f=50$ Hz , $r=0.85$ 44

Figure IV-9 Allure de courant du charge pour $f=75$ Hz , $r=0.85$ 45

Figure IV-10 Allure de THD de courant du charge en fonction de l'indice de réglage pour $f= 50$ Hz45

| | |
|--|----|
| Figure IV-11 Les allures des tensions du charge $R_{ch}L_{ch}$ $f=50$ Hz, $r=0.85$ | 46 |
| Figure IV-12 Les allures des courants du charge $R_{ch}L_{ch}$ $f=50$ Hz, $r=0.85$ | 47 |
| Figure IV- 13 Allure de tension du charge pour $f=25$ Hz, $r=0.85$ | 47 |
| Figure IV- 14 Allure de tension du charge pour $f=50$ Hz, $r=0.85$ | 48 |
| Figure IV- 15 Allure de tension du charge pour $f=75$ Hz, $r=0.85$ | 48 |
| Figure IV- 16 Allure de THD de tension du charge en fonction de l'indice de réglage pour $f=50$ Hz | 49 |
| Figure IV- 17 Allure de courant du charge pour $f=25$ Hz , $r=0.85$ | 49 |
| Figure IV- 18 Allure du courant de charge pour $f=50$ Hz , $r=0.85$ | 50 |
| Figure IV- 19 Allure de courant du charge pour $f=75$ Hz , $r=0.85$ | 50 |
| Figure IV- 20 Allure de THD de courant du charge en fonction de l'indice de réglage pour $f=50$ Hz..... | 51 |

symboles

| | |
|----------|---|
| V_{AK} | Tension au borne de la diode |
| V_{KE} | Tension au borne de transistor |
| V_K | Tension au borne de l'interrupteur bidirectionnel |
| V_{dc} | Tension de bus continu |
| V_S | Tension de sortie de convertisseur |
| V_0 | Tension d'alimentation |
| V_X | Tension au borne de chaque sous module |
| V_C | Tension au borne de condensateur |
| D, D_c | Respectivement la diode et la diode clampe |
| T | Transistor |
| I_{ak} | Courant qui passe par la diode |
| I_{KE} | Courant qui passe par le transistor |
| I_K | Courant qui passe par l'interrupteur bidirectionnel |
| I_S | Courant de sortie par le convertisseur |
| I_h | Courant aux demi-bras en haut |
| I_b | Courant aux demi-bras en bas |
| I_{dc} | Courant de bus continue |
| I_x | Courant d'un sous module |
| N | Nombre de sous module par phase |
| n | Nombre de sous module par bras |
| i_{ac} | Courant alternative |

Liste des symboles et acronymes

| | |
|---------------------|--|
| θ, φ | La position angulaire et le déphasage entre tension et courant |
| S | L'interrupteur bidirectionnel en courant |
| Sx | Fonction de commutation |
| Isom | Somme des courants de phase jambe |
| Is,li | Courant supérieur et le courant inférieur de bras |
| Ix | Courant de ligne AC |
| Vnm | Tension de mode commun entre le secteur neutre et le DC point médian |
| Icirx | Courant circulant entre la phase |
| I_{a1}, \emptyset | L'amplitude et la phase du harmonique fondamentale |
| I_{a2}, Θ | L'amplitude et la phase du 2 ^{ème} composante harmonique |
| d | Fonction de commutation moyenne du bras supérieur et inférieur. |
| I_{cx} | Courant moyen de condensateur |
| V_{cx} | Tension moyen de condensateur. |
| Lc | L'inductance de charge |
| Rc | Résistance du charge |
| L | L'inductance des modules |
| R | Résistance des modules |
| d_{dq} | Fonction de commutation moyenne dans DQ |
| I_{dq} | Courant de phase dans QD |
| I_{cirdq} | Courant circulant dans l'axe de DQ |
| K | L'indice de modulation |
| m_f | L'indice de modulation de fréquence |

| | |
|-------|--|
| m_a | L'amplitude de l'indice de modulation |
| A_r | L'amplitude de l'onde sinusoïdale de référence |
| A_c | L'amplitude de l'onde porteuse |
| f_r | Fréquence d'onde sinusoïdale de référence |
| f_p | Fréquence de l'onde porteuse |
| r | Coefficient de réglage |

Acronymes

| | |
|------|--|
| IGBT | Insulated gate bipolar transistor. |
| NPC | Le convertisseur clampé par le neutre |
| ANPC | Le convertisseur clampé activement par le neutre |
| FC | Convertisseur multicellulaire série (Flying Capacitor) |
| SMC | Le convertisseur multicellulaire superposé |
| MT | Moyenne tension |
| MMC | Le convertisseur modulaire multiniveaux (Modular Multilevel Converter) |
| SM | Sous-module |
| MLI | Modulation de Largeur d'Impulsions |
| MC | Multi-porteuse MLI |
| LS | Techniques de PWM à décalage de niveau |
| PS | Techniques de PWM à décalage de phase |
| PD | Disposition en phase |
| POD | Disposition d'opposition de phase |
| APOD | Disposition alternative d'opposition de phase |
| THD | Taux de distorsion harmonique |
| FFT | Transformée de fourier rapides |

Introduction générale

La progression impressionnante de la technologie en électronique a permis l'expansion des équipements électroniques partout, dans l'industrie, le champ militaire, le champ médical, le champ aérospatial, le divertissement, etc .. Nous vivons dans l'ère de l'électronique.

Un des domaines de l'électronique en développement est l'électronique de puissance qui traite et contrôle la circulation de l'énergie électrique ainsi que sa conversion pour fournir des tensions et des courants adéquats aux différents types de charges que l'on trouve dans différentes applications: sources d'énergie régulées, processus électrochimiques, compensateurs statiques d'énergie réactive, chauffages par induction, et la transmission d'énergie électrique en courant continu à haute puissance, etc ..[12]

Le convertisseur statique joue le rôle d'interface entre source d'énergie électrique et consommateur. Constitué d'interrupteurs de puissance, ses caractéristiques de base dépendent, de la source, du type d'interrupteurs utilisés, des applications dans lesquelles il est utilisé, même de sa topologie. C'est une matrice d'interrupteurs réalisant la relation de ses noeuds d'entrée à ses noeuds de sortie, permettant ainsi de contrôler le transfert d'énergie [7]

La topologie modulaire multiniveaux est une structure d'électronique de puissance construite par la mise en série de sous-modules identiques, composés chacun d'une cellule de commutation et d'un condensateur. Un tel système de conversion pouvant comporter un grand nombre de cellules permet d'augmenter le rendement global et la qualité des signaux en sortie. De plus, il permet d'utiliser des composants basse tension présentant un meilleur comportement dynamique et un rapport qualité-prix bien supérieur aux composants moyenne tension[4] Les convertisseurs modulaires multiniveaux ont un grand potentiel dans les applications à haute puissance [11].

Dans le premier chapitre, on va donner un aperçu sur les différentes structures multiniveaux utilisées dans le domaine de l'électronique, on va aussi présentée le convertisseur modulaire multiniveaux, et on finira par le principe de fonctionnement de la cellule, les avantages et les inconvénients de ce convertisseur.

Dans le deuxième chapitre, on va s'intéresser à la modélisation du convertisseur modulaire multiniveaux .

Dans le troisième chapitre, on va étudier les stratégies de commande de convertisseur modulaire multiniveaux, et on finira ce mémoire avec le chapitre quatre qui donnera les résultats de simulation pour l'application de ces stratégies de commande sur le convertisseur

modulaire multiniveaux et voir l'effet de la fréquence et de l'indice de réglage sur le contenu harmonique de courant et harmonique la tension.

Finalement, nous concluons ce travail par une conclusion générale en proposant quelques perspectives pour l'amélioration de ce travail.

Introduction

D'un point de vue historique, l'émergence des convertisseurs multiniveaux basés sur des composants de puissance tels que les thyristors et transistors commence à partir des années 60[1].

La première structure décrite est une mise en série de pont en H. puis dans la fin des années 70 est apparu le convertisseur clampé par le neutre (NPC), cette structure est considérée comme le premier convertisseur multiniveaux pour des applications de moyennes puissances. Depuis, de nombreuses études ont été proposées pour étudier ses propriétés et les évolutions possibles de cette structure.

Dans les années 90, les recherches vers de nouvelles structures se sont portées vers le convertisseurs multicellulaires série, aussi connu dans la littérature sous le nom de Flying Capacitor (FC).et c'est à la fin des années 90 qu'est né le convertisseur multicellulaire superposé, cette structure est une suite de la réflexion sur les convertisseurs multicellulaires série.

Ces structures peuvent être considérées comme les structures de base de la conversion multiniveaux[2].

I-1 Les composants semi-conducteurs utilisés

I-1-1 La diode : C'est un interrupteur à deux segments[6]:

-conditions d'amorçage : spontané dès que la tension appliquée v_{ak} croît jusqu'à zéro, On parle de blocage au zéro de tension ($v_{ak}=0$ et $(dv_{ak}/dt)>0$) ;

-conditions de blocage :spontané dès que le courant i_{ak} qui la traverse décroît jusqu'à zéro.n parle de blocage au zéro de courant.

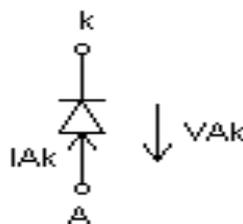


Figure I-1 Diode

I-1-2 Le transistor IGBT :C'est un interrupteur à deux segments commandable à la fermeture et à l'ouverture :

-condition d'amorçage : tension de commande $v_{GE} > 0$ et $v_{KE} > 0$.

-condition de blocage : tension de commande $v_{GE} = 0$.

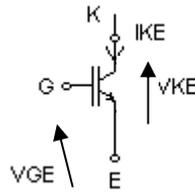


Figure I-2 Transistor IGBT

L'association des deux semi-conducteurs = interrupteur bidirectionnel en courant.

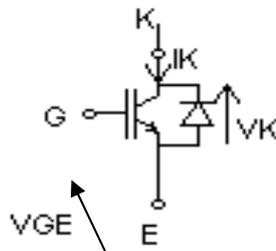


Figure I-3 Interrupteur bidirectionnel en courant.

$i_k > 0$, pris en charge par IGBT.

$i_k < 0$, pris en charge par la diode.

I-2 Les différentes structures des convertisseurs multiniveaux

I-2-1 Les ponts en H

Cette famille de structure de conversion est la première décrite dans la littérature comme une structure de conversion multiniveaux. En effet la mise en cascade de plusieurs structures à 2 niveaux permet d'avoir en sortie une forme d'onde de tension multiniveaux.

I-2-1-1 Structure simple

La structure de base est composée de cellules de commutation (Figure I-4), le principe pour avoir une forme d'onde de tension multiniveaux en sortie est d'agir sur la différence de potentiel entre les deux sorties des cellules de commutation (A et B).

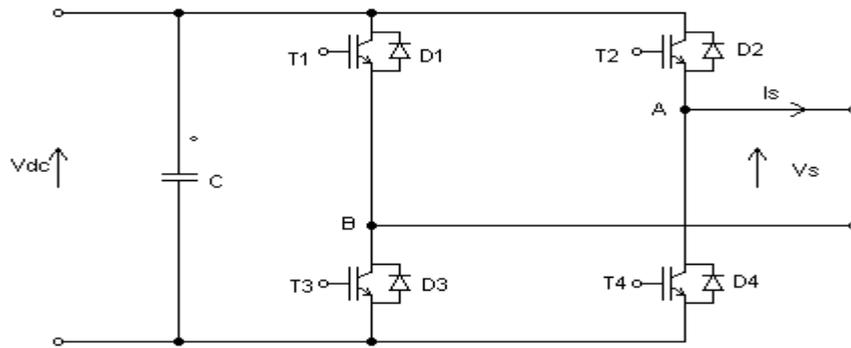


Figure I-4 Structure à pont en H à 3 niveaux

I-2-1-2 Mise en série

Un des intérêts de la structure à pont en H est de pouvoir réaliser une mise en série pour avoir en sortie une forme d'onde de tension multiniveaux. La disposition de deux ponts en H mis en série est montrée sur la (Figure I-5). Le point A d'un pont en H est relié au point B de l'autre et ainsi de suite si l'application met plus de 2 ponts en H en série. Ce type de conversion nécessite des sources de tension isolées les unes par rapport aux autres, cette structure est d'être performante au niveau de la tolérance de panne. Grâce aux nombreuses redondances pour réaliser les différents niveaux, en particulier quand le nombre de pont en H mis en série augmente, et donc les possibilités pour réaliser les différents niveaux sont nombreuses.

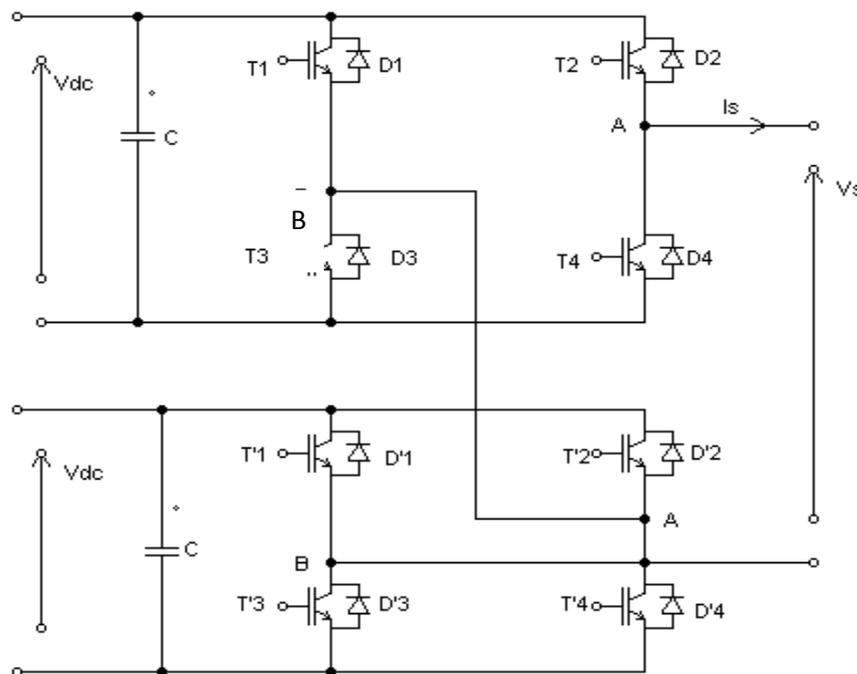


Figure I-5 Mise en série de 2 ponts en H

I-2-2 Le convertisseur clampé par le neutre (NPC)

Le NPC utilise une source de tension fractionnée et une association en série de n interrupteurs pour la génération d'une tension en sortie de $n+1$ niveaux 1. Une bonne répartition de la tension d'entrée aux bornes de chaque interrupteur à l'état bloqué est assurée par $2n-2$ diodes de clamp, connectées aux nœuds de la tension d'entrée fractionnée. Ces diodes assurent aussi une tension de blocage réduite aux bornes de chaque interrupteur, les pertes ne sont pas bien réparties dans les différents composants semi-conducteurs, ce qui peut provoquer un surdimensionnement du système ou entraîner des difficultés pour le refroidissement. La topologie NPC possède cependant un inconvénient majeur, à savoir l'équilibrage des tensions des condensateurs [3].

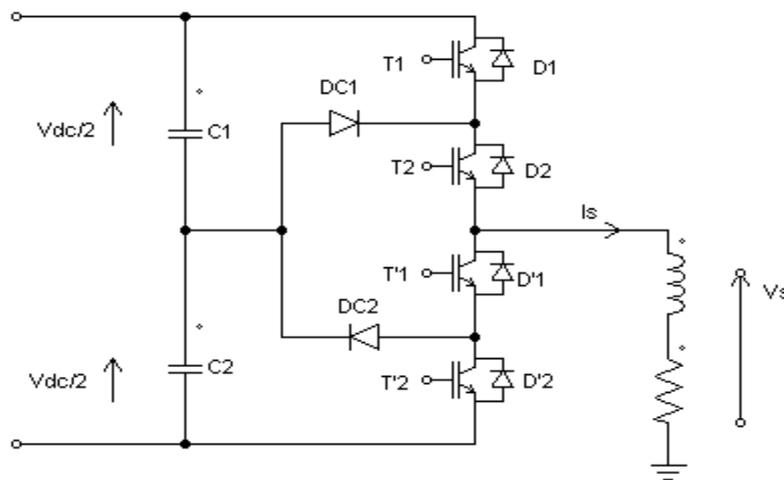


Figure I-6 Structure NPC à 3 niveaux

I-2-3 Le convertisseur clampé activement par le neutre (ANPC)

Une variante de la structure NPC : le convertisseur ANPC (Active-NPC). Dans cette structure, les diodes de clamp sont remplacées par des IGBT et diodes en parallèle. Ajouter des interrupteurs trois segments, composés d'IGBT en parallèle avec une diode, permet à cette structure d'avoir plusieurs modes de commande en fonction de la fréquence maximale de commande de l'interrupteur. L'avantage de cette structure par rapport au NPC est ainsi la possibilité de choisir le type de modulation pour équilibrer les pertes dans les semi-conducteurs. Quelle que soit la loi de commande, les pertes totales restent inchangées, mais leur répartition est différente et l'équilibrage est plus facile à réaliser [4].

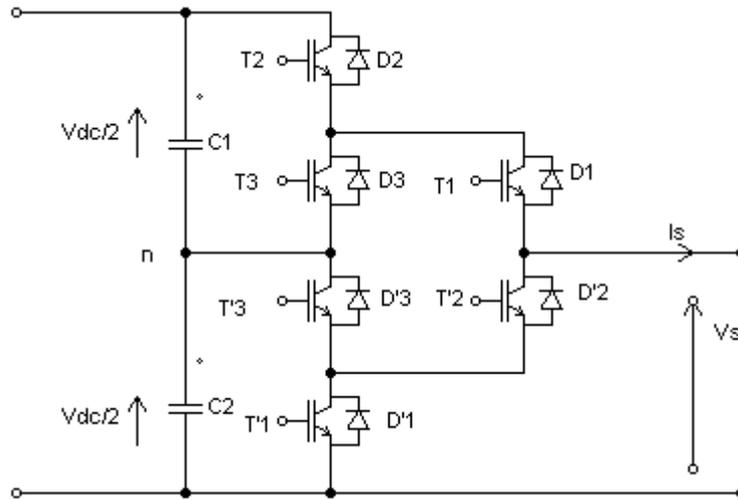


Figure I-7 Structure ANPC 3 niveaux

I-2-4 Le convertisseur multicellulaire série (FC) (Flying Capacitor)

Le principe du convertisseur multicellulaire série FC (Flying Capacitor) est la mise en série de cellule de commutation. Les cellules sont connectées entre elles par une source de tension. Ceci permet d'avoir une tension multiniveaux, ainsi que d'autres propriétés intéressantes qui sont rapidement rappelées. Ces sources de tension sont réalisées par des condensateurs flottants. L'avantage de cette structure est d'avoir une bonne qualité de la tension découpée en sortie [2].

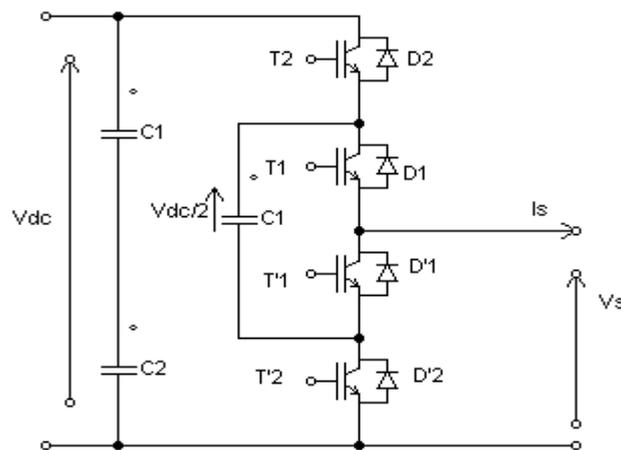


Figure I-8 Structure de FC à 3 niveaux

I-2-5 Le convertisseur multicellulaire superposé (SMC)

Cette structure est une évolution du convertisseur multicellulaire série. Ce convertisseur possède certaines propriétés du convertisseur FC, où les cellules sont connectées entre elles par des condensateurs flottants. Les onduleurs SMC sont caractérisés par leur nombre de cellules et d'étages. L'objectif avec cette structure est de proposer une alternative avec moins d'énergie stockée dans les condensateurs, donc avec des capacités moins puissantes, en vue d'une réduction de coût et d'encombrement [4].

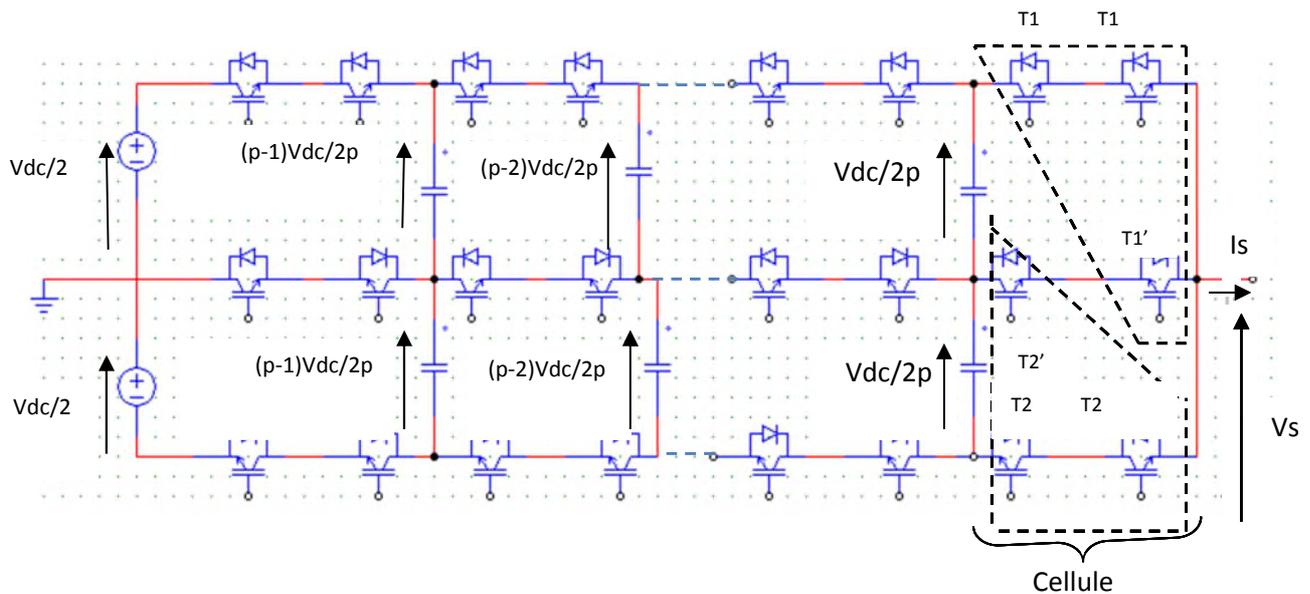


Figure I-9 Structure SMC n niveaux à p cellules et à 2 étages

I-2-6 Le convertisseur multicellulaire généralisé

Il est possible de considérer que les topologies NPC/ANPC et FC sont dérivées de la topologie multicellulaire généralisée (figure I-10). Cette topologie permet d'équilibrer naturellement chaque niveau de tension sans se soucier de la contrainte imposée par la charge, que ce soit de la conversion d'énergie active ou réactive. De plus, elle n'a pas besoin de circuit auxiliaire pour la commande. Il faut aussi noter que le rapport entre la tension du bus continu et la tension aux bornes de chaque interrupteur et capacité est de $n-1$, avec n le nombre de niveaux du convertisseur. Comme cette topologie est générique, tout nombre de niveaux peut être atteint [4].

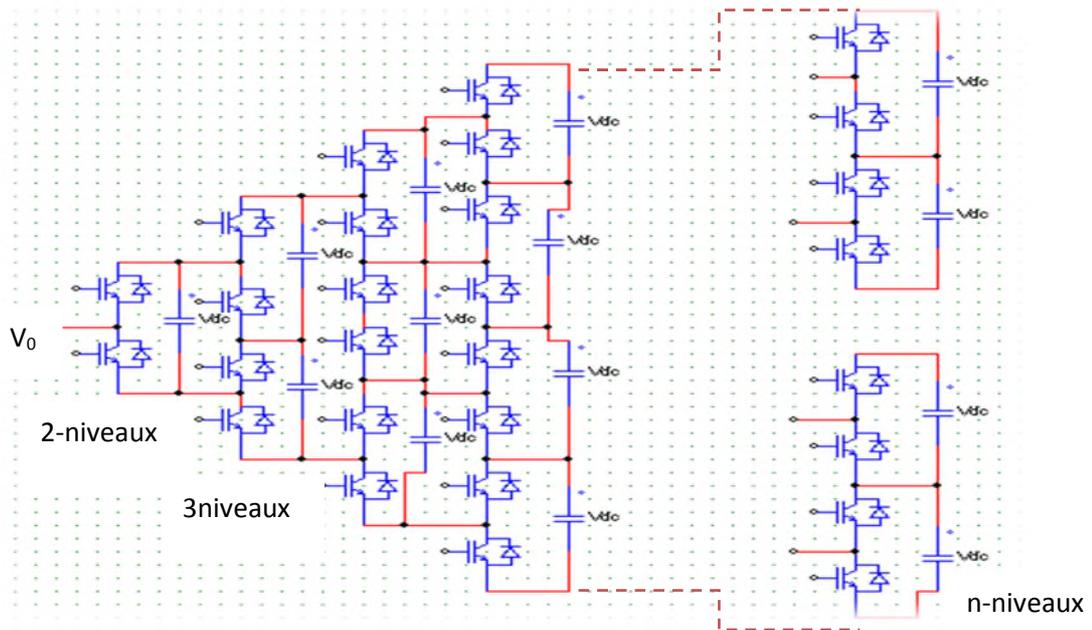


Figure I-10 structure multicellulaire généralisée

I-3 Hiérarchie de classification des structures de conversion multiniveaux

L'hierarchie de classification proposé est un angle de vue des structures de conversion multiniveaux, les structures présentées dans ce hiérarchie sont majoritairement des structures présentées précédemment. De plus, cette hiérarchie n'est pas bornée, de nouvelles structures peuvent encore être créées [2].

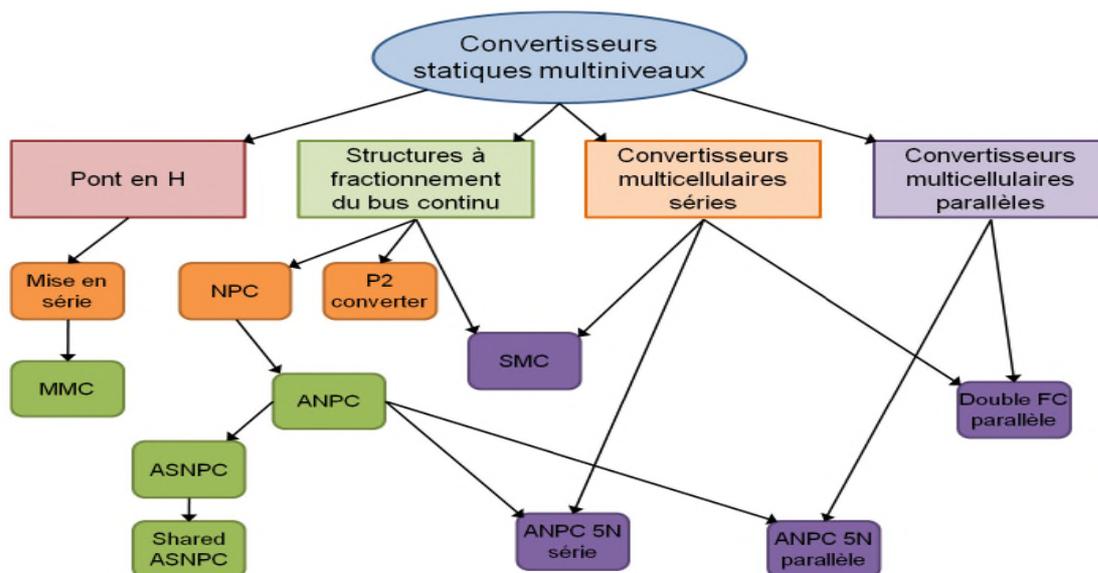


Figure I-11 Base de hiérarchie de classification des convertisseurs multiniveaux [2]

I-4 Intérêt des convertisseurs statiques multiniveaux

Un convertisseur statique est dit « multiniveaux » lorsqu'il génère une tension découpée de sortie composée d'au moins trois niveaux. Ce type de convertisseur présente essentiellement deux avantages. D'une part les structures multiniveaux permettent de limiter les contraintes en tension subies par les interrupteurs de puissance : chaque composant, lorsqu'il est à l'état bloqué, supporte une fraction d'autant plus faible de la pleine tension de bus continu que le nombre de niveaux est élevé. D'autre part, la tension de sortie délivrée par les convertisseurs multiniveaux présente d'intéressantes qualités spectrales. Le fait de multiplier le nombre de niveaux intermédiaires permet de réduire l'amplitude de chaque front montant ou descendant de la tension de sortie. L'amplitude des raies harmoniques est par conséquent d'autant moins élevée. Dans le cas plus précis d'un fonctionnement en modulation de largeur d'impulsion, le recours à un convertisseur multiniveaux associé à une commande judicieuse des composants de puissance permet en outre de supprimer certaines familles de raies harmoniques [5].

I-5 Domaine d'applications

En forte puissance, avec l'introduction de l'électronique de puissance, le convertisseur multiniveaux fonctionnant en moyenne tension (MT) est un sujet d'étude récurrent pour la communauté scientifique et chez les industriels :

- ✓ En traction et en entraînement : train, véhicule électrique, propulsion marine ;
- ✓ En démarreur et en variateur en basse vitesse : pompage, ventilation, chauffage, compression [4]
- ✓ Application dans le domaine de l'alimentation des machines électriques :

Dans les applications industrielles, les machines électriques de moyenne et fortes puissances nécessitent une alimentation à moyenne tension l'utilisation des convertisseurs multiniveaux dans ce cas est aussi mieux adaptée. Dans de tels systèmes, les semi-conducteurs n'y supportent qu'une faible tension, par rapport à celle exigée par la machine. La qualité de la tension en termes d'harmonique est meilleure, réduisant ainsi les effets néfastes sur la durée de vie de la machine et celle du réseau éventuel qui l'alimente. En plus à partir de cellules de petite tension (comme des batteries, des piles à combustible ou des cellules photovoltaïques), il devient possible d'alimenter une machine à moyenne tension.

- ✓ Application dans le domaine des réseaux électriques, Parce qu'ils peuvent fournir une moyenne ou une haute tension, les convertisseurs multiniveaux sont aussi adaptés pour

l'amélioration de la qualité de la tension des réseaux électriques, Notamment sur les lignes de transmission de longue distance, il est souvent nécessaire de compenser la puissance réactive. Lorsqu'ils sont contrôlés de façon adéquate, les convertisseurs multiniveaux offrent dans ce cas, la possibilité de régler l'amplitude de la tension et son déphasage, mais aussi l'impédance de la ligne de transmission. Ils peuvent donc jouer le rôle de compensateurs statiques [7].

I-6 Le convertisseur multiniveaux modulaire

En anglais MMC (Modular Multilevel Converter) cette topologie peut être considérée comme une variante de la mise en série de ponts en H. Néanmoins cette structure possède beaucoup d'avantages. Tout d'abord contrairement à la mise en série de ponts en H, les sources de tension isolée sont remplacées par des condensateurs flottants, qui possèdent la propriété d'auto-équilibrage dans certaines conditions. Comme pour la mise en série de ponts en H, la structure est composée d'une mise en série de sous-modules. Cette fois ci, les sous-modules sont réalisés par une unique cellule de commutation placée aux bornes d'un condensateur flottant (Figure I-12). Les inductances en sortie sont placées pour limiter le courant alternatif en cas de défaillance ou de court-circuit [2].

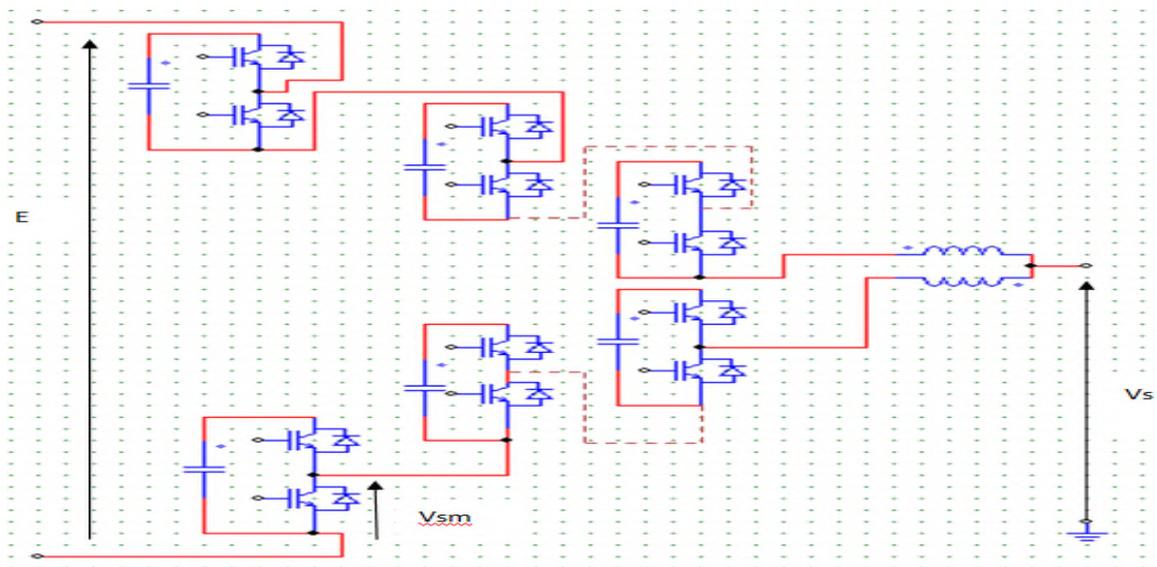


Figure I-12 Schéma du convertisseur modulaire multiniveaux

I-7 Les différentes sous-modules

I-7-1 Demi-ponts

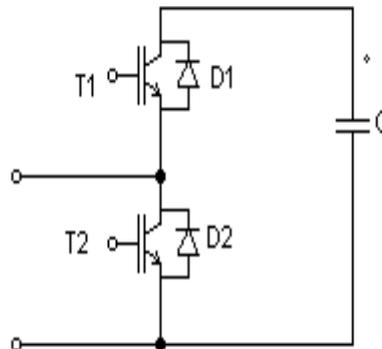


Figure I-13 Sous module demi-pont

I-7-2 Ponts dos-à-dos

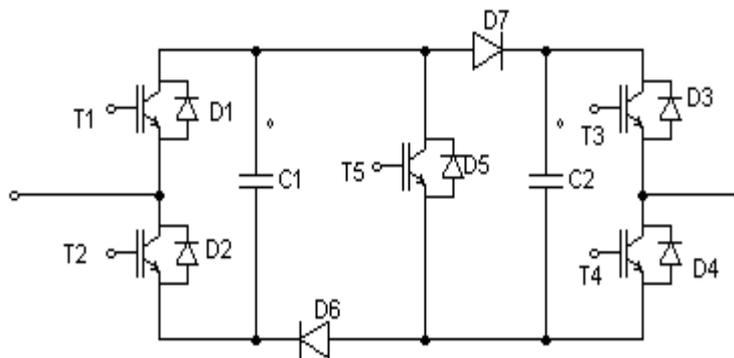


Figure I-14 Sous module ponts dos-à-dos

I-7-3 Ponts en H

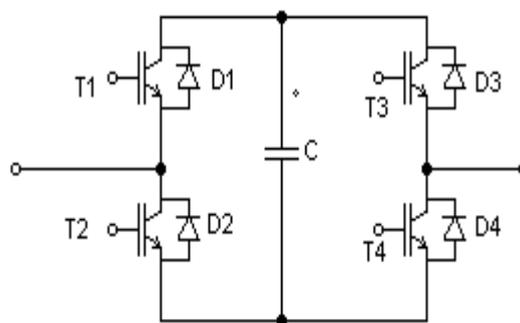


Figure I-15 sous module ponts en H

I-7-4 ponts superposés

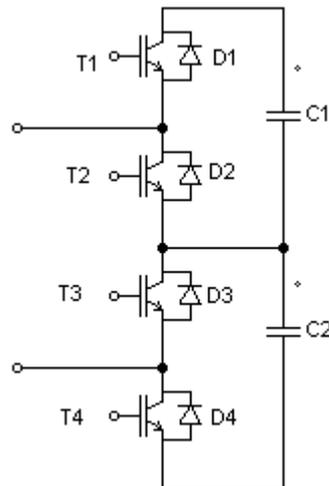


Figure I-16 Sous module ponts superposés [4]

I-8 Les composants de la structure MMC

La structure typique d'une MMC, représentée sur la Figure (I-17), peut être résumée en 3 niveaux:

- I. sous-modules SM
- II. Bras (deuxième niveau du convertisseur, la moitié de la phase jambe).
- III. Jambe (peut être considéré comme une phase) [8].

I-9 Description et principe de fonctionnement de MMC

La structure typique d'une MMC est représentée sur la Figure (I-17) et la configuration d'un sous-module (SM) c'est demi-pont est donné à la Figure (I-18). Chaque segment de phase du convertisseur comporte deux bras, chacun constitué d'un nombre N de SM. Dans chaque bras il ya aussi une petite inductance pour compenser la différence de tension entre les bras supérieurs et inférieurs [8].

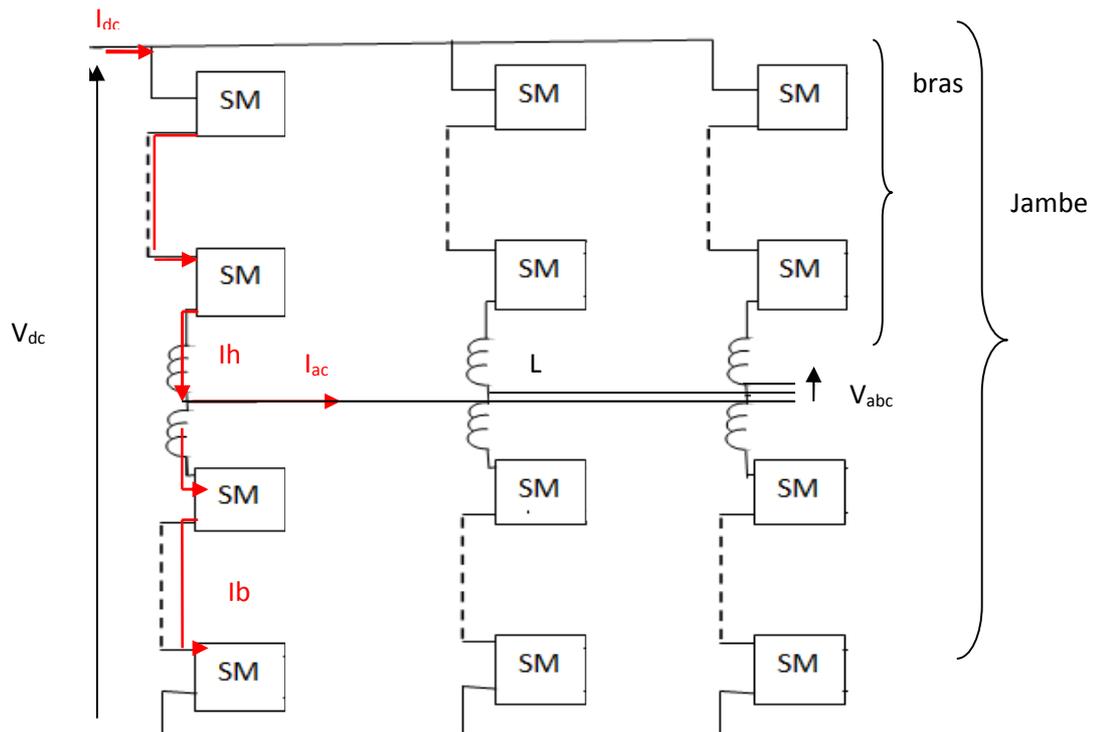


Figure I-17 Schéma d'un convertisseur modulaire multi-niveaux triphasé [4].

Illustre un convertisseur basé sur la topologie MMC avec n SM par demi-bras. Ainsi, l'onduleur peut générer $n+1$ niveaux de tension en sortie par rapport à la référence au point neutre. En particulier, la tension moyenne aux bornes du condensateur dans chaque sous-module

$$V_C = \frac{V_{dc}}{n}$$

Où V_{dc} est la tension du bus continu. Quant à la tension régissant chaque semi-conducteur, elle est liée à la tension du condensateur. Dès lors, il sera crucial de bien contrôler la tension de tous ces condensateurs pour qu'il n'y ait pas de variation brusque de tension aux bornes des composants actifs, et que la tension de fonctionnement soit bien inférieure à leur calibre en tension.

L : représente l'inductance du bras, à travers laquelle les courants internes d'un bras d'onduleur sont symbolisés par I_h et I_b correspondant respectivement aux demi-bras en haut et en bas.

Les composants actifs sont notés respectivement I1 et I2 pour les IGBT et D1 et D2, et V_x désigne la tension modulée en sortie de chaque sous-module. Les courants internes dans chaque phase s'expriment de façon générale dans les expressions suivants, en considérant que tous les composants sont symétriques, avec I_{dc} et i_{ac} respectivement les courants continue et alternative. Nous notons ici que I_{ac} correspond à l'amplitude de i_{ac} , θ la position angulaire et φ au déphasage entre tension et courant [4].

$$I_h(\theta) = \frac{I_{dc}}{3} + \frac{i_{ac}(\theta)}{2} = \frac{I_{dc}}{3} + \frac{I_{ac} \sin(\theta - \varphi)}{2}$$

$$I_b(\theta) = \frac{I_{dc}}{3} - \frac{i_{ac}(\theta)}{2} = \frac{I_{dc}}{3} - \frac{I_{ac} \sin(\theta - \varphi)}{2}$$

I-10 Etats de conduction de demi-ponts

On trouve le plus souvent la topologie MMC composée de demi-ponts, les deux interrupteurs de cette cellule sont commandés par des signaux complémentaires et présentent deux états actifs [4]

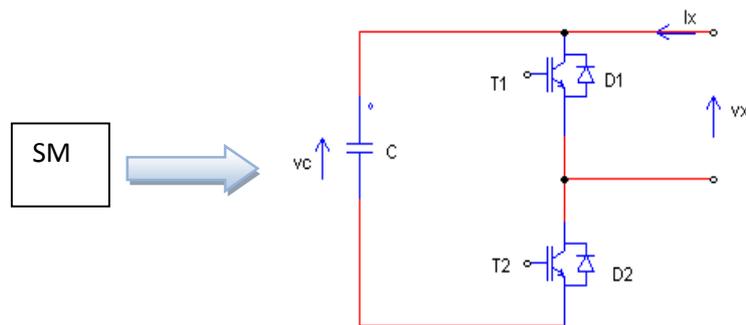
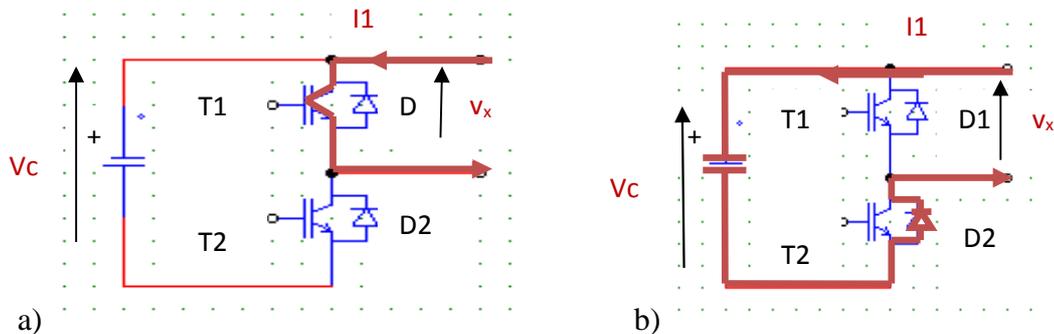


Figure I-18 Configuration de sous module de MMC (demi-pont).

Courant positif

$I_h > 0$



Courant négatif (inverse)

$$I_h < 0$$

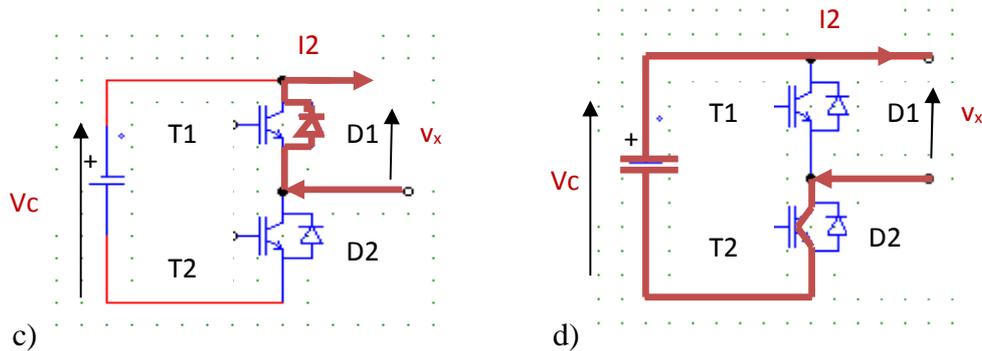


Figure I-19 Etas de conduction de chaque semi-conducteur d'un sous-module[11]

| <i>T1</i> | <i>T2</i> | <i>D1</i> | <i>D2</i> | <i>Vx</i> | <i>Ix</i> |
|-----------|-----------|-----------|-----------|-----------|-----------|
| 1 | 0 | 0 | 1 | <i>Vc</i> | + |
| 0 | 1 | 1 | 0 | 0 | - |

La configuration avec T1 et T2 ouvert ne doit pas être envisagé, car il Détermine un court-circuit à travers le condensateur.

En outre la configuration avec T1 et T2 les deux fermée est pas utile car elle produit des tensions de sortie différentes en fonction de Courant [8].

I-11 Rôle des inductances

Les principales raisons de l'utilisation de l'inductance sont résumées dans les points suivants (figure I-17):

- La limitation du courant lorsque le circuit intermédiaire est monté en parallèle avec un ou plusieurs modules prenant une partie de la tension appliquée aux condensateurs.
- le remplacement d'une inductance du côté du courant alternatif, en raison du fait que l'inductance du bras peut Contribuent au filtrage du courant alternatif.
- La limitation du courant dans le cas d'un défaut dans le circuit intermédiaire.
- Limitation du courant circulant entre les jambes, comprenant des harmoniques supérieures, principalement la deuxième [9].

I-12 Avantages et inconvénients de la MMC

► Les avantages

- Il n'est pas nécessaire de disposer de filtres en vrac au l'économie d'espace en raison de la faible teneur en le courant produit.
- Changement pas à pas dans la réduction de la tension de sortie l'interférence électromagnétique (EMI).
- Construction mécanique simple par rapport à d'autres topologies à niveaux multiples, par exemple convertisseurs clampé par le neutre (NPC).
- La construction mécanique simple permet d'augmenter facilement le nombre de niveaux.
- Tensions basse pour semi-conducteurs, très avantageux pour les applications à haute tension.
- L'inductance du bras, nécessaire pour limiter le courant aux pas de tension, est également utilisé pour le filtrge.

► Les inconvénients

- Contrôle supplémentaire pour l'équilibrage de tension des condensateurs .
- Besoin de protection en cas de panne de semi-conducteurs dans un module. L'énergie stockée dans le module Condensateur sera libéré conduisant à l'explosion.
- L'inductance du bras est le filtre interne du convertisseur.
- Pour les applications à courant élevé, la chute de tension l'inductance du bras peut être significative et peut provoquer des pertes de puissance réactive [10].

Conclusion

Dans ce chapitre nous avons présenté les différentes structures multiniveaux qui sont développées suite à la limitation des composants semi-conducteurs, l'utilisation des structures de conversion multiniveaux connaît une croissance pour les applications moyenne tension et forte puissance, les structures multiniveaux permettent de limiter les contraintes en tension subies par les interrupteurs de puissance et la tension de sortie délivrée par les convertisseurs multiniveaux présente d'intéressantes qualités, les structures présentées précédemment peuvent être considérées comme des structures de base.

Le chapitre suivant c'est la modélisation des différentes structures convertisseurs.

Introduction

Après avoir présenté les différentes structures des convertisseurs multiniveaux au chapitre précédent nous avons choisi le convertisseur modulaire multiniveaux, des efforts importants ont été consacrés à la modélisation de la MMC et à l'analyse du comportement du circuit du convertisseur, différentes approches de modélisation pour le convertisseur modulaire multiniveau (MMC) ont été réalisées dans la littérature on s'intéresse à sa modélisation.

II-1 Modélisation de convertisseur modulaire multiniveaux

II-1-1 La conversion de modèle MMC

Pour comprendre le fonctionnement de ce convertisseur il est nécessaire d'écrire les équations de courant et de tension pour le sous module, pour les bras et pour les phases.

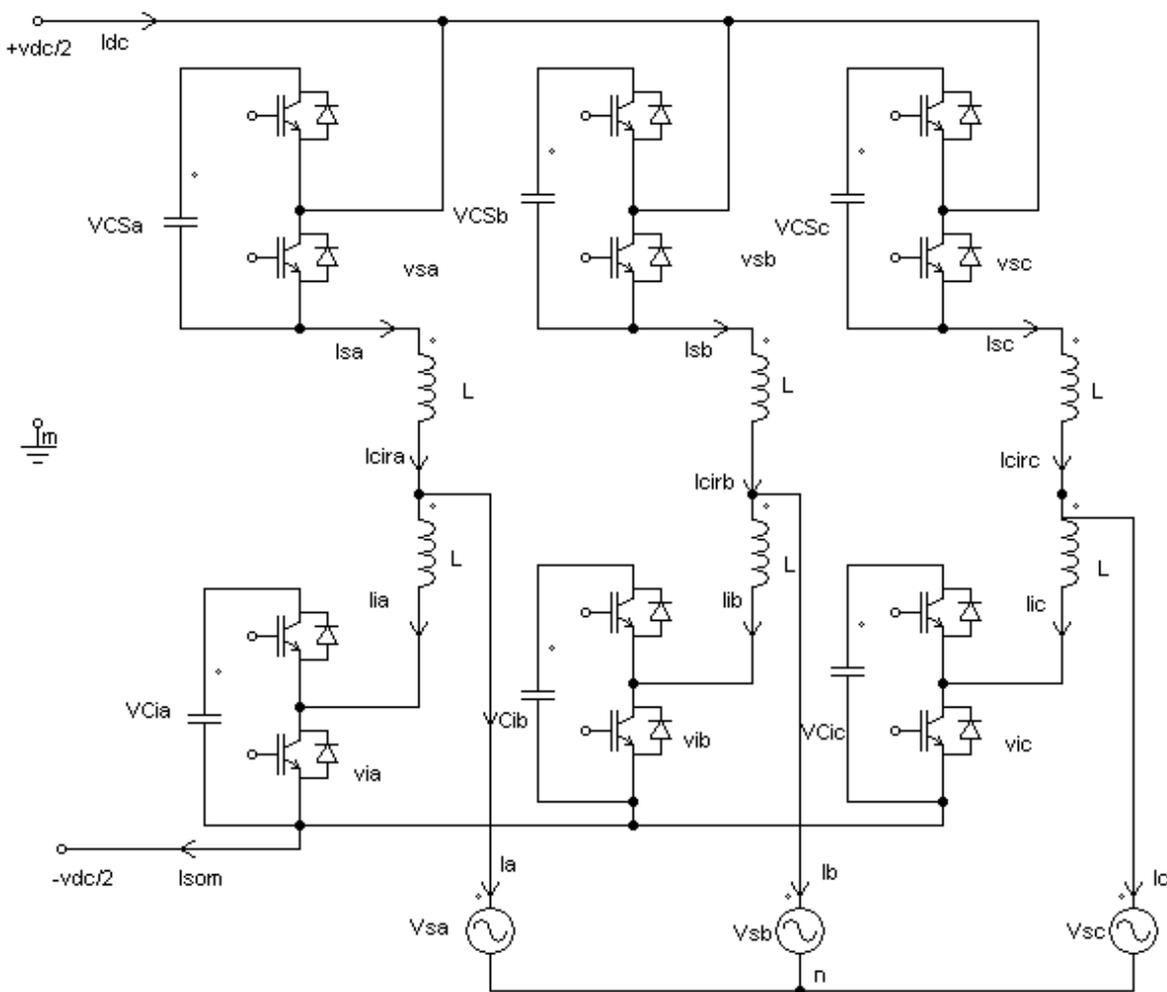


Figure II-1 Modèle de commutation de MMC

Le S_{sx} et S_{ix} sont défini comme étant des fonctions de commutation qui peuvent être '1' ou '0', Où x est un identificateur de phase donnée par (2-1).

$$S_{sx} = \begin{cases} 1 \text{ l'état de bras active} \\ 0 \text{ l'état de bras desactive} \end{cases} \quad (2-1)$$

En utilisant un état de transformation variable intermédiaire comme dans (2-2) et (2-3), les nouvelles variables d'état peuvent être obtenues comme la somme des courants de phase, intitulée "som courant ", et la soustraction du courant supérieur et le courant inférieur de bras, ce qui donne les courants de ligne. Ces courants sont variables d'états intermédiaires très importants qui aideront dériver un courant continu de la ligne des équations actuelles.

$$I_{somx} = I_{sx} + I_{ix} \quad (2-2)$$

$$I_x = I_{sx} - I_{ix} \quad (2-3)$$

Sous l'hypothèse (2-4), l'équation de courant continu peut être dérivée en utilisant la lois du nœud comme montré dans (2-5),

$$I_{dc} = \sum_{x=a,b,c} I_{sx} = \frac{1}{2} \sum_{x=a,b,c} (I_{somx} + I_x) = \frac{1}{2} \sum_{x=a,b,c} I_{somx} \quad (2-4)$$

$$I_a + I_b + I_c = 0 \quad (2-5)$$

Les équations de courant de ligne AC peuvent être exprimées comme indiqué dans (2-6), la tension de mode commun entre le secteur neutre et le DC point médian est donnée par (2-7)

$$\frac{d}{dt} I_x = \frac{(S_{ix} * v_{ix} - S_{sx} * v_{sx}) - 2v_{nm} - 2v_{sx}}{L} \quad (2-6)$$

$$v_{nm} = \frac{1}{6} [\sum_{x=a,b,c} (S_{ix} * v_{ix} - S_{sx} * v_{sx})] \quad (2-7)$$

Grâce à l'opération intrinsèque de la MMC, il existe le courant circulant entre la phase sans se jeter dans le bus DC ou les lignes à courant alternatif, leur équation est dérivée par l'équation de maille à travers le chemin courant circulant comme indiqué ci-dessous :

$$\frac{d}{dt} I_{cirx} = \frac{1}{6L} [\sum_{x=a,b,c} (S_{sx} * v_{sx} + S_{ix} * v_{ix}) - 3(S_{sx} * v_{sx} + S_{sx} * v_{sx})] \quad (2-8)$$

Enfin, les pleins rangs équations actuelles pour le modèle d'espace-état de la MMC sont donnés en (2-9)

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} I_{dc} = \frac{1}{2L} [3v_{dc} - \sum_{x=a,b,c} (S_{sx} * v_{sx} + S_{ix} * v_{ix})] \\ \frac{d}{dt} I_a = \frac{(S_{ia} * v_{ia} - S_{sa} * v_{sa}) - 2v_{nm} - 2v_{sa}}{L} \\ \frac{d}{dt} I_b = \frac{(S_{ib} * v_{ib} - S_{sb} * v_{sb}) - 2v_{nm} - 2v_{sb}}{L} \\ \frac{d}{dt} I_{cira} = \frac{1}{6L} [\sum_{x=a,b,c} (S_{sx} * v_{sx} + S_{ix} * v_{ix}) - 3(S_{sa} * v_{sa} + S_{ia} * v_{ia})] \\ \frac{d}{dt} I_{cirb} = \frac{1}{6L} [\sum_{x=a,b,c} (S_{sx} * v_{sx} + S_{ix} * v_{ix}) - 3(S_{sb} * v_{sb} + S_{ib} * v_{ib})] \end{cases} \quad (2-9)$$

L'expression pour les courants supérieur et inférieur avec des nouvelles variables peut être dérivée en utilisant la matrice de transition inverse est donnée par (2-10).

$$\begin{cases} I_{sx} = \frac{I_{dc}}{3} + \frac{I_x}{2} + I_{cirx} \\ I_{ix} = \frac{I_{dc}}{3} - \frac{I_x}{2} + I_{cirx} \end{cases} \quad (2-10)$$

La tension du condensateur du module peuvent être finalement dérivés par (2-11) et (2-12).

$$\frac{d}{dt} v_{sx} = \frac{1}{c} S_{sx} * I_{sx} \quad (2-11)$$

$$\frac{d}{dt} v_{ix} = \frac{1}{c} S_{ix} * I_{ix} \quad (2-12)$$

Pour le cas de plus d'un module par bras (cas à plusieurs niveaux), le modèle peut être étendu comme illustré ci-dessous.

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} I_{dc} = \frac{1}{2L} [3v_{dc} - \sum_{x=a,b,c} \sum_{i=1}^n (S_{sxi} * v_{sxi} - S_{ixi} * v_{ixi})] \\ \frac{d}{dt} I_a = \frac{\sum_{i=1}^n (S_{iai} * v_{iai} - S_{sai} * v_{sai}) - 2v_{nm} - 2v_{sa}}{L} \\ \frac{d}{dt} I_b = \frac{\sum_{i=1}^n (S_{ibi} * v_{ibi} - S_{sbi} * v_{sbi}) - 2v_{nm} - 2v_{sb}}{L} \\ \frac{d}{dt} I_{cira} = \frac{1}{6L} [\sum_{x=a,b,c} \sum_{i=1}^n (S_{sx} * v_{sx} + S_{ix} * v_{ix}) - 3 \sum_{i=1}^n (S_{sa} * v_{sa} + S_{ia} * v_{ia})] \\ \frac{d}{dt} I_{cirb} = \frac{1}{6L} [\sum_{x=a,b,c} \sum_{i=1}^n (S_{sx} * v_{sx} + S_{ix} * v_{ix}) - 3 \sum_{i=1}^n (S_{sb} * v_{sb} + S_{ib} * v_{ib})] \\ \frac{d}{dt} v_{sxi} = \frac{1}{c} S_{sxi} * I_{sx} \\ \frac{d}{dt} v_{ixi} = \frac{1}{c} S_{ixi} * I_{ix} \end{cases} \quad (2-13)$$

où $i = 1, \dots, n$, est le nombre de modules et V_{nm} est définie à partir de (2-7).

II-1-2 L'analyse de l'état stable des harmoniques de MM

Comme est représenté dans l'équation (2-10), dans MMC le courant de bras supérieur et inférieur dans la phase A peut être écrit:

$$I_{sa} = \frac{I_{dc}}{3} + \frac{I_{a1} * \cos(wt + \phi)}{2} + I_{a2} * \cos(2wt + \theta) \quad (2-14)$$

$$I_{ia} = \frac{I_{dc}}{3} - \frac{I_{a1} * \cos(wt + \phi)}{2} + I_{a2} * \cos(2wt + \theta)$$

Où I_{dc} est le courant continu, I_{a1} et ϕ sont l'amplitude et la phase de la composante fondamentale et le composant I_{a2} et θ sont l'amplitude et la phase du 2^{ème} harmonique. La fonction de commutation moyenne du bras supérieur et inférieur de MMC en forme générale sont donnée par:

$$\begin{cases} d_{sa} = \frac{1}{2} - D_s * \cos(\omega t + \psi) \\ d_{ia} = \frac{1}{2} + D_i * \cos(\omega t + \psi) \end{cases} \quad (2-15)$$

D_s , D_i sont défini comme étant de fonction de commutation du bras supérieur et de bras inférieur.

Le courant moyen de condensateur du bras supérieur sera donné par :

$$I_{csa} = d_{sa} * I_{sa} \quad (2-16)$$

Par remplacement (2-14) et (2-15) à (2-16), on obtient le courant moyen de condensateur comme suit :

$$I_{csa} = \frac{I_{dc}}{6} - \frac{D_s * I_{a1} * \cos(\psi - \theta)}{4} - \frac{D_s * I_{dc} * \cos(\omega t + \psi)}{3} + \frac{I_{a1} * \cos(\omega t + \theta)}{4} - \frac{D_s * I_{a2} * \cos(\omega t + \theta - \psi)}{2} - \frac{D_s * I_{a1} * \cos(2\omega t + \psi + \theta)}{4} + \frac{I_{a2} * \cos(2\omega t + \theta)}{2} - \frac{D_s * I_{a2} * \cos(3\omega t + \psi + \theta)}{2} \quad (2-17)$$

À partir du courant de condensateur, la tension de condensateur peut être obtenue en utilisant la relation suivante :

$$v_{csa} = \frac{1}{c} \int I_{csa} dt \quad (2-18)$$

En remplaçant (2-17) dans (2-18) et en prenant l'intégrale nous aurons

$$v_{csa} = v_{dc} + \frac{1}{c} \left(\frac{I_{dc}}{6} - \frac{D_s I_{a1} \cos(\psi - \theta)}{4} \right) t - \frac{D_s I_{dc} \sin(\omega t + \psi)}{3\omega c} + \frac{I_{a1} \sin(\omega t + \theta)}{4\omega c} - \frac{D_s I_{a2} \sin(\omega t + \theta - \psi)}{2\omega c} - \frac{D_s I_{a1} \sin(2\omega t + \psi + \theta)}{8\omega c} + \frac{I_{a2} \sin(2\omega t + \theta)}{4\omega c} - \frac{D_s I_{a2} \sin(3\omega t + \psi + \theta)}{6\omega c} \quad (2-19)$$

Où, v_{dc} est la tension de bus continu, À partir de la tension du condensateur, la tension du module peut être obtenue :

$$v_{sa} = d_{sa} v_{csa} \quad (2-20)$$

En remplaçant (2-19) dans (2-20):

$$v_{sa} = \frac{v_{dc}}{2} + \frac{D_s I_{a1} \sin(\psi - \theta)}{8\omega c} - \frac{D_s^2 I_{a2} \sin(2\psi - \theta)}{4\omega c} + \frac{v_{csdc} t}{2} - D_s v_{csdc} t \cos(\omega t + \psi) - \frac{D_s I_{dc} \sin(\omega t + \psi)}{6\omega c} + \frac{I_{a1} \sin(\omega t + \theta)}{8\omega c} - \frac{D_s I_{a2} \sin(\omega t + \theta - \psi)}{4\omega c} - D_s v_{dc} \cos(\omega t + \psi) + \frac{D_s^2 I_{a1} \sin(\omega t + \theta)}{16\omega c} - \frac{D_s I_{a2} \sin(\omega t + \theta - \psi)}{8\omega c} - \frac{D_s I_{a1} \sin(2\omega t + \psi + \theta)}{16\omega c} + \frac{I_{a2} \sin(2\omega t + \theta)}{8\omega c} + \frac{D_s^2 I_{dc} \sin(2\omega t + 2\psi)}{6\omega c} - \frac{D_s I_{a1} \sin(2\omega t + \psi + \theta)}{8\omega c} + \frac{D_s^2 I_{a2} \sin(2\omega t + \theta)}{4\omega c} + \frac{D_s^2 I_{a2} \sin(2\omega t + \theta)}{12\omega c} + \dots \quad (2-21)$$

Le même pour le bras inférieur, on obtient :

$$v_{ia} = \frac{v_{dc}}{2} + \frac{D_i I_{a1} \sin(\psi - \theta)}{8\omega c} - \frac{D_i^2 I_{a2} \sin(2\psi - \theta)}{4\omega c} + \frac{v_{cidct}}{2} - D_i v_{cidct} t \cos(\omega t + \psi) - \frac{D_i I_{dc} \sin(\omega t + \psi)}{6\omega c} + \frac{I_{a1} \sin(\omega t + \theta)}{8\omega c} - \frac{D_i I_{a2} \sin(\omega t + \theta - \psi)}{4\omega c} - D_i v_{dc} \cos(\omega t + \psi) + \frac{D_i^2 I_{a1} \sin(\omega t + \theta)}{16\omega c} - \frac{D_i I_{a2} \sin(\omega t + \theta - \psi)}{8\omega c} -$$

$$\frac{D_1 I_{a1} \sin(2\omega t + \psi + \theta)}{16\omega c} + \frac{I_{a2} \sin(2\omega t + \theta)}{8\omega c} + \frac{D_1^2 I_{dc} \sin(2\omega t + 2\psi)}{6\omega c} - \frac{D_1 I_{a1} \sin(2\omega t + \psi + \theta)}{8\omega c} + \frac{D_1^2 I_{a2} \sin(2\omega t + \theta)}{4\omega c} + \frac{D_1^2 I_{a2} \sin(2\omega t + \theta)}{12\omega c} + \dots \quad (2-22)$$

A l'état d'équilibre, nous avons $D_S = D_i = D$ et $v_{csdc} = v_{cidc} = 0$

II-1-3 Modèle moyen du MMC

Le modèle de commutation de MMC avec une seule cellule dans chaque bras est illustré à la figure II-2

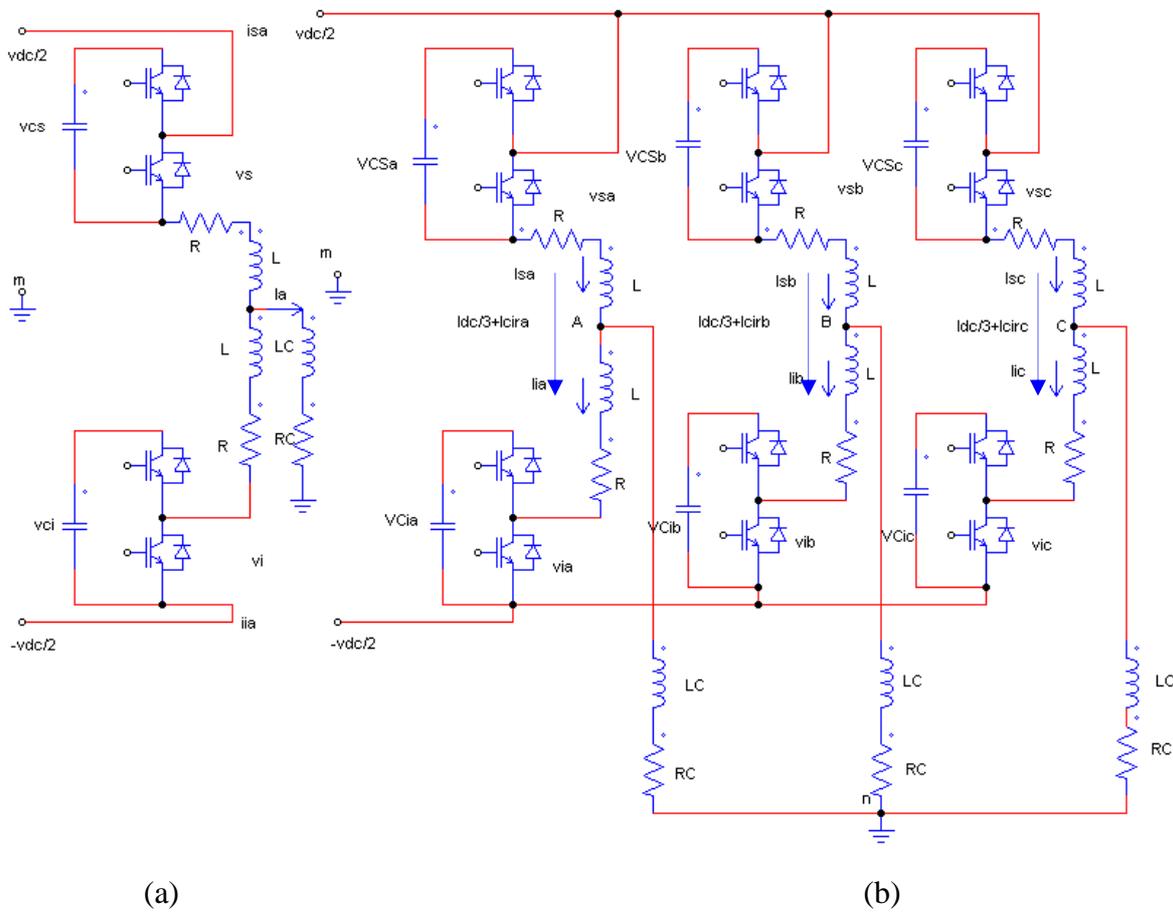


Figure II-2 (a) modèle de MMC avec une cellule de puissance dans chaque bras, (b) circulation de courant dans le modèle MMC.

A partir du modèle de commutation MMC, en appliquant la loi des mailles dans le bras supérieur et inférieur, nous obtenons les équations du modèle de commutations suivantes :

$$\begin{cases} (\text{sup}) : -\frac{v_{dc}}{2} + (S_S v_{cs})_{abc} + L \frac{di_{sabc}}{dt} + R i_{sabc} + L_C \frac{di_{abc}}{dt} + R_C i_{abc} + v_{nm} = 0 \\ (\text{inf}) : \frac{v_{dc}}{2} - (S_i v_{ci})_{abc} - L \frac{di_{iabc}}{dt} - R i_{iabc} + L_C \frac{di_{abc}}{dt} + R_C i_{abc} + v_{nm} = 0 \end{cases} \quad (2-23)$$

Où $S_S v_{cs} = v_s$, $S_i v_{ci} = v_i$. S_S et S_i sont les fonctions de commutation de bras supérieure

et le bras inférieur v_{cs} et v_{ci} sont les tensions de condensateur du bras supérieur et inférieur.

L et R sont l'inductance et la résistance des modules, R_c et L_c est la résistance et l'inductance de charge I_{abc} les courants de ligne dans les phases a, b et c, et v_{nm} est la tension de la charge au point neutre côté DC, $v_{nm} = \frac{1}{6} \sum_{x=a,b,c} (S_{ix}v_{cix} - S_{sx}v_{csx})$ adjonction dessus de deux équations, nous obtenons :

$$(S_s v_{cs})_{abc} - (S_i v_{ci})_{abc} + L \frac{d(I_{sabc} - I_{iabc})}{dt} + R(I_{sabc} - I_{iabc}) + 2R_c I_{abc} + 2L_c \frac{dI_{abc}}{dt} + 2v_{nm} = 0 \quad (2-24)$$

en remplaçant $I_{sabc} - I_{iabc} = I_{abc}$ L'équation (2-24) sera modifiée comme suit :

$$b(S_s v_{cs})_{abc} - (S_i v_{ci})_{abc} + L \frac{dI_{abc}}{dt} + R I_{abc} + 2R_c I_{abc} + 2L_c \frac{dI_{abc}}{dt} + 2v_{nm} = 0 \quad (2-25)$$

Les équations pour les condensateurs des modules sont donnés par :

$$\frac{dv_{csabc}}{dt} = \frac{1}{C} (S_s I_{cs})_{abc} \quad (2-26)$$

$$\frac{dI_{ciabc}}{dt} = \frac{1}{c} (S_i I_{ci})_{abc}$$

Où v_{csabc} , v_{ciabc} sont les tensions de condensateur du bras supérieur et inférieur dans les phases a, b et c, C est la capacité du module, I_s et I_i sont les courants de bras supérieur et inférieur comme cela est mentionné pour le MMC, il existe un courant circulant qui ne vient pas dans le côté DC, mais seulement circule à travers chaque phase, comme on peut le voir sur la figure (2-2) (b), on a les équations suivantes:

$$(S_{sb} v_{csb} + S_{ib} v_{cib}) + L \frac{d(I_{sb} + I_{ib})}{dt} + R(I_{sb} + I_{ib}) - (S_{ia} v_{cia} + S_{sa} v_{csa}) - L \frac{d(I_{ia} + I_{sa})}{dt} - R(I_{ia} + I_{sa}) = 0 \quad (2-27)$$

De même, pour les deux autres phases, on obtient :

$$(S_{sa} v_{csa} + S_{ia} v_{cia}) + L \frac{d(I_{sa} + I_{ia})}{dt} + R(I_{sa} + I_{ia}) - (S_{ic} v_{cic} + S_{sc} v_{csc}) - L \frac{d(I_{ic} + I_{sc})}{dt} - R(I_{ic} + I_{sc}) = 0 \quad (2-28)$$

$$(S_{sc} v_{csc} + S_{ic} v_{cic}) + L \frac{d(I_{sc} + I_{ic})}{dt} + R(I_{sc} + I_{ic}) - (S_{ib} v_{cib} + S_{sb} v_{csb}) - L \frac{d(I_{ib} + I_{sb})}{dt} - R(I_{ib} + I_{sb}) = 0$$

Depuis $I_{sa} + I_{ia} = \frac{2}{3} I_{dc} + I_{cira}$ substituant dans (2-28), nous obtenons :

$$\begin{aligned}
 S_{sb}v_{csb} + S_{ib}v_{cib} + 2L \frac{dI_{cirb}}{dt} + 2RI_{cirb} - (S_{ia}v_{cia} + S_{sa}v_{csa}) - 2L \frac{dI_{cira}}{dt} - 2RI_{cira} &= 0 \\
 S_{sc}v_{csc} + S_{ic}v_{cic} + 2L \frac{dI_{circ}}{dt} + 2RI_{circ} - (S_{ib}v_{cib} + S_{sb}v_{csb}) - 2L \frac{dI_{cirb}}{dt} - 2RI_{cirb} &= 0 \quad (2-29) \\
 S_{sa}v_{csa} + S_{ia}v_{cia} + 2L \frac{dI_{cira}}{dt} + 2RI_{cira} - (S_{ic}v_{cic} + S_{sc}v_{csc}) - 2L \frac{dI_{circ}}{dt} - 2RI_{circ} &= 0
 \end{aligned}$$

Où I_{cira}, I_{cirb} et I_{circ} sont les courants circulant dans les bras a, b et c, S_{sa} et S_{ia} sont les fonctions de commutation du bras supérieur et inférieur pour la phase a, S_{sb} et S_{ib} pour la phase b, S_{sc} et S_{ic} pour la phase c.

A partir du modèle de commutation ci-dessus, nous pouvons maintenant obtenir le modèle moyen en abc, en appliquant les coordonnées moyennes de l'opérateur, nous avons :

$v_{nm} = \frac{1}{6} \sum_{x=a,b,c} (v_{ix} - v_{sx}) = 0$, et v_{ix} et v_{sx} représenter la tension pour le bras inférieur et supérieur. En appliquant l'opérateur moyen pour la fréquence fondamentale de commutation, nous avons

$$(S_s v_{cs})_{abc} - (S_i v_{ci})_{abc} + L \frac{dI_{abc}}{dt} + RI_{abc} + 2R_C I_{abc} + 2L_C \frac{dI_{abc}}{dt} = 0 \quad (2-30)$$

Et la tension du condensateur de module dans le modèle moyenne est obtenue comme suit :

$$\begin{cases} \frac{dv_{csabc}}{dt} = \frac{1}{C} (S_s I_{cs})_{abc} \\ \frac{dv_{ciabc}}{dt} = \frac{1}{C} (S_i I_{ci})_{abc} \end{cases} \quad (2-31)$$

En soustrayant l'équation de bras supérieur et inférieur de (2-30), nous obtenons

$$-v_{dc} + v_{sa} + v_{ia} + L \frac{d(I_{sa} + I_{ia})}{dt} + R(I_{sa} + I_{ia}) = 0 \quad (2-32)$$

En remplaçant la somme du courant supérieur et inférieur par le bras et de même pour les phases b et c nous obtenons en circulation

$$\begin{cases} -v_{dc} + v_{sa} + v_{ia} + 2L \frac{dI_{cira}}{dt} + 2L \frac{dI_{cira}}{3dt} + 2RI_{cira} + \frac{2RI_{dc}}{3} = 0 \\ -v_{dc} + v_{sb} + v_{ib} + 2L \frac{dI_{cirb}}{dt} + 2L \frac{dI_{cirb}}{3dt} + 2RI_{cirb} + \frac{2RI_{dc}}{3} = 0 \\ -v_{dc} + v_{sc} + v_{ic} + 2L \frac{dI_{circ}}{dt} + 2L \frac{dI_{circ}}{3dt} + 2RI_{circ} + \frac{2RI_{dc}}{3} = 0 \end{cases} \quad (2-33)$$

En ajoutant les trois équations de phase ci-dessus, nous obtenons

$$-3v_{dc} + (v_{sa} + v_{sb} + v_{sc})_{dc} + (v_{ia} + v_{ib} + v_{ic})_{dc} + 2L \frac{dI_{dc}}{dt} + 2RI_{dc} = 0 \quad (2-34)$$

L'addition des trois phases des composants harmoniques fondamentaux égale à zéro, seules les composantes DC sont à gauche. Quant les composantes de courant continu dans les trois phases sont égales, l'équation de côté en courant continu du MMC en coordonnées abc peut être obtenue comme suit :

$$-\frac{3}{2}v_{dc} + (v_{sa} + v_{sb} + v_{sc})_{dc} + L \frac{di_{dc}}{dt} + RI_{dc} = 0 \quad (2-35)$$

Où v_{dc} est la tension à courant continu et v_{sa}, v_{sb} et v_{sc} représentent les tensions de module dans les phases a, b et c.

II-1-4 Modèle dq du MMC

En obtenant le courant continu, le courant de phase, et en faisant le courant circuler dans trois modèle abc de phase, le modèle de DQ peut être extrait.

II-1-4-1 Modèle dq du courant d'une phase du MMC

A partir du modèle moyen de MMC (2-30), le modèle de fréquence fondamentale cadre, nous avons :

$$v_{sabc} - v_{iabc} + L \frac{di_{abc}}{dt} + RI_{abc} + 2L_C \frac{di_{abc}}{dt} + 2R_C I_{abc} = 0 \quad (2-36)$$

Pour la phase a, en remplaçant les composantes de fréquence fondamentale de v_{sa} et v_{ia} de (2-21) et (2-22) dans (2-36), nous obtenons :

$$-2DV_{csdc}t \cos(wt + \psi) - \frac{DI_{dc} \sin(wt + \psi)}{3wc} + \frac{I_{a1} \sin(wt + \theta)}{4wc} - \frac{DI_{a2} \sin(wt + \theta - \psi)}{2wc} - 2DV_{dc} \cos(wt + \psi) + \frac{D^2 I_{a1} \sin(wt + \theta)}{8wc} - \frac{DI_{a2} \sin(wt + \theta - \psi)}{4wc} + L \frac{di_a}{dt} + RI_a + 2R_C I_a + 2L_C \frac{di_a}{dt} = 0 \quad (2-37)$$

Même équation pour la phase b et c , en décalant la phase de ± 120 degrés peut être atteint. En utilisant le fait que

$$d_{dq} = \sqrt{\frac{3}{2}} D \begin{pmatrix} \cos \psi \\ \sin \psi \end{pmatrix} \quad (2-38)$$

Et également pour le courant de phase dans dq :

$$I_{dq} = \sqrt{\frac{3}{2}} I_{a1} \begin{pmatrix} \cos \theta \\ \sin \theta \end{pmatrix} \quad (2-39)$$

Et le courant circulant dans l'axe de dq, nous avons :

$$I_{cirdq} = \sqrt{\frac{3}{2}} I_{a2} \begin{pmatrix} \cos \theta \\ \sin \theta \end{pmatrix} \quad (2-40)$$

En appliquant la transformation dq à (2-37) équations abc utilisant la transformation de park :

$$T = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos wt & \cos \left(wt - \frac{2\pi}{3} \right) & \cos \left(wt + \frac{2\pi}{3} \right) \\ -\sin wt & -\sin \left(wt - \frac{2\pi}{3} \right) & -\sin \left(wt + \frac{2\pi}{3} \right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (2-41)$$

L'équation suivante est obtenue :

$$\begin{aligned}
 & -2v_{dc}d_{dq} + \frac{1}{3c}t(d_d I_d + d_q I_q - I_{dc})d_{dq} + \frac{I_{dc}}{3c} \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{w} \\ \frac{1}{w} & 0 \end{bmatrix} d_{dq} - \frac{1}{4c} \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{w} \\ \frac{1}{w} & 0 \end{bmatrix} I_{dq} - \\
 & \frac{1}{12c}(d_d^2 + d_q^2) \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{w} \\ \frac{1}{w} & 0 \end{bmatrix} I_{dq} - \sqrt{\frac{3}{2}} \frac{1}{2wc} \begin{bmatrix} -d_q & d_d \\ -d_d & -d_q \end{bmatrix} I_{cirdq} + L \frac{dI_{dq}}{dt} + RI_{dq} + L \begin{bmatrix} 0 & -w \\ w & 0 \end{bmatrix} I_{dq} + \\
 & 2L_C \begin{bmatrix} 0 & -w \\ w & 0 \end{bmatrix} I_{dq} + 2R_C I_{dq} + 2L_C \frac{dI_{dq}}{dt} = 0
 \end{aligned} \tag{2-42}$$

Où d_{dq} représente la fonction de commutation, I_{dq} représente le courant de phase, I_{cirdq} représente le courant circulant dans le cadre DQ, w est la fréquence angulaire et t représente le temps.

II-1-4-2 Modèle dq du courant DC et courant circulant dans MMC

A partir du modèle moyen de courant circulant dans les coordonnées abc (2-29) nous obtenons

$$\begin{aligned}
 (v_{sb} + v_{ib}) + 2L \frac{dI_{cirq}}{dt} + 2RI_{cirq} - (v_{sa} + v_{ia}) - 2L \frac{dI_{cira}}{dt} - 2RI_{cira} &= 0 \\
 (v_{sc} + v_{ic}) + 2L \frac{dI_{circ}}{dt} + 2RI_{circ} - (v_{sb} + v_{ib}) - 2L \frac{dI_{cirq}}{dt} - 2RI_{cirq} &= 0 \\
 (v_{sa} + v_{ia}) + 2L \frac{dI_{cira}}{dt} + 2RI_{cira} - (v_{sc} + v_{ic}) - 2L \frac{dI_{circ}}{dt} - 2RI_{circ} &= 0
 \end{aligned} \tag{2-43}$$

Substituer les valeurs doubles de fréquence de ligne de $v_{sa}, v_{sb}, v_{sc}, v_{ia}, v_{ib}, v_{ic}$ à partir de (2-19) et (2-21) à (2-43), le modèle DQ du courant circulant peut être obtenue par :

$$\begin{aligned}
 & -3 \frac{DI_{a1} \sin(2wt + \psi + \theta + \frac{2\pi}{3})}{8wc} + (1 + 2D^2) \frac{I_{a2} \sin(2wt + \theta + \frac{2\pi}{3})}{4wc} + \frac{D^2 I_{dc} \sin(2wt + 2\psi + \frac{2\pi}{3})}{3wc} + \\
 & \frac{D^2 I_{a2} \sin(2wt + \theta + \frac{2\pi}{3})}{6wc} + 2L \frac{dI_{cirq}}{dt} + 2RI_{cirq} + 3 \frac{DI_{a1} \sin(2wt + \psi + \theta)}{8wc} - (1 + 2D^2) \frac{I_{a2} \sin(2wt + \theta)}{4wc} = 0
 \end{aligned} \tag{2-44}$$

De même, pour les deux autres phases, la même équation peut être obtenue par le décalage de phase de (2-44) ± 120 degrés. L'application du transformation de park pour la séquencer négatif des composants de 2^{eme} harmonique telle qu'elle est donnée par :

$$T = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos 2wt & \cos(2wt + \frac{2\pi}{3}) & \cos(2wt - \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin 2wt & -\sin(2wt + \frac{2\pi}{3}) & -\sin(2wt - \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \tag{2-45}$$

Et en utilisant le fait que :

$$I_{cirdq} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{2} I_{cird} & -\frac{\sqrt{3}}{2} I_{cirq} \\ -\frac{1}{2} I_{cird} & \frac{\sqrt{3}}{2} I_{cirq} \end{bmatrix} \tag{2-46}$$

Où $I_{cirdq} = T_2 I_{cirabc}$ et $I_{cirdq} = T_2 I_{cirbca}$, on a :

$$L \frac{dI_{cirdq}}{dt} + RI_{cirdq} - \frac{1}{8c} \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{w} \\ \frac{1}{w} & 0 \end{bmatrix} I_{cirdq} + 2L \begin{bmatrix} 0 & -w \\ w & 0 \end{bmatrix} I_{cirdq} + 2 \frac{(d_d^2 + d_q^2)}{9c} \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{w} \\ \frac{1}{w} & 0 \end{bmatrix} I_{cirdq} + \frac{\sqrt{6}}{16wc} \begin{bmatrix} -d_q & d_d \\ -d_d & -d_q \end{bmatrix} I_{dq} + \frac{I_{dc}}{3\sqrt{6}wc} \begin{bmatrix} 0 & 2d_d \\ -d_d & d_q \end{bmatrix} d_{dq} = 0 \quad (2-47)$$

De plus, l'équation du côté DC peut également être exprimée en coordonnées dq que :

$$L \frac{dI_{dc}}{dt} + RI_{dc} - \frac{\sqrt{2}d_d d_q I_{cird}}{wc} + \frac{\sqrt{2}(d_d^2 - d_q^2) I_{cirq}}{2wc} + \frac{d_q I_d}{4wc} - \frac{d_d I_q}{4wc} + \frac{t}{4c} (I_{dc} - d_d I_d - d_q I_q) = 0 \quad (2-48)$$

A partir de (2-42), (2-47) et (2-48), le modèle DQ de la carte MMC pour le courant de phase, courant continu et courant circulant est obtenu.

II-1-4-3 La tension du condensateur dans le modèle dq

Pour obtenir la tension du condensateur dans le modèle DQ, la fréquence fondamentale, composante de la tension du condensateur dans le modèle moyenne (2-19) peut être écrite comme suit :

$$\begin{cases} V_{csa1} = -\frac{DI_{dc} \sin(wt+\psi)}{3wc} + \frac{I_{a1} \sin(wt+\theta)}{4wc} - \frac{DI_{a2} \sin(wt+\theta-\psi)}{2wc} \\ V_{csb1} = -\frac{DI_{dc} \sin(wt+\psi-\frac{2\pi}{3})}{3wc} + \frac{I_{a1} \sin(wt+\theta-\frac{2\pi}{3})}{4wc} - \frac{DI_{a2} \sin(wt+\theta-\psi-\frac{2\pi}{3})}{2wc} \\ V_{csc1} = -\frac{DI_{dc} \sin(wt+\psi+\frac{2\pi}{3})}{3wc} + \frac{I_{a1} \sin(wt+\theta+\frac{2\pi}{3})}{4wc} - \frac{DI_{a2} \sin(wt+\theta-\psi+\frac{2\pi}{3})}{2wc} \end{cases} \quad (2-49)$$

Utilisation de la transformation du park T de (2-41), dans les coordonnées DQ nous obtenons :

$$V_{cs1dq} = \frac{I_{dc}}{3c} \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{w} \\ \frac{1}{w} & 0 \end{bmatrix} d_{dq} - \frac{1}{4c} \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{w} \\ \frac{1}{w} & 0 \end{bmatrix} I_{dq} - \sqrt{\frac{2}{3}} \frac{1}{2wc} \begin{bmatrix} -d_q & d_d \\ -d_d & -d_q \end{bmatrix} I_{cirdq} \quad (2-50)$$

De même, pour le bras inférieur nous obtenons $V_{ci1dq} = -V_{cs1dq}$:

$$\begin{cases} V_{csa2} = -\frac{DI_{a1} \sin(2wt+\psi+\theta)}{8wc} + \frac{I_{a2} \sin(2wt+\theta)}{4wc} \\ V_{csb2} = -\frac{DI_{a1} \sin(2wt+\psi+\theta+\frac{2\pi}{3})}{8wc} + \frac{I_{a2} \sin(2wt+\theta+\frac{2\pi}{3})}{4wc} \\ V_{csc2} = -\frac{DI_{a1} \sin(2wt+\psi+\theta-\frac{2\pi}{3})}{8wc} + \frac{I_{a2} \sin(2wt+\theta-\frac{2\pi}{3})}{4wc} \end{cases} \quad (2-51)$$

En utilisant la transformation T_2 , en coordonne DQ nous obtenons :

$$V_{cs2dq} = -\sqrt{\frac{2}{3}} \frac{1}{8wc} \begin{bmatrix} -d_q & d_d \\ -d_d & -d_q \end{bmatrix} I_{dq} - \frac{1}{4c} \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{w} \\ \frac{1}{w} & 0 \end{bmatrix} I_{cirdq} \quad (2-52)$$

De même pour le bras inférieur, on obtient : $V_{ci2dq} = V_{cs2dq}$

$$V_{ci2dq} = V_{cs2dq} \quad (2-53)$$

la tension du condensateur dans le cadre DQ peut être obtenue à partir de (2-37) et (2-39), [9]

Conclusion

Des efforts importants ont été consacrés à la modélisation de convertisseurs modulaires multiniveaux et différentes approches de modélisation pour MMC ont été réalisées dans la littérature.

Ce chapitre présente une nouvelle approche de modélisation dq proposée par [9] pour illustrer le fonctionnement principal de convertisseur modulaire multiniveaux avec la cellule de demi-pont.

Le chapitre suivant est l'étude et la stratégie de commande des convertisseurs modulaires multiniveaux.

Introduction

Ce chapitre présente le principe de fonctionnement de convertisseur modulaire multiniveaux monophasé et triphasé, nous étudions les courants et les tensions et les harmoniques d'une MMC,

Nous développons un modèle mathématique, appelé modèle à valeurs moyennes, ce modèle est simulé au moyen du logiciel MatLab-Simulink. Nous observons les résultats correspondent dans le chapitre IV.

Plusieurs méthodes sont utilisées pour obtenir la tension désirée on applique une stratégie de commande s'appelée "Modulation de Largeur d'Impulsions (MLI) a l'intérêt de diminuer le contenu harmonique du signal modulé.

III-1 Principe de fonctionnement de MMC

III-1-1 Structure et fonctionnement du sous module

Structure et fonctionnement du sous module est présent au niveau de chapitre I.

III-1-2 Structure et fonctionnement d'un MMC monophasé

Nous avons N sous modules connectés en série de chaque coté de la connexion AC voire la figure (III-2-a): N dans le bras inférieur et N dans le bras supérieur. L'objectif est de gérer le nombre de sous modules connectés et contournés dans chacun des bras pour contrôler la tension AC de sortie.

L'énergie du bus DC est divisée parmi les capacités des différents sous modules afin de garder constante la tension vue par le coté DC, le nombre total de sous modules connectés dans une jambe de phase doit rester constant. On aura donc pour un MMC de N+1 niveau, n sous modules connectés dans le bras supérieur et N - n sous modules connectés dans le bras inférieur, la tension moyenne aux bornes de la capacité des sous modules doit donc être $V_{cx} = \frac{V_{dc}}{N}$. Vu que seulement la moitié des sous modules d'une jambe sont insérés à tout instant, la tension totale entre toutes les capacités illustrent les N+1 niveaux de tension obtenus. On peut y voir 4 différentes sections

III-1-2-1 La tension est maximale

Pour obtenir cette tension, tous les sous modules du bras supérieur sont contournés et tous les sous modules du bras inférieur sont insérés. La valeur de cette tension maximale est $V_{dc}/2$.

III-1-2-2 La tension décroît

La diminution de la tension est obtenue en insérant progressivement des sous modules du bras supérieur pour ajouter de la tension entre la tension DC positive et le point de connexion avec le système AC. Vu que le nombre de sous modules insérés doit rester constant, un sous module du bras inférieur doit être contourné chaque fois qu'un sous module du bras supérieur est inséré.

III-1-3 Structure et fonctionnement d'un MMC triphasé

Le convertisseur triphasé, illustré sur la figure III-2-b, est constitué de trois jambes de phases similaires à celle du convertisseur monophasé. Le fonctionnement du convertisseur triphasé est sensiblement identique au cas monophasé. On peut utiliser les mêmes relations avec un déphasage entre les 3 phases.

Le passage du monophasé au triphasé donne lieu à une complication supplémentaire : le courant peut circuler entre les phases (les jambes) sans apparaître ni dans le système AC ni dans le système DC. En effet si les tensions totales des jambes de phase sont différentes, un déséquilibre provoque l'apparition de ces courants appelés courants de circulation. Ils n'ont pas d'effets extérieurs mis à part des pertes. Les inductances des bras permettent de limiter ces courants mais leur valeur ne peut être trop grande, sous peine d'affecter la rapidité de réponse du système.

Selon Tu, en régime permanent, sous l'hypothèse d'une chute de tension négligeable aux bornes de l'inductance de bras, la somme des tensions du bras inférieur et du bras supérieur de chaque jambe vaut v_{dc} . Les tensions v_s et v_i représentent les tensions aux bornes du bras supérieur et inférieur. On peut décrire ces tensions de bras avec les relations suivantes.

$$v_s(t) = \frac{V_{dc}}{2} (1 + k \sin(\omega t))$$

$$v_i(t) = \frac{V_{dc}}{2} (1 - k \sin(\omega t))$$

Le facteur k représente l'indice de modulation. Il s'agit du rapport entre l'amplitude crête-a-crête de la tension de phase, et la valeur pole-a-pole de la tension DC. Cette valeur reste comprise entre 0 et 1.

III-1-4 Etude des courants de bras

Les courants qui traversent les bras se décomposent en trois composantes distinctes :

III-1-4-1 Une composante continue

Elle vaut $I_{dc}=3$ en régime permanent car le courant du bus DC est équitablement réparti entre les 3 phases. En effet, le bus DC voit la même impédance dans les trois phases, entre le coté positif et négatif du bus DC : mêmes inductances de bras et mêmes nombres de sous modules insères.

III-1-4-2 Un courant circulant

Du au déséquilibre de tension entre les bras. Ce courant n'est pas vu de l'extérieur du convertisseur. Ce courant est constant entre les deux bras vu qu'il ne quitte pas le convertisseur.

III-1-4-3 Une composante alternative

L'énergie stockée dans une jambe de phase du convertisseur à une fréquence valant deux fois la fréquence fondamentale. Vu que l'énergie de la jambe est stockée dans les condensateurs des sous modules et que l'énergie des condensateurs est liée à la tension à leurs bornes, En régime permanent, les phases du convertisseur sont déphasées de 120 degrés. Vu que la tension d'une phase ondule à un harmonique 2 et que le déphasage \emptyset est constant, ce déphasage entre les jambes génère des courants d'ordre harmonique 2 : le courant circulant [13].

III-1-5 Structure de convertisseur modulaire multiniveaux

Figure (III- 2) (a) et (b) montre la Configuration de circuit équivalent monophasé et triphasé de la MMC à cinq niveaux, le convertisseur comporte une jambe comprenant deux bras comprenant le bras supérieur et le bras inférieur, Chaque bras ayant quatre sous modules (SM) et deux inductances et une résistance équivalente Chaque sous module comprend deux commutateurs et un condensateur de sous-module comme indiqué sur la figure (III-2), les deux inductances sont insérées dans les bras car elles ne perturbent pas le fonctionnement ou la génération surtension pour les semi-conducteurs. L'inductance peut limiter le courant alternatif, chaque fois que le bus DC est court circuits (état de défaut). Le bus DC de MMC est connecté à des sources haute tension en fonction du but du convertisseur. La sortie de convertisseur est le point de connexion du bras supérieur et inférieur qui est relié à la charge RL [11].

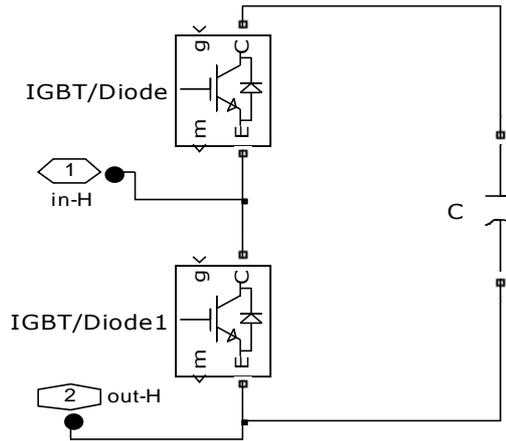


Figure III-1 Circuit équivalent d'un sous module.

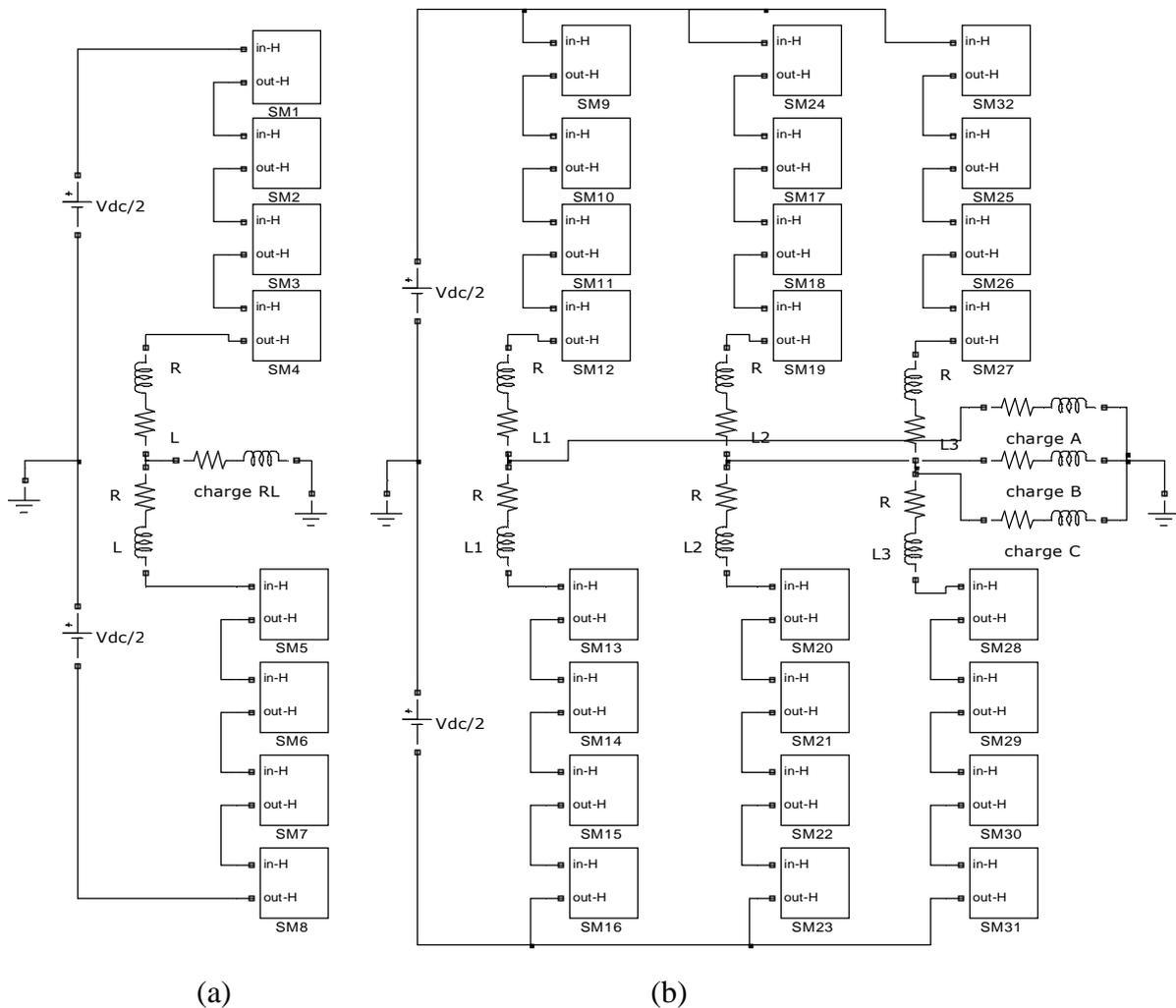


Figure III-2 (a) Circuit équivalent de MMC monophasé, (b) Circuit équivalent de triphasé de MMC.

III-2 Les différentes stratégies de commande des convertisseurs modulaire multiniveaux

Les techniques fondamentales de commutation de fréquence sont bien développées pour les convertisseurs multiniveaux, Ces techniques de modulation sont également adoptées pour les MMC.

La technique MLI "Modulation de Largeur d'Impulsions", aussi appelée "Pulse Width Modulation" (PWM) est utilisée pour synthétiser des signaux continus à l'aide de circuits discrets elle présente aussi l'intérêt de diminuer le contenu harmonique du signal modulé [12] Plusieurs techniques de contrôle à MLI ont été développées, les plus utilisées sont les suivantes:

1. Modulation MLI d'une seule impulsion,
2. Modulation MLI de multiples impulsions,
3. Modulation MLI sinusoïdale,
4. Modulation MLI recalculés [12]

Dans ce chapitre, nous allons brièvement réviser la troisième technique.

III-2-1 Modulation MLI sinusoïdale

Cette technique est similaire à la technique de multiples impulsions, mais ici le signal de référence est un signal sinusoïdal. Ce changement donne comme résultat des impulsions de différentes largeurs, proportionnelles à l'amplitude de l'onde de référence. Les signaux de commande des interrupteurs sont toujours générés par l'intersection d'un signal porteuse triangulaire de fréquence f_p avec un signal sinusoïdal de référence de fréquence f , la figure (3-3) montre la tension de sortie [12].

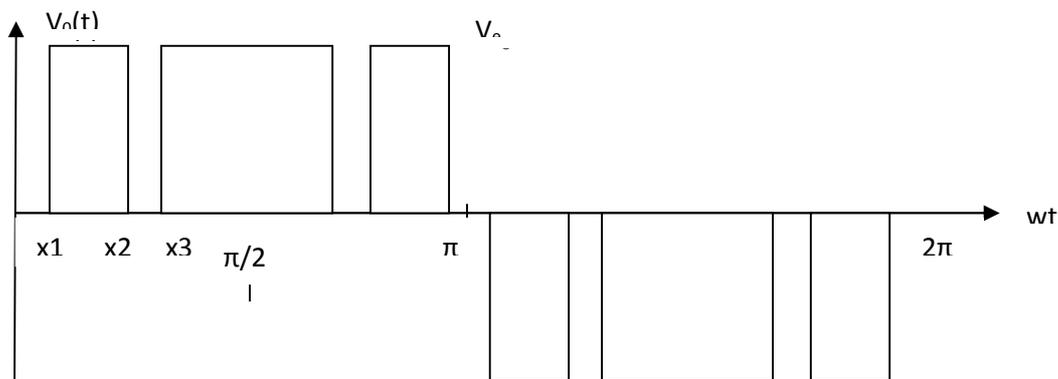


Figure III-3 Modulation MLI sinusoïdale.

Plusieurs techniques MLI sont proposées pour les convertisseurs multiniveaux. Ces techniques sont également applicables aux MMC

III-2-1-1 Stratégies MLI multi-porteuses pour le MMC

Les stratégies Multi-porteuses MLI sont largement utilisées, car elles peuvent être facilement mises en œuvre dans des modules à faible tension.

Les MCPWM doivent être classées comme techniques de PWM à décalage de niveau (LS-PWM) et PWM à décalage de phase (PS-PWM). le PWM à déplacement de niveau (LS-PWM) sont en disposition en phase (PD), Disposition d'opposition de Phase (POD) et Disposition alternative d'opposition de phase (APOD). Dans l'indice de modulation d'amplitude (m_a) générale pour niveau technique PWM décalé est définie comme le rapport de l'amplitude de l'onde sinusoïdale de référence (A_r) à l'amplitude de l'onde porteuse (A_p) et il est donné dans l'équation (3-1).

$$m_a = \frac{2A_r}{(m_f - 1) * A_p} \quad (3-1)$$

De même, l'indice de modulation d'amplitude (m_a) pour la technique déphasé PWM est donnée dans l'équation (3-2)

$$m_a = \frac{A_r}{\left(\frac{A_p}{2}\right)} \quad (3-2)$$

L'indice de modulation de fréquence (m_f) pour un décalage de niveau et décalage de phase techniques MLI est défini comme le rapport de la fréquence d'onde porteuse (f_p) à la fréquence de l'onde sinusoïdale de référence (f_r) et il est donné dans l'équation (3-3).

$$m_f = \frac{f_p}{f_r} \quad (3-3)$$

III-2-1-1-1 Phase Disposition PWM (PDPWM)

Dans cette méthode, tous les opérateurs ci-dessus et au-dessous de la ligne de référence zéro sont dans la même phase. si tous les transporteurs sont sélectionnés avec la même phase, la méthode est connue sous le nom de méthode disposition en phase (PD). Transporteur et les agencements d'ondes de référence sont comme indiqué sur la Figure (III-4).

Le PDPWM est la stratégie largement utilisée pour convertisseurs modulaire multi-niveaux car il fournit une tension et un courant de charge avec distorsion harmonique inférieure le convertisseur est commuté sur $+ V_{dc} / 2$ lorsque l'onde sinusoïdale est supérieure aux deux supports, le convertisseur Passe à $+ V_{dc} / 4$ lorsque l'onde sinusoïdale est inférieure à la forme d'onde supérieure du transporteur et supérieure à toutes les autres les transporteurs, le convertisseur est commuté à zéro lorsque l'onde sinusoïdale est inférieure à la charge

supérieure mais supérieure à la plus basse transporteur, le convertisseur passe à $-V_{dc} / 4$ lorsque l'onde sinusoïdale est supérieure à la forme d'onde de support la plus basse transporteur, le convertisseur passe à $-V_{dc} / 4$ lorsque l'onde sinusoïdale est supérieure à la forme d'onde de support la plus basse et moins que tous les autres supports et le convertisseur est commuté sur $-V_{dc} / 2$ lorsque l'onde sinusoïdale est inférieure aux deux formes d'onde du transporteur.

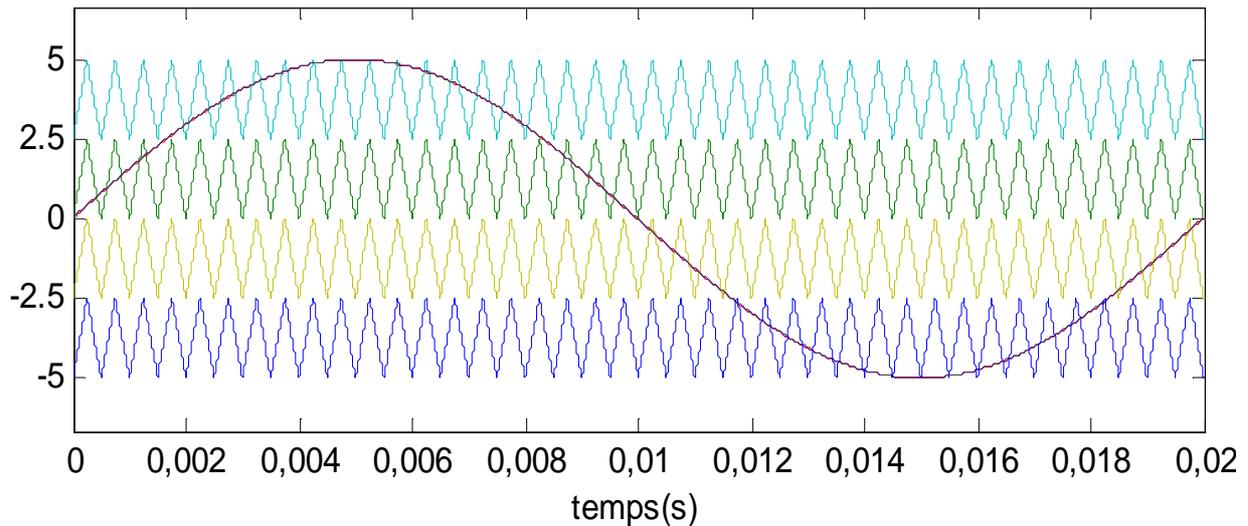


Figure III-4 Agencement de la stratégie de PDPWM

III-2-1-1-2 Disposition d'opposition de phase PWM (PODPWM)

Dans cette méthode, tous les opérateurs ont la même fréquence et l'amplitude réglable (différente ou inégale Amplitudes). Mais tous les transporteurs au-dessus de la référence de valeur zéro sont en phase parmi eux mais en opposition (180° degrés déphasés) avec ceux ci-dessous. Les dispositions de l'entourage et de l'onde de référence sont telles que représentées sur la figure (III-5), le convertisseur est commuté sur $+V_{dc} / 2$ lorsque l'onde sinusoïdale est plus élevée que les deux formes d'onde du transporteur, le convertisseur passe à $+V_{dc} / 4$ lorsque l'onde sinusoïdale est inférieure à la forme d'onde supérieure du porteuse et supérieure que tout autre transporteur, le convertisseur est commuté à zéro lorsque l'onde sinusoïdale est supérieure à la porteuse inférieure Forme d'onde mais inférieure à la forme d'onde supérieure du transporteur, le convertisseur passe à $-V_{dc} / 4$ lorsque l'onde sinusoïdale est supérieure à la forme d'onde du transporteur la plus basse et inférieure à tous les autres supports et le convertisseur est commuté sur $-V_{dc} / 2$ lorsque l'onde sinusoïdale est inférieure aux deux formes d'onde du support.

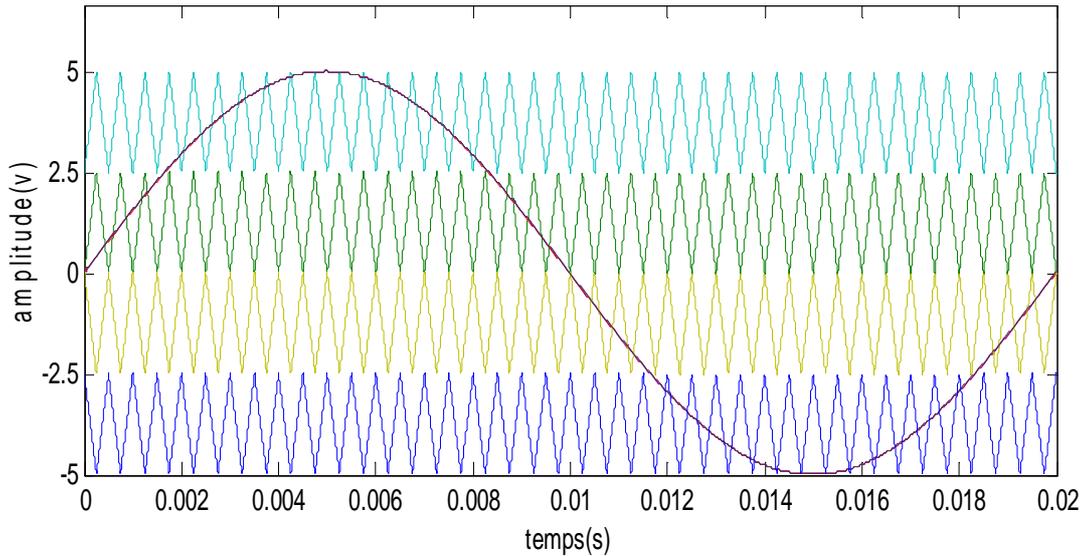


Figure III-5 Agencement de la stratégie de PODPWM

III-2-1-1-3 Disposition alternative d'opposition de phase PWM (APODPWM)

Dans cette méthode, tous les opérateurs ont la même fréquence et l'amplitude réglable (différente ou inégale Amplitudes). Tous les porteurs sont déphase entre eux de 180° . Le convertisseur passe à $V_{dc} / 2$ lorsque le onde de référence est supérieure à toutes les ondes porteuses, les commutateurs du convertisseur à courant continu $+ V_{dc} / 4$ lorsque l'onde sinusoïdale est inférieure que la forme d'onde supérieure du transporteur et supérieure à l'autre support, le convertisseur passe à zéro lorsque l'onde sinusoïdale est inférieure à la forme d'onde du support supérieure et supérieure à deux l'onde sinusoïdale est inférieure à la forme d'onde du support supérieure et supérieure à deux les commutateurs de convertisseur à $- V_{dc} / 4$ lorsque l'onde sinusoïdale est supérieure à la plus basse forme d'onde porteuse et moindre que tous les autres transporteurs et les commutateurs de convertisseur à $- V_{dc} / 2$ lorsque l'onde sinusoïdale est inférieure à l'ensemble support[12].

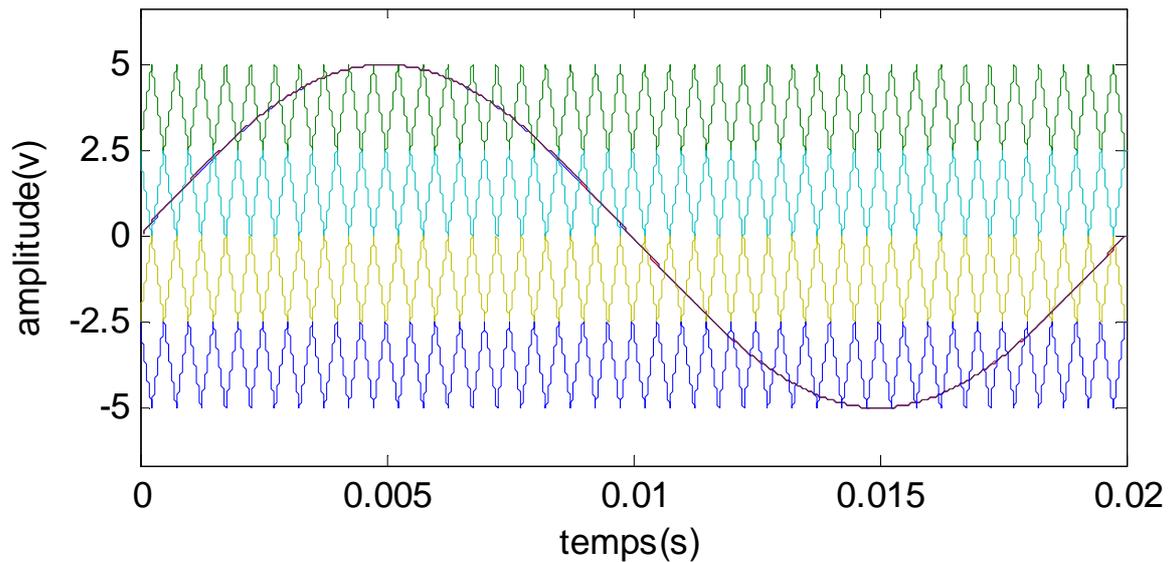


Figure III-6 Agencement de la stratégie APODPWM

III-2-1-1-4 PWM à décalage de phase (PSPWM)

Dans la technique PWM des transporteurs à déplacement de phase (PSC), les formes d'onde triangulaires sont décalées dans temps. Comparée à d'autres techniques CD-PWM, cette technique a trouvé plus d'intérêt pour la recherche dans la modulation de convertisseurs multiniveaux en raison de sa symétrie. Cette recherche se concentre sur l'application de la technique PSC-PWM modifiée [12].

Un PWM à quatre déplacements à quatre ports est illustré à la figure (III-7), où le changement de phase entre les transporteurs est $360/N$. Contrairement au PWM à décalage de niveau,

Les commutateurs peuvent contribuer dans toutes les parties du signal de référence, car tous les transporteurs peuvent traverser le signal de référence en tout point. Par conséquent, le PWM déphasé donne une meilleure distribution de commutation par rapport au PWM à décalage de niveau, améliorant les performances d'équilibrage individuelles [9].

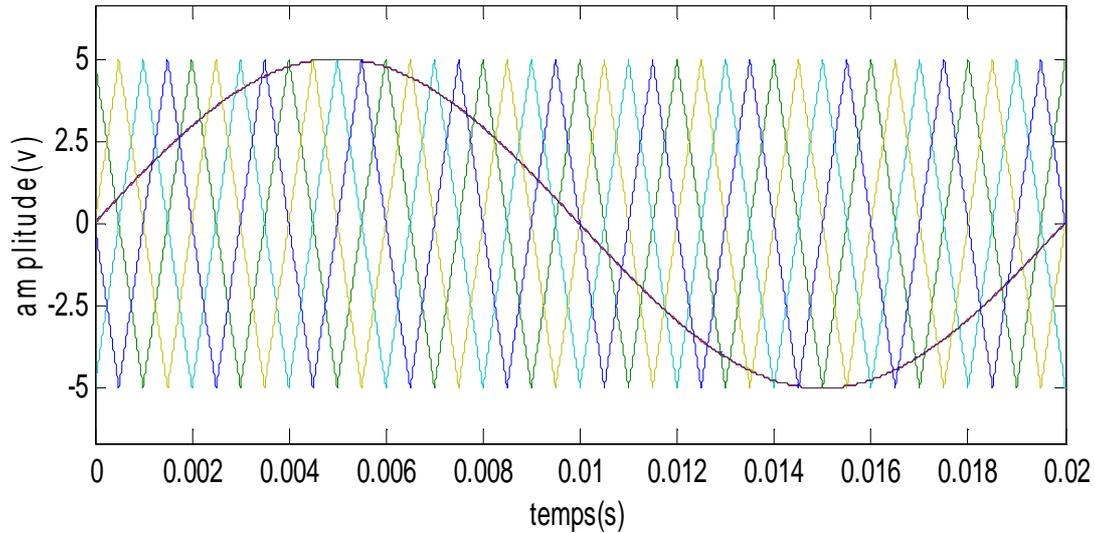


Figure III-7 Agencement de la stratégie PSPWM.

III-3 Les caractéristiques de la modulation sinusoïdale

- ✓ L'indice de modulation m égal au rapport de la fréquence f_p de la porteuse à la fréquence f_r de la référence : $m = f_p/f_r$
- ✓ Le coefficient de réglage r égale au rapport de l'amplitude A_r de la référence à l'amplitude crête A_c de la porteuse : $r = A_r/A_c$
- ✓ Le facteur d'évaluation des performances de la MLI, le facteur de distorsion totale des harmoniques de la tension de sortie THD, définit par le rapport de la somme quadratique des harmoniques de tension à la valeur de la somme quadratique du fondamental et des harmoniques de la tension [14.]

$$\text{THD} = \frac{(\sum_{i=2}^n V_i^2)^{\frac{1}{2}}}{(\sum_{i=1}^n V_i^2)^{\frac{1}{2}}}$$

III-4 Principe d'états de commande

Les 3 états sont définis comme suit :

- 1 si le signal modulant a une valeur supérieure aux les porteuses.
- 0 si le signal modulant a une valeur comprise entre celles des porteuses.
- -1 si le signal modulant a une valeur inférieure aux les porteuses.

Ces états correspondent les commandes d'impulsions des interrupteurs [13].

III-5 Avantages et inconvénients de cette technique

Les avantages

- Permettre à l'onduleur statique, de générer des ondes de sortie très proche de la forme idéale.
- Obtenir le contrôle linéaire de l'amplitude de la tension et le courant de sortie avec la commande des interrupteurs semi-conducteurs.

Les inconvénients

- L'amplitude du composant fondamental de l'onde de sortie est atténuée.
- Le stress sur les composants semi-conducteurs de commutation est plus élevé, ce qui diminue le temps d'opération 'vie' du composant, ceci résultant de la fréquence plus élevée des commutations.[12]

Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté une révision de la littérature traitant les convertisseurs à modulation de largeur d'impulsions MLI, les topologies de MMC en demi-pont, l'étude des évolutions de tension et du courant pendant l'ouverture des interrupteurs, l'utilisation de la commande à modulation de largeur d'impulsions (MLI) est très avantageuse pour des convertisseurs avec des charges définies fixes,

Dans ce chapitre, le principe d'applique une des techniques de la commande (MLI). Parmi ces techniques, la technique de modulation sinusoïdale, disposition en phase (PD) qui permet de synthétiser des signaux continus elle présente aussi l'intérêt de diminuer le contenu harmonique du signal modulé.

Introduction

Au chapitre précédent nous avons présenté les différentes stratégies de commande des convertisseurs multiniveaux on a choisi la stratégie MLI multi-porteuses pour le MMC qu'est en disposition de phase, Ce modèle est simulé au moyen du logiciel MatLab-Simulink. Nous observons les résultats correspondent dans ce chapitre .

IV-1 Modèle de simulation

Le modèle qui a été construit pour la simulation figure (III-1) au chapitre 3. Il est un plein commutateur représentation du système réel.

Les dispositifs semi-conducteurs du convertisseur sont supposés être idéals. Les condensateurs des modules, le DC, l'inductance de bras et la résistance

IV-2 Les condition de simulation

| | |
|-----------|---------------------|
| V_{dc} | 100V |
| L | $3 \cdot 10^{-3}H$ |
| R | 0.1Ω |
| L_{ch} | $50 \cdot 10^{-3}H$ |
| R_{ch} | 10Ω |
| C | $5 \cdot 10^{-3}F$ |
| f | 50Hz |
| f_{max} | 1000Hz |

IV-3 Résultats de simulation

Les études de simulation sont effectuées sur logiciel MATLAB / Simulink le schéma de modulation proposée dans ce mémoire sont mis en œuvre sur une période de trois phases MMC avec quatre modules dans chaque bras.

Les figures suivants montre les tensions de charge et le courant de charge deMMC dans le mode de fonctionnement, lorsque le système de modulation est utilisé.

IV-3-1 Résultats de simulation pour le monophasé

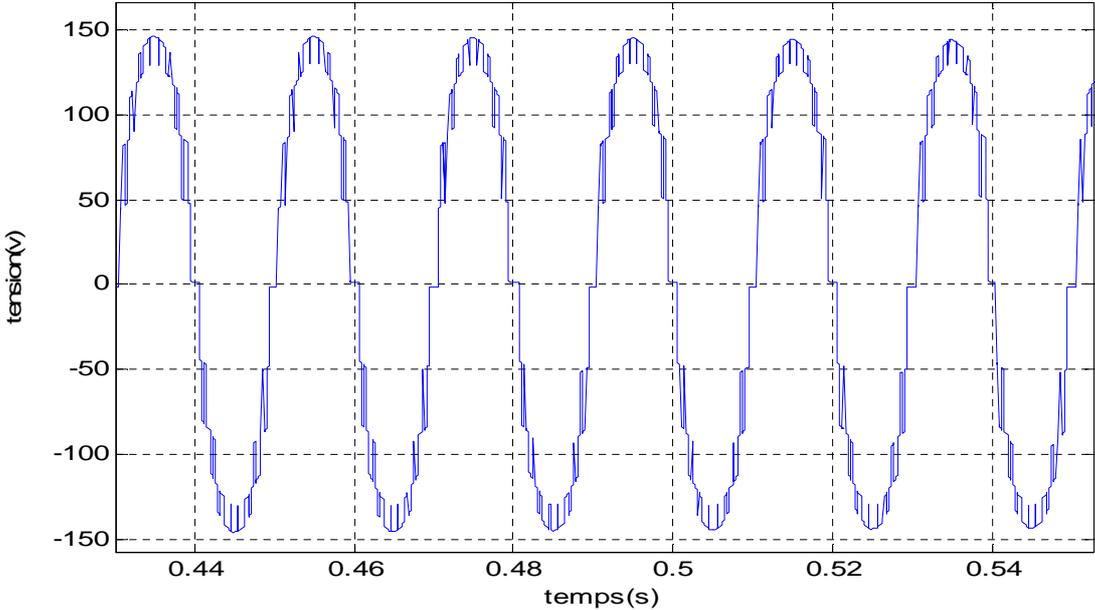


Figure IV-1 Allure du tension au bornes de la charge $R_{ch}L_{ch}$

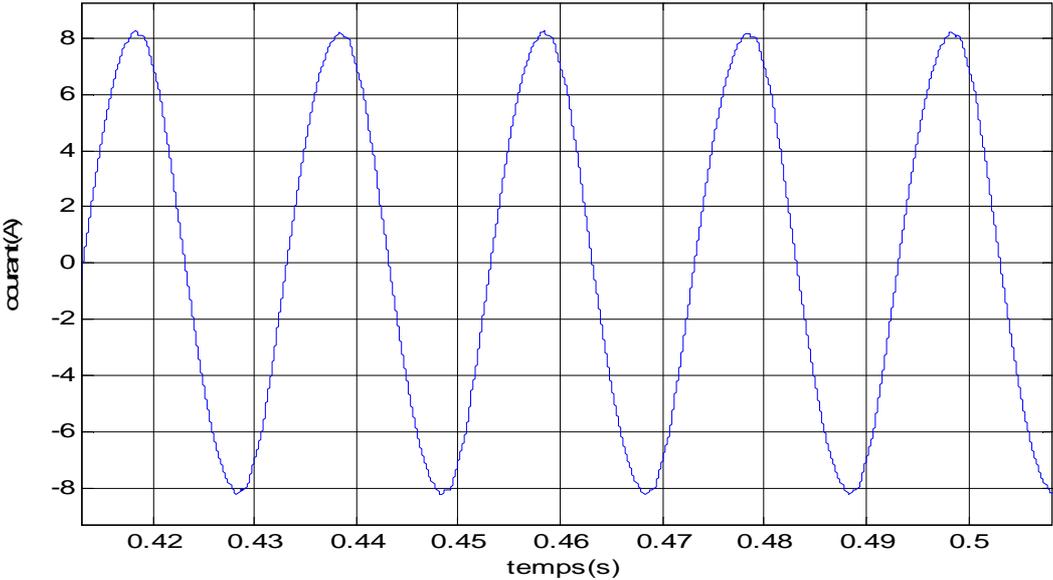


Figure IV-2 Allure de courant qui passe par la charge $R_{ch}L_{ch}$

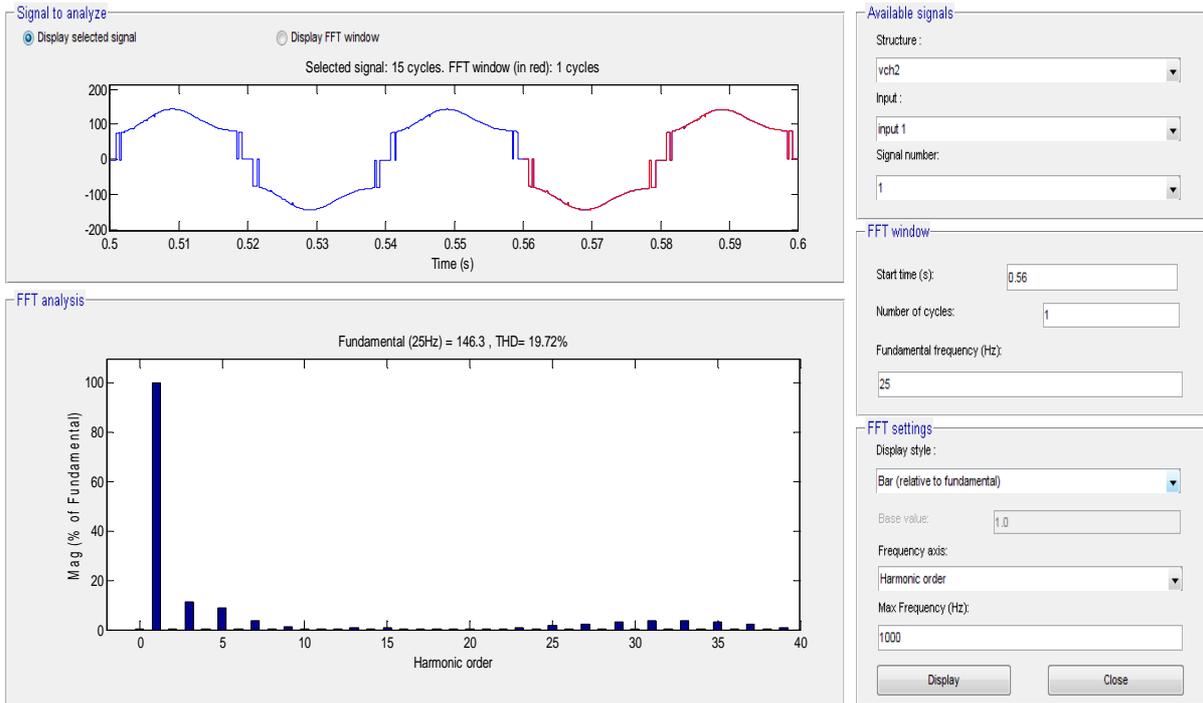


Figure IV-3 Allure du tension de charge pour $f=25$ Hz , $r=0.85$

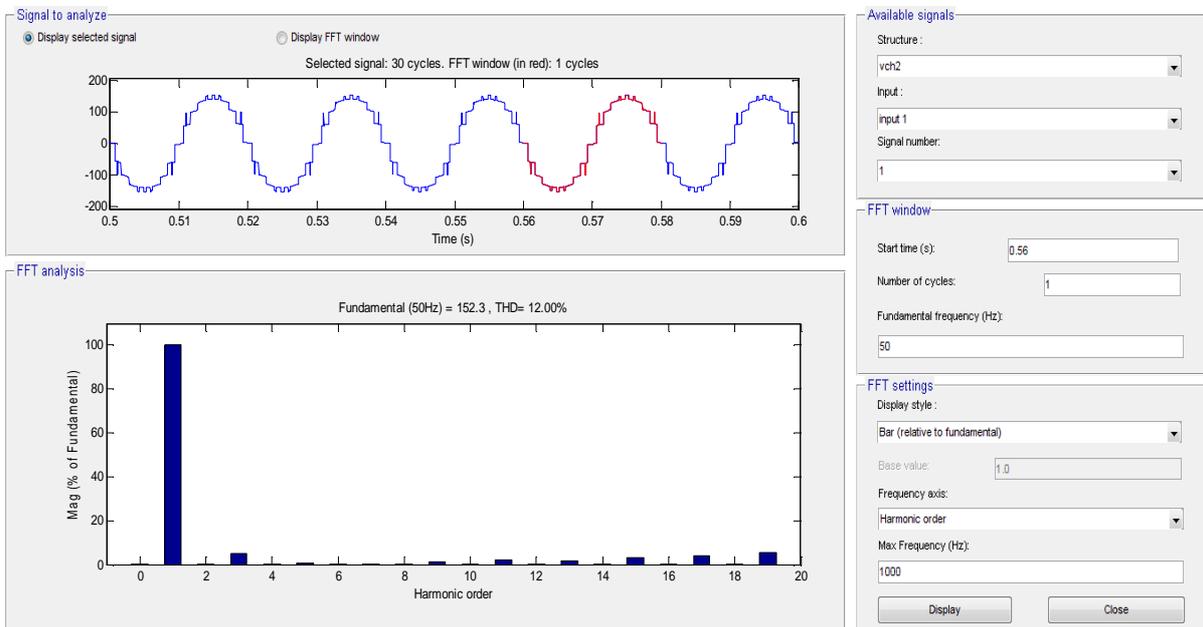


Figure IV-4 Allure du tension de charge pour $f= 50$ Hz , $r=0.85$

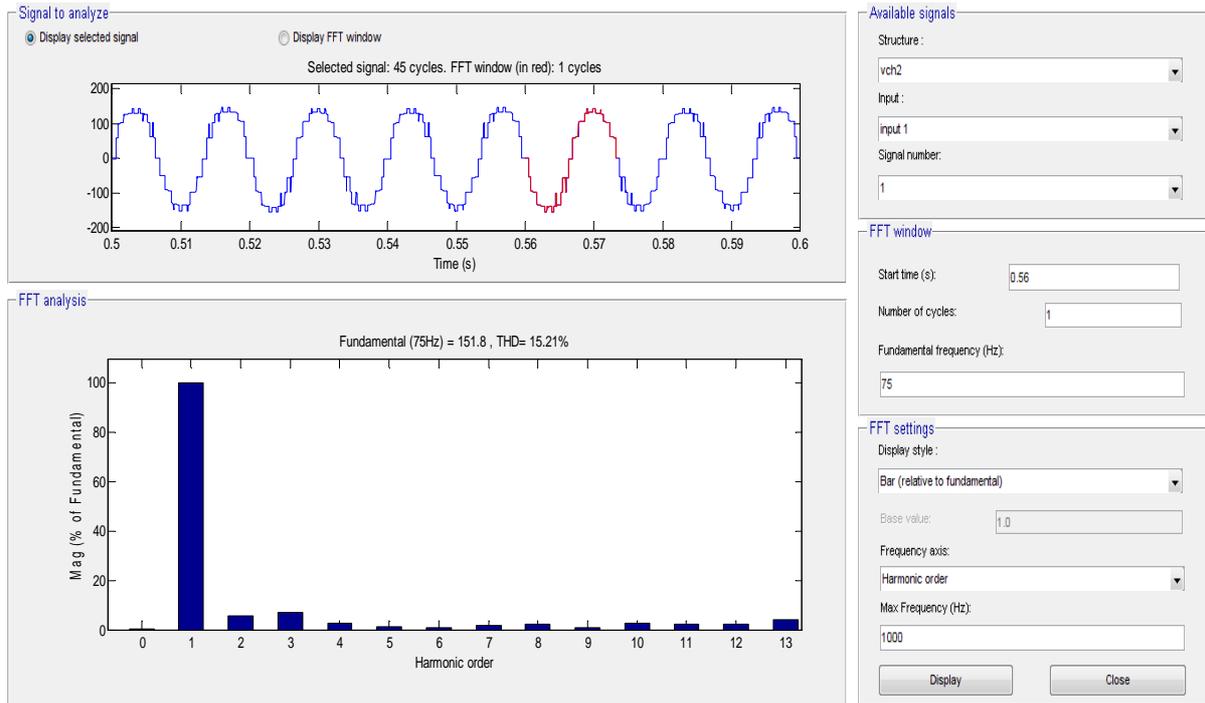


Figure IV-5 Allure du tension de charge pour $f=75$ Hz , $r=0.85$

| r | THD% |
|------|--------|
| 0.05 | 228.64 |
| 0.1 | 146.46 |
| 0.15 | 104.39 |
| 0.2 | 74.92 |
| 0.25 | 49.8 |
| 0.3 | 38.37 |
| 0.35 | 31.71 |
| 0.4 | 29.32 |
| 0.45 | 26.61 |
| 0.5 | 22.47 |
| 0.55 | 18.44 |
| 0.6 | 17.41 |
| 0.65 | 16.46 |
| 0.7 | 14.58 |
| 0.75 | 12.94 |
| 0.8 | 11.95 |
| 0.85 | 12 |
| 0.9 | 13.39 |
| 0.95 | 14.05 |
| 1 | 14.15 |

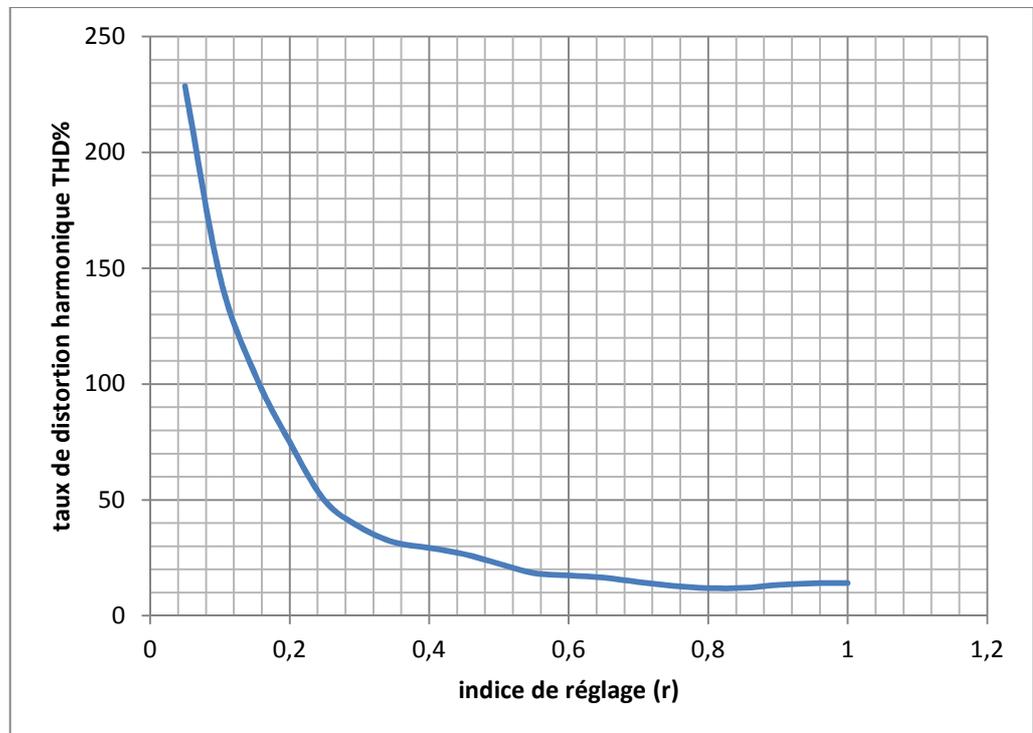


Figure IV-6 Allure de THD du tension de charge en fonction de l'indice de réglage pour $f= 50$ Hz

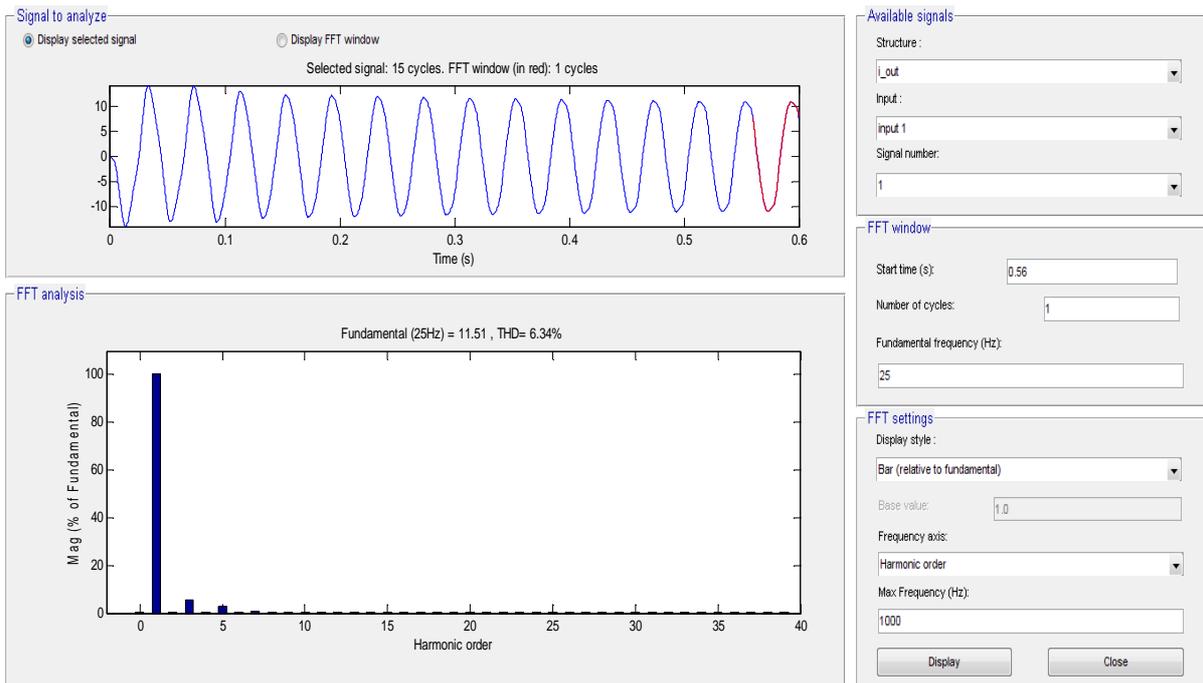


Figure IV-7 Allure du courant de charge pour $f=25$ Hz , $r=0.85$

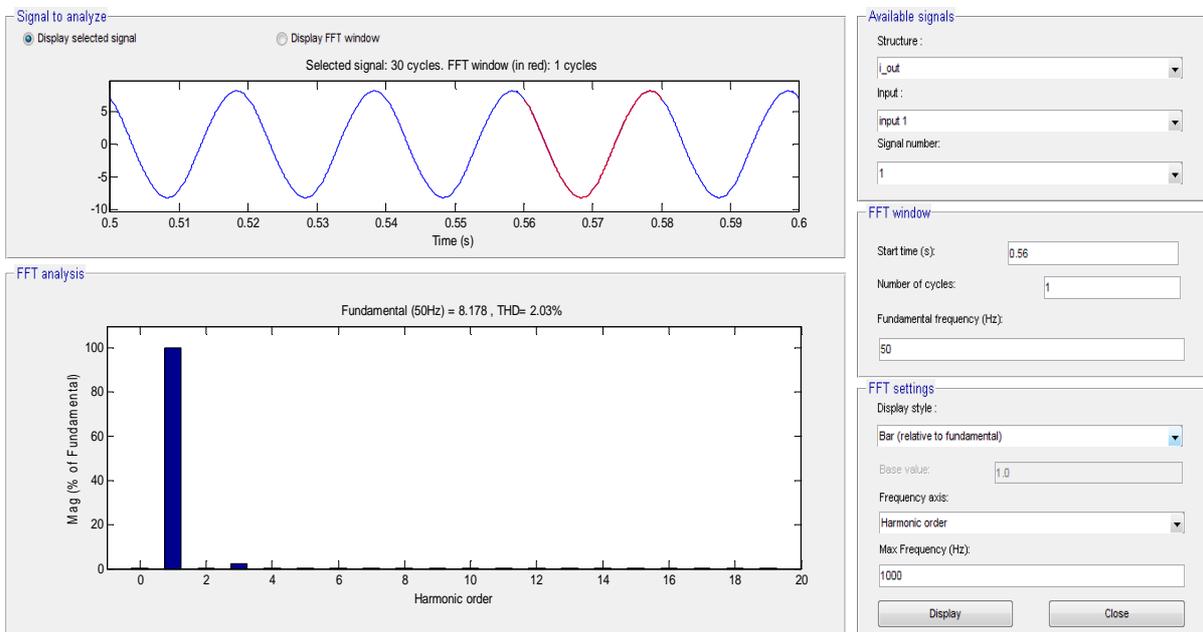


Figure IV-8 Allure de courant du charge pour $f=50$ Hz , $r=0.85$

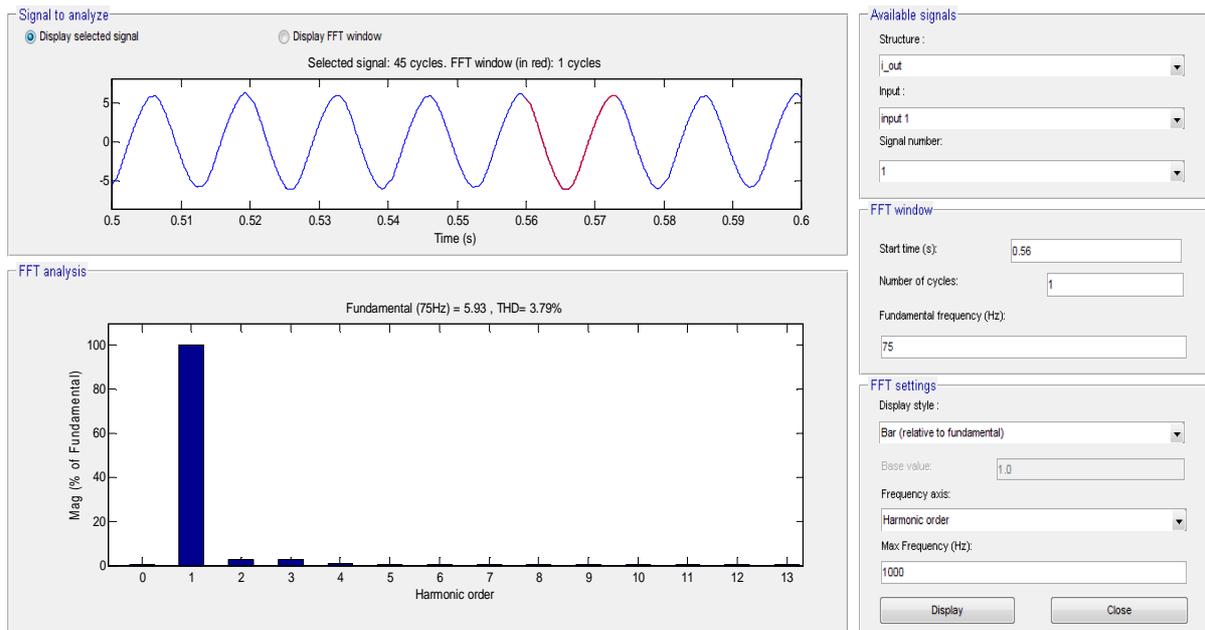


Figure IV-9 Allure de courant du charge pour $f=75$ Hz , $r=0.85$

| r | THD% |
|------|------|
| 0.05 | 8.9 |
| 0.1 | 7.11 |
| 0.15 | 5.37 |
| 0.2 | 3.74 |
| 0.25 | 2.50 |
| 0.3 | 2.46 |
| 0.35 | 3.57 |
| 0.4 | 3.46 |
| 0.45 | 3.18 |
| 0.5 | 2.97 |
| 0.55 | 3.45 |
| 0.6 | 3.29 |
| 0.65 | 3.15 |
| 0.7 | 2.97 |
| 0.75 | 2.5 |
| 0.8 | 2.18 |
| 0.85 | 2.03 |
| 0.9 | 2.16 |
| 0.95 | 2.42 |
| 1 | 2.75 |

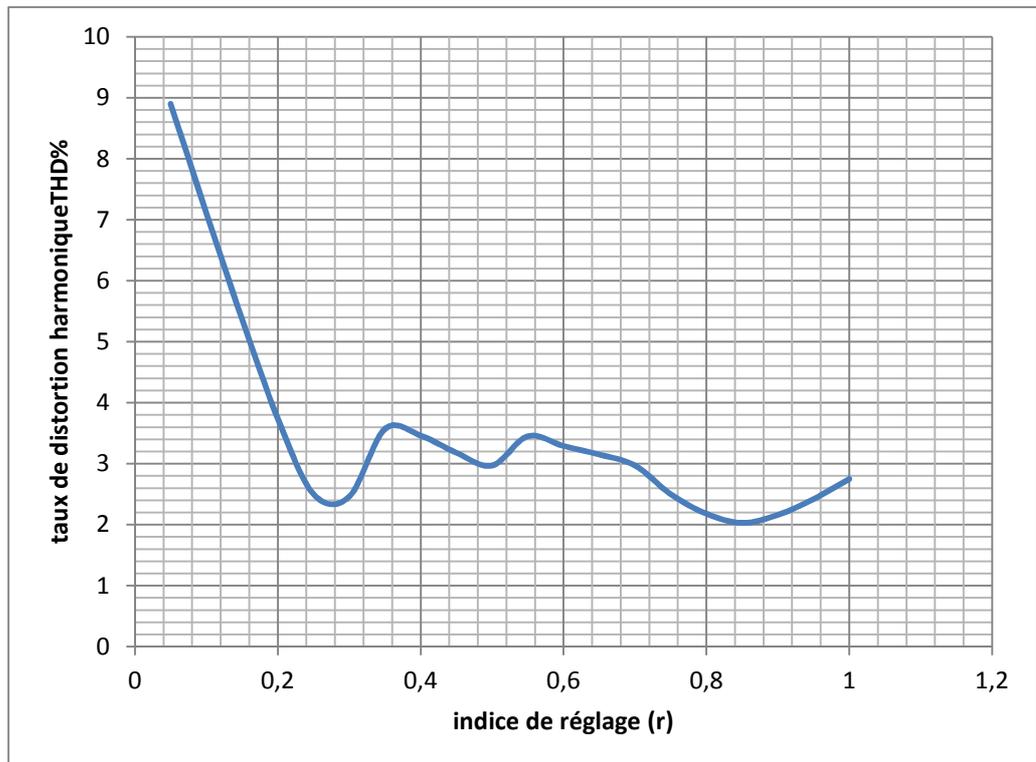


Figure IV-10 Allure de THD de courant du charge en fonction de l'indice de réglage pour $f= 50$ Hz

Commentaire :

Les signaux montrent que la stratégie PDPWM fournit la tension de sortie presque sous forme d'onde.

On observe que les signaux de courant du charge c'est des signaux proche d'une sinusoïdale

Avec l'outil FFT Analyse, les harmoniques et les courbes de $THD=f(r)$ montre que les harmoniques est presque disparu a cause de :

- L'augmentation de l'indice de réglage.
- L'augmentation de la fréquence

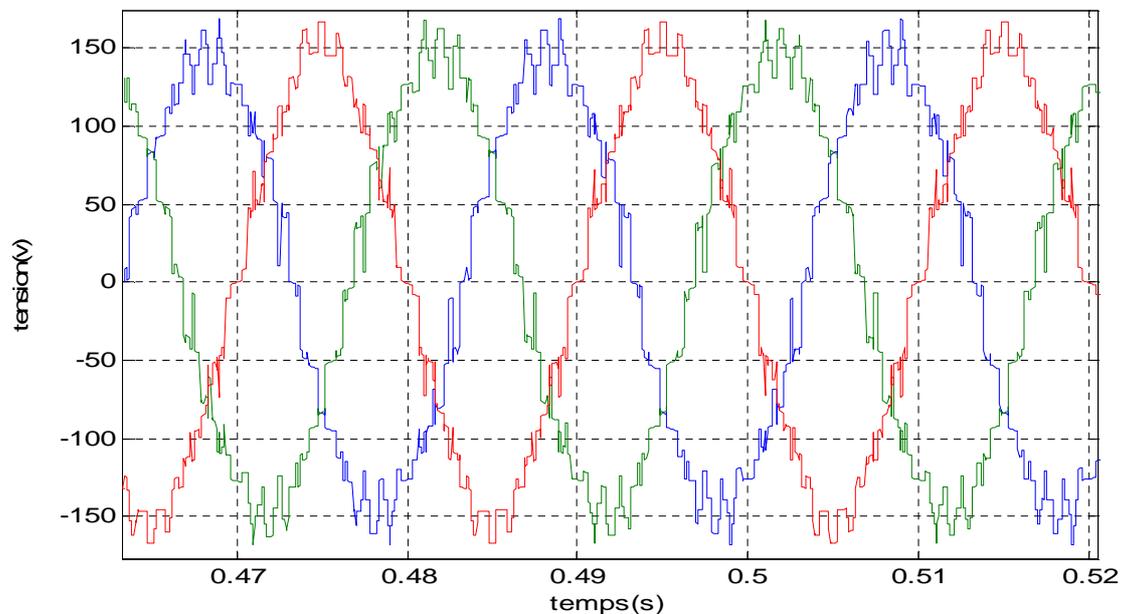
IV-3-2 Les résultats de simulation pour le triphasé

Figure IV-11 Les allures des tensions du charge $R_{ch}L_{ch}$ $f=50$ Hz, $r=0.85$

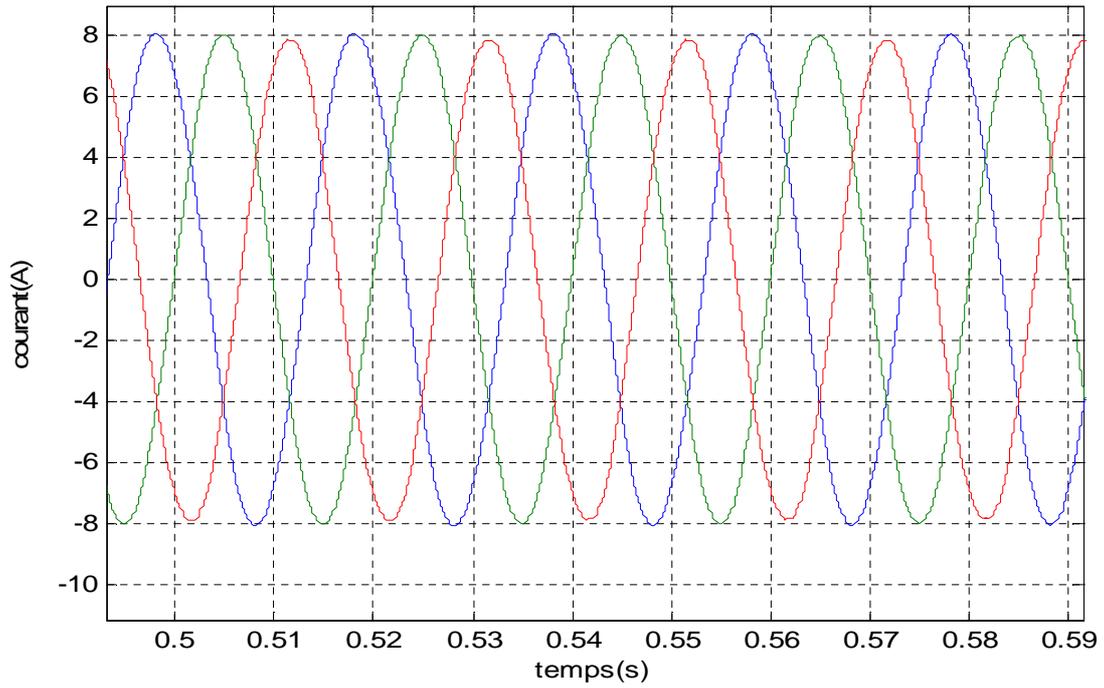


Figure IV-12 Les allures des courants du charge $R_{ch}L_{ch}$ $f=50$ Hz, $r=0.85$

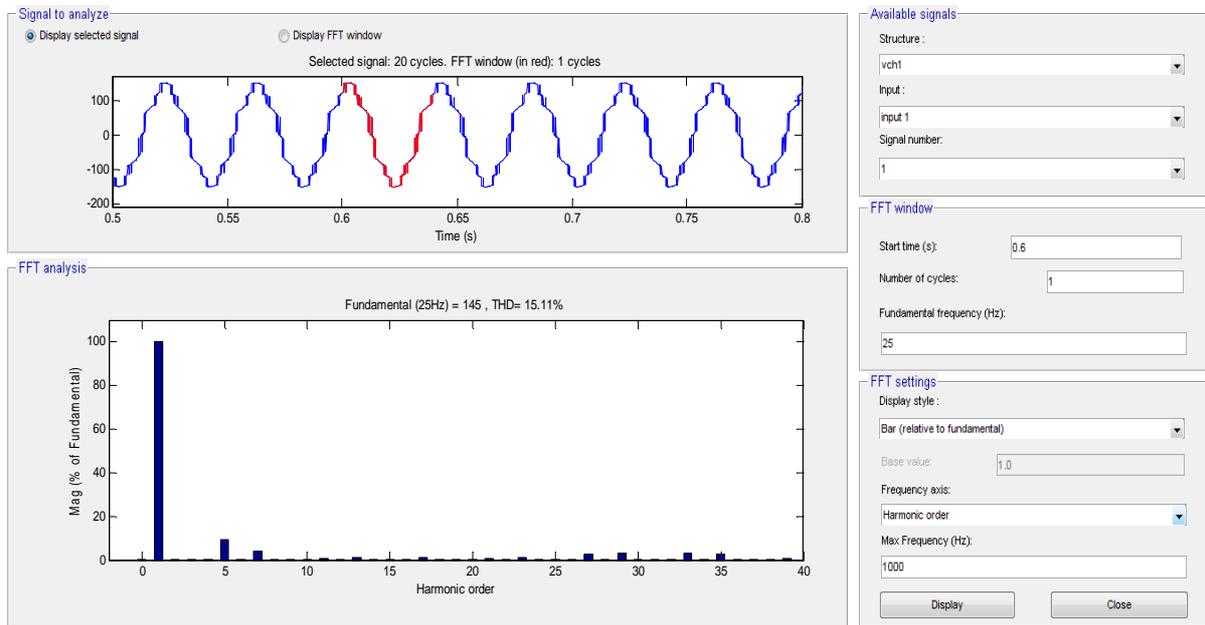


Figure IV- 13 Allure de tension du charge pour $f=25$ Hz, $r=0.85$

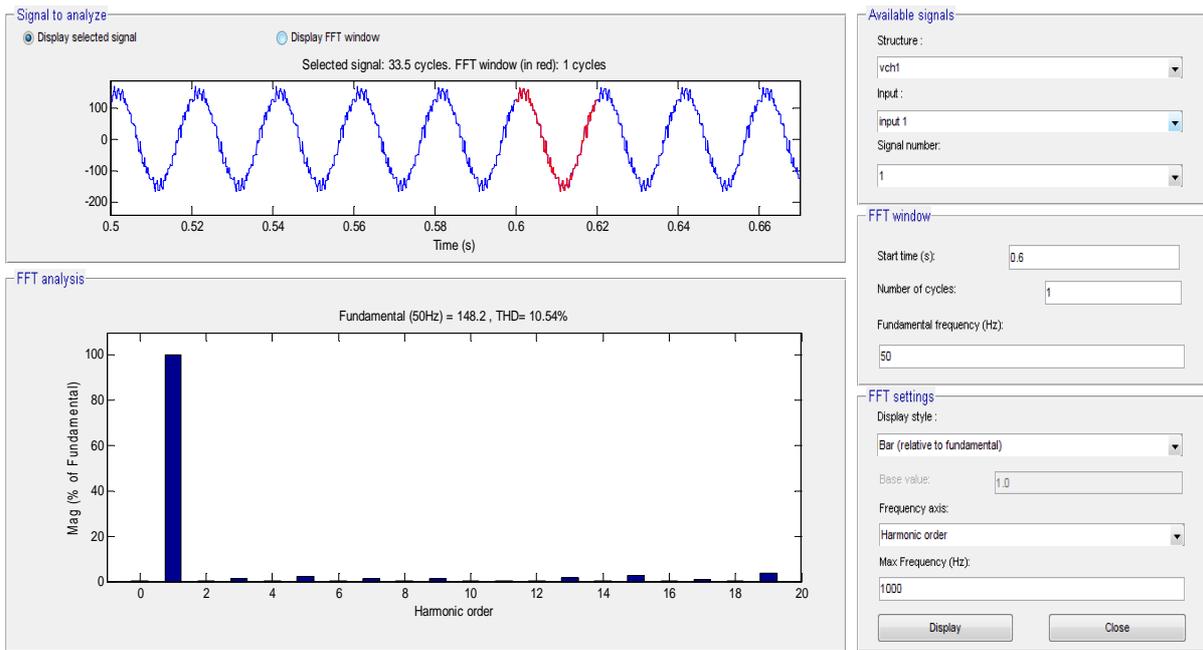


Figure IV- 14 Allure de tension du charge pour $f=50$ Hz, $r=0.85$

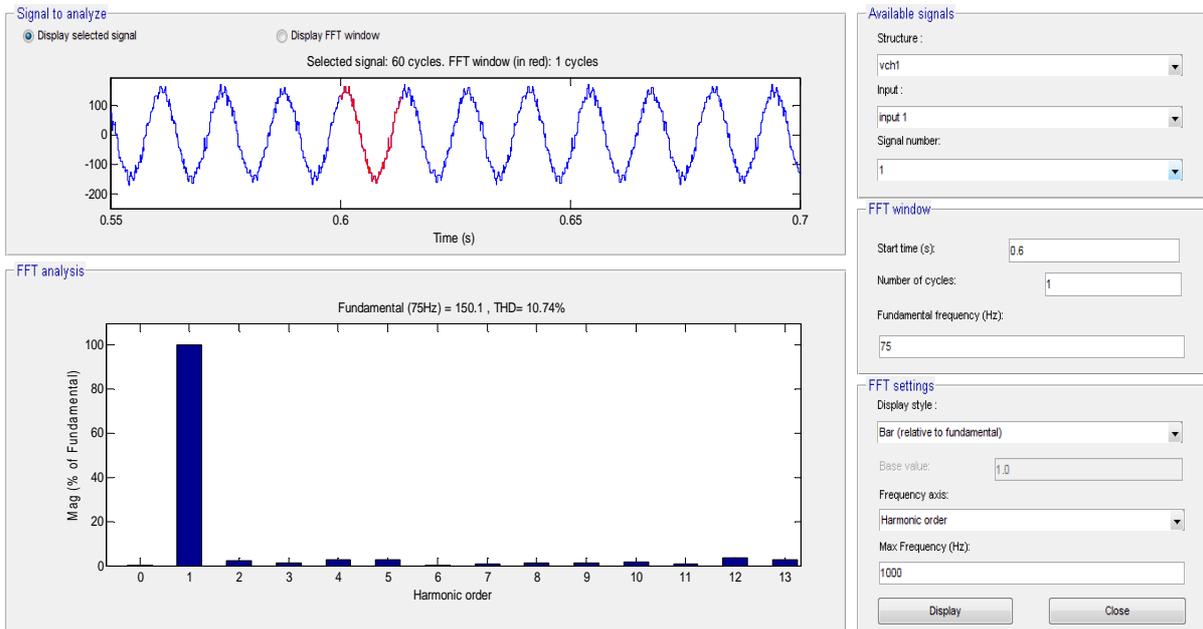


Figure IV- 15 Allure de tension du charge pour $f=75$ Hz, $r=0.85$

| r | THD% |
|------|-------|
| 0.05 | 79.8 |
| 0.10 | 51.65 |
| 0.15 | 37.59 |
| 0.2 | 27.76 |
| 0.25 | 19.41 |
| 0.3 | 15.64 |
| 0.35 | 14.07 |
| 0.4 | 13.57 |
| 0.45 | 12.93 |
| 0.50 | 11.95 |
| 0.55 | 11.95 |
| 0.6 | 11.06 |
| 0.65 | 11.04 |
| 0.7 | 10.84 |
| 0.75 | 10.63 |
| 0.8 | 10.52 |
| 0.85 | 10.54 |
| 0.9 | 10.64 |
| 0.95 | 10.75 |
| 1 | 10.70 |

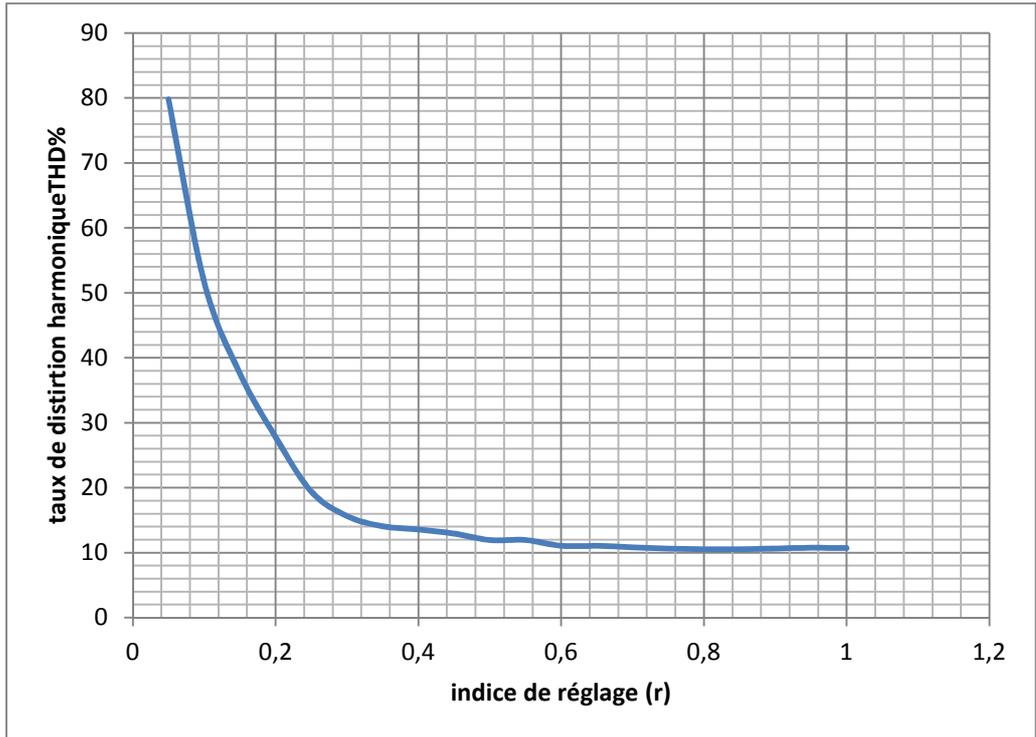


Figure IV- 16 Allure de THD de tension du charge en fonction de l'indice de réglage pour $f=50$ Hz

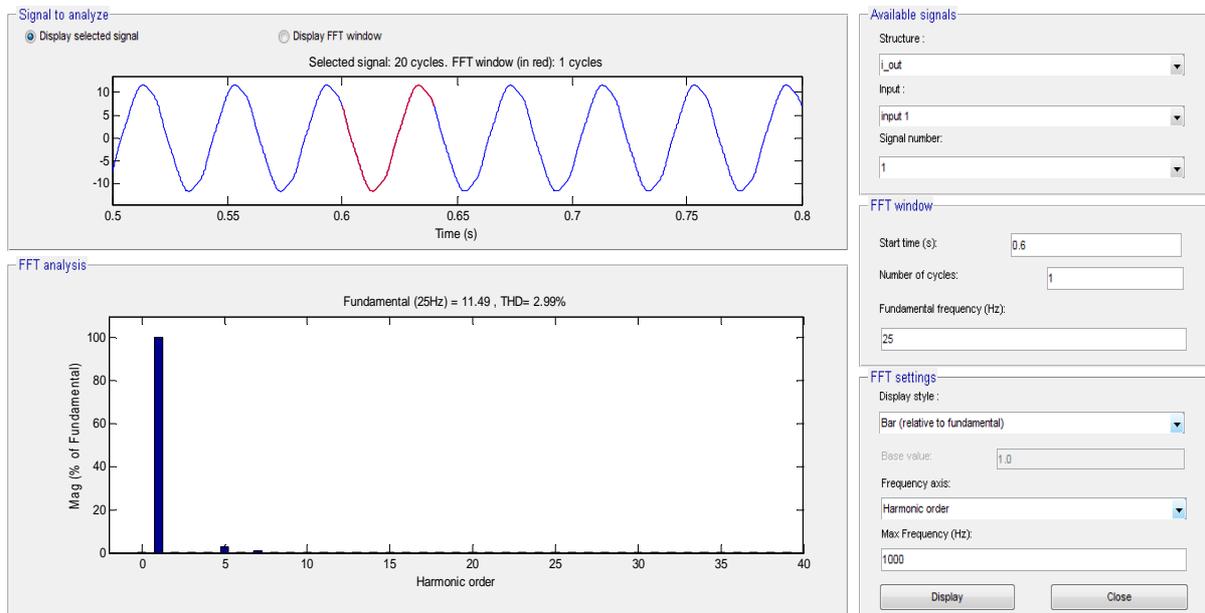


Figure IV- 17 Allure de courant du charge pour $f=25$ Hz , $r=0.85$

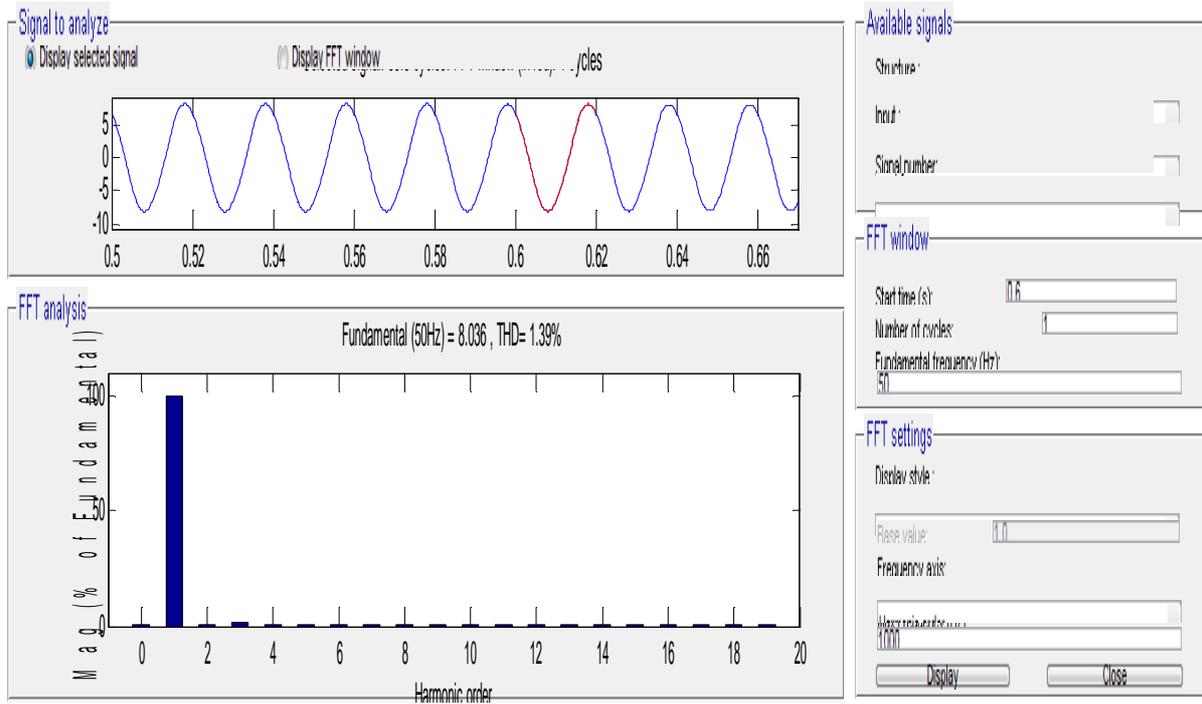


Figure IV- 18 Allure du courant de charge pour $f=50$ Hz , $r=0.85$

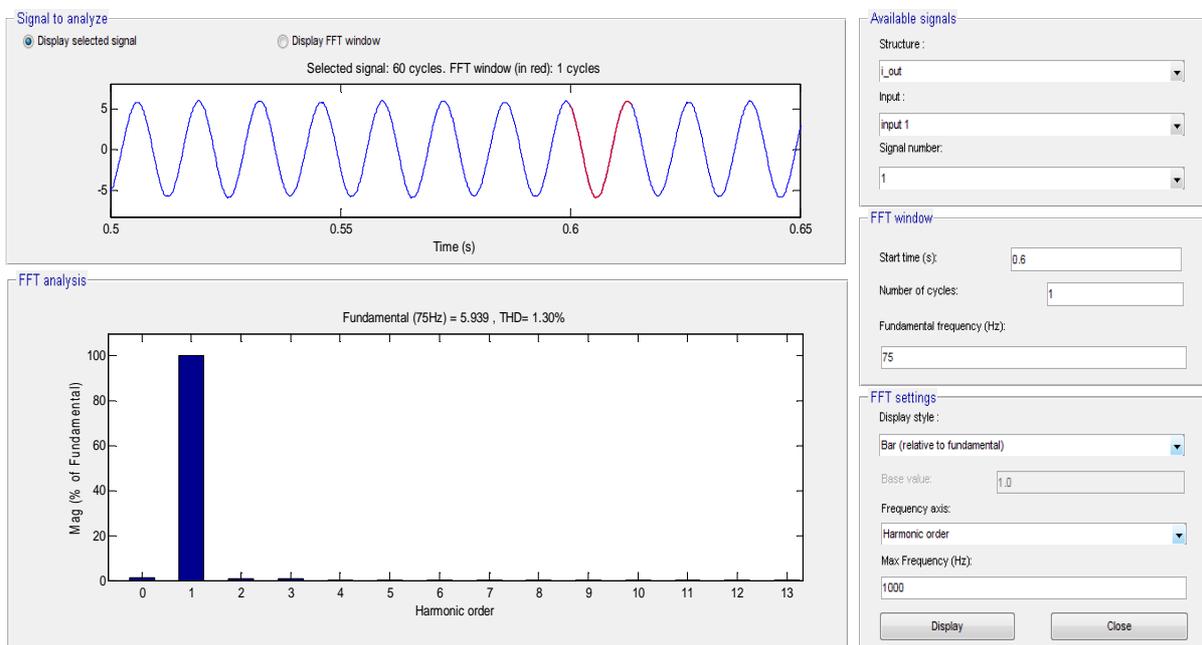


Figure IV- 19 Allure de courant du charge pour $f=75$ Hz , $r=0.85$

| r | THD% |
|------|------|
| 0.05 | 6.64 |
| 0.1 | 5.58 |
| 0.15 | 4.61 |
| 0.2 | 3.84 |
| 0.25 | 3.43 |
| 0.3 | 2.09 |
| 0.35 | 1.31 |
| 0.4 | 1.25 |
| 0.45 | 1.33 |
| 0.5 | 1.41 |
| 0.55 | 1.2 |
| 0.6 | 1.12 |
| 0.65 | 1.05 |
| 0.7 | 1 |
| 0.75 | 1.18 |
| 0.8 | 1.3 |
| 0.85 | 1.39 |
| 0.9 | 1.39 |
| 0.95 | 1.3 |
| 1 | 1.14 |

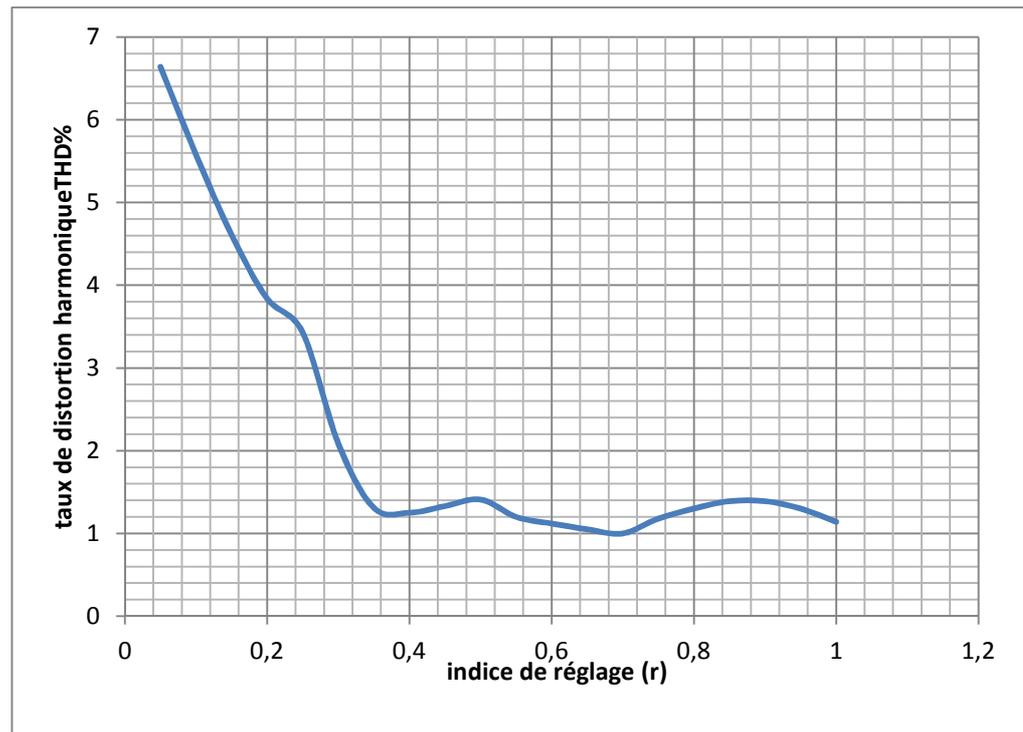


Figure IV- 20 Allure de THD de courant du charge en fonction de l'indice de réglage pour $f=50$ Hz

Commentaire

On observe que les tensions et les courants de charge sont déphasés de 120° et les signaux montrent clairement que la stratégie PDPWM fournit les courants de sortie quasi sinusoïdaux, ce qui donne un faible taux de distorsion harmonique est donné avec l'outil FFT analyse qui représente le degré d'éloignement de la forme sinusoïdale.

Conclusion

Dans ce chapitre le convertisseur modulaire multiniveaux basé sur des cellules de demi-pont, la configuration employant la stratégie PDPWM multi-porteuses PWM avec la charge $R_{ch}L_{ch}$ ce convertisseur est simulé à l'aide de logiciel Matlab-Simulink en utilise la stratégie multi porteuses basée sur la tension de sortie et le courant de sortie et les harmoniques.

La stratégie PDPWM produit des tensions et des courants avec THD varié en fonction de l'indice de réglage et de fréquence aussi, cette stratégie est une méthode qui fournissant les tensions et les courants avec faible taux de distorsion harmonique.

Conclusion générale

Dans le cadre de la réalisation de notre mémoire de master, nous traitons la modélisation et la commande de convertisseur modulaire multiniveaux. L'objectif principal du travail consiste à appliquer une stratégie de commande nécessaire au bon fonctionnement de convertisseur modulaire multiniveaux.

Dans le premier chapitre, nous avons présenté des généralités sur les structures multiniveaux.

Dans le deuxième, nous avons modélisé le convertisseur, on a pu voir l'intérêt de transformation de park qui permet d'avoir un système d'équation différentielle à coefficients facile à exploiter et résoudre.

Dans le troisième chapitre, on a élaboré une stratégie de commande à modulation de largeur d'impulsions (MLI), la méthode de Phase Disposition avec le modèle de MMC qui nous a permis d'obtenir la tension et le courant de charge avec distorsion harmonique inférieure.

Les résultats de simulation obtenus ont permis de conclure que la commande à modulation de largeur d'impulsions (MLI) par la méthode de disposition en phase est simple à mettre en œuvre, présente des résultats convenables.

Face à ces observations et aux résultats obtenus, des perspectives intéressantes pouvant contribuer à compléter le travail réalisé ici ou d'ouvrir de nouveaux axes de travail sont envisageables :

- Utilisation d'autre méthode de la commande et faire la comparaison entre eux.
- Étude des techniques et les méthodes d'analyse pour l'équilibrage de tension.
- Vérification expérimentale de l'analyse et des méthodes proposées pour le MMC.

Références bibliographiques :

- [1] : Mathieu Morati « Contribution à l'étude et au contrôle des convertisseurs multiniveaux : application à la compensation des fours à arc », thèse doctorat de l'université de Lorraine juin 2014.
- [2] : Alexandre Leredde « Etude, commande et mise en œuvre de nouvelles structures multiniveaux », thèse doctorat de l'université de Toulouse novembre 2011.
- [3] : M. Eduard Hernando Solano Saenz « Etude des convertisseurs multicellulaires série-parallèle et de leurs stratégies de commande, approches linéaire et prédictive », thèse doctorat de l'université de Toulouse novembre 2014.
- [4] : Martin Cong Wu « Etude prospective de la topologie MMC et du packaging 3D pour la réalisation d'un variateur de vitesse en moyenne tension », thèse doctorat de l'université de Grenoble avril 2015.
- [5] : Martin Aimé « Évaluation et optimisation de la bande passante des convertisseurs statiques Application aux nouvelles structures multicellulaires », thèse doctorat de l'université de Toulouse novembre 2003.
- [6] : A. Cunière / G. Feld / M. Lavabre « Electronique de puissance de la cellule de commutation aux applications industrielles » septembre 2012.
- [7] : Joseph Song Manguelle « Convertisseurs multiniveaux asymétriques alimentés par transformateurs multi-secondaires basse-fréquence réactions au réseau d'alimentation » thèse doctorat de l'école polytechnique fédérale de Lausanne 2004.
- [8] : Giacomo Casadei « Modular Multi-Level Converter: Modeling, Simulation and Control in Steady State and Dynamic Conditions » Aalborg University, Denmark 2012.
- [9] : Vahid Najmi « Modeling, Control and Design Considerations for Modular Multilevel Converters » Virginia Polytechnic Institute 2015.
- [10] : Panagiotis Asimakopoulos « Design and Control of Modular Multilevel Converter in an Active Front End Application » Chalmers University of Technology Göteborg, Sweden, 2013.
- [11] M.S.Rajan, R.Seyezhai « Comparative Study of Multicarrier PWM Techniques for a Modular Multilevel Inverter » Research Scholar-Department of EEE, SSN College of Engineering Vol 5 No 6 Dec 2013-Jan 2014.
- [12] : Benmlra Hassan « Comme exigence partielle de la maîtrise en génie électrique » l'université en du Québec à Trois-Rivières janvier 2003
- [13] : Martin Funck, Joseph Vandendorpe « liaisons HVDC structure, contrôle et modélisation technologies VSC et MMC » université catholique de Louvain 2016.

[14] : Leon M Tolbert, Fang Z Peng «Multilevel converters for large electric drives» Anaheim, californa, February 1998.

[15]: Brighen Haroun, Halaimia Safouane «Etude et analyse de la commande des onduleurs Multi-niveaux par MLI sinusoïdale» universite larbi tebssi–tebessa, 2016.

Introduction générale

Chapitre II

Modélisation de convertisseur modulaire multiniveaux

Chapitre III

**Etude les différentes des stratégies de
commande des convertisseurs MMC**

Chapitre IV

Interprétation des résultats

Conclusion générale

Références bibliographiques

Chapitre I
Généralités sur les structures
multiniveaux