

République Algérienne Démocratique et Populaire
Ministère de l'enseignement Supérieur
et de la Recherche scientifique



Université Echahid Hamma Lakhdar d'El Oued
Faculté de Technologie

Mémoire de Fin d'Étude
En vue de l'obtention du diplôme de

MASTER ACADEMIQUE

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

Thème

Commande Prédicative d'un
Onduleur de Tension Triphasé
NPC à Trois Niveaux

Réalisé par :

HARIZ BELGACEM Belal

MOUSSAOUI Saci

Encadré par :

Dr. MESBAHI Nadhir

Soutenu en Juin 2020

Dédicaces

C'est avec un cœur plein de joie que je dédie ce modeste travail :

A ma chère mère Mabrouka, qui n'a jamais cessé de prier pour moi, que dieu la protège,

A mon chère père Salah,

A tous mes frères et sœurs.

A toute la famille HARIZ BELGACEM.

A mes amis.

A tous mes collègues et tous ceux dont les noms ne figurent pas sur cette liste.

Dédicaces

A ma très chère mère, qui représente pour moi l'exemple du

Sacrifice du dévouement, et de l'honnêteté.

A mon père, symbole de patience et du courage

A mon oncle adorable que j'aime beaucoup.

A toute la Famille

A mon frère et mes sœurs

A toute ma famille

A mes chers Amis

A Touts mes Amis, chez lesquels j'ai trouvé réconfort

Et soutien dans les moments les plus pénibles

Que je dédie ce travail

Et à toi aussi OUI!!

TOI!

Remerciements

Notre remerciement Avant tout, louange à « ALLAH » qui nous a donnés la force, le courage et la patience de mettre ce modeste travail.

Nous tenons, avant tout, remerciement Dr. MESBAHI Nadhir pour sa disponibilité, pour sa confiance qu'il nous a témoignée, ainsi que ses conseils précieux et ses encouragements qui nous ont beaucoup aidés à mener à bien la réalisation de ce travail. Qu'ils trouvent ici notre profonde reconnaissance.

Nous remercions les membres de jury, chacun par son nom, qui nous ont honorés en acceptant d'examiner ce travail.

Nous adressons nos sincères remerciements à tous ceux qui ont contribué, de près ou de loin, à la réalisation de ce travail.

Résumé

Les convertisseurs multiniveaux sont de plus en plus utilisés pour répondre à l'augmentation continue de la puissance transmise au réseau électrique tout en veillant à la réduction des ondulations des courants et les harmoniques des tensions de sortie.

Ce travail traite de l'utilisation de l'approche prédictive pour la commande de l'onduleur à trois niveaux 3L-NPC. Après l'étude des techniques de commande prédictive existantes, celle à ensemble de commande fini FCS-MPC pour l'onduleur 3L-NPC est finalement choisie.

Pour valider la stratégie de commande développée, des simulations numériques sous environnement Matlab/Simulink ont été effectuées. Les résultats de simulation obtenus sont satisfaisants et confortent le choix de la commande proposée.

Mots clés : Electronique de puissance, Onduleur multiniveaux, Onduleur NPC à trois niveaux, Commande prédictive, FCS-MPC.

Liste des Tableaux

Tableaux du Chapitre I

Tableau.I.1. Etats possible de l'onduleur NPC à N-1 étages avec $\Delta U = E_c / N - 1$	9
Tableau.I.2. Etats d'un convertisseur multicellulaire à 4 niveaux et sa tension de sortie.	12
Tableau.I.3. Comparaison des convertisseurs CHB, NPC et FC en termes de nombre de composant nécessaire pour chaque convertisseur.	17

Tableaux du Chapitre II

Tableau II.1. Etats de commutation pour une phase de l'onduleur.....	23
Tableau II.2. Etats des commutateurs et des vecteurs correspondants.	25

Tableaux du Chapitre III

Tableau III.1. Paramètres utilisés pour la simulation.	43
--	----

Liste des Figures

Figures du Chapitre I

Fig.I.1. Topologies d'onduleurs <i>NPC</i>	6
Fig.I.2. Bras d'onduleur NPC à N-niveaux.....	8
Fig.I.3. Bras d'onduleur NPC à 3-niveaux et configuration possible.....	9
Fig.I.4. Bras de convertisseur multicellulaire série à $p + 1$ niveaux.	11
Fig.I.5.a. Forme d'onde des tensions pour un bras en cascade 9-niveaux.	14
Fig.I.5.b. Structure d'un bras d'onduleur N-niveaux en cascade.....	14
Fig.I.6. Classification des différentes méthodes de modulation multiniveaux.	18

Figures du Chapitre II

Fig.II.1. Circuit d'un onduleur NPC triphasé connecté à une charge résistive-inductive-active.	22
Fig.II.2. Vecteurs de tension et états de commutation possibles générés par un onduleur à trois niveaux.	24
Fig.II.3. Représentation correspondant aux vecteurs nuls.	26
Fig.II.4. Onduleur NPC idéal équivalent pour les vecteurs petits.	26
Fig.II.5. Onduleur NPC idéal équivalent pour les vecteurs moyens et grands.	27
Fig.II.6. Classification des commandes prédictives.	30
Fig.II.7. Schéma de principe de contrôle prédictif.....	33

Figures du Chapitre III

Fig.III.1. Structure de commande prédictive des courants du 3L-NPC.....38

Fig.III.2. Organigramme de la commande prédictive.....42

Fig.III.3. Résultats de simulation en régime permanent de la commande FCS-MPC : a) les courants commandés i_α et i_β ainsi que leurs références : b) les courants de la charge i_a , i_b et i_c : c) la tension de sortie de l'onduleur v_{an} : d) la tension de sortie de l'onduleur u_{ab} : e) les tensions continues aux bornes des deux condensateurs v_{dc1} et v_{dc2} 44

Fig.III.4. Résultats de simulation de l'effet de la période d'échantillonnage sur la commande FCS-MPC ($T_s = 25\mu s$) : a) le courant de la charge i_a et sa référence: b) le spectre harmonique du courant : c) la tension simple à la sortie du 3L-NPC : d) les tensions continues aux bornes des deux condensateurs.46

Fig.III.5. Résultats de simulation de l'effet de la période d'échantillonnage sur la commande FCS-MPC ($T_s = 100 \mu s$) : a) le courant de charge i_a et sa référence: b) le spectre harmonique du courant : c) les tensions continues aux bornes des deux condensateurs : d) la tension simple à la sortie du 3L-NPC.....47

Fig.III.6. Résultats de simulation du transitoire lors de la variation de l'amplitude. :a) les courants commandés i_α et i_β ainsi que leurs références :b) les courants de la charge i_a , i_b et i_c :c) le courant de charge i_a et sa référence :d) la tension simple à la sortie du 3L-NPC :e) les tensions continues aux bornes des deux condensateurs.....49

Fig.III.7. Résultats de simulation du réglage de la tension du bus continu.50

Liste des Symboles et Notations

Symboles

e_a, e_b, e_c	Forces électromotrices triphasées
v_{dc}	Tensions de condensateur
u_{ab}	Tension composée de sortie de l'onduleur
v_{an}	Tension simple de sortie de l'onduleur
i_{C1}	Courants de condensateur C_1
i_{C2}	Courants de condensateur C_2
i_a, i_b, i_c	Courants de charge
i_α, i_β	Composantes du vecteur courant dans le repère stationnaire
R	Résistance à la charge
L	Inductance de charge
C	Capacité du bus continu
E	Sources de tensions flottantes
g	Fonction de coût
k	L'instant d'échantillonnage
f	Fréquence du réseau
λ_{dc}	Facteur de pondération de l'équilibrage de tension du condensateur
T_S	Période d'échantillonnage
C_{dc}	Capacité du bus continu
C_f	Capacité Flottante

Notation

NPC	Neutral Point Clamped
3L-NPC	Trois niveaux Neutral Point Clamped
CHB	Cascaded H-Bridge
FC	Flying Capacitor
FCCM	Flying Capacitor Multilevel Converters
DC	Courant Continu
MC	Mode Commun
MLI	Modulation de Largeur d'Impulsion
<i>PI</i>	Regulateur Proportionnel Intégral
MPC	Model Predictive Control
FCS-MPC	Finite Control Set Model Predictive Control
CCS-MPC	Continuous Control Set Model Predictive Control

Sommaire

Introduction Générale	1
I. Introduction aux Onduleurs Multiniveaux : Classification et Techniques de Commande...	3
I.1. Introduction	4
I.2. Historique et avantages des structures de conversion multiniveaux	4
I.2.1. Historique.....	4
I.2.2. Avantages.....	5
I.3. Différentes structures d'onduleur multiniveaux.....	6
I.3.1. Onduleurs multi-niveaux à diode de bouclage.....	6
I.3.2. Les onduleurs NPC (Neutral Point Clamped).....	7
I.3.3. Les convertisseurs multiniveaux FCMC :.....	11
I.3.4. Onduleurs multiniveaux en cascade.....	13
I.4. Comparaison des topologies multiniveaux	15
I.5. Techniques de modulation	18
I.6. Conclusion.....	19
II. Modèle du 3L-NPC et Principe de la Commande Prédicative	20
II.1. Introduction	21
II.2. Modélisation de l'onduleur de tension trois niveaux à diodes clampées :.....	21
II.2.1. Structure générale	21
II.2.2. Représentation vectorielle	23
II.3. Modèle mathématique de l'onduleur 3L-NPC	27
II.4. Principe de base de la commande prédictive	29
II.4.1. Conception de la commande prédictive.....	32

II.4.2. Schéma de principe de la commande prédictive.....	33
II.5. La commande prédictive à ensemble de commande fini	33
II.6. Conclusion	35
III. Commande Prédictive Appliquée à l'Onduleur à Trois Niveaux	36
III.1.Introduction.....	37
III.2.Implémentation de la commande prédictive.....	37
III.2.1. Modèle prédictif du système.....	37
III.2.2. Fonction de coût	40
III.2.3. Algorithme de commande.....	41
III.3. Résultat de simulation.....	43
III.4.Conclusion	50
Conclusion Générale.....	51
Références Bibliographiques	53

Introduction Générale

De nos jours l'électronique de puissance est une discipline vitale dans plusieurs domaines touchant directement les activités humaines tels que le transport, les réseaux d'alimentation électrique, ou encore tout type d'activité industrielle. Dans cette époque et dans ce contexte mondial, où l'énergie est devenue indispensable pour la vie humaine, et où la planète commence à donner des signaux de surexploitation, l'amélioration des dispositifs de l'électronique de puissance peut contribuer à améliorer les performances des installations électriques et énergétiques actuelles, et ainsi réduire la pression sur les ressources énergétiques mondiales [1].

L'utilisation des convertisseurs multiniveaux dans les installations industrielles a été motivée par des avantages énergétiques, largement éprouvés de nos jours : la réduction très significative du taux de distorsion harmonique du courant, l'amélioration du facteur de puissance, la réduction des contraintes électriques aux bornes des interrupteurs statiques, la diminution des pertes de puissance et la réduction du volume des filtres (si nécessaires) [2].

L'objectif de ce mémoire est d'améliorer les performances de la commande prédictive appliquée à l'onduleur à trois niveaux 3L-NPC. Nous proposons une stratégie de commande prédictive à ensemble de commande fini FCS-MPC basée sur le modèle de l'onduleur, afin d'obtenir le meilleur choix de la séquence du vecteur de tension à appliquer à l'onduleur au sens d'une fonction de coût.

Ce mémoire est composé de trois chapitres :

Le premier chapitre sera consacré à la revue de la littérature concernant les différentes topologies d'onduleurs multiniveaux. Ensuite, nous décrivons les différentes techniques de modulation des onduleurs multiniveaux.

Le second chapitre présente l'ondeur à trois niveaux. Dans la première partie, la topologie et le principe de fonctionnement de l'ondeur 3L-NPC sont rappelés, puis le modèle mathématique de l'ondeur 3L-NPC est établi. Dans la seconde partie, nous exposons une brève présentation des différentes approches de la commande prédictive.

Dans le troisième chapitre, nous montrons, par simulation numérique l'efficacité de la commande prédictive en courant appliquée à l'ondeur à trois niveaux.

Une conclusion générale de ce travail ainsi que des perspectives clôturent le document.

Chapitre I

Introduction aux Onduleurs Multiniveaux : Classification et Techniques de Commande

I.1. Introduction

La structure de l'onduleur à deux niveaux de tension se heurte à des limites physiques et technologiques pour la montée en tension et donc en puissance [3], notamment la qualité de la tension générée avec un taux d'harmoniques élevé. C'est pour palier à ces inconvénients que certains chercheurs ont introduit des onduleurs ayant une structure multi niveaux de tension, et qui génèrent un peu moins d'harmoniques [4].

Dans ce chapitre, l'utilisation des onduleurs multi niveaux à structure tension pour l'accroissement de la tension de raccordement du convertisseur et l'acquisition d'un spectre admissible de la tension de sortie est abordée. Au début, différentes topologies des onduleurs multiniveaux, ainsi que leurs avantages et inconvénients, sont évoquées. Puis, les différentes stratégies de commande utilisées pour la conduite de ces onduleurs sont présentées.

I.2. Historique et avantages des structures de conversion multiniveaux

I.2.1. Historique

L'histoire de la conversion multi niveaux commence au début des années 70. La première structure décrite est une mise en série de pont en H pour synthétiser une tension de sortie alternative sous forme d'escalier. Puis au début des années 80 est apparu le convertisseur clampé par le neutre *NPC*. Cette structure est considérée comme le premier convertisseur multi niveaux pour des applications de moyennes puissances. Puisque l'onduleur NPC double effectivement le niveau de tension sans exiger une tension assorti précise, la topologie NPC a régné dans les années 80. L'application de l'onduleur *NPC* et de son extension aux convertisseurs multi niveaux a été publié par. Depuis, de nombreuses études ont été proposées pour étudier ses propriétés et les évolutions possibles de cette structure.

Bien que l'onduleur multi niveaux en cascade ait été inventé le premier, ses applications n'ont pas régné jusqu'au milieu des années 90. Deux brevets importants ont été publiés pour indiquer la supériorité des onduleurs en cascade pour l'entraînement des moteurs. En raison de la grande demande des onduleurs de haute puissance et de moyenne tension, l'onduleur multi niveaux en cascade a tiré d'énorme intérêt.

Dans les années 90, les recherches sont tournées vers de nouvelles structures et ils sont portées vers les convertisseurs multicellulaires série, aussi connus 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. Beaucoup de propriétés de ces structures de base sont communes avec les nouvelles structures découvertes [5].

I.2.2. Avantages

Un convertisseur multi niveaux à plusieurs avantages par rapport a un convertisseur conventionnel a deux niveaux qui utilisent la modulation de largeur d'impulsion *MLI* à haute fréquence de commutation. Les caractéristiques techniques attrayantes d'un convertisseur multi niveaux peuvent être brièvement récapitulées comme suit :

- Qualité de forme d'onde en escalier : les convertisseurs multi niveaux non seulement peuvent générer des tensions de sortie avec de très faible déformation, mais également peuvent réduire les efforts dv/dt , pour cette raison les problèmes d'électromagnétique peuvent être réduits.
- Mode commun de tension (*MC*) : les convertisseurs multiniveaux produisent une plus petite tension de (*MC*), pour cette raison, l'effort dans les roulements d'un moteur connecté à un onduleur multi niveaux peut être réduit. En outre, on peut éliminer la tension de (*MC*) en employant des stratégies de modulation avancées.
- Courant d'entrée : les convertisseurs multi niveaux peuvent dessiner un courant d'entré avec faible taux de déformation.
- Fréquence de commutation : les convertisseurs multi niveaux peuvent fonctionner à la fréquence fondamentale et à haute fréquence de commutation *MLI*. Il est convient a noté que une faible fréquence de commutation signifie habituellement une faible perte par commutation donc le rendement est plus élevé.

Malheureusement, les convertisseurs multiniveaux ont quelques inconvénients. Un inconvénient particulier est le grand nombre d'interrupteurs semi-conducteur requis. Bien que des commutateurs évalués à tension réduite puissent être utilisés dans un convertisseur multi niveaux, chaque commutateur exige un circuit relatif de commande de gâchettes.

Ceci peut rendre le système général plus cher et complexe. Nous présentons ci-dessous, les principales topologies de convertisseurs multi niveaux évoquées dans la littérature, aussi bien que ses principaux atouts et faiblesses [5].

I.3. Différentes structures d'onduleur multiniveaux

Trois topologies de convertisseurs ont été considérées comme avoir le potentiel commercial : convertisseurs pont en H cascadié avec des sources continues séparées, convertisseurs clampé par le neutre, convertisseurs à capacité flottante. Avant de poursuivre la discussion dans ce sujet, il convient de noter que le convertisseur multi niveau est utilisé pour se rapporter à un circuit électronique de puissance qui pourrait fonctionner en mode onduleur ou redresseur.

Les structures multi niveau fonctionnant en onduleurs sont le centre de ce chapitre. Cependant, les structures illustrées peuvent être aussi bien mises en application pour redresseur [5].

I.3.1. Onduleurs multiniveaux à diode de bouclage

Cette structure d'onduleur multiniveaux a été introduite par A. Nabae et H. Akagi en 1981. L'objectif était de réduire l'amplitude des harmoniques injectés par l'onduleur dans la charge pour des applications de type alimentation de moteur. L'onduleur NPC à trois et cinq niveau est illustré dans la Fig. I.1.

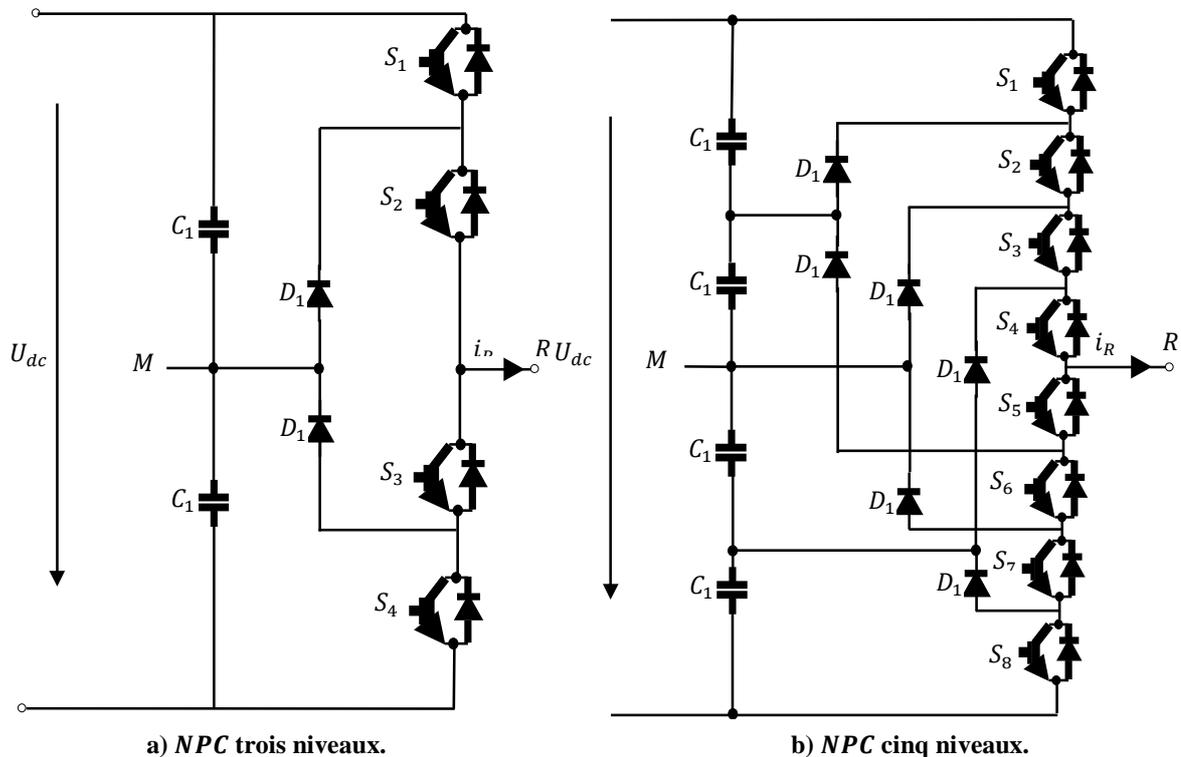


Fig.I. 1. Topologies d'onduleurs NPC.

Cette topologie présente plusieurs avantages dont quelques-uns sont énumérés ci-dessous :

- Les composants de puissance à semi-conducteur bloquent une tension inverse égale seulement à la moitié de la tension de la source continue.
- cette topologie peut être généralisée et les principes employés dans la topologie d'onduleur à trois niveaux peuvent être étendus pour l'utilisation dans des topologies avec n'importe quel nombre de niveaux.
- Toutes les phases partagent le même bus continu.
- la fréquence fondamentale assure un haut rendement.
- La méthode de contrôle est relativement simple.
- La forme d'onde de trois niveaux résulte dans une meilleure qualité spectrale par rapport à celle d'un onduleur triphasé classique, ce qui rend les filtres passifs peu volumineux.

Par contre, cette topologie présente plusieurs difficultés techniques dans les cas de grande puissance tel que :

- Pour les topologies avec plus de trois niveaux, les diodes de bouclage peuvent augmenter les contraintes en tension jusqu'à une valeur égale à $E(N-1)/N$. Donc, les connexions des diodes en série pourraient être exigées et cela complique la conception et soulève des questions de fiabilité et du coût de réalisation.
- Cette topologie exige des diodes de bouclage à vitesse de commutation élevée qui doivent être capable de supporter le courant de la pleine charge.
- Différents calibres pour les appareils de commutation sont nécessaires en raison de leur conduction cyclique.

Le maintien de l'équilibre de la charge des condensateurs demeure toujours une question ouverte pour les topologies des onduleurs *NPC* avec plus de trois niveaux. Bien que le l'onduleur *NPC* à trois niveaux fonctionne avec un facteur de puissance élevé, il est employé surtout dans les circuits de compensation. Cela est dû au problème d'équilibrage des capacités [6].

I.3.2. Les onduleurs NPC (Neutral Point Clamped)

Cette structure d'onduleur multi niveaux a été introduite par A. Nabae et H. Akagi en 1981. Ce type de technique permet la mise en série des interrupteurs pour des applications haute tension. La Fig. I.2 présente le circuit électrique correspondant à un bras onduleur générique à

N-niveaux. Une série de $N-1$ condensateurs permet de créer un ensemble de $N-2$ points milieu capacitifs ayant des potentiels de tension qui vont de $E_c/(N-1), 2E_c/(N-1), 2E_c/(N-1), \dots$ jusqu'à $(N-2)/(N-1)E_c$. La répartition de la tension E_c sur les différents interrupteurs en série est cette fois assurée par des diodes (clamps) connectées à un point milieu capacitif. Des niveaux de tension intermédiaires sur la tension de sortie du bras peuvent donc être créés en connectant chacun de ces points à la sortie, en agissant pour cela sur les signaux de commande $SC_1, SC_1, SC_2, SC_2, \dots, SC_{N-1}, SC_{N-1}$, des interrupteurs de puissance.

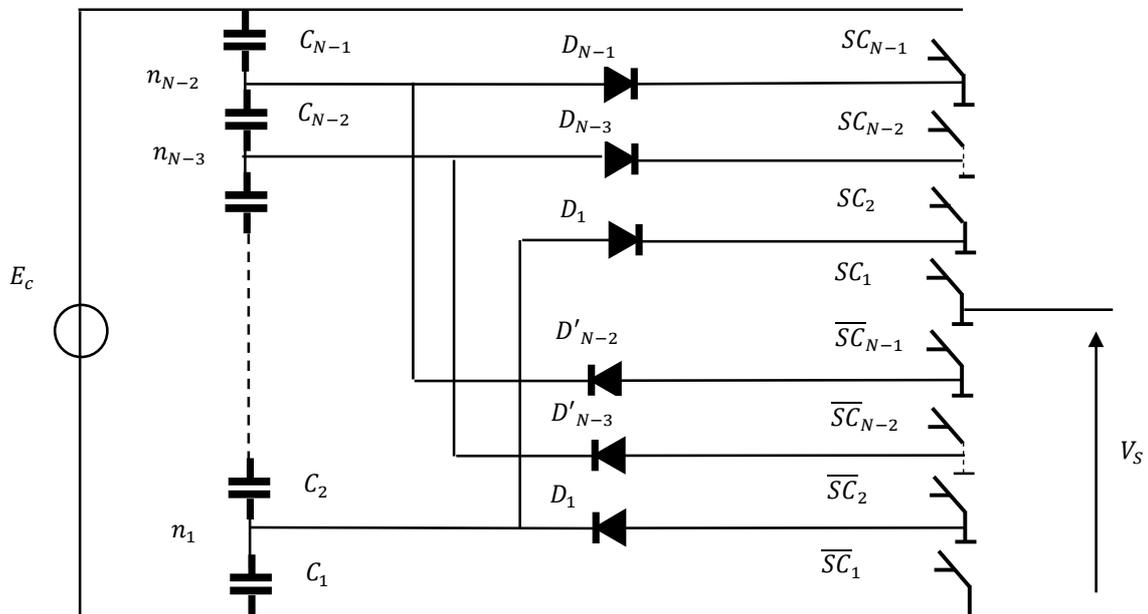


Fig.I. 2. Bras d'onduleur NPC à N-niveaux.

L'application des règles de commande sur ces interrupteurs conduit à N états possibles pour la commande. Ils permettent de générer N-niveaux distincts comme résumé dans le Tableau I.1. Tous les autres états sont indéfinis et interdits.

Tableau I.1

Etats possible de l'onduleur NPC à N-1 étages avec $\Delta U = \frac{E_c}{N-1}$.

sC_{N-1}	...	sC_3	sC_2	sC_1	V_s
0	...	0	0	0	0
0	...	0	0	1	ΔU
0	...	0	1	1	$2\Delta U$
.
1	...	1	0	0	$(N-1)\Delta U$
1	...	1	1	1	$(N)\Delta U$

Ceci est détaillé dans la Fig. I.3 pour le cas particulier d'un onduleur monophasé NPC3 niveaux. Ce convertisseur associé avec des commandes décalées permet de faire apparaître trois niveaux de tension ($0, E_c/2, E_c$).

Ainsi, pour l'obtention de chaque niveau de tension de sortie, il y a une et une seule figuration possible pour le bras d'un onduleur NPC.

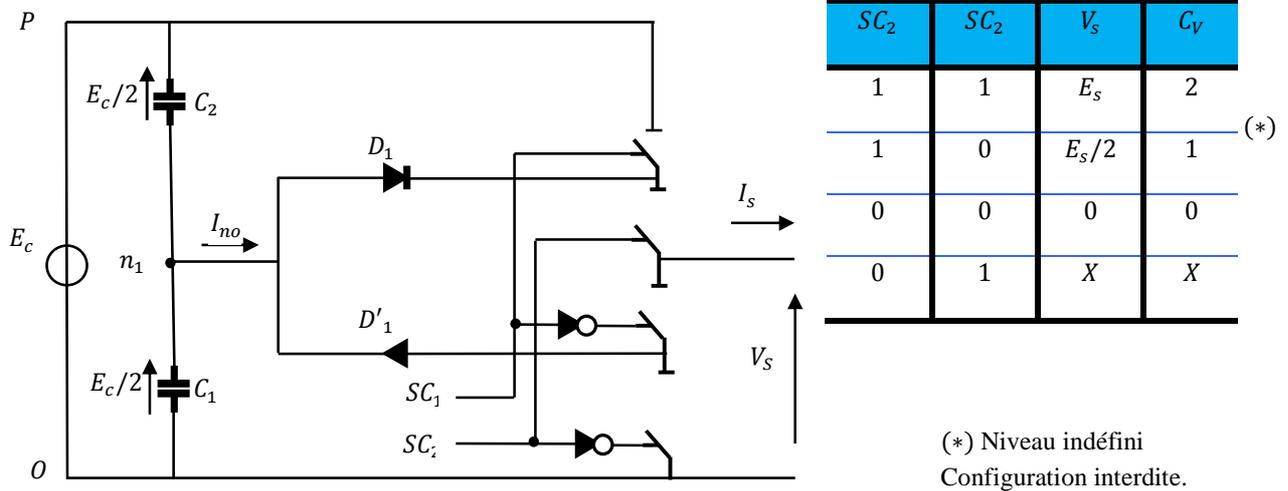


Fig.I. 3. Bras d'onduleur NPC à 3-niveaux et configuration possible.

Cette propriété peut poser des problèmes de stabilisation des potentiels des points milieu capacitifs. En effet, un seul bras alimentant une source de courant de sens unidirectionnel n'est pas capable d'imposer un même niveau de tension intermédiaire indéfiniment. Ceci est dû au fait que la configuration du bras correspondant obligera le courant de charge à traverser les condensateurs toujours dans le même sens. Cependant, cet inconvénient peut être atténué lors d'une application en onduleur triphasé, car dans ce cas les points milieu capacitifs sont partagés par les trois phases, la composante homopolaire pouvant être exploitée au niveau de la commande afin d'équilibrer les condensateurs.

Cependant, à cause de son caractère non modulaire et des difficultés que présente l'équilibrage des tensions aux bornes des condensateurs particulièrement pour les basses fréquences, l'utilisation de cette structure ne paraît pas très adaptée pour la génération d'un grand nombre de niveaux souvent limitée dans la pratique à trois et cinq [5].

Concernant la comptabilisation du nombre de composants, actifs et passifs, un onduleur *NPC* à N -niveaux triphasé comporte:

- $N - 1$ condensateurs pour la création des points milieu capacitifs.
- chaque condensateur doit être dimensionné pour une tension égale à $E_c / (N - 1)$ et pour un courant égal au courant maximal de la charge.
- $6(N - 1)$ interrupteurs de puissance du type semi-conducteur totalement commandables-diode tête-bêche.
- $6(N - 2)$ diodes de clamping.

Les avantages les plus importants de cette structure par rapport à la structure classique 2-niveaux sont :

1. Amélioration de la forme d'onde de sortie. Comme on montre sur le Tableau I.1, N -niveaux différents peuvent être obtenus en sortie du convertisseur. Ainsi, le contenu harmonique de la forme d'onde de sortie sera plus faible.
2. Réduction de la contrainte de tension sur les interrupteurs (ceci proportionnel au nombre de niveaux) et donc adaptée pour les applications haute tension.

Ce convertisseur est donc intéressant de par les nouvelles possibilités offertes mais possède néanmoins des limitations très contraignantes:

1. Déséquilibre de la tension des condensateurs. Dans certaines conditions de fonctionnement la tension du point milieu peut avoir de variations très importantes. Afin d'assurer le bon fonctionnement il est souvent nécessaire de réaliser un asservissement de la tension de ce point milieu. Ce problème devient plus complexe lorsque le nombre de niveaux est plus important.
2. Il est possible d'envisager le "clamping" d'un nombre d'interrupteurs plus important à l'aide de sources intermédiaires et de diodes. Les commandes permettant d'assurer la stabilité des sources intermédiaires deviennent alors très complexes. On peut donc difficilement envisager d'employer cette technique pour plus de quatre interrupteurs en série.
3. La tension inverse des diodes est variable selon le point de potentiel de référence qu'elles fixent. Donc, il est nécessaire de connecter plusieurs diodes en série pour tenir la tension [7].

I.3.3. Les convertisseurs multiniveaux FCMC

Cette structure originale s'est développée au début des années 90 par des chercheurs français, elle est basée sur l'association des cellules élémentaires de commutation. Elle permet la mise en série de plusieurs semi-conducteurs de puissance sans qu'il y ait de problèmes de répartition de la tension d'entrée sur les semi-conducteurs mis en série.

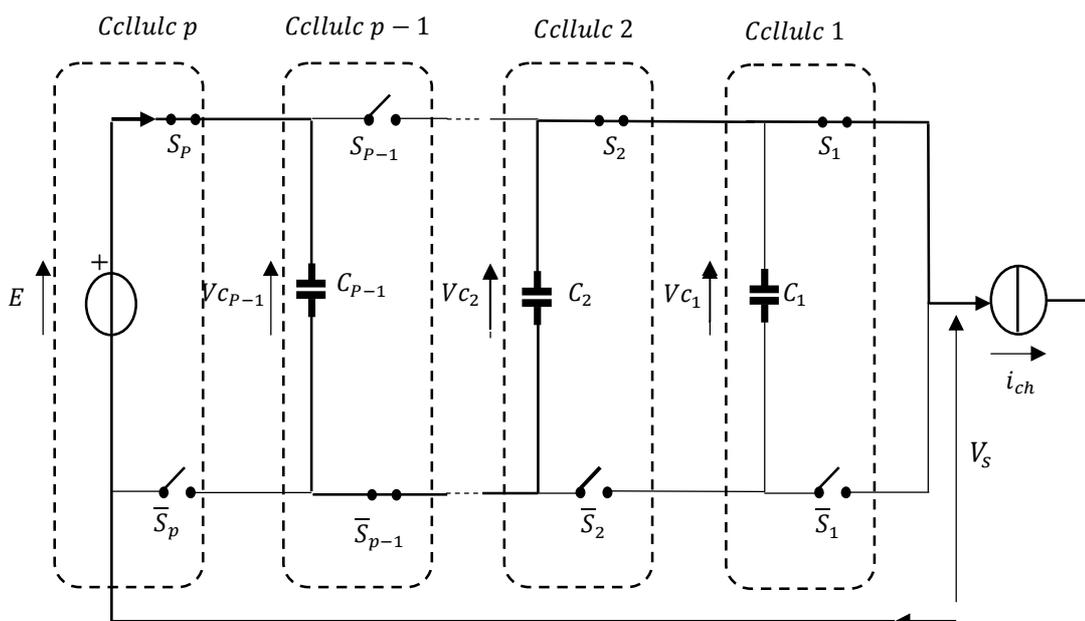


Fig. I. 4. Bras de convertisseur multicellulaire série à $p + 1$ niveaux.

Tableau I.2

Etats d'un convertisseur multicellulaire à 4 niveaux et sa tension de sortie.

S_3	Etat	S_2	S_1	Tension de sortie
0	1	0	0	0
0	2	0	1	$1/3E$
0	3	1	0	$1/3E$
0	4	1	1	$2/3E$
1	5	0	0	$1/3E$
1	6	0	1	$2/3E$
1	7	1	0	$2/3E$
1	8	1	1	E

Le premier permet la mise en série de commutateurs grâce à des sources de tensions flottantes Fig. I.3. Ces tensions flottantes sont réalisées par des condensateurs. L'introduction de nouvelles sources de tensions permet d'assurer une bonne répartition de la tension sur chaque interrupteur quel que soit le régime statique ou dynamique. Les états de cellules S_1 et S_2 sont complètement indépendants. On peut réaliser n'importe quelle combinaison sans réduire la durée de vie du système. De plus, l'utilisation de composants ayant à tenir des tensions plus faibles permet d'augmenter les caractéristiques de commutation. Son aspect modulaire permet de monter en tension facilement en augmentant le nombre de cellules. Ses fonctions sont très variées : Hacheur, onduleur de tension et commutateur de courant. Mais une bonne répartition des contraintes passe par une régulation des tensions flottantes.

D'autre part, dans ce type de structure la synthèse de la forme d'onde de sortie est plus flexible que dans la structure NPC. En générale les niveaux de tensions, autres que $0/E$, on dispose de plusieurs états pour y aboutir. Le Tableau I.2 montre les différents états d'un convertisseur multicellulaire série à 4 niveaux. Ici, il faut rappeler que les interrupteurs d'une cellule de commutation sont commandés d'une façon complémentaire.

En générale, dans cette structure multicellulaire on retrouve les avantages des convertisseurs multi niveaux par rapport à une structure classique à deux niveaux, à savoir :

1. Amélioration de la forme d'onde de sortie, étant donné qu'elle peut se former à partir d'échelons de tension de petite taille.
2. possibilité de fonctionner avec des tensions d'alimentations élevées, puisque la répartition équilibrée de la tension d'entrée entre les différents interrupteurs est assurée.
3. Plus de flexibilité pour obtenir des différents niveaux de tension (par rapport à la structure *NPC*).

D'autre part, les contraintes de cette structure sont les suivantes :

1. Elle nécessite d'un grand nombre de condensateurs, notamment pour une configuration triphasée. Il faut aussi remarquer que les tensions de fonctionnement des condensateurs sont différentes selon la position dans la « cellule multi niveaux » (coût, poids, assemblage...)
2. La commande du convertisseur peut devenir compliquée afin d'équilibrer la tension de chaque condensateur. Mais il faut aussi remarquer que pour une configuration triphasée la commande de chaque bras, en ce qui concerne l'équilibrage de la tension des condensateurs, peut se faire de façon indépendante, ce qui réduit la complexité de la commande et le rend plus flexible [8].

I.3.4. Onduleurs multiniveaux en cascade

Bien que les origines des études traitant d'onduleurs délivrant en sortie des tensions ayant plusieurs niveaux remontent au milieu des années 70, ce n'est qu'au début des années 80 que l'appellation "multiniveaux" est apparue pour la première fois, et ce avec l'introduction de l'onduleur 3 niveaux. En effet, en 1975, dans, les auteurs ont proposé un onduleur multi niveaux en cascade qui consistait en la mise en série plusieurs ponts 2 niveaux monophasés; ces ponts étant connectés à des sources de tension continues séparées.

La Fig. I.5.a montre le circuit électrique de base d'une phase d'un onduleur N - niveaux en cascade formée par l'association en série de $(N - 1)/2$ ponts 2-niveaux. La tension V_s en

sortie d'une telle structure est alors donnée par la somme des $(N - 1)/2$ tensions en sortie de ces ponts.

On voit alors que les contraintes en tension sont réparties sur les différents convertisseurs permettant ainsi de réduire le calibre en tension des interrupteurs. La Fig. I.5.b donne les différentes formes d'onde des tensions d'un onduleur 9-niveaux en cascade. Chaque pont d'onduleur, selon les ordres de commande de ses interrupteurs, délivre trois valeurs de tensions: 0 , $-V_{dc}$ et V_{dc} , permettant ainsi à la tension de sortie V_s d'avoir 9 niveaux de $-4V_{dc}$ à $4V_{dc}$.

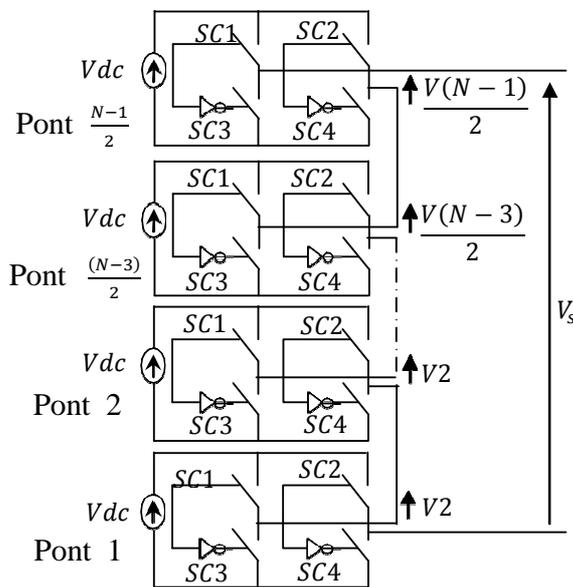


Fig. I. 5.a. Structure d'un bras d'onduleur N-niveaux en cascade.

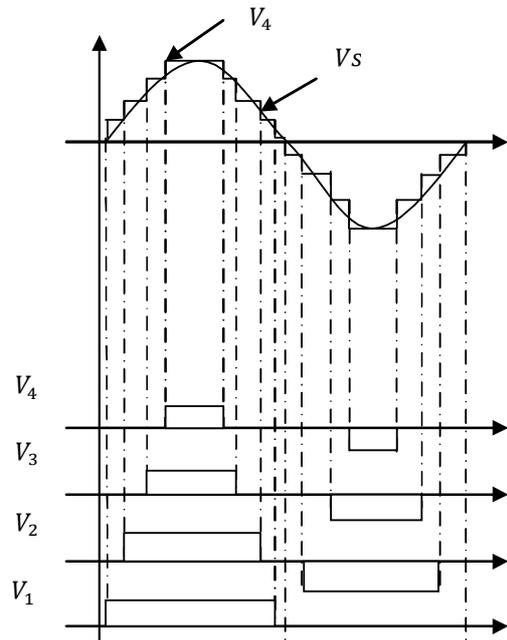


Fig. I. 5.b. Forme d'onde des tensions pour un bras en cascade 9-niveaux.

Dans le montage de la Fig. I.4 les sorties alternatives des ponts onduleurs 2-niveaux sont directement connectées en série. Le principe de cette structure consiste à connecter en série plusieurs onduleurs monophasés avec des sources de tension isolées et indépendantes.

Le but étant d'obtenir une forme d'onde sinusoïdale composée de plusieurs niveaux de tension.

Naturellement, cela oblige à disposer de sources de tension continue isolées. Dans les applications où la source d'énergie est déjà distribuée par plusieurs modules DC, comme par exemple lorsque la source d'énergie électrique est constituée de plusieurs batteries, cette

exigence est naturellement atteinte. Cependant, si on part d'un bus continu unique, la génération des sources continues isolées doit se faire à l'aide de convertisseurs DC/DC à isolement galvanique, ce qui pourra accroître considérablement le coût de l'équipement. Bien que les niveaux de tension générés soient intrinsèquement stables (aucune action de rééquilibrage n'est à prévoir), ceci est obtenu au prix d'une complexité et d'un coût accrus. En effet, pour l'obtention d'une tension de sortie à N -niveaux, il faudra disposer de $(N - 1)/2$ ponts onduleur 2-niveaux monophasés par bras. Chaque pont doit être dimensionné pour le courant de charge et pour une tension continue égale à la valeur maximale de la tension en sortie du bras divisée par N .

Le caractère modulaire de cette topologie par rapport au nombre de niveaux, qui pourrait théoriquement s'étendre jusqu'à l'infini, est un atout considérable aussi bien du point de vue de l'assemblage de l'équipement que du point de vue de la stratégie de commande du convertisseur. D'autre part, les éléments de définition des potentiels (diodes et condensateurs) ne sont pas nécessaires [7].

En résumé, les caractéristiques de cette structure sont :

- a) Parmi les différentes structures multi niveaux, celle-ci utilise le moindre de composants pour le même nombre de niveaux.
- b) Modularité et par conséquence expansion facile du nombre de niveaux.
- c) Plus facile à commander.
- d) Adapté pour des applications où plusieurs sources de tension sont disponibles.

I.4. Comparaison des topologies multiniveaux

Les topologies telles que les onduleurs NPC et les onduleurs à cellules imbriquées divisent leur tension d'alimentation : la tension de sortie est plus petite ou égale à la tension continue d'entrée. Elles sont capables de fonctionner à partir d'une alimentation continue unique.

Par contre, les structures telles que les onduleurs à cellules en série élèvent leur tension d'alimentation, donc, la tension de sortie maximale est plus grande que chacune des tensions d'alimentation ; elle est plus petite ou égale à la somme des tensions d'alimentation.

Contrairement aux autres topologies, les alimentations des cellules ne peuvent pas être obtenues à partir d'une alimentation continue unique sans mettre en place des convertisseurs additionnels. Dans la plupart des cas, il faut recourir à des transformateurs pour obtenir les

alimentations nécessaires. Le couplage parallèle des transformateurs du «côté alimentation» et l'addition des tensions «côté charge» conduit à une élévation de la tension.

Bien que le choix de la topologie multiniveaux soit directement lié à l'application et à la liste de caractéristiques, afin de réduire au maximum des pertes, le volume et les coûts, habituellement le nombre de composants joue le rôle le plus important. Par conséquent, afin de fournir quelques recommandations pour sélectionner la topologie appropriée, le tableau I.3 récapitule le nombre de semi-conducteurs et de composants passifs exigés par les topologies les plus prometteuses.

Pour une approche à trois niveaux, l'analyse prouve que les onduleurs clampés par le neutre (*NPC*), à capacité flottante (*FC*) et pont H montés en cascade exigent le même nombre de commutateurs (12), toutefois ils diffèrent sur les éléments et le nombre de sources de continue requises. Pour des applications où seulement une source continue est disponible, les topologies de types (*NPC*) et (*FC*) sont avantageuse par rapport à celle de pont H monté en cascade, qui exige d'un transformateur spéciale pour fournir les diverses sources continues d'indépendante. D'une part, quand les différentes sources sont disponibles la topologie de pont H montée en cascade pourrait être considérée une solution convenable puisqu'elle exige le moindre nombre de composantes. Cette première comparaison basée sur le nombre de composants permet de tirer quelques conclusions et de séparer les champs d'applications de ces différents convertisseurs.

Les onduleurs (*NPC*) sont intéressants pour les applications triphasées nécessitant peu de niveaux. L'énergie stockée à l'étage intermédiaire peut être réduite. Les structures permettant une conversion directe, telles que (*NPC*) et cellules imbriquées, sont avantageuses pour les applications avec échange de puissance active, lorsqu'une isolation galvanique n'est pas nécessaire entre les sources échangeant de la puissance. Les onduleurs à cellules en cascade sont très avantageux pour les applications monophasées sans apport de puissance active. Ils conviennent même pour les très grandes tensions. Ce sont également des structures à privilégier pour les applications où il faut mettre en place une isolation galvanique à l'aide de transformateur moyenne ou haute fréquence [5].

Tableau I. 3

Comparaison des convertisseurs *CHB*, *NPC* et *FC* en termes de nombre de composant nécessaire pour chaque convertisseur.

<i>T</i>	<i>L</i>	I_n	D_c	C_f	C_{dc}	V_{dc}
<i>NPC</i>	3	12	6	0	2	1
	5	24	36	0	4	1
	7	36	90	0	6	1
	<i>N</i>	$6(N-1)$	$3(N-1)(N-3)$	0	$N-1$	1
<i>FC</i>	3	12	0	3	2	1
	5	24	0	18	4	1
	7	36	0	45	6	1
	<i>N</i>	$6(N-1)$	0	$3/2(N-1)(N-2)$	$N-1$	1
<i>CHB</i>	3	12	0	0	3	3
	5	24	0	0	6	6
	7	36	0	0	9	9
	<i>N</i>	$6(N-1)$	0	0	$3/2(N-1)$	$2/3(N-1)$

Avec :

- *T* : Topologie.
- *L* : Nombre de niveaux.
- I_n : Nombre de commutateur.
- *DC* : Nombre Diode de Clampé.
- C_f : Nombre de Capacité Flottante.
- *Cdc* : Nombre de Capacité du bus continu.
- V_{dc} : Nombre de source continue.
- *MPC* : Topologie Clampé par le neutre (Neutral Point Clamped).
- *FC* : Topologie à capacité flottante (Flying Capacitor).
- *CHB* : Topologie pont H montée en cascade (Cascaded H-Bridge).

I.5. Techniques de modulation

Les différentes méthodes de modulation mise en œuvre dans les convertisseurs multiniveaux sont classées selon la fréquence de commutation utilisée. On distingue trois différents groupes (voir Fig. I.6).

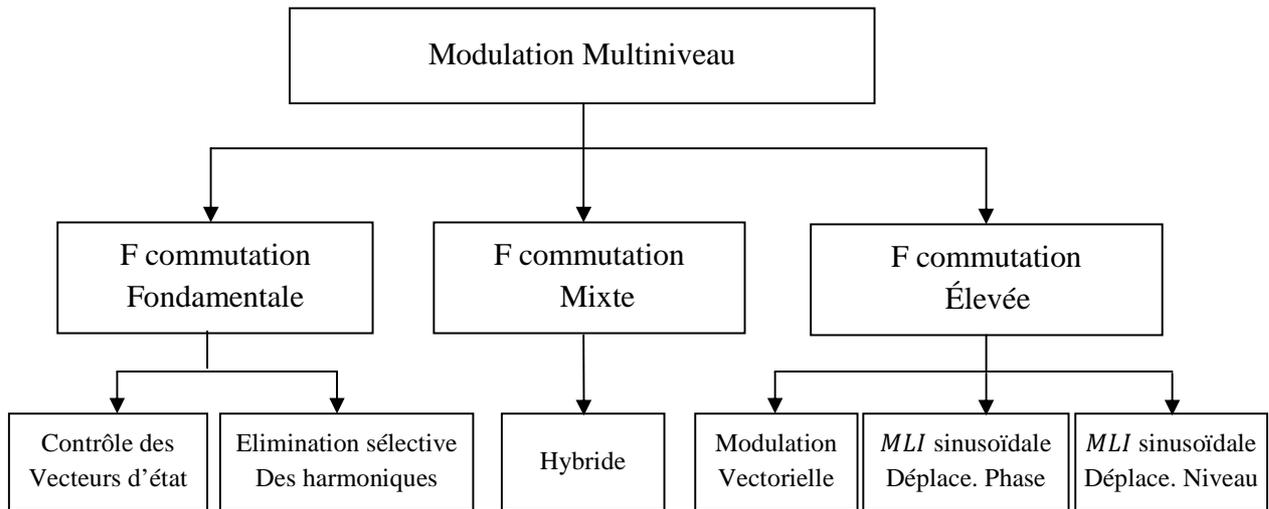


Fig.I. 6. Classification des différentes méthodes de modulation multiniveaux.

D'un côté, on trouve les techniques qui travaillent avec une fréquence de commutation élevée, avec de nombreuses commutations des semi-conducteurs dans une période du fondamental de la tension de sortie : la *MLI* sinusoïdale (avec déplacement de la phase ou du niveau) et la *MLI* vectorielle. Ces systèmes travaillent avec des fréquences de commutation au niveau de composant d'entre 275 Hz-5000 Hz. D'un autre côté, on trouve les méthodes qui travaillent avec une fréquence de commutation basse, une ou deux commutations par période : le contrôle des vecteurs d'état et l'élimination sélective des harmoniques. Finalement, on distingue la technique qui travaille avec une fréquence de commutation mixte : la modulation hybride. Cette technique est limitée au convertisseur en cascade où les différentes cellules travaillent avec des fréquences différentes (basses ou élevées) afin de limiter les pertes.

Une des méthodes les plus étudiées dans la littérature est la modulation vectorielle. Cette technique est adéquate pour des applications de tension et de puissance élevées car elle diminue l'ondulation du courant et permet une implantation relativement simple dans les processeurs numériques [9].

I.6. Conclusion

Dans ce chapitre on a présenté une étude théorique sur les différentes topologies des onduleurs multiniveaux tels que leurs principes de fonctionnement, avantages et inconvénients et aussi quelques domaines d'application. Ensuite, nous présentons les méthodes de commande permettant de générer les impulsions de commande à modulation de largeur d'impulsions pour les onduleurs multiniveaux.

Chapitre II

*Modèle du 3L-NPC et Principe de la
Commande Prédicative*

II.1 Introduction

Depuis quelques années, les techniques de conversions multiniveaux, dont le principe fondamental est essentiellement basé sur une combinaison des composants de l'électronique de puissance, permettent de contourner le problème lié à la limite maximale de la tension de blocage des principaux semi-conducteurs de puissance. Parmi ces techniques de conversions on peut citer les onduleurs multiniveaux qui permettent non seulement d'assurer une alimentation haute tension des actionneurs électriques de moyenne et forte puissance mais aussi, d'offrir l'avantage d'obtenir un spectre de courant et de tension d'une meilleure qualité. Dans ce chapitre, l'étude et la modélisation de l'onduleur triphasé à trois niveaux à structure *NPC*, sont présentées. Puis, la stratégie de commande prédictive développée et adoptée pour la conduite de cet onduleur, est dévoilée.

II.2 Modélisation de l'onduleur de tension trois niveaux à diodes clampées

II.2.1 Structure générale

L'onduleur de tension triphasé NPC à trois niveaux de la Fig. II.1 se compose de trois bras symétriques. Chaque bras de l'onduleur est constitué de quatre paires (Diode - Transistor) représentant chacune un interrupteur bidirectionnel en courant et deux diodes médianes permettant d'avoir le niveau zéro de la tension. Cette structure impose l'utilisation des interrupteurs commandables à l'amorçage et au blocage. Dans notre cas, on utilisera des *IGBTs* avec des diodes en antiparallèle. On suppose que la tension v_{dc} est divisée en égalité entre les deux capacités: $v_{dc1} = v_{dc2} = v_{dc}/2$.

Pour éviter la mise en conduction simultanée des quatre interrupteurs d'un seul bras, qui provoque un court-circuit aux bornes du bus continu et par conséquent le risque de destruction des condensateurs et des composants semi-conducteurs par sur intensité et qui peut engendrer la destruction par surtension des interrupteurs lors de l'ouverture simultanée de ces derniers, on doit réaliser des commandes complémentaires des différents interrupteurs d'un même bras de l'onduleur [10,11].

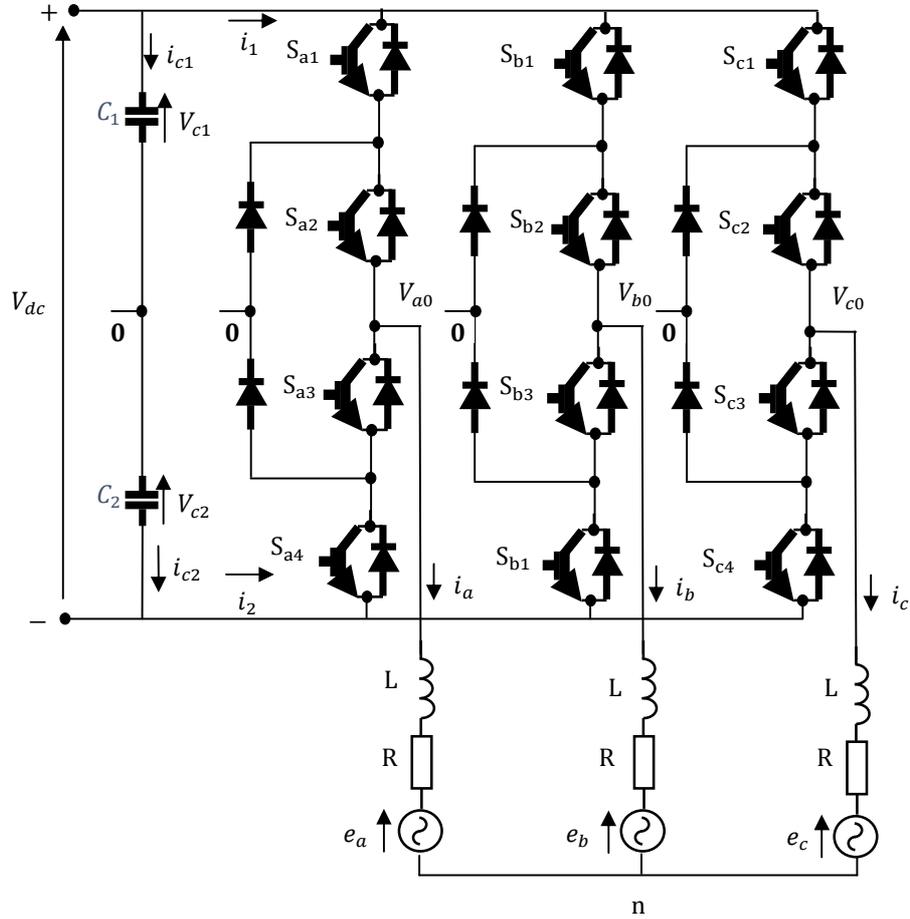


Fig. II. 1. Circuit d'un onduleur NPC triphasé connecté à une charge résistive-inductive-active.

Pour chaque interrupteur T_{ki} ($k=a, b, c$ $i=1, 2, 3, 4$), on définit une fonction de commutation

S_{ki} de la manière suivante:

$$S_{ki} = \begin{cases} 1 & \text{si } T_{ki} \text{ est fermé} \\ 0 & \text{si } T_{ki} \text{ est ouvert} \end{cases} \quad (\text{II.1})$$

L'onduleur de tension trois niveaux délivre, en sortie, trois niveaux de tensions $-v_{dc}/2$, 0 , et $+v_{dc}/2$ en fonction des états des interrupteurs comme expliqué dans le Tableau II.1.

Tableau II.1
Etats de commutation pour une phase de l'onduleur.

S_i	S_{i1}	S_{i2}	S_{i3}	S_{i4}	v_{io}
+	1	1	0	0	$v_{dc}/2$
0	0	1	1	0	0
-	0	0	1	1	$-v_{dc}/2$

II.2.2 Représentation vectorielle

Les tensions modulées simples à la sortie du 3L-NPC peuvent être écrites dans le référentiel (α, β) de Clarke comme suit :

$$\begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{an} \\ v_{bn} \\ v_{cn} \end{bmatrix} \quad (\text{II.2})$$

Le vecteur de tension v à la sortie de l'onduleur est exprimé dans le plan (α, β) comme suit :

$$v = v_\alpha + jv_\beta \quad (\text{II.3})$$

A partir des équations (II.5) et (II.6) l'expression du vecteur de tension v sera donnée par :

$$v = \frac{2}{3} (v_{an} + av_{bn} + a^2v_{cn}) \quad (\text{II.4})$$

$$\text{avec : } a = e^{j2\pi/3} = -\frac{1}{2} + j\frac{\sqrt{3}}{2}$$

La combinaison des états des interrupteurs des 3 bras engendrent 27 vecteurs de tension dans le plan (α, β) comme le montre la Fig. II.2, dont 24 sont actifs et 3 sont nuls. Selon ces états, on aura 19 vecteurs de tension différents en module [11,12]. Le Tableau II.2 montre les différentes configurations des commutateurs avec les vecteurs de tension correspondants.

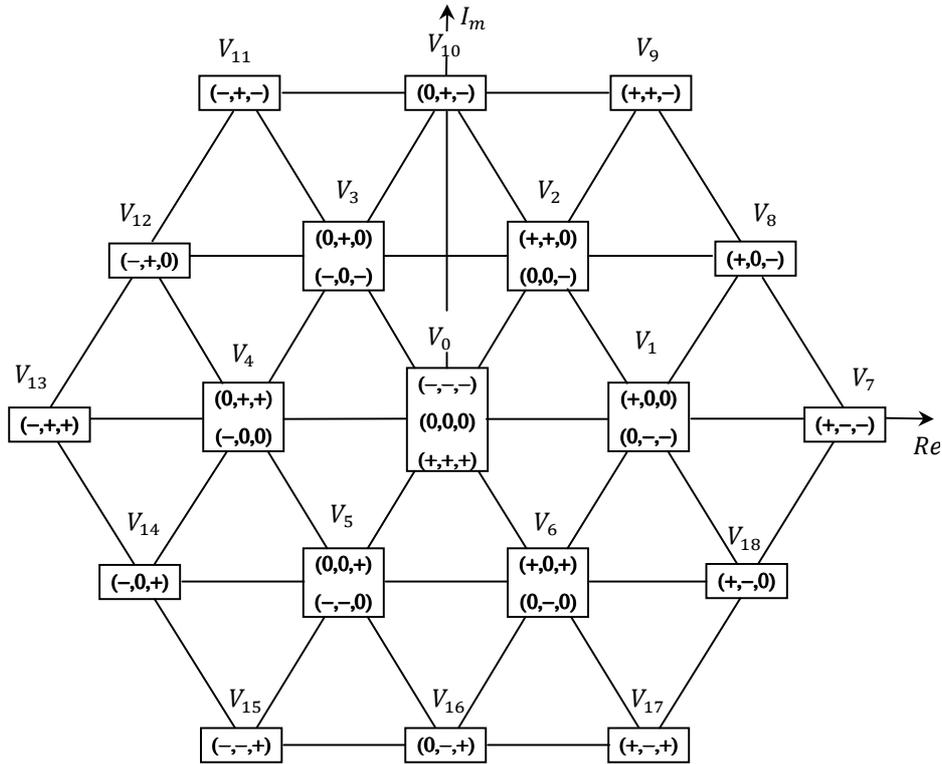


Fig. II.2. Vecteurs de tension et états de commutation possibles générés par un onduleur à trois niveaux.

La représentation de ces vecteurs montre qu'ils sont classés en quatre groupes selon leurs modules [12,13]. On distingue alors :

1. Le vecteur tension nul ;
2. Les vecteurs tensions petits ;
3. Les vecteurs tensions moyens ;
4. Les vecteurs tensions grands.

Le vecteur nul à trois états de commutation, les petits vecteurs ont deux états, les moyens et les grands vecteurs ont seulement un seul état de commutation.

Tableau II.1
Etats des commutateurs et des vecteurs correspondants.

N^o	S_a	S_b	S_c	Vecteur de tension V	N^o	S_a	S_b	S_c	Vecteur de tension V
1	0	0	0	$V_0 = 0$	14	+	-	0	$V_{13} = \frac{1}{2}v_{dc} - j\frac{\sqrt{3}}{6}v_{dc}$
2	+	0	0	$V_1 = \frac{1}{3}v_{dc}$	15	-	-	-	$V_{14} = 0$
3	+	+	0	$V_2 = \frac{1}{6}v_{dc} + j\frac{\sqrt{3}}{6}v_{dc}$	16	+	-	-	$V_{15} = \frac{2}{3}v_{dc}$
4	0	+	0	$V_3 = -\frac{1}{6}v_{dc} + j\frac{\sqrt{3}}{6}v_{dc}$	17	+	+	-	$V_{16} = \frac{1}{3}v_{dc} + j\frac{\sqrt{3}}{3}v_{dc}$
5	0	+	+	$V_4 = -\frac{v_{dc}}{3}$	18	-	+	-	$V_{17} = -\frac{1}{3}v_{dc} + j\frac{\sqrt{3}}{3}v_{dc}$
6	0	0	+	$V_5 = -\frac{1}{6}v_{dc} - j\frac{\sqrt{3}}{6}v_{dc}$	19	-	+	+	$V_{18} = -\frac{2}{3}v_{dc}$
7	+	0	+	$V_6 = \frac{1}{6}v_{dc} - j\frac{\sqrt{3}}{6}v_{dc}$	20	-	-	+	$V_{19} = -\frac{1}{3}v_{dc} + j\frac{\sqrt{3}}{3}v_{dc}$
8	+	+	+	$V_7 = 0$	21	+	-	+	$V_{20} = -\frac{1}{3}v_{dc} - j\frac{\sqrt{3}}{3}v_{dc}$
9	+	0	-	$V_8 = \frac{1}{2}v_{dc} + j\frac{\sqrt{3}}{6}v_{dc}$	22	0	-	-	$V_{21} = \frac{v_{dc}}{3}$
10	0	+	-	$V_9 = j\frac{\sqrt{3}}{3}v_{dc}$	23	0	0	-	$V_{22} = \frac{1}{6}v_{dc} + j\frac{\sqrt{3}}{6}v_{dc}$
11	-	+	0	$V_{10} = -\frac{1}{2}v_{dc} + j\frac{\sqrt{3}}{6}v_{dc}$	24	-	0	-	$V_{23} = \frac{1}{6}v_{dc} + j\frac{\sqrt{3}}{6}v_{dc}$
12	-	0	+	$V_{11} = -\frac{1}{2}v_{dc} - j\frac{\sqrt{3}}{6}v_{dc}$	25	-	0	0	$V_{24} = -\frac{v_{dc}}{3}$
13	0	-	+	$V_{12} = -j\frac{\sqrt{3}}{3}v_{dc}$	26	-	-	0	$V_{25} = -\frac{1}{6}v_{dc} - j\frac{\sqrt{3}}{6}v_{dc}$
					27	0	-	0	$V_{26} = \frac{1}{6}v_{dc} - j\frac{\sqrt{3}}{6}v_{dc}$

Les vecteurs de tension nuls génèrent des tensions modulées nulles et sont obtenus à partir de trois combinaisons différentes des états d'interrupteurs: $v_0(0,0,0)$, $v_7(+,+,+)$ et $v_{14}(0,0,0)$. Ces vecteurs, n'ont pas d'influence sur la tension du point milieu de l'onduleur NPC. Cela est illustré par la Fig. II.3 qui montre le schéma équivalent avec des interrupteurs idéaux du convertisseur alimentant une charge pour chacune des trois configurations représentant les trois vecteurs nuls.

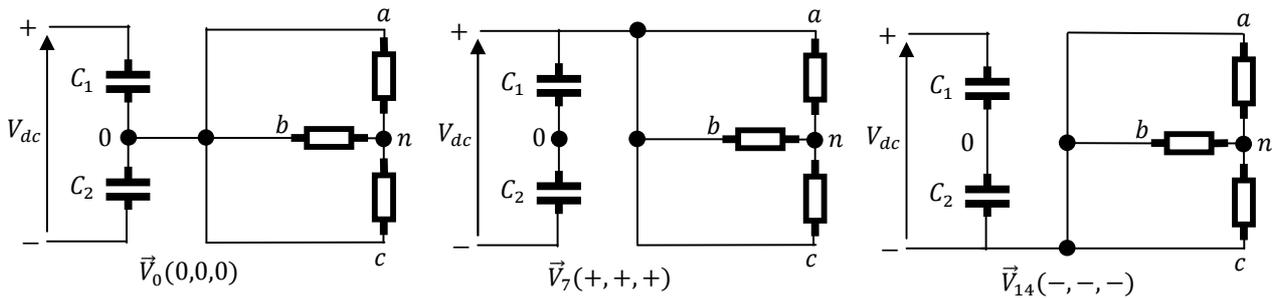


Fig.II. 3. Représentation correspondant aux vecteurs nuls.

Les vecteurs de tension petits sont obtenus à partir de douze combinaisons différentes des états d'interrupteurs. Ces vecteurs ont un effet sur la tension du point milieu « 0 » car leur application connecte un ou deux courants issus de la charge au point milieu. En effet, six vecteurs parmi eux permettent de charger le condensateur du haut C_1 , tandis que, les six autres le décharge. La Fig. II.4 présente les deux configurations correspondant aux vecteurs $v_1(+,0,0)$ et $v_{21}(0,-,-)$ qui permettent d'obtenir la tension $v_{dc}/2$.

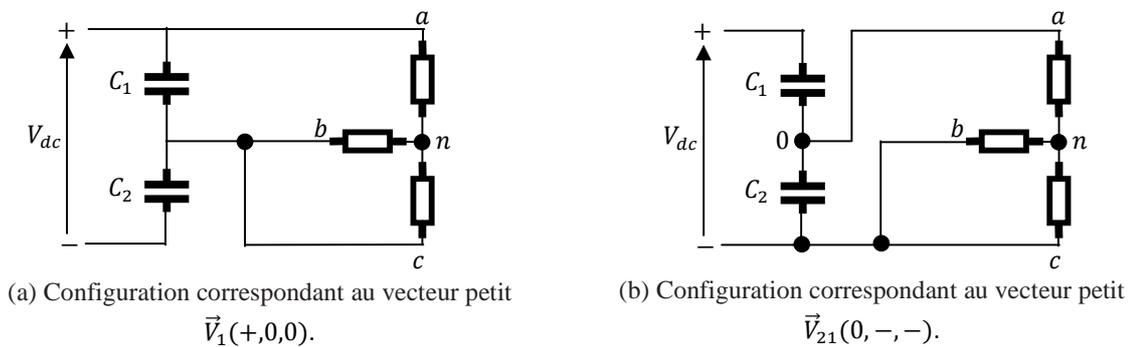


Fig.II. 4. Onduleur NPC idéal équivalent pour les vecteurs petits.

Les vecteurs de tension moyens sont obtenus à partir de six combinaisons différentes des états d'interrupteurs. Ils ont un effet sur la tension du point milieu car leur application induit la connexion d'un des courants de lignes au point milieu. Par conséquent, un déséquilibre des tensions aux bornes des deux condensateurs C_1 et C_2 est engendré. La Fig. II.5.a montre un exemple de configuration correspondant à l'application du vecteur moyen $v_8(+,0,-)$.

Les vecteurs de tension grands sont obtenus à partir de six combinaisons différentes des états d'interrupteurs. Leur application n'a aucun effet sur la tension du point milieu car le courant traversant les deux condensateurs C_1 et C_2 est le même. En plus, le point milieu est isolé des trois phases de l'onduleur NPC. La Fig. II.5.b montre un exemple de configuration correspondant au vecteur grand $v_{15}(+,-,-)$.

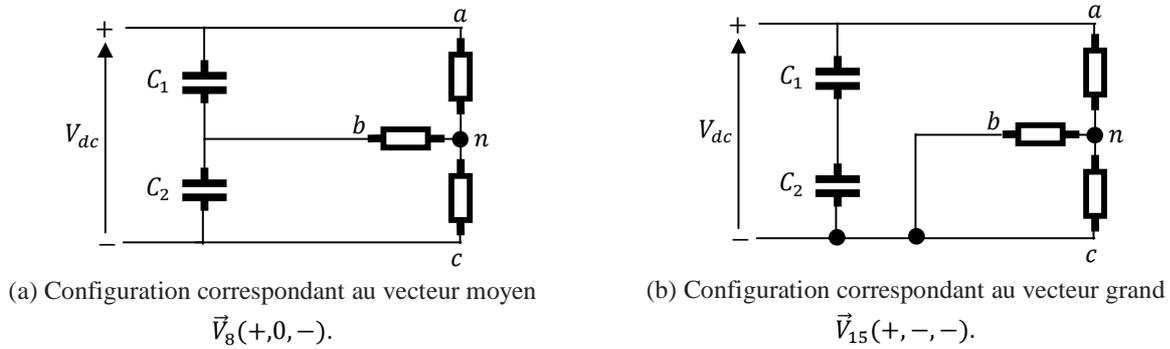


Fig.II.5. Onduleur NPC idéal équivalent pour les vecteurs moyens et grands.

II.3 Modèle mathématique de l'onduleur 3L-NPC

Afin de permettre à l'onduleur de délivrer les trois niveaux de tension, on doit le faire fonctionner dans son mode commandable. Un mode totalement commandable est un mode où la transition entre les différentes configurations ne dépend que des commandes externes (commande des thyristors) et non des commandes internes (grandeurs électriques). Les trois commandes complémentaires qui peuvent être appliquées sur un bras sont [10] :

$$1^o \begin{cases} S_{a1} = \bar{S}_{a2} \\ S_{a3} = \bar{S}_{a4} \end{cases} \quad 2^o \begin{cases} S_{a1} = \bar{S}_{a3} \\ S_{a2} = \bar{S}_{a4} \end{cases} \quad 3^o \begin{cases} S_{a1} = \bar{S}_{a4} \\ S_{a2} = \bar{S}_{a3} \end{cases} \quad (\text{II.5})$$

Parmi ces trois commandes complémentaires, celle qui permet d'exploiter tous les niveaux possibles de l'onduleur est la suivante :

$$\begin{cases} S_{a1} = \bar{S}_{a3} \\ S_{a2} = \bar{S}_{a4} \end{cases} \quad (\text{II.6})$$

La commande complémentaire pour un bras k est définie alors comme suit :

$$\begin{cases} S_{k1} = \bar{S}_{k3} \\ S_{k2} = \bar{S}_{k4} \end{cases} \quad (\text{II.7})$$

Avec la commande complémentaire ainsi définie, on peut définir les fonctions de connexion des interrupteurs du bras k comme suit :

$$\begin{cases} S_{k1} = 1 - S_{k3} \\ S_{k2} = 1 - S_{k4} \end{cases} \quad (\text{II.8})$$

A l'aide des fonctions de connexion des interrupteurs, on peut écrire le système d'équation des tensions (a), (b), (c) de l'onduleur à trois niveaux, par rapport au point milieu « 0 » de la source de tension d'entrée comme suit :

$$\begin{cases} v_{ao} = (S_{a1}S_{a2} - S_{a3}S_{a4})v_{dc} \\ v_{bo} = (S_{b1}S_{b2} - S_{b3}S_{b4})v_{dc} \\ v_{co} = (S_{c1}S_{c2} - S_{c3}S_{c4})v_{dc} \end{cases} \quad (\text{II.9})$$

Les tensions composées sont :

$$\begin{cases} v_{ab} = v_{ao} - v_{bo} = [(S_{a1}S_{a2} - S_{a3}S_{a4})]v_{dc} - [(S_{b1}S_{b2} - S_{b3}S_{b4})]v_{dc} \\ v_{bc} = v_{bo} - v_{co} = [(S_{b1}S_{b2} - S_{b3}S_{b4})]v_{dc} - [(S_{c1}S_{c2} - S_{c3}S_{c4})]v_{dc} \\ v_{ac} = v_{co} - v_{ao} = [(S_{c1}S_{c2} - S_{c3}S_{c4})]v_{dc} - [(S_{a1}S_{a2} - S_{a3}S_{a4})]v_{dc} \end{cases} \quad (\text{II.10})$$

D'où :

$$\begin{bmatrix} v_{ab} \\ v_{bc} \\ v_{ac} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_{a1}S_{a2} - S_{a3}S_{a4} \\ S_{b1}S_{b2} - S_{b3}S_{b4} \\ S_{c1}S_{c2} - S_{c3}S_{c4} \end{bmatrix} v_{dc} \quad (\text{II.11})$$

On en déduit les tensions simples (v_a, v_b, v_c) par rapport au point neutre n :

$$\begin{cases} v_a = v_{an} = v_{ao} - v_{no} \\ v_b = v_{bn} = v_{bo} - v_{no} \\ v_c = v_{cn} = v_{co} - v_{no} \end{cases} \quad (\text{II.12})$$

Avec v_{no} la tension entre le point milieu de l'alimentation continue de l'onduleur et le point neutre de la charge qui est représentée comme suit :

$$v_{no} = \frac{1}{3}(v_{ao} + v_{bo} + v_{co}) \quad (\text{II.13})$$

Si on admet que les tensions simples du récepteur forment un système triphasé équilibré, on aura :

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_{a1}S_{a2} \\ S_{b1}S_{b2} \\ S_{c1}S_{c2} \end{bmatrix} v_{dc} - \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_{a3}S_{a4} \\ S_{b3}S_{b4} \\ S_{c3}S_{c4} \end{bmatrix} v_{dc} \quad (\text{II.14})$$

Nous aboutissons en fin au système sous forme matricielle, qui s'écrit :

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_{a1}S_{a2} - S_{a3}S_{a4} \\ S_{b1}S_{b2} - S_{b3}S_{b4} \\ S_{c1}S_{c2} - S_{c3}S_{c4} \end{bmatrix} v_{dc} \quad (\text{II.15})$$

II.4 Principe de base de la commande prédictive

La commande prédictive, appelée aussi compensation ou correction anticipatrice, est une technique de commande avancée. Elle a pour objectif la commande des systèmes industriels complexes comportant plusieurs entrées et sorties où le simple régulateur PI est insuffisant. Le principe de cette commande est d'utiliser un modèle dynamique du processus commandé à

l'intérieur du contrôleur en temps réel afin d'anticiper le futur comportement du procédé. La commande prédictive fait partie des techniques de commande à modèle interne. Elle est particulièrement intéressante lorsque les systèmes possèdent des retards importants ou des réponses inverses et subissent de nombreuses perturbations. Cette technique de commande a été inventée par *J. Richalet* en 1978 et généralisée par *D.W. Clarke* en 1987 en collaboration avec de grands groupes industriels [14].

Les principales méthodes de commande prédictive appliquées dans le domaine des entraînements électriques et des convertisseurs statiques peuvent être classées en quatre catégories comme montre la Fig. II.6 [15].

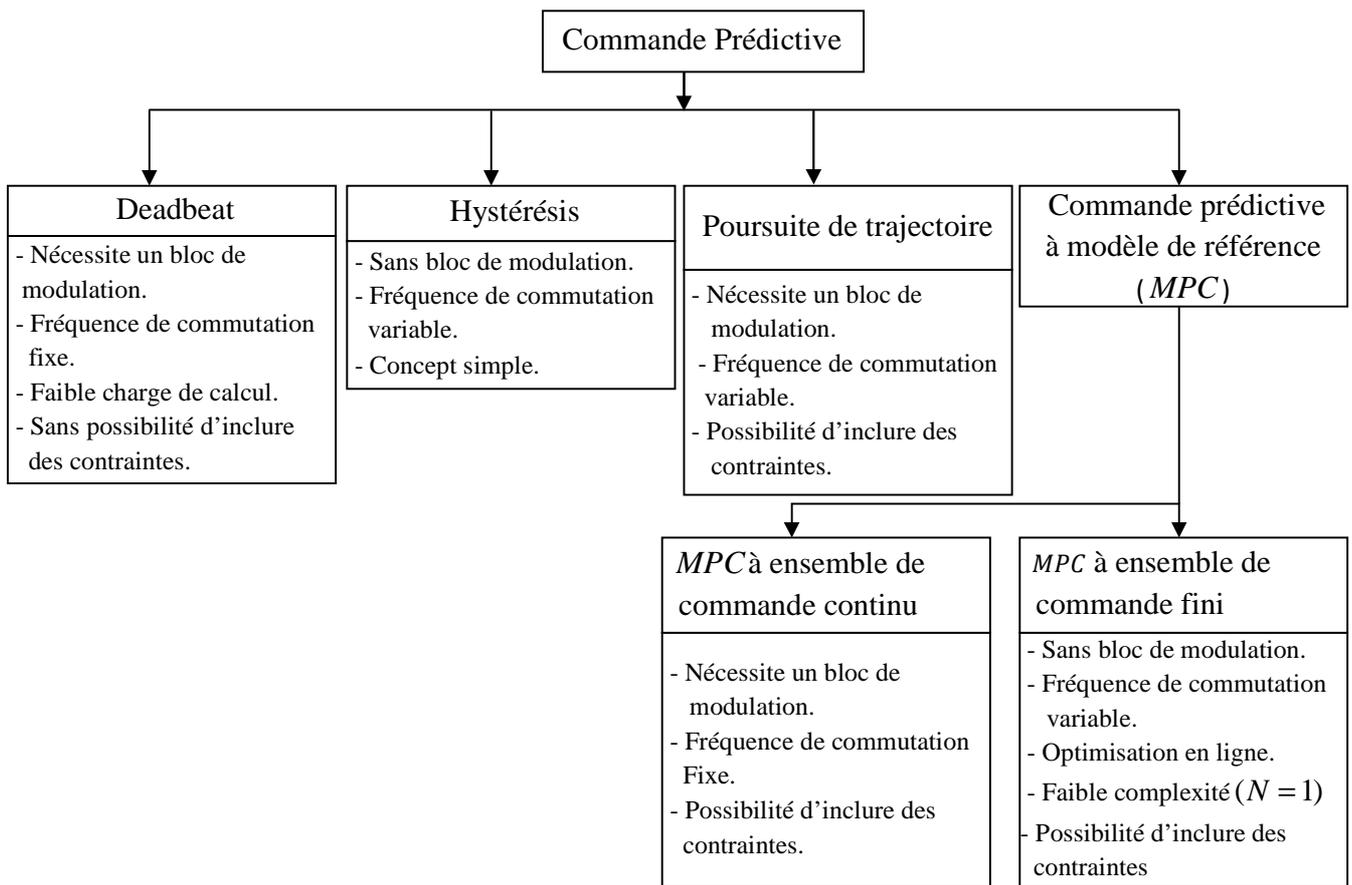


Fig .II.6. Classification des commandes prédictives.

Les principaux avantages de la commande prédictive sont les suivants :

- L'idée générale est intuitive et facile à comprendre ;
- Permet de respecter les contraintes sur les variables commandées et manipulées ;
- Évite les variations excessives sur les variables manipulées; la commande est plus douce. Cela se traduit par une meilleure utilisation des actionneurs (vérins, vannes, moteurs) et leur durée de vie est ainsi étendue ;
- Autorise l'adaptation automatique du système en cas de perturbations mesurables ;
- Permet en général un gain financier réel.

Le MPC appliqué aux convertisseurs de puissance peut être classé en deux groupes principaux: Continuous Control Set MPC (CCS-MPC) et la commande prédictive à ensemble de commande fini (FCS-MPC) [16].

Le FCS-MPC est une technique de commande alternative attrayante en raison de ses avantages:

- Prend en compte la nature discrète du convertisseur de puissance ;
- Fournit une réponse dynamique rapide et de bonnes performances en régime permanent ;
- Est simple à appliquer dans les systèmes multivariables ;
- L'optimisation est simplifiée grâce à un nombre fini d'états de commutation ;
- Peut être appliqué à une large gamme d'applications de convertisseur de puissance et des applications d'entraînement ;
- Les non-linéarités et les contraintes du système peuvent être incorporées directement dans le contrôleur ;
- Le retard de calcul et le temps mort peut être compensé ;
- Simple et facile à mettre en œuvre.

Récemment, certaines stratégies de commande novatrices de la commande prédictive ont été proposées pour améliorer les performances du contrôleur pour des topologies de convertisseur de puissance et des applications d'entraînement : commande direct de la puissance prédite

(PDPC), MPC modulé (M2PC), fréquence variable d'échantillonnage MPC (VSF-MPC), MPC commuté (SMPC) et point de commutation variable MPC (VSP-MPC) [16].

II.4.1 Conception de la commande prédictive

Dans la phase de conception du MPC pour le contrôle des convertisseurs de puissance, les étapes suivantes sont indispensables :

- La modélisation du convertisseur de puissance et l'identification de tous les états de commutation possibles et leur relation avec les tensions ou les courants d'entrée ou de sortie ;
- La définition d'une fonction de coût qui représente le comportement souhaité du système ;
- Le développement du modèle discret qui permet de prédire le comportement futur des variables à contrôler.

Lors de la modélisation du convertisseur, l'élément de base est l'interrupteur d'alimentation. Il peut être un transistor IGBT, un thyristor, un GTO...etc. La modélisation la plus simple considère le convertisseur comme un commutateur avec seulement deux états de commutation : *fermé* et *ouvert*. En règle générale, le nombre d'états de commutation possibles n est :

$$n = x^y \quad (\text{II.16})$$

Où : x est le nombre d'états possibles de chaque bras du convertisseur et y est le nombre de phases du convertisseur.

Chaque application impose plusieurs exigences en matière de contrôle sur les systèmes tels que le contrôle du courant, le contrôle de puissance, le contrôle du couple... etc. Ces exigences peuvent être exprimées comme une fonction de coût à minimiser. La fonction de coût la plus fondamentale à définir est celle qui évalue l'erreur entre la référence et la variable prédite, comme on le verra dans le prochain chapitre [17].

II.4.2 Schéma de principe de la commande prédictive

Un schéma général de MPC dédié au contrôle des systèmes de puissance et entraînements électriques est présenté à la Fig. II.7.

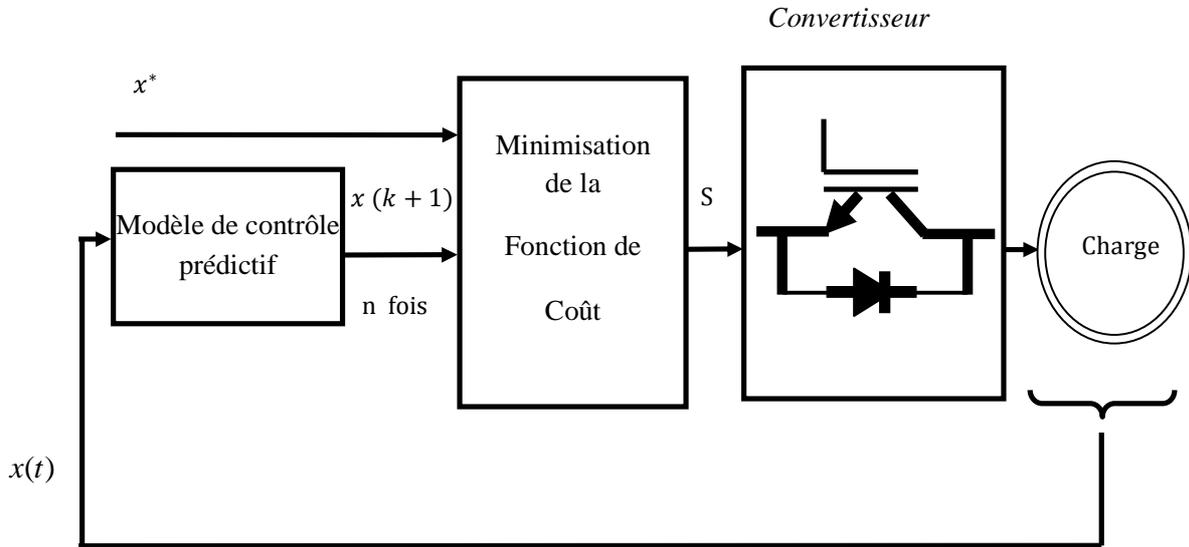


Fig. II.7. Schéma de principe de contrôle prédictif.

Le convertisseur de puissance peut avoir n'importe quelle topologie et nombre de phases, tandis que la charge représentée sur la figure peut être une machine électrique, un réseau ou de toute autre charge active ou passive. Dans ce schéma les variables mesurées $x(k)$ sont utilisées dans le modèle pour calculer les prédictions $x(k+1)$ des variables commandées pour chacune des itérations possibles (n) c'est-à-dire l'état de commutation, les tensions et les courants. Ces prédictions sont évaluées en utilisant une fonction de coût qui tient compte des valeurs de référence $x^*(k)$ et aussi les restrictions imposées par le type du contrôle appliqué. Ainsi, l'état optimal de commutation S est sélectionné et appliquée au convertisseur de puissance [17].

II.5 La commande prédictive à ensemble de commande fini

Le but de la méthode de commande est de conduire une variable système $x(t)$ qui est déterminée par l'action de commande $S(t)$ (habituellement les signaux de commutation du convertisseur) le plus près possible d'une valeur de référence souhaitée $x^*(t)$. En raison d'un

nombre fini d'états de commutation S_i , avec $i = 1, \dots, n$, nous pouvons prédire toutes les variables possibles du système ($x^p(k+1)$) sur une période d'échantillonnage T_s en fonction du modèle du système et des valeurs mesurées. Ensuite, une fonction de coût g qui dépend de l'objectif de la commande peut être définie. Un exemple typique pour la fonction coût serait l'erreur absolue entre les valeurs prédites et leurs références $g = |x^*(k+1) - x^p(k+1)|$.

L'évaluation de la fonction coût avec les n différentes commandes possibles, entraînera n différents coûts. Enfin, l'état optimal de commutation qui minimise la fonction de coût est sélectionné et appliqué directement au convertisseur [16]. En résumé, la conception FCS-MPC est réalisée selon les étapes suivantes :

- **Étape 1 : Mesures**

Obtenir les signaux de retour requis pour le modèle prédictif ou le calcul de la référence.

- **Étape 2 : Calcul et extrapolation des références**

Calculer la variable de référence en fonction de l'application spécifique, puis obtenir les valeurs futures de la référence en utilisant l'extrapolation.

- **Étape 3 : Construire des modèles en temps continu du système**

La modélisation du système s'effectue en dérivant des équations qui décrivent le comportement dynamique des variables contrôlées généralement basées sur un modèle linéaire comme suit :

$$\frac{dx}{dt} = Ax + Bu \quad (\text{II.17})$$

Où x représente la variable à contrôler (tension, courant, flux, puissance) et u est l'entrée de contrôle (tension de réseau, état de commutation, tension continue).

- **Étape 4 : Construire des modèles à temps discret du système**

Un modèle de temps discret du système est nécessaire pour prédire le comportement des variables évaluées par la fonction de coût. Afin de discrétiser le modèle de système, la méthode d'avant première Euler est utilisée en raison de sa simplicité. Il donne également une

précision acceptable qui est nécessaire pour de bonnes performances. Selon cette approche, nous avons la forme de temps discrète du système comme suit:

$$\frac{dx}{dt} \approx \frac{x(k+1) - x(k)}{T_s} \quad (\text{II.18})$$

Où : T_s est le temps d'échantillonnage, $x(k+1)$ et $x(k)$ sont la valeur de la variable d'état dans le prochain temps d'échantillonnage et à l'état actuel, respectivement.

- **Étape 5 : Prédiction des variables de commande**

Prédire la valeur future des variables de commande basées sur les modèles à temps discret, les valeurs mesurées et tous les états possibles de commutation du convertisseur.

- **Étape 6 : Minimiser la fonction de coût**

En dernière étape, toutes les valeurs des variables prédites $x_i^p(k+1)$ sont comparées avec leur références $x^*(k+1)$ à l'aide d'une fonction de coût g comme suit :

$$g = |x^*(k+1) - x_i^p(k+1), \dots, n| \quad (\text{II.19})$$

L'objectif de l'optimisation de la fonction coût est de sélectionner la valeur de coût g aussi près que possible de zéro. L'état optimal de commutation qui minimise la fonction de coût est choisie et ensuite appliqué au convertisseur au moment du prochain instant d'échantillonnage.

II.6 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons d'abord présenté l'onduleur triphasé à trois niveaux à structure NPC, par sa description et son modèle de fonctionnement. Ensuite, nous avons présenté une brève description des concepts fondamentaux et des différents types de la commande prédictive. Nous avons également exposé le principe de commande prédictive basée sur le modèle du système contrôlé. Elle consiste à trouver le vecteur de commande optimal à appliquer durant chaque période de commutation en évaluant une fonction de cout prédéfinie.

Chapitre III

Commande Prédicative Appliquée à l'Onduleur NPC à Trois Niveaux

III.1. Introduction

Une étude théorique approfondie de la commande prédictive, basée sur l'utilisation du modèle mathématique de l'onduleur de tension triphasé à trois niveaux, a été effectuée précédemment. Ce chapitre est consacré à la simulation, sous environnement Matlab/Simulink, d'un onduleur à trois niveaux, contrôlé par la FCS-MPC. Après, la description de la modélisation du système, différents tests de simulation sont effectués, les résultats obtenus analysés et l'évaluation des performances de la stratégie de commande proposée réalisée.

III.2. Implémentation de la commande prédictive

À la mise en route du contrôle prédictif, on doit tenir compte des tâches suivantes :

- Prédire le comportement futur des variables contrôlées pour tous les états de commutation ;
- évaluer la fonction de coût pour chaque prédiction ;
- Sélectionner l'état de commutation qui minimise le coût de fonction.

Pour sélectionner l'état de commutation minimisant la fonction de coût, tous les états possibles sont évalués et l'état optimal sera stocké pour être appliqué par la suite. Le volume de calcul est directement lié au nombre d'états de commutation possibles. Dans le cas de trois phases et un onduleur à deux niveaux, le calcul des prédictions correspondant aux huit états de commutation possibles ne cause pas de problème, mais dans le cas d'un système multi-phases et onduleur multiniveaux, une méthode d'optimisation différente doit être envisagée afin de réduire le volume de calcul [17].

III.2.1. Modèle prédictif du système

La structure globale de cette stratégie de commande prédictive est illustrée sur la Fig. III.1. [12,18]. Afin d'établir l'expression de la loi de commande prédictive permettant le calcul du vecteur de commande optimal, les équations du modèle du système sont données comme suit :

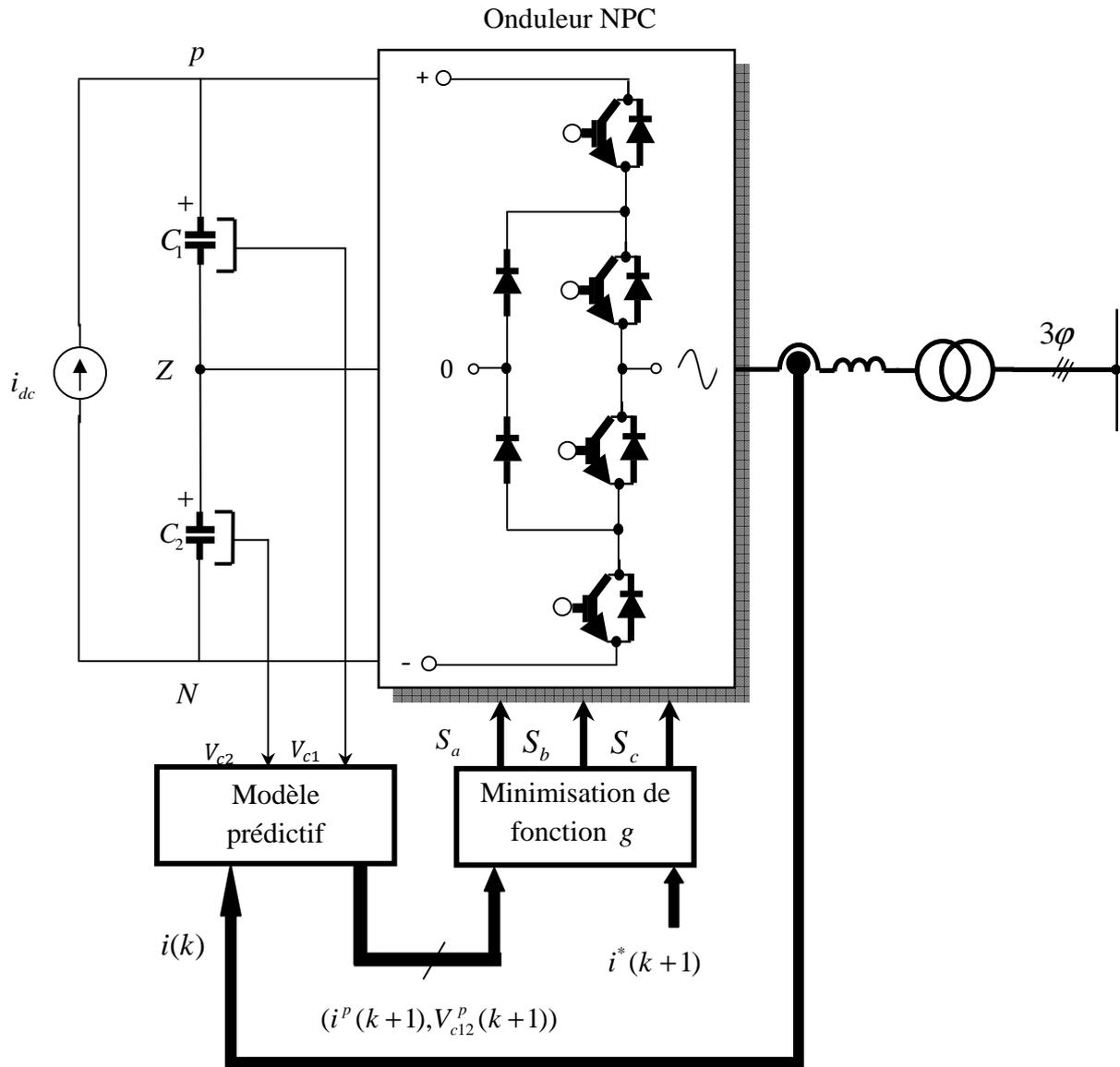


Fig.III. 1. Structure de commande prédictive des courants du 3L-NPC.

$$v_{an} = Ri_a + L \frac{di_a}{dt} + e_a \quad (\text{III.1})$$

$$v_{bn} = Ri_b + L \frac{di_b}{dt} + e_b \quad (\text{III.2})$$

$$v_{cn} = Ri_c + L \frac{di_c}{dt} + e_c \quad (\text{III.3})$$

En utilisant la transformation de Clarke, nous passerons du système triphasé (III.1)-(III.3) au système biphasé suivant :

$$\frac{di_\alpha}{dt} = \frac{-R}{L} i_\alpha + \frac{1}{L} (v_\alpha - e_\alpha) \quad (\text{III.4})$$

$$\frac{di_\beta}{dt} = \frac{-R}{L} i_\beta + \frac{1}{L} (v_\beta - e_\beta) \quad (\text{III.5})$$

Pour obtenir un modèle à temps discret, il est nécessaire d'utiliser des méthodes de discrétisation. Afin d'approximer les dérivées, on utilise la méthode d'Euler, dont la dérivée de courant peut être exprimée par :

$$\frac{di}{dt} \approx \frac{i(k+1) - i(k)}{T_s} \quad (\text{III.6})$$

avec :

T_s : La période d'échantillonnage ;

k : L'instant d'échantillonnage.

$$i_\alpha^p(k+1) = \left(1 - T_s \frac{R}{L}\right) i_\alpha(k) + \frac{T_s}{L} (v_\alpha - e_\alpha(k)) \quad (\text{III.7})$$

$$i_\beta^p(k+1) = \left(1 - T_s \frac{R}{L}\right) i_\beta(k) + \frac{T_s}{L} (v_\beta - e_\beta(k)) \quad (\text{III.8})$$

Le courant de chaque capacité s'exprime comme suit :

$$i_c = C \frac{dv_{dc}}{dt} \quad (\text{III.9})$$

Les expressions des courants (i_{c1}, i_{c2}) traversant respectivement les condensateurs (C_1, C_2) sont données comme suit [12,19] :

$$i_{c1}(k) = i_{dc}(k) - H_{1a}i_a(k) - H_{1b}i_b(k) - H_{1c}i_c(k) \quad (\text{III.10})$$

$$i_{c2}(k) = i_{dc}(k) + H_{2a}i_a(k) + H_{2b}i_b(k) + H_{2c}i_c(k) \quad (\text{III.11})$$

Les variables (H_{1x}, H_{2x}) sont calculées en fonction des états d'interrupteurs du 3L-NPC comme suit :

$$H_{1x} = \begin{cases} 1 & \text{si } S_x = "+" \\ 0 & \text{autre} \end{cases} \quad (\text{III.12})$$

$$H_{2x} = \begin{cases} 1 & \text{si } S_x = "-" \\ 0 & \text{autre} \end{cases} \quad (\text{III.13})$$

Enfin, pour obtenir le modèle discret des tensions des deux capacités, nous avons utilisé l'approximation d'Euler :

$$\frac{dv_{cx}}{dt} \approx \frac{v_{cx}(k+1) - v_{cx}(k)}{T_s} \quad (\text{III.14})$$

Les équations en temps discret qui permet la prédiction des tensions de bus continu sont données par :

$$v_{c1}^p(k+1) = v_{c1}(k) + \frac{1}{C} i_{c1}(k) T_s \quad (\text{III.15})$$

$$v_{c2}^p(k+1) = v_{c2}(k) + \frac{1}{C} i_{c2}(k) T_s \quad (\text{III.16})$$

III.2.2. Fonction de coût

En général le choix de la fonction de coût dépend principalement de l'application visée. La fonction de coût considérée dans ce chapitre à deux objectifs :

- Le premier consiste à minimiser l'erreur entre les courants de l'onduleur et leurs références. Sachant que ces références sont calculées pour compenser le déséquilibre et améliorer le facteur de puissance dans le réseau.
- Le second vise à équilibrer le bus continu en minimisant la différence entre les tensions aux bornes des capacités.

Pour cela nous proposons la fonction de coût suivante :

$$g = |i_{\alpha}^* - i_{\alpha}^p| + |i_{\beta}^* - i_{\beta}^p| + \lambda_{dc} |v_{c1}^p - v_{c2}^p| \quad (\text{III.17})$$

L'utilisation de la fonction de coût définie par (III.17) permet de sélectionner un seul vecteur de commande optimale à appliquer durant chaque période de commutation.

La fonction de coût évalue :

- La valeur absolue de la différence entre les courants prédits du convertisseur, exprimés suivant les axes (α, β) et leurs références ;
- La valeur absolue de la différence entre les valeurs prédites des tensions aux bornes des capacités.

Dans l'expression de la fonction de coût, le facteur de pondération λ_{dc} précise la priorité d'un objectif par rapport à l'autre. Par exemple, augmenter la valeur de λ_{dc} revient à donner plus de priorité à la régulation de la tension du point milieu par rapport au suivi des courants de références [13].

III.2.3. Algorithme de commande

Pour tous les états de commutation possibles, nous pouvons prédire l'évolution des valeurs des courants de l'onduleur et des tensions des capacités du bus continu à l'instant $t = (k+1)T_s$ en se basant sur leurs valeurs mesurées à l'instant $t = kT_s$ et sur le modèle discret du système. La fonction de coût sera évaluée pour chaque état de commutation. Elle représente l'erreur entre les courants de références et les courants de l'onduleur, ainsi que la différence entre les tensions des capacités du bus continu. L'état de commutation qui minimise cette fonction sera choisi et appliqué à l'instant suivant $t = (k+1)T_s$.

La Fig. III.2 représente l'organigramme détaillé qui explique les principales étapes de la commande prédictive appliquée. Dans cet organigramme g représente la fonction de coût calculée pour l'état de commutation i et X_{opt} représente l'état de commutation qui minimise la fonction de coût [12].

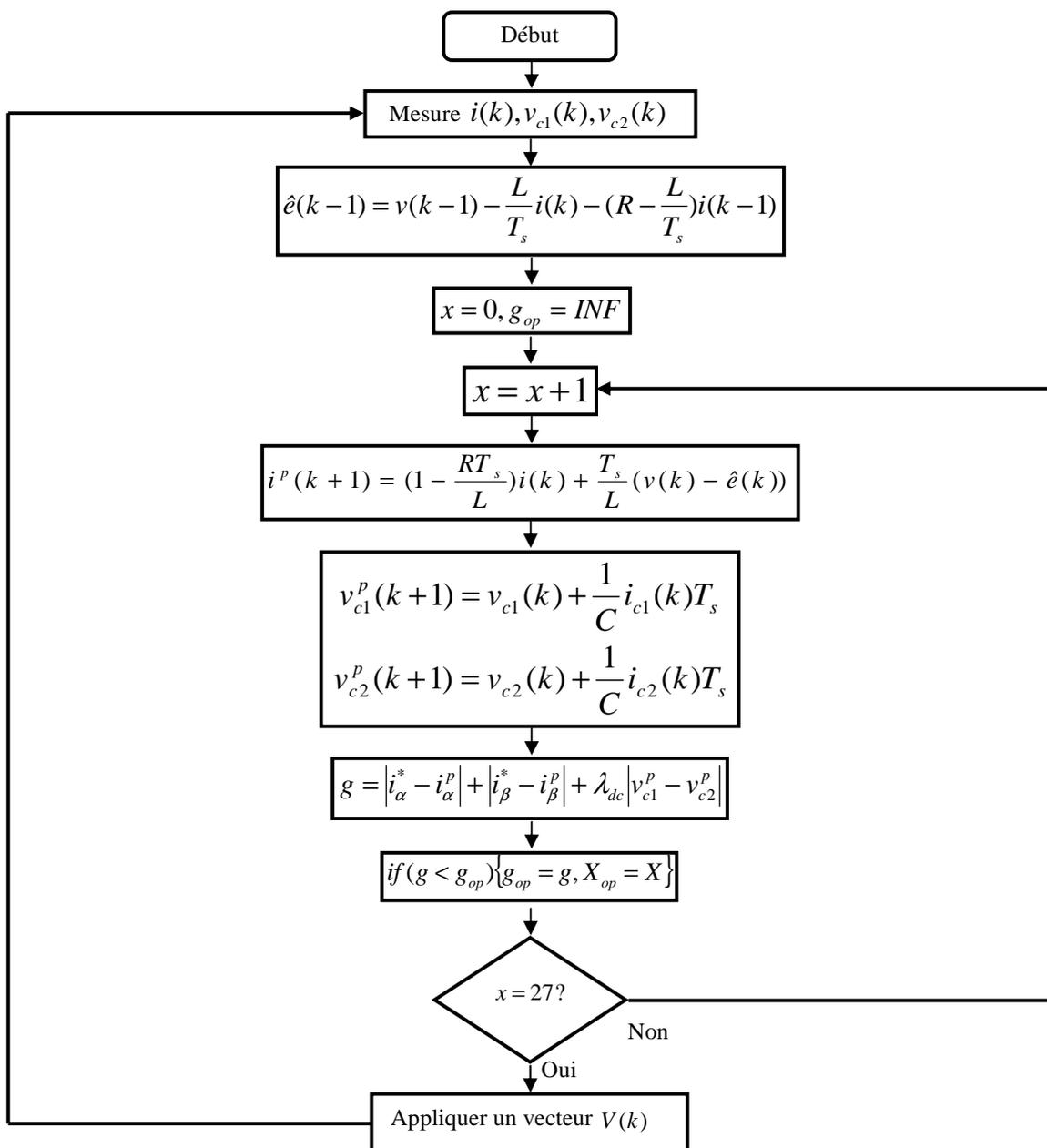


Fig.III. 2. Organigramme de la commande prédictive.

III.3. Résultat de simulation

On présente dans ce paragraphe les résultats de simulation relatifs à la stratégie FCS-MPC de l'onduleur de tension à trois niveaux triphasé. Un programme de simulation, établi sous l'environnement Matlab/Simulink, nous a permis de reproduire fidèlement le comportement des divers grandeurs électriques. Les paramètres utilisés pour la simulation sont donnés par le Tableau III.1 [16].

Tableau III. 1

Paramètres utilisés pour la simulation.

Paramètre	Valeur	Description
V_{dc}	540 V	Tension continue
C_1, C_2	1 mF	Condensateur
R	10 Ω	Résistance de la charge
L	50 mH	Inductance de la charge
E	100 V	Amplitude de crête
i^*	10 A	Courant de référence
f	50 Hz	Fréquence

Les résultats de la Fig. III.3 sont obtenus en régime permanent et pour une période d'échantillonnage de 25 μ s. Les formes d'ondes, sont données successivement : les courants commandés i_α et i_β ainsi que leurs références, les courants de la charge i_a , i_b et i_c les tensions de sortie de l'onduleur v_{an} et u_{ab} et les tensions continues aux bornes des deux condensateurs v_{dc1} et v_{dc2} .

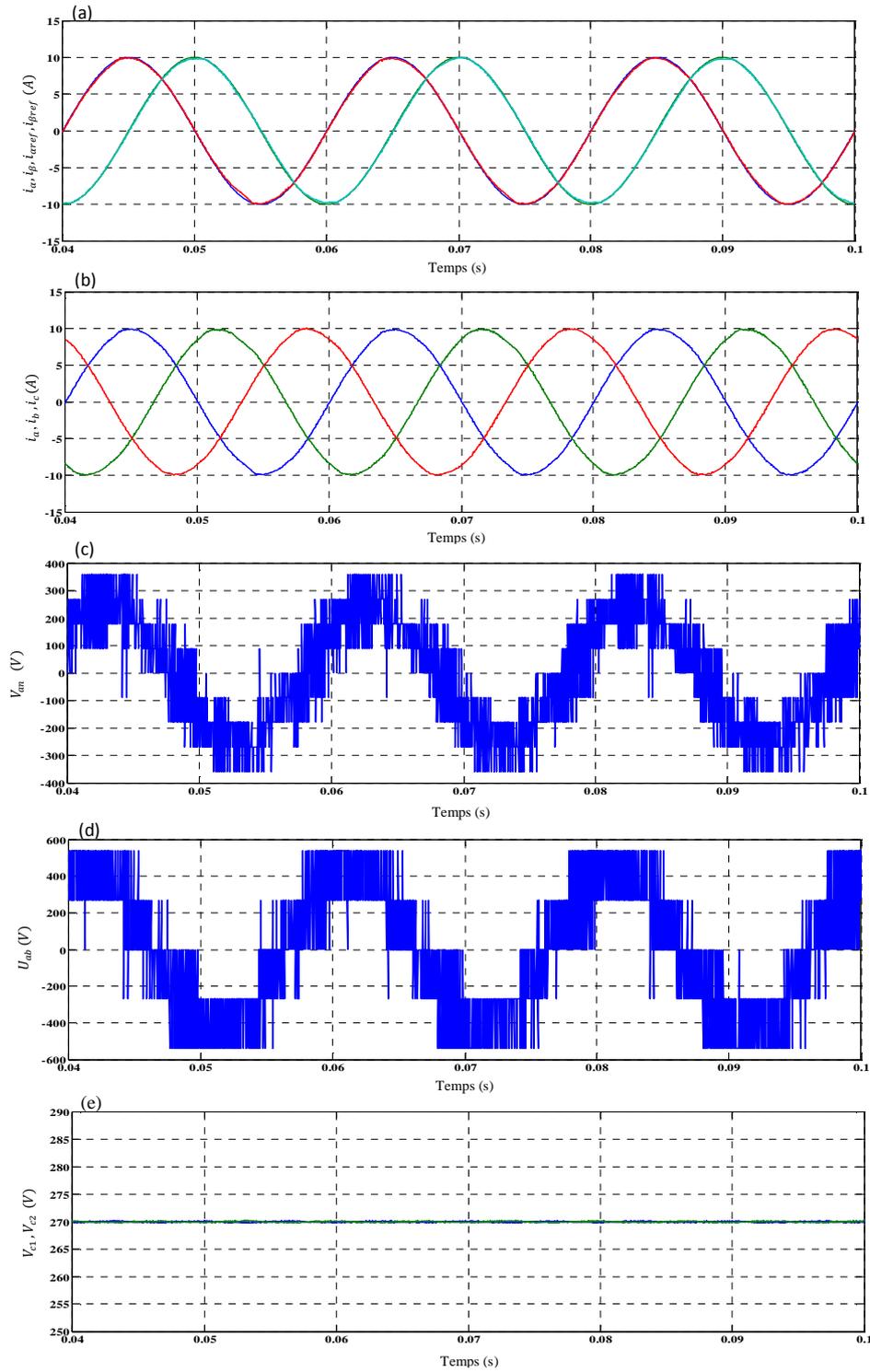


Fig.III. 3. Résultats de simulation en régime permanent de la commande FCS-MPC : a) les courants commandés i_{α} et i_{β} ainsi que leurs références : b) les courants de la charge i_a , i_b et i_c : c) la tension de sortie de l'onduleur v_{an} : d) la tension de sortie de l'onduleur u_{ab} : e) les tensions continues aux bornes des deux condensateurs v_{dc1} et v_{dc2} .

Nous constatons la bonne poursuite des courants de référence, ainsi que les courants de la charge possèdent une allure proche d'une forme d'onde sinusoïdale. Dans la Fig. III.3.c, on présente la tension générée par le filtre actif avec les trois niveaux $2v_{dc}/3$, $v_{dc}/2$, et $v_{dc}/3$ correspondant respectivement à 360 V, 270 V, et 180 V. La Fig. III.3.e montre la régulation du bus continu à la valeur désirée et le maintien des tensions aux bornes des condensateurs C_1 et C_2 au même niveau.

Les Fig. III.4 et III.5 illustrent l'effet de la période d'échantillonnage sur la qualité du courant de charge, pour les valeurs suivantes: $T_s = 100 \mu\text{s}$ et $T_s = 25 \mu\text{s}$. Les formes d'ondes, pour la phase (a), sont successivement : le courant de la charge i_a et sa référence i_a^* , le spectre harmonique du courant de charge, la tension simple à la sortie du 3L-NPC et les tensions continues aux bornes des deux condensateurs v_{dc1} et v_{dc2} .

Les graphes montrent que le courant de charge est très proche de la forme sinusoïdale avec un taux de distorsion harmonique THD de 2.58 % pour $T_s = 100 \mu\text{s}$ et 1.05 % pour $T_s = 25 \mu\text{s}$. Le courant de charge qui correspond à la commande FCS-MPC avec $T_s = 25 \mu\text{s}$ présente moins d'ondulation que celui avec $T_s = 100 \mu\text{s}$, ceci est dû à la réduction de période d'échantillonnage, mais par contre il entraîne une importante augmentation au niveau de la fréquence de commutation.

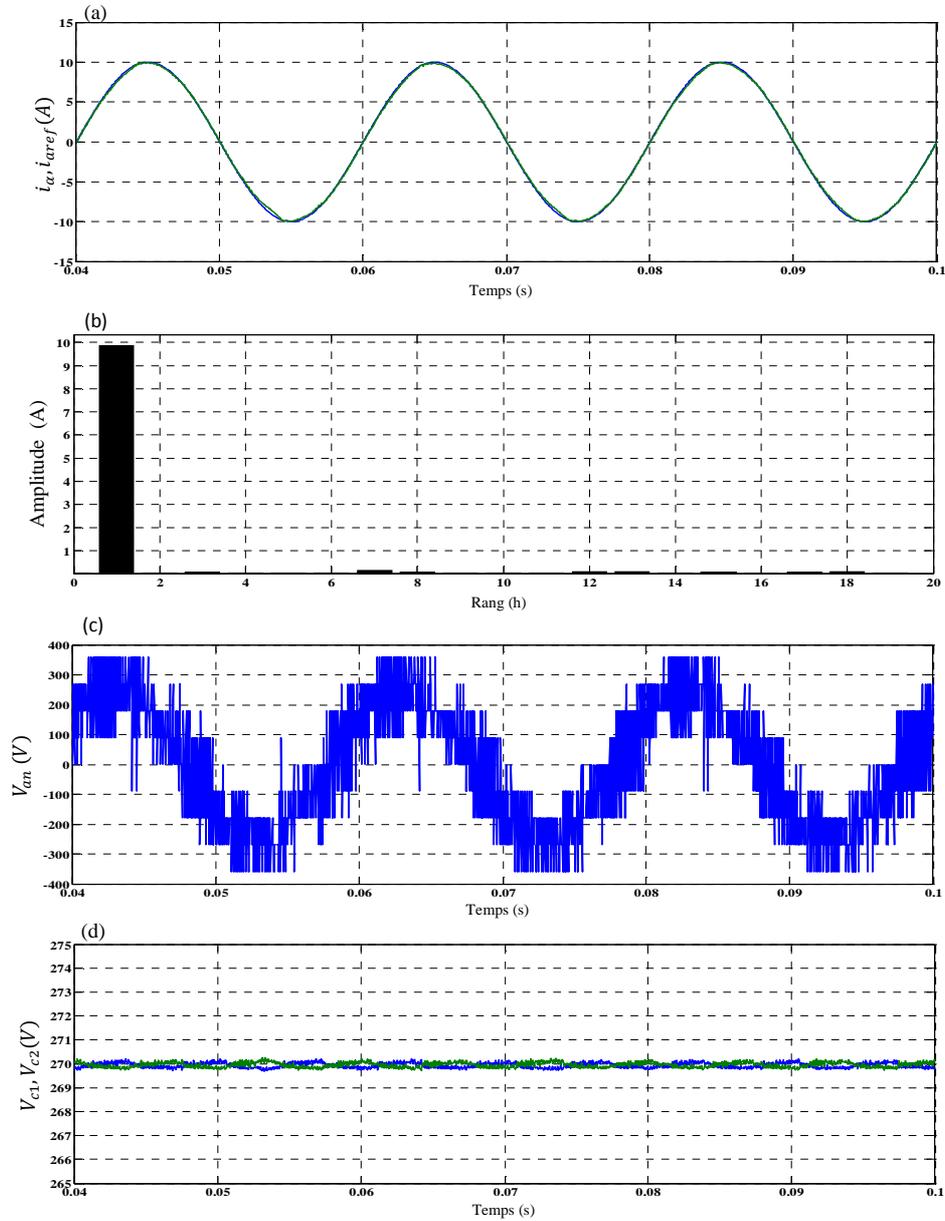


Fig.III. 4. Résultats de simulation de l'effet de la période d'échantillonnage sur la commande FCS-MPC ($T_s = 25\mu s$) : a) le courant de la charge i_a et sa référence : b) le spectre harmonique du courant : c) la tension simple à la sortie du 3L-NPC : d) les tensions continues aux bornes des deux condensateurs.

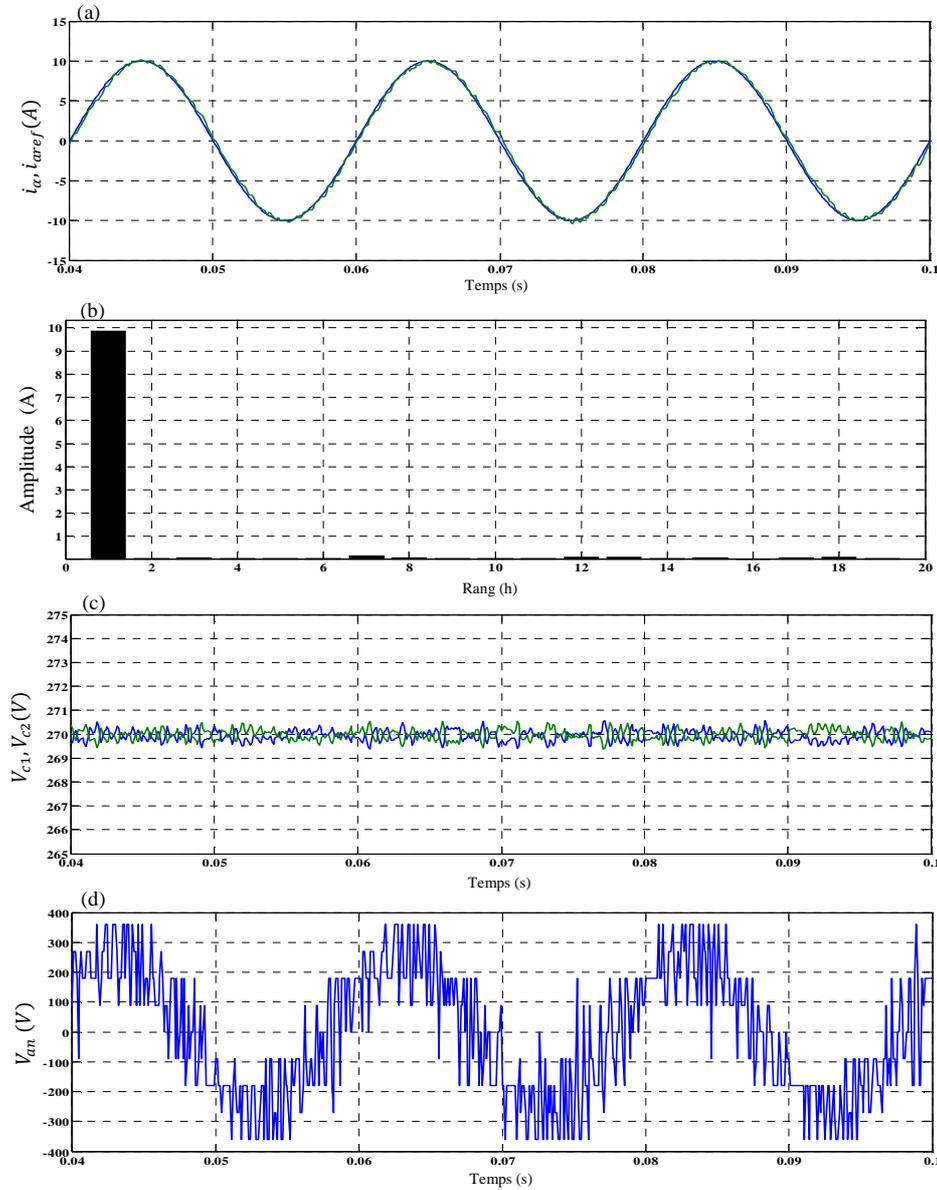


Fig.III. 5. Résultats de simulation de l'effet de la période d'échantillonnage sur la commande FCS-MPC ($T_s = 100 \mu s$) : a) le courant de charge i_a et sa référence : b) le spectre harmonique du courant : c) les tensions continues aux bornes des deux condensateurs : d) la tension simple à la sortie du 3L-NPC.

Les résultats de la Fig. III.6 sont obtenus en régime dynamique et pour une période d'échantillonnage de 25 μ s. Les formes d'ondes, sont données successivement : les courants commandés i_α et i_β ainsi que leurs références, les courants de la charge i_a, i_b et i_c le courant de la charge i_a sa référence i_a^* , la tension de sortie de l'onduleur v_{an} et les tensions continues aux bornes des deux condensateurs v_{dc1} et v_{dc2} .

Dans ce test de simulation, nous avons provoqué une variation brutale de l'amplitude $i_{\alpha\beta \max}$ de 10 à 5 A. La variation de l'amplitude montre que le système reste fiable et réagit très bien aux changements. En effet, une poursuite des courants commandés i_α et i_β est assurée très correctement, avec une forme quasi sinusoïdale. Sur cette figure, nous constatons que les courants de la charge conservent leurs formes sinusoïdales durant ce transitoire. De plus, les tensions aux bornes des condensateurs ne sont pas affectées. Ces tests attestent que l'algorithme de commande prédictive à ensemble de commande fini élaboré est capable d'assurer une poursuite de trajectoire parfaite des courants commandés en régime permanent et transitoire avec une dynamique très rapide. La Fig. III.6.e montre que les tensions v_{dc1} et v_{dc2} aux bornes du condensateur supérieur C_1 et inférieur C_2 ont égales. Ceci confirme que la tension du point milieu est bien contrôlée en utilisant la stratégie FCS-MPC.

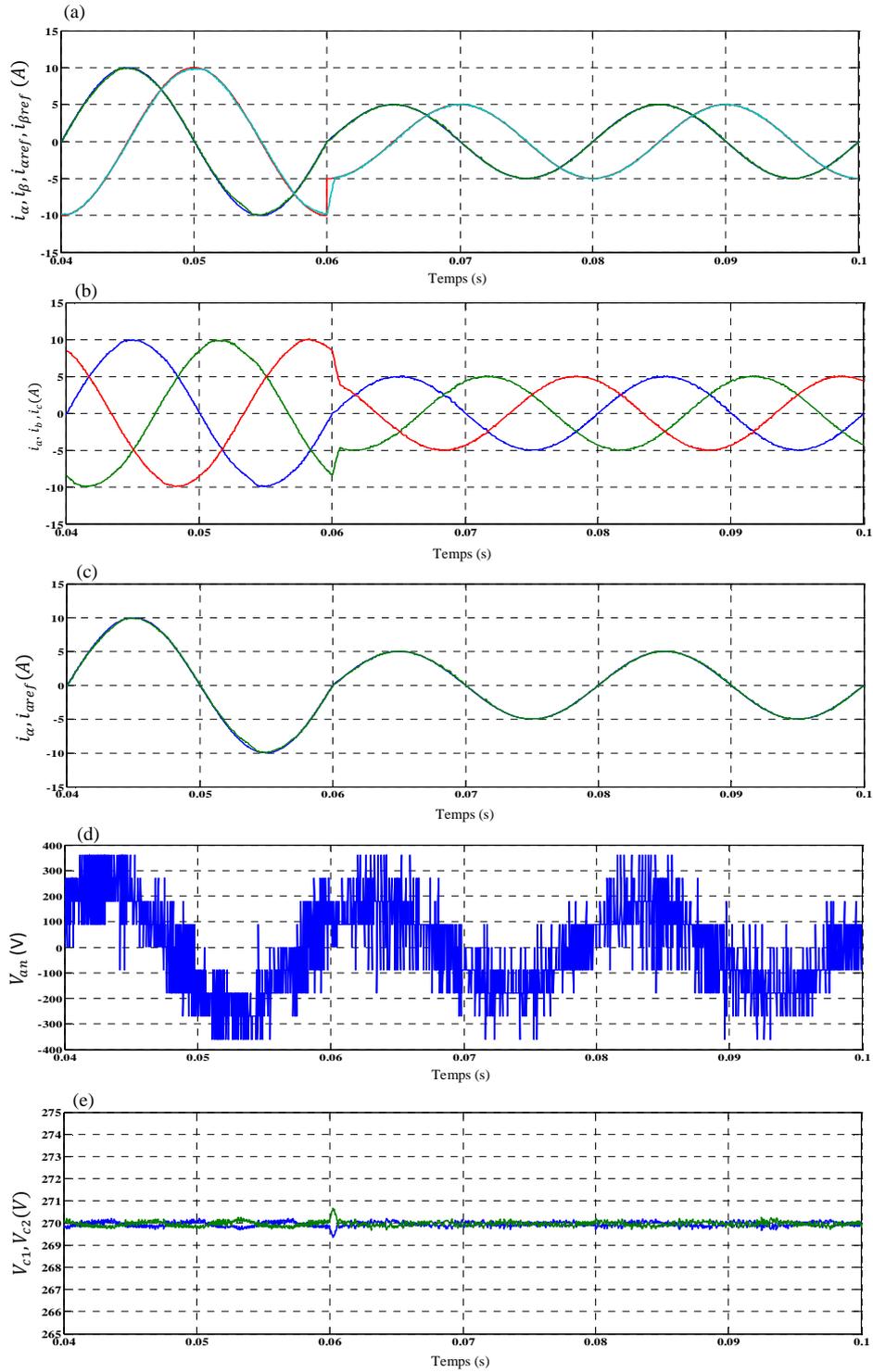


Fig.III. 6.Résultats de simulation du transitoire lors de la variation de l'amplitude. :a) les courants commandés i_α et i_β ainsi que leurs références :b) les courants de la charge i_a , i_b et i_c :c) le courant de charge i_a et sa référence :d) la tension simple à la sortie du 3L-NPC :e) les tensions continues aux bornes des deux condensateurs.

L'équilibrage des tensions du diviseur capacitif présente l'un des problèmes sérieux des convertisseurs NPC à trois niveaux. Si cette condition n'est pas remplie, certains composants semi-conducteurs doivent supporter une tension plus élevée [11]. En effet, la tension aux bornes de chaque condensateur doit être égale à la moitié de la tension totale du bus continu.

L'équilibrage du bus continu est assuré en l'optimisant la fonction de coût g . Un choix non judicieux du facteur de pondération λ_{dc} , permet au déséquilibre du bus continu de persister. Par exemple à l'instant $t = 0.15$ s, quand $\lambda_{dc} = 0$, une différence de tension significative est constatée comme l'indique la Fig. III.7.

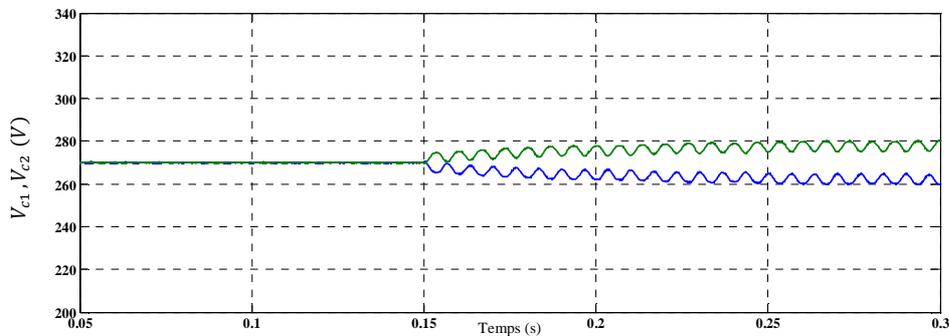


Fig.III. 7. Résultats de simulation du réglage de la tension du bus continu.

En conclusion, la commande prédictive a pu maintenir l'équilibre du bus continu dans les zones où les autres techniques de commande ont prouvé leurs limites.

III.4. Conclusion

Dans ce chapitre, les résultats de simulation obtenus, sous environnement Matlab/Simulink, d'un onduleur à trois niveaux piloté par la stratégie de commande prédictive à ensemble de commande fini, sont exposés. L'application de la stratégie FCS-MPC à l'onduleur 3L-NPC en fonction de la fonction coût est déterminée pour minimiser l'erreur entre les courants de référence et les valeurs prédites et équilibrer la tension de condensateur du bus continu. Les résultats de simulation obtenus en régime permanent montrent d'une part que l'approche prédictive développée montre d'excellentes performances, d'une part pour le suivi des courants de référence, et d'autre part l'équilibrage du bus continu.

Conclusion Générale

Le présent travail aborde l'étude et la simulation numérique de la commande prédictive en courant appliquée à l'onduleur à trois niveaux. Son concept principal s'articule essentiellement sur deux idées fondamentales : d'une part l'application de la stratégie de commande FCS-MPC à l'onduleur 3L-NPC pour minimiser l'erreur entre les courants de référence et les valeurs prédites et d'autre part l'équilibrage de la tension du condensateur du bus continu pour ce type de convertisseur.

Pour atteindre ces objectifs, le travail est entamé par une recherche bibliographique sur les différentes topologies de l'onduleur multiniveaux et l'étude du modèle mathématique de ce convertisseur à trois niveaux et son comportement vis-à-vis de commande proposée. Puis, après avoir choisie l'application de la stratégie de commande FCS-MPC à l'onduleur 3L-NPC, des simulations sous environnement Matlab/Simulink ont été effectuées. Suite à plusieurs tests, les résultats obtenus, lors de l'utilisation de ce modèle, montrent que cette stratégie de commande assure, sous différentes conditions, de bonnes performances dynamiques.

Par ailleurs, les résultats de la simulation prouvent un certain avantage de la commande proposée par rapport à l'utilisation d'un MLI classique, car elle permet d'équilibrer les tensions du diviseur capacitif du convertisseur 3L-NPC tout en améliorant les formes d'ondes des tensions de sortie.

Comme perspectives pour la continuité de ce travail, il est intéressant de prévoir :

- L'application d'une stratégie de commande directe de la puissance basée sur la commande prédictive pour l'onduleur 3L-NPC ;
- L'expansion de l'utilisation de cette commande aux autres structures des convertisseurs ;
- Le développement d'algorithmes d'optimisation ou d'élimination des facteurs de pondération de cette commande ;
- L'élaboration d'algorithmes basés sur la commande prédictive pour réduire le volume de calcul.

Références Bibliographiques

- [1] M. T. Chebbah, “Etude et simulation d’un convertisseur multiniveaux type PUC ”, *Mémoire de Maitrise*, Ecole de Technologie Supérieure, Université de Québec, Avril 2014.
- [2] K. Arab Tehrani, “ Conception, synthèse et application d’une nouvelle commande robuste par PID fractionnaire pour les onduleurs multiniveaux ”, *Thèse de Doctorat*, Institut National Polytechnique de Lorraine, Novembre 2010.
- [3] O. Bouhali, E.M. Berkouk, C. Saudemont, and B. François, “A five level diode clamped inverter with self-stabilization of the DC-link voltage for grid connection of distributed generators”, in *Proc. IEEE International Symposium on Industrial Electronics: ISIE 2004*, Ajaccio, France, vol. 2, pp. 947– 952, 4-7 May 2004.
- [4] A. Nabae, I. Takahashi, and H. Akagi, “A new neutral clamped PWM inverter”, in *Proc. IEEE Ind. Appl. Soc. Conf.*, pp.761– 766, 1980.
- [5] A. Boukandoul, “Etude et réalisation d’un onduleur multiniveaux a topologie cascade”, *Mémoire de Magister*, Université Abderrahman Mira – Bejaia, Septembre 2013.
- [6] W. Boucheritte “Convertisseurs multiniveaux dans les systèmes PV connectés au réseau”, *Mémoire de Magister*, Université Mohamed Khider– Biskra, 2013.
- [7] A. Berkani, “Contrôle direct du couple d’une machine asynchrone alimentée par un onduleur multiniveaux basé sur la logique floue et l’apprentissage par renforcement”, *Mémoire de Magister*, Ecole Militaire Polytechnique d’Alger, Mars 2009.
- [8] A. Chouder, “Contribution à la commande des convertisseurs multicellulaires série ”, *Mémoire de Magister*, Université Ferhat Abbas – Setif, Avril 2010.

- [9] A. Lopez De Heredia Bermeo, “Commandes avancées des systèmes dédiés à l’amélioration de la qualité de l’énergie: de la basse tension a la montée en tension”, *Thèse de Doctorat*, Institut National Polytechnique de Grenoble, Novembre 2006.
- [10] N. Mesbahi, “Contribution à l’étude des performances des onduleurs multiniveaux sur les réseaux de distribution”, *Thèse de Doctorat*, Université Badji Mokhtar – Annaba, Mai 2014.
- [11] T. Ghennam, “Supervision d’une ferme éolienne pour son intégration dans la gestion d’un réseau électrique, apports des convertisseurs multi niveaux au réglage des éoliennes à base de machine asynchrone à double alimentation”, *Thèse de Doctorat*, Ecole Militaire Polytechnique d’Alger, Septembre 2011.
- [12] J. Rodriguez and P. Cortés “Predictive control of power converters and electrical drives”, A John Wiley & Sons, 2012.
- [13] L. Riachy, “Contribution à la commande d’un onduleur multiniveaux, destinée aux énergies renouvelables, en vue de réduire le déséquilibre dans les réseaux électriques”, *Thèse de Doctorat*, Normandie Université, Décembre 2017.
- [14] A. Bouafia, “Techniques de commande prédictive et floue pour les systèmes d’électronique de puissance: application aux redresseurs à MLI”, *Thèse de Doctorat*, Université Ferhat Abbas – Sétif, Octobre 2010.
- [15] M.A. Rahoui, “Techniques avancées pour la commande et l’observation d’un redresseur MLI”, *Thèse de doctorat*, Université Mouloud Mammeri de Tizi-Ouzou, Juin 2017.
- [16] V. Quang Binh Ngo, “Algorithmes de conception de lois de commande prédictives pour les systèmes de production d’énergie”, *Thèse de Doctorat*, Université Paris-Saclay, Juin 2017.
- [17] A. Benzaïoua, “Contribution à la commande directe de couple d’une machine asynchrone triphasée”, *Thèse de Doctorat*, Université du Québec à Chicoutimi, Avril 2014.
- [18] V. Yaramasu and B. Wu, “Model predictive control of wind energy conversion systems”, A John Wiley & Sons, 2017.

- [19] S. Chikha, “Contribution à l’optimisation de la commande prédictive des convertisseurs statiques intégrés dans les chaînes de conversion d’énergie éolienne”, *Thèse de Doctorat, Université Larbi Ben M’hidi – Oum El Bouaghi, Juillet 2017.*