

République Algérienne Démocratique et Populaire
Ministère de l'Enseignements supérieurs et de la Recherche Scientifique



UNIVERSITE MOHAMED KHIDER DE BISKRA
FACULTE DES SCIENCES ET TECHNOLOGIE
DEPARTEMENT DE GENIE ELECTRIQUE



Module: Electronique de puissance avancée

Niveau: 1^{ère} Année Master

Support de cours:



Réalisé par: Dr. Abdelhakim DENDOUGA

Maitre de conférences à l'université de Biskra

E-mail: hakimdendouga@yahoo.fr

a.dendouga@univ.biskra.dz



Sommaire

Intorduction 4

Chapitre I

Introduction à l'électronique de puissance avancée

1.1 Les lois de base d'électronique de puissance..... 5

1.2 Structures..... 5

 1.2.1 Convertisseurs directs 5

 1.2.2 Convertisseurs indirects 6

1.3 Interrupteurs à semi-conducteurs..... 7

1.4 Critères de choix des interrupteurs à semi-conducteurs 8

1.5 Electronique de commande 8

1.6 Structure de la commande 9

1.7 Commande rapprochée par comparaison d'ondes..... 9

 1.7.1 Convertisseurs utilisant des interrupteurs commandés à la fermeture.. 10

 1.7.2 Convertisseurs utilisant des interrupteurs totalement commandable 12

1.8 Commande MLI 14

 1.9.1 Onduleur monophasé MLI en demi-pont de tension..... 14

 1.9.2 Caractérisation de l'onde de modulation 15

 1.9.3 Tension de sortie..... 16

 1.9.4 Harmoniques 18

Chapitre II:

Les onduleurs MLI triphasés

2.1 Onduleur triphasé de tension..... 20

 2.1.1 Analyse et fonctionnement..... 20

 2.1.2. Fonctionnement en pleine onde..... 21

 2.1.3. Fonctionnement en MLI..... 22

2. 2. Onduleur triphasé de courant..... 23

 2.2.1. Analyse et fonctionnement..... 23

 2.2.2. Fonctionnement en pleine onde..... 24

 2.2.3. Fonctionnement en MLI..... 25



Chapitre III:

Les Redresseurs MLI triphasés

3.1. Redresseur MLI de courant triphasé.....	27
3.1.1. Forme d'ondes.....	28
3.1.2. Rapport des tensions d'entrée et de sortie.....	28
3.1.3. Qualité des courants du coté réseau.....	29
3.2. Redresseur MLI de tension triphasé.....	29
3.2.1. Forme d'ondes.....	30
3.2.2. Tension redressée.....	30
3.3. Commande en boucle fermée du redresseur de courant MLI.....	32
3.4. Domaine d'application des redresseurs MLI.....	32

Chapitre IV:

Les onduleurs multi-niveaux

4.1. Avantages.....	34
4.2. Inconvénients.....	34
4.3. Onduleur multi-niveaux en cascade (multi-sources).....	34
4.4. Onduleur multi-niveaux polygonal (seule source).....	35
4.5. Onduleur multi-niveaux NPC.....	35
4.6. Onduleur triphasé NPC à point milieu capacitif unique.....	36

Chapitre V:

Convertisseur Matriciel

5.1. Principe de fonctionnement.....	38
5.2. Interrupteurs à semi-conducteurs utilisés dans le convertisseur matriciel.....	39
5.3. Modèle mathématique du convertisseur matriciel.....	39
5.4. Stratégies de commande.....	41
Références Bibliographiques.....	42



Introduction

L'électronique de puissance ou électronique de commutation concerne le traitement et la maîtrise du transfert de l'énergie électrique entre une source et un récepteur. Elle permet de convertir cette énergie disponible sous une forme donnée (continue, alternative, basse ou haute tension, etc..) en une autre. Dans ce contexte, une forte spécificité de ce domaine réside dans les rendements de conversion recherchés, ils doivent être typiquement très proches de 100. Cela impose donc l'usage d'une électronique de commutation pour laquelle les interrupteurs doivent présenter des pertes minimales en commutation et dans leurs états passants ou bloqués. L'amélioration continue de leurs performances est une cible importante de la recherche dans ce domaine, des progrès continus se font, des nouveaux matériaux sont mis en œuvre : carbure de silicium, arséniure de gallium, diamant. Les performances des convertisseurs statiques dépendent largement des propriétés physiques des composants à semi-conducteur, des matériaux les constituants.

En effet, les récentes avancées dans le domaine des interrupteurs à semi-conducteur d'une part (apparitions des nouvelles interrupteurs, totalement contrôlables: GTO, IGBT, MCT,...ect), et d'autre part dans le domaine de commande (MLI, SVM, ...ect), ainsi que dans le domaine des interfaces informatique (DSPACE, Les cartes d'acquisition,...ect), permis l'émergence des nouvelles structure des convertisseurs de puissance afin de répondre aux exigences industrielles (systèmes d'entraînement, de génération photovoltaïques, éoliens, filtrage,...ect), comme les onduleurs et les redresseurs MLI, les convertisseurs multi-niveaux, les convertisseurs matriciels, les hacheurs AC/AC.

Ce présent document, comprenant l'étude et l'analyse de la structure, le principe de fonctionnement, la stratégie de commande, ainsi que les points forts et faibles des nouvelles structures des convertisseurs de puissance afin d'approfondir les connaissances théoriques et servira de base pédagogique.

Organisation du cours

Ce cours est structuré comme suit :

Chapitre 1: Introduction à l'électronique de puissance avancée.

Chapitre 2: Les onduleurs MLI.

Chapitre 3: Les redresseurs MLI.

Chapitre 4: Les onduleurs multi niveaux.

Chapitre 5: Convertisseur matriciel.



Chapitre I:

Introduction à l'électronique de puissance avancée

1.1. Les lois de base d'électronique de puissance

Le domaine d'électronique de puissance notamment la structure des convertisseurs et leurs stratégies de commande sont basés sur les lois suivantes:

Loi.ELP.01: On appelle source de tension, lorsque la forme d'onde, l'amplitude et la fréquence de la tension sont imposées par la source;

Loi.ELP.02: On appelle source de courant, lorsque la forme d'onde, l'amplitude et la fréquence de courant sont imposées par la source;

Loi.ELP.03: Une source de tension ne doit jamais être en court-circuit;

Loi.ELP.04: Une source de courant ne doit jamais être en circuit ouvert;

Loi.ELP.05: Les convertisseurs de puissance doivent être toujours insérés entre deux milieux énergétiques (source, charge) de natures différentes.

1.2. Structures

On peut classer les convertisseurs de puissance en deux catégories:

- convertisseurs directs;
- convertisseurs indirects.

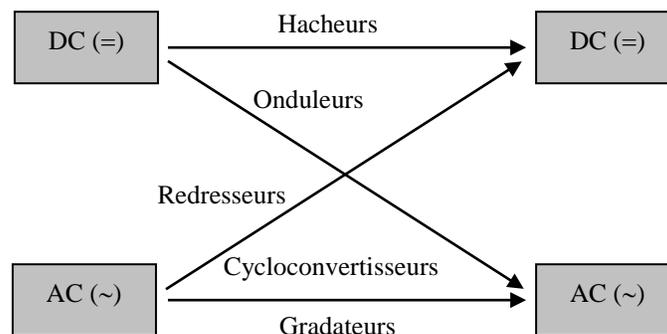


Figure 1.1: Catégories des convertisseurs de puissance

1.2.1 Convertisseurs directs:

Dans ce cas, la conversion de l'énergie d'une forme à autre se fait de manière directe. C'est-à-dire, on ne trouve pas une conversion intermédiaire.

Les convertisseurs directs sont:

- Les redresseurs (AC/DC);
- les gradateurs, les cycloconvertisseurs (AC/AC);
- les hacheurs (DC/DC);
- les onduleurs autonomes (DC/AC).



On peut schématiser la structure de ces convertisseurs par une matrice d'interrupteurs reliant les n bornes de sortie d'un générateur aux m bornes d'entrée d'un récepteur.

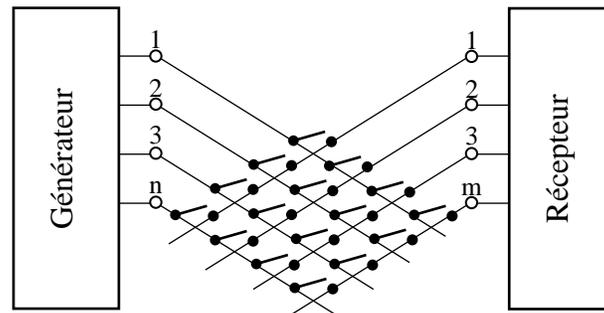


Figure 1.2: Structure générale des convertisseurs

Cette matrice comprend en principe $n \times m$ éléments. Toutefois pour certains convertisseurs, des interrupteurs sont supprimés ou réduits à une simple liaison galvanique.

1.2.2 Convertisseurs indirects:

Certains convertisseurs ne relient pas directement le générateur au récepteur: l'énergie transite par un étage intermédiaire. Dans ce cas, on trouve une cascade de convertisseurs, l'un reliant le générateur à l'étage intermédiaire, l'autre reliant cet étage au récepteur.

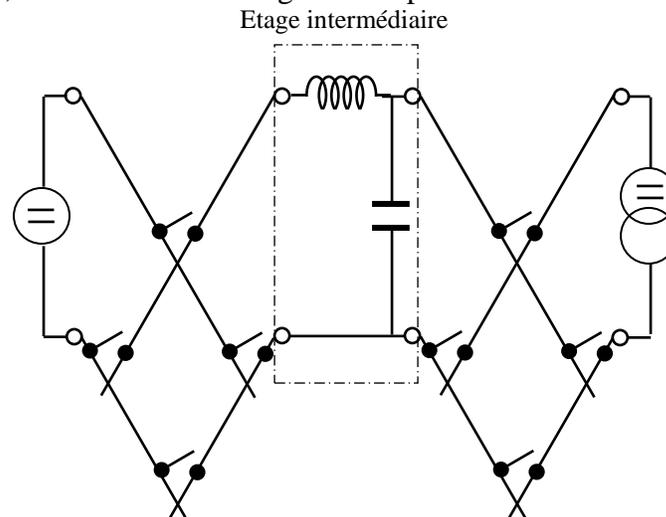


Figure 1.3: Convertisseur indirect

L'étage intermédiaire joue le rôle de récepteur vis-à-vis du premier convertisseur, de générateur vis-à-vis du deuxième. Il est généralement formé d'un ou de plusieurs éléments de stockage d'énergie (inductances et condensateurs). C'est le cas, par exemple des convertisseurs continu-continu (DC/DC), à étage intermédiaire résonnant inséré dans une cascade onduleur / redresseur.



1.3. Interrupteurs à semi-conducteurs :

Dans tous les convertisseurs d'électronique de puissance, les échanges d'énergie entre le générateur et le récepteur sont contrôlés grâce à l'évolution au cours des temps des connexions que les interrupteurs du convertisseur établissent.

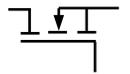
Tout changement de connexion résulte d'un changement d'état :

- fermeture (connexion de l'état OFF à l'état ON) ;
- ouverture (connexion de l'état ON à l'état OFF).

La commutation d'un semi-conducteur d'un état à l'autre peut être

- Soit commandée: et résulter d'un signal appliqué à son accès de commande
- Soit spontanée (Naturelle) : et résulter du passage par générateur de la tension à ses bornes (Fermeture spontanée) ou du passage par zéro du courant qui le traverse (ouverture spontanée).

Table.1 : les principaux interrupteurs à semi-conducteurs utilisés dans l'électronique de puissance.

Interrupteur	Symbole	caractéristiques		
		Tension	courant	fréquence
Diode (1955)		10V -10 kV	1-5000 A	-----
BJT: Bipolar junction transistor (1975)		30V-1.2 kV	0.5- 500 A	10 kHz
MOSFET: Metal oxide semiconductor field effect transistor (1976)		20-500V	0.5-50 A	1MHz
IGBT: Insulated gate bipolar transistor (1983)		600V- 2.5 kV	10- 600 A	20 kHz
SCR: Silicon controlled rectifier (thyristor) (1957)		200V-6 kV	10 A-3.5 kA	500 Hz
GTO: Gate turn-off thyristor (1962)		200V-4.5 kV	10 A-3 kA	2 kH
TRIAC (1958)		200-1kV.	2-100 A	500 Hz



1.4. Critères de choix des interrupteurs à semi-conducteurs

Le choix d'un interrupteur à semi-conducteurs pour une application particulière dépend aux critères suivants:

- la tension inverse;
- le niveau du courant;
- la fréquence de commutation;
- la vitesse de commutation;
- les pertes (par conduction et commutation);
- le mode de la commande (naturelle, semi, et totale)

1.5. Electronique de commande:

Les convertisseurs de puissance qui utilisent des semi-conducteurs de puissance commandés peuvent être soit totalement soit partiellement commandés.

Un convertisseur est totalement commandé si tous les changements d'états des interrupteurs qui le composent sont fixés par les signaux de commande à la fermeture et à l'ouverture envoyés aux semi-conducteurs (l'état des interrupteurs ne dépend pas à l'évolution des tensions et des courants à des accès).

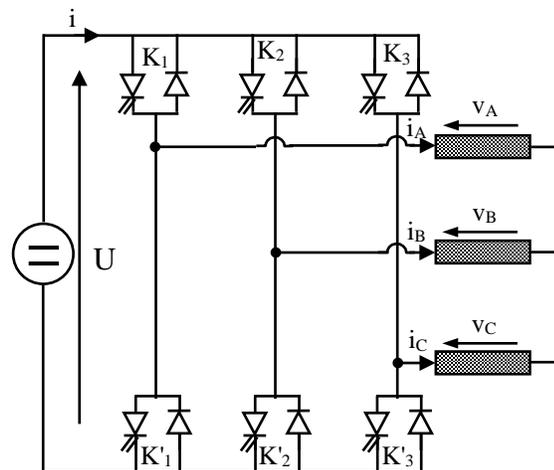


Figure 1.4: Onduleur e tension

Un convertisseur est partiellement commandé si certains changements d'état des interrupteurs se produisent sous l'évolution des tensions et les courants à ses accès (thyristor).

Pour qu'un convertisseur soit totalement commandée, il faut notamment qu'il comporte des interrupteurs à fermeture et ouverture commandée.

- Exemple: les onduleurs autonomes de tension.



1.6. Structure de la commande

La commande éloignée : génère à partir des signaux de référence ($x_{réf}$) et des mesures effectuées sur le générateur et le récepteur ($x_{mes(gé, ré)}$), des ondes de référence (x_w) qui correspondent aux tension ou aux courants qu'on veut imposer aux accès du générateur ou du récepteur.

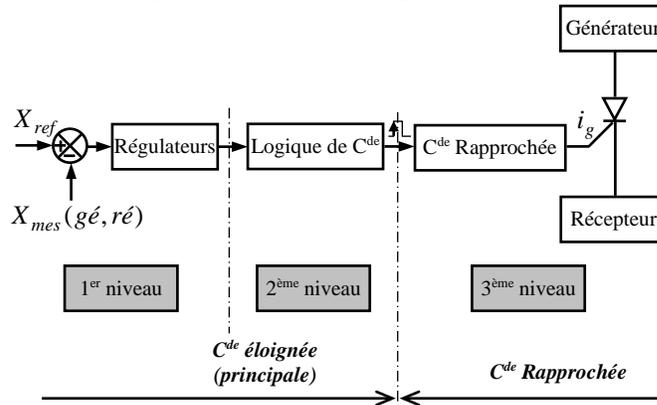


Figure 1.5: Structure de commande

La commande rapprochée détermine les instants où il faut commander l'amorçage ou le blocage des interrupteurs à semi-conducteurs à partir des ondes de référence ($x_{réf}$)

1.7 Commande rapprochée par comparaison d'ondes:

L'électronique de commande rapprochée sert à déterminer les instants des interrupteurs de commutateur où il faut envoyer ces ordres en fonction d'ondes qui correspondent généralement aux tensions ou aux courants qu'on veut imposer aux accès du récepteur.

Les techniques de la commande rapprochée sont très variées.

La technique qui consiste à comparer des ondes de références avec des ondes de modulation est la plus adaptée aux convertisseurs utilisant des interrupteurs totalement commandés.

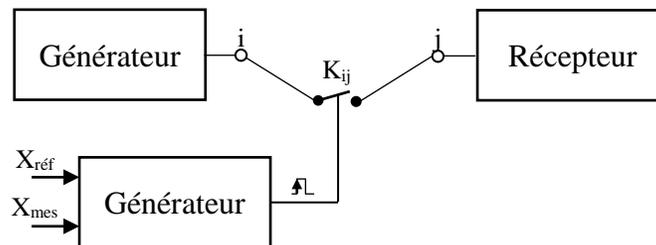


Figure 1.6: Commande rapprochée par comparaison



1.7.1. Convertisseurs utilisant des interrupteurs commandés à la fermeture:

A) Redresseurs tout thyristors

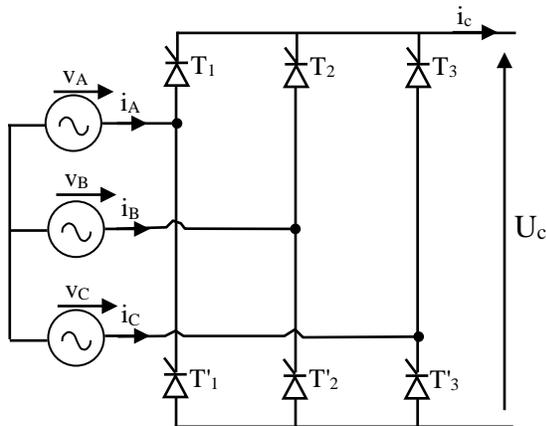


Figure 1.7: Structure du redresseur tout thyristors.

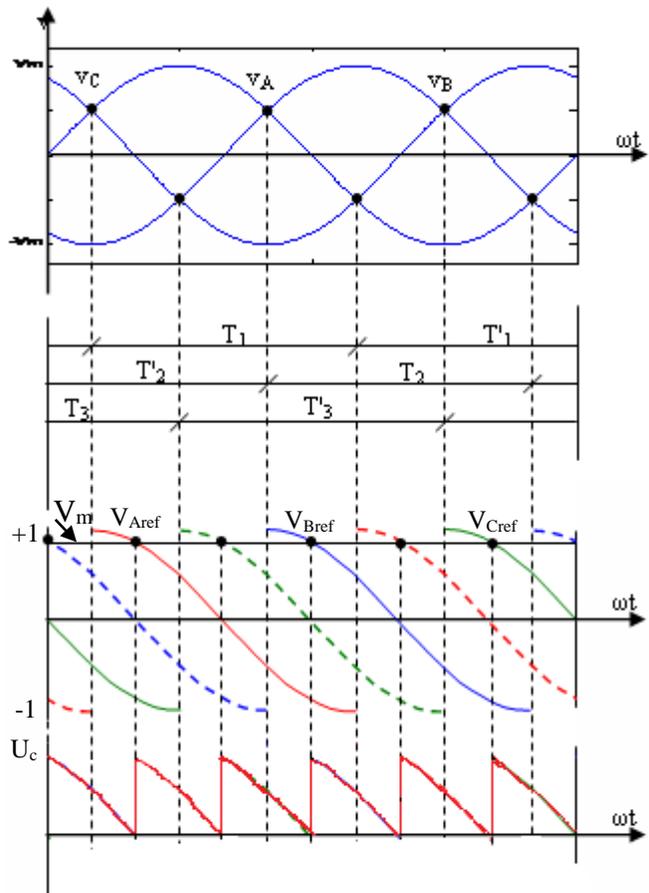


Figure 1.8: Forme d'onde.

Pour déterminer les instants de commande des thyristors, on utilise une onde de modulation V_m . cette valeur correspond à la valeur moyenne $U_{c moy}$ de U_c , tel que $-1 < V_m < +1$.

On associé en suite à chaque thyristor une onde de référence synchronisée sur son intervalle admissible d'amorçage, elle part de +1 au début de cet intervalle pour atteindre -1 à la fin de celui-ci.

On impose généralement une onde à l'onde de référence de varier suivant une cosinoïde durant cet intervalle.

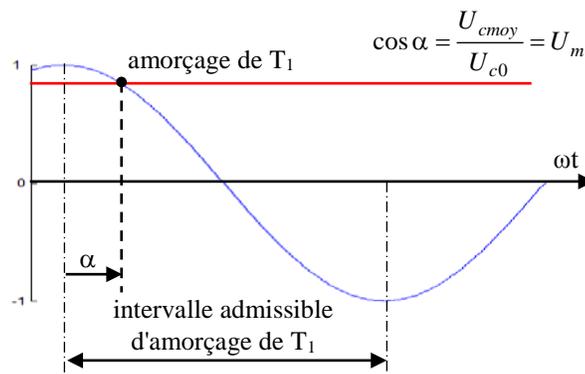


Figure 1.9: Principe de comparaison



La valeur moyenne de la tension redressée est:

$$U_{cmoy} = U_{c0} \cdot \cos \alpha = U_{c0} \cdot U_m \tag{1.1}$$

U_{c0} correspond $\alpha=0$.

$$\cos \alpha = \frac{U_{cmoy}}{U_{c0}} \begin{cases} \cos \alpha = 1 \Rightarrow \alpha = 0 \rightarrow U_{cmoy} = U_{c0} = U_m \\ \cos \alpha = 0 \Rightarrow \alpha = \frac{\pi}{2} \rightarrow U_{cmoy} = 0 = U_m \end{cases} \tag{1.2}$$

B) Gradateurs

Dans le gradateur en utilisant deux thyristors montés en tête-bêche pour concevoir un interrupteur bidirectionnel en courant et en tension totalement commandé.

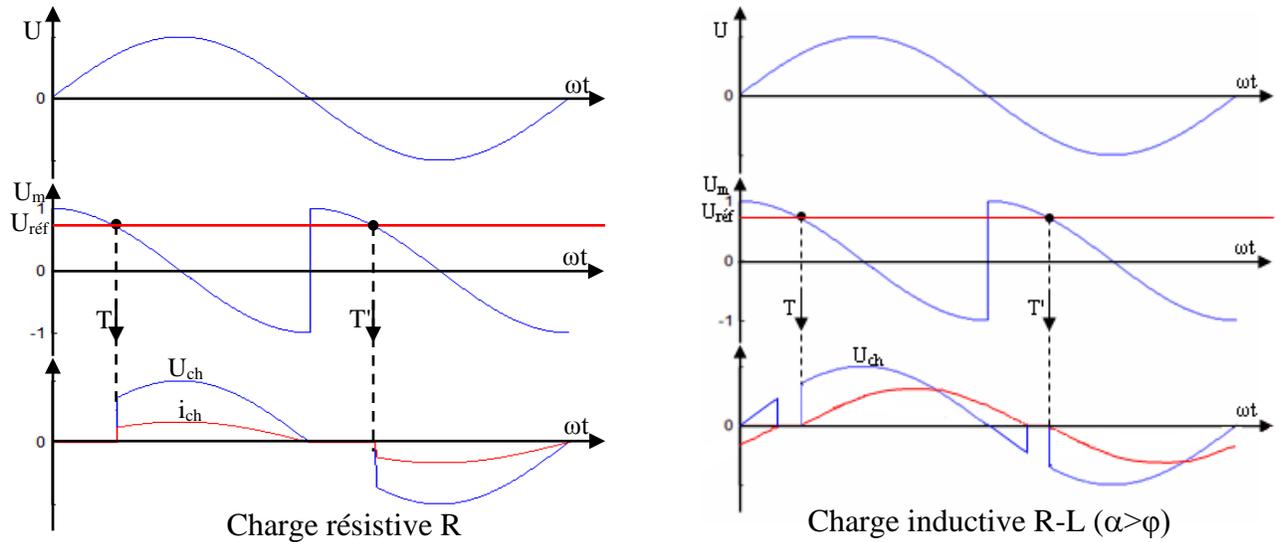
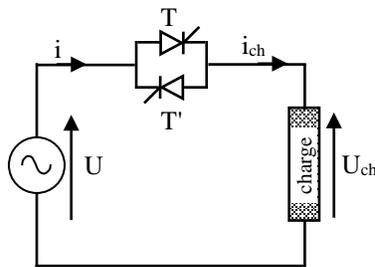


Figure 1.10: Gradateur monophasé: structure et forme d'ondes

D'après les deux figures ci-dessus, on constate que U_{ch} ne dépend pas seulement de $U_{réf}$ mais aussi de la nature de charge.



1.7.2. Convertisseurs utilisant des interrupteurs commandés totalement commandable:

A) Hacheurs

On prend comme schéma de base, pour l'étude de la commande des hacheurs directs à deux interrupteurs celui de hacheur réversible en courant.

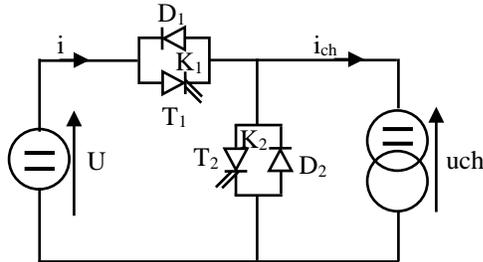


Figure 1.11: Hacheur

Principe de la commande

Si on emploie la commande complémentaire de K_1 et K_2 , il faut déterminer par période T de hachage, deux instants:

- l'instant de commutation de K_1 vers K_2 ;
- l'instant de commutation de K_2 vers K_1 .

La valeur moyenne $U_{ch\text{moy}}$ de la tension u_{ch} peut être réglée entre 0 et U , on fait donc varier

$u_{réf} = \frac{u_{ch}}{U}$ de 0 à 1. On doit donc prendre une onde de modulation allant de 0 à 1, par exemple une

onde en dents de scie.

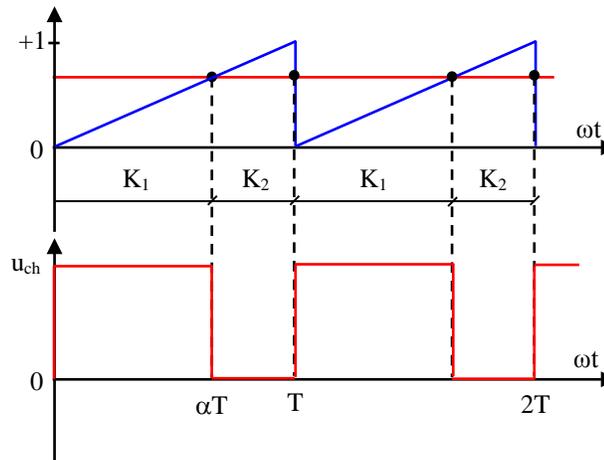


Figure 1.12: Principe de commande

Si αT est la durée des intervalles de conduction de K_1 à chaque période, on a:

$$U_{ch} = \alpha U.$$

$$U_{réf} = \frac{U_{ch}}{U} = \frac{\alpha U}{U} \Rightarrow U_{ch} = U U_{réf} \quad (1.3)$$



B) Onduleurs monophasé de tension MLI

La commande MLI des onduleurs monophasés de tension fonctionnant en modulation de largeur d'impulsions M.L.I (en anglo-saxon P.W.M, pulse width modulation).

La principale différence apportée par cette technique de commande par rapport aux techniques précédentes, est du fait qu'en régime permanent les ondes de référence ne tendent pas vers des grandeurs constantes, mais, le plus souvent vers des ondes sinusoïdales d'amplitude et de pulsation constantes.

Principe de la commande

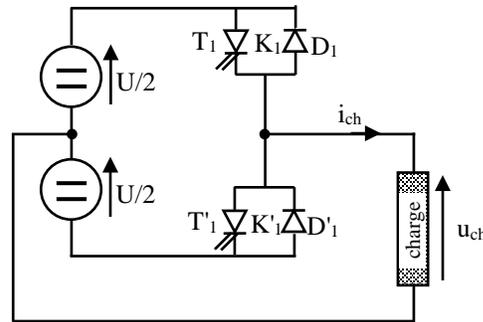


Figure 1.13: Onduleur monophasé MLI

Dans l'onduleur en demi-pont fonctionnant en MLI, on détermine les instants de commutation en comparant: une onde de référence $u_{réf}$ qui représente la tension que l'on veut trouver aux bornes de la charge avec une onde de modulation M allant de -1 à $+1$.

L'onde de modulation peut être:

a) en dents de scie:

On distingue deux types d'échantillonnage naturel et synchrone.

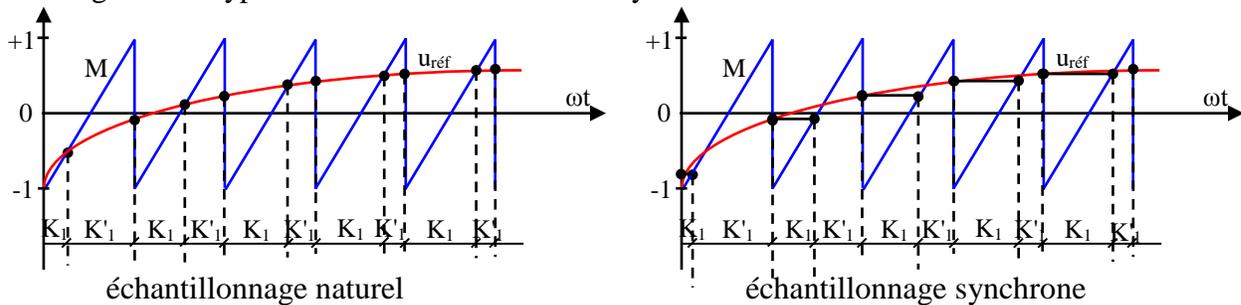


Figure 1.14: Modulation en dents de scie

b) triangulaire:

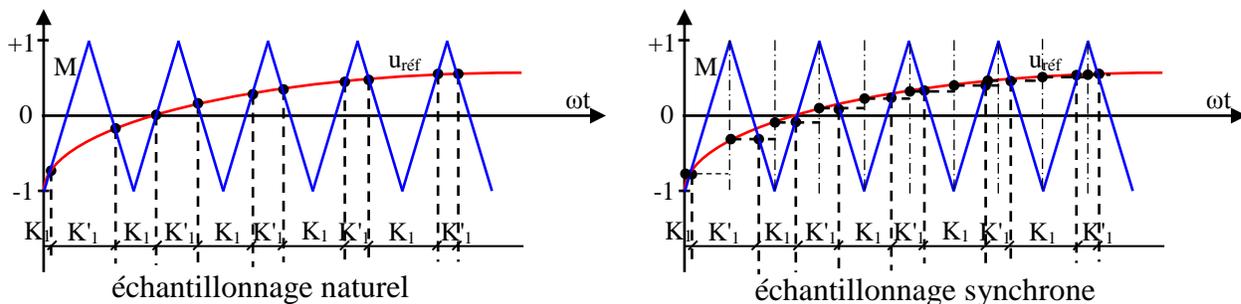


Figure 1.15: Modulation triangulaire



- La modulation triangulaire permet d'obtenir un meilleur suivi de l'onde de référence.

Caractéristique de la commande MLI:

La commande MLI est caractérisée par:

- le coefficient de réglage en tension ou en courant r ($0 < r < 1$): C'est l'amplitude de la référence;
- l'indice de modulation m : c'est le rapport de la fréquence de modulation f_m à la fréquence de référence $f_{réf}$, ou, en désignant par ω_m et $\omega_{réf}$ les pulsations correspondantes, avec:

$$m = \frac{\omega_m}{\omega_{réf}} = \frac{f_m}{f_{réf}}, \text{ tel que : } f_m > f_{réf} ;$$

- la phase de l'onde de référence φ .

Donc, on peut écrire: $u_{réf} = r \cdot \cos(\omega_{réf} \cdot t + \varphi)$

Schéma de principe de la commande MLI:

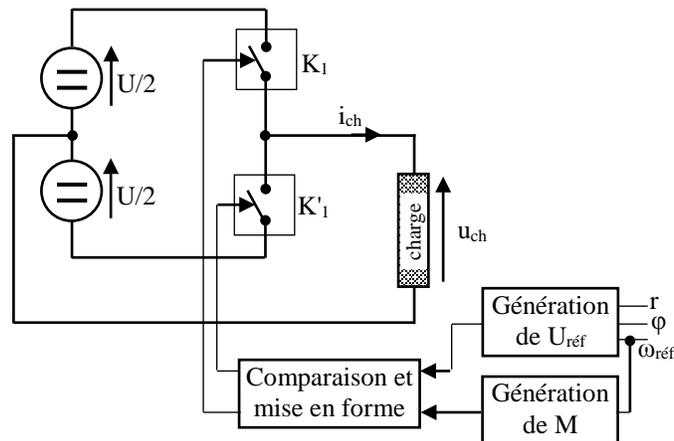


Figure 1.16: Principe de la MLI

1.8. Commande MLI

La modulation de largeur d'impulsion MLI (en anglo-saxon Pulse Width Modulation PWM), consiste à adopter une fréquence de commutation supérieure à la fréquence des gradeurs de sortie et à former chaque alternance d'une tension (ou courant) de sortie d'une succession de créneaux de largeurs convenables. Autrement dit, la MLI consiste à déterminer en temps réel les instants de fermeture et d'ouverture des interrupteurs à l'aide d'une électronique de commande analogique ou numérique ou en faisant simultanément appel à ces deux techniques.

L'objectif principal de la MLI est d'obtenir une tension ou un courant proche à la forme sinusoïdale à la sortie de l'onduleur.

1.8.1 Onduleur monophasé MLI en demi-pont de tension

L'onde de modulation de fréquence f' nettement supérieure à la fréquence de l'onde de référence f , est une onde triangulaire d'amplitude $U/2$.

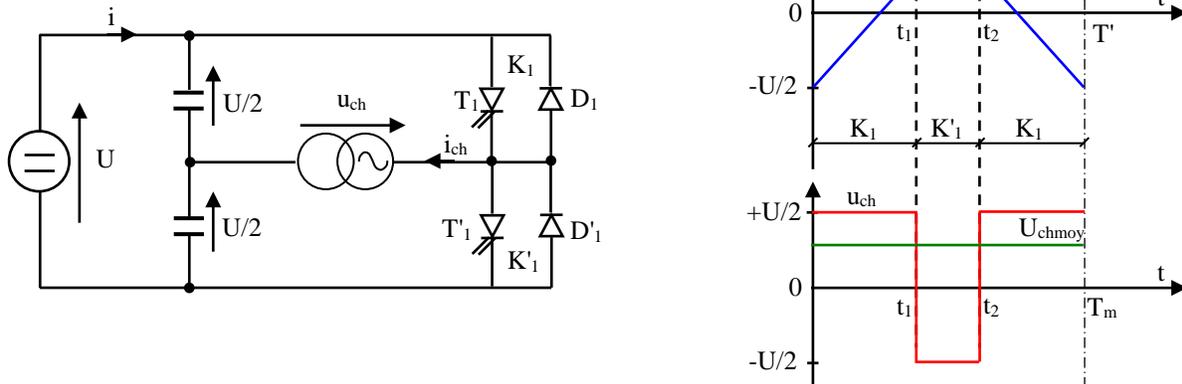


Figure 1.17: Tension moyenne d'un onduleur en demi-pont MLI

Calcul de la valeur moyenne u_{ch} pendant T_m :

Sachant que:

- la période de l'onde de modulation $T_m \ll T_c$;
- la variation de u_{ref} est négligeable ($\Delta u_{ref} \approx 0$) $\rightarrow u_{ref} = c^{te}$.

$$U_{chmoy} = \frac{1}{T_m} \left[\frac{U}{2} \cdot t_1 - \frac{U}{2} \cdot (t_2 - t_1) + \frac{U}{2} \cdot (T_m - t_2) \right] \tag{1.4}$$

Calcul de t_1 :

$$\text{à } t_1: M_{(ascendante)} = -\frac{U}{2} + 2U \cdot \frac{t_1}{T_m} = u_{ref}$$

$$\Rightarrow t_1 = \left(u_{ref} + \frac{U}{2} \right) \cdot \frac{T_m}{2U} \tag{1.5}$$

$$\text{à } t_2: M_{(descendante)} = \frac{3U}{2} - 2U \cdot \frac{t_2}{T_m} = u_{ref}$$

$$\Rightarrow t_2 = \left(-u_{ref} + \frac{3U}{2} \right) \cdot \frac{T_m}{2U} \tag{1.6}$$

On remplace t_1 et t_2 dans (1.4), on trouve:

$$U_{chmoy} = u_{ref} \tag{1.7}$$

Si la référence varie sinusoïdalement, la valeur moyenne de u_{ch} variera suivant la même loi. Donc, l'objectif de la MLI est vérifié.

1.8.2 Caractérisation de la modulation M:

Si la référence est sinusoïdale, deux paramètres caractérisent la commande:

1. **l'indice de modulation m:** c'est le rapport entre la fréquence de l'onde modulation et celle de l'onde référence (f/f);



2. le coefficient de réglage r : c'est le rapport entre l'amplitude de l'onde référence et la valeur crête $U/2$ de l'onde de modulation.

Selon l'indice de modulation on distingue deux types de modulation:

- **la modulation synchrone:** lorsque f' est un multiple entier de f (m est un nombre entier). Dans ce cas, on obtient une tension u_{ch} vraiment périodique avec une période $T=1/f$;
- **la modulation asynchrone:** lorsque f' n'est pas un multiple entier de f (m n'est pas un nombre entier).

En modulation synchrone:

- si m est impair, le développement en série de Fourier de u_{ch} ne comporte que les harmoniques impairs;
- si m est pair, le développement en série de Fourier de u_{ch} donne une composante continue, des harmoniques pairs, et des harmoniques impairs.

Par conséquent, on choisit donc des valeurs impaires de m .

Calage est optimal: lorsque M passe par un maximum ou un minimum au milieu des alternances de l'onde de référence. Dans ce cas, les alternances de u_{ch} sont symétriques par rapport à leurs milieux.

1.8.3 Tension de sortie:

- Fondamental:

Dès que m est suffisamment égal ou supérieur à 6, la fondamentale de la tension de sortie est pratiquement égal à la tension de référence et donc a pour valeur efficace: $U_{ch1} = \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot r \cdot \frac{U}{2}$

À une tension d'entrée donnée, la MLI permet de faire varier la valeur de la tension de sortie, ce qui ne permettant pas la commande en pleine onde.

Quand r va de 0 à 1, U_{ch1} va de 0 à $\frac{U}{2\sqrt{2}}$. Par conséquent la valeur maximale de U_{ch1} est inférieure à sa valeur obtenue avec la commande en pleine onde, soit:

$$U_{ch1} = \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot \frac{4}{\pi} \cdot \frac{U}{2} = \frac{\sqrt{2}}{\pi} \cdot U \quad (1.8)$$

On peut conclure également:

$$\frac{U_{ch1}(MLI)}{U_{ch1}(pleine\ onde)} = \frac{\pi}{4} = 0.7856.$$

Donc on a un déchet de tension de 21.46%

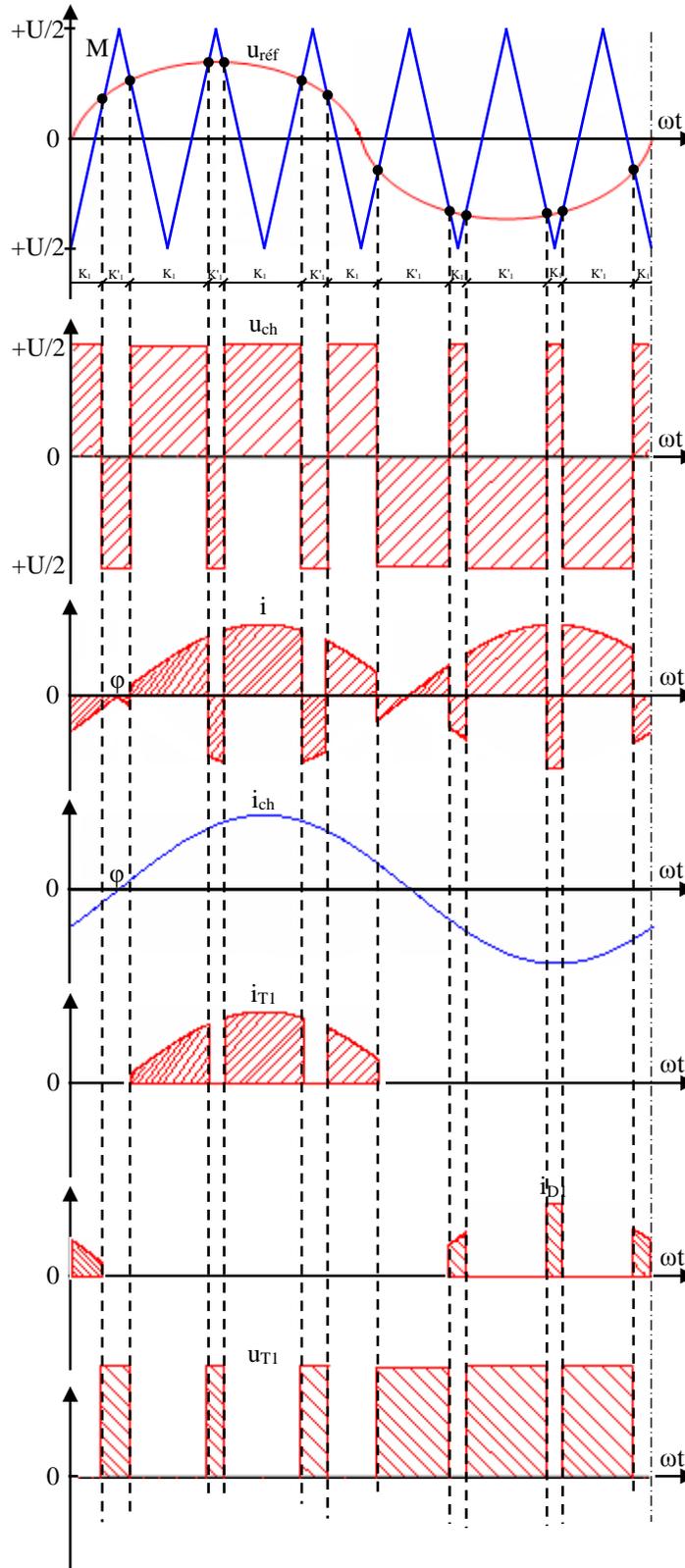


Figure 1.18: Formes d'ondes d'un onduleur en demi-pont MLI



1.8.4. Harmoniques:

En commande pleine onde, le développement en série de Fourier de u_{ch} de fréquence f comporte les harmoniques de fréquence $3f, 5f, 7f, \dots$

Donc de rang $3, 5, 7, \dots$

En MLI synchrone, le spectre d'harmoniques de u_{ch} varie avec le coefficient de réglage r et l'indice de modulation m , comme suit:

- si $r=0$, u_{ch} est formée de signaux rectangulaires jointifs de fréquence mf , comprend les harmoniques de rang $m, 3m, 5m, \dots$;
- quand r croît, la fondamentale U_{ch1} augmente, les harmoniques de rang $m, 3m, 5m, \dots$ diminuent mais il en apparaît d'autres. Ceux-ci peuvent se diviser en 3 familles:

1^{ère} Famille:

est concentrée sur la fréquence mf et comprend, outre le terme de rang m , la paire d'harmoniques de rang $m-2$ et $m+2$, la paire de rang $m-4$ et $m+4, \dots$

2^{ème} Famille:

est concentrée sur la fréquence $2mf$ et comprend la paire d'harmoniques de rang $2m-1$ et $2m+1$, la paire de rang $2m-3$ et $2m+3, \dots$

3^{ème} Famille:

est concentrée sur la fréquence $3mf$ et comprend les harmoniques de rang $3m, 3m-2$ et $3m+2, 3m-4$ et $3m+4, \dots$

Remarques:

- si m est grand, les termes des premières familles tout ou moins n'interfèrent pas. D'autre part, les harmoniques de la même paire ont la même valeur;
- lorsque l'indice de modulation est multiple de 3, le principal harmonique de rang m et les harmoniques de rang $2m-3, 2m+3$ de la 2^{ème} famille sont disparus;
- la MLI ne réduit pas le taux d'harmoniques: $\tau_n = \frac{U}{2} \sqrt{1 - \frac{r^2}{2}}$, τ_n est indépendant de m ; mais elle permet de décaler les harmoniques vers les fréquences les plus élevées, ce qui facilite leur filtrage.

Exemple: $m=15, r=0.8$

Pour chaque terme de fréquence nf on a indiqué sa valeur efficace U_{chn} rapportée à $\frac{\sqrt{2}}{\pi} U$ (valeur du fondamental en pleine onde).

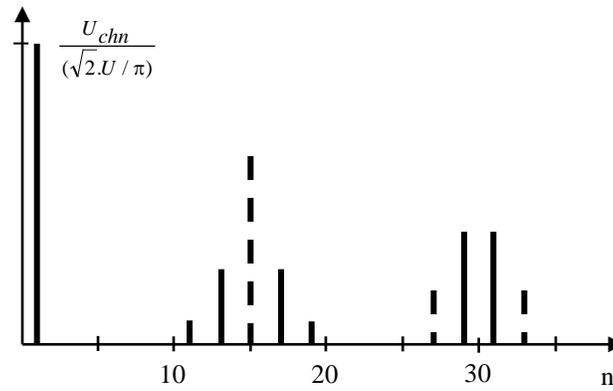


Figure 1.19: Spectre d'harmoniques

1^{ère} Famille: 15, 13, 17, 11, 19,...

2^{ème} Famille: 29, 31, 27, 33,...

Sur le spectre on a tracé en traits interrompus les harmoniques qui disparaissent.



Chapitre II:

Les onduleurs MLI triphasés

2.1 Onduleur triphasé de tension

2.1.1 Analyse et fonctionnement

- K_1 et K'_1 , K_2 et K'_2 , K_3 et K'_3 doivent être complémentaires. Ainsi que, les interrupteurs sont réversibles en courant.

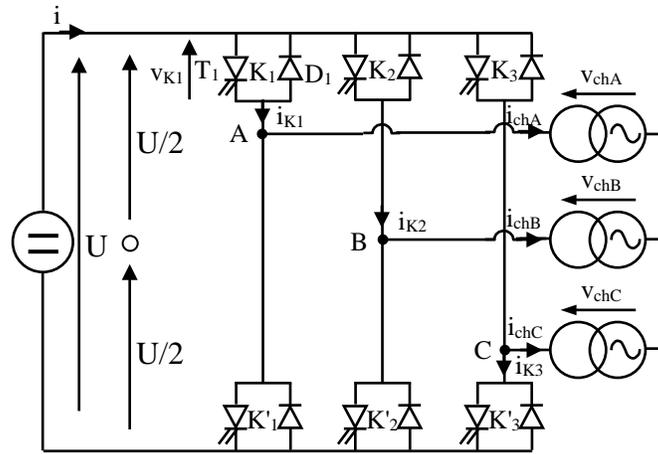


Figure 2.1: Onduleur triphasé de tension

Avec:

$$v_A - v_0 = \begin{cases} \frac{U}{2} : K_1 \text{ est F;} \\ -\frac{U}{2} : K'_1 \text{ est F.} \end{cases} \quad (2.1)$$

$$v_B - v_0 = \begin{cases} \frac{U}{2} : K_2 \text{ est F;} \\ -\frac{U}{2} : K'_2 \text{ est F.} \end{cases} \quad (2.2)$$

$$v_C - v_0 = \begin{cases} \frac{U}{2} : K_3 \text{ est F;} \\ -\frac{U}{2} : K'_3 \text{ est F.} \end{cases} \quad (2.3)$$

N.B: on désigne par 'F' lorsque l'interrupteur est fermé, et par 'O' lorsque celui-ci est ouvert.

On peut exprimer également les tensions composées aux bornes de charge comme suit:

$$v_A - v_B = v_{AB} = (v_A - v_0) - (v_B - v_0) = \begin{cases} U : K_1 \text{ est F, } K_2 \text{ est O;} \\ 0 : K_1 \text{ et } K_2 \text{ sont F;} \\ -U : K_1 \text{ est O, } K_2 \text{ est F;} \\ 0 : K_1 \text{ et } K_2 \text{ sont O.} \end{cases} \quad (2.4)$$

De même, on peut déduire les expressions de v_{BC} et v_{CA} .



D'autre part, pour une charge triphasée équilibrée, on a:

$$v_A + v_B + v_C = 0 \quad (2.5)$$

En utilisant les expressions précédentes, et on déduit les tensions simples comme suit:

$$v_A = \frac{1}{3}[(v_A - v_B) - (v_C - v_A)] = \frac{2}{3}(v_A - v_0) - \frac{1}{3}(v_B - v_0) - \frac{1}{3}(v_C - v_0) \quad (2.6)$$

$$v_B = \frac{1}{3}[(v_B - v_C) - (v_A - v_B)] = -\frac{1}{3}(v_A - v_0) + \frac{2}{3}(v_B - v_0) - \frac{1}{3}(v_C - v_0) \quad (2.7)$$

$$v_C = \frac{1}{3}[(v_C - v_A) - (v_B - v_C)] = -\frac{1}{3}(v_A - v_0) - \frac{1}{3}(v_B - v_0) + \frac{2}{3}(v_C - v_0) \quad (2.8)$$

Le courant délivré par la source est donné par:

$$i = i_{k1} + i_{k2} + i_{k3} \quad (2.9)$$

Le fonctionnement de l'onduleur triphasé de tension est projeté dans un tableau résumé, suivant:

K ₁	K ₂	K ₃	v _A - v ₀	v _B - v ₀	v _C - v ₀	v _{cA}	v _{cB}	v _{cC}	i _{k1}	i _{k2}	i _{k3}	i
F	F	F	U/2	U/2	U/2	0	0	0	i _{cA}	i _{cB}	i _{cC}	0
F	F	O	U/2	U/2	-U/2	U/3	U/3	-2U/3	i _{cA}	i _{cB}	0	- i _{cC}
F	O	F	U/2	-U/2	U/2	U/3	-2U/3	U/3	i _{cA}	0	i _{cC}	- i _{cB}
F	O	O	U/2	- U/2	- U/2	2U/3	-U/3	-U/3	i _{cA}	0	0	i _{cA}
O	F	F	-U/2	U/2	U/2	-2U/3	U/3	U/3	0	i _{cB}	i _{cC}	- i _{cA}
O	F	O	- U/2	U/2	-U/2	-U/3	2U/3	-U/3	0	i _{cB}	0	i _{cB}
O	O	F	- U/2	-U/2	U/2	U/3-	-U/3	2U/3	0	0	i _{cC}	i _{cC}
O	O	O	- U/2	- U/2	- U/2	0	0	0	0	0	0	0

2.1.2. Fonctionnement en pleine onde

La commande en pleine onde consiste à fermer chaque interrupteur pendant une demi-période (T/2) des tensions de sortie, comme suit:

$$\begin{cases} K_1 \text{ pour } 0 < \omega t < \pi \text{ et } K_2 \text{ pour } \pi < \omega t < 2\pi; \\ K_2 \text{ pour } \frac{2\pi}{3} < \omega t < \pi + \frac{2\pi}{3} \text{ et } K_3 \text{ pour } \pi + \frac{2\pi}{3} < \omega t < 2\pi + \frac{2\pi}{3}; \\ K_3 \text{ pour } \frac{4\pi}{3} < \omega t < \pi + \frac{4\pi}{3} \text{ et } K_1 \text{ pour } \pi + \frac{4\pi}{3} < \omega t < 2\pi + \frac{4\pi}{3}. \end{cases} \quad (2.10)$$

D'après le tableau résumé, on peut tracer les formes d'ondes. Les tensions de sortie v_{chA}, v_{chB} et v_{chC} ont pour valeur efficace de leur fondamental est:

$$V_{chl} = \frac{\sqrt{2}}{\pi} U \quad (2.11)$$

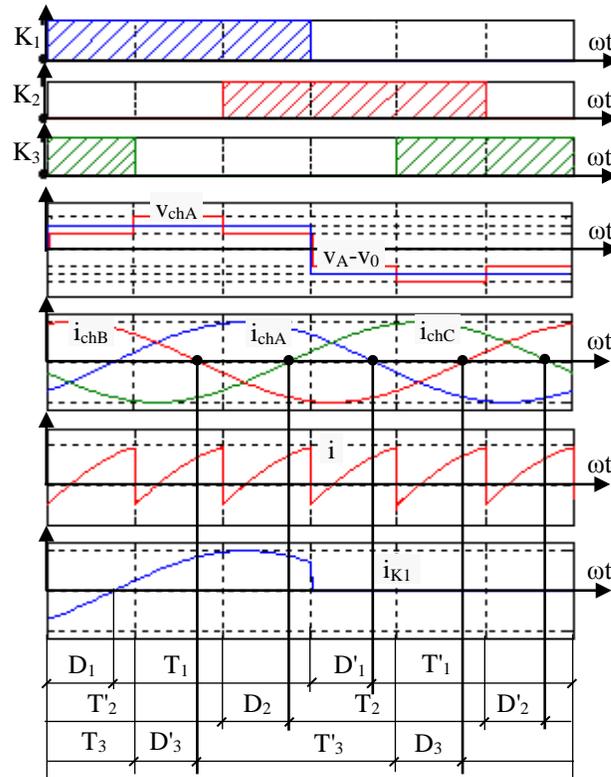


Figure 2.2: Forme d'ondes en pleine onde

2.1.3. Fonctionnement en MLI

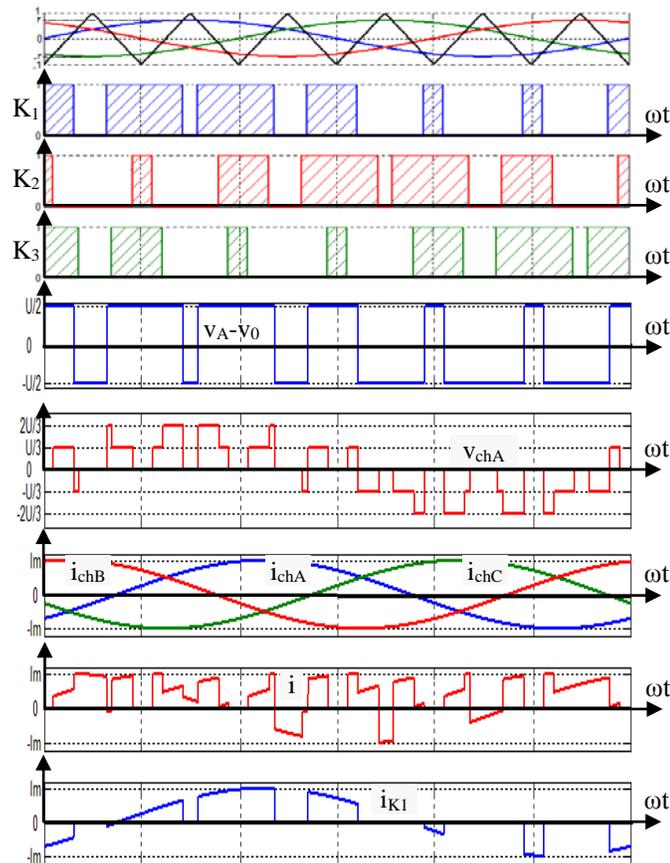


Figure 2.3: Forme d'ondes en MLI



Si la modulation est synchrone, on choisit un indice de modulation multiple de 3, soit $m=6$.

Les formes d'ondes sont déduites à l'aide du tableau résumé en utilisant le chronomètre de fermeture des interrupteurs K_1 , K_2 et K_3

2. 2. Onduleur triphasé de courant

2.2.1. Analyse et fonctionnement

- L'onduleur de courant triphasé est placé entre une source de courant continu supposée parfaite; donc débutant un courant constant, et une source de tension alternative triphasée supposée parfaite; donc présentant des tensions v_{chA} , v_{chB} , v_{chC} formant un système triphasé sinusoïdale équilibré.
- Les interrupteurs K_1 , K_2 , K_3 d'une part, et $K'1$, $K'2$, $K'3$ d'autre part doivent être complémentaires, pour que la source du courant ne soit jamais en circuit ouvert et la source de tension ne soit jamais mise en court-circuit. Ainsi que, les interrupteurs sont réversibles en tension.

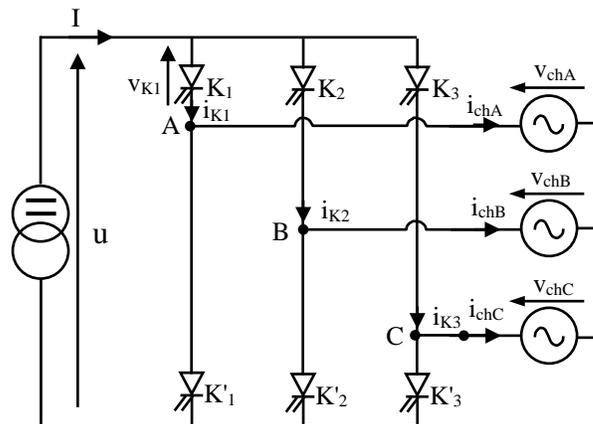


Figure 2.4: Onduleur triphasé de courant

fermés		i_{cA}	i_{cB}	i_{cC}	v_{K1}	v_{K2}	v_{K3}	$v_{K1'}$	$v_{K2'}$	$v_{K3'}$	u
K_1	K_1'	0	0	0	0	$v_{cA} - v_{cB}$	$v_{cA} - v_{cC}$	0	$v_{cB} - v_{cA}$	$v_{cC} - v_{cA}$	0
K_1	K_2'	I	-I	0	0	$v_{cA} - v_{cB}$	$v_{cA} - v_{cC}$	$v_{cA} - v_{cB}$	0	$v_{cC} - v_{cB}$	$v_{cA} - v_{cB}$
K_1	K_3'	I	0	-I	0	$v_{cA} - v_{cB}$	$v_{cA} - v_{cC}$	$v_{cA} - v_{cC}$	$v_{cB} - v_{cC}$	0	$v_{cA} - v_{cC}$
K_2	K_1'	-I	I	0	$v_{cB} - v_{cA}$	0	$v_{cB} - v_{cC}$	0	$v_{cB} - v_{cA}$	$v_{cC} - v_{cA}$	$v_{cB} - v_{cA}$
K_2	K_2'	0	0	0	$v_{cB} - v_{cA}$	0	$v_{cB} - v_{cC}$	$v_{cA} - v_{cB}$	0	$v_{cC} - v_{cB}$	0
K_2	K_3'	0	I	-I	$v_{cB} - v_{cA}$	0	$v_{cB} - v_{cC}$	$v_{cA} - v_{cC}$	$v_{cB} - v_{cC}$	0	$v_{cB} - v_{cC}$
K_3	K_1'	-I	0	I	$v_{cC} - v_{cA}$	$v_{cC} - v_{cB}$	0	0	$v_{cB} - v_{cA}$	$v_{cC} - v_{cA}$	$v_{cC} - v_{cA}$
K_3	K_2'	0	-I	I	$v_{cC} - v_{cA}$	$v_{cC} - v_{cB}$	0	$v_{cA} - v_{cB}$	0	$v_{cC} - v_{cB}$	$v_{cC} - v_{cB}$
K_3	K_3'	0	0	0	$v_{cC} - v_{cA}$	$v_{cC} - v_{cB}$	0	$v_{cA} - v_{cC}$	$v_{cB} - v_{cC}$	0	0



$\left. \begin{matrix} K_1, K_2, K_3 \\ K'_1, K'_2, K'_3 \end{matrix} \right\}$: complémentaires \Rightarrow il y a 9 configurations possibles.

L'ensemble des relations est regroupé dans un tableau résumé. Pour résumé, on a indiqué que les 2 interrupteurs fermés, alors les autres étant ouverts.

2.2.2. Fonctionnement en pleine onde

La commande en pleine onde consiste à fermer chaque interrupteur pendant un tiers de période (T) des courants de sortie, comme suit:

$$\left\{ \begin{matrix} K_1 \text{ pour } 0 < \omega t < \frac{2\pi}{3} \text{ et } K'_1 \text{ pour } \pi < \omega t < \frac{2\pi}{3} + \pi; \\ K_2 \text{ pour } \frac{2\pi}{3} < \omega t < \frac{4\pi}{3} \text{ et } K'_2 \text{ pour } \pi + \frac{2\pi}{3} < \omega t < \pi + \frac{4\pi}{3}; \\ K_3 \text{ pour } \frac{4\pi}{3} < \omega t < 2\pi \text{ et } K'_3 \text{ pour } \pi + \frac{4\pi}{3} < \omega t < 3\pi. \end{matrix} \right. \quad (2.12)$$

D'après le tableau résumé, on peut tracer les formes d'ondes.

La valeur efficace des courants de sortie i_{chA} , i_{chB} et i_{chC} est:

$$I_{chl} = \frac{\sqrt{6}}{\pi} I \quad (2.13)$$

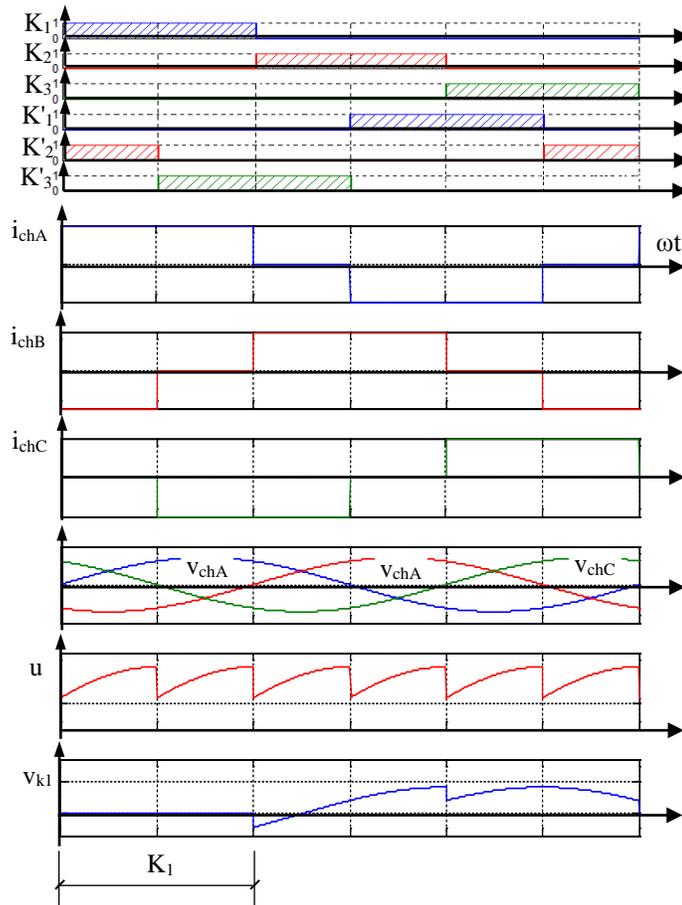


Figure 2.5: Forme d'ondes en pleine onde



2.2.3. Fonctionnement en MLI

$$\begin{cases} i_{Aref} = r.I.\sin(\omega t) \\ i_{Bref} = r.I.\sin(\omega t - \frac{2\pi}{3}) \\ i_{Cref} = r.I.\sin(\omega t + \frac{2\pi}{3}) \end{cases} \quad (2.14)$$

Où r est le coefficient de réglage en courant.

Parmi les diverses techniques de modulation, l'une des plus utilisées découle du principe indiqué par **T. ONISHI** et **K. OKITSU**.

Puisque $i_{chA} + i_{chB} + i_{chC} = 0$, il suffit d'approximer deux courants. Dans ce cas, on utilise deux ondes de modulation M_1 et M_2 unidirectionnelles d'amplitude I , décalées entre elles de moitié de leurs périodes.

On divise la période T des courants de sortie en 6 sixièmes:

- Pendant le premier sixième de période, la comparaison de i_{Aref} avec M_1 détermine les intervalles de fermeture de K_1 . Ainsi que, la comparaison de i_{Cref} avec M_2 détermine les intervalles de fermeture de K_3 . K_2 est fermé quand K_1 et K_3 sont ouverts. D'autre part, K'_2 fonctionne en permanence.
- Pendant le deuxième sixième de période, la comparaison de $-i_{Bref}$ avec M_1 détermine les intervalles de fermeture de K'_2 . Ainsi que, la comparaison de $-i_{Cref}$ avec M_2 détermine les intervalles de fermeture de K'_3 . K'_1 est fermé quand K'_2 et K'_3 sont ouverts. D'autre part, K_1 fonctionne en permanence.

De la même manière en déterminant la commande des interrupteurs dans les autres sixièmes de périodes. Ainsi que, les formes d'ondes sont déduites à l'aide du tableau résumé en utilisant le chronomètre de fermeture des interrupteurs, obtenu par la méthode précédente.

La fondamentale des courants de sortie a pour valeur:

$$I_{chl} = r \cdot \frac{I}{\sqrt{2}} \quad (2.15)$$

La comparaison de cette valeur avec celle obtenue par la commande en pleine onde $I \cdot \frac{\sqrt{6}}{\pi}$, montre qu'on a un déchet de courant de 9.3 %.

Dans ce cas, les courants de sortie contiennent tous les harmoniques impairs sauf ceux de rang 3 et multiple de 3. ces harmoniques se regroupent en familles suivantes:

- 1^{ère} famille: les harmoniques de rang $m-2$ et $m+2$, $m-4$ et $m+4$,...ect.
- 2^{ème} famille: ceux de rang $2m-1$ et $2m+1$, $2m-3$ et $2m+3$,...ect.

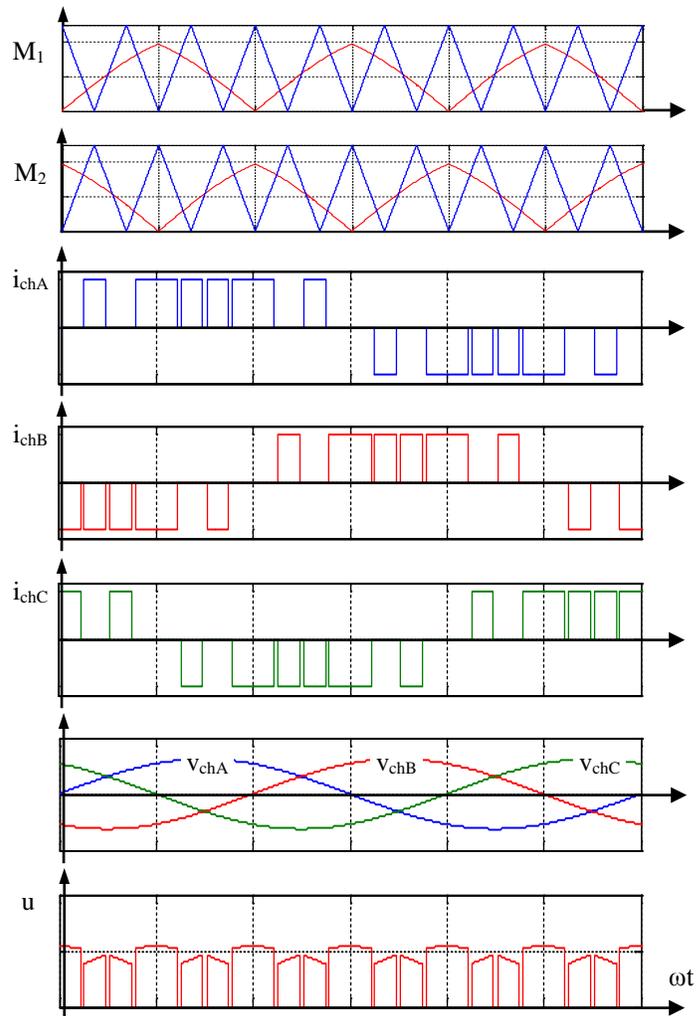


Figure 2.6: Forme d'ondes en MLI



Chapitre III:

Les Redresseurs MLI triphasés

Les redresseurs MLI sont finalement des onduleurs (même structure, même techniques e commandes adoptées) utilisés "à l'envers" qui permettent de produire une tension continue à partir d'un réseau alternatif (comme un redresseur à diode muni d'un filtre) mais en absorbant sur le dit réseau des courants sinusoïdaux, à facteur de puissance unitaire.

Ils sont entièrement réversibles. La contrainte de commande sera donc d'imposer que Q et les harmoniques de courants absorbées par l'onduleur soient nuls.

Par conséquent, le réseau impose la fréquence de référence d'une part et d'autre part la fréquence de modulation doit être multiple de 3 de la fréquence de référence, comme nous l'avons déjà souligné. Ainsi que, on rend le facteur de puissance du fondamental ($\cos\varphi=1$) égal à l'unité, par le calage de la référence. En outre, on déplace les harmoniques des courants d'entrée vers les hautes fréquences par la modulation.

3.1. Redresseur MLI de courant triphasé:

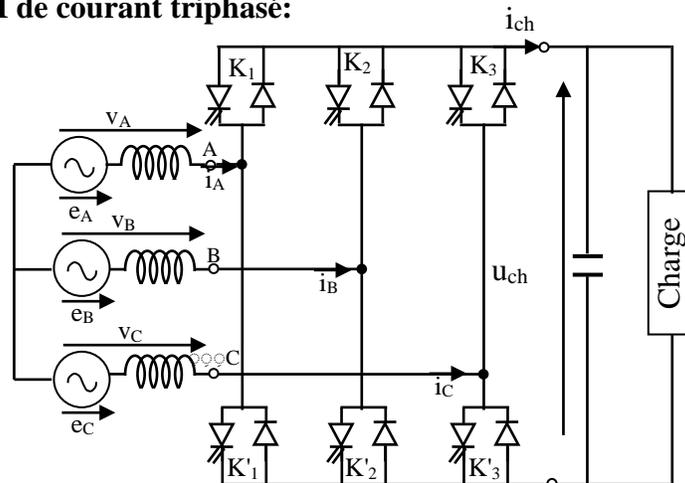


Figure 3.7: Redresseur triphasé de courant

Un redresseur MLI de courant alimenté par une source triphasée de courants sinusoïdaux, débitant sur une source de tension continue, a la même structure et la même technique de commande qu'un onduleur de tension triphasé.

On ajoute une inductance supplémentaire à celle de réseau, afin d'assurer le comportement d'une source de courant à l'entrée du redresseur d'une part, et d'autre part on délivre une capacité entre les bornes de sortie afin d'assurer le comportement d'une source de tension dans la sortie ($\Delta u \rightarrow 0$).

On utilise comme cellule de commutation dans les redresseurs MLI, le GTO asymétrique ou l'IGBT avec une diode parallèle inverse.



3.1.1. Forme d'ondes

Pour $m=9$, et en tenant compte les hypothèses simplificatrices suivantes:

- la source de courants est parfaite (i_A, i_B, i_C sont sinusoïdaux);
- la charge comporte comme une source de tension parfaite ($\Delta u_c \rightarrow 0$);
- les courants d'entrés sont en phase avec les f.e.ms du réseau;
- les interrupteurs sont idéaux.

D'après les intervalles de fermeture des interrupteurs, on déduit la forme d'onde de la tension v_A et le courant de sortie i_c en utilisant le tableau résumé obtenu pour l'onduleur de tension.

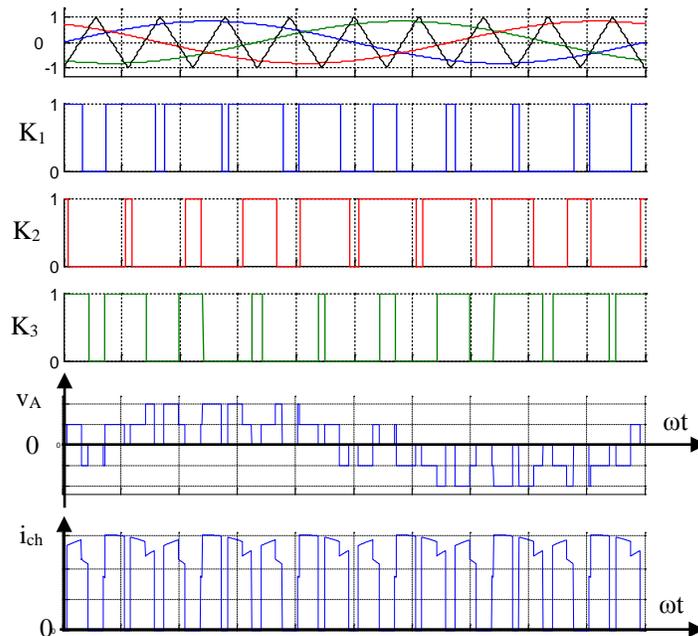


Figure 3.8: Forme d'ondes

3.1.2. Rapport des tensions d'entrée et de sortie

- Si on néglige l'ondulation de la tension de sortie, $u_c = U_c$;
- Si l'indice de modulation est suffisant $m \geq 6$, le fondamental des tensions alternatives a une amplitude pratiquement égale à celle de la référence. Donc, la valeur efficace V_1 du fondamental des tensions v_A, v_B, v_C a pour valeur:

$$V_1 = \frac{1}{2\sqrt{2}} r U_c \Rightarrow U_c = \frac{2\sqrt{2}}{r} U_1 \tag{3.1}$$

Avec: $0 \leq r \leq 1$

Par conséquent: $U_c > V_1$, ce qui implique que le redresseur MLI de courant se comporte comme un élévateur de tension continu



3.1.3. Qualité des courants du coté réseau

Les formes d'ondes et les harmoniques des tensions v_A , v_B , v_C sont les mêmes que ceux obtenus dans le cas de l'onduleur MLI de tension.

D'après le schéma de principe indiqué auparavant et quant tenant la phase A, on peut écrire:

$$L \frac{di_A}{dt} = e_A - v_A \quad (3.2)$$

Donc, les harmoniques des courant du coté réseau sont directement liés à ceux es tensions v_A , v_B , v_C . Autrement dit l'harmonique de rang n des courants a pour valeur efficace:

$$I_n = \frac{V_n}{L.n.\omega} \quad (3.3)$$

Par conséquent, pour réduire les harmoniques des courants, il faut adopter un indice de modulation m suffisamment grand afin de repousser les premiers harmoniques des tensions ayant des valeurs notable vers des fréquences suffisamment élevée. D'autre part, il faut insérer une inductance L d'entrée d'une valeur suffisante.

3.2. Redresseur MLI de tension triphasé

Un redresseur MLI de tension, est alimenté par une source triphasé de tensions sinusoïdales et débitant sur une charge se comporte comme une source de courant continue. Il a une structure et une technique de commande identique qu'un onduleur de courant.

- On délivre entre les ces bornes d'entrée, des condensateurs de manière à retrouver le caractère d'une source de tension.
- D'autre part, on ajoute une inductance de lissage ($\Delta i_c \rightarrow 0$).

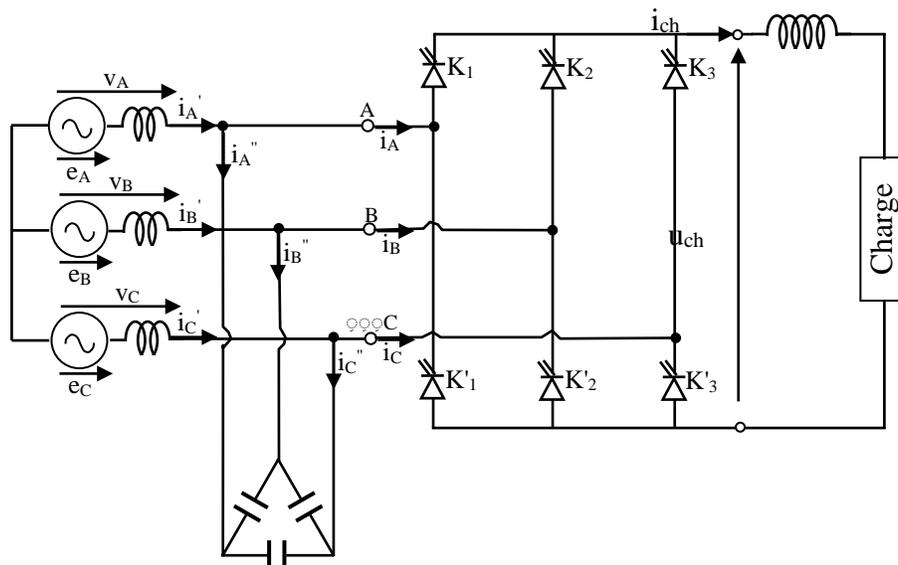


Figure 3.9: Onduleur triphasé de courant



3.2.1. Forme d'ondes

On suppose que:

- Le convertisseur est placé entre deux sources parfaites;
- La tension $I_c=C^{te}$ ($\Delta i_c \rightarrow 0$);
- Les tensions à l'entrée du convertisseur v_A, v_B, v_C sont sinusoïdales;

Dans ces conditions, on utilise la technique adoptée pour l'onduleur de courant et le tableau résume de son fonctionnement afin de déduire les intervalles de fermeture des intercepteurs et pour tracer les formes d'ondes.

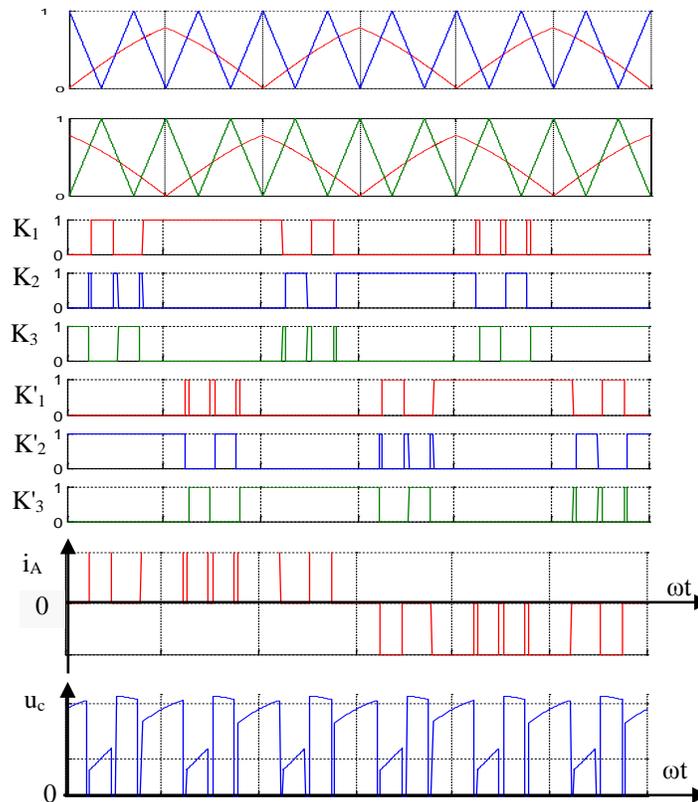


Figure 3.10: Forme d'ondes

3.2.2. Tension redressée

On considère que les valeurs efficaces des fondamentaux des grandeurs du coté alternatif.

$$\begin{aligned} \bar{E} &= \bar{V}_1 + jL\omega\bar{I}_1'' \\ \bar{I}_1'' &= \bar{I}_1 + \bar{I}_1' \text{ et } \bar{I}_1 = j.C.\bar{V}_1 \end{aligned} \tag{3.4}$$

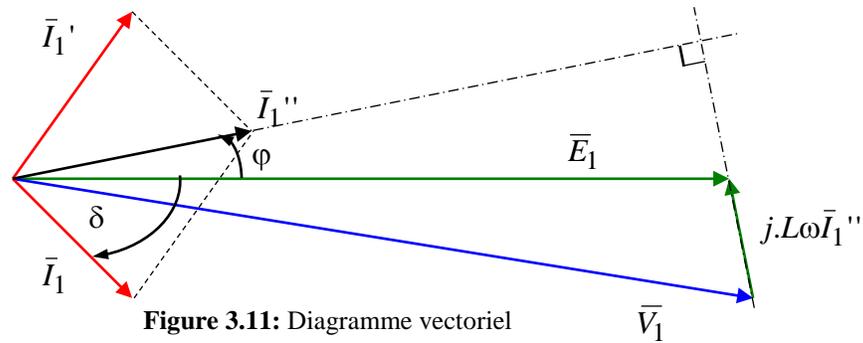


Figure 3.11: Diagramme vectoriel

D'après (3.4), on a:

$$\bar{I}_1'' = \frac{1}{1 - LC\omega^2} (\bar{I}_1' + jC\omega\bar{E}) \quad (3.5)$$

D'après le diagramme vectoriel, on déduit:

$$\begin{cases} \bar{I}_1'' \cos \varphi = \frac{1}{1 - LC\omega^2} \bar{I}_1 \cos \delta \\ \bar{I}_1'' \sin \varphi = \frac{1}{1 - LC\omega^2} (C\omega\bar{E} - \bar{I}_1 \sin \delta) \end{cases} \quad (3.6)$$

Si l'indice de modulation est suffisant grand, on peut écrire:

$$\bar{I}_1 = r \cdot \frac{I_{ch}}{\sqrt{2}} \quad (3.7)$$

L'expression (3.6), devient:

$$\begin{cases} \bar{I}_1'' \cos \varphi = \frac{1}{1 - LC\omega^2} r \cdot \frac{I_{ch}}{\sqrt{2}} \cos \delta \\ \bar{I}_1'' \sin \varphi = \frac{1}{1 - LC\omega^2} (C\omega\bar{E} - r \cdot \frac{I_{ch}}{\sqrt{2}} \sin \delta) \end{cases} \quad (3.8)$$

Si en tenant compte la conservation de la puissance, on a:

$$U_{ch} I_{ch} = 3\bar{E}\bar{I}_1'' \cos \varphi \quad (3.9)$$

En tenant compte (3.9) et (3.8), donc on peut déduire:

$$U_{ch} = \frac{3}{\sqrt{2}} \frac{E}{(1 - LC\omega^2)} \cdot r \cdot \cos \delta \quad (3.10)$$

D'après l'expression (3.10), on constate que:

Le redresseur MLI de tension fonctionne en abaisseur de tension.



3.3. Commande en boucle fermée du redresseur de courant MLI

Le principe de base de commande en boucle fermée du redresseur de tension consiste à comparer la tension continue mesurée à une référence U_{ref} . L'erreur de cette comparaison est utilisé afin de générer les signaux de commande pour les six interrupteurs du redresseur.

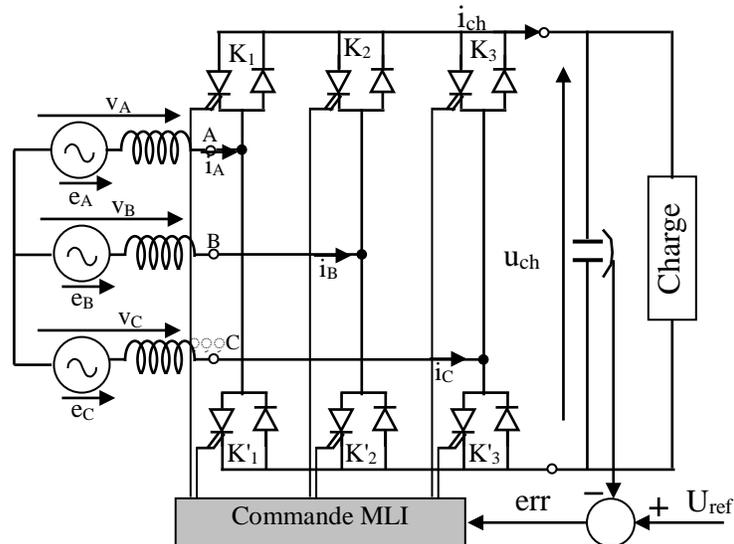


Figure 3.12: Commande MLI en boucle fermée

3.4. Domaine d'application des redresseurs MLI

Les redresseurs MLI offre des nombreux avantages surtout en ce qui concerne la gamme de variation des grandeurs continues de sortie (tension ou courant), ainsi que ils ont permet de déplacer les harmoniques vers les hautes fréquences ce qui facilite leur filtrage. De plus, elle a un comportement souple à la commande, ce qui lui permet de trouver un domaine d'application très vaste. En général, les redresseurs MLI sont associés par les onduleurs MLI avec un bus continu afin de concevoir un convertisseur indirect de puissance AC/AC avec des grandeurs de sortie (tension ou courant) variables en fréquence et en amplitude. Par conséquent, ils peuvent être utilisés dans des applications spécifiques, comme dans les systèmes de génération de l'énergie électrique à partir des puissances éolienne (figure 3.13) et hydraulique, dans les systèmes d'entraînement (figure 3.14), ainsi que dans les systèmes de transport de l'énergie électrique en courant continu à haute tension (HVDC), figure 3.15.

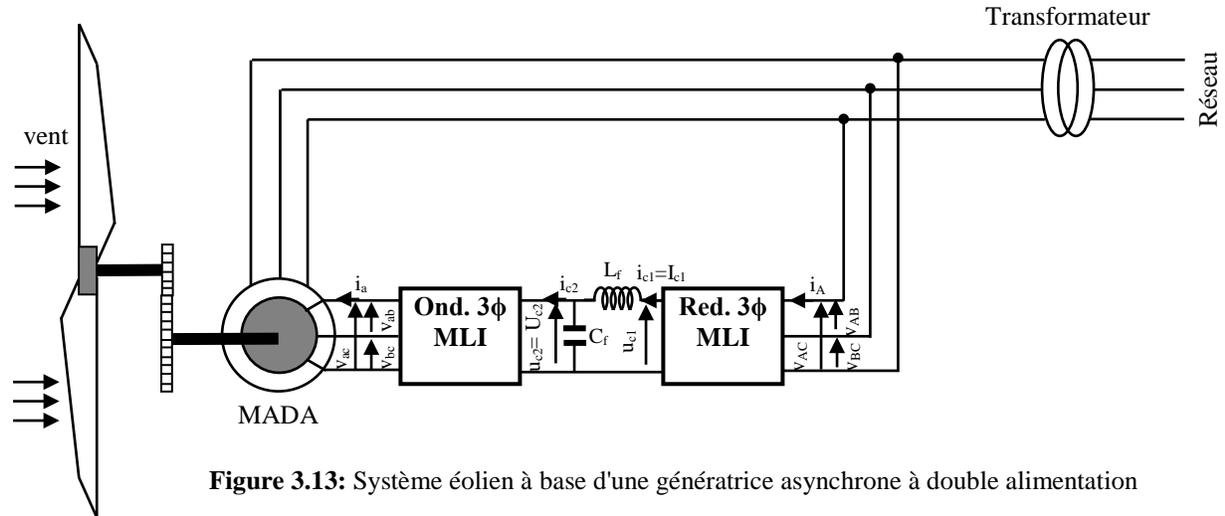


Figure 3.13: Système éolien à base d'une génératrice asynchrone à double alimentation

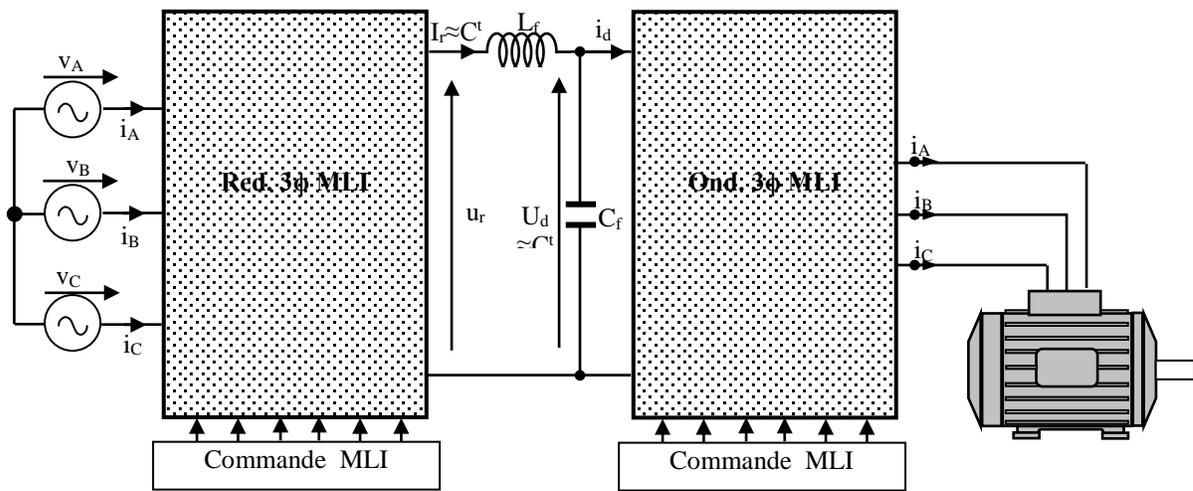


Figure 3.14: Système d'entraînement à vitesse variable

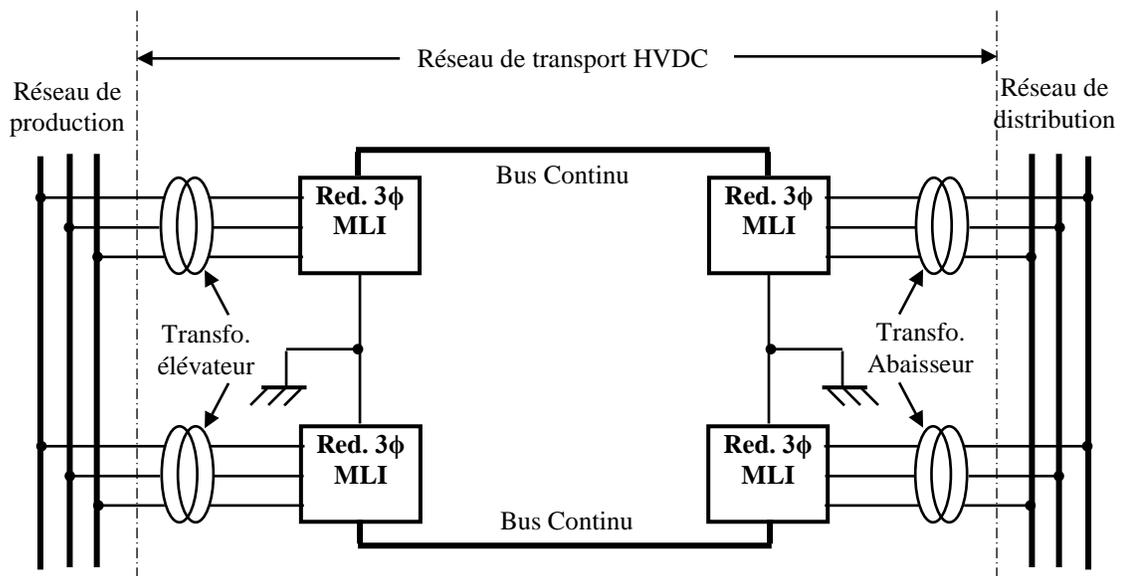


Figure 3.15: Système de transport en courant continu à haute tension HVDC.



Chapitre IV:

Les onduleurs multi-niveaux

Dans le domaine des onduleurs de nouvelles topologies sont apparues au cours des dernières années. L'onduleur multi-niveaux consiste à associer de plusieurs cellules de commutation en série, afin de concevoir une tension de sortie à plusieurs niveaux.

4.1. Avantages:

En général, ce type de convertisseurs offre les deux principaux avantages suivants:

- La tension de sortie supérieure à la tenue en tension de chaque interrupteur ($V_s = N_p \cdot V_{kmax}$), ce qui permet l'utilisation de ce type des onduleurs dans des applications de très forte puissance et à haute tension (filtrage actif réseau HT, traction électrique, etc.);
- la forme d'onde de la tension de sortie est proche à la forme sinusoïdale, ce qui permet également de réduire le taux d'harmoniques.

4.2. Inconvénients:

Malgré ces avantages considérables de ce type de convertisseurs, il faut toutefois souligner que le nombre considérable des intercepteurs à semi-conducteur utilisés dans ce cas, provoque les inconvénients suivants:

- son coût élevé ;
- présente des pertes (commutation et conduction) considérable;
- sa technique de commande devient très compliquée.

Dans la littérature, on trouve plusieurs investigations sur les différentes topologies des onduleurs multi-niveaux.

4.3. Onduleur multi-niveaux en cascade (multi-sources)

La structure de base d'un onduleur multi-niveaux monophasé en cascade consiste à combiner $(N-1)/2$ cellules d'onduleur à trois niveaux galvaniquement isolées afin de construire une tension de sortie à N niveaux de tension. Dans ce cas, les interrupteurs à semi-conducteurs sont dimensionnés pour $V_s/(N-1)/2$.

Chaque cellule d'onduleur produise une tension de sortie à trois niveaux avec une largeur définie par la commande de ces interrupteurs. Donc, la tension à la sortie du convertisseur est la somme des tensions produisent par les cellules.

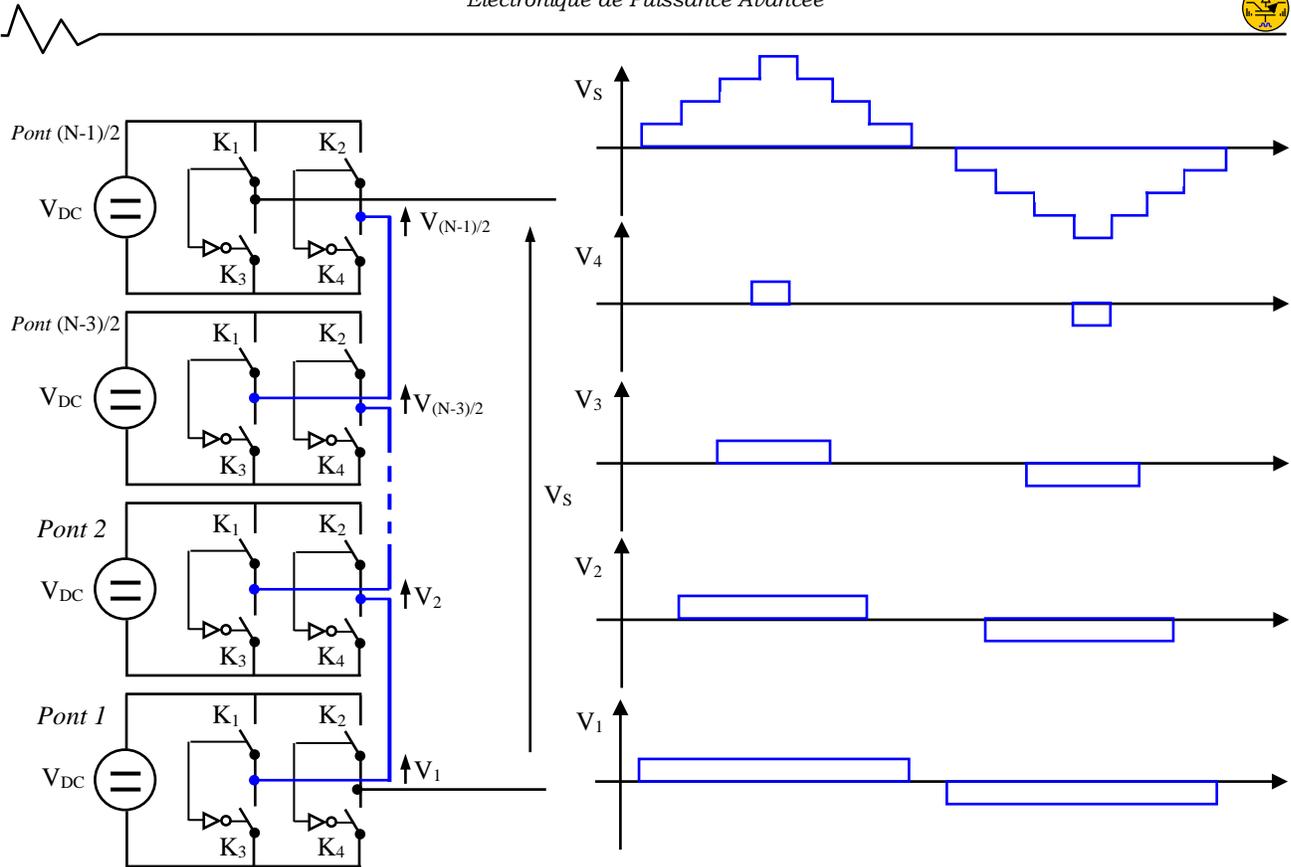


Figure 4.1: Structure en cascade

Exemple:

Pour un onduleur à cinq niveaux (N=5):

Nombre des ponts: $N_p = (N-1)/2 = 2$.

La tenue en tension de chaque interrupteur: $V_K = V_{DC} = V_s/2 = V_s/N_p$

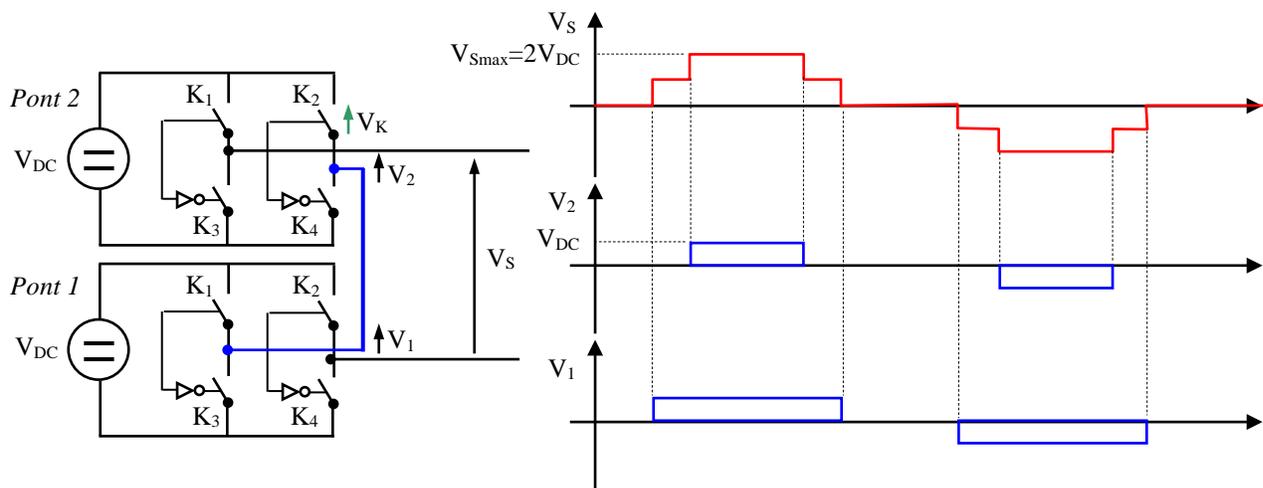


Figure 4.2: Onduleur monophasé à 5 niveaux de tension



4.4. Onduleur multi-niveaux polygonal (seule source)

Vu que, la structure précédente utilise plusieurs sources de tension continue électriquement isolées, et ceci constitué son inconvénient majeur et pour éviter ce problème une autre structure est possible, dans laquelle les tensions secondaires sont mises en série par des transformateurs.

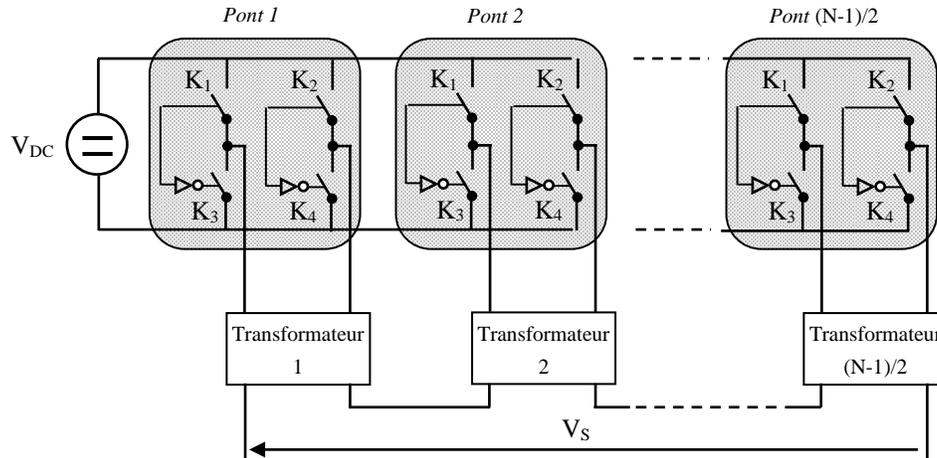


Figure 4.3: Structure polygonale

L'intérêt des onduleurs multi-niveaux réside dans la modularité, les inconvénients résident dans le transformateur de sortie pour la structure polygonale, mais celui-ci peut être dimensionné pour une fréquence de découpage élevée et dans celui d'entrée pour la structure en cascade. Ce transformateur est dimensionné pour les composantes BF des fréquences d'entrée (structure cascade) ou de sortie (structure polygone).

4.5. Onduleur multi-niveaux NPC

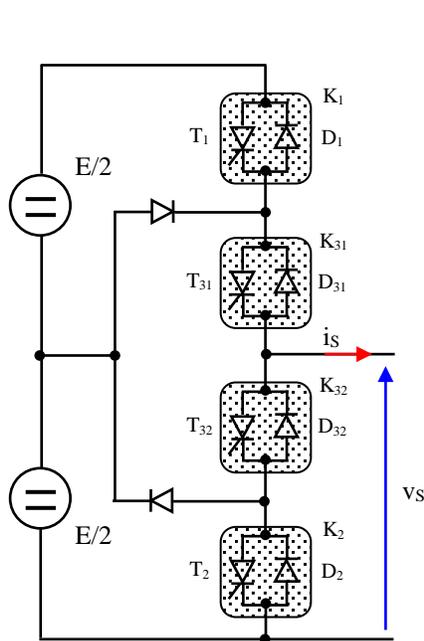


Figure 4.4: Bras d'un onduleur NPC

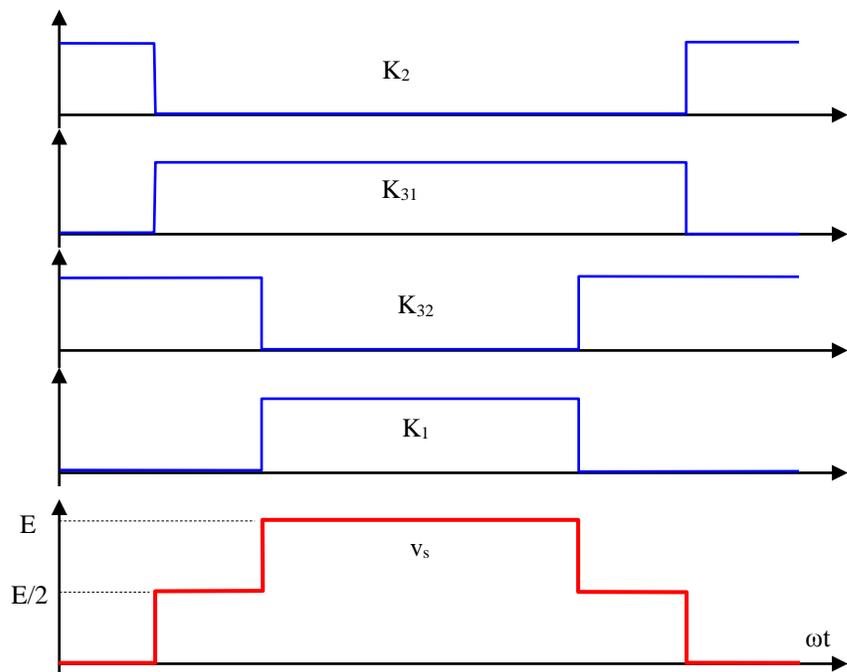


Figure 4.5: Stratégie de commande



Depuis son introduction en 1981, l'onduleur de tension NPC (Neutral Point Clamped) à trois niveaux a été développé pour son avantage par rapport à celui à deux niveaux concernant ces applications à puissance élevée. En effet, cette structure ne nécessite que 2 diodes supplémentaires et réalise naturellement l'équilibrage des tensions tout en offrant un degré de liberté supplémentaire, elle est constituée par une forme d'entrelacement de deux cellules de commutation où les interrupteurs seraient mis en série. L'objectif est de fournir une tension de sortie supérieure à la tenue en tension des interrupteurs élémentaires.

La stratégie de commande consiste à commander les intercepteurs K_1 et K_{32} d'une part, et K_2 et K_{31} d'autre part d'une manière complémentaire.

4.6. Onduleur triphasé NPC à point milieu capacitif unique

Cette structure présente un inconvénient : la tension intermédiaire (idéalement $E_c/2$) ne peut être fournie indéfiniment, elle de la tension du point milieu capacitif qui dépend du courant fourni en sortie. Il faut donc assurer un courant moyen nul dans les capacités du point milieu et il est donc nécessaire d'intégrer dans la commande un dispositif qui assure ce contrôle. Les onduleurs NPC constituent un excellent compromis coût /performance dans les applications nécessitant la mise en série de deux semi-conducteurs. En effet, deux simples diodes de tenue en tension $E/2$ permettent d'obtenir une amélioration significative de la tension découpée.

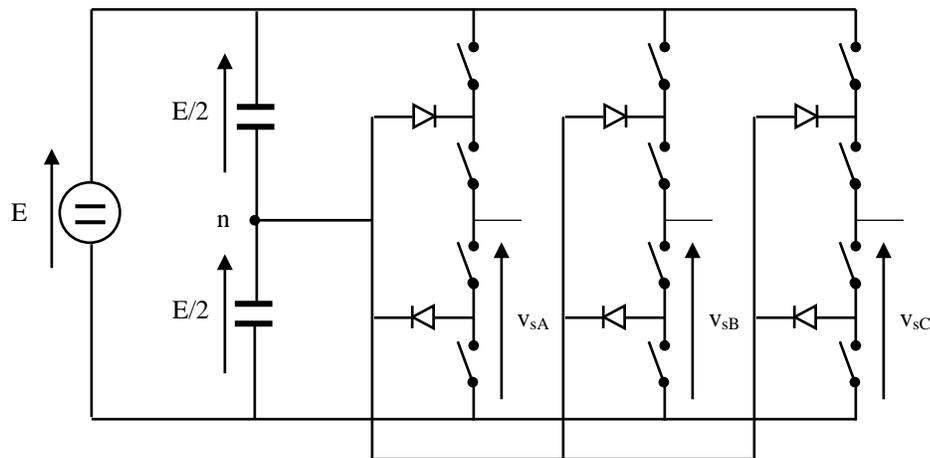


Figure 4.6: Onduleur triphasé NPC à point milieu capacitif unique

Chapitre V:

Convertisseur Matriciel

Le convertisseur matriciel est une nouvelle génération du convertisseur direct de puissance alternatif/alternatif. Il permet d'assurer un écoulement bidirectionnel de puissance entre le réseau et le récepteur, ainsi qu'il permet de contrôler la tension de sortie en amplitude et en fréquence grâce à une matrice des interrupteurs de puissance bidirectionnels en courant et en tension reliant n phases d'entrée à m phases de sortie; cela conduit à avoir $n \times m$ interrupteurs bidirectionnels. Par conséquent, le convertisseur matriciel du triphasé vers triphasé $3\phi/3\phi$ nécessite neuf interrupteurs bidirectionnels.

5.1. Principe de fonctionnement

Le convertisseur matriciel triphasé/triphasé, consiste à utiliser 9 interrupteurs bidirectionnels en courant et en tension reliant les trois phases d'entrée à celles de la charge. Un filtre passe-bas doit être inséré à l'entrée du convertisseur matriciel dont l'objectif d'empêcher la propagation des courants harmoniques dans le réseau.

Pour que l'échange d'énergie entre la source et la charge soit possible, il faut que la source présente un comportement différent de celui de la charge. Pour cette raison, la source présente un comportement d'une source de tension, alors que la charge présente celui d'une source de courant dans le schéma.

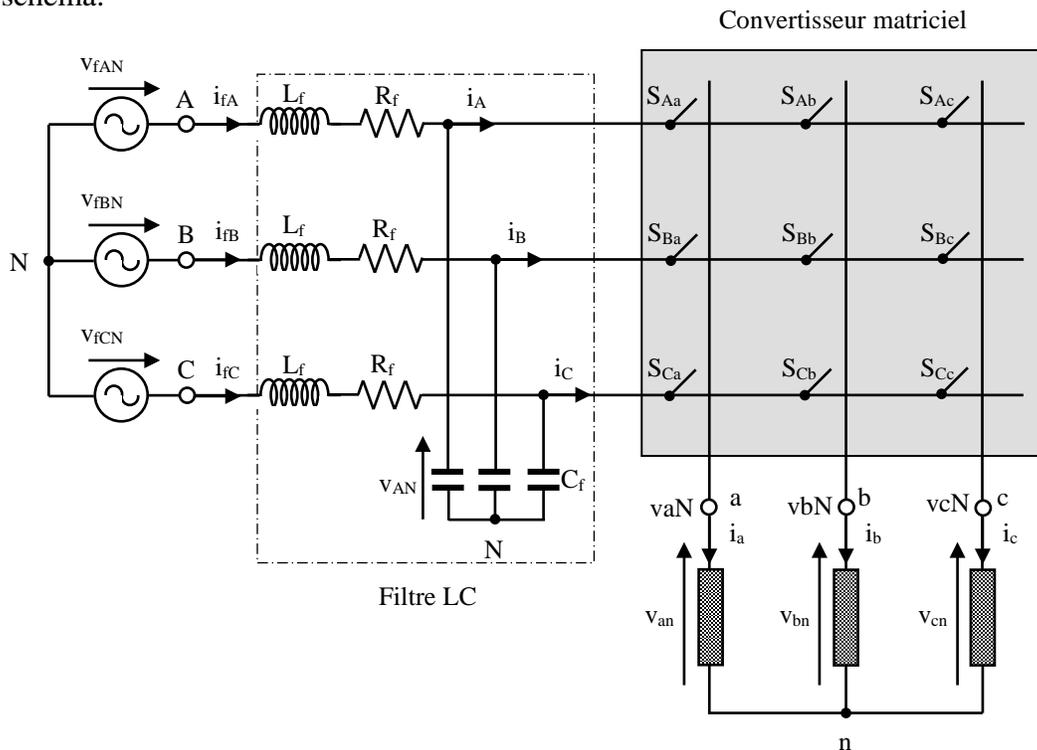


Figure 5.1: Schéma de principe d'un convertisseur matriciel $3\phi/3\phi$



5.2. Interrupteurs à semi-conducteurs utilisés dans le convertisseur matriciel

L'utilisation d'interrupteurs réversibles en tension et en courant à blocage et amorçage commandés dans le premier et le troisième quadrant est indispensable dans le convertisseur matriciel. Dans la littérature, deux variantes des interrupteurs à semi-conducteurs fortement utilisées:

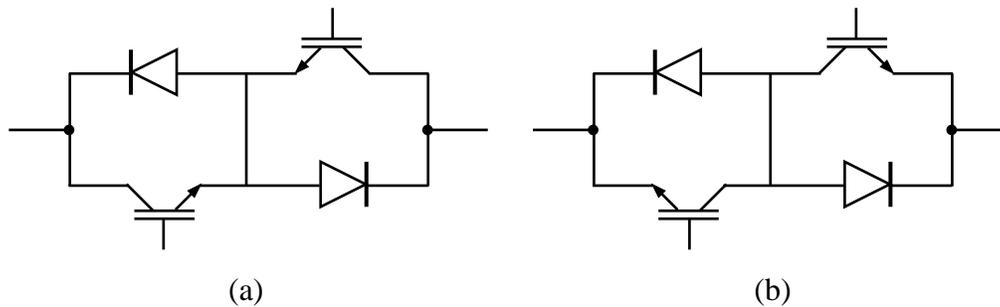


Figure 5.2: Interrupteurs bidirectionnels à base de deux diodes et deux IGBT avec: (a) émetteur commun, (b) collecteur commun

5.3. Modèle mathématique du convertisseur matriciel

$$S_{ij} = \begin{cases} 1 & \text{si l'interrupteur } S_{ij} \text{ est fermé;} \\ 0 & \text{si l'interrupteur } S_{ij} \text{ est ouvert.} \end{cases} \quad (5.1)$$

Les tensions instantanées de sortie en fonction des tensions d'entrée sont données par:

$$\begin{bmatrix} v_{aN} \\ v_{bN} \\ v_{cN} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{Aa} & S_{Ba} & S_{Ca} \\ S_{Ab} & S_{Bb} & S_{Cb} \\ S_{Ac} & S_{Bc} & S_{Cc} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{AN} \\ v_{BN} \\ v_{CN} \end{bmatrix} \quad (5.2)$$

La relation entre les courants instantanés d'entrée et ceux de sortie est donnée par:

$$\begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{Aa} & S_{Ab} & S_{Ac} \\ S_{Ba} & S_{Bb} & S_{Bc} \\ S_{Ca} & S_{Cb}(t) & S_{Cc} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (5.3)$$

Le convertisseur matriciel triphasé/triphasé possède théoriquement 512 (2⁹) combinaisons possibles. Sachant que l'entrée du convertisseur se comporte comme une source de tension, alors que la charge se comporte comme une source de courant (figure 4.1), les interrupteurs d'une même colonne doivent être complémentaires pour que la source de tension ne soit jamais en court-circuit et pour que la charge ne soit jamais en circuit-ouvert. Dans ces conditions, on a:

$$S_{Aj} + S_{Bj} + S_{Cj} = 1 \quad (5.4)$$

Avec : $j = \{a, b, c\}$

Par conséquent, il y a 27 combinaisons possibles de commutation.



Si on suppose $t_{ij}(t)$ la durée de conduction de l'interrupteur S_{ij} , définie par:

$$t_{Aj} + t_{Bj} + t_{Cj} = T_{seq} \quad (5.5)$$

Avec T_{seq} la période de commutation du convertisseur matriciel.

Dans ce cas:

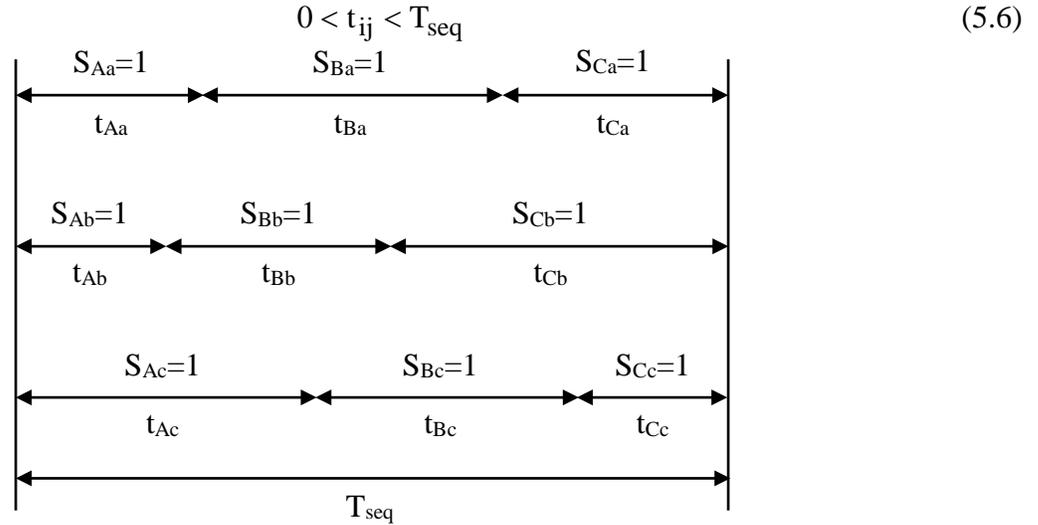


Figure 5.3: Durées de conduction des interrupteurs pendant une période de commutation.

La figure ci-dessous représente la durée de conduction de chaque interrupteur pendant une période de commutation T_{seq} du convertisseur matriciel.

Si on suppose que $m_{ij}(t)$ est la durée cyclique de conduction de l'interrupteur S_{ij} , définie par:

$$m_{ij}(t) = \frac{t_{ij}}{T_{seq}}, \text{ avec } 0 < m_{ij} < 1 \quad (5.7)$$

D'autre part on peut écrire:

$$m_{Aj} + m_{Bj} + m_{Cj} = 1 \quad (5.8)$$

On peut écrire également:

$$\begin{bmatrix} v_{aN} \\ v_{bN} \\ v_{cN} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} m_{Aa} & m_{Ba} & m_{Ca} \\ m_{Ab} & m_{Bb} & m_{Cb} \\ m_{Ac} & m_{Bc} & m_{Cc} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{AN} \\ v_{BN} \\ v_{CN} \end{bmatrix} \quad (5.9)$$

Avec:

$$M = \begin{bmatrix} m_{Aa} & m_{Ba} & m_{Ca} \\ m_{Ab} & m_{Bb} & m_{Cb} \\ m_{Ac} & m_{Bc} & m_{Cc} \end{bmatrix} \quad (5.10)$$

M représente la matrice de modulation.



De même pour les courants d'entrée on peut écrire:

$$\begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} m_{Aa} & m_{Ab} & m_{Ac} \\ m_{Ba} & m_{Bb} & m_{Bc} \\ m_{Ca} & m_{Cb} & m_{Cc} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (5.11)$$

5.4. Stratégies de commande

Dans la littérature concernant le convertisseur matriciel, on trouve deux stratégies de commande qui sont principalement adoptées à la commande du convertisseur matriciel.

- **Méthode de modulation de Venturini (1981):**

C'est une stratégie de commande basée sur la résolution le modèle matriciel du convertisseur afin de calculer la durée cyclique de conduction de chaque interrupteur. Cette méthode a été modifiée par la suite dont l'objectif d'augmenter le rapport de transformation entre la tension de sortie et celle de l'entrée de 0.5 à 0.866, et de produire des courants sinusoïdaux à l'entrée du convertisseur avec un facteur de puissance unitaire indépendant de la charge.

- **Modulation vectorielle SVM (1992):**

Cette méthode à été adoptée initialement par Huber en 1992. elle consiste de calculer la durée cyclique de conduction en temps réel de chaque interrupteur à partir de la position des deux vecteurs spatiaux l'un de tension de sortie et l'autre de courant d'entrée. pour la commande du convertisseur matriciel. L'avantage principal de cette stratégie par rapport à celle de *Venturini* est réside dans les pertes réduites de commutation.



Références Bibliographiques

1. Muhammad H. Rashid, "*Power electronics Handbook*", 2nd Edition, Academic press of Elsevier, USA, 2007.
2. W. Hart Daniel, "*Power electronics*", McGraw-Hill, New York, USA, 2011.
3. A. Dendouga, "*Contrôle des puissances active et réactive de la machine à double alimentation*", thèse Doctorat, Université de Batna, 2010.
4. A. Dendouga, R. Abdessemed et M.L. Bendaas, "*Active and Reactive Powers Control of a Doubly-Fed Induction Generator Fed by Matrix Converter*", EPE Journal, Vol.19, No.1, 2009.
5. G. Séguier " *les convertisseurs de l'électronique de puissance. volume 4, la conversion continu-alternatif* ", 2^{ème} Edition, Tec. & Doc Lavoisier, 1995, Paris, France.
6. G. Séguier " *Les convertisseurs de l'électronique de puissance. volume 1, la conversion alternatif-continu* ", 3^{ème} Edition, Tec. & Doc Lavoisier, 2006, Paris, France.
7. B. K. Bose, "*Power electronics and motor drives: advances and trends*", Academic Press is an imprint of Elsevier, 2006, U. S. A.
8. F. Costa, "*Les onduleurs de tension en commutation commandée*", Cours électronique de puissance avancée, Module MR2.
9. J-S. Mariéthoz, " *Etude formelle pour la synthèse de convertisseurs multi-niveaux asymétriques: topologies, modulation et commande* ", thèse de doctorat, Lausanne, EPFL, France, 2005.
10. D. Casadei, G. Serra et A. Tani , "*Matrix converter modulation strategies: a new general approach based on space-vector representation of the switch state*", IEEE Trans. On Indu. Elec. , vol.49, pp.370-381, 2002.
11. K. Ghedamsi, " *Contribution à la modélisation et la commande d'un convertisseur direct de fréquence: Application à la conduite de la machine asynchrone*", Thèse de Doctorat, Ecole nationale polytechnique, Alger, Algérie, 2008.
12. L. Huber, et D. Borojevic, "*Space vector modulated three-phase to three-phase matrix converter with input power factor correction* ", IEEE Trans. On Ind. App., vol. 31, no. 6, pp.1234-1246, Nov/Dec. 1995.