

UNIVERSITE KASDI MERBAH-OUARGLA
FACULTE DES NOUVELLES TECHNOLOGIES DE L'INFORMATION ET
DE LA COMMUNICATION
DEPARTEMENT D'ELECTRONIQUE ET DE TELECOMMUNICATION



Mémoire de fin d'étude

Présenté pour l'obtention du diplôme de

MASTER PROFESSIONNEL

Domaine : Sciences et Technologies

Filière : Electronique

Spécialité : Instrumentation et système

Présenté par :

- Benattia Salah
- Naiti Mohammed Riad

**Etude Et Commande D'un Convertisseur Multi Niveau
Multicellulaire**

Soutneu devant le jury composé de:

- | | | | |
|-------------------------------|-----|-----------|-------------|
| • Achbi Mohammed Said | MAB | Président | UKM Ouargla |
| • Rouabah Boubakeur | MCB | Encadreur | UKM Ouargla |
| • Mahboub Mohamed Abdelbasset | MCB | Examineur | UKM ouargla |

Année Universitaire 2021/2022



REMERCIEMENT

Au terme de ce travail, on tient à remercier dieu le tout puissant de nous avoir données le courage la volonté et la patience pour achever ce travail.

Ma ponde gratitude va :

À notre promoteur « Mr Boubakeur rouabah » pour accepter de nous encadrer et pour son disponibilité et l'encadrement nécessaire Merci. Aux membres de jury pour l'honneur qu'ils nous faisons en jugeant nos travail :

- Achbi Mohammed Said

-Mahboub Mohamed Abdelbasset

On remercie profondément tous les enseignants que nous encouragé et soutenus pendant notre cursus



Dédicace

Je dédie ce modeste travail :

A celle qui ma couverte de tendresse depuis ma naissance.

Ma chère mère

Mes frères

A mes sœurs.

A tous mes amis.

*A tous mes enseignants qui m'ont aidé à terminer mon
travail.*

Benattia Salah

Dédicace

Avec un grand honneur et immense plaisir je dédie ce travail :

À ceux qui m'ont donné la vie la lumière de mes yeux «Mes parents»

Qui m'ont entouré de leur amour, leur soutien et leur affection et qui m'ont énormément aidé pour ma réussite que dieu les protège et les garde pour moi .

*À mon très cher ami que je le souhaite tous le bonheur :
« Riad Berrah »*

Mes très chères sœurs : « Achouak Salsabil Soundous Massoud »

Mes très chères frères : « Abdessamai Youssef Islam Mouettai Allah »

À toute ma famille maternelle et paternelle

À m'on binôme « Salah Benattia » qui a contribué à la réalisation de ce modeste travail.

RIYAD

Sommaire

Remerciment.....	I
Dédicace	II
Sommaire.....	III
Liste des Figures.....	VI
Liste des Tableaux	VIII
Liste des abréviations	IX
Liste des symbols	X
Introduction générale	1
I. Chapitre I : Généralité sur les convertisseurs de puissance.....	3
I.1 Introduction	4
I.2 Types des convertisseurs de puissance :	4
I.2.1 Hacheur :	4
I.2.1.1 Hacheur série (Buck) :	5
I.2.1.2 Hacheur parallèle (Boost) :	5
I.2.1.3 Hacheur à accumulation inductive (Buck & Boost) :	7
I.2.2 Onduleur :	8
I.2.3 Redresseur :	9
I.3 le Convertisseurs multi-niveaux.....	9
I.3.1 Définition.....	9
I.3.2 Des structures de conversion multiniveaux.....	10
I.4 La structure Triphasé d'un convertisseur Pont-H.....	11
I.5 Convertisseur multi-niveau NPC (Neutral Point Clamped).....	12
I.6 Conclusion	13
Chapitre II: Modélisation et simulation du Convertisseur Multicellulaire.....	14
II.1 Introduction.....	15
II.2 Topologie de la structure	15
II.3 La cellule élémentaire de commutation.....	16
II.4 Configurations possibles du convertisseur multicellulaire à trois cellule	16
Première configuration.....	17

Deuxième configuration.....	18
Troisième configuration.....	18
Quatrième configuration.....	19
Cinquième configuration.....	19
Sixième configuration.....	20
Septième configuration.....	20
Huitième configuration.....	21
II.5 Modélisation d'un hacheur multicellulaires série à N cellules.....	22
II.5.1 Fonctionnement hacheur abaisseur.....	22
II.5.2 Fonctionnement en onduleur.....	24
II.6 la commande Modulation de Largeur d'impulsion (MLI) en hacheur a trois cellule.....	25
II.7 Commande MLI du l'onduleur multicellulaire à cinq cellules.....	27
II.8 Conclusion	30
Chapitre III : Commandes non-linéaires d'un convertisseur multicellulaire	31
III.1 Introduction	32
III.2 la commande par mode glissant.....	32
III.2.1 Définition	32
III.2.2 Principe de la commande par modes de glissement	33
III.2.3 Choix de la surface de glissement	34
III.2.4 Conditions de convergence et d'existence	34
III.2.5 Détermination de la loi de commande	35
III.2.6 Commande par mode glissant d'un convertisseur multicellulaire	37
III.3 Commande par linéarisation exacte.....	39
III.3.1 Définition.....	39
III.3.2 Boucle de régulation et équations mathématiques d'un convertisseur multicellulaire ..	39
III.3.3 Commande par de linéarisation exacte à un onduleur multicellulaire triphasé à trois cellules.....	41
III.4 Simulation d'un hacheur multicellulaire avec la commande linéarisation exacte	42
III.5 Simulation d'un hacheur multicellulaire avec la commande mode glissant	44
III.6 conclusion	46
conclusion générale	47

LISTE DES FIGURES

TITRE	PAGE
Fig. I.1 : Type de convertisseur de puissance	4
Fig.I.2 : schéma du convertisseur type hacheur	4
Fig.I.3 : Schéma de base d'un convertisseur Buck	5
Fig.I.4 : Les deux configurations d'un convertisseur Buck suivant l'état de l'interrupteur S	5
Fig.I.5 : Hacheur parallèle	6
Fig.I.6 les deux configurations d'un convertisseur Boost suivant l'état de l'interrupteur	6
Fig. I.7 : Schéma de base d'un convertisseur Buck-Boost	7
Fig. I.8 : Les deux configurations d'un convertisseur Buck-Boost suivant l'état de l'interrupteur S	7
Fig. I.9 : structure d'onduleur	8
Fig. I.10 : structure du redresseur	9
Fig. I.11: Classification des structures de conversion multiniveaux	10
Fig. I.12: Convertisseur multi-niveaux de type Pont-H.	11
Fig.I.13: Convertisseur multi-niveaux de type NPC	12
Fig. II.1 structure multicellulaire à N cellules	15
Fig. II.2 Première configuration.	18
Fig. II.3 deuxième configuration	18
Fig. II.4 Troisième configuration	19

Fig. II.5 Quatrième configuration	19
Fig. II.6 Cinquième configuration	20
Fig.II.7 sixième configuration	20
Fig. II.8 septième configuration	21
Fig. II.9 huitième configuration	21
Fig. II.10 hacheur multicellulaire à N cellules.	22
Fig. II.11 Onduleur multicellulaire monophasé à N cellules	25
Fig. II.12 Commande MLI de hacheur multicellulaire à trois cellules.	26
Fig.II.13 Tensions des condensateurs pour un hacheur à trois celules	26
Fig. II.14 la tension de la charge du hacheur multicellulaire V_{ch} .	27
Fig. II.15 le courant de charge (i_{Ch}).	27
Fig.II.16 la structure en MATLAB de l'onduleur multicellulaire à cinq cellules	28
Fig.II.17 quatre tensions des condensateurs avec la tension continue	28
Fig.II.18 présente la tension de la charge du l'onduleur multicellulaire V_{ch} avec une forme proche à la sinusoïde de 6 niveaux	29
Fig.II.19 présente le courant de charge (i_{Ch}).	29
Fig.III.1 : Différents modes de convergence pour la trajectoire d'état	33
Fig. III.2 Représentation de la fonction signe.	37
Fig. III.3 La linéarisation du système non linéaire.	41
Fig. III.4 Simulink de commande par linéarisation exacte du convertisseur multicellulaire avec Matlab	43
Fig. III.5 Schéma de commande par linéarisation exacte du convertisseur multicellulaire avec Matlab	43
Fig. III.6 Tension continu V_{dc} et les tensions des condensateurs flottants	44

Fig. III.7 Le courant de la charge	44
Fig. III.8 Simulink la commande par mode glissant du convertisseur multicellulaire avec Matlab	45
Fig. III.9 Le courant de la charge	45
Fig. III.10 Tension continu Vdc et les tensions des condensateurs flottants	46

LISTE DES TABLEAUX

TITRE	PAGE
Tableau I.1: les configurations possibles du convertisseur multi-niveau NPC.	13
Tableau II.1 les configurations du convertisseur multicellulaires trois cellules	17

LISTE DES ABREVIATIONS

MMC	les convertisseurs modulaires multi niveaux
SMC	Le Convertisseur Multicellulaire Superposé
ANPC	Le Convertisseur Clampé Activement par le Neutre
ASNPC	le Shared ASNPC, qui partie d'une structure NPC
NPC	Neutral Point Clamped
MLI	Modulation de Largeur d'impulsion
MC	Le mode de convergence
MG	Le mode de glissement
MRP	Le mode du régime permanent
MOSFET	Metal-oxide-semiconductor field-effect transistor
IGBT	Insulated-gate bipolar transistor
GTO	Gran Turismo Omologato
DC	Courant direct
AC	Courant alternative
FC	Flying Capacitor
<i>STATCOM</i>	Static Synchronous Compensator
PID	Process Identifier
CSV	Comma Separated Values

LISTE DES SYMBOLS

L	I inductance
S	L'interrupteur
C	Condensateur
D	Diode
R	Résistance
V_E	Tension de entrée
V_D	Tension de diode
V_s	Tension de sortie
i	Le courant
V_l	Tension de l'inductance
V_o	Tension de sortie
V_i	Tension de entree
T	Constante de temps
I_D	Le courant de diode
I_L	Le courant de l'inductance
I_s	Le courant de L'interrupteur
V_{dci}	Tension continue
S_{H1i}	L'interrupteur i
V_d	Tensions continues
V_{dc}	Tension de la source
V_{OA}	Tensions de sortie
V_{celli}	Tension d'une cellule i
V_{ci}	Tension de condensateurs i
V_{charge}	La tension aux bornes de la charge
V_{Si}	Tension aux bornes des interrupteur i
i_{Ci}	Courant traversent de condensateur i
I_{charge}	Courant de charge
R_{ch}	Résistance de charge
L_{ch}	I inductance de charge
f_{dec}	Fréquence de decoupage
V_{chref}	tension de référence de la charge
T_{dec}	Temps de decoupage
X	Vecteur d'état
xref,	valeur de référence
E	Erreur
S	Surface
U	vecteur de commande
Λ	constante positive.
R	degré relatif.
V(x)	fonction de Lyapunov
ueq	commande équivalente

un	commande discrète
F,g,d	Fonction
u_N	le vecteur d'entrée
y_N	vecteur de sortie
x_N	vecteur d'état

Introduction Générale

L'électronique de puissance est une discipline dans laquelle on cherche à dimensionner des systèmes électriques pour deux objectifs : moduler le transfert de puissance d'une source d'énergie vers un récepteur, – garantir un rendement énergétique le plus élevé possible, en limitant au maximum les pertes. Le convertisseur de puissance est un dispositif composé d'interrupteurs électroniquement commandés. Ceux-ci commutent, c'est à dire qu'ils varient entre un état bloqué et un état passant [1].

Le convertisseur de puissance se compose de plusieurs types, notamment:(hacheur, gradateur, Redresseur, onduleur). Les hacheurs sont des convertisseurs continu-continu (DC/DC) générant une tension continue réglable à partir d'une source de tension continue, Ce sont des convertisseurs continu-continu (DC/DC) générant une tension continue réglable à partir d'une source de tension continue, ils jouent ainsi le rôle de transformateur à courant continu [2]. L'onduleur est un convertisseur permettant de générer des tensions et des courants alternatifs à partir d'une source d'énergie électrique de tension continue, Les redresseurs qui convertissent un courant alternatif en courant continu, Les gradateurs sont les convertisseurs alternatif-alternatif servant à commander le débit d'une source alternative dans un récepteur. Cependant, dans les application haute puissance, des convertisseurs multiniveaux tel que le convertisseur multicellulaire sont utilisés. Le convertisseur multicellulaire est un système à structure variable, qui change leur structure au cours de son opération. Elle se caractérise par le choix d'une fonction de commutation ou de logique de commutation. Ce qui permet au système de basculer d'une structure à l'autre à chaque instant du temps .

L'avantages principales des convertisseurs multicellulaires sont

- Augmenter la puissance électrique transmise
- Utilisation des interrupteurs de puissance réduite ce qui augmente la fréquence de commutation admissible et réduire la contrainte en tension à l'état bloqué des interrupteurs

Cette structure présente des performances privilégiées dans la commande des systèmes de grande puissance pour répondre à la contrainte de montée en tension électrique dans le monde industriel d'aujourd'hui. Dans ce mémoire, différentes structures de convertisseurs multicellulaires sont étudiées. La topologie de ces convertisseurs repose sur une association de N cellules de commutation interconnectées par l'intermédiaire des condensateurs [3]. Les

convertisseurs multicellulaires permettent d'atteindre une tension de sortie de N niveaux. L'inconvénient majeur de ce type de convertisseur est la complexité de la commande [4].

Le reste de ce mémoire est organisé comme suit :

Le premier chapitre contextualise la fonction de l'électronique de puissance et les différents types des convertisseurs de puissance.

Dans le deuxième chapitre, une modélisation de la structure du convertisseur multicellulaire électrique est menée pour simuler le fonctionnement du convertisseur électrique multicellulaire en boucle ouverte.

Dans le troisième chapitre, deux commandes non linéaires en boucle fermée, la commande par mode glissant et la commande par linéarisation exacte sont développées, une comparaison entre les performances des algorithmes de commande est menée.

Chapitre I :
**Généralité sur les convertisseurs de
puissance**

I.1.introduction

Les convertisseurs de puissance sont des circuits électriques, utilisant des semi-conducteurs de puissance comme des interrupteurs (diodes, thyristors, transistors...), dans le but de transformer la forme de tension ou du courant (amplitudes, fréquence, phases) pour adapter la source à la charge.

On distingue plusieurs familles de convertisseurs statiques comme montrer dans la figure I.1

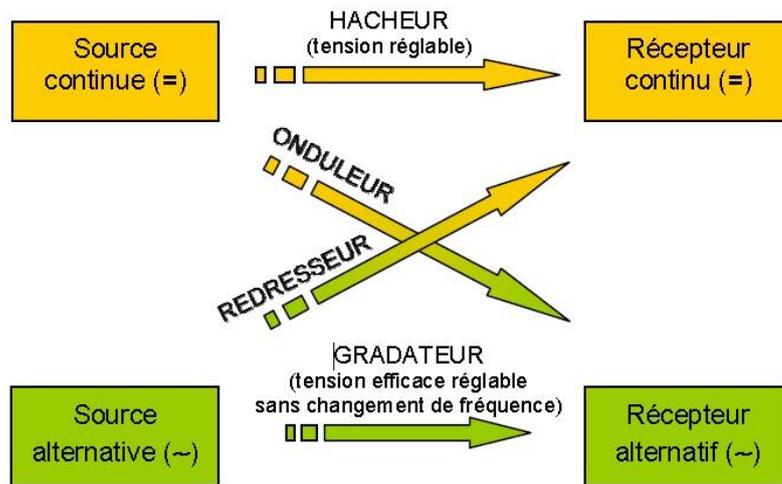


Fig. I.1 : Type de convertisseur de puissance

I.2 Types des convertisseurs de puissance

I.2.1 Hacheur

Les hacheurs opèrent une conversion continu-continu. Placés entre un générateur et un récepteur, tous deux à courant continu, ils permettent de régler la tension appliquée au récepteur ou le courant qui y circule (Figure.I.2)[5].

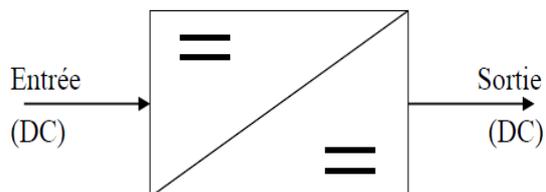


Fig.I.2 : schéma du convertisseur type hacheur

Les différents types du convertisseur hacheur sont:

- Hacheur série (Buck)
- Hacheur parallèle (boost)
- Hacheur à accumulation inductive (Buck & Boost)

I.2.1.1 Hacheur série (Buck)

Un convertisseur Buck, ou hacheur série, est une alimentation à découpage qui convertit une tension continue en une autre tension continue de plus faible valeur.

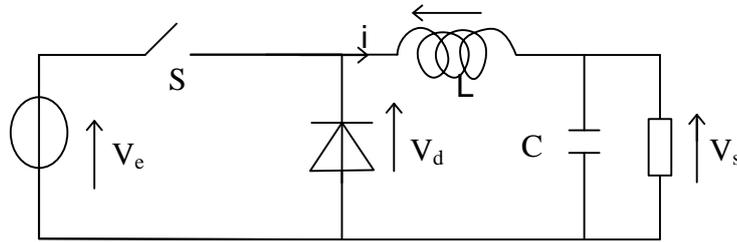


Fig.I.3 : Schéma de base d'un convertisseur Buck

Le fonctionnement d'un convertisseur Buck peut être divisé en deux configurations suivant l'état de l'interrupteur S (Figure.I.4) [6].

- Dans l'état passant, l'interrupteur S est fermé, la tension aux limites de l'inductance vaut $V_L = V_i - V_o$. Le courant traversant l'inductance augmente linéairement. La tension aux limites de la diode étant négative, aucun courant ne la traverse.
- Dans l'état bloqué, l'interrupteur est ouvert. La diode devient passante afin d'assurer la continuité du courant dans l'inductance. La tension aux limites de l'inductance vaut $V_L = -V_o$. Le courant traversant l'inductance décroît.

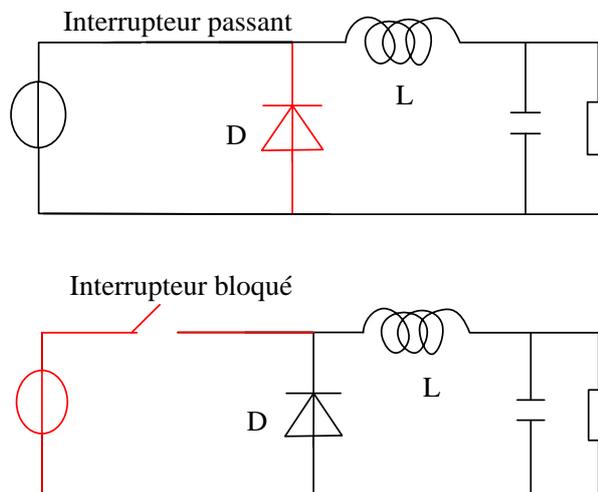


Fig.I.4 : Les deux configurations d'un convertisseur Buck suivant l'état de l'interrupteur S

I.2.1.2 Hacheur parallèle (Boost)

Un convertisseur Boost, ou hacheur parallèle, est une alimentation à découpage qui convertit une tension continue en une autre tension continue de plus forte valeur.

Cet hacheur parallèle possède deux régimes de fonctionnement suivant que le courant s'interrompt ou non-dans la bobine. La période doit donc être décomposée en deux phases successives. Phase d'accumulation, $0 < t < \alpha T$ où l'interrupteur est fermé, la tension v est nulle et la diode D bloquée .et Phase active, $\alpha T < t < T$ (ou βT) l'interrupteur est ouvert, le courant dans la bobine n'est pas nul, la diode D est donc passante. $V = V_S$ et V_L . [6]

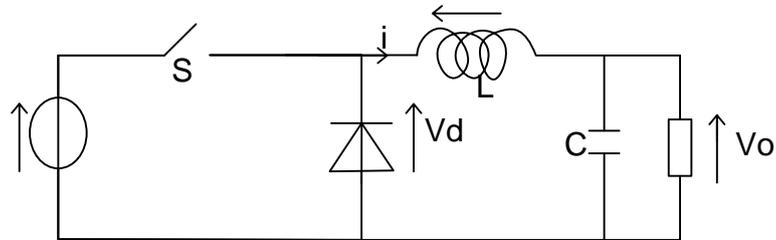


Fig.I.5 : Hacheur parallèle

Principe de fonctionnement

Le fonctionnement d'un convertisseur Boost peut être divisé en deux phases différentes selon l'état de l'interrupteur S (voir figure 6)

- Une phase d'accumulation d'énergie: quand l'interrupteur S est fermé (état passant), cela entraîne l'augmentation du courant dans l'inductance par conséquent le stockage d'une quantité d'énergie sous forme d'énergie magnétique. La diode D est alors bloquée et la charge est alors déconnectée de l'alimentation.
- Quand l'interrupteur est ouvert, l'inductance se trouve alors en série avec le générateur et sa f. e. m. s'additionne à celle du générateur (effet survolteur). Le courant traversant l'inductance traverse ensuite la diode D , le condensateur C et la charge R . Il en résulte un transfert de l'énergie accumulée dans l'inductance vers la capacité.

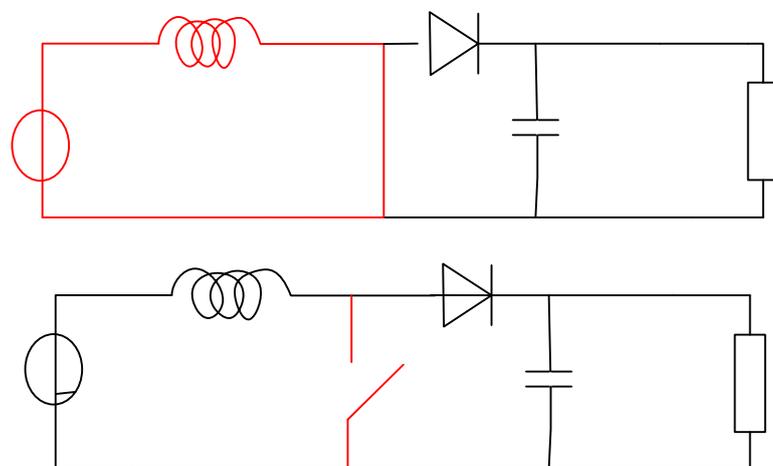


Fig.I.6 les deux configurations d'un convertisseur Boost suivant l'état de l'interrupteur

I.2.1.3 Hacheur à accumulation inductive (Buck & Boost)

Dernier convertisseur de la famille des convertisseurs DC/DC ((un quadrant)), le convertisseur Buck-boost est également appelé abaisseur-élevateur par son aptitude à fournir une tension plus faible, ou plus élevée que celle appliquée en son entrée. Ceci dépend de la valeur du rapport cyclique. [7]

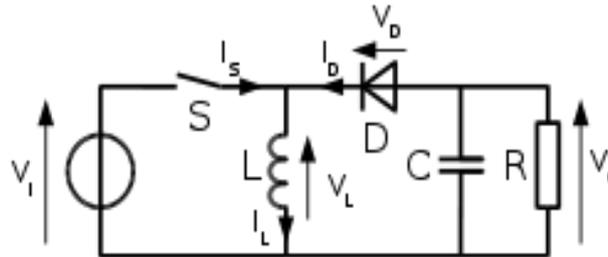


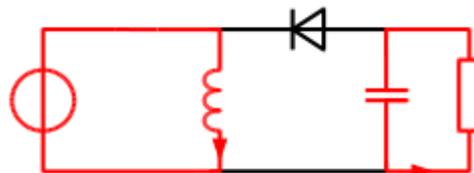
Fig. I.7 : Schéma de base d'un convertisseur Buck-Boost

Principe de fonctionnement :

Le fonctionnement d'un convertisseur Buck-Boost peut être divisé en deux configurations suivant l'état de l'interrupteur S (voir figure 8)[8]

- Dans l'état passant, l'interrupteur S (voir figure 1) est fermé, conduisant ainsi à une augmentation de l'énergie stockée dans l'inductance.
- Dans l'état bloqué, l'interrupteur S est ouvert. L'inductance est reliée à la charge ainsi qu'à la capacité. Il en résulte un transfert de l'énergie accumulée dans l'inductance vers la capacité et la charge.
- La tension de sortie est de polarité inverse de celle d'entrée
- La tension de sortie peut fluctuer de 0 à $-\infty$ (pour un convertisseur parfait)

Interrupteur passant



Interrupteur bloqué

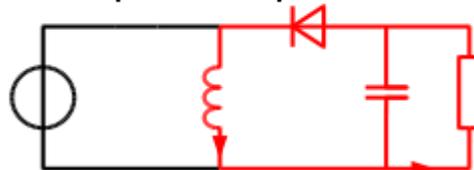


Fig. I.8 : Les deux configurations d'un convertisseur Buck-Boost suivant l'état de l'interrupteur S

I.2.2 Onduleur :

Un onduleur est un dispositif d'électronique de puissance permettant de délivrer des tensions et des courants alternatifs à partir d'une source d'énergie électrique continue. C'est la fonction inverse d'un redresseur.

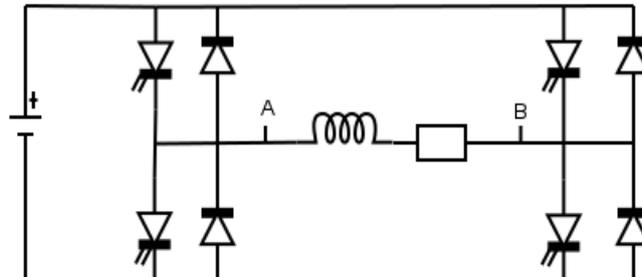


Fig. I.9 : structure d'onduleur

Principe de fonctionnement

Les onduleurs sont des structures en pont constituées le plus souvent d'interrupteurs électroniques tels que les IGBT, des transistors de puissance ou thyristors. Par un jeu de commutations commandées de manière appropriée (généralement une modulation de largeur d'impulsion), on module la source afin d'obtenir un signal alternatif de fréquence désirée.

Deux types d'onduleurs sont utilisés. On retrouve l'onduleur de tension et l'onduleur de courant. On distingue habituellement [9] :

- **Onduleur autonome** qui délivre une tension de fréquence soit fixe, soit ajustable par l'utilisateur. Il n'a pas besoin de réseau électrique pour fonctionner. Par exemple un convertisseur de voyage que l'on branche sur la prise allume-cigare d'une voiture pour convertir le 12V continu en 230V alternatif 50Hz.
- **Onduleur non autonome** : c'est le nom donné au montage redresseur tout thyristors (pont de Graëtz) qui, en commutation naturelle assistée par le réseau auquel il est raccordé, permet un fonctionnement en onduleur (par exemple par récupération de l'énergie lors des périodes de freinage dans les entraînements à moteurs électriques). À la base du développement des entraînements statiques à vitesse variable pour moteurs à courant continu et alternatif, cyclo convertisseurs, onduleurs de courant pour machines synchrones et asynchrones, jusqu'à des puissances de plusieurs MW, ce type de montage est progressivement supplanté, au profit de convertisseurs à IGBT ou GTO.

I.2.3 Redresseur

Les montages redresseurs, sont les convertisseurs de l'électronique de puissance qui assurent directement la conversion alternatif-continu. Alimenté par une source de tension alternative monophasée ou triphasée, ils permettent d'alimenter en courant continu le récepteur branché à leur sortie[10]

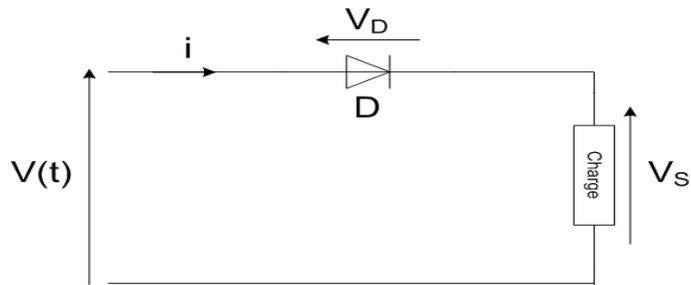


Fig. I.10 : structure du redresseur

Les types de redresseur

Il existe deux types de redresseurs, non commandés (à diode) et commandés. Si $V(t)$ est la tension d'entrée et $V_s(t)$ est la tension en sortie du redresseur, on obtient alors une tension de sortie qui ressemble le suivant

Une redresseuse monophasée et triphasée simple alternance

Les redresseurs non commandés, constitués d'une diode en série avec la charge.

Les redresseurs commandés, constitués d'un thyristor ou un transistor de puissance (MOSFET ou IGBT) en série avec la charge.

Une redresseuse monophasée et triphasé double alternance

Les redresseurs non commandés ou pont de diode, composé de diode.

Les redresseurs commandés ou pont de thyristor, composé de thyristor.

I.3 Le convertisseur multi-niveaux

I.3.1 Définition

Dans les années 60 La première structure des convertisseurs multiniveaux est la mise en série de pont en H. Puis, la structure NPC ou le convertisseur clampé par le neutre dans la fin des années 70[11]. Cette structure (NPC) est considérée comme la première topologie des convertisseurs multiniveaux pour des applications de moyennes puissances A partir, de

nombreuses études ont été proposées pour étudier les propriétés de la structure NPC et ses évolutions possibles. Dans les années 90, les chercheurs proposent une nouvelle structure dite convertisseurs multicellulaires série aussi connu dans la littérature sous le nom de (Flying Capacitor) (FC).

I.3.2 Des structures de conversion multiniveaux

La figure présente les différentes structures multiniveaux des convertisseurs statiques tel que

MMC : Cette structure est les convertisseurs modulaires multi niveaux.

SMC : Le Convertisseur Multicellulaire Superposé (SMC) Cette structure est une évolution du convertisseur multicellulaire série. Elle a été brevetée en 2000 en France et 2001 dans le monde.

ANPC : Le Convertisseur Clampé Activement par le Neutre (ANPC) est Une variante de la structure NPC, est le convertisseur Active-NPC (ANPC). Dans cette structure, les diodes de clamp sont remplacées par des interrupteurs trois segments (IGBT et diode en parallèle).

ASNPC : le Shared ASNPC, qui partie d'une structure NPC, permet d'arriver au final à une structure totalement différente. Cette classification a permis aussi de penser à de nouvelles structures, ou encore de les interpréter différemment.

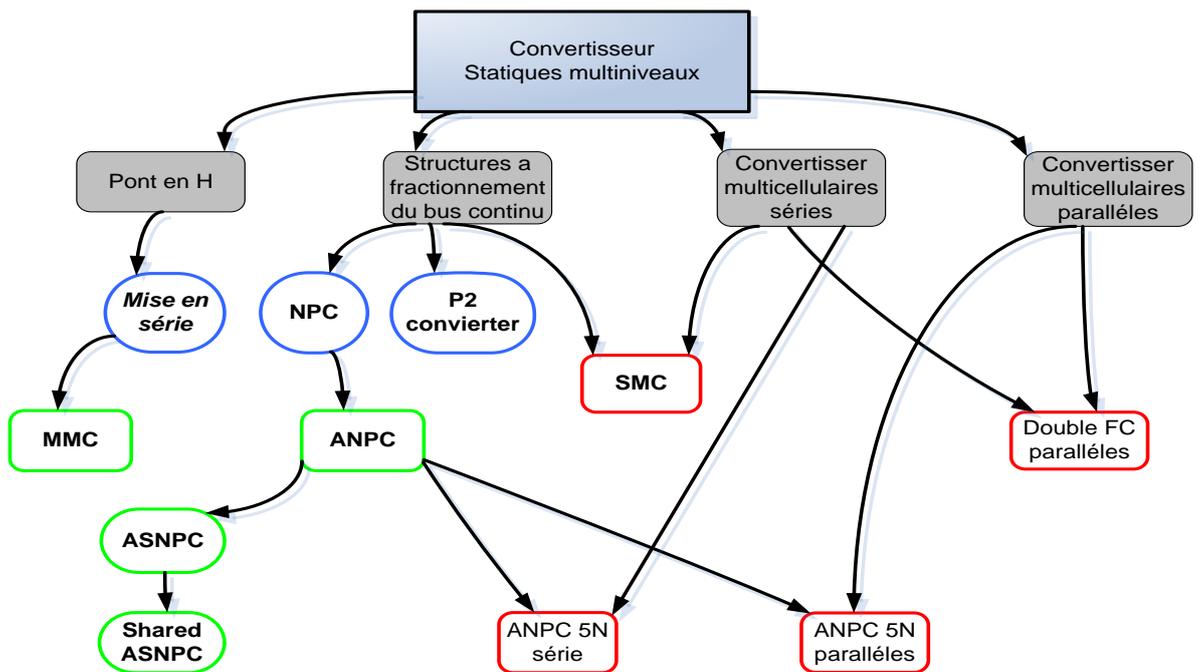


Fig. I.11: Classification des structures de conversion multiniveaux

I.4 La structure Triphasé d'un convertisseur Pont-H

Le convertisseur multiniveau pont H triphasé de 7 niveaux est représenté dans la figure I.12. La source élémentaire de tension continue (V_{dci}) est connectée à un onduleur pont-H élémentaire monophasé. Chaque onduleur monophasé peut donner trois niveaux de tension différents, $+V_{dci}$, 0 et $-V_{dci}$, en utilisant les différentes combinaisons des quatre interrupteurs : S_{H1i} , S_{H2i} , S_{H3i} et S_{H4i} . Pour obtenir le niveau de tension $+V_{dci}$ les interrupteurs S_{H1i} et S_{H4i} sont à l'état passant, tandis que pour obtenir le niveau de tension $-V_{dci}$ les interrupteurs S_{H2i} et S_{H3i} sont à l'état passant [12].

Si les interrupteurs S_{H1i} et S_{H3i} ou S_{H2i} et S_{H4i} , sont à l'état passant, la tension de sortie sera nulle. La somme des sorties des onduleurs élémentaires donne la tension de sortie alternative de l'onduleur du Pont-H. Le nombre de niveaux de tension de sortie de l'onduleur en Pont-H est défini par $m = 2s + 1$, où s est le nombre de sources de tensions continues [13].

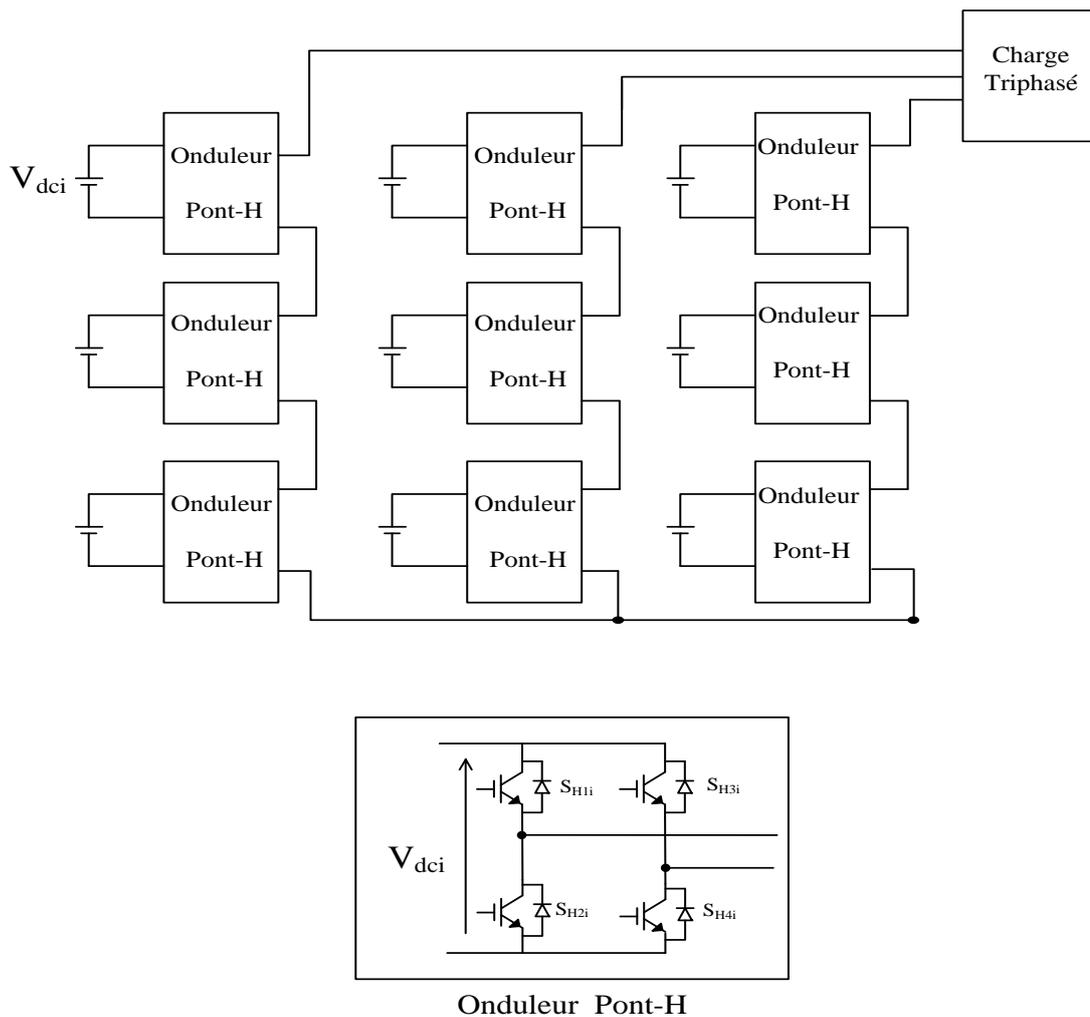


Fig. I.12: Convertisseur multi-niveaux de type Pont-H.

I.5 Convertisseur multi-niveau NPC (Neutral Point Clamped)

Clamped)

La structure du convertisseur *NPC* a été introduite par Nabae, Takahashi et Akagi en 1981. Plusieurs chercheurs ont publié des travaux faisant état de résultats expérimentaux obtenus avec des convertisseurs *NPC* à quatre, cinq et six niveaux, pour des utilisations diverses telles que les variateurs de vitesse, la compensation statique de l'énergie réactive (*STATCOM*), et comme des interfaces entre le système photovoltaïque et le réseau électrique. Un onduleur *NPC* triphasé à trois niveaux est illustré à la figure I.13, chacune des trois phases de l'onduleur partage un bus continu commun, qui a été divisé en deux condensateurs, chaque phase comporte deux paires d'interrupteurs complémentaires [14]. La tension aux bornes de chaque condensateur est $V_{dci} = \frac{V_{dc}}{2}$ Et la contrainte de tension aux bornes de chaque dispositif de commutation est limitée à V_{dci} par les diodes (clamped diode). Le tableau I.1 représente les niveaux de tension de sortie possibles pour une phase de l'onduleur. L'état 1 signifie que l'interrupteur est fermé et l'état 0 signifie que l'interrupteur est ouvert.

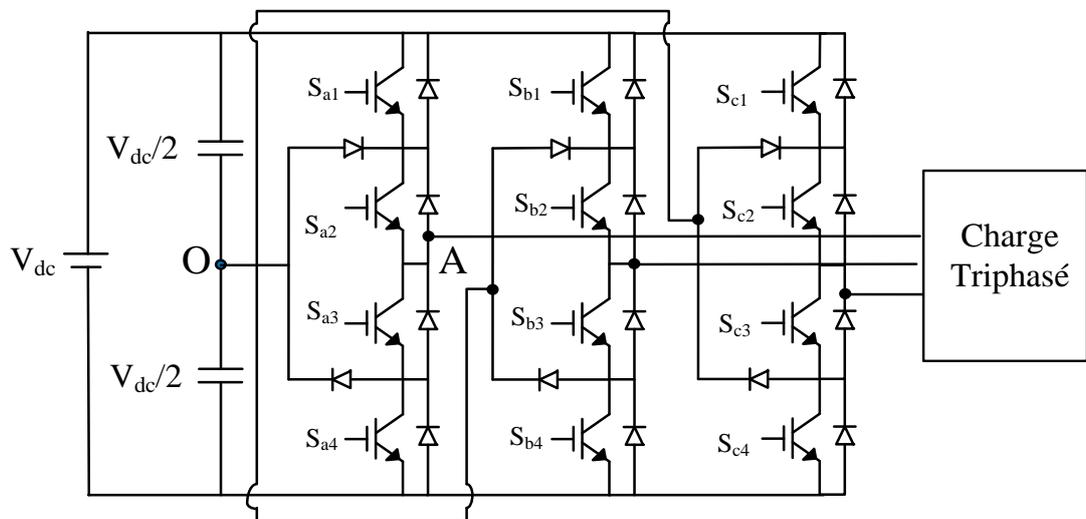


Fig.13: Convertisseur multi-niveaux de type NPC

Tableau I.1: les configurations possibles du convertisseur multi-niveau NPC.

La tension de sortie (V_{OA})	Etat des interrupteurs			
	S_{a1}	S_{a2}	S_{a3}	S_{a4}
$V_{OA} = -\frac{V_{dc}}{2}$	0	0	1	1
$V_{OA}=0$	0	1	1	0
$V_{OA} = \frac{V_{dc}}{2}$	1	1	0	0

I.6 Conclusion :

Dans ce chapitre et après un rapide rappel des différentes structures de commutateurs multi-niveaux, nous avons mis en place certaines des stratégies précédemment développées pour contrôler les commutateurs multi-cellules, et nous avons vu que les ordres de durée sont basés sur une modélisation aux valeurs moyennes des interrupteurs, saturant éventuellement les rapports cycliques lors des transitoires dus aux perturbations. Changement possible ou brutal de la grandeur de référence.

Chapitre II :

**Modélisation et simulation du
Convertisseur Multicellulaire**

II.1 Introduction

Autre type des convertisseurs multiniveaux appelé convertisseur multicellulaire série nommée aussi structure de Meynard et Foch, est apparue au début des années 90. Cette structure permet la mise en série d'interrupteurs de puissance à l'aide des sources de tensions flottantes (Condensateurs). Dans ce chapitre, Nous présenterons les principaux avantages de cette structure, L'analyse du fonctionnement, la modélisation et la simulation [15 22].

Les convertisseurs multicellulaires séries de puissance présentent des caractéristiques privilégiées dans la commande des systèmes de haute puissance et aussi dans la forme de la tension de sortie (plusieurs niveaux). Cette structure peut être adaptée à toutes les configurations : montage en hacheur ou en onduleur (avec un point milieu capacitif), en demi pont ou en pont complet. La structure multicellulaire utilise les condensateurs flottants ou trois cellules élémentaires sont connectées en série, chaque cellule contient un condensateur et deux interrupteurs complémentaires [14].

II.2 Topologie de la structure

La structure multicellulaire résulte de la connexion en série de N cellule de commutation de façon à obtenir $(N+1)$ niveaux discrets de tension de sortie, indexés de 0 à N (noté i). Chaque cellule contient une source de tension flottante et deux interrupteurs avec une commande complémentaire. Les sources de tensions flottantes sont la tension de bus d'alimentation (tension constante) V_{dc} et $(N-1)$ condensateurs utilisées comme sources flottantes [18 19]. [14].

La figure II.1 représente une structure multicellulaire à N cellules.

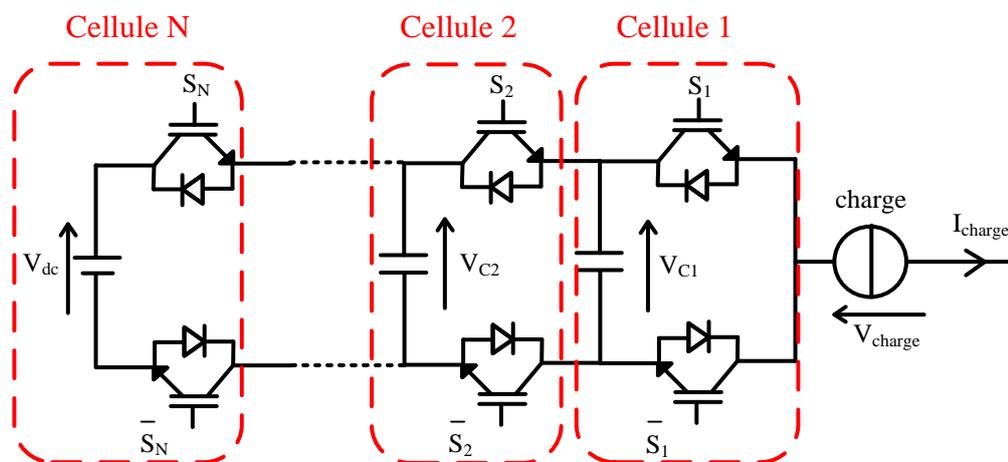


Fig. II.1 structure multicellulaire à N cellules

II.3 La cellule élémentaire de commutation

Le principe de fonctionnement d'une cellule élémentaire de commutation est basé sur les règles d'interconnexion de sources suivantes [23] [14] [16]

- Une source de tension peut être en circuit ouvert mais elle ne doit jamais être mise en court-circuit.
- Une source de courant peut se trouver en court-circuit mais elle ne doit jamais fonctionner en circuit ouvert.
- Des sources de même nature ne peuvent pas être connectées entre elles, mais des sources de natures différentes peuvent se connecter entre elles (tension-courant).

Le schéma de principe d'une cellule élémentaire du convertisseur multicellulaire est présenté dans la figure II.I. Afin de respecter les règles d'interconnexion des sources, les signaux de commande des interrupteurs S et \bar{S} devront être complémentaires, quand l'un est passant l'autre est bloqué. Ainsi, une cellule élémentaire de commutation ne peut présenter que deux états. Par convention la cellule de commutation est dite à l'état 1 lorsque l'interrupteur S est passant. De la même façon elle est dite à l'état 0 lorsque ce même interrupteur est bloqué. Pour finir la présentation de la cellule élémentaire il nous reste qu'à écrire les équations élémentaires des tensions et des courants caractérisant la cellule d'une telle association :

II.4 Configurations possibles du convertisseur multicellulaire à trois cellule

continuer à étudier Configurations possibles du convertisseur multicellulaire à trois cellules sera utilisé un convertisseur multicellulaire à trois cellules et quatre niveaux de tensions de sorties sera utilisé, chaque cellule contient deux interrupteurs chaque interrupteur contient un IGBT en parallèle inverse avec une diode, la tension $V_{S1} = V_{S3}$ et $V_{S2} = 2V_{dc}$ alors la contrainte en tension des interrupteurs est égale V_{dc} , malgré le fait que la tension d'alimentation soit V_{dc} cela montre la diminution des contraintes en tension des interrupteurs, si la source de tension continu délivre une tension égale à V_{dc} les tensions des condensateurs flottants et la tension d'une cellule de commutation sont données par:

$$V_{C1} = \frac{V_{dc}}{3} \quad \text{II.1}$$

$$V_{C2} = \frac{2V_{dc}}{3} \quad \text{II.2}$$

$$V_{cell1} = \frac{V_{dc}}{3} \quad \text{II.3}$$

$$V_{cell2} = \frac{2V_{dc}}{3} - \frac{V_{dc}}{3} = \frac{V_{dc}}{3} \quad \text{II.4}$$

$$V_{cell3} = V_{dc} - \frac{2V_{dc}}{3} = \frac{V_{dc}}{3} \quad \text{II.5}$$

La transformation des configurations de convertisseur de ce convertisseur en huit voies différentes est étudiée à cet effet, nous allons les détailler dans les figures suivantes

Configuration	<i>interrupteurs</i> ($s_1 s_2 s_3$)	Tension de la charge
1	(0 0 0)	0
2	(0 0 1)	$\frac{v_{dc}}{3}$
3	(0 1 0)	$\frac{v_{dc}}{3}$
4	(0 1 1)	$2 \frac{v_{dc}}{3}$
5	(1 0 0)	$\frac{v_{dc}}{3}$
6	(1 0 1)	$2 \frac{v_{dc}}{3}$
7	(1 1 0)	$\frac{v_{dc}}{3}$
8	(1 1 1)	v_{dc}

Tableau II.1 les configurations du convertisseur multicellulaires trois cellules

Première configuration

Les interrupteurs ($S_1 S_2 S_3$) sont à l'état bloqué comme donné dans la figure II.2

Les tensions aux bornes des interrupteurs sont, $V_{S1} = V_{S2} = V_{S3} = \frac{V_{dc}}{3}$

La tension aux bornes de la charge $V_{charge} = 0$ et les courants des condensateurs sont $i_{C1} = 0$ et $i_{C2} = 0$

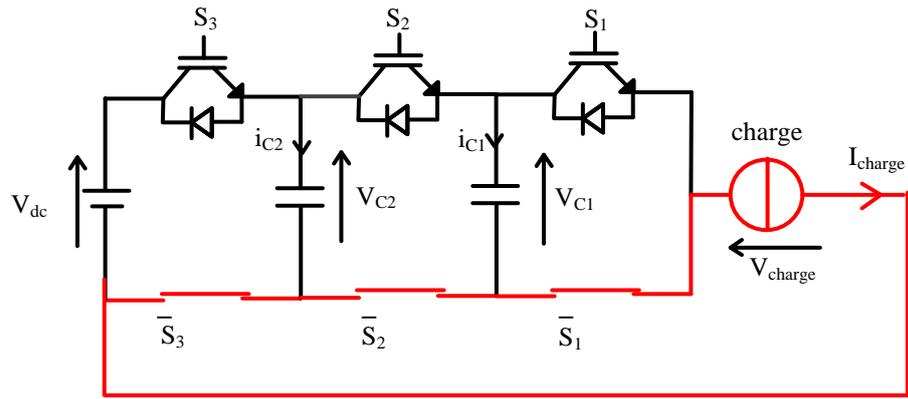


Fig. II.2 Première configuration.

Deuxième configuration

Les interrupteur ($\bar{S}_1 S_2 S_3$) sont à l'état bloqué et ($S_1 \bar{S}_2 \bar{S}_3$) sont passant comme la figure II.3 montre.

Les tensions aux bornes des interrupteurs, $V_{\bar{S}_1} = V_{S_2} = V_{S_3} = \frac{V_{dc}}{3}$ et $V_{S_1} = V_{\bar{S}_2} = V_{\bar{S}_3} = 0$

La tension aux bornes de charge $V_{charge} = V_{C1}$ et les courants traversent les condensateurs $i_{C1} = i_{charge}$ et $i_{C2} = 0$

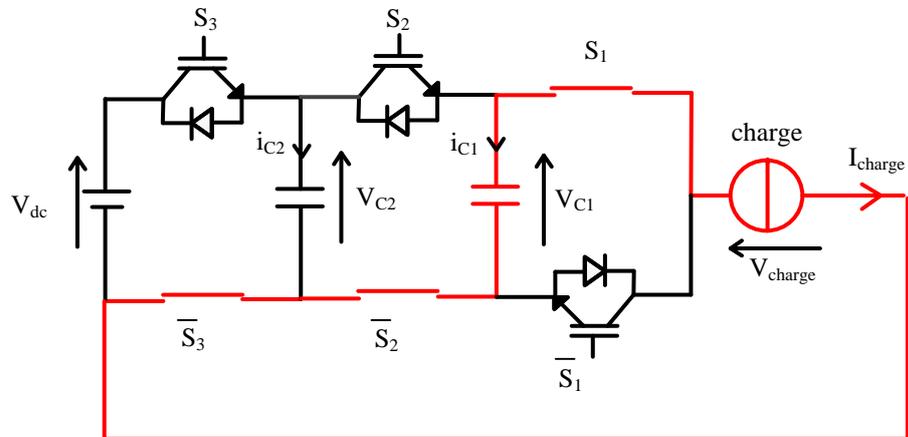


Fig. II.3 deuxième configuration

Troisième configuration

Les interrupteur ($S_1 S_2 S_3$) sont à l'état bloqué et ($\bar{S}_1 \bar{S}_2 \bar{S}_3$) sont passant comme montré dans la figure II.4

Les tensions aux bornes des interrupteurs : $V_{S_1} = V_{\bar{S}_2} = V_{S_3} = \frac{V_{dc}}{3}$ et $V_{\bar{S}_1} = V_{S_2} = V_{\bar{S}_3} = 0$

La tension de aux bornes de la charge $V_{charge} = V_{C2} - V_{C1}$ et le courant des condensateurs $i_{C1} = i_{charge}$ et $i_{C2} = -i_{charge}$.

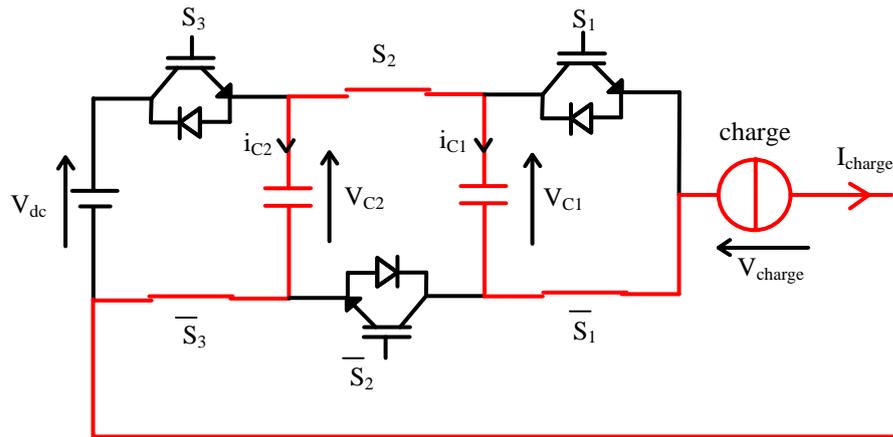


Fig. II.4 Troisième configuration

Quatrième configuration

Les interrupteurs ($S_1 S_2 S_3$) sont à l'état bloqué et ($S_1 S_2 S_3$) sont passant comme illustré dans la figure II.5.

Les tensions aux bornes des interrupteurs, $V_{S_1} = V_{S_2} = V_{S_3} = \frac{V_{dc}}{3}$ et $V_{S_1} = V_{S_2} = V_{S_3} = 0$

La tension aux bornes de la charge $V_{charge} = V_{C2}$ et le courant des condensateurs $i_{C1} = 0$ et $i_{C2} = -i_{charge}$.

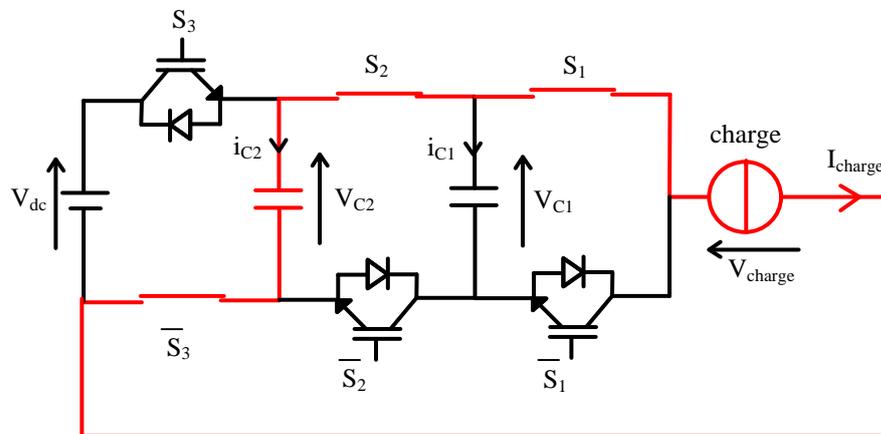


Fig. II.5 Quatrième configuration

Cinquième configuration

Les interrupteurs ($S_1 S_2 S_3$) sont à l'état bloqué et ($S_1 S_2 S_3$) sont passant comme montré dans la figure II.6.

Les tensions aux bornes des interrupteurs, $V_{S_1} = V_{S_2} = V_{S_3} = \frac{V_{dc}}{3}$ et $V_{S_1} = V_{S_2} = V_{S_3} = 0$

La tension aux bornes de la charge $V_{charge} = V_{dc} - V_{C2}$ et le courant des condensateurs $i_{C1} = 0$ et $i_{C2} = i_{charge}$.

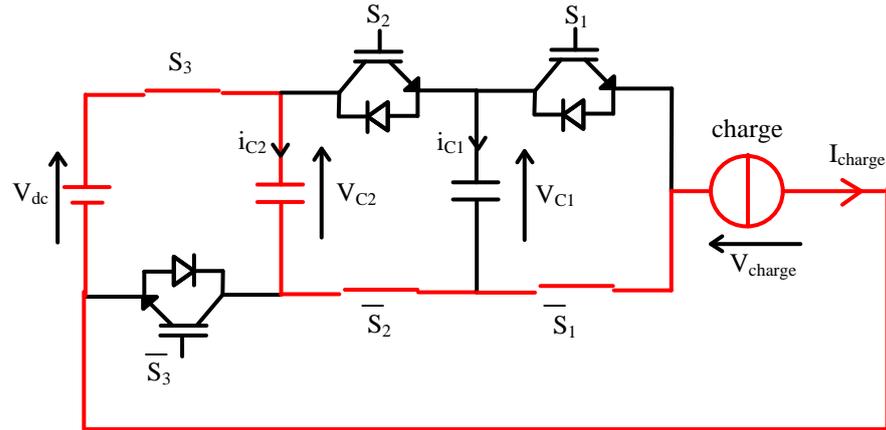


Fig. II.6 Cinquième configuration

Sixième configuration

Les interrupteurs ($S_1 S_2 S_3$) sont à l'état bloqué et ($S_1 S_2 S_3$) sont passant comme illustré dans la figure II.7.

Les tensions aux bornes des interrupteurs, $V_{S_1} = V_{S_2} = V_{S_3} = \frac{V_{dc}}{3}$ et $V_{S_1} = V_{S_2} = V_{S_3} = 0$.

La tension aux bornes de la charge $V_{charge} = V_{dc} - V_{C2} + V_{C1}$ et le courant des condensateurs $i_{C1} = -i_{charge}$ et $i_{C2} = i_{charge}$.

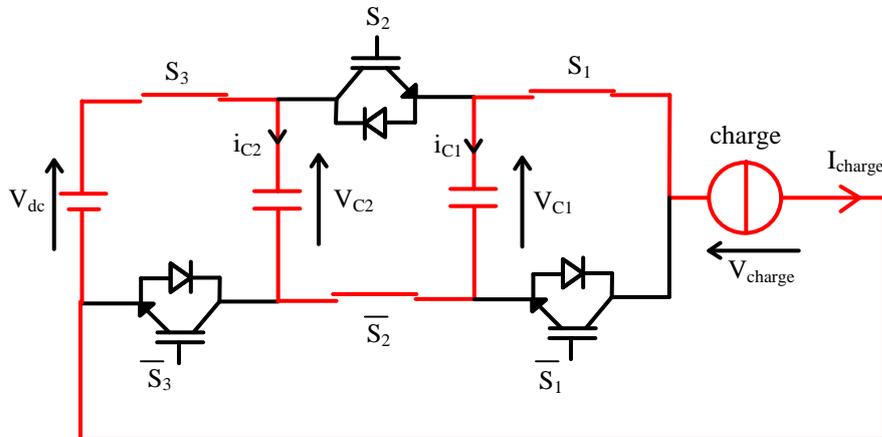


Fig .II.7 sixième configuration

Septième configuration

Les interrupteurs ($S_1 S_2 S_3$) sont à l'état bloqué et ($S_1 S_2 S_3$) sont passant comme illustré dans la figure II.8.

Les tensions aux bornes des interrupteurs, $V_{S_1} = V_{S_2} = V_{S_3} = \frac{V_{dc}}{3}$ et $V_{S_1} = V_{S_2} = V_{S_3} = 0$

La tension aux bornes de la charge $V_{charge} = V_{dc} - V_{C1}$ et le courant des condensateurs $i_{C1} = i_{charge}$ et $i_{C2} = 0$.

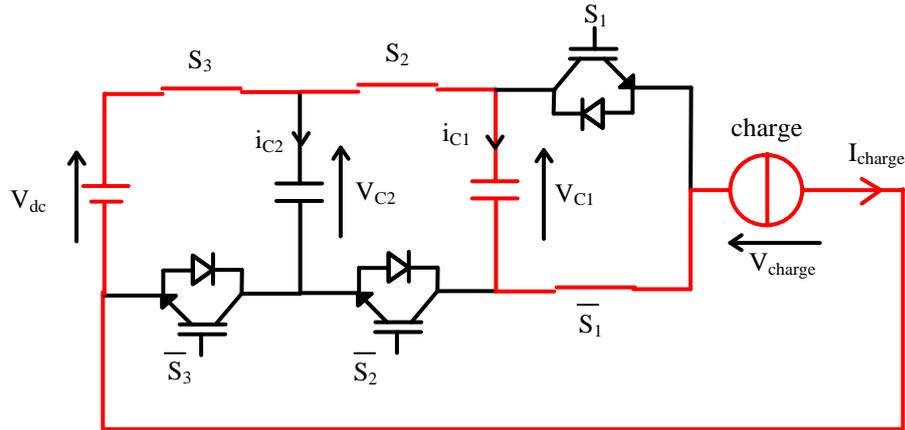


Fig. II.8 septième configuration

Huitième configuration

Les interrupteurs (S_1 S_2 S_3) sont à l'état bloqué et (\bar{S}_1 \bar{S}_2 \bar{S}_3) sont passant comme illustré dans la figure II.9.

Les tensions aux bornes des interrupteurs, $V_{\bar{S}_1} = V_{\bar{S}_2} = V_{\bar{S}_3} = \frac{V_{dc}}{3}$ et $V_{S_1} = V_{S_2} = V_{S_3} = 0$

La tension aux bornes de la charge $V_{charge} = V_{dc}$ et le courant des condensateurs $i_{c1} = 0$ et $i_{c2} = 0$

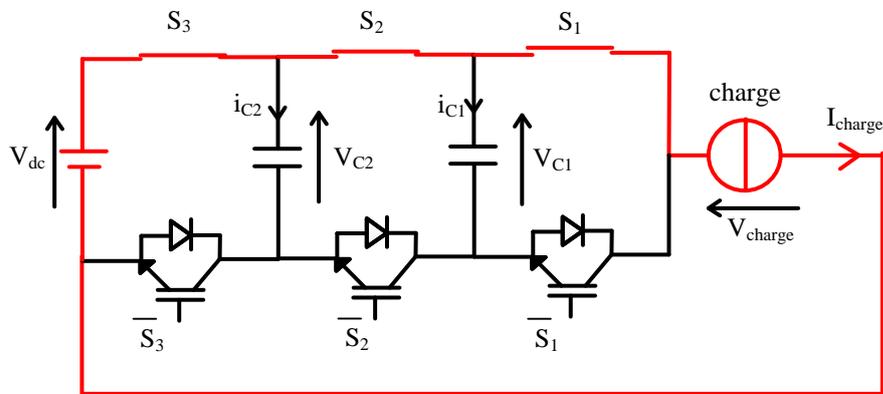


Fig. II.9 huitième configuration

II.5 Modélisation d'un hacheur multicellulaires série à N cellules

II.5.1 Fonctionnement hacheur abaisseur

Nous représentons La figure II.10 un hacheur multicellulaire à N cellules associé à une charge R-L, Le modèle de cette structure à N-1 condensateurs flottants contient N - 1 équations différentielles pour l'évolution des tensions des condensateurs flottants

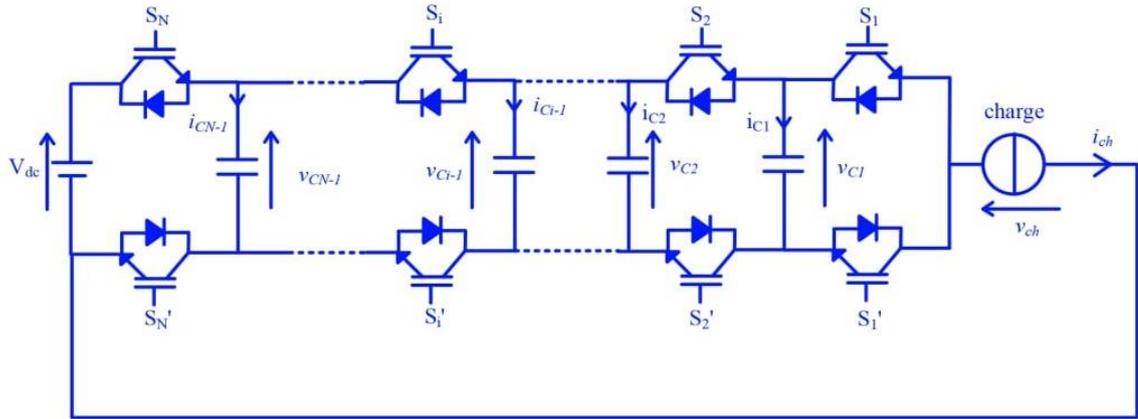


Fig. II.10 hacheur multicellulaire à N cellules.

Le condensateur C_i est parcouru par le courant i_{Ch} lorsque les interrupteurs en amont (S_{i+1}) et en aval (S_i) ont des états différents et l'évolution de la tension v_{Ci} aux bornes de C_i est liée à la variation du courant i_{Ci} . Le courant du condensateur est donné par l'équation (II-6) et la tension v_{Ci} est donnée par l'équation

$$i_{ci} = [s_{i+1} - s_i]i_{ch} \quad \text{II.6}$$

$$\frac{d}{dt}v_{ci} = \frac{[s_{i+1} - s_i]i_{ch}}{c_i} \quad \text{II.7}$$

L'équation) est généralisable pour $N-1$ tensions des condensateurs flottants. La tension de sortie v_{ch} est égale à la somme des tensions aux bornes des condensateurs flottants v_{ci} multipliée par l'état des deux interrupteurs adjacents.

$$v_{ch} = [s_1 - s_2]v_{c1} + [s_2 - s_3]v_{c2} + \dots [s_{N-1} - s_N]v_{c_{N-1}} + s_N v_{dc} \quad \text{II.8}$$

$$v_{ch} = \sum_{i=1}^{i=N} \delta_i v_{ci} \quad \text{II.9}$$

$$\delta_i = [s_i - s_{i-1}] \quad \text{II.10}$$

La tension de la charge v_{ch} et le courant de la charge i_{ch} sont écrites les équations suivantes

$$v_{ch} = R_{ch} i_{ch} + L_{ch} \frac{d}{dt} i_{ch} \quad \text{II.11}$$

$$\frac{d}{dt} i_{ch} = \frac{v_{ch}}{L_{ch}} - \frac{R_{ch}}{L_{ch}} i_{ch} \quad \text{II.12}$$

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} i_{ch} = & \frac{[s_1 - s_2]}{L_{ch}} v_{C1} + \frac{[s_2 - s_3]}{L_{ch}} v_{C2} + \dots + \frac{[s_{N-1} - s_N]}{L_{ch}} v_{CN-1} + \frac{s_N}{L_{ch}} v_{dc} \\ & - \frac{R_{ch}}{L_{ch}} i_{ch} \end{aligned} \quad \text{II.13}$$

Le modèle mathématique d'un hacheur multicellulaire à N cellules est donné par l'équation (II.11)

$$\frac{d}{dt} v_{C1} = \frac{[s_2 - s_1]}{C_1} i_{ch} \quad \text{II.14}$$

$$\frac{d}{dt} v_{C2} = \frac{[s_3 - s_2]}{C_2} i_{ch} \quad \text{II.15}$$

$$\frac{d}{dt} v_{Ci} = \frac{[s_{i+1} - s_i]}{C_i} i_{ch} \quad \text{II.16}$$

⋮

$$\frac{d}{dt} v_{CN-1} = \frac{[s_N - s_{N-1}]}{C_{N-1}} i_{ch} \quad \text{II.17}$$

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} i_{ch} = & \frac{[s_1 - s_2]}{L_{ch}} v_{C1} + \frac{[s_2 - s_3]}{L_{ch}} v_{C2} + \dots + \frac{[s_{N-1} - s_N]}{L_{ch}} v_{CN-1} + \frac{s_N}{L_{ch}} v_{dc} \\ & - \frac{R_{ch}}{L_{ch}} i_{ch} \end{aligned} \quad \text{II.18}$$

II.5.2 Fonctionnement en onduleur

Considérons un onduleur multicellulaire à N cellules avec un point milieu capacitif comme représenté dans la figure II.11 La modélisation de l'onduleur est la même que celle du hacheur pour l'évolution des tensions des condensateurs flottants. Pour la charge alternative, la tension de sortie est donnée par l'équation (II-19) et le courant de la charge alternatif est donné par l'équation (II-20).

$$v_{ch} = R_{ch}i_{ch} + L_{ch} \frac{d}{dt}i_{ch} + \frac{V_{dc}}{2} \quad \text{II.19}$$

$$\frac{d}{dt}i_{ch} = \frac{v_{ch}}{L_{ch}} - \frac{R_{ch}}{L_{ch}}i_{ch} - \frac{V_{dc}}{2L_{ch}} \quad \text{II.20}$$

$$\frac{d}{dt}i_{ch} = \frac{[s_1 - s_2]}{L_{ch}}v_{C1} + \frac{[s_2 - s_3]}{L_{ch}}v_{C2} + \dots + \frac{[s_{N-1} - s_N]}{L_{ch}}v_{CN-1} + \frac{s_N}{L_{ch}}v_{dc} - \frac{R_{ch}}{L_{ch}}i_{ch} - \frac{V_{dc}}{2L_{ch}} \quad \text{II.21}$$

Le système d'équation de l'onduleur multicellulaire à N cellules est donné par l'équation (II-26)

$$\frac{d}{dt}v_{C1} = \frac{[s_2 - s_1]}{C_1}i_{ch} \quad \text{II.22}$$

$$\frac{d}{dt}v_{C2} = \frac{[s_3 - s_2]}{C_2}i_{ch} \quad \text{II.23}$$

$$\frac{d}{dt}v_{Ci} = \frac{[s_{i+1} - s_i]}{C_i}i_{ch} \quad \text{II.24}$$

⋮

$$\frac{d}{dt}v_{CN-1} = \frac{[s_N - s_{N-1}]}{C_{N-1}}i_{ch} \quad \text{II.25}$$

$$\frac{d}{dt}i_{ch} = \frac{[s_1 - s_2]}{L_{ch}}v_{C1} + \frac{[s_2 - s_3]}{L_{ch}}v_{C2} + \dots + \frac{[s_{N-1} - s_N]}{L_{ch}}v_{CN-1} + \frac{s_N}{L_{ch}}v_{dc} - \frac{R_{ch}}{L_{ch}}i_{ch} - \frac{V_{dc}}{2L_{ch}} \quad \text{II.26}$$

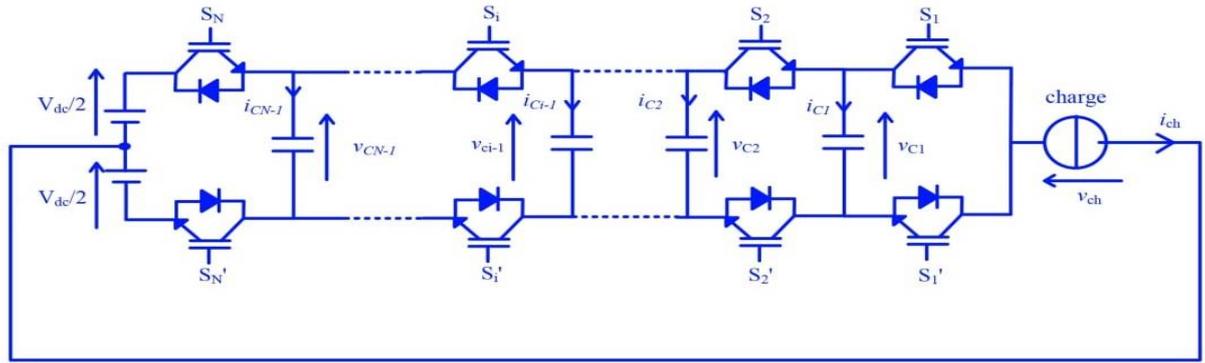


Fig.II.11 Onduleur multicellulaire monophasé à N cellules

II.6 la commande Modulation de Largeur d'impulsion (MLI) en hacheur a trois cellule

Les paramètres de simulation sont :

Fréquence de découpage	$f_{dec} = 10 \text{ kHz}$
Capacité flottante	$C = 0.4 \mu\text{F}$
Tension de la source	$V_{dc} = 2000 \text{ V}$
Inductance de la charge	$L_{ch} = 0.4 \text{ mH}$
Résistance de la charge	$R_{ch} = 8 \Omega$

(La figure II.12) présente un la structure de l'hacheur multicellulaire à trois cellule alimente une charge RL. Les interrupteurs de puissance sont commandés en MLI en boucle ouverte.

Les trois signaux triangulaires (porteuses) de la la commande MLI ont une fréquence de découpage de $f_{dec}=10\text{KHz}$, la première porteuse commence à l'origine de phase, la deuxième porteuse est décalée de $\frac{T_{dec}}{3}$ par apport à la première porteuse, et la troisième porteuse est décalée de $\frac{2T_{dec}}{3}$ par rapport à la première porteuse.

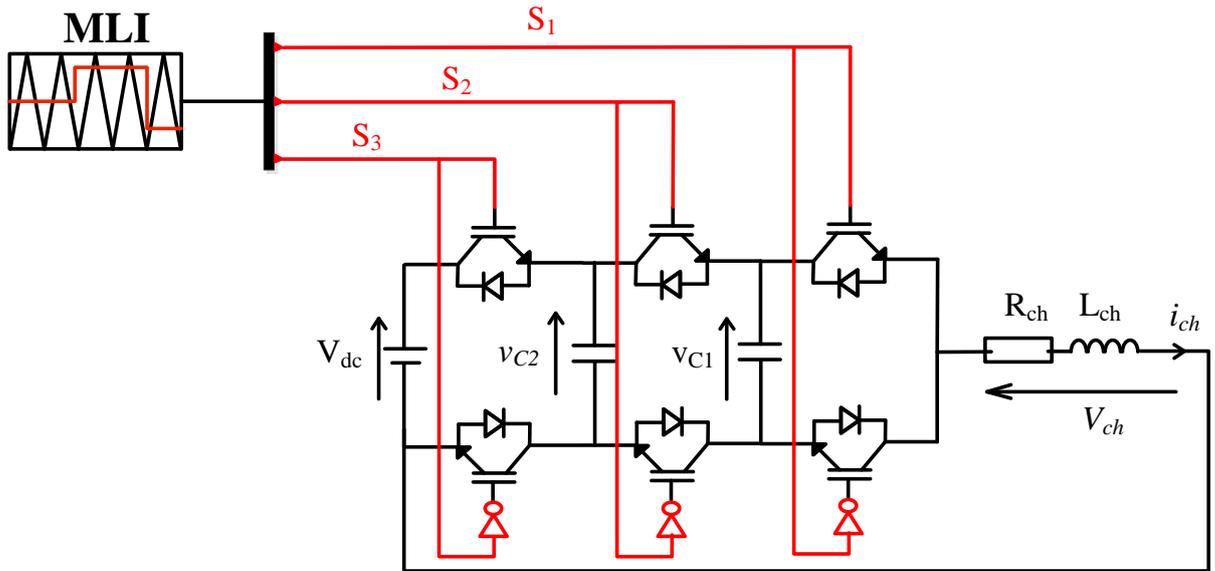


Fig. II.12 Commande MLI de hacheur multicellulaire à trois cellules.

La figure II.13 présente les tensions des condensateurs flottants avec un équilibrage naturel à leurs valeurs de référence (boucle ouverte) pour différentes valeurs de la tension de référence de la charge (V_{chref})

La figure II.14 présente la tension de la charge du hacheur multicellulaire V_{ch} .

La figure II.15 présente le courant de charge (i_{ch}). On remarque que le courant de charge augmente avec l'augmentation de la tension de référence et vice versa.

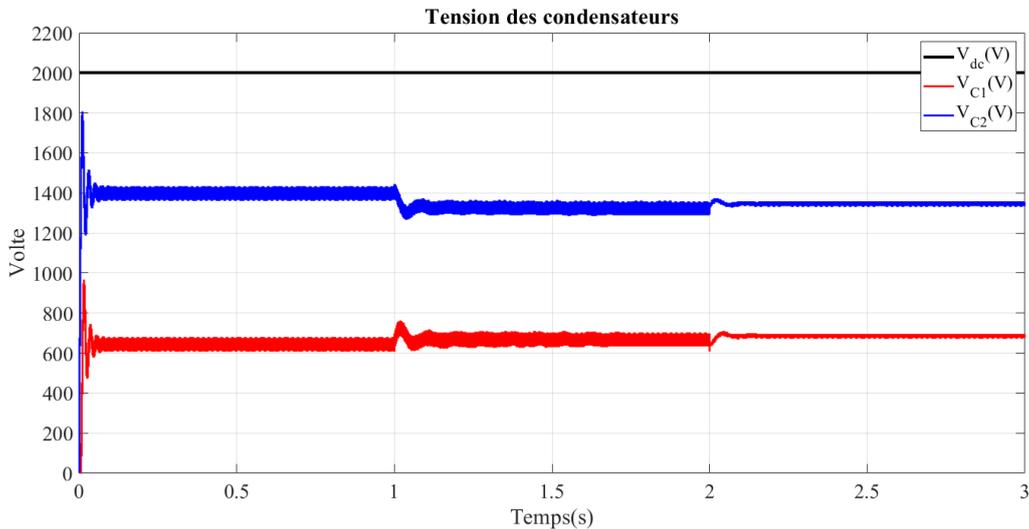


Fig II.13 Tensions des condensateurs pour un hacheur à trois cellules

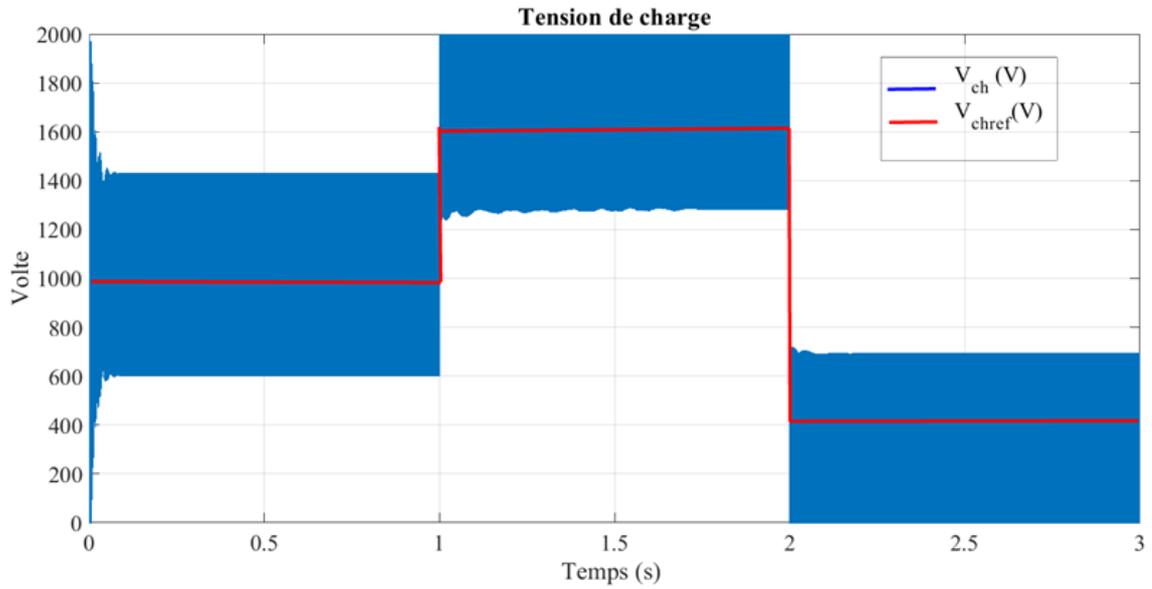


Fig.II.14 la tension de la charge du hacheur multicellulaire V_{ch}

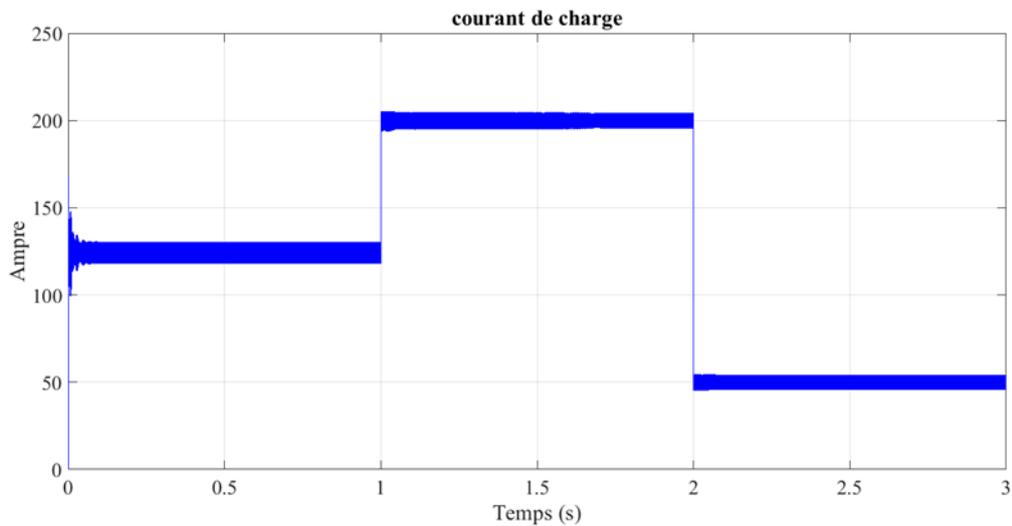


Fig.II.15 le courant de charge (i_{ch})

II.7 Commande MLI du l'onduleur multicellulaire à cinq cellules

(La figure II.16) présente la structure en MATLAB de l'onduleur multicellulaire à cinq cellules alimente une charge RL. Les interrupteurs de puissance sont commandés en MLI en boucle ouverte.

Les cinq signaux triangulaires (porteuses) de la commande MLI ont une fréquence de découpage de $f_{dec}=10\text{KHz}$, la première porteuse commence à l'origine de phase, la deuxième porteuse est décalée de $\frac{T_{dec}}{5}$ par rapport à la première porteuse, et la troisième porteuse est

décalée de $\frac{2T_{dec}}{5}$ par rapport à la première porteuse, etc...

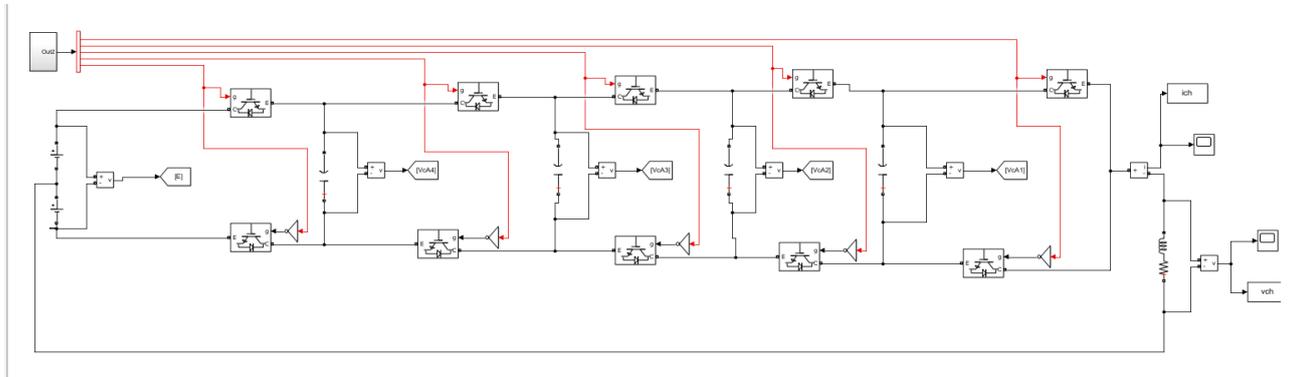


Fig.II.16 la structure en MATLAB de l'onduleur multicellulaire à cinq cellules.

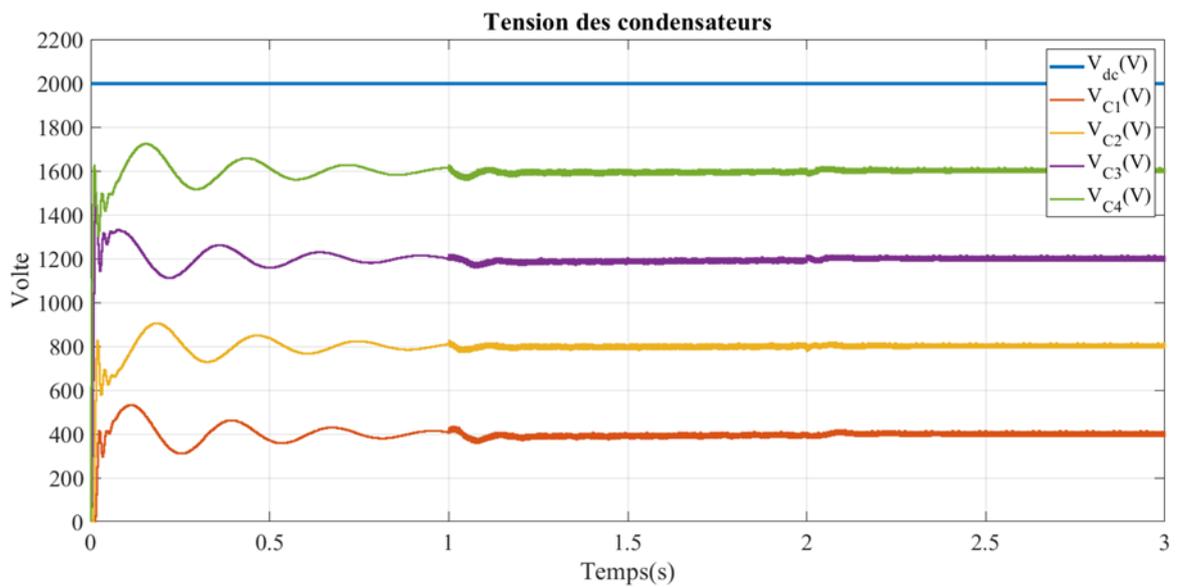


Fig.II.17 quatre tensions des condensateurs avec la tension continue

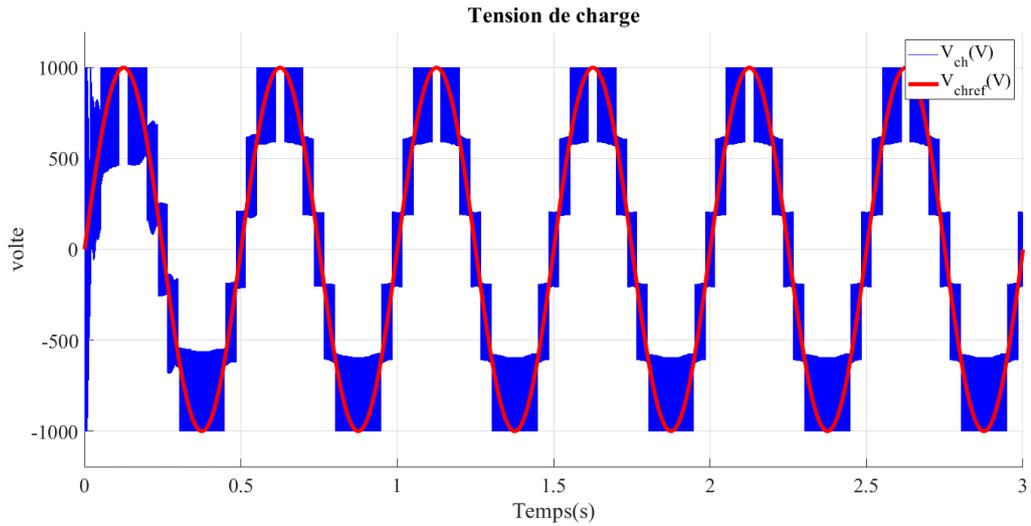


Fig.II.18 la tension de la charge du l'onduleur multicellulaire V_{ch}

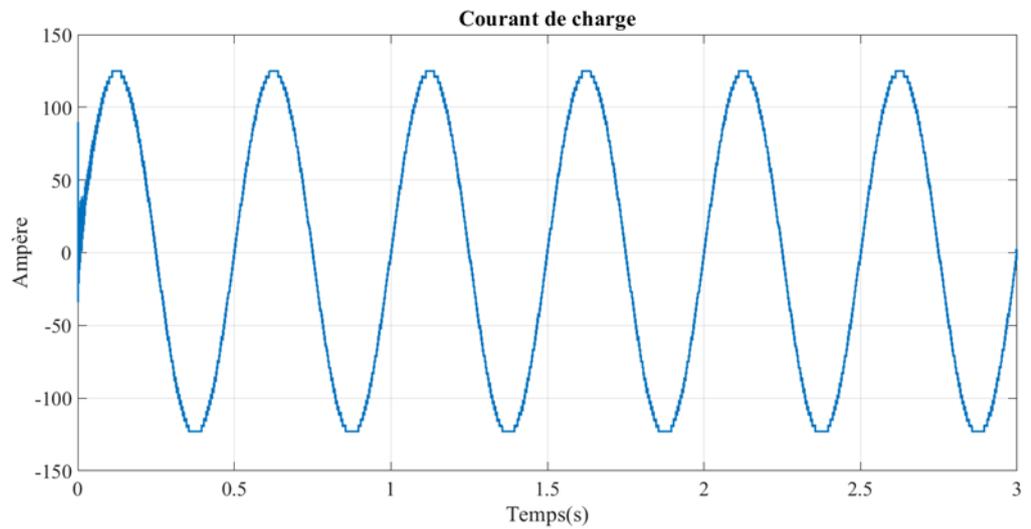


Fig.II.19 présente le courant de charge (i_{ch})

La figure II.17 présente quatre tensions des condensateurs avec la tension continue avec un équilibrage naturel à leurs valeurs de référence (boucle ouverte) pour différentes valeurs de la tension de référence de la charge (V_{chref})

La figure II.18 présente la tension de la charge du l'onduleur multicellulaire V_{ch} avec une forme proche à la sinusoïde de 6 niveaux ($-\frac{V_{dc}}{2}, -\frac{V_{dc}}{3}, -\frac{V_{dc}}{6}, \frac{V_{dc}}{6}, \frac{V_{dc}}{3}, \frac{V_{dc}}{2}$).

La figure II.19 présente le courant de charge (i_{ch}). On remarque que le courant de charge augmente avec l'augmentation de la tension de référence et vice versa. le courant de la charge présente une forme sinusoïdale.

II.8 Conclusion

La modélisation mathématique du convertisseur multicellulaire en fonctionnement hacheur et onduleur a été effectuée pour déterminer le modèle d'état (les équations différentielles). La commande MLI en boucle ouverte en fonctionnement hacheur à trois cellules et onduleur à cinq cellules, la même charge RL. La structure multicellulaire conduit à une amélioration des formes d'ondes de la tension et du courant de la charge. L'inconvénient principal de cette structure avec la commande en boucle ouverte consiste en une durée très importante du régime transitoire des tensions des condensateurs.

Chapitre III :
**Commandes non-linéaires d'un
convertisseur multicellulaire**

III.1 Introduction

Un système non linéaire commandé est un ensemble d'équations, non linéaires décrivant l'évolution temporelle des variables constitutives du système sous l'action d'un nombre fini de variables indépendantes appelées entrées ou variables de commande[24], La théorie de la commande non linéaire possède plus qu'un atout permettant son application dans l'analyse et la commande des différents systèmes physiques . Entre autres, Il y a deux manières différentes, souvent plus efficaces, sont la linéarisation exacte et la commande par mode de glissement. La première consiste à introduire avant et autour du système commandé des organes non linéaires de sorte que l'ensemble soit linéaire puis d'appliquer sur ce nouveau système l'une des politiques linéaires. La commande par glissement amène le point représentant l'état du système à une surface sur laquelle cet état glisse selon un comportement linéaire et se dirige vers le point d'équilibre désiré. Le chapitre se termine par la notion de passivité et ses applications dans la commande des systèmes non linéaires [25].

III.2 la commande par mode glissant

III.2.1 Définition

Les lois de commande classiques du type PID sont très efficaces dans le cas des systèmes linéaires à paramètres constants. Pour des systèmes non linéaires ou ayant des paramètres non constants, ces lois de commande peuvent être insuffisantes car elles ne sont pas robustes surtout lorsque les exigences sur la précision et autres caractéristiques dynamiques du système sont strictes [26]. on doit faire appel à des lois de commande insensibles aux variations des paramètres lois de commande insensibles aux variations des paramètres, aux perturbations et aux non linéarités . Les lois de commande dite à structure variable (CSV) aussi connue sous le nom commande par mode glissant constituent une solution à ces problèmes [27]. Dans la pratique, l'utilisation de cette technique de commande a été longtemps limitée par les oscillations liées aux commutations de la commande et qui peuvent se manifester sur les grandeurs asservies. Depuis, de nombreuses solutions ont été proposées permettant de réduire ces oscillations : augmentation de la fréquence de commutation, commande continue dans une bande autour de la variété de glissement ou décomposition de la commande en une composante continue de basse fréquence et une commande discontinue de haute fréquence et la méthode de la couche limite où la composante discontinue de la commande est remplacée au voisinage de l'hyper surface de glissement par une fonction continue. Dans ce chapitre nous allons donner quelques notions fondamentales de la commande à structure variable, et quelques concepts de base de la théorie des modes glissants [26].

III.2.2 Principe de la commande par modes de glissement

Le principe de la commande par modes de glissement et de contraindre le système à atteindre la surface donnée appelée surface de glissement, en fonction des objectifs de la commande fixant la dynamique en boucle fermée : c'est le mode de convergence. Puis par la synthèse d'une commande discontinue qui permet aux trajectoires du système à atteindre et rester sur cette surface : c'est la surface de glissement et le mouvement qui se produit le long de celle-ci est appelé mouvement de glissement.

La trajectoire dans le plan de phase est constituée de trois parties distinctes[28] :

1- Le mode de convergence « MC » : C'est le mode durant lequel la variable à régler se déplace à partir de n'importe quel point initial dans le plan de phase et tend vers la surface de commutation $S(x)=0$. Ce mode est caractérisé par la loi de commande et le critère de convergence.

2- Le mode de glissement « MG » : C'est le mode durant lequel la variable d'état a atteint la surface de glissement et tend vers l'origine du plan de phase. La dynamique de ce mode est caractérisée par le choix de la surface de glissement $s(x)=0$.

3- Le mode du régime permanent « MRP » : Ce mode est ajouté pour l'étude de la réponse du système autour de son point d'équilibre (origine du plan de phase), il est caractérisé par la **qualité et les performances de la commande**

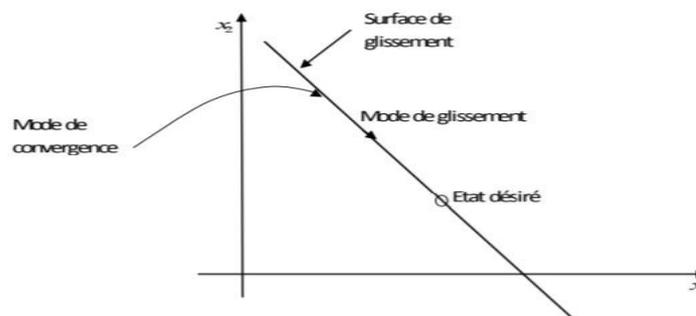


Fig.III.1 : Différents modes de convergence pour la trajectoire d'état

Mise en œuvre de la loi de commande peut être effectuée en trois étapes principales très dépendantes l'une de l'autre[4] :

- Le choix de la surface.
- L'établissement des conditions d'existence de la convergence.
- La détermination de la loi de commande.

III.2.3 Choix de la surface de glissement

Dans le but d'assurer la convergence d'une variable d'état x vers sa valeur de référence x_{ref} , différentes formes de la surface de glissement ont été proposées, chaque surface a de meilleures performances pour une application donnée. En général, on choisit une surface non linéaire.

La forme non linéaire est une fonction de l'erreur sur la variable contrôlée, notée $e(x)$. Elle est donnée par l'équation :

$$S(x) = \left(\frac{d}{dx} + \lambda\right)^{(r-1)} \times e(x) \quad \text{III.1}$$

Considérons une classe de systèmes non linéaires le vecteur de surface a la même dimension que le vecteur de commande u .

$$\dot{x} = f(x, t) + g(x, t).u \quad \text{III.2}$$

$e(x) = x_{ref} - x$ est l'erreur entre la variable contrôlée x et sa référence x_{ref} .

λ : est une constante positive.

r : est le degré relatif.

III.2.4 Conditions de convergence et d'existence

Les conditions d'existence et de convergence sont les critères qui permettent aux différentes dynamiques du système de converger vers la surface de glissement et d'y rester, indépendamment de la perturbation. Il existe deux considérations pour assurer le mode de convergence [29]

1. La fonction discrète de commutation : Il donne la dynamique de surface convergente vers zéro

$$U = \begin{cases} \dot{S}(x) > \dots Si \dots S(x, t) < 0 \\ \dot{S}(x) < \dots Si \dots S(x, t) > 0 \end{cases} \quad \text{III.3}$$

↓

$$\dot{S}(x).S(X) < 0 \quad \text{III.4}$$

2. La fonction de Lyapunov : La fonction de Lyapunov est une fonction scalaire positive $V(x) > 0$ pour les variables d'état du système. La loi de commande doit faire décroître cette fonction $\dot{V}(x) < 0$.

Nous définissons la fonction de Lyapunov comme suit:

$$V(x) = \frac{1}{2} S^T(x) S(x) \quad \text{III.5}$$

La dérivée de cette fonction est:

$$\dot{V}(x) = S(x) \dot{S}(x) \quad \text{III.6}$$

III.2.5 Détermination de la loi de commande

Il faut déterminer la commande nécessaire pour attirer la trajectoire d'état vers la surface de glissement $S(x) = 0$ et ensuite vers son point d'équilibre en maintenant les conditions d'existence du mode de glissement [30].

En présence d'une perturbation, la partie discontinue a essentiellement pour but de vérifier les conditions d'attractivité. Dans ce cas, la structure d'un contrôleur par mode de glissement $S(x)$ est constitué de deux parties commande équivalente (*ueq*) et commande discrète (*un*) On écrit:

$$u = ueq + un \quad \text{III.7}$$

Tel que:

Ueq : La commande proposée par Utkin, elle sert à maintenir la variable à contrôler sur la surface de glissement $S(x) = 0$, la commande équivalente est déduite en considérant que la dérivée de la surface est nulle $\dot{S}(x) = 0$. Elle peut être interprétée comme étant un retour d'état particulier jouant le rôle d'un signal de commande appliqué sur le système à commander, elle peut être comme une valeur moyenne que prend la commande lors de la commutation rapide entre les valeurs *umax* et *umin*.

Un : est déterminée pour vérifier la condition de convergence.

Pour mettre en évidence le calcul de la commande, nous considérons un système défini dans l'espace d'état par l'équation (III.2). Il s'agit de trouver l'expression de la commande *U*:

$$\dot{S}(x) = \frac{ds}{dt} = \frac{ds}{dx} \frac{dx}{dt} \quad \text{III.8}$$

Il en résulte:

$$\dot{S}(x) = \frac{ds}{dx} (f(x) + g(x)u_{eq}) + \frac{ds}{dx} g(x)u_n \quad \text{III.9}$$

Durant le mode glissant la surface de glissement est nulle, alors, sa dérivée et la partie discontinue sont aussi nulles. D'où, on déduit l'expression de la commande équivalente.

$$u_{eq} = - \left[\frac{ds}{dx} g(x) \right]^{-1} \left[\frac{ds}{dx} f(x) \right] \quad \text{III.10}$$

Pour que la commande équivalente prenne une valeur finie, il faut que le système matriciel soit inversible :

$$\frac{ds}{dx} g(x) \neq 0 \quad \text{III.11}$$

En remplaçant la commande équivalente par son expression dans l'équation III.9, on obtient la nouvelle expression de la dérivée de la surface :

$$\dot{S}(x) = \frac{ds}{dx} g(x) u_n \quad \text{III.12}$$

Et la condition d'attractivité $\dot{S}(x) < 0$ devient :

$$S(x) \frac{ds}{dx} g(x) u_n < 0 \quad \text{III.13}$$

Pour satisfaire la condition d'attractivité (la dérivée de la surface de glissement est négative).

Le signe de u_n doit être opposé à celui de $S(x) \frac{ds}{dx} g(x)$.

La forme la plus simple de la commande discrète est la fonction signe.

$$u_n = k_x \text{sign} S(x) \quad \text{III.14}$$

Le signe de k_x doit être différent de celui de $\frac{ds}{dx} g(x)$

La Fig. III.2 représente la fonction signe

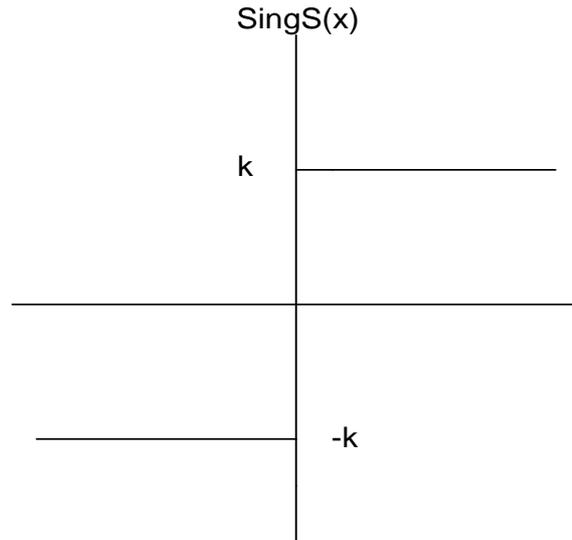


Fig. III.2 Représentation de la fonction signe.

III.2.6 Commande par mode glissant d'un convertisseur multicellulaire

représentation d'état non linéaire du filtre actif à base de l'onduleur multicellulaire triphasé à trois cellules est sous la forme :

$$\dot{x} = A(x) + B(x).u + H \quad \text{III.15}$$

Choisir la surface de glissement comme suit :

$$S(x) = x - x_{ref} \quad \text{III.16}$$

Telle que :

$$(x - x_{ref})^T = [v_{c1} - v_{c1ref} \quad v_{c2} - v_{c2ref} \quad i_f - i_{fref}] \quad \text{III.17}$$

Et pour vérifier la condition de convergence, en choisissant la fonction de Lyapunov comme suit :

$$V(x) = \frac{1}{2} S^2(x) \quad \text{III.18}$$

$$\dot{V}(x) = S(x)\dot{S}(x) \quad \text{III.20}$$

La dérivée de la surface de glissement :

$$\dot{S}(x) = \dot{x} - \dot{x}_{ref} \quad \text{III.21}$$

En remplaçant la forme d'état du filtre actif dans (III.22) :

$$\dot{S}(x) = A(x) + B(x) \cdot u + H - \dot{x}_{ref} \quad \text{III.22}$$

La commande est équivalente pour que le système glisse sur la surface de glissement où la dérivée de la surface de glissement est nulle :

$$u_{eq} = B(x)^{-1}(A(x) + H - \dot{x}_{ref}) \quad \text{III.23}$$

La commande totale u est la somme des deux commandes, équivalente et discontinue comme l'indique l'équation (III-7)

En remplaçant les équations (III-7) et (III-23) dans l'équation (III-22), on obtient l'équation de la dérivée de la surface de glissement suivante :

$$\dot{S}(x) = B(x)u_n \quad \text{III.24}$$

Alors, la dérivée de la fonction de Lyapunov qui doit être négative est donnée par :

$$S(x)\dot{S}(x) = S(x)B(x)u_n < 0 \quad \text{III.25}$$

Pour la représentation d'état du filtre actif de puissance multicellulaire

$$u_n = [u_{n1} u_{n2} u_{n3}]^T \quad \text{III.26}$$

$$\begin{aligned} S(x)\dot{S}(x) = S(x) & \left[\left(\frac{-(i_{ch}-i_s)}{C} + \frac{v_{c1}}{L_f} \right) u_{n1} \right. \\ & - \left(\frac{(i_{ch}-i_s)}{C} - \frac{(i_{ch}-i_s)}{C} + \frac{v_{c2}+v_{c1}}{L_f} \right) u_{n2} + \left(\frac{i_{ch}-i_s}{C} \right. \\ & \left. \left. + \frac{v_{dc}+v_{c2}}{L_f} \right) u_{n3} \right] \end{aligned} \quad \text{III.27}$$

Pour assurer la stabilité selon le théorème de Lyapunov il faut $\dot{V}(x) < 0$

Alors

$$u_{n1} = -\text{sign} \left[S(x) \left(\frac{-(i_{ch}-i_s)}{C} + \frac{v_{c1}}{L_f} \right) \right] \quad \text{III.28}$$

$$u_{n2} = -\text{sing} \left[S(x) \left(\frac{(i_{ch}-i_s)}{C} - \frac{(i_{ch}-i_s)}{C} + \frac{v_{c2}+v_{c1}}{L_f} \right) \right] \quad \text{III.29}$$

$$u_{n3} = -\text{sing} \left[\left(\frac{(i_{ch}-i_s)}{C} + \frac{(v_{dc}+v_{c2})}{L_f} \right) \right] \quad \text{III.30}$$

III.3 Commande par linéarisation exacte

III.3.1 Définition

La méthode linéaire est l'une des méthodes commande non linéaire, Son mécanisme de fonctionnement est de transformer algébriquement un système non linéaire en un système linéaire, de sorte que les techniques de contrôle linéaire puissent être appliquées, Après cette transformation, toutes les techniques de correction linéaire sont utilisées [12] [10].

L'idée principale de cette méthode est de faire une conversion précise sans passer par des estimations.

III.3.2 Boucle de régulation et équations mathématiques d'un convertisseur multicellulaire

Pour connaître les résultats de cette méthode, nous vous l'appliquons à l'onduleur multicellulaire à trois cellules.

Soit le système non linéaire multi-entrées multi-sorties présenté dans l'équation

$$\dot{x} = f(x) + g(x)u + H \quad \text{III.31}$$

$$y = d(x)$$

$[x_1, x_2, x_3, \dots, x_N]^T$ est le vecteur d'état.

$[y_1, y_2, y_3, \dots, y_N]^T$ est le vecteur de sortie.

$[u_1, u_2, u_3, \dots, u_N]^T$ est le vecteur d'entré.

$[H_1, H_2, H_3, \dots, H_N]^T$ est la composant perturbatrice Et dont la representation vectorielle est :

$$f(x) = \begin{pmatrix} f_1(x) \\ \vdots \\ f_n(x) \end{pmatrix}, g(x) = \begin{pmatrix} g_1(x) \\ \vdots \\ g_n(x) \end{pmatrix}, d(x) = \begin{pmatrix} d_1(x) \\ \vdots \\ d_n(x) \end{pmatrix} \quad \text{III.32}$$

Les fonctions f, g et d sont considérées comme des fonctions lisses qui sont indéfiniment dérivables par rapport à chacun de leurs arguments

L'idée de la linéarisation exacte est de boucler le système par l'introduction d'une nouvelle commande w tel que $u = R(x, w)$

Pour effectuer cette opération linéaire, les dérivées successives sont exprimées avec le symbole y_i , lorsque les entrées commencent à interférer avec l'expression de la dérivée, on arrête la différenciation, on pose l'équation suivante

$$\begin{pmatrix} y_1^{r_1} \\ \vdots \\ y_m^{r_m} \end{pmatrix} = \Delta(x)u + \Delta_0(x) + H \quad \text{III.33}$$

Où la nouvelle entrée w est donnée par l'équation

$$\begin{cases} y_1^{r_1} = w_1 \\ \vdots \\ y_n^{r_n} = w_n \end{cases} \quad \text{III.34}$$

Où r_i désigne la plus petite dérivée pour que les entrées u apparaissent dans la r_i ème dérivée de la sortie y_i .

Le système linéarisé est donné par :

$$\begin{array}{c} \xrightarrow{w_1} \iint \dots \int \xrightarrow{y_1} \\ \xrightarrow{w_2} \iint \dots \int \xrightarrow{y_2} \\ \vdots \\ \xrightarrow{w_3} \iint \dots \int \xrightarrow{y_3} \end{array}$$

En utilisant la propriété la matrice $\Delta(x)$ est inversible, les boucles suivantes sont effectuées

$$u(x) = \Delta^{-1}(x)w - \Delta^{-1}(x)\Delta_0(x) - \Delta^{-1}(x)H \quad \text{III.35}$$

$$u(x) = \Delta^{-1}(x)[w - H]\Delta^{-1}(x)\Delta_0(x) \quad \text{III.36}$$

Où w est la nouvelle entrée pour rendre le système (III-31) linéaire

On peut écrire l'équation (III.36) sous la forme suivante

$$u(x) = \alpha(x) + \beta(x)[w - H] \quad \text{III.37}$$

Avec

$$\alpha(x) = \Delta^{-1}(x)\Delta_0(x) \quad \text{III.38}$$

$$\beta(x) = \Delta^{-1}(x)$$

III.39

Le système représenté par l'équation (III.31) est linéaire et complètement découplé avec la nouvelle commande w et est facilement commandable en utilisant les techniques classiques de la commande par retour de sortie.

Le schéma global de ce système avec la commande w est donné dans la figure suivante

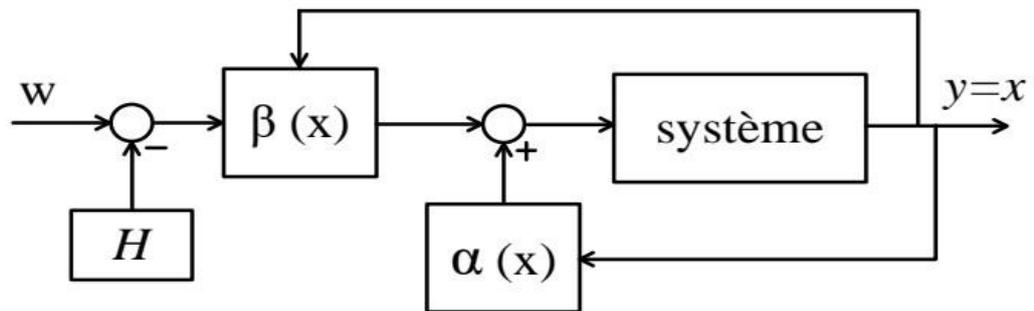


Fig. III.3 La linéarisation du système non linéaire.

III.3.3 Commande par de linéarisation exacte à un onduleur multicellulaire triphasé à trois cellules

Nous étudierons un modèle aux valeurs moyennes avec la linéarisation exacte sur un onduleur multicellulaire à trois cellules triphasé avec une charge R-L, La condition est donnée par les équations

$$\begin{bmatrix} \dot{V}_{c1} \\ \dot{V}_{c2} \\ \dot{I}_{ch} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{R_{ch}}{l_{ch}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{c1} \\ V_{c2} \\ I_{ch} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\frac{I_{ch}}{C} & \frac{I_{ch}}{C} & 0 \\ 0 & -\frac{I_{ch}}{C} & \frac{I_{ch}}{C} \\ \frac{V_{c1}}{L_{ch}} & \frac{-V_{dc}}{L_{ch}} & \frac{-V_{c2}}{L_{ch}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_1 \\ s_2 \\ s_3 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ -\frac{V_{dc}}{2L_{ch}} \end{bmatrix} \quad \text{III.40}$$

Le vecteur d'état x du système de chaque phase est donc d'ordre trois avec deux tensions des condensateurs flottants et un courant de la charge.

$$x_1 = V_{c1}, x_2 = V_{c2}, x_3 = I_{ch}, a = \frac{1}{C}, b = \frac{R_{ch}}{l_{ch}}, b_0 = \frac{1}{R_{ch}} \quad \text{III.41}$$

Pour que le découplage du système (III-12) soit possible, la matrice $\Delta(x)$ doit être inversible, alors, le $\Delta(x) = a^2 b_1 V_{dc} x_3^2$ est différent de zéro

Pour que la matrice $\Delta(x)$ soit inversible il faut que $x^3 \neq 0$ et $V_{dc} \neq 0$

$$\Delta_0(x) = \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ b_0 x_3 \end{pmatrix} \quad \text{III.42}$$

$$\Delta^{-1}(x) = \begin{pmatrix} \frac{x_1 - V_{dc}}{aV_{dc}x_3} & \frac{x_2 - V_{dc}}{aV_{dc}x_3} & \frac{1}{b_1V_{dc}} \\ \frac{x_1}{aV_{dc}x_3} & \frac{x_2 - E}{aV_{dc}x_3} & \frac{1}{b_1V_{dc}} \\ \frac{x_1}{aV_{dc}x_3} & \frac{x_2}{aV_{dc}x_3} & \frac{1}{b_1V_{dc}} \end{pmatrix} \quad \text{III.43}$$

Le retour d'état peut donc s'exprimer par

$$a(x) = -\Delta^{-1}(x)\Delta_0(x) = \begin{pmatrix} \frac{b_0 x_3}{b_1 V_{dc}} \\ \frac{b_0 x_3}{b_1 V_{dc}} \\ \frac{b_0 x_3}{b_1 V_{dc}} \end{pmatrix} \quad \text{III.44}$$

En appliquant sur le système le retour d'état, on obtient le système linéarisé suivant

$$\begin{cases} \dot{y}_1 = \dot{V}_{c1} = w_1 \\ \dot{y}_2 = \dot{V}_{c1} = w_2 \\ \dot{y}_3 = \dot{I}_{ch} = w_3 \end{cases} \quad \text{III.45}$$

III.4 Simulation d'un hacheur multicellulaire avec la commande linéarisation exacte

Les paramètres de simulation sont :

Capacité flottante	$4\mu F$
Tension du bus continu	$V_{dc} = 2000V$
Inductance de la charge	$L_{ch} = 0.4mH$
Résistance de la charge	$R_{ch} = 8\Omega$

La commande par linéarisation exacte du convertisseur multicellulaire avec MATLAB / Simulink est présentée dans la figure (III.4 et III.5)

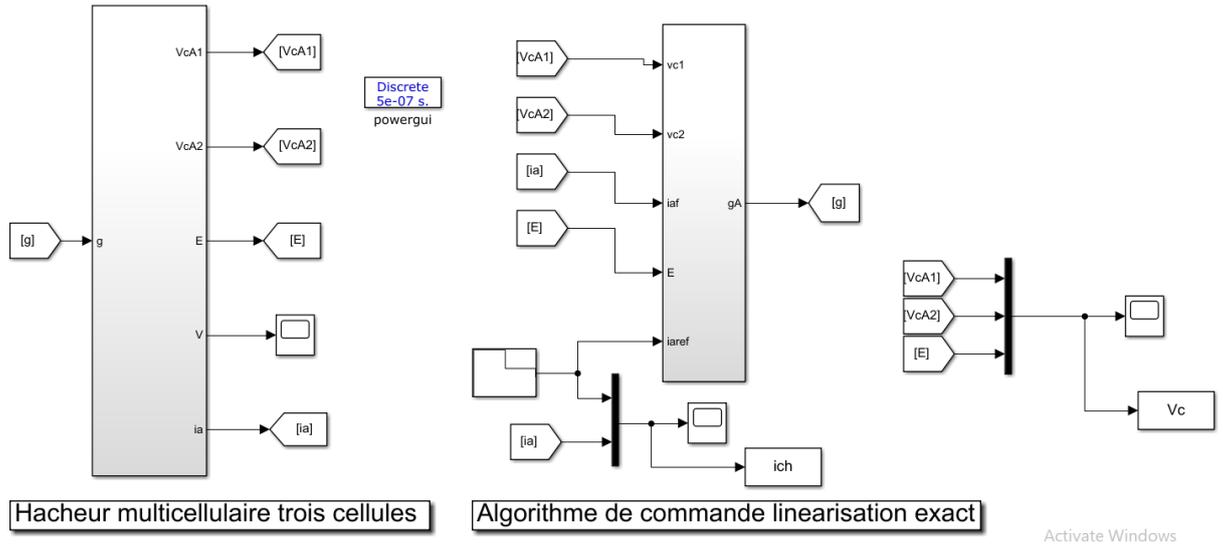


Fig. III.4 Simulink de commande par linéarisation exacte du convertisseur multicellulaire avec Matlab

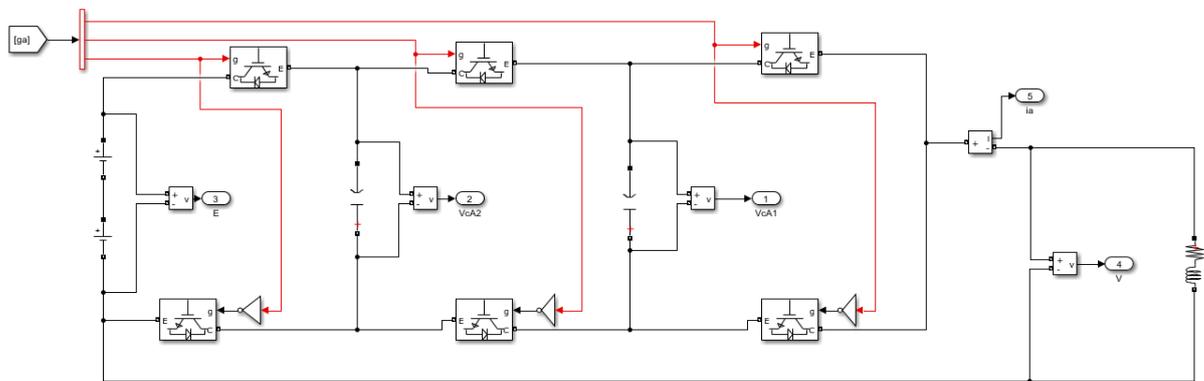


Fig. III.5 Schéma de commande par linéarisation exacte du convertisseur multicellulaire avec Matlab

La figure III.6 présente les tensions des condensateurs et la tension d'alimentation V_{dc} du convertisseur multicellulaire. Lorsque le courant de la charge est varié, les tensions des condensateurs présente une ondulation autour de sa référence

Dans la figure III.7, Le courant de la charge suivent toujours la référence dans le cas de la variation de ce dernier. Ce qui prouve la robustesse de la commande par linéarisation exacte contre la variation du courant de la charge de la référence.

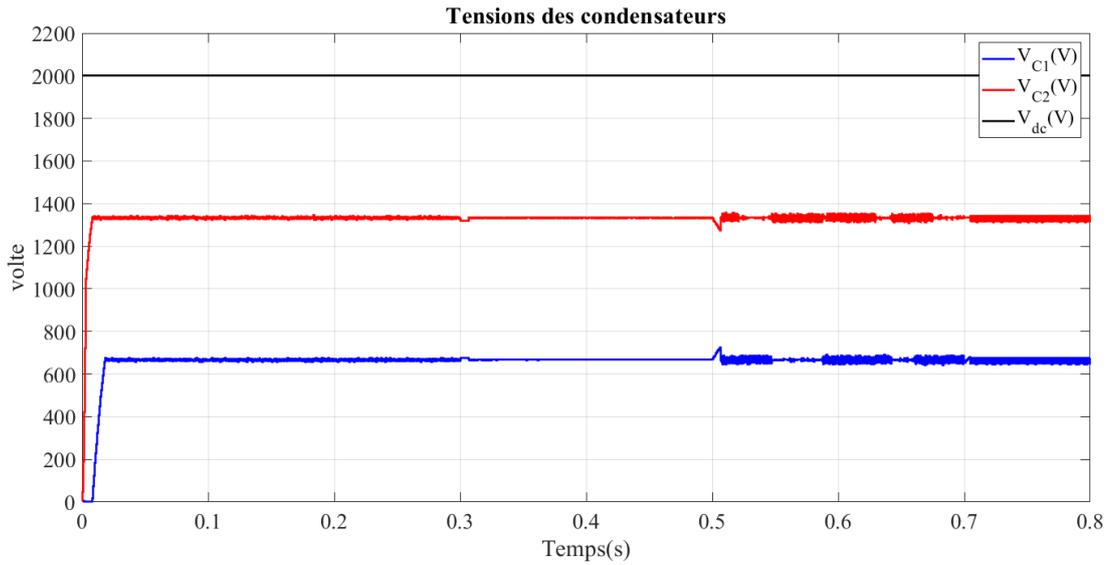


Fig. III.6 Tension continu V_{dc} et les tensions des condensateurs flottants

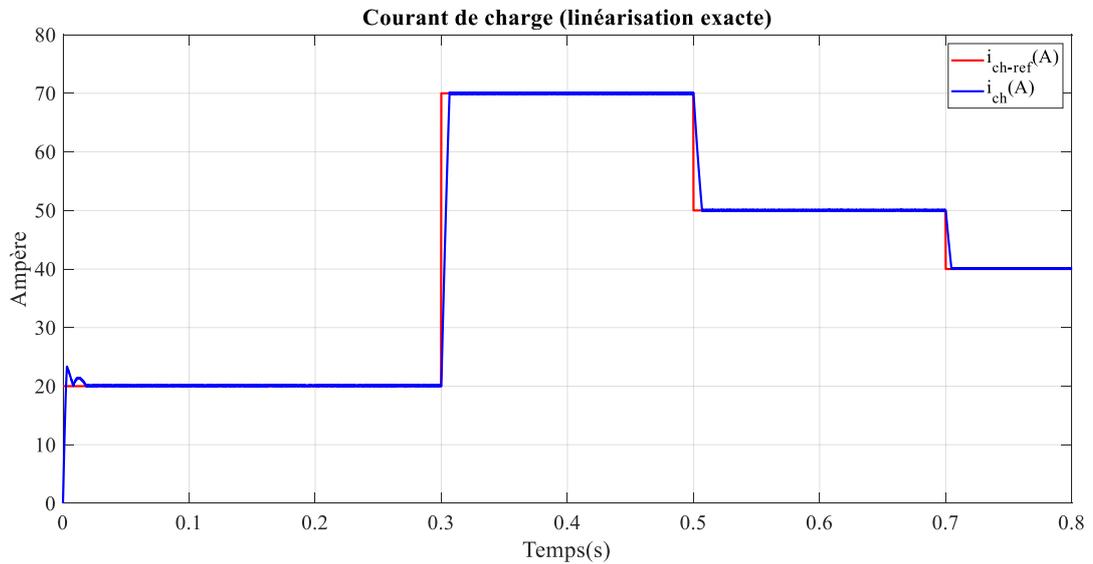


Fig. III.7 Le courant de la charge

III.5 Simulation d'un hacheur multicellulaire avec la commande mode glissant

La figure III.8 présente la commande par mode glissant du convertisseur multicellulaire

Dans la commande par mode glissant du convertisseur multicellulaire à trois cellules, les paramètres de simulation sont les mêmes utilisés dans la commande par linéarisation exacte. La figure III.10 montre que les tensions des condensateurs V_{C1} et V_{C2} suivent leurs références pendant le régime permanent après un régime transitoire de 0.03s avec une ondulation réduite lorsque la variation du courant de charge. Le courant de la charge i_{ch} dans la figure III.9 suit toujours la référence dans le cas de la variation de ce dernier avec une. Ce qui prouve la robustesse de la commande par mode glissant contre la variation du courant de la charge.

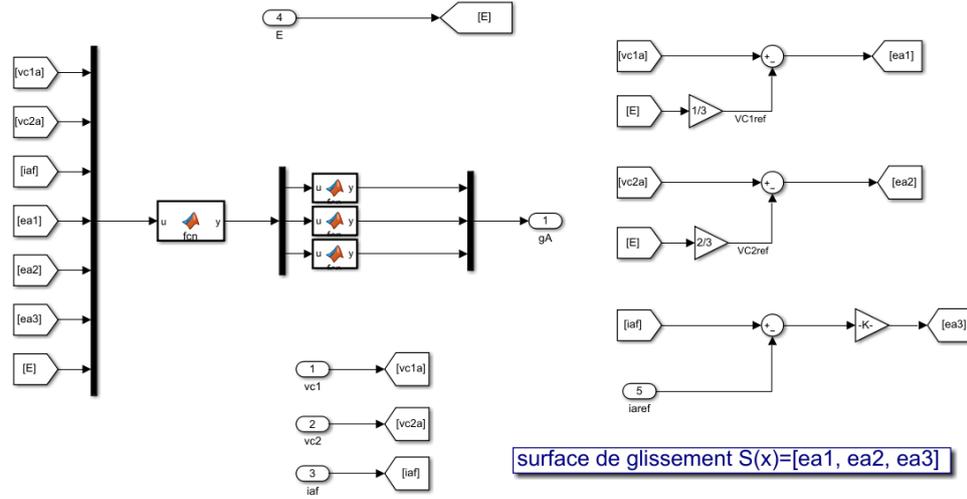


Fig. III.8 Simulink la commande par mode glissant du convertisseur multicellulaire avec Matlab

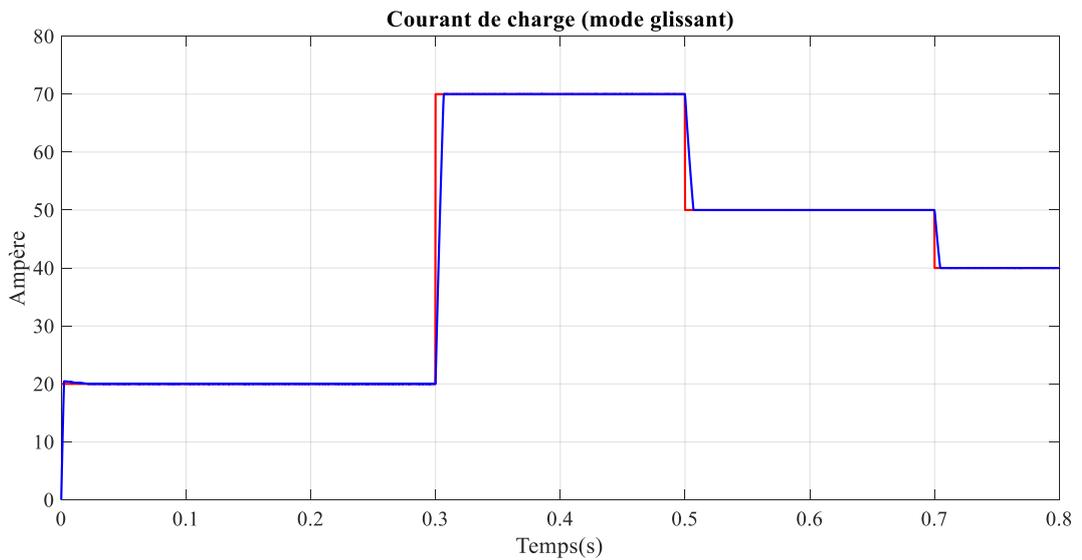


Fig. III.9 Le courant de la charge

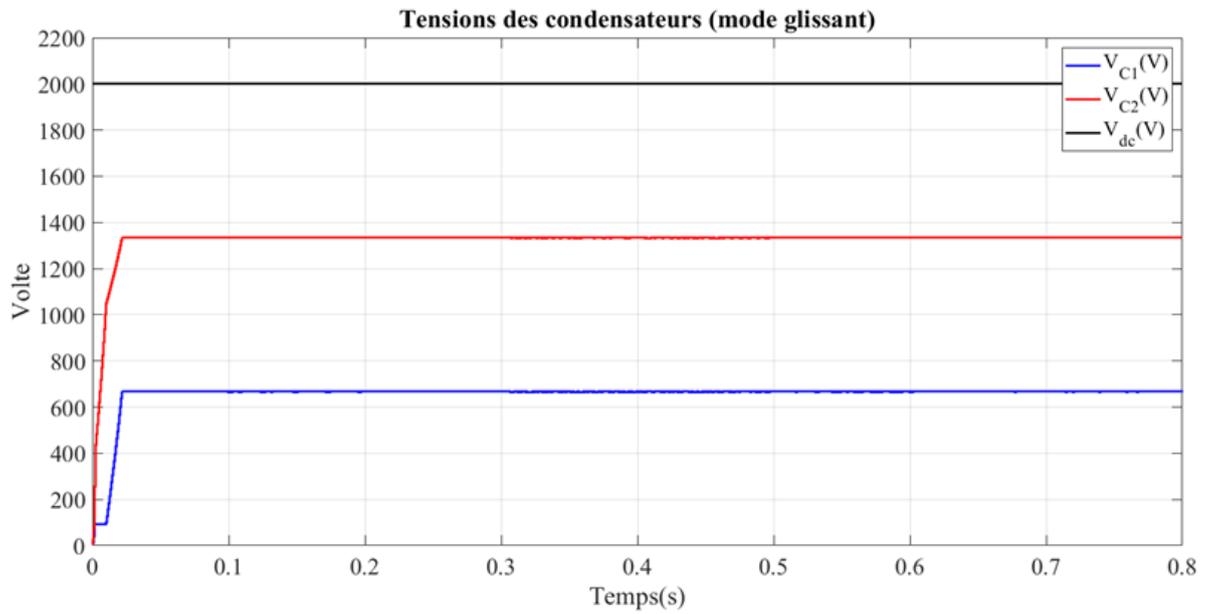


Fig. III.10 Tension continu V_{dc} et les tensions des condensateurs flottants

III.6 Conclusion

Les commandes non linéaires en boucle fermée du convertisseur multicellulaire à trois cellules a permis de minimiser la durée du régime transitoire, et minimiser l'ondulation autour de la valeur de référence du courant de charge et des tensions des condensateurs. La commande par mode glissant présente une robustesse meilleure que la commande par linéarisation exacte.

Conclusion générale

Les travaux réalisés dans ce travail de Master sont résumés et les perspectives qui constituent une suite envisageable de ces travaux sont présentés.

Le fonctionnement hacheur et onduleur multicellulaire a montré sa supériorité par rapport à la structure classique de conversion en minimisant les contraintes en tension sur les interrupteurs de puissance à l'état ouvert (minimisation de dv/dt) et en améliorant les formes de la tension et du courant de la charge ainsi. L'inconvénient principal de la commande en MLI boucle ouverte est que le régime transitoire des tensions des condensateurs est très importante. Lorsque le nombre de cellules augmente, les niveaux de tension de la charge augmente, et les contraintes en tension des interrupteurs sont diminuées.

La commande par linéarisation exacte et la commande par mode glissant du convertisseur multicellulaire permet d'augmenter robustesse, minimiser le régime transitoire, et minimiser aussi l'ondulation des tensions des condensateurs.

Bibliographie

- [1] Convertisseur de puissance (<http://www.sotecci.com/>)
- [2] M.Garero la conversion DC-DC : les hacheurs
- [3] B Rouabah B, Rahmani L, Mahboub H, Toubakh MA, Mouchaweh MS. More efficient wind energy conversion system using shunt active power filter. J Electr Power Compon Syst 2021. Doi: [org/10.1080/15325008.2021.1970285](https://doi.org/10.1080/15325008.2021.1970285).
- [4] Boubakeur Rouabah, Houari Toubakh, Moamar Sayed-Mouchaweh, Fault tolerant control of multicellular converter used in shunt active power filter, Electric Power Systems Research, Volume 188, 2020, 106533, doi: [10.1016/j.epsr.2020.106533](https://doi.org/10.1016/j.epsr.2020.106533).
- [5] Electronique de puissance. Structures, commandes, applications.WWW.DONDO.COM
- [6] NETTARI Yakoub:(Commandes robustes et intelligentes des convertisseurs DC-DC); UNIVERSITE FERHAT ABBAS — SETIF1 2014
- [7] Professeur A. Rufer, P. Barrade: (Cours d'electronique de puissance Conversion DC/DC);école polytechnique federale de lausanne
- [8] Electrotechnique : hacheur buck boost ;principe de fonctionnement <http://www.electrosup.com>
- [9] Onduleur: <https://www.techno-science.net>
- [10] ATIR Nour el wiam etNEZLI Tayeb et BEN MEBAREK Latifa :(Etude et simulation de la commande d'un moteur à courant continu à excitation série par un redresseur commandé); Université Echahid Hamma Lakhdar d'El-Oued 2018-2019
- [11] A. Nabae, I. Takahashi, H. Akagi “A new neutral-point-clamped PWM inverter”, IEEE Trans. Industry Application, Vol.IA-17, 1981.
- [12] “IEEE Recommended Practices and Requirements for Harmonic Control in Electrical Power Systems”. IEEE std 519-1992.
- [13] Bouafia. A. “Techniques de commande prédictive et floue pour les systèmes d'électronique de puissance: application aux redresseurs a MLI”. Thèse de doctorat de L'université université Ferhat Abbas, Sétif, 2010
- [14] ROUABAH Boubakeur:(Contribution à l'amélioration des performances d'un filtre actif parallèle de puissance par l'utilisation d'un convertisseur multicellulaire): UNIVERSITÉ FERHAT ABBAS - SETIF1 2021

- [15] Rouabah, B., Rahmani, L., Toubakh, H., Duviella, E. Adaptive and exact linearization control of multicellular power converter based on shunt active power filter. *J Control Autom Electr Syst* (2019). DOI: [10.1007/s40313-019-00510-w](https://doi.org/10.1007/s40313-019-00510-w)
- [16] Gateau. G. “Contribution à la commande des convertisseurs multicellulaire série”. thèse de doctorat de l’institut national polytechnique de Toulouse, 1997.
- [17] Bensaid. R. “Observateurs des tensions aux bornes des capacités flottantes pour les convertisseurs multicellulaires séries”. thèse de doctorat de l’institut national polytechnique de Toulouse, 2001.
- [18] Gateau. G, Maussion. P, Meynard. T. “De la modélisation à la commande non linéaire des convertisseurs multicellulaires série. Application à la fonction hacheur”. *Journal de Physique III*, EDP Sciences, vol.7, issue.6, pages.1277-1305, 1997.
- [19] Hemici. K, Zegaoui. A, Bokhtache. A. A, Mahmoudi. M.O, Aillerie. M. “Three-Phase FlyingCapacitor Multilevel Inverter with Proportional Natural PWM Control”. *Energy Procedia*, vol.74, pages.1061–1070, 2015.
- [20] Gateau. G, Fadel. M, Maussion. P, Bensaid. R, Meynard. T. “Multicell converters: active control and observation of flying-Capacitor voltages”. *IEEE Trans. Industrial Electronics*, vol.49, issue.5, pages.998–1008, 2002.
- [21] Patino. D, Riedinger. P, Iung. C. “Predictive control approach for multicellular converters”. 34th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics (IECON) 2008, doi:10.1109/iecon.2008.4758490.
- [22] Ghanes. M, Bejarano. F, Barbot. J. P. “On sliding mode and adaptive observers design for multicell converter”. *IEEE American Control Conference (ACC) 2009*, doi: 10.1109/acc.2009.5160338
- [23] AIMÉ. M. “Évaluation et optimisation de la bande passante des convertisseurs statiques Application aux nouvelles structures multicellulaires”. thèse de doctorat de l’institut national polytechnique de Toulouse, 2003
- [24] ABBASSI Smail et : (Modélisation et Commande non linéaire d’un Segway): Université Mohamed Khider Biskra 2018 / 2019
- [25] Akram Ghorayeb:(Chapitre 6 COMMANDE DES SYSTÈMES NON LINÉAIRES) <https://controlesautomatiques.files.wordpress.com/2020/01/6-system.-non-linc3a9aire-1.pdf>
- [26] Amieur Toufik(Commande des Systèmes Non Linéaires par Mode Glissant Flou) 2009
- [27] V. Utkin, J. Guldner, and J. Shi, (Sliding Mode Control in Electromechanical Systems). Taylor & Francis, London, 1999.
- [28] R. B. Fernandez, J.K. Hedrick, (Control of multivariable nonlinear systems by sliding mode control), *International Journal of Control*, volume 46, n°3, pp. 1019- 1040, 1987

- [29] BENAZIZA Walid (Commande par modes glissants du suivi de trajectoires pour un robot mobile) Université Hadj Lakhdar Batna
- [30] KASSOURI Dalila et SAIBI Hayat (Commande par mode glissant d'ordre fractionnaire d'un réseau électrique) 21 juin 2018 Université Mouloud MAMMERY, Tizi-Ouzou

Résumé

Le fonctionnement et simulation hacheur et onduleur multicellulaire ont montré des avantages en minimisant les contraintes en tension sur les interrupteurs de puissance à l'état ouvert et en améliorant les formes de la tension et du courant. L'inconvénient principal de la commande en MLI boucle ouverte est que le régime transitoire des tensions des condensateurs est très importante. Lorsque le nombre de cellules augmente, les niveaux de tension de la charge augmente, et les contraintes en tension des interrupteurs sont diminuées. La commande par mode glissant présente une robustesse meilleure que la commande par linéarisation exacte.

Abstract

Multistage chopper and inverter operation and simulation have shown advantages in minimizing voltage stresses on open-state power switches and improving voltage and current shapes. The main disadvantage of open loop MLI control is that the transient regime of capacitor voltages is very important. As the number of cells increases, the voltage levels of the load increase, and the voltage stresses of the switches are decreased. Sliding mode control has better robustness than exact linearization control.

ملخص

وقد أظهرت القاطع المتناوب متعددة المراحل وتشغيل العاكس والمحاكاة مزايا في تقليل ضغوط الجهد على مفاتيح الطاقة مفتوحة الحالة وتحسين الجهد والأشكال الحالية. العيب الرئيسي للتحكم في MLI مفتوح الحلقة هو أن النظام العابر لجهد المكثف مهم جدا. مع زيادة عدد الخلايا ، تزداد مستويات الجهد للحمل ، وتقل ضغوط الجهد للمفاتيح. يتمتع التحكم في وضع الانزلاق بمتانة أفضل من التحكم الدقيق في الخطية.

Les mots clés : convertisseurs multicellulaires, convertisseurs multiniveaux, hacheur, onduleur, mode glissant, linéarisation exacte