



UNIVERSITE M'HAMED BOUGARA
BOUMERDES

FACULTE DES SCIENCES DE L'INGENIEUR
Département : Maintenance Industrielle

Mémoire de fin d'études

En vue de l'obtention du Diplôme de MASTER en Génie *électrique*
Option : Machines électriques

THEME

Technique MLI aléatoire en vue de la réduction des perturbations conduites dans les convertisseurs continus-continus et continus-alternatifs

Réalisé par :

- Mr. KHALEM Sofiane
- Mr. GHERBI Azzedine

Promoteur :

- Mr. A. BOUDOUDA

2015/2016

Remerciements

*Nous remercions en premier lieu notre DIEU
tout puissant de nous avoir donné la santé et le
pouvoir de terminer ce modeste travail.*

*Nous remercions particulièrement notre promoteur
Mr. Aimad BOUDOUDA, pour sa précieuse directive,
sa très grande disponibilité, son suivi constant, et sa patience.*

*Merci également à Mr. Karim CHAOUADI
Sans oublier
Mr. YAHIAOUI Ahmed et Mr. AIT TAFATI Idris*

*Notre reconnaissance va également
à tous ceux qui ont participé de près ou de loin
à l'élaboration de ce travail.*

*Enfin, Nous tenons à remercier le président et les membres
du jury pour nous avoir fait l'honneur d'évaluer
notre travail.*

Dédicace

Je tiens à dédier ce modeste travail avant tout :

A mes chers parents qui n'ont pas cessé de prier pour moi et m'ont aidé durant toute la durée de mes études, que dieu les garde pour nous.

A mon frère et toute la famille KHALEM sans oublier ma nièce Djihad.

A tous mes amis intimes et particulièrement : « Karim, Chemseddine, Mohammed».

A mon binôme « Azzedine».

A tous mes collègues de promotion MGE 14.

ET a tous ceux qui m'ont aidé de près ou de loin à accomplir ce travail.

K.Sofiane

Dédicace

Je dédie ce travail à :

** En premier lieu à mes parents qui ont consenti beaucoup de sacrifices
pour me permettre de réaliser mes objectifs.*

Qu'ils trouvent ici toute ma reconnaissance et ma gratitude.

** A mes frères Mahmoud et Oussama. A mes sœurs Layla et Samia et
Souad. Et à toutes les familles GHERBI & TCHERKABI
sans exception.*

** A mes oncles, mes tantes.*

** A tous mes amis, particulièrement : « Chemseddine, Younes
et Othmane, Hajer et Sarah»,
et surtout mon binôme « Sofiane » et toute sa famille.*

** A tous mes voisins de mon village sans exception.*

** A tout le groupe MGE14.*

G.H. AZZEDINE



Sommaire

Sommaire

Liste des figures

Introduction générale	1
------------------------------------	---

Chapitre I : Généralités sur les perturbations électromagnétiques (PEM)

Introduction.....	3
I.1 La compatibilité électromagnétique.....	3
I.2 Perturbations électromagnétiques en électronique de puissance.....	4
I.3 Classifications des perturbations électromagnétiques.....	5
I.3.1 Classification selon le mode de propagation.....	5
I.3.1.1 Perturbations conduites.....	6
I.3.1.2 Perturbations rayonnées.....	7
I.3.2 Classification des perturbations par les fréquences.....	7
I.4 Les modes de propagation des perturbations conduites.....	8
I.4.1 Perturbations conduites en mode différentiel (symétrique).....	8
I.4.2 Perturbations conduites en mode commun (asymétrique).....	9
I.4.3 Mode de couplage des perturbations conduites.....	10
I.5 Quelques techniques de réduction des perturbations en électronique de puissance.....	12
I.5.1 Technique de blindage.....	12
I.5.2 Technique du filtrage.....	14
I.5.2.1 Filtrage passif.....	14
I.5.2.2 Filtrage actif.....	15
I.5.2.3 Filtrage hybride.....	16
I.5.3 Technique de modulation de largeur d'impulsion (MLI).....	16
I.5.3.1 MLI déterministe (classique).....	16
I.5.3.2 MLI aléatoire.....	17
I.5.3.2.1 Principe de la modulation aléatoire.....	17
I.5.3.2.2 Configurations de la MLI aléatoire.....	18
I.6 Intérêt de la MLI aléatoire par rapport à la MLI déterministe.....	21
Conclusion.....	23

Chapitre II : Généralités sur les convertisseurs continu-continu (DC/DC) et continu-alternatifs (DC/AC)

Introduction	24
II.1 Les interrupteurs utilisés dans les convertisseurs DC/DC et DC/AC.....	24
II.1.1 L'interrupteur parfait	24
II.2 Présentation des convertisseurs continu-continu (DC/DC).....	25
II.2.1 Représentation des sources	25
II.2.2 Différents types des hacheurs	27
II.2.2.1 Hacheur série.....	27
II.2.2.2 Hacheur parallèle.....	27
II.2.2.3 Hacheur abaisseur-élevateur.....	28
II.2.2.4 Hacheur monophasé en pont	28
II.2.3 Applications des hacheurs.....	29
II.3 Présentation des convertisseurs continu-alternatifs (DC/AC)	29
II.3.1 Principe général de fonctionnement.....	30
II.3.2 Types d'onduleurs.....	31
II.3.2.1 Onduleurs non autonome	31
II.3.2.2 Onduleur autonome	31
II.3.2.2.1 Les onduleurs de tension	32
II.3.2.2.2 Les onduleurs de courant.....	32
II.3.2.3 Les onduleurs à résonance.....	32
II.3.3 Types d'onduleurs de tension	32
II.3.3.1 Les onduleurs monophasés.....	32
II.3.3.2 Les onduleurs triphasés	34
II.3.3.3 Les onduleurs multi-niveaux	34
II.3.4 Les applications des onduleurs	35
II.3.4.1 Réglage de la vitesse de rotation d'un moteur synchrone.....	35
II.3.4.2 Alimentation de secours	36
II.3.4.3 Transfert d'énergie entre deux réseaux de fréquences différentes.....	36
II.3.5 Stratégies de commande d'onduleur de tension triphasé.....	37
II.3.5.1 Commande pleine onde (dite 180°).....	37

II.3.5.2 Commande 120°	37
II.3.5.3 Commande par modulation de largeur d'impulsion (MLI).....	38
Conclusion.....	39

Chapitre III : MLI aléatoire dans les convertisseurs continus-continus (DC/DC)

Introduction	40
III.1 Hacheur série.....	40
III.2 Principe de modulation.....	41
III.3 Simulations.....	42
III.3.1 Commande en MLI déterministe (classique)	43
III.3.2 Commande en MLI aléatoire.....	45
Conclusion.....	49

Chapitre IV : MLI aléatoire dans les convertisseurs continus-alternatifs (DC/AC)

Introduction	50
IV.1 Onduleur de tension triphasé à deux niveaux	50
IV.2 Structure de l'onduleur triphasé	51
IV.3 Modélisation d'un bras de l'onduleur	51
IV.3.1. Fonction de connexion	51
IV.3.2. Modèle de connaissance	52
IV.3.3. Stratégie de la commande de l'onduleur à deux niveaux.....	53
IV.4. MLI triangulo-sinusoïdale déterministe (classique).....	54
IV.4.1. Principe.....	54
IV.4.2. Caractérisation de la stratégie triangulo-sinusoïdale.....	54
IV.4.3. Signaux de commande.....	54
IV.5. MLI triangulo-sinusoïdale aléatoire.....	56
IV.6. Simulation	57

IV.6.1. Commande en MLI déterministe.....	59
IV.6.2. Commande en MLI aléatoire.....	61
Conclusion.....	67
Conclusion générale	68
Bibliographie	



Liste des figures

LISTE DES FIGURES

Chapitre I

Figure I.1 Schéma de la problématique de la CEM	4
Figure I.2 forme d'onde trapézoïdale associée à la commutation.....	5
Figure I.3 Perturbations générées par un convertisseur de puissance DC-DC ou DC-AC	6
Figure I.4 Mode différentiel (MD).....	9
Figure I.5 Mode commun (MC).....	9
Figure I.6 Couplage par impédance commune.....	10
Figure I.7 couplage capacitif.....	11
Figure I.8 couplage inductif	11
Figure I.9 blindage magnétique.....	12
Figure I.10 blindage amagnétique.....	13
Figure. I.11 Le shunt résonnant.....	14
Figure. I.12 Filtre amorti	15
Figure. I.13 Principe de fonctionnement du filtre actif parallèle	15
Figure. I.14 Exemple de commande MLI déterministe	17
Figure.I.15. Principe de la MLI aléatoire	18
Figure I.16. Signal de commande indiquant les paramètres utiles.....	18
Figure.I.17. Deterministic Pulse Width Modulation (DPWM).....	19
Figure. I.18 Random Pulse Position (RPPM)	20
Figure. I.19 Randomized Carrier Frequency (RCFM).....	20
Figure. I.20 Porteuse de la configuration RCFM-RPPM.....	21
Figure.I.21. Signal MLI déterministe et son spectre	22
Figure.I.22. Signal MLI aléatoire et son spectre	22

Chapitre II

Figure.II.1 Principe de base d'un hacheur.....	25
Figure.II.2 convertisseur DC/DC	25
Figure.II.3 Conventions adoptées pour les générateurs.	26

Figure.II.4 Conventions adoptées pour les récepteurs	26
Figure.II.5 hacheur série (abaisseur)	27
Figure.II.6 hacheur parallèle (élevateur)	28
Figure.II.7 hacheur inverseur (abaisseur- élévateur).....	28
Figure.II.8 Hacheur monophasé en pont (quatre quadrants).....	29
Figure.II.9 principe de la conversion Continu - Alternative (DC – AC)	30
Figure.II.10 Principe de fonctionnement de l'onduleur	30
Figure.II.11 K en position (1)	30
Figure.II.12 La tension avec K en position (1) et (2).....	31
Figure.II.13 Réglage de la vitesse de rotation d'un moteur synchrone.....	33
Figure.II.14 Alimentation de secours	33
Figure.II.15 Transfert de l'énergie entre deux réseaux de fréquences différentes	33
Figure.II.16 Onduleur monophasé avec transformateur à point milieu	34
Figure.II.17 Onduleur monophasé en pont.....	35
Figure.II.18 onduleur en demi-pont.....	36
Figure.II.19 Onduleur triphasé	36
Figure.II.20 Onduleur NPC à trois niveaux	36
Figure.II.21 Commande pleine onde.....	37
Figure.II.22 Commande 120°	38

Chapitre III

Figure III.1. Structure du hacheur série	40
Figure III.2. Principe de la modulation aléatoire en DC-DC	41
Figure III.3 Schéma bloc du hacheur série	43
Figure III.4. Porteuse et tension de sortie pour la configuration déterministe (DPWM)	44
Figure III.5. Spectre de la tension de sortie	44
Figure III.6. Courant dans la charge	44
Figure III.7. Porteuse et tension de sortie pour les configurations aléatoires	46
Figure III.8. Spectre de la tension de sortie	47
Figure III.9. Courant dans la charge	47

Chapitre IV

Figure IV.1. Structure d'un onduleur de tension à deux niveaux	51
Figure IV.2. Principe générale de la MLI	54
Figure IV.3. Génération du signal de commande	55
Figure IV.4. Principe de la MLI triangulo-sinusoidale	56
Figure IV.5. Principe de la MLI aléatoire	57
Figure IV.6. Schéma bloc de l'onduleur triphasé à deux niveaux	58
Figure IV.7. Tensions de sortie pour la configuration (DPWM)	59
Figure IV.8. Spectre des tensions de sortie pour la configuration (DPWM)	60
Figure IV.9. Courant dans la charge pour la configuration (DPWM).....	60
Figure IV.10. Tensions de sortie pour la configuration (RPPM)	61
Figure IV.11. Tensions de sortie pour la configuration (RCFM).....	62
Figure IV.12. Tensions de sortie pour la configuration (RCFM-RPPM).....	62
Figure IV.13. Spectre des tensions de sortie pour la configuration (RPPM)	63
Figure IV.14. Spectre des tensions de sortie pour la configuration (RCFM).....	64
Figure IV.15. Spectre des tensions de sortie pour la configuration (RCFM-RPPM).....	64
Figure IV.16. Courant dans la charge pour les configurations aléatoires	65



Liste des symboles et abréviations

Liste des abréviations

CEM : Compatibilité électromagnétique
MLI : Modulation de largeur d'impulsion
EMI : Interférence électromagnétique (Electromagnetic interference)
PEM : Perturbations électromagnétiques
MD : Mode différentiel
MC : Mode commun
PWM : Pulse Width Modulation
DPWM: Deterministic Pulse Width Modulation
RPWM : Random Pulse Width Modulation
RPPM : Random Pulse Position Modulation
RCFM: Randomized Carrier Frequency Modulation
MCC : Machine à courant continu
NPC : Neutral Point Clamped Converter

Liste des symboles

F_s : La fréquence de commutation
 τ : Le temps de commutation
 V_{ref} : Tension de référence
 U_p : Tension de porteuse
 F_r : La fréquence de résonance
 f_p : La fréquence de la porteuse
 T : La période de modulation
 T_{min} : La période de modulation min
 T_{max} : La période de modulation max
 d : Le rapport cyclique
 δ : Le rapport de délai
 β : Position de creux
 m : L'indice de modulation
 r : Le coefficient de réglage



Introduction générale

Introduction générale

Ces dernières années, une grande partie de l'énergie électrique est consommée à travers des convertisseurs de l'électronique de puissance dont le rôle est devenu très important avec le développement des semi-conducteurs de puissance (diode, thyristor, transistor, IGBT, MOSFET,...) et avec le développement de l'informatique industrielle (microcontrôleurs). La modulation de largeur d'impulsion (MLI) a pris une part importante dans le but de régler le fondamental et d'éliminer les harmoniques gênants qui peuvent causer plusieurs désagréments fonctionnels voire destructifs tels que : distorsions des tensions et courants, production de bruits acoustiques, interférences électromagnétiques (EMI), couples pulsatoires dans les machines tournantes, vibrations mécaniques et pertes supplémentaires.

De nos jours, les convertisseurs de puissance doivent être conçus non seulement pour assurer les fonctions requises en électricité, mais aussi pour répondre aux normes internationales de la Compatibilité Electromagnétique (CEM), qui ont pour but de réduire les perturbations conduites (harmoniques) et rayonnées.

Pour la réduction des perturbations conduites afin de mieux répondre aux normes CEM pour les perturbations conduites, différentes techniques sont utilisées, comme le filtrage (passif et actif) et la technique de commande (MLI déterministe ou aléatoire). La commande des convertisseurs en MLI déterministe (classique) avec une fréquence de modulation élevée permet de repousser les harmoniques de bas ordres vers de rangs plus élevés mais cela peut engendrer d'autres problèmes tels que l'augmentation des pertes par commutation et la génération des perturbations rayonnées. Pour réduire les amplitudes des harmoniques de tension de bas ordres sans avoir recours à une augmentation importante de la fréquence de modulation, la MLI aléatoire (RPWM : Random Pulse Width Modulation) constitue l'une des solutions les moins coûteuses : elle permet de distribuer le spectre sur une large gamme de fréquences tout en réduisant nettement son amplitude, ce qui constitue un avantage CEM important et cela sans ajouter d'autres matériels [1] [2].

Dans notre travail, nous nous intéressons à cette technique (MLI aléatoire), il existe trois configurations en MLI aléatoire : la configuration RCFM (Random Carrier Frequency Modulation), la configuration RPPM (Random Pulse Position Modulation) et la configuration RCFM-RPPM qui est la combinaison des deux configurations précédentes. Cette technique

est appliquée aux convertisseurs continus-continus (hacheur série) et continus-alternatifs (onduleur triphasé à deux niveaux).

Ce mémoire, comportant quatre chapitres, est organisé de la façon suivante :

- Le premier chapitre est consacré à la présentation de quelques généralités sur les perturbations électromagnétiques (PEM) générées par les convertisseurs de l'électronique de puissance. Ensuite, nous donnerons quelques techniques de lutte contre ces perturbations. Enfin, nous présenterons un aperçu sur la technique MLI aléatoire et son intérêt par rapport à la MLI déterministe du point de vue CEM.
- Le deuxième chapitre présentera une généralité sur les convertisseurs continus-continus (DC-DC) et continus-alternatifs (DC-AC). Nous présenterons les différentes topologies de ces convertisseurs ainsi que le domaine d'application de chaque type de convertisseur.
- Dans le troisième chapitre, le fonctionnement du hacheur série en MLI déterministe et en MLI aléatoire est étudié. Nous commencerons le chapitre par une présentation du principe de modulation aléatoire. Ensuite, le hacheur série commandé en MLI déterministe et en MLI aléatoire est simulé. Enfin, une analyse des transformés de Fourier de la tension de sortie du convertisseur en MLI aléatoire et en MLI déterministe est effectuée.
- Dans le quatrième chapitre, le fonctionnement de l'onduleur triphasé à deux niveaux commandé en MLI déterministe et en MLI aléatoire est étudié et simulé.

Enfin, une conclusion générale permet de faire ressortir l'intérêt de notre travail.



Chapitre I :

Généralités sur Les perturbations Electromagnétiques

Introduction

Ce chapitre consacré aux généralités, va nous permettre d'introduire les différents éléments qui interviennent dans notre étude.

Nous commençons le chapitre par un état de l'art sur la compatibilité électromagnétique. Ensuite, nous présentons les perturbations électromagnétiques conduites et rayonnées par les convertisseurs de l'électronique de puissance telle que leurs sources et classifications ainsi que leurs modes de couplage.

Enfin, nous donnons un aperçu sur la technique MLI aléatoire, sur son intérêt par rapport à la MLI déterministe du point de vue CEM.

I.1 La compatibilité électromagnétique

L'objet de la compatibilité électromagnétique (CEM) est de garantir le bon fonctionnement des différents éléments électriques d'un système [3]. Un appareil ou un système électrique ou électronique sera compatible du point de vue électromagnétique avec son environnement proche ou lointain, si son fonctionnement n'est pas altéré par les perturbations électriques et magnétiques générées par ce dernier.

Réciproquement, l'environnement ne doit pas être perturbé par l'appareil ou le système. Si tout fonctionne correctement, il y a compatibilité électromagnétique (CEM).

Dans l'absolu, il existe toujours un niveau de perturbation électromagnétique émis par l'appareil ou l'environnement, il devra alors être inférieur à un certain seuil prédéfini par les normes de compatibilité électromagnétique.

De même, l'appareil ou le système devra présenter un certain seuil d'immunité intrinsèque, c'est-à-dire tolérer sans dysfonctionnement un niveau minimum de perturbation [3].

La compatibilité électromagnétique doit s'occuper de trois points ci-après :

- Les émissions ou perturbations électromagnétiques : indiquent le pouvoir perturbateur d'un équipement électrique qui peut perturber le fonctionnement d'autres équipements et aussi la santé des êtres vivants.
- La susceptibilité électromagnétique : indique la capacité de ce même dispositif à supporter les perturbations venues de l'extérieur.

- Le couplage : c'est le phénomène de propagation des perturbations qui se produit entre la source et la victime.

Une étude CEM peut être schématisée par la **figure I.1**, de la manière suivante :

- Les sources de perturbation ;
- Leur mode de couplage et de propagation ;
- Les effets des perturbations sur les "victimes", qui correspondent au concept de susceptibilité électromagnétique.

Parmi ces trois études précédentes, notre étude s'intéresse par les sources des perturbations.

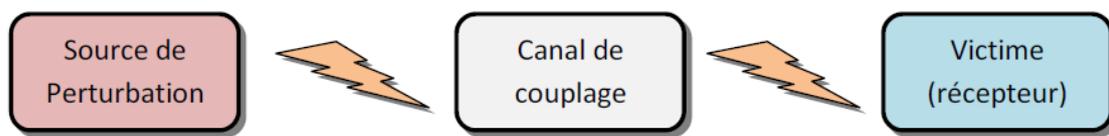


Figure I.1 Schéma de la problématique de la CEM

I.2 Perturbations électromagnétiques en électronique de puissance

L'usage de dispositifs en électronique de puissance a augmenté de manière significative ces dernières années. Ces dispositifs sont de plus en plus utilisés dans le transport terrestre et aérien, dans les applications domestiques et grand public et dans les énergies renouvelables. Ils sont basés sur un fonctionnement en commutation des semi-conducteurs [4].

Le fonctionnement d'un convertisseur statique est polluant, car les temps de commutation sont très courts et les amplitudes très élevées. Les commutations rapides permettent de réduire les pertes lors des commutations (présence simultanée de la tension et du courant dans les interrupteurs). Les ordres de grandeurs des gradients de commutation peuvent varier entre 100 à 1000 A/ μ s pour les di/dt et de 5 à 50kV/ μ s pour les dv/dt. Un autre facteur qui augmente la pollution électromagnétique est la fréquence de découpage très élevée (qui peut être de 100Hz à 1MHz) [5].

Il existe différents facteurs propres à la cellule de commutation qui peuvent affecter fortement la signature spectrale du convertisseur tels que les non-linéarités des composants semi-conducteurs ainsi que les éléments parasites des composants passifs.

- **Le temps de commutation τ** : le temps de commutation est un facteur important dans le mécanisme de génération de perturbations car il contrôle les « dv/dt » et les « di/dt » [5] (**Figure I.2**).

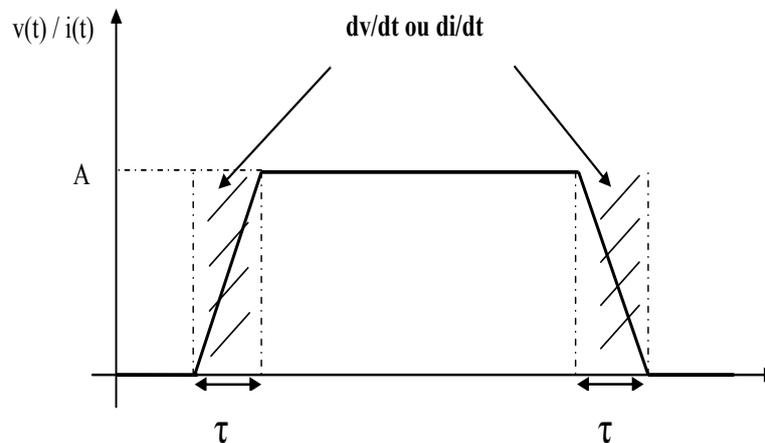


Figure I.2 Forme d'onde trapézoïdale associée à la commutation

- **La fréquence de commutation F_s** : l'augmentation de la fréquence de commutation se traduit par une translation du spectre à hautes fréquences. Pour avoir une réduction des perturbations conduites il est préférable de choisir la valeur la plus faible pour cette fréquence [5].
- **Composants parasites de la cellule de commutation** : dans la cellule de commutation, il existe des éléments parasites comme les inductances de câblage, les capacités propres de semi-conducteurs et les capacités entre pistes et plan de référence, qui modifient le fonctionnement électrique du convertisseur créant des répercussions sur le spectre [5].

I.3 Classifications des perturbations électromagnétiques

I.3.1 Classification selon le mode de propagation

Les perturbations électromagnétiques créées par les convertisseurs statiques peuvent être classées selon leur mode de propagation en deux types de perturbations (**Figure I.3**) :

- Les perturbations électromagnétiques rayonnées (les perturbations se présentent sous forme de champs électriques, magnétiques et électromagnétiques).

- Les perturbations électriques conduites (sous forme de tensions et de courants).

Généralement, les convertisseurs DC-DC et DC-AC produisent à la fois des perturbations EM rayonnées et des perturbations électriques conduites. La **figure I.3** schématise les deux types de perturbations produites par un convertisseur de ce type dans une installation donnée. Dans le cadre de ce travail, nous nous intéresserons uniquement aux perturbations conduites (harmoniques).

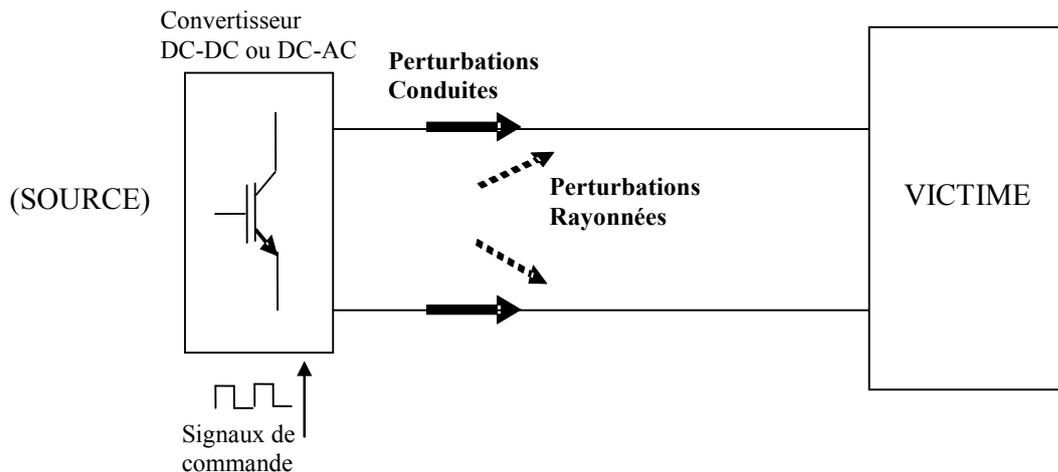


Figure I.3. Perturbations générées par un convertisseur de puissance DC-DC ou DC-AC

I.3.1.1 Perturbations conduites

Les perturbations conduites les plus communes, sont les harmoniques de courant et de tension. Les générateurs d'harmoniques sont des charges non linéaires. Elles n'absorbent pas un courant sinusoïdal, bien qu'elles soient alimentées par une tension sinusoïdale (redresseurs à diode et à thyristors, lampes à décharges...). En plus des harmoniques de courant et de tension, les perturbations conduites comprennent les inter-harmoniques (causés essentiellement par les cyclo-convertisseurs) [6], [7].

Pour les convertisseurs DC-DC et DC-AC, ces courants et tensions correspondent généralement au fondamental et aux harmoniques de bas ordres.

Les tensions et courants harmoniques ont un nombre d'effets indésirables sur les appareils et équipements utilisés. Les principales conséquences des effets nocifs de la distorsion harmonique engendrées à court terme sont rappelées ci-dessous [8] :

- Echauffement : les pertes par effet Joule se composent des pertes issues du fondamental et de celles engendrées par les harmoniques, ces pertes supplémentaires occasionnées par la

présence des courants harmoniques réduisent le rendement des équipements tels que les moteurs, les transformateurs,....

- Dysfonctionnement de certains équipements : en présence d'harmoniques, le courant et la tension peuvent changer plusieurs fois de signe au cours d'une demi-période. Par conséquent, les équipements sensibles au passage par zéro de ces grandeurs électriques sont perturbés.
- Excitation des résonances : des équipements constitués de capacités ou d'inductances peuvent avoir des fréquences de résonance proches de celles des harmoniques. Ainsi, les harmoniques sont amplifiés laissant apparaître des surtensions ou des surintensités qui risquent de détériorer les câbles, disjoncter les fusibles.
- bruits acoustiques dans les appareils électromagnétiques (transformateurs, inductances) générés par les harmoniques de courant.
- vibrations mécaniques et bruits acoustiques dans les générateurs et les moteurs.

De plus, ces effets nocifs instantanés (échauffement, surtension, surintensité,...) provoquent un vieillissement accéléré des appareils électriques [8].

I.3.1.2 Perturbations rayonnées

Les appareils perturbateurs sont surtout les alimentations à découpage utilisées dans de nombreux appareils électroniques.

Le découpage (commutation) se fait à fréquence élevée (plusieurs dizaines ou centaines de kHz), ces commutations rapides sont à l'origine des différentiels de tension (dv/dt) et de courant (di/dt) élevés. Ces derniers entraînent des émissions dans la bande de 10 kHz à 1GHz et elles se propagent par conduction et par rayonnement. La commutation des éléments semi-conducteurs entraîne des perturbations conduites avec le mode différentiel à travers le processus de la conversion de l'énergie et des perturbations conduites avec le mode commun à travers un couplage capacitif ou inductif, notons que dans cette bande de fréquences le mode commun est prépondérant. La partie haute fréquence (>30MHz) du spectre EMI se propage par rayonnement [6].

I.3.2 Classification des perturbations par les fréquences

Soit la classification en **tableau I.1**, selon les fréquences et leurs limites de plages correspondant aux normes en émission [3].

Tableau I.1 Classification des perturbations par les fréquences

Fréquences	0 Hz à 50 Hz	50 Hz à 2 kHz	9 kHz à 150 kHz	150 kHz à 30 MHz	30 MHz à 1 GHz
Grandeurs le plus souvent observées	Sous harmoniques des courants	Harmoniques des courants et des tensions	Courants radio fréquences Tensions Perturbatrices Champ Magnétique	Courants radio fréquences Champs proches	Rayonnement avec les champs généralement couplés
Convertisseurs statiques et appareils électriques pouvant être concernés	Gradateurs en trains d'ondes Cyclo-convertisseurs	Redresseurs Gradateurs en angle de phase	Appareils électriques d'éclairage et analogues	Micro Ordinateurs Alimentations à découpage	Microordinateurs Alimentations à découpage Tout système numérique

I.4 Les modes de propagation des perturbations conduites

Les perturbations électromagnétiques conduites peuvent se propager dans une installation quelconque au moyen de deux modes de conduction appelés, mode différentiel (Ou symétrique) et mode commun (ou asymétrique), [6].

I.4.1 Perturbations conduites en mode différentiel (symétrique)

On considère deux conducteurs reliés à un équipement électrique ou électronique. Une tension est de mode différentiel (MD) si la tension est appliquée entre les deux conducteurs. Les forts « di/dt » qui circulent dans le câblage sont la source de ces perturbations [5] (**Figure I.4**).

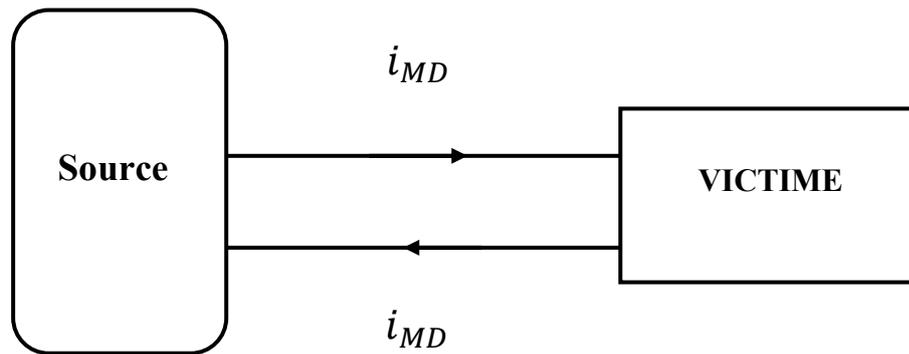


Figure I.4 Mode différentiel (MD)

I.4.2 Perturbations conduites en mode commun (asymétrique)

Le courant se propage simultanément sur tous les conducteurs et se reboucle par les circuits de masse (Figure I.5). Le couplage est de nature essentiellement capacitif (ce couplage est involontaire), les forts dv/dt sont la source de ces perturbations. Les perturbations se propageant en mode commun (MC) représentent environ 90% des problèmes rencontrés en mode conduit [5].

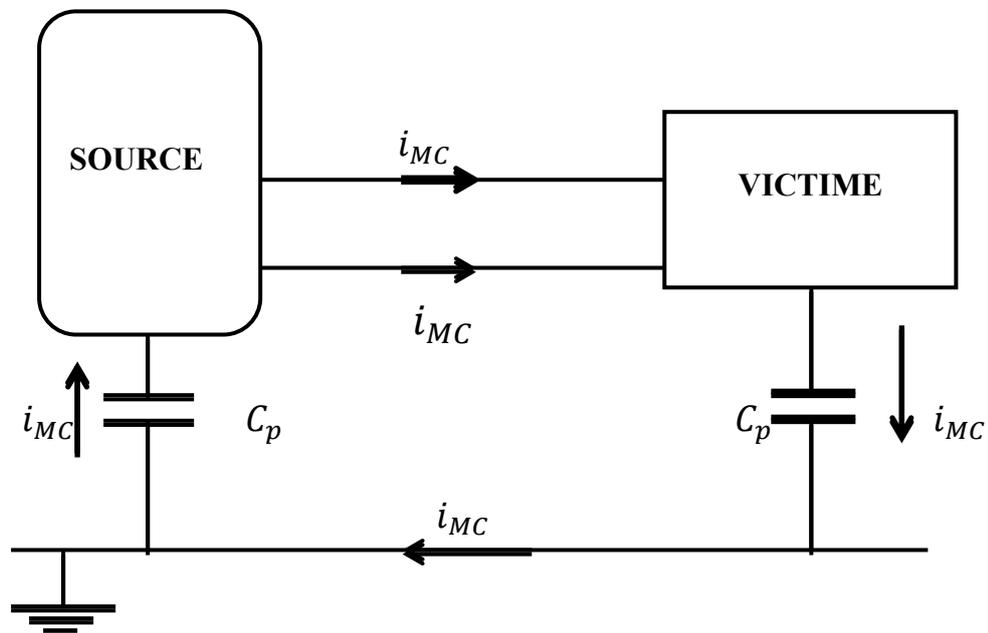


Figure I.5 Mode commun (MC)

I.4.3 Mode de couplage des perturbations conduites

Les perturbations électromagnétiques se propagent de différentes manières des sources jusqu'aux victimes. Cette propagation est appelée couplage [5].

Trois modes de couplage sont classiquement distingués :

- Couplage par liaison directe
- Couplage par impédance commune
- Couplage câble à câble et câble à plan de masse

a) Couplage par liaison directe

Les couplages par liaison directe permettent la propagation de la "source" à la "victime" par l'intermédiaire d'un canal de transmission d'information ou d'énergie. Ces perturbations passent de la "source" à la "victime" en mode commun et en mode différentiel [9]. (Figure I.4 et I.5)

b) Couplage par impédance commune

Ce mode de transmission des perturbations est bien plus difficile à identifier que celui présenté précédemment. Les éléments "source" et "victime" ne sont pas liés entre eux pour des raisons fonctionnelles, c'est à dire qu'ils n'échangent théoriquement pas d'information ou d'énergie. La connexion qui les lie est une liaison indirecte [9].

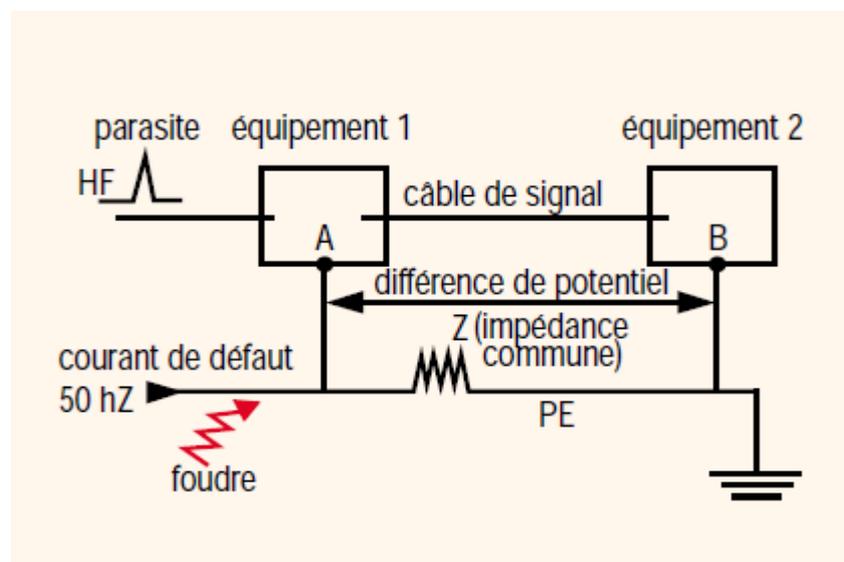


Figure I.6 Couplage par impédance commune

c) Couplage câble à câble et câble à plan de masse

c.1 Couplage capacitif

Dans ce cas, il existe sur un circuit perturbateur une tension susceptible de produire des perturbations. Il existe aussi une capacité entre ce circuit perturbateur et un autre circuit, qui sera la victime. Par cette capacité, de l'énergie électrique perturbatrice atteint le circuit victime.

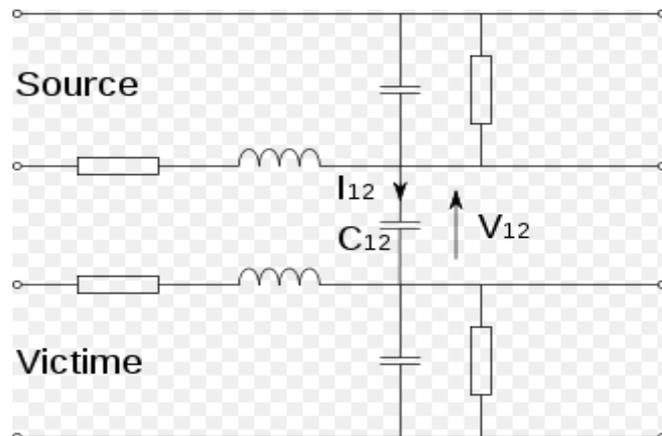


Figure I.7 Couplage capacitif

c.2 Couplage inductif

Dans ce cas, il existe dans le circuit perturbateur un courant susceptible de produire des perturbations. À proximité de ce circuit se trouve un circuit victime. Le courant du conducteur du circuit perturbateur produit autour de lui un champ magnétique. Ce champ magnétique induit un courant dans le circuit victime.

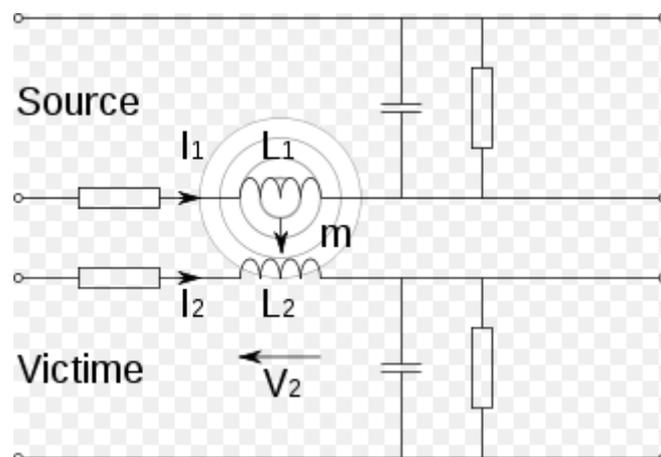


Figure I.8 Couplage inductif

I.5 Quelques techniques de réduction des perturbations en électronique de puissance

Dans la pratique, il existe différentes techniques pour la réduction des perturbations électromagnétiques, chaque technique peut être avantageuse en quelques cas et non avantageuse en d'autre cas, quelques techniques sont données dans ce qui suit [10].

I.5.1 Technique de blindage

Le blindage est constitué d'une enveloppe conductrice que l'on met en place autour de composants électriques pour constituer une barrière vis à vis des influences électrostatiques, magnétiques, ou électromagnétiques. On distingue :

- le blindage magnétique ;
- le blindage amagnétique.

a) Le blindage magnétique : est constitué d'un matériau capable d'offrir un chemin de réluctance relativement faible aux "lignes de force" issus d'une source de champ magnétique (champ H), et d'en préserver les zones à protéger. Cette technique peut par exemple protéger le tube d'un oscilloscope de l'influence d'un transformateur d'alimentation. En basse fréquence, la protection requiert parfois un matériau noble et coûteux comme le mu métal (**Figure I.9**).

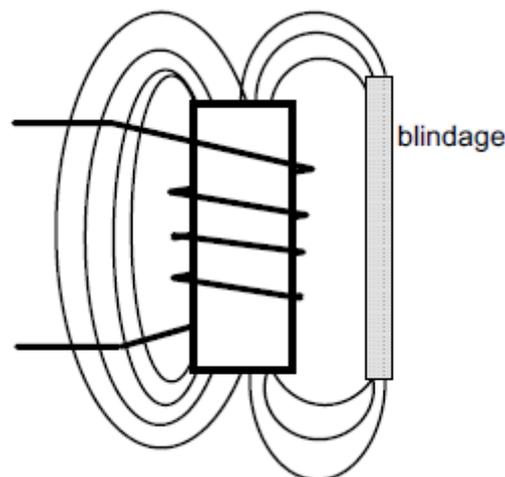


Figure I.9 Blindage magnétique

b) Le blindage amagnétique : est constitué d'un matériau bon conducteur, cuivre ou aluminium. Il agit de plusieurs manières :

- Vis à vis des champs électriques (champs E) à la manière d'une cage de Faraday. Il se comporte comme un écran électrostatique et évite le couplage capacitif entre les conducteurs situés de part et d'autre.

- Vis à vis des champs magnétiques (champs H), selon le principe représenté ci-contre. Les "lignes de force" d'un champ H variable indésirable qui tentent de le franchir provoquent dans le blindage, un courant induit dont le champ s'oppose à celui qui lui a donné naissance. On peut voir sur la **figure I.10** que le courant résultant a tendance à circuler à la périphérie des zones exposées au champ. On blinde de cette manière des transformateurs de moyenne fréquence (quelques centaines de KHz), ou de haute fréquence (des MHz). Lorsqu'on l'utilise à l'encontre de champs en basse fréquence (50Hz par exemple), il est peu efficace vis à vis du fondamental mais le devient vis à vis des harmoniques de rangs élevés. Le blindage n'est pas nécessairement épais, sauf si l'on recherche une certaine efficacité à des fréquences de quelques KHz.

- Vis à vis des ondes électromagnétiques. Les champs E et H ne sont considérés en tant que tels qu'à proximité immédiate des composants. On parle alors de champs proches. Au-delà d'une certaine distance, on considère la perturbation rayonnée comme une onde électromagnétique. Les blindages sont très souvent en métal, mais vis à vis des hautes fréquences, on peut aussi faire usage de peintures spéciales ou de revêtements absorbants, voire de composés multicouches.

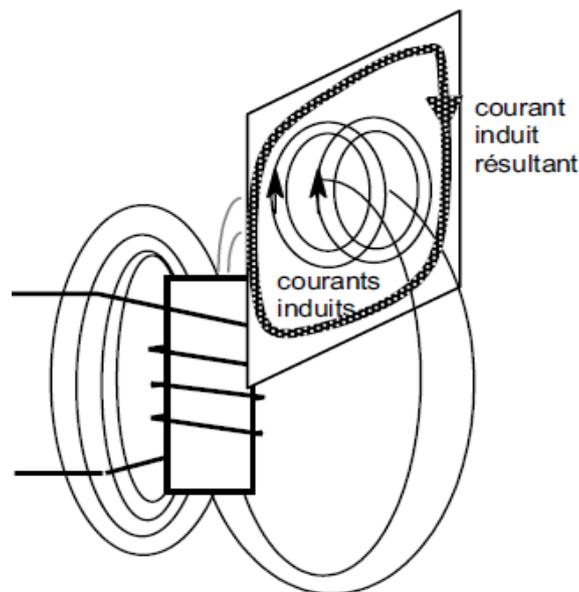


Figure I.10 Blindage amagnétique

I.5.2 Technique du filtrage

Généralement, les perturbations conduites peuvent être atténuées à l'aide de filtres bien conçus qui permettent de réduire les niveaux de puissance des différentes composantes fréquentielles dans une bande spécifiée. Il est nécessaire d'équiper l'installation polluée par des dispositifs de filtrage. Il existe trois types de filtrage :

- Le filtrage passif,
- Le filtrage actif,
- Le filtrage hybride.

I.5.2.1 Filtrage passif

Il est constitué d'une résistance, d'une inductance et d'un condensateur. Il est généralement conçu pour atténuer fortement le 5^{ième} et/ou 7^{ième} harmoniques. On distingue deux types de filtres passifs permettant de réduire les harmoniques 5 et 7 : le shunt résonnant et le filtre amorti.

I.5.2.1.1 Le shunt résonnant

Il est constitué d'un condensateur monté en série avec une inductance, ces éléments sont placés en dérivation sur l'installation et accordés sur un rang d'harmonique à éliminer (**Figure I.11**). Notons que le shunt résonnant peut se connecter en parallèle avec d'autres shunts résonnants.

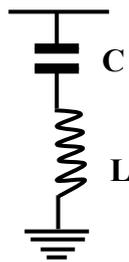


Figure. I.11 Le shunt résonnant

I.5.2.1.2 Le filtre amorti

Le montage ci-dessus de shunt résonnant n'étant pas économique, la solution est de faire appel à un filtre large bande. Le filtre amorti d'ordre deux est constitué d'un shunt résonnant auquel est adjointe une résistance d'amortissement (**Figure I.12**).

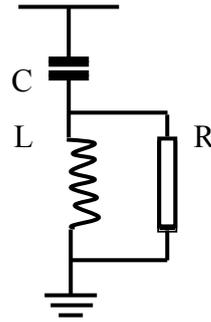


Figure. I.12 Filtre amorti

La fréquence de résonance (F_r) d'un tel filtre est :

$$F_r = \frac{1+R.r}{2\pi r \sqrt{(R^2-1).LC}} \quad (\text{I.1})$$

Le filtre amorti est étudié pour que F_r coïncide avec la première raie caractéristique du spectre à filtrer (cette raie étant généralement la plus importante).

I.5.2.2 Filtrage actif

Les inconvénients inséparables aux filtres passifs (non adaptabilité aux changements de charge et de réseau, phénomène de résonance,...), ainsi l'apparition des nouveaux composants semi-conducteurs, comme par exemple les thyristors GTO et les transistors IGBT ont conduit à concevoir une nouvelle technique de compensation des perturbations du réseau électrique, cette technique est appelée filtre actif. Le filtre actif est un convertisseur statique qui permet d'injecter dans le réseau des harmoniques en opposition de phase et de même amplitude, telle que l'onde résultante soit sinusoïdale. Pour cela, il génère un courant composé seulement par des harmoniques existants (même amplitude et en opposition de phase) (**Figure I.13**). Le filtre actif est connecté au réseau soit en parallèle soit en série, suivant qu'il est conçu pour compenser les courants ou les tensions harmoniques.

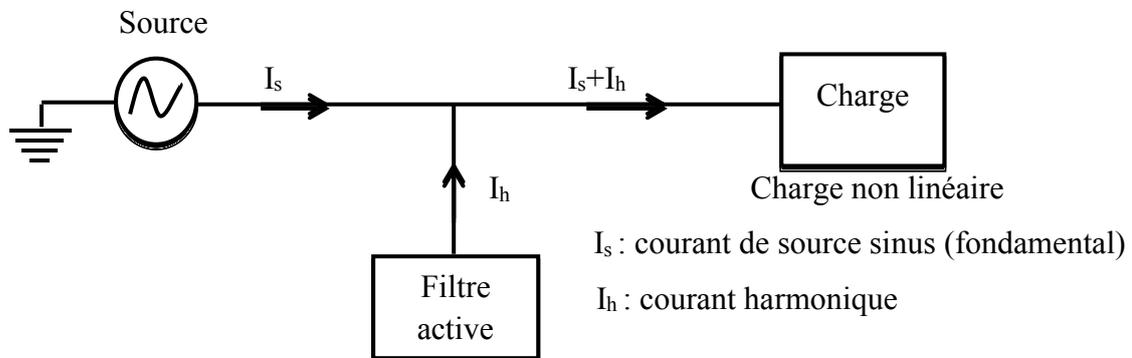


Figure. I.13 Principe de fonctionnement du filtre actif parallèle

I.5.2.3 Filtrage hybride

Il y a également l'association d'un filtre actif avec un filtre passif que l'on appelle filtre hybride. Le rôle du filtre actif est de maintenir et d'améliorer les performances de filtrage en fonction de l'évolution de la charge et du réseau, tandis que le filtre passif s'occupe de la compensation d'une bonne partie des harmoniques. Le filtre hybride peut être installé soit en série soit en parallèle.

I.5.3 Technique de modulation de largeur d'impulsion (MLI)

Une autre approche pour résoudre les perturbations consiste à modifier le contenu spectral des perturbations à la source. L'idée est d'étaler le spectre des ondes de sortie du convertisseur de façon à ce que les niveaux de puissance à des fréquences spécifiées soient réduits en dessous du niveau requis pour se conformer aux normes CEM sans passer par le filtrage. Pour ce faire, on utilise la MLI aléatoire, en effet, si la MLI déterministe donne une onde de sortie dont le spectre contient des harmoniques discrets avec des amplitudes relativement importantes, la MLI aléatoire permet de répandre ce spectre sous forme de bruit sur une large bande de fréquences tout en réduisant son amplitude [11, 12].

I.5.3.1 MLI déterministe (classique)

La MLI consiste à découper la tension en impulsions de largeurs variables, ce qui permet à la fois de régler la tension de sortie et de diminuer ses distorsions. La technique la plus connue consiste à comparer un signal de référence (signal désiré) à une porteuse triangulaire généralement à fréquence relativement élevée. Nous appelons cette technique : MLI triangulaire (**Figure I.14**).

En MLI, on veut obtenir un signal de sortie image du signal de référence (signal désiré). Par conséquent, la commande du convertisseur continu-continu nécessite des références constantes et la commande du convertisseur continu-alternatif nécessite des références alternatives.

L'utilisation de la MLI permet d'éliminer les premiers rangs d'harmoniques. Cependant, cette technique ne résout pas totalement le problème des harmoniques, car les harmoniques disparus en basse fréquence, apparaissent en haute fréquence (aux multiples de la fréquence de découpage). Afin de pallier ce problème, de nouvelles techniques de modulation sont apparues, telle que la modulation MLI aléatoire [11].

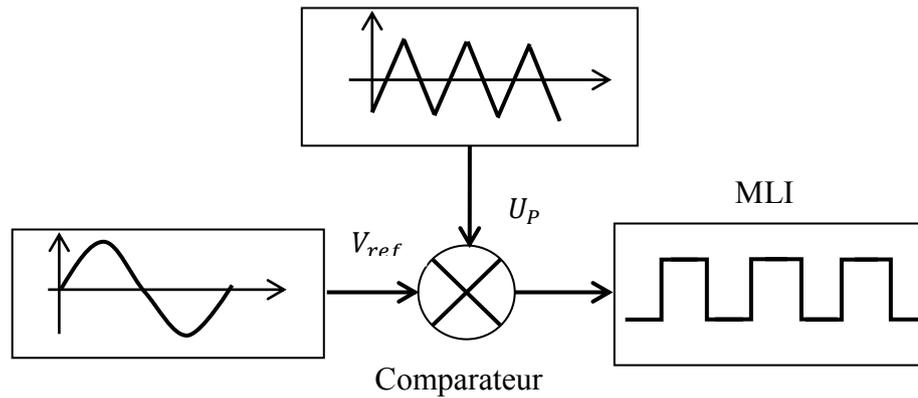


Figure. I.14 Exemple de commande MLI déterministe

I.5.3.2 MLI aléatoire

La modulation en MLI aléatoire RPWM (Random Pulse Width Modulation) est l'une des solutions pour minimiser le problème des harmoniques. Dans la littérature, cette technique a été utilisée dans la commande des hacheurs ainsi que dans les onduleurs triphasés [11-13]. La modulation aléatoire permet d'atténuer l'amplitude des harmoniques du signal de sortie du convertisseur [13]. Au lieu d'avoir des composantes spectrales en chaque multiple de la fréquence de commutation, on obtient des composantes étalées sur tout le spectre de fréquence avec des amplitudes aux fréquences centrales atténuées. Il existe plusieurs configurations de la MLI aléatoire ; nous en citerons trois configurations.

Dans la première, la période de la porteuse est changée de manière aléatoire (Random Carrier Frequency Modulation : **RCFM**). Dans la seconde, la période reste constante, et c'est la position des impulsions à l'intérieure de cette période qui varie aléatoirement (Random Pulse Position Modulation : **RPPM**). La troisième est la combinaison des deux configurations précédentes ce que nous appelons la double modulation (**RCFM-RPPM**).

I.5.3.2.1 Principe de la modulation aléatoire

Pour la modulation classique, les signaux de commande sont générés par la comparaison d'un signal de référence désiré à une porteuse triangulaire à période fixe. La MLI aléatoire utilise une porteuse aléatoire, ce qui constitue la seule différence avec la modulation classique et n'entraîne aucun changement dans la structure du convertisseur [1] [2].

La **figure I.15** montre schématiquement le principe de la MLI aléatoire.

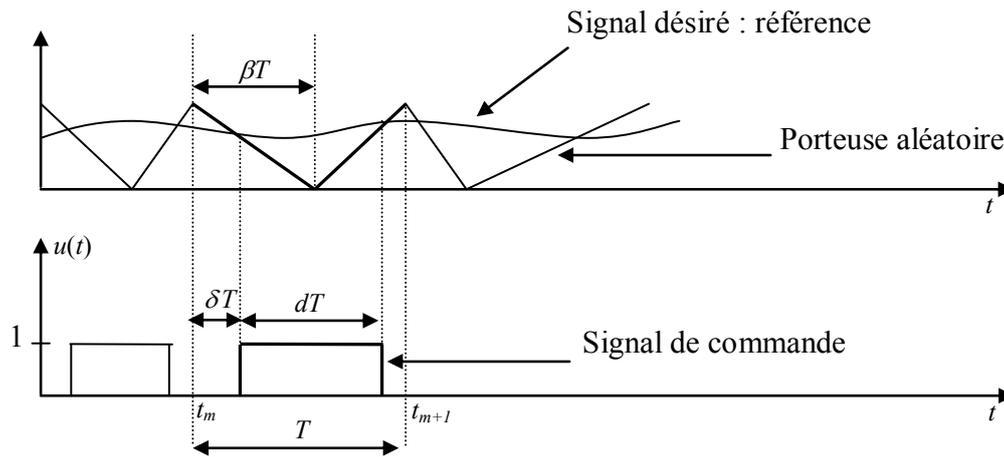


Figure.I.15. Principe de la MLI aléatoire

I.5.3.2.2 Configurations de la MLI aléatoire

La **figure I.16** montre un signal type de commande MLI des convertisseurs ainsi que les paramètres permettant de le définir à savoir [1] [2] :

- La période de modulation T .
- Le rapport cyclique d .
- Le rapport de délai δ .

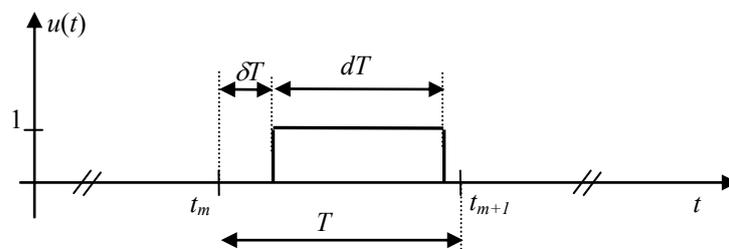


Figure I.16. Signal de commande indiquant les paramètres utiles.

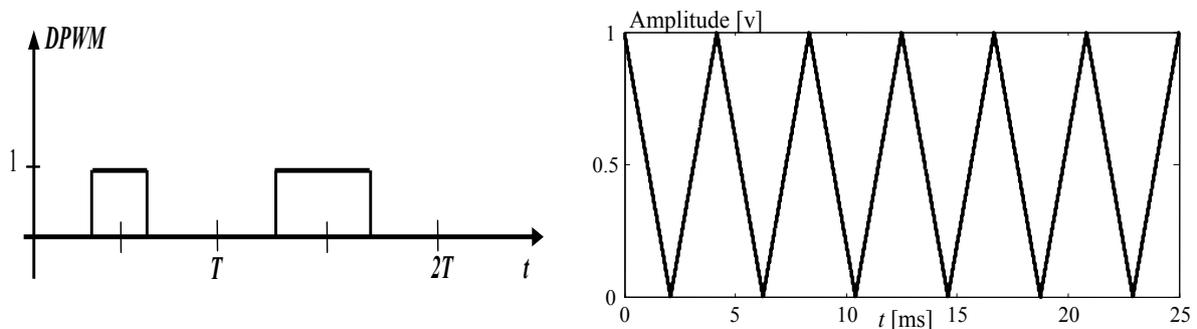
En fonction des paramètres T , d et δ , on peut distinguer différentes configurations de la MLI aléatoire. En pratique d est généralement déterministe (fixe en DC-DC et variable en DC-AC), il détermine le point de fonctionnement. Par conséquent seuls les paramètres T et δ sont réellement rendus aléatoires de façon séparée ou combinée, il en résulte les quatre (04) configurations résumées dans le **tableau I.2** ci-dessous :

Tableau I.2. Tableau récapitulatif des configurations aléatoires

Configuration	Rapport cyclique d	Période T	Rapport de retard δ
DPWM	déterministe	déterministe	déterministe
RCFM	déterministe	aléatoire	déterministe
RPPM	déterministe	déterministe	aléatoire
RCFM-RPPM	déterministe	aléatoire	aléatoire

a) Deterministic Pulse Width Modulation (DPWM)

Pour la configuration **DPWM** les deux paramètres T et δ sont déterministes. La porteuse est triangulaire symétrique de période T fixe et de rapport $\beta = 0.5$, (**Figure I.17.a**).

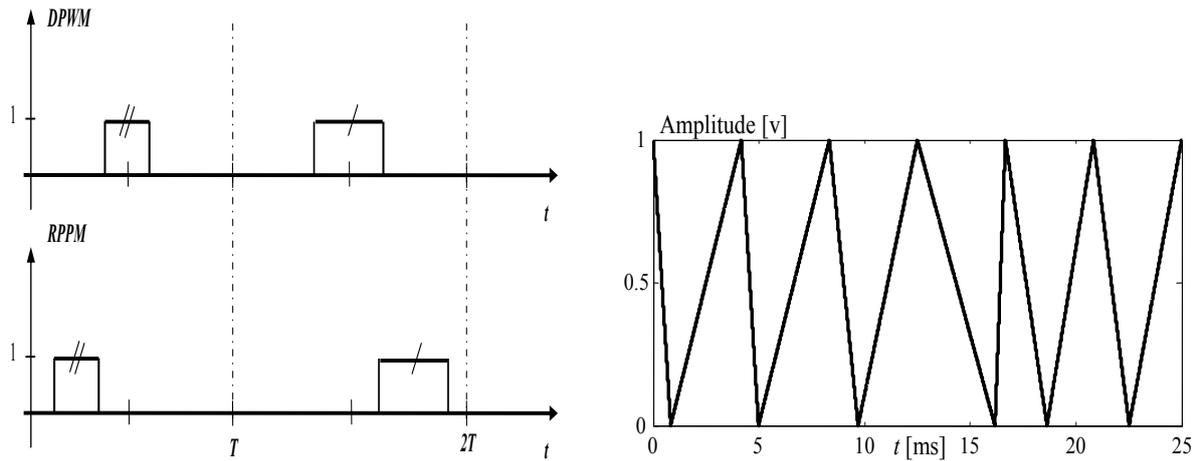


(a) Principe de la DPWM

(b) Signal triangulaire de la DPWM

Figure.I.17. Deterministic Pulse Width Modulation (DPWM)**b) Random Pulse Position Modulation (RPPM)**

La configuration **RPPM** consiste à agir sur le coefficient de retard δ pour rendre aléatoire la position de signal de commande tout en gardant la période de modulation T constante (**Figure I.18.a**). On utilise alors une porteuse triangulaire de période fixe, avec l'instant βT aléatoire entre 0 et T , alors le coefficient de retard δ est $\delta = \beta (1 - d)$, la figure (**I.18.b**) montre la forme d'une telle porteuse.

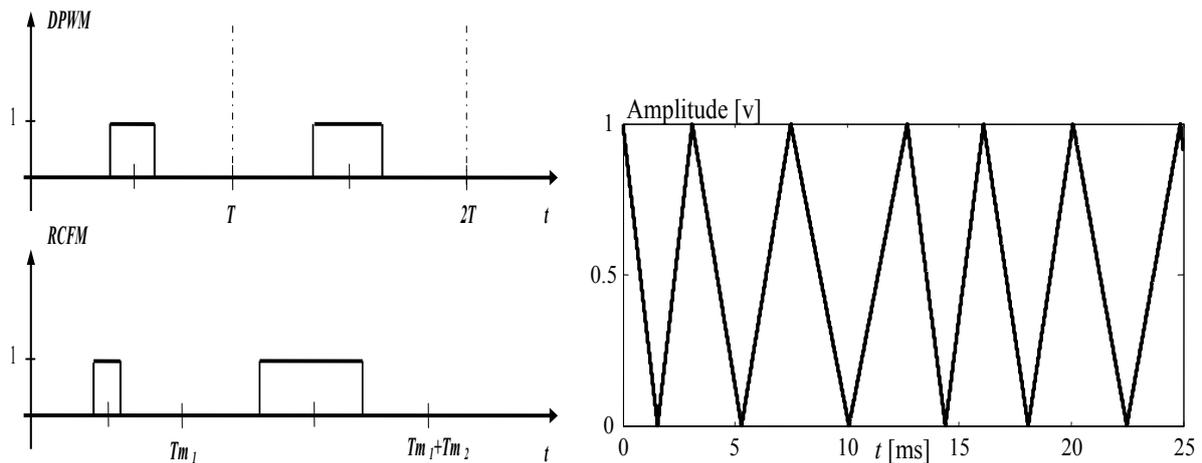


(a) Principe de la RPPM

(b) Signal triangulaire de la RPPM

Figure. I.18 Random Pulse Position (RPPM)**c) Randomized Carrier Frequency Modulation (RCFM)**

La configuration **RCFM** consiste à rendre aléatoire la période de modulation T , tout en gardant la position de l'impulsion fixe (**Figure I.19.a**). Cette configuration est obtenue par l'utilisation d'une porteuse triangulaire de période T aléatoire entre deux valeurs T_{\max} et T_{\min} , la position du pic de porteuse est gardée fixe $\beta = 0.5$. (**Figure I.19.b**).



a) Principe de la RCFM

b) Signal triangulaire de la RCFM

Figure. I.19 Randomized Carrier Frequency (RCFM)

d) Double modulation RCFM-RPPM

La configuration **RCFM-RPPM** combine les deux configurations précédentes, la porteuse triangulaire a pour période T et pour position du pic βT aléatoires, (**Figure I.20**).

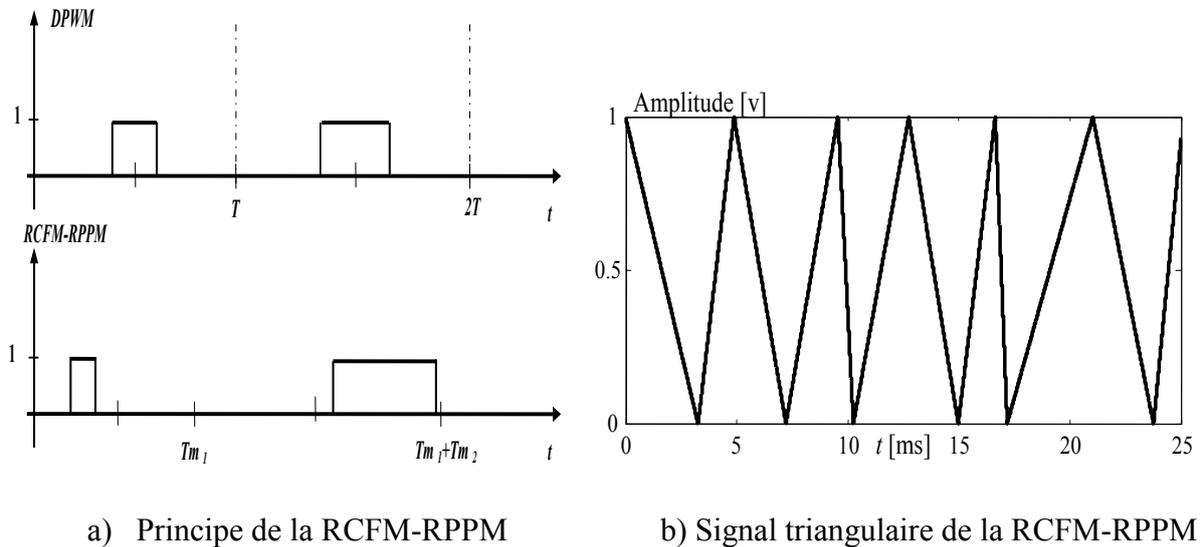


Figure. I.20 Porteuse de la configuration RCFM-RPPM

I.6 Intérêt de la MLI aléatoire par rapport à la MLI déterministe

Pour montrer l'intérêt CEM de la MLI aléatoire par rapport à la MLI déterministe, considérons en **figure I.21** un signal MLI déterministe et son spectre et en **figure I.22** un signal MLI aléatoire et son spectre. Le signal déterministe présente les caractéristiques suivantes:

- Période constante: $T = 1$ ms
- Rapport cyclique constant: $d = 0.5$
- Rapport de retard : $\delta = 0$

Le signal aléatoire de la **figure I.22** a un seul paramètre aléatoire en l'occurrence, la période de modulation T . Il présente les caractéristiques suivantes:

- Période T : aléatoire (suivant la loi uniforme) entre $0.8\bar{T}$ et $1.2\bar{T}$ avec $\bar{T} = 1$ ms (\bar{T} : moyenne statistique de la période).
- Rapport cyclique constant: $d = 0.5$
- Rapport de retard : $\delta = 0$

Notons que le signal aléatoire n'est pas périodique et l'analyse de Fourier a été effectuée sur la base de la FFT d'un échantillon représentatif de 50 périodes de modulation.

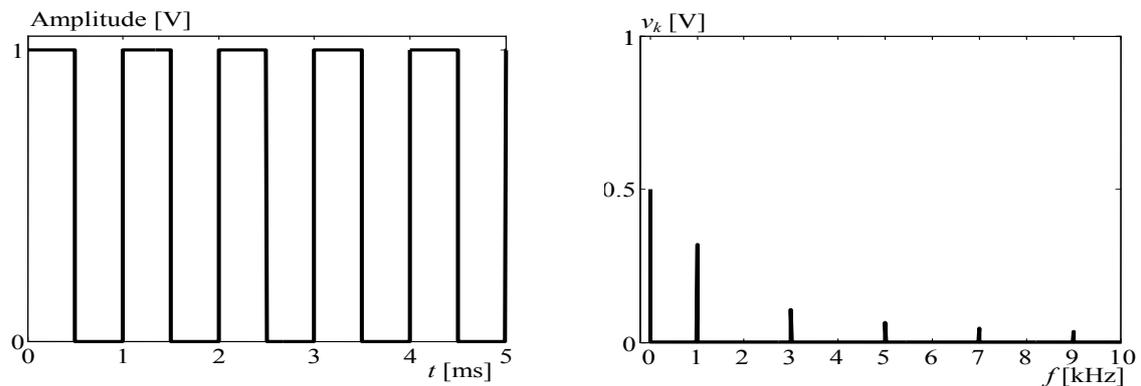


Figure.I.21. Signal MLI déterministe et son spectre

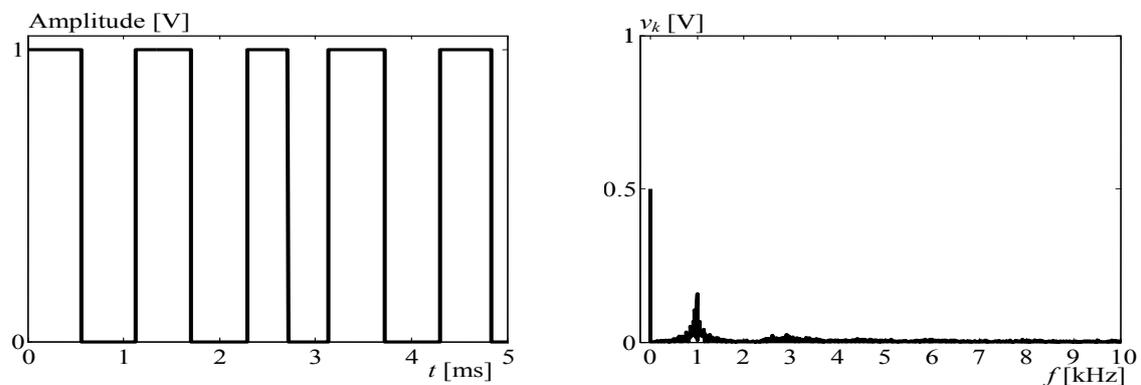


Figure.I.22. Signal MLI aléatoire et son spectre

Les **figures I.21** et **I.22** montrent bien que :

- La composante continue de la tension garde la même amplitude dans les deux cas, (**Figures I.21** et **I.22**).
- Pour la MLI déterministe, le spectre est composé d'harmoniques discrets dont les amplitudes décroissent au fur et à mesure que le rang augmente, (**Figure I.21**).
- Pour la MLI aléatoire, le spectre se présente sous forme de la composante continue et d'un bruit composé pratiquement de toutes les fréquences avec des amplitudes beaucoup moins importantes comparativement au cas déterministe, (**Figure I.22**), ce qui est le but recherché par l'application de cette technique. Au voisinage de la fréquence de modulation, l'amplitude du spectre augmente. Du fait que le spectre se présente sous forme d'un bruit, il contient des fréquences inférieures à la fréquence moyenne de modulation.

Conclusion

Dans ce chapitre nous avons fait la lumière sur la compatibilité électromagnétique (CEM) ainsi que des généralités sur les perturbations en électronique de puissance. Ces perturbations sont principalement causées par la présence croissante des convertisseurs statiques comme des charges non-linéaires et la commutation des semi-conducteurs. Nous avons commencé par les sources des perturbations et leurs classifications par les fréquences et selon le mode de propagation : les perturbations conduites (l'objet de notre étude) et les perturbations rayonnées. Enfin nous avons passé à revue quelques moyens de lutte contre ces perturbations. Parmi ces techniques nous nous intéressons à la technique MLI aléatoire : trois configurations existants la RPPM, RCFM, et la combinaison entre les deux RCFM-RPPM. En remplaçant la modulation de largeur d'impulsion déterministe (classique) par cette nouvelle technique.

Chapitre II :

Généralités

sur les convertisseurs
continu-continu
et continu-alternatifs

DC/DC – DC/AC

Introduction

Ce chapitre présente des généralités sur les convertisseurs continu-continu et continu-alternatifs (DC/DC et DC/AC), on prend par considération le hacheur série et l'onduleur triphasé à deux niveaux.

Nous commençons ce chapitre par les différents interrupteurs utilisés dans les convertisseurs statiques. Ensuite, nous présentons les différentes topologies des convertisseurs continu-continu et continu-alternatifs et aussi nous citons leurs applications dans des nombreux domaines.

Enfin, nous donnons quelques stratégies de commande de ces convertisseurs, parmi ces stratégies nous nous intéressons à la commande MLI aléatoire. (Nous allons détailler cette technique de commande dans les prochains chapitres (III et IV).

II.1 Les interrupteurs utilisés dans les convertisseurs DC/DC et DC/AC

Les convertisseurs statiques utilisent des interrupteurs à base de semi-conducteurs de puissance fonctionnant en commutation. L'utilisation de ces interrupteurs permet à adapter un bon rendement grâce à la fermeture et l'ouverture rapide des interrupteurs. On distingue plusieurs types des interrupteurs :

- Les interrupteurs commandables seulement à la fermeture : le thyristor.
- Les interrupteurs commandables à la fermeture et à l'ouverture :
 - Le thyristor à ouverture commandée (GTO).
 - Le transistor bipolaire (BJT).
 - Le transistor (MOSFET) de puissance.
 - Le transistor bipolaire à grille isolée (IGBT).

II.1.1 L'interrupteur parfait

Un interrupteur est considéré comme parfait :

- S'il est possible de commander ou de contrôler son ouverture et sa fermeture.
- Si la durée de la commutation est très courte devant la période de fonctionnement du convertisseur.
- S'il ne provoque pas de perturbation dans un montage, à cause de ses caractéristiques propres.
- S'il ne consomme aucune puissance.

II.2 Présentation des convertisseurs continu-continu (DC/DC)

Un hacheur est un convertisseur continu/continu permettant de convertir une énergie continue fixe à un niveau donné de tension ou de courant en une énergie continue variable à un autre niveau de tension ou de courant [14].

On obtient une tension de valeur moyenne variable en établissant et interrompant périodiquement l'alimentation de la charge par la source grâce à des interrupteurs.

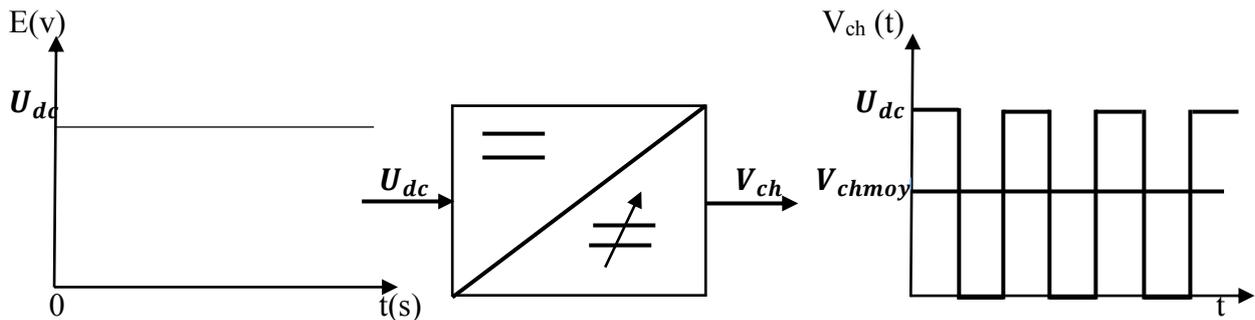


Figure.II.1 Principe de base d'un hacheur.

II.2.1 Représentation des sources

Dans l'étude des convertisseurs DC-DC, nous distinguerons systématiquement l'alimentation (Source génératrice d'énergie) de la charge du convertisseur (source réceptrice).

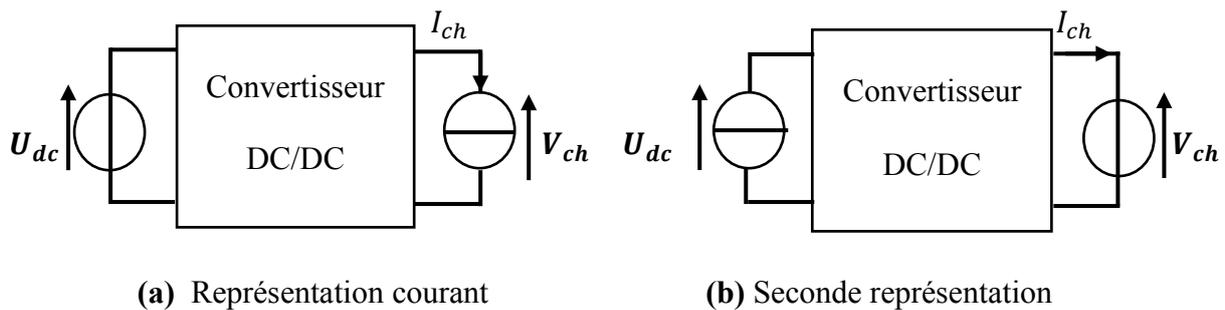
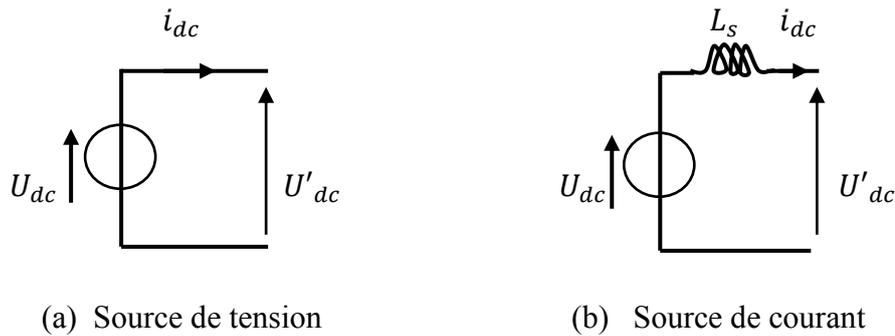


Figure.II.2 Convertisseur DC/DC

En regard des schémas **figure.II.2 (a)** et **figure.II.2 (b)**, l'alimentation peut être une source de tension, ou bien une source de courant. Par convention, les représentations adoptées pour de telles sources sont telles que celles définies en (**Figure. II.3**) [15].



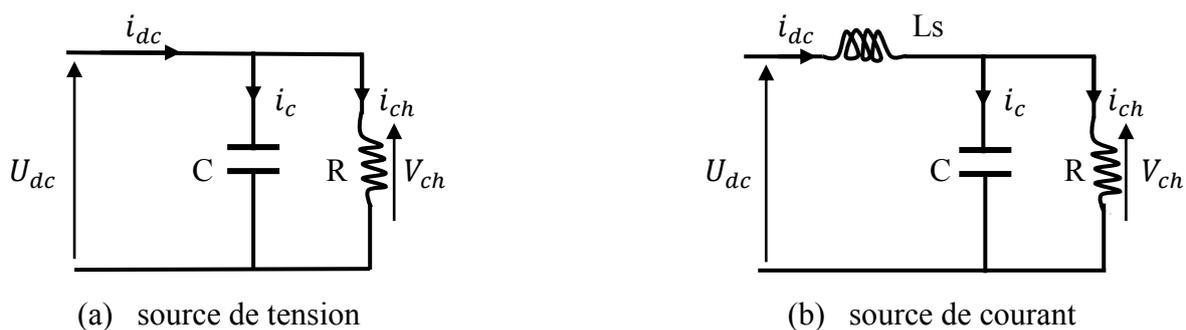
(a) Source de tension

(b) Source de courant

Figure.II.3 Conventions adoptées pour les générateurs.

- source de tension (**Figure. II.3 (a)**) : nous considérerons une source de tension parfaite,
- source de courant (**Figure.II.3 (b)**) : nous considérerons une source de tension parfaite, en série de laquelle on place une inductance, qui confère à l'ensemble le « caractère » source de courant recherché.

Dans la conversion DC/DC, la charge « type » est la résistance, seul dipôle susceptible d'absorber de la puissance. On ne peut légitimement considérer un tel dipôle comme une source de tension ou de courant digne de ce nom. Pour cette raison, toute charge résistive est associée à un condensateur, ou à un ensemble constitué d'un condensateur et d'une inductance, de façon à pouvoir considérer le dipôle équivalent qui résulte de cette association comme une source de tension ou de courant, suivant les besoins. Ceci est illustré dans la **figure. II.4** [15].



(a) source de tension

(b) source de courant

Figure.II.4 Conventions adoptées pour les récepteurs

- source de tension (**Figure.II.4 (a)**): l'association d'une résistance et d'un condensateur en parallèle confère à ce dipôle le caractère d'une source de tension.

- source de courant (**Figure.II.4 (b)**): l'ajout d'une inductance en série avec la source de tension permet de conférer à l'ensemble le caractère d'une source de courant [15].

II.2.2 Différents types des hacheurs

On distingue plusieurs types des hacheurs :

- ✓ Hacheur abaisseur « Buck converter »
- ✓ Hacheur élévateur « Boost converter »
- ✓ Hacheur abaisseur élévateur « Buck-Boost converter »
- ✓ Hacheur monophasé en pont « Full Bridge converter »

II.2.2.1 Hacheur série

Hacheur série, hacheur abaisseur ou bien dévolteur est un appareil qui convertit une tension continue en une autre tension continue de plus faible valeur. La source d'entrée est de type tension continue et la charge de sortie continue de type source de courant [16].

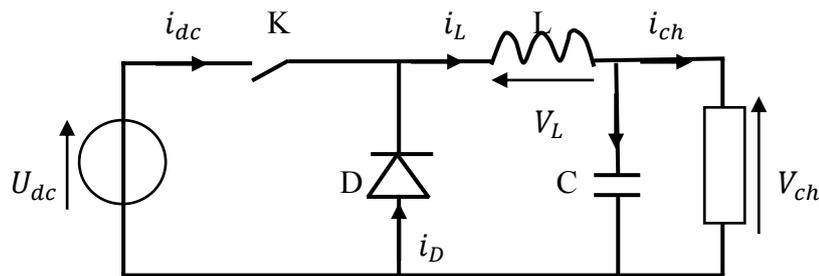


Figure.II.5 Hacheur série (abaisseur)

II.2.2.2 Hacheur parallèle

Hacheur parallèle, hacheur élévateur, hacheur survolteur, hacheur de type Boost. La source d'entrée est de type courant continu (inductance en série avec une source de tension) et la charge de sortie est de type tension continue (condensateur en parallèle avec la charge résistive). L'interrupteur « K » peut être remplacé par un transistor puisque le courant est toujours positif et que les commutations doivent être commandées (au blocage et à l'amorçage) [17].

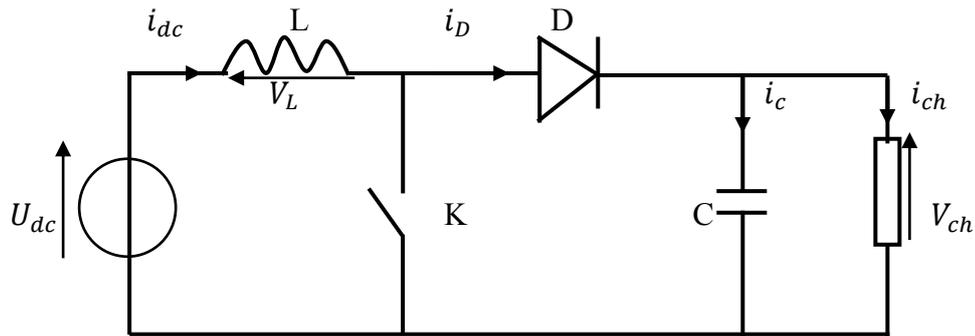


Figure.II.6 Hacheur parallèle (élevateur)

II.2.2.3 Hacheur abaisseur-élevateur

Hacheur abaisseur-élevateur, dévolteur-survolteur, de type Buck-Boost. Le hacheur abaisseur-élevateur est un convertisseur indirect DC-DC à stockage inductif. La source d'entrée est de type tension continue (filtrage capacitif en parallèle avec une source de tension) et la charge de sortie continue de type source de tension (condensateur en parallèle avec la charge résistive). Le convertisseur dévolteur-survolteur combine les propriétés des deux convertisseurs précédents [18].

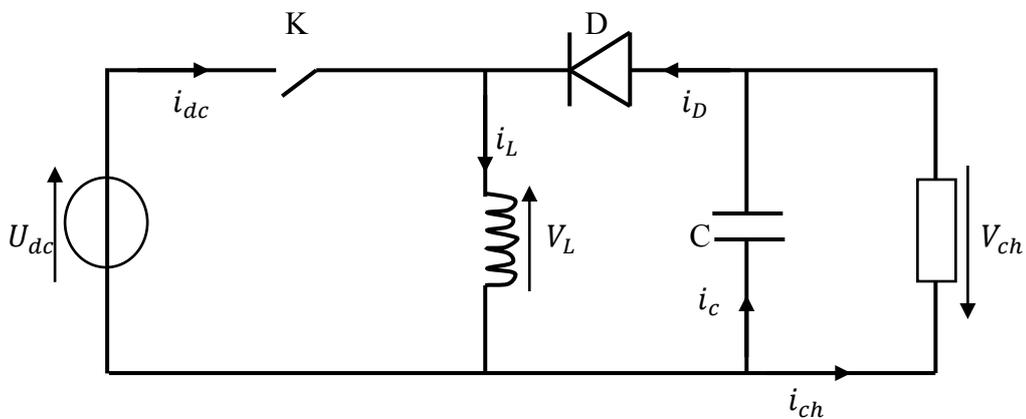


Figure.II.7 Hacheur abaisseur-élevateur

II.2.2.4 Hacheur monophasé en pont

Hacheur réversible en courant et en tension, Hacheur en pont, Hacheur à quatre quadrants, type Full Bridge. Il permet de délivrer une tension moyenne de sortie et un courant moyen de sortie peuvent être positif ou négatif, à partir d'une source d'entrée de type continue.

La réversibilité en courant et en tension entrainer une machine à courant continu dans les deux sens (marche avant / marche arrière). Ce hacheur peut faire fonctionner la MCC dans les quatre quadrants, mais il faut insérer une résistance d'absorption, pour les deux phases ou la machine est en génératrice puisse dissiper l'énergie dans cette résistance.

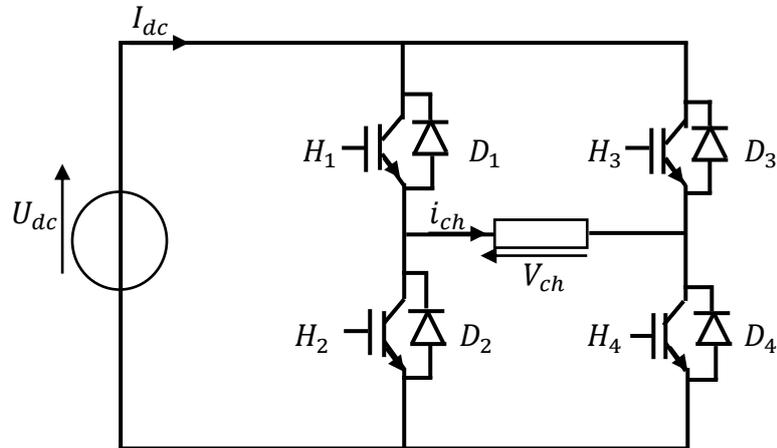


Figure.II.8 Hacheur monophasé en pont (quatre quadrants)

II.2.3 Applications des hacheurs

Certaines applications connues les systèmes de récupération de l'énergie (variateur de vitesse, monte-charge, systèmes à énergie renouvelable), nécessitent des convertisseurs capables d'acheminer l'énergie d'un générateur vers un récepteur et inversement, du récepteur vers le générateur : on dit qu'ils sont réversibles.

Ce procédé est cependant peu employé et de toute façon réservé aux puissances relativement importantes. Aux faibles et moyennes puissances, on utilise généralement les alimentations à découpage.

II.3 Présentation des convertisseurs continu-alternatifs (DC/AC)

Un onduleur est un convertisseur statique assurant la conversion d'énergie électrique de la forme continue (DC) à la forme alternative (AC) (**Figure.II.9**). En fait, cette conversion d'énergie est assurée à l'aide d'un dispositif de commande (semi-conducteurs). Il permet d'obtenir aux bornes du récepteur une tension alternative réglable en fréquence et en valeur efficace. La tension de sortie d'un onduleur a une forme d'onde périodique qui n'est pas sinusoïdale, mais qui peut être très proche de la forme d'onde souhaitée.

Il existe plusieurs types d'onduleurs, lesquels sont classés selon le nombre de phases, l'utilisation de dispositifs semi-conducteurs de puissance, les principes de commutation et les formes d'ondes de sortie.

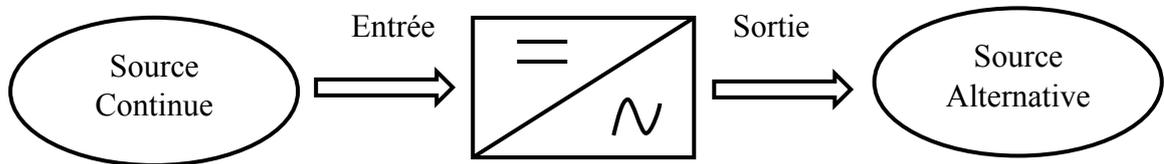


Figure.II.9 Principe de la conversion continue - alternative (DC/AC)

II.3.1 Principe général de fonctionnement

Pour réaliser un onduleur, il suffit de disposer d'un interrupteur inverseur K et d'une source de tension continue (U_{dc}) comme le montre la (**Figure II.10**) :

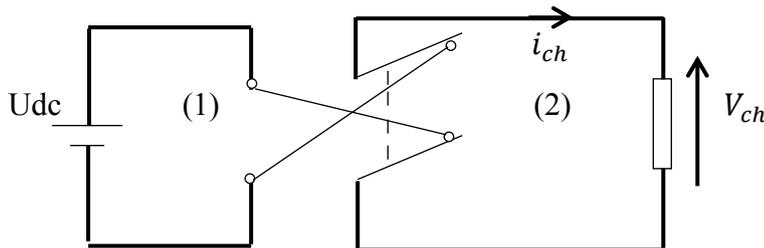


Figure.II.10 Principe de fonctionnement de l'onduleur

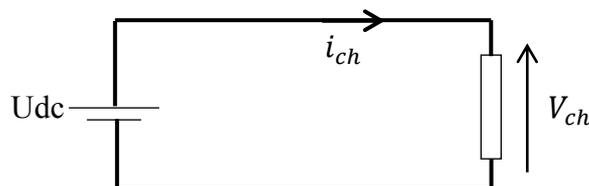


Figure.II.11 K en position (1)

Lorsque K est en position (1), on obtient : $V_{ch} = U_{dc}$

Lorsque K est en position (2), on obtient : $V_{ch} = -U_{dc}$

La **figure II.12** donne la forme de $V_{ch}(t)$ sur une période complète de fonctionnement

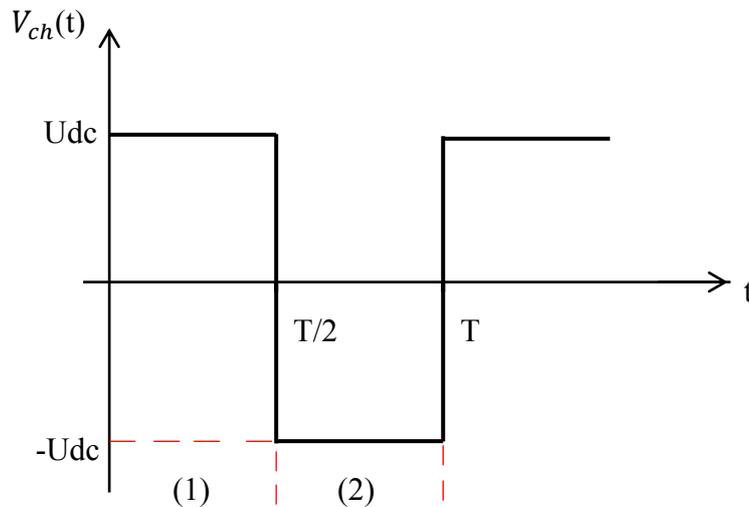


Figure.II.12 La tension avec K en position (1) et (2).

II.3.2 Types d'onduleurs

II.3.2.1 Onduleurs non autonome

Les composants utilisés peuvent être de simples thyristors commandés uniquement à la fermeture et la commutation est "naturelle" contrairement à l'onduleur autonome.

L'application principale de ce type d'onduleur se trouve dans les variateurs pour moteurs synchrones de très forte puissance où les thyristors sont souvent les seuls composants utilisables.

II.3.2.2 Onduleur autonome

C'est un système qui nécessite des composants commandés à la fois à la fermeture et à l'ouverture, de fréquence variable, dont les instants de commutation sont imposés par des circuits externes. La charge est quelconque. Cet onduleur n'est pas réversible. On distingue deux types d'onduleurs autonomes :

- Les onduleurs de tension alimentés par une source de tension continue.
- Les onduleurs de courant alimentés par une source de courant continue.

II.3.2.2.1 Les onduleurs de tension

Un onduleur de tension est un onduleur qui est alimenté par une source de tension continue, la tension « U_{dc} » n'est pas affecté par les variations du courant « i_{dc} » qui la traverse, la source continue impose la tension à l'entrée de l'onduleur et donc à sa sortie. Le courant à la sortie « i_{ch} » et donc le courant à l'entrée « i_{dc} » dépendent de la charge placée du côté alternatif. Cette charge peut être quelconque à la seule condition qu'il ne s'agisse pas d'une autre source de tension (capacité ou f. e. m alternative) directement branchée entre les bornes de sortie [19].

II.3.2.2.2 Les onduleurs de courant

Un onduleur de courant (souvent appelé commutateur de courant) est alimenté par une source de courant continu, c'est-à-dire par une source d'inductance interne si grande que le courant « i_{dc} » qui la traverse ne peut être affecté par les variations de la tension « U_{dc} » à ses bornes [19].

II.3.2.3 Les onduleurs à résonance

Les onduleurs à résonance sont des onduleurs de tension ou de courant à un créneau par alternance fonctionnant dans des conditions particulières. La charge doit être un circuit oscillant peu amorti. On commande les interrupteurs par une fréquence voisine de la fréquence de résonance de la charge. Si celle-ci varie, il faut faire varier la fréquence de commande. L'onduleur doit donc être piloté par la charge, il n'est plus autonome [20].

II.3.3 Types d'onduleurs de tension

II.3.3.1 Les onduleurs monophasés

Pour obtenir une tension alternative à partir d'une tension continue en utilisant deux interrupteurs, il faut un point milieu, soit du côté de la sortie alternative, soit du côté de l'entrée continue, cela correspond à :

- l'onduleur monophasé avec transformateur de sortie à point milieu appelé onduleur push-pull (**Figure II .13**).
- l'onduleur monophasé avec diviseur capacitif à l'entrée appelé onduleur en demi-pont. (**Figure II.15**).

Si on veut varier la largeur relative des créneaux formant les alternances de la tension de sortie, il faut quatre interrupteurs c'est : l'onduleur monophasé en pont (**Figure II.14**) [19].

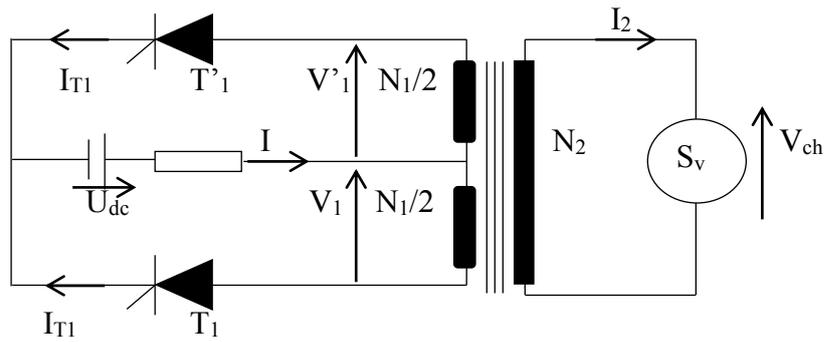


Figure.II.13 Onduleur monophasé avec transformateur à point milieu

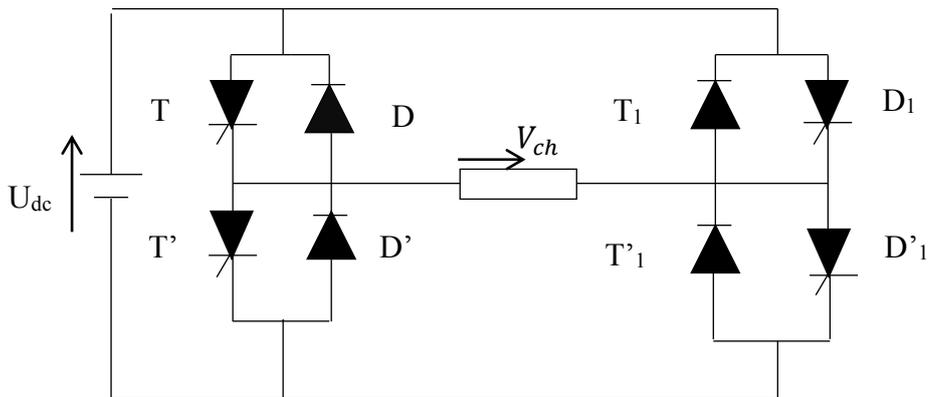


Figure.II.14 Onduleur monophasé en pont

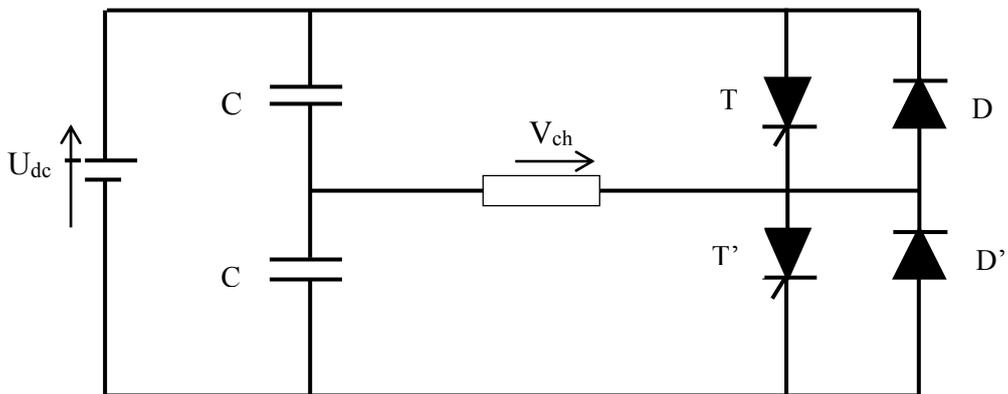


Figure.II.15 Onduleur en demi-pont

II.3.3.2 Les onduleurs triphasés

L'onduleur de tension triphasé découle immédiatement de trois demi-pont monophasé, on obtient l'onduleur triphasé à six interrupteurs (**figure II.16**), chaque demi pont comprend

un thyristor (ou un transistor) et une diode. Pour assurer la continuité des courants de sortie alternatif i_a , i_b et i_c , les interrupteurs K_1 , $K'1$ et K_2 , $K'2$, K_3 et $K'3$ doivent être complémentaires deux à deux [19].

On définit $K_i = (T_i, D_i)$.

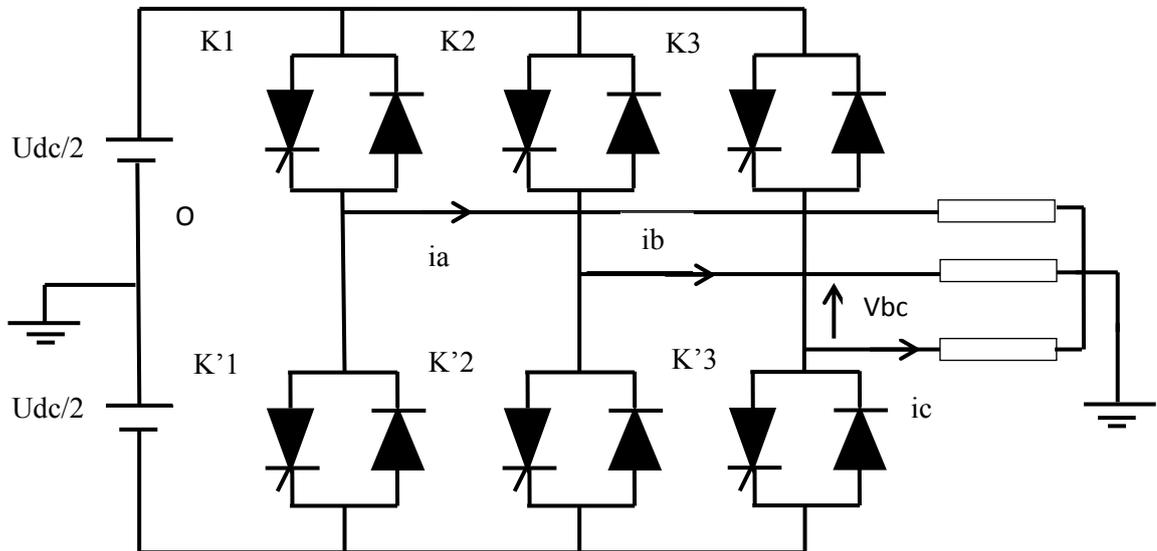


Figure.II.16 Onduleur triphasé

II.3.3.3 Les onduleurs multi-niveaux

Les onduleurs multi niveaux permettent d'augmenter la tension de sortie des convertisseurs statiques au-delà des limites des semi-conducteurs. Pour les réaliser on doit disposer de plusieurs sources de tension continue (obtenu par exemple à partir d'un diviseur capacitif) [19], on peut faire apparaître autant de cellules de commutation élémentaires et les associer en les superposant ou en les mettant en cascade. Cela permet de multiplier le nombre de niveau que l'on peut donner à la tension de sortie.

Ces onduleurs sont utilisés pour l'entraînement des moteurs asynchrones de grande puissance, d'autres applications sont possibles pour des moteurs qui tournent à vitesse élevée (> 5000 tr/mn).

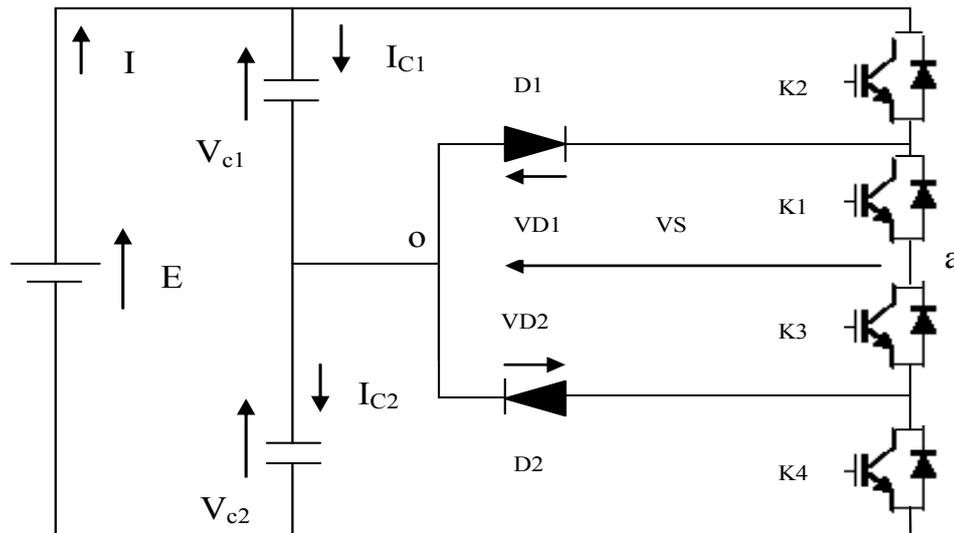


Figure.II.17 Onduleur NPC à trois niveaux

Onduleur NPC (Neutral Point Clamped Converter) : cette structure d'onduleur multi-niveau a été introduite par A. Nabae et H. Akagi en 1981 dans [21]. L'objectif était de réduire l'amplitude des harmoniques injectés par l'onduleur dans la charge pour des applications de type alimentation de moteur.

II.3.4 Les applications des onduleurs

Parmi les nombreux domaines d'emploi des onduleurs, on trouve principalement Les onduleurs à fréquence fixe à commutation forcée : Alimentés le plus souvent par une batterie d'accumulateur, ils jouent d'ordinaire le rôle d'alimentation de sécurité, ils constituent à ce titre, le principe déboucle actuel des onduleurs [22], [23]. Les onduleurs à fréquence variable à commutation forcées : Alimentés à partir du réseau industriel par l'intermédiaire d'un montage redresseur, ils délivrent une tension de fréquence et de valeur efficace nécessaires pour faire tourner à vitesse variable un moteur à courant alternatif.

II.3.4.1 Réglage de la vitesse de rotation d'un moteur synchrone

La vitesse d'un moteur synchrone est fixée par la pulsation des courants statiques. Pour changer de vitesse il faut donc changer la fréquence des tensions d'alimentation. Il faut donc redresser la tension du réseau puis l'onduler à la fréquence désirée.

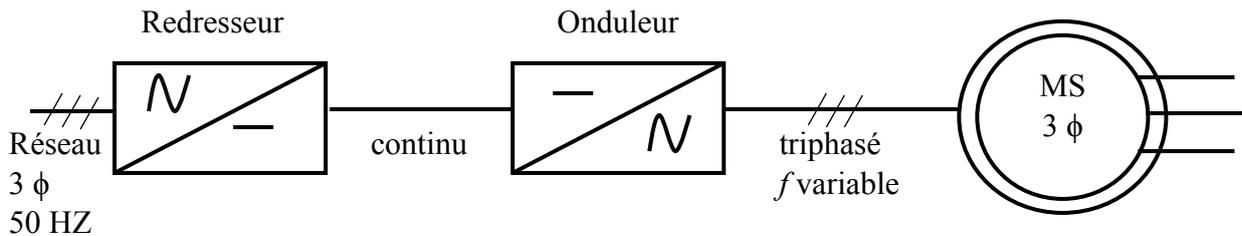


Figure.II.18 Régulation de la vitesse de rotation d'un moteur synchrone

II.3.4.2 Alimentation de secours

Lors d'une panne d'électricité, un onduleur assure la continuité de l'alimentation des machines à partir de batteries. En informatique professionnelle, un onduleur est indispensable pour éviter la perte d'informations en cas de panne du secteur [24].

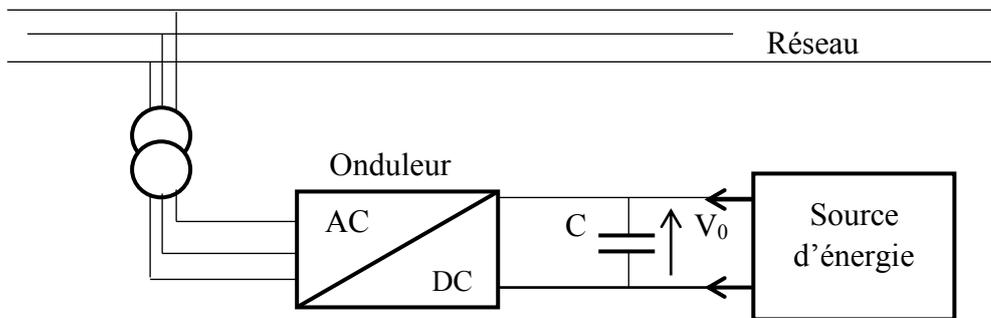


Figure.II.19 Alimentation de secours

II.3.4.3 Transfert d'énergie entre deux réseaux de fréquences différentes

La France fournit de l'énergie électrique à la Grande-Bretagne, mais la fréquence du réseau anglais est 60 Hz. Il faut donc adapter la fréquence.

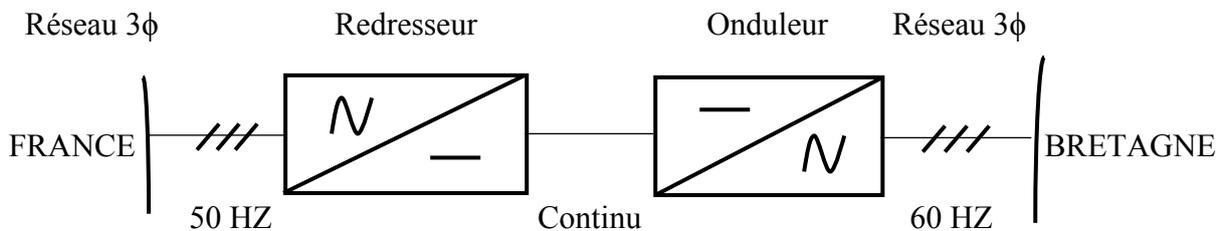


Figure.II.20 Transfert de l'énergie entre deux réseaux de fréquences différentes

II.3.5 Stratégies de commande d'onduleur de tension triphasé

Pour découper la tension appliquée à l'entrée de l'onduleur, il faut intervenir à la commande des interrupteurs qui constituent l'onduleur. Donc on distingue plusieurs stratégies de commande des onduleurs.

II.3.5.1 Commande pleine onde (dite 180°)

Lorsque la séquence de commande de fermeture d'un interrupteur coïncide avec la commutation d'ouverture de l'interrupteur situé sur le même bras, on parle dans ce cas, d'un onduleur de type 180° (**Figure II.21**).

Pour le premier bras de l'onduleur, l'interrupteur K_1 est fermé pendant une demi-période (180°), et K_1' est fermé pendant l'autre demi de la période. Pour les deux autres bras de l'onduleur, on applique la même procédure, mais avec un décalage de $\frac{2\pi}{3}$ et $\frac{4\pi}{3}$ par rapport au premier bras [22], [23].

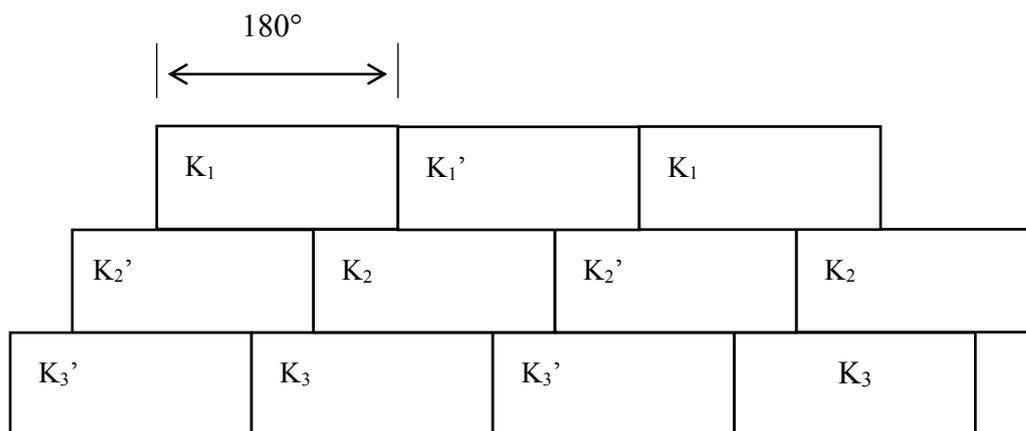


Figure.II.21 Commande pleine onde

En appliquant ce type de commande pour l'onduleur, on obtient un système de tensions alternatives triphasées caractérisées par l'absence des harmoniques de rangs multiples de trois.

II.3.5.2 Commande 120°

Dans ce cas, la commande de fermeture d'un interrupteur ne coïncide plus avec la commande d'ouverture de l'interrupteur placé sur le même bras, on parle dans ce cas d'un onduleur de type 120° (**Figure II.22**).

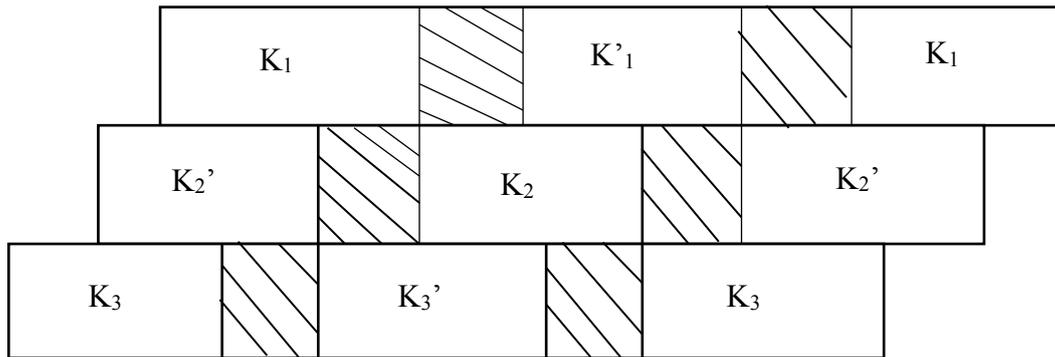


Figure.II.22 Commande 120°

Avec cette technique de commande, chaque interrupteur fonctionne pendant 120°, telle que la séquence est K_1 , K_2 puis K_3 successivement. De même pour les interrupteurs K'_1 , K'_2 et K'_3 avec un décalage de 60° par rapport à K_1 , K_2 , K_3 .

II.3.5.3 Commande par modulation de largeur d'impulsion (MLI)

Les tensions obtenues aux bornes du récepteur (la charge) pour les onduleurs triphasés présentent plusieurs harmoniques, il est donc nécessaire de chercher à se rapprocher d'une forme d'onde sinusoïdale. Pour cela on fait appel à la technique de modulation de largeur d'impulsion (MLI). On va présenter la technique de commande MLI déterministe en chapitre IV ainsi que la nouvelle technique MLI aléatoire (l'objet de notre travail) pour commander un onduleur triphasé à deux niveaux.

Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté une généralité sur les convertisseurs statiques de type DC-DC et DC-AC.

Nous avons commencé par une présentation de l'élément de base utilisé dans le fonctionnement des convertisseurs statiques qui est l'interrupteur semi-conducteur. Ensuite, nous avons donné les différentes structures de chaque convertisseur ainsi que leurs fonctionnements. Enfin, nous avons cité quelques applications de ces convertisseurs dans des nombreux domaines.

Chapitre III :

MLI aléatoire appliquée
dans les convertisseurs
continu-continu
DC/DC

Introduction

Dans ce chapitre, nous nous intéressons à la modulation aléatoire en DC-DC. Le convertisseur considéré est le hacheur série (abaisseur).

Les hacheurs sont des convertisseurs directs de type continu-continu. Leur utilisation permet le contrôle de la puissance électrique dans des circuits fonctionnant en courant continu avec une très grande souplesse et un rendement élevé.

Comme applications de ces convertisseurs, on peut citer les alimentations de la télécommunication, l'aérospatial et l'alimentation des machines électriques. Les interrupteurs électroniques utilisés sont supposés parfaits (la commutation n'est pas prise en compte) ce qui limite le domaine d'étude de la tension aux basses fréquences seulement [25], [26].

Nous commençons le chapitre par une présentation du principe de modulation du hacheur série en modulation de largeur d'impulsion déterministe et aléatoire. Ensuite, le fonctionnement du hacheur série commandé en MLI déterministe et en MLI aléatoire est simulé. Enfin, une analyse spectrale basée sur la transformée de Fourier de la tension de sortie du convertisseur est effectuée.

III.1 Hacheur série (abaisseur)

Pour le hacheur série, nous reprenons dans la **figure III.1** la structure du hacheur, en considérant une source de tension parfaite et les interrupteurs électroniques parfaits, la tension de sortie $v(t)$ constitue une image amplifiée du signal de commande $u(t)$ en conduction continue :

$$v(t) = U_{dc} u(t) \quad (\text{III.1})$$

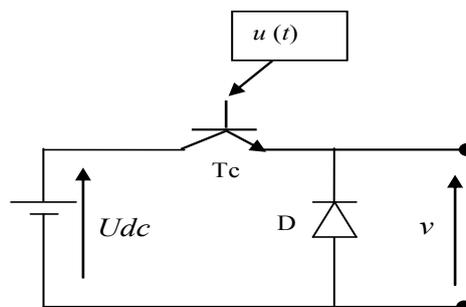


Figure III.1. Structure du hacheur série (abaisseur)

III.2 Principe de modulation

Le signal de commande de l'interrupteur électronique est obtenu par la comparaison d'un signal de référence d ($d < 1$) à une porteuse triangulaire aléatoire d'amplitude égale à l'unité (**Figure III.1**). Ce signal est complètement caractérisé par trois paramètres qui sont [1] [2] :

- La période de modulation T
- Le rapport de délai δ
- Le rapport cyclique d : Généralement, il est considéré constant entre 0 et 1, ce qui correspond à un signal de référence fixe d'amplitude égale à d .

Pour obtenir un signal de commande aléatoire en période T et δ , nous utilisons une porteuse triangulaire aléatoire en période T et en position du creux β . Ce qui donne la relation suivante :

$$\delta = \beta(1-d) \quad (\text{III.2})$$

Notons que dans le cas de la modulation déterministe (classique), les trois paramètres sont fixes, d'ordinaire, le créneau de tension est calé au début de la période de modulation correspondante ($\delta = 0$) ; ce qui correspond à une porteuse en dents de scie ($\beta = 0$).

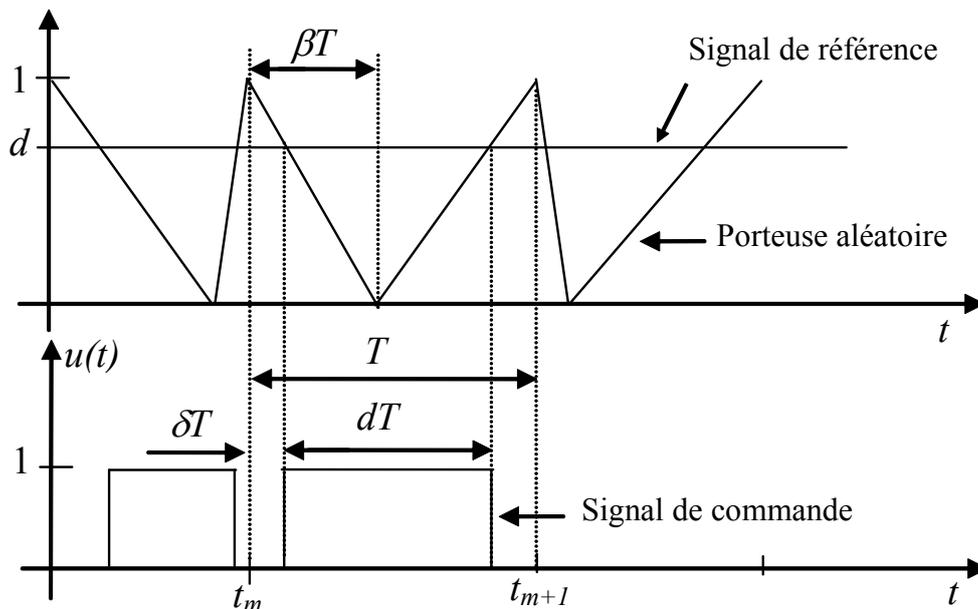


Figure III.2. Principe de la modulation aléatoire en DC-DC

Sur la base d'une porteuse aléatoire (ou non), les différentes configurations qui en résultent sont obtenues comme suit :

- La configuration PWM classique ou (DPWM : Deterministic Pulse Width Modulation) ; les paramètres T et β de la porteuse sont déterministes. Pour notre cas précis, la porteuse est en dents de scie : T fixe et $\beta = 0$.
- La configuration RPPM (Random Pulse Position Modulation) consiste à agir sur le coefficient de délai δ pour rendre aléatoire la position du signal de commande tout en gardant la période de modulation T constante. On utilise alors une porteuse triangulaire de période fixe, avec un front de descente de durée βT (**Figure III.2**) aléatoire entre 0 et T (T constante et β aléatoire entre 0 et 1).
- La configuration RCFM (Random Carrier Frequency Modulation) consiste à rendre aléatoire la période de modulation T , tout en gardant fixe le rapport de délai δ . Cette configuration est obtenue par l'utilisation d'une porteuse triangulaire de période T aléatoire entre deux valeurs T_{min} et T_{max} , la position du creux de la porteuse est gardée fixe (porteuse en dent de scie pour le hacheur série " $\beta = 0$ " et porteuse triangulaire symétrique pour le hacheur en pont et l'onduleur de tension " $\beta = 0.5$ ").
- La configuration RCFM-RPPM (ou double modulation aléatoire) constitue la combinaison des deux précédentes ; les deux paramètres de la porteuse T et β sont aléatoires.

III.3 Simulations

Dans cette partie, nous simulons le fonctionnement d'un hacheur série à IGBT alimentant une charge (R, L). En premier, le hacheur est commandé en MLI déterministe (classique) ; le signal de commande est obtenu par comparaison d'une porteuse en dent de scie (déterministe) à une référence fixe. En second lieu, la MLI aléatoire est utilisée en remplaçant la porteuse en dent de scie déterministe par une porteuse triangulaire aléatoire. Le passage de la MLI déterministe à la MLI aléatoire, se fait seulement par changement de porteuse. Pour obtenir l'une des trois (03) configurations (RPPM, RCFM ou RCFM-RPPM), il suffit d'utiliser la porteuse correspondante (**Figure III.3**).

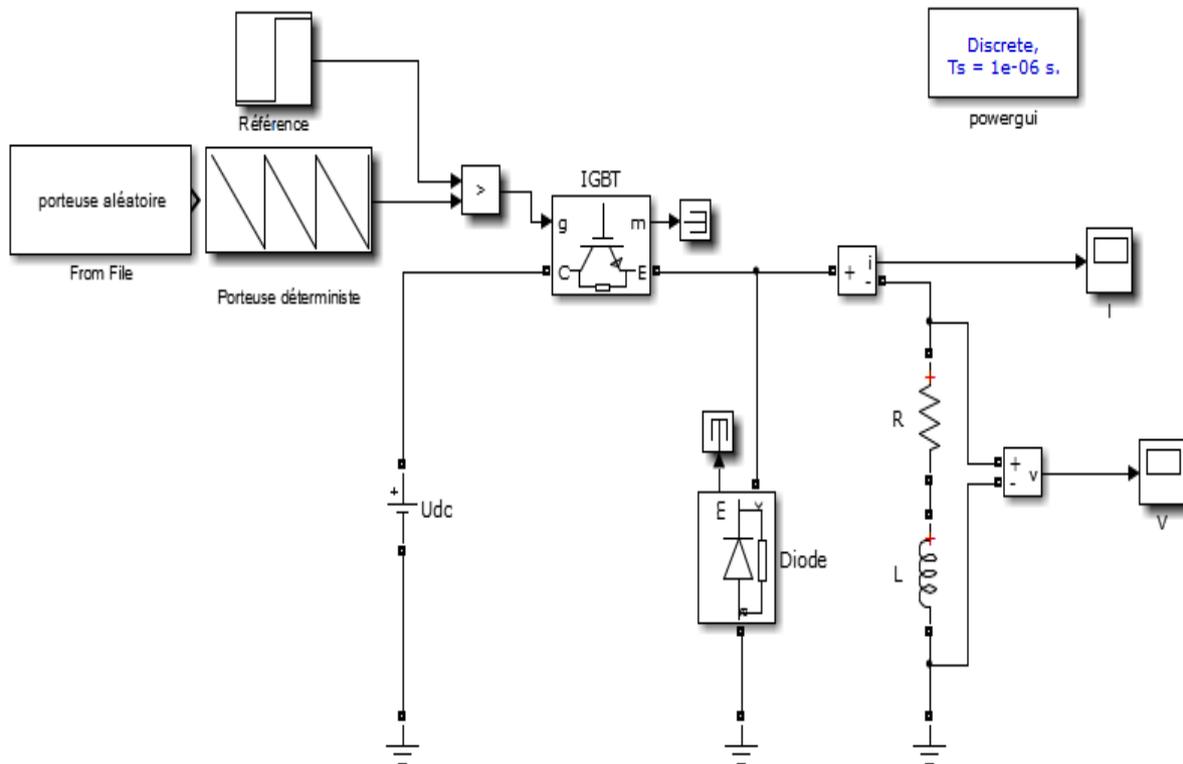


Figure III.3 Schéma bloc du hacheur série

III.3.1 Commande en MLI déterministe (classique)

La simulation est effectuée dans les conditions suivantes :

- Tension d'entrée : $U_{dc} = 150$ v.
- Charge : $R = 10 \Omega$, $L = 10$ mH.
- Signal de référence d'amplitude fixe : $d = 0.5$.
- Porteuse : une seule (01) configuration est utilisée :

- DPWM : Porteuse déterministe en dent de scie : $\left(T = \frac{1}{F_s} = \frac{1}{1800} \text{ s et } \beta = 0 \right)$ Cette

configuration est prise comme référence.

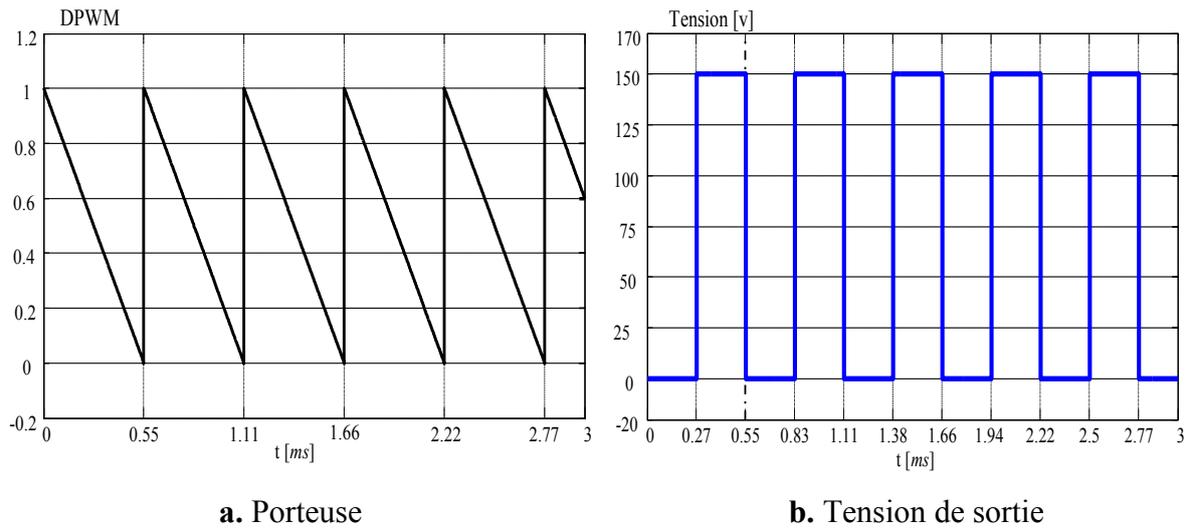


Figure III.4 Porteuse et tension de sortie pour la configuration déterministe (DPWM)

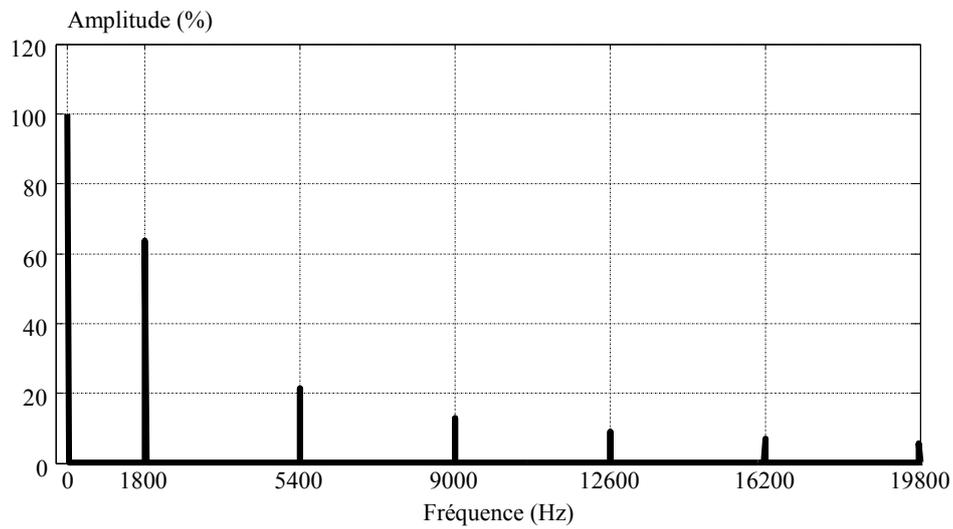


Figure III.5. Spectre de la tension de sortie

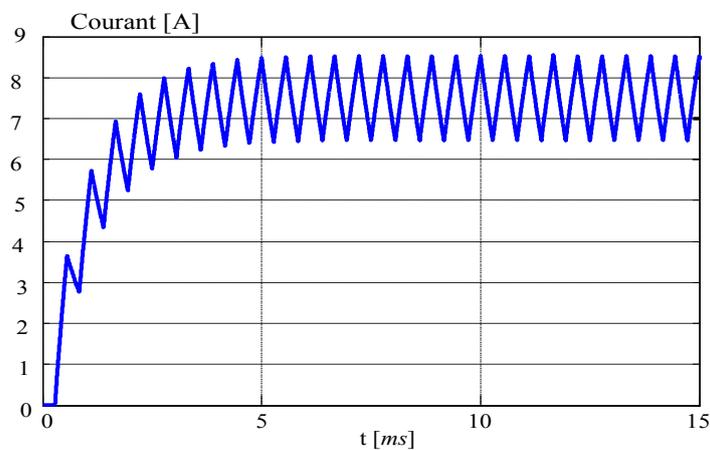


Figure III.6. Courant dans la charge

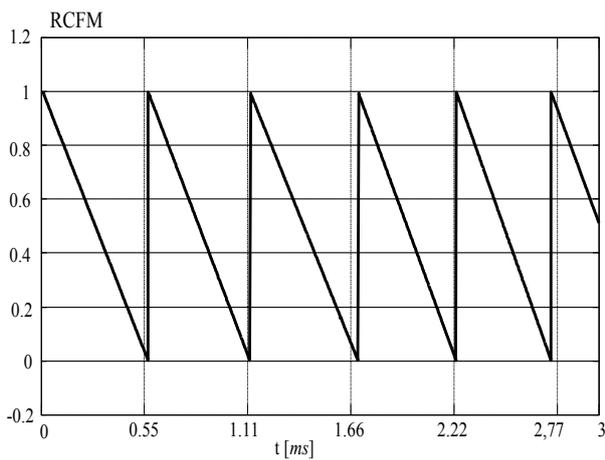
III.3.2 Commande en MLI aléatoire

Comme dans le cas de la commande en MLI déterministe, la simulation est effectuée en utilisant les mêmes conditions précédentes, mais cette fois ci on utilise les configurations aléatoires suivantes :

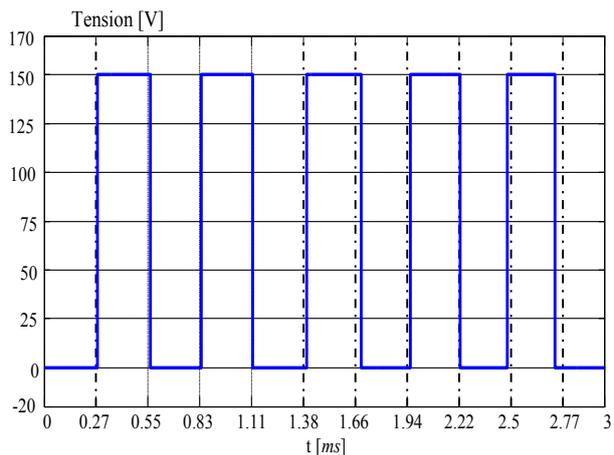
- RPPM : Porteuse triangulaire aléatoire ; la période T est fixe $\left(T = \frac{1}{F_s} = \frac{1}{1800} \text{ s} \right)$ et β est aléatoire dans l'intervalle entre $0.55\beta < \beta < 1.45\beta$ ($R_\beta=0.9$) selon la loi uniforme.
- RCFM : Porteuse en dent de scie ($\beta = 0$), de période T aléatoire selon la loi uniforme dans l'intervalle $0.9T < T < 1.1T$ ($R_T=0.2$) avec : $T = \frac{1}{F_s} = \frac{1}{1800} \text{ s}$
- RCFM-RPPM : T et β sont indépendamment aléatoires selon la loi uniforme dans les intervalles : $0.9T < T < 1.1T$ et $0.55\beta < \beta < 1.45\beta$.

Note :

Dans toutes les simulations, la génération de la porteuse aléatoire est effectuée à l'aide d'un programme sous Matlab. En effet, ce software possède des fonctions qui permettent de générer des nombres aléatoires selon différentes lois de probabilité. Dans notre cas, ces nombres aléatoires correspondent directement aux paramètres aléatoires T et β .

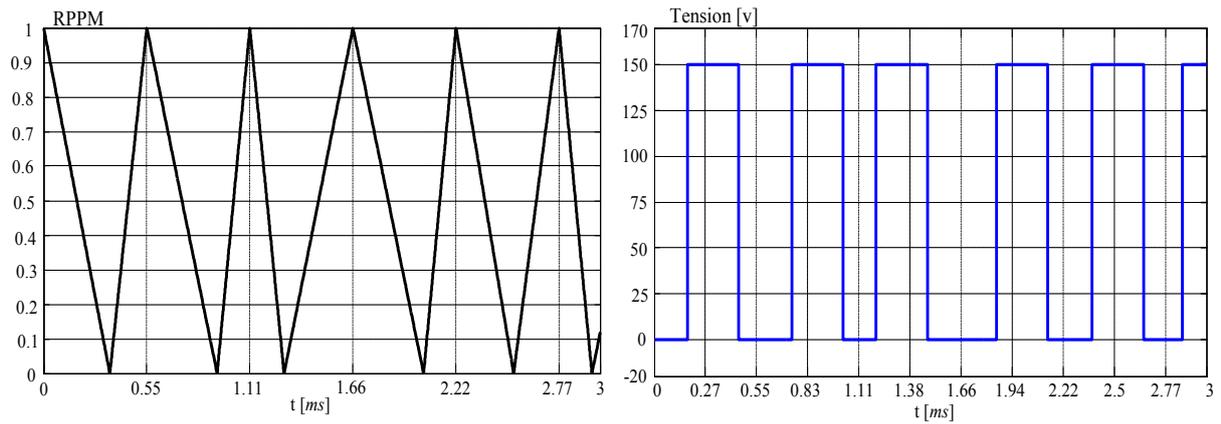
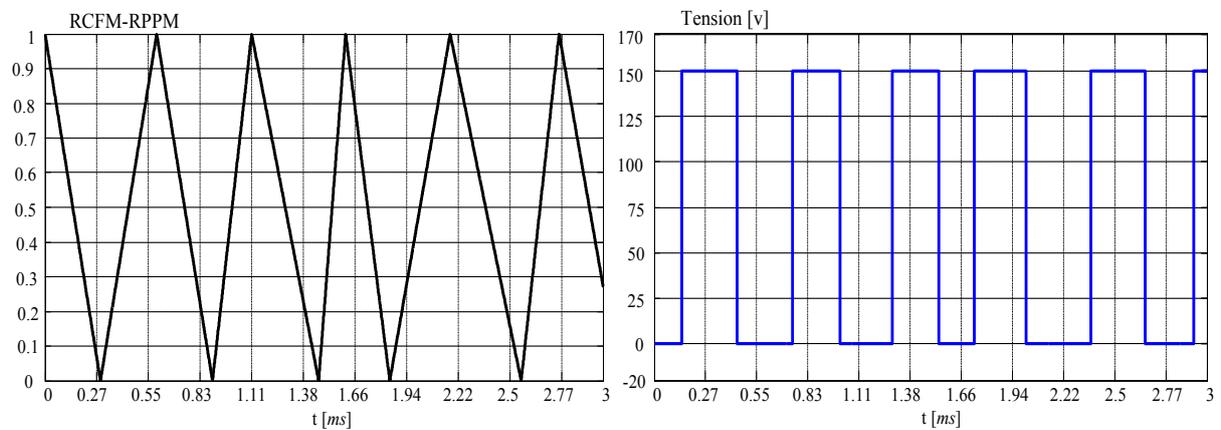
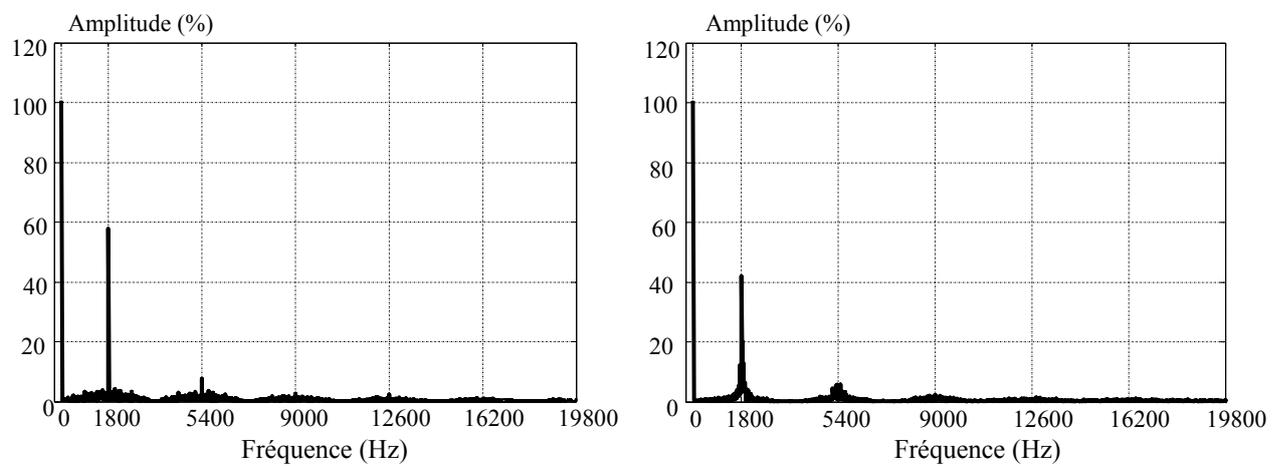


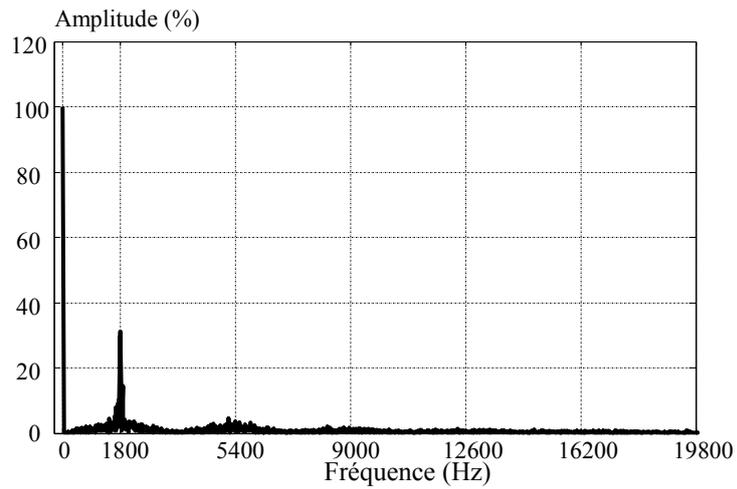
a1. Porteuse



a2. Tension de sortie

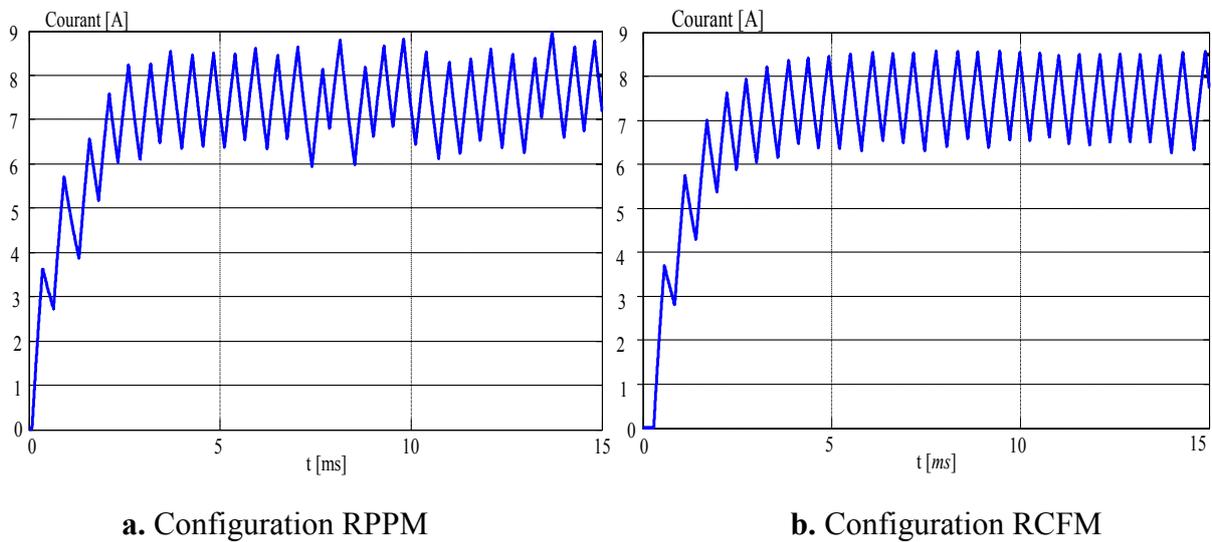
a. Configuration RCFM

**b1. Porteuse****b2. Tension de sortie****b. Configuration RPPM****c1. Porteuse****c2. Tension de sortie****c. Configuration RCFM-RPPM****Figure III.7.** Porteuse et tension de sortie pour les configurations aléatoires**a. Configuration RPPM****b. Configuration RCFM**



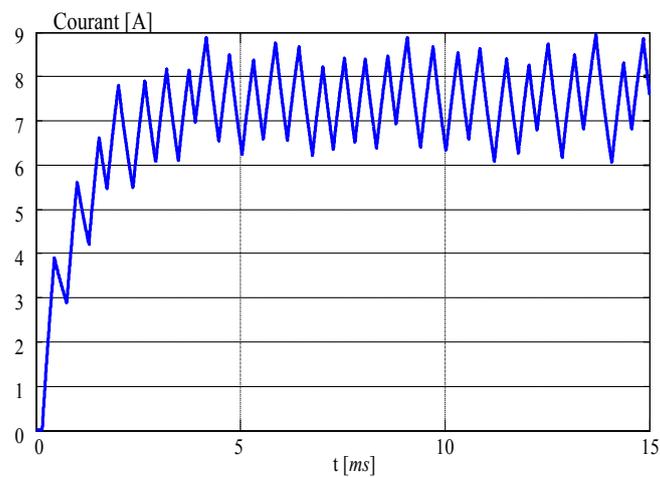
c. Configuration RCFM-RPPM

Figure III.8. Spectre de la tension de sortie



a. Configuration RPPM

b. Configuration RCFM



c. Configuration RCFM-RPPM

Figure III.9. Courant dans la charge

Une analyse de ces résultats montre ce qui suit :

- L'aspect aléatoire apparaît clairement à la fois sur les porteuses, sur les tensions de sortie et sur les courants dans la charge (**Figures III.6 et III.9**). En effet, nous constatons qu'en MLI aléatoire, les tensions et les courants ne présentent aucune périodicité. Notons qu'en MLI déterministe, la tension est périodique et le courant en régime établi l'est aussi (**Figures III.4 et III.7**).
- Le spectre de la tension, (**Figure III.8**), montre bien l'intérêt CEM de la MLI aléatoire par rapport à la MLI déterministe. En effet, elle permet une réduction importante de l'amplitude du spectre. A titre indicatif, le premier harmonique pour la MLI déterministe, (**Figure III.5**), a pour amplitude (63 %), alors que pour la double modulation (RCFM-RPPM), l'étalement du spectre permet de réduire nettement son amplitude relative, en particulier, cette amplitude reste inférieure à (30 %) au voisinage de la fréquence de modulation, (**Figure III.8.c**), ce qui constitue une réduction très importante (environ 33 %). De plus, la composante continue n'est pas altérée et garde la même valeur en MLI déterministe et en MLI aléatoire pour toutes les configurations (**Figure III.8**).
 - Les configurations RCFM et RCFM-RPPM permettent un étalement complet du spectre qui se présente sous forme de la composante utile (composante continue) et d'un bruit contenant toutes les fréquences (**Figures III.8.b et c**). Cependant la RPPM ne réalise pas un étalement complet du spectre (**Figure III.8.a**), en effet, nous remarquons que le spectre contient bien une partie continue (bruit) et une partie discrète aux multiples de la fréquence F_s (harmoniques de tension). A titre indicatif, avec les paramètres aléatoires choisis pour la simulation, ces harmoniques apparaissent nettement aux fréquences f_p et $2f_p$ en **figure III.8.a**.
 - La RCFM-RPPM réalise le meilleur étalement du spectre de la tension comparativement à la RCFM seule et à la RPPM seule.
- Les formes des courants diffèrent d'une configuration à une autre, ce qui fait apparaître les effets séparés des deux paramètres aléatoires T et β (**Figure III.9**). De plus, le régime transitoire n'est pas affecté par le type de modulation (déterministe ou aléatoire).

Conclusion

Dans ce chapitre, nous nous sommes intéressés à l'application de la MLI aléatoire dans la conversion DC-DC. Le convertisseur considéré est le hacheur série.

Nous avons présenté le principe de modulation dans le hacheur série. Ensuite, le fonctionnement du hacheur série est simulé en MLI classique et en MLI aléatoire, ce qui a permis de montrer la différence entre les deux types de modulation du point de vue contenu spectral de la tension.

Nous avons montré que la double modulation (RCFM-RPPM) permet une réduction importante des harmoniques par rapport aux simples modulations (RPPM et RCFM) ce qui permet une diminution efficace des perturbations électriques conduites dans le convertisseur et par suite un meilleur respect des normes CEM pour les phénomènes conduits.

Chapitre IV :

MLI aléatoire appliquée
dans les convertisseurs
continus-alternatifs
DC/AC

Introduction

Ce chapitre est consacré à la MLI aléatoire en DC-AC. Le convertisseur considéré est l'onduleur triphasé à deux niveaux en pont.

Les signaux de commande sont obtenus selon la stratégie triangulo-sinusoïdale, basée sur la comparaison d'un signal de référence sinusoïdal (signal désiré à la sortie du convertisseur) avec une porteuse triangulaire aléatoire. Ce type de convertisseurs trouve son domaine d'application dans l'alimentation des machines à courant alternatif à vitesse variable. Parmi les effets des perturbations électriques conduites créées dans le cas de la MLI à fréquence de modulation constante (MLI déterministe), nous pouvons citer la génération du bruit acoustique lors de l'alimentation des machines à travers l'onduleur. Ce bruit peut être éliminé par l'augmentation de la fréquence de modulation au-delà de la gamme des fréquences audibles [27-28]. Cependant, l'augmentation de la fréquence est limitée en pratique par les pertes par commutation. La commande du convertisseur en MLI aléatoire permet d'étaler le spectre sur toutes les fréquences tout en réduisant son amplitude, ce qui permet d'alléger ce bruit et le rendre moins ennuyeux.

Nous commençons le chapitre par une présentation de l'onduleur triphasé à deux niveaux et de son fonctionnement. Ensuite nous présentons la commande de l'onduleur en modulation de largeurs d'impulsions ; les deux types de modulations utilisées sont la MLI déterministe (classique) et la MLI aléatoire. Enfin, l'onduleur triphasé à deux niveaux est simulé.

IV.1 Onduleur de tension triphasé à deux niveaux

L'onduleur de tension est un convertisseur statique assurant la conversion continue-alternative. Alimenté par une source de tension continue, il est constitué de cellules de commutation généralement à transistor ou à thyristor GTO pour les grandes puissances. Il est présent dans des domaines d'applications très variés pour la variation de vitesse des machines électriques à courants alternatifs (variateurs industriels et machines de traction pour véhicules électriques).

IV.2 Structure de l'onduleur triphasé

La **figure IV.1** présente la structure d'un onduleur de tension. Chaque bras de pont comprend deux interrupteurs bidirectionnels en courant et unidirectionnels en tension. Les six interrupteurs de l'onduleur sont généralement constitués de transistors IGBT associés à des diodes montées en antiparallèle. Afin d'éviter le court-circuit de la source continue $U_{dc}/2$, les interrupteurs de chaque même bras doivent être complémentaires deux à deux par exemple K11 et K12. Pour que les tensions de sortie soient identiques à un tiers de la période de leurs fondamental prés, il faut commander chaque demi-pont avec un retard d'un tiers de la période équilibré, leurs somme est nulle, donc aucun courant ne circule dans le conducteur (N-O) : on sur le précédent, si les courants de la charge sont sinusoïdaux et forment un système triphasé peut supprimer cette liaison sans que le régime des tensions et des courants de sortie ne soit modifié [1] [2].

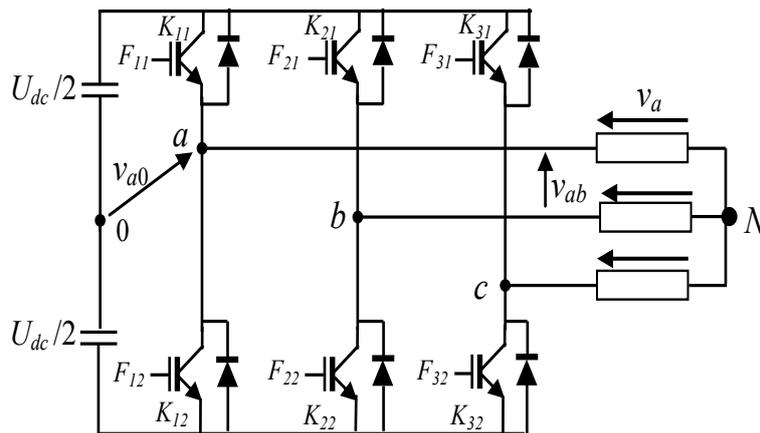


Figure IV.1. Structure d'un onduleur de tension à deux niveaux

IV.3 Modélisation d'un bras de l'onduleur

IV.3.1. Fonction de connexion

Chaque interrupteur introduit une fonction de commutation F_{kj} qui décrit son état ouvert ou fermé tel que [29] :

$$F_{kj} = \begin{cases} 1 & \text{sil' interrupteur } F_{kj} \text{ est fermé} \\ 0 & \text{sil' interrupteur } F_{kj} \text{ est ouvert} \end{cases}, \text{ avec } k = (1, 2, 3) \text{ et } j = (1, 2).$$

Les deux interrupteurs constituant chaque bras sont complémentaires, il en résulte que les fonctions de connexion de l'interrupteur des six (06) demi-bas suivants soient liées deux à deux par :

$$\begin{cases} F_{11} = 1 - F_{12} \\ F_{21} = 1 - F_{22} \\ F_{31} = 1 - F_{32} \end{cases} \quad (\text{IV-1})$$

IV.3.2. Modèle de connaissance

Cette modélisation sera effectuée en considérant l'association de l'onduleur triphasé à deux niveaux avec une charge triphasée couplée en étoile avec neutre isolé. On définit tout d'abord les notations et les hypothèses suivantes :

Tensions simples aux bornes de chaque phase de la charge : v_a, v_b, v_c .

Tensions entre les trois sorties de l'onduleur et le point milieu de la source : v_{a0}, v_{b0}, v_{c0}

Pour une charge triphasée équilibrée couplée en étoile avec neutre isolé

$$v_a + v_b + v_c = 0 \quad (\text{IV-2})$$

L'onduleur est alimenté par une source de tension continue constante. La tension entre les différentes phases (a, b, c) et le point milieu de la source continue est alors :

$$\begin{bmatrix} v_{a0} \\ v_{b0} \\ v_{c0} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} F_{11} - F_{12} \\ F_{21} - F_{22} \\ F_{31} - F_{32} \end{bmatrix} \frac{U_{dc}}{2} \quad (\text{IV-3})$$

Les équations des mailles du système source-onduleur-charge donnent :

$$v_{a0} + v_{b0} + v_{c0} = v_a + v_b + 3v_{N0} \quad (\text{IV-4})$$

Pour une charge équilibrée

$$v_a + v_b + v_c = 0 \quad (\text{IV-5})$$

Les relations (IV-4) et (IV-5) permettent d'exprimer la tension v_{N0} par :

$$v_{N0} = \frac{1}{3}(v_{a0} + v_{b0} + v_{c0}) \quad (\text{IV-6})$$

Les tensions simples aux bornes de la charge sont alors données par :

$$\begin{cases} v_a = v_{a0} - v_{N0} = \frac{1}{3}(2v_{a0} - v_{b0} - v_{c0}) \\ v_b = v_{b0} - v_{N0} = \frac{1}{3}(-v_{a0} + 2v_{b0} - v_{c0}) \\ v_c = v_{c0} - v_{N0} = \frac{1}{3}(-v_{a0} - v_{b0} + 2v_{c0}) \end{cases} \quad (\text{IV-7})$$

IV.3.3 Stratégie de la commande de l'onduleur à deux niveaux

L'évolution récente des semi-conducteurs de puissance à haute fréquence nous permet d'alimenter les machines avec des convertisseurs commandés en modulation de largeur de l'impulsion.

La MLI consiste à former chaque alternance de la tension de sortie de plusieurs créneaux au lieu d'un seul créneau. Avec la technique de MLI, la tension et la fréquence fondamentales peuvent être facilement variées. L'onde de la tension de sortie contient des harmoniques à hautes fréquences, qui sont facilement filtrés par l'inductance de fuite de la machine. Le rapport entre la tension et la fréquence est maintenu constant pour fournir un flux constant dans l'entrefer de la machine [6].

Comme la MLI présente des avantages, elle présente des inconvénients :

- L'augmentation des pertes par commutation dues à la haute fréquence de commutation.
- Réduction de la tension disponible.
- Problèmes des interférences électromagnétiques (EMI) dues au haut ordre des harmoniques [7].

Différentes stratégies de modulation de largeur d'impulsion MLI on été proposées. Parmi ces stratégies on trouve :

- La commande pleine onde.
- La commande triangulo-sinusoïdale.
- La commande triangulo-sinusoïdale avec injection du troisième harmonique.
- La commande vectorielle.

Dans notre travail on s'intéresse à la commande triangulo-sinusoïdale.

IV.4. MLI triangulo-sinusoïdale déterministe (classique)

IV.4.1. Principe

La **figure (IV.2)** explique le principe général de la MLI triangulo-sinusoïdale pour une seule phase de l'onduleur, où une onde porteuse triangulaire de haute fréquence f_p est comparée à l'onde de modulation sinusoïdale fondamentale de fréquence f et les points d'intersection déterminent les instants de commutation du dispositif de puissance [8].

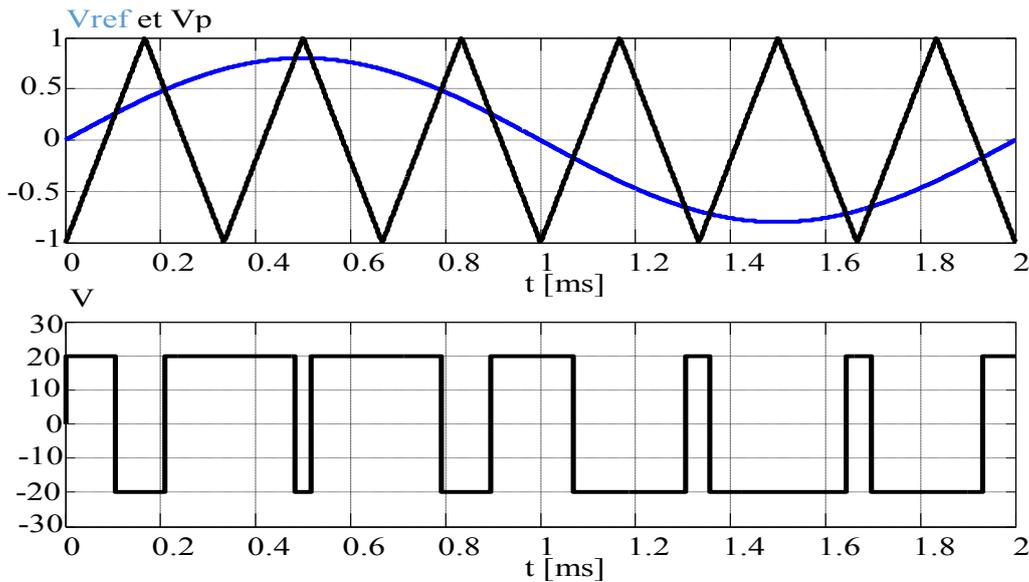


Figure IV.2. Principe générale de la MLI triangulo-sinusoïdale

IV.4.2. Caractérisation de la stratégie triangulo-sinusoïdale

Cette stratégie est caractérisée par deux paramètres :

➤ **L'indice de modulation m** : c'est le rapport de la fréquence f_p de la porteuse à la

fréquence f de la tension de référence : $m = \frac{f_p}{f}$.

➤ **Le coefficient de réglage r** : c'est le rapport de l'amplitude de la tension de référence V_m à

la valeur crête V_{mp} de la porteuse : $r = \frac{V_m}{V_{mp}}$ (en fonctionnement normal, $r < 1$).

IV.4.3. Signaux de commande

La figure (IV.3) représente schématiquement le principe d'obtention du signal de commande à partir de la fonction de connexion, le schmitt (relational operator) compare entre V_{ref} et V_p , puis délivre un signal C tel que :

$$C = 1 \quad \text{si} \quad V_{ref} > V_p$$

$$C = 0 \quad \text{si} \quad V_{ref} < V_p$$

Pour une porteuse unipolaire, V_p (entre 0 et 1), on aura :

➤ Référence : $V_{ref} = \frac{1}{2}(1 + r \sin \omega t)$

➤ Porteuse : $V_p = \begin{cases} V_{pm} \left(2 - \frac{2t}{T_p} \right); & 0 < t < \frac{T_p}{2} \\ V_{pm} \left(\frac{2t}{T_p} \right); & \frac{T_p}{2} < t < T_p \end{cases}$

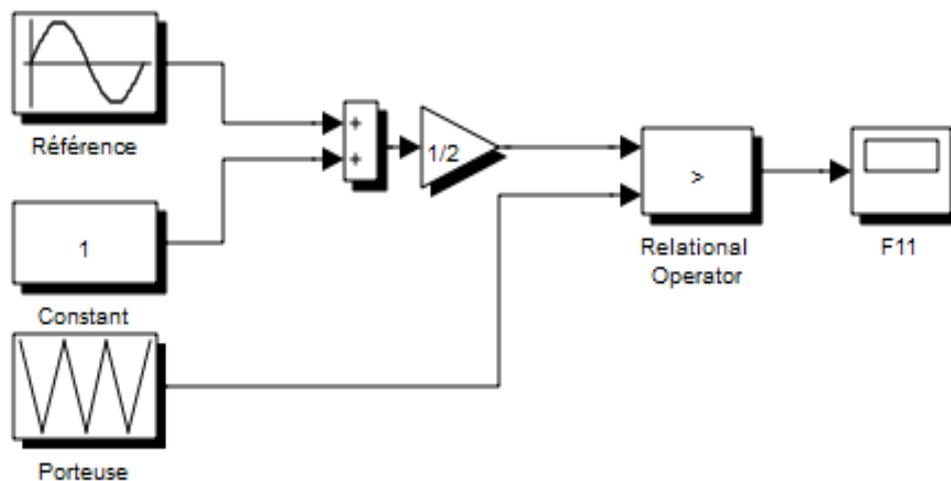


Figure IV.3. Génération du signal de commande

Le signal F_{11} indique si l'interrupteur électronique doit être enclenché ($F_{11}=1$) ou déclenché ($F_{11}=0$), la **figure (IV.4)** montre un exemple d'obtention du signal de commande pour : $m = 6, r = 0.8$.

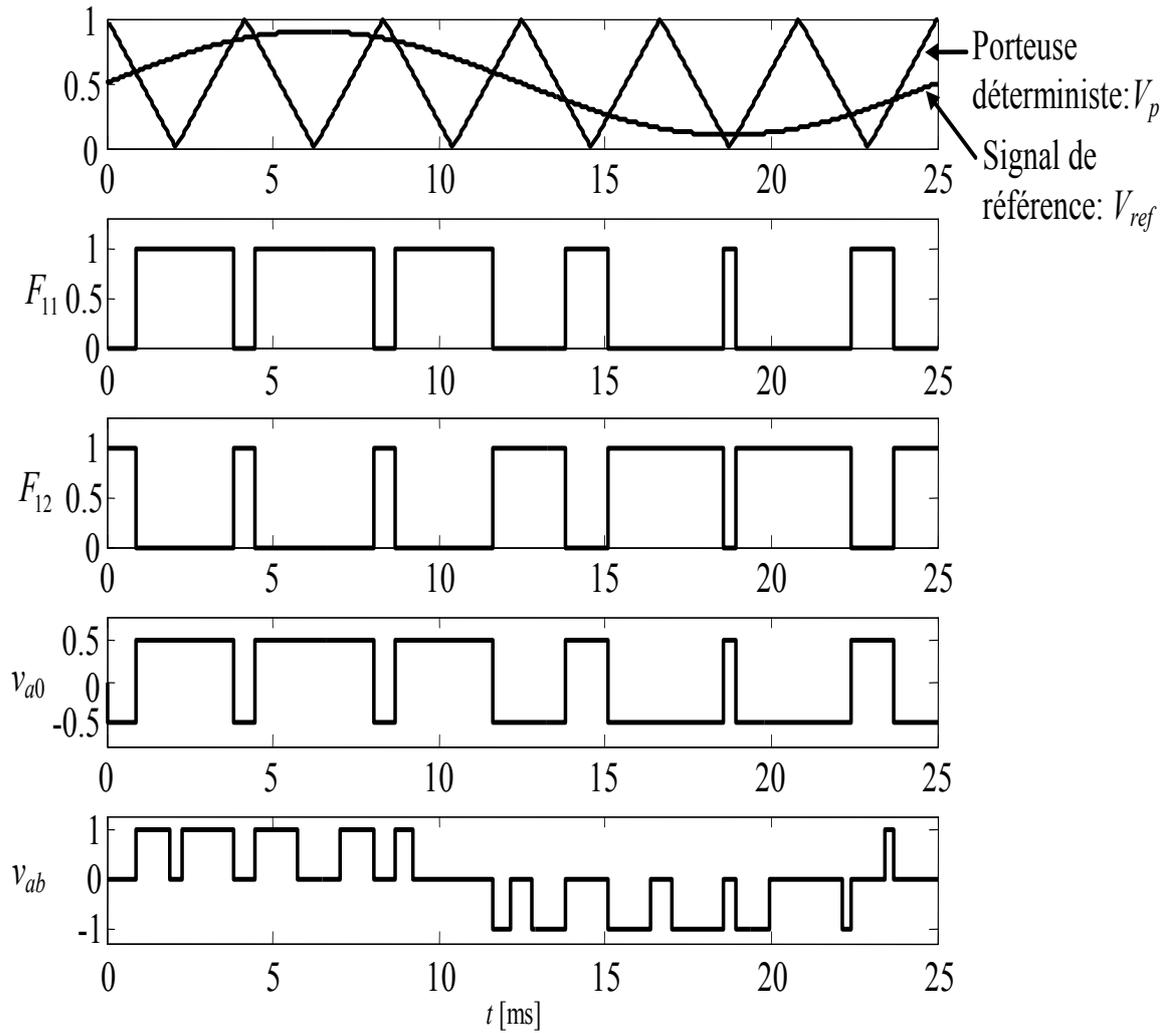


Figure IV.4. Principe de la MLI triangulo-sinusoidale

IV.5. MLI triangulo-sinusoidale aléatoire

En MLI déterministe (classique), la porteuse est fixe. En MLI aléatoire, la porteuse est aléatoire, ce qui constitue la seule différence avec la modulation classique et n'entraîne aucun changement dans la structure du convertisseur. La **figure IV.5** montre le principe de la MLI triangulo-sinusoidale aléatoire [1] [2].

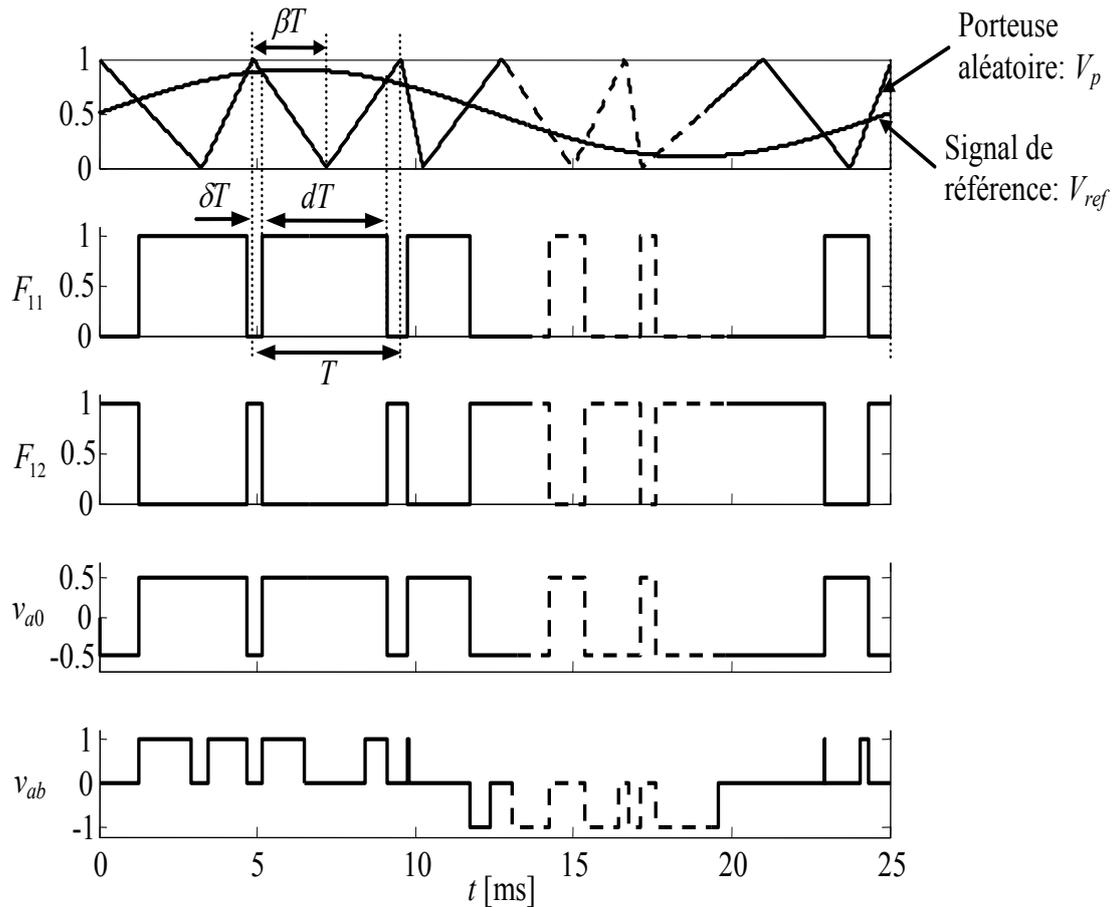


Figure IV.5. Principe de la MLI aléatoire

IV.6. Simulation

Dans cette partie, nous simulons un onduleur triphasé en pont à IGBT, débitant sur une charge (R, L) . Le principe de génération des signaux de commande reste le même que pour le hacheur série ; trois (03) signaux de référence sinusoïdales sont comparés à une même porteuse. Le passage de la MLI déterministe à la MLI aléatoire est effectué par changement de la porteuse seulement. , nous utilisons deux stratégies de commande :

- Commande en MLI déterministe
- Commande en MLI aléatoire

Le schéma bloc de simulation de l'onduleur est donné en **figure (IV.6)**

- RCFM : $\beta = 0.5$ et T est aléatoire dans l'intervalle $0.9T < T < 1.1T$ selon la loi uniforme

avec $\left(T = \frac{1}{f_p} = \frac{1}{1125} \text{ s} \right)$ ($R_T=0.2$).

- RCFM-RPPM : T et β sont aléatoires selon la loi uniforme dans les intervalles : $0.9T < T < 1.1T$ et $0.1\beta < \beta < 0.9\beta$.

- Signaux de référence : sinusoïdales avec une amplitude $r = 0.5$, (r : coefficient de réglage), et une fréquence $f = 25$ Hz, $\left(m = \frac{f_p}{f} = 45 \right)$.

IV.6.1 Commande en MLI déterministe

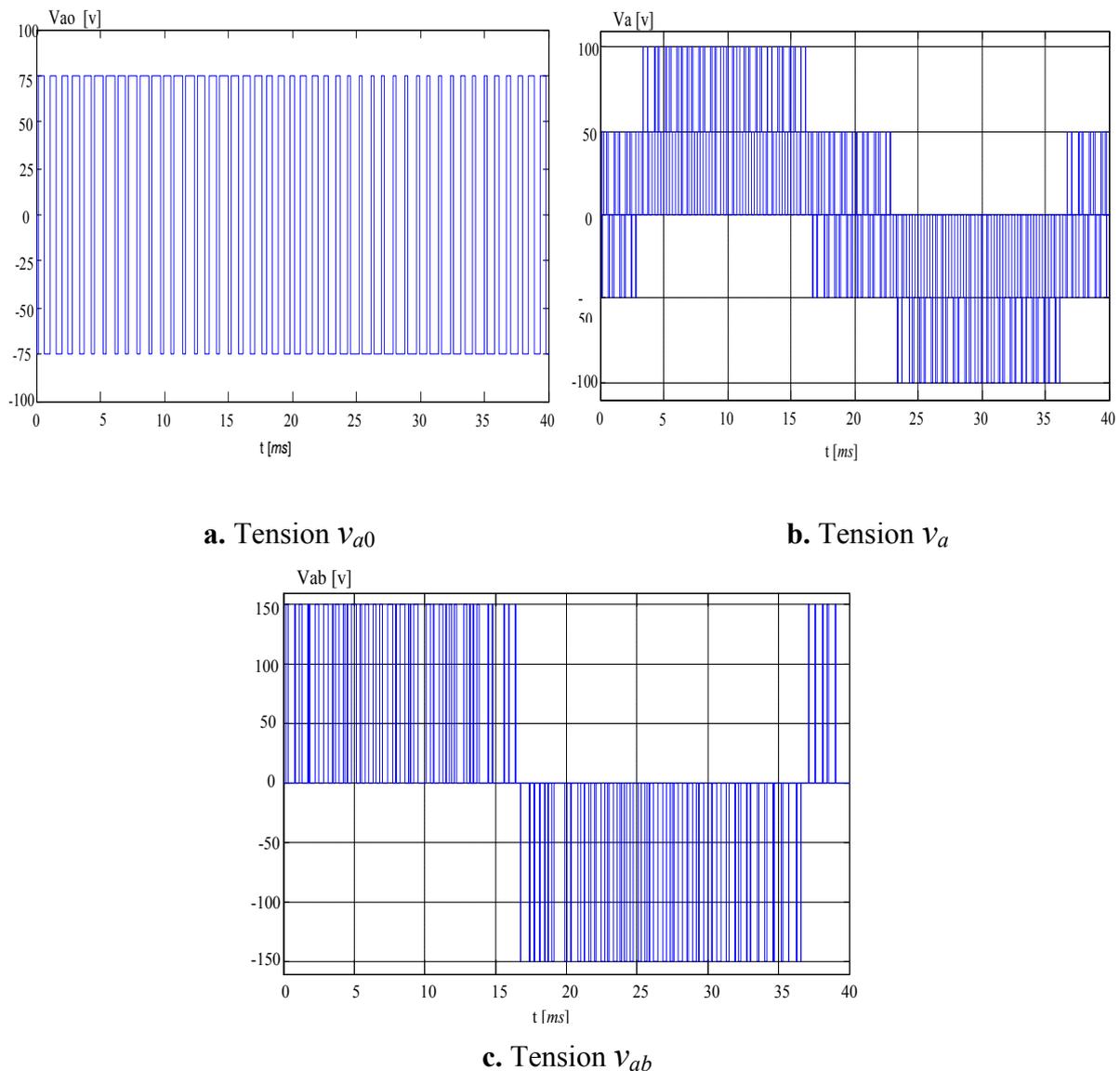
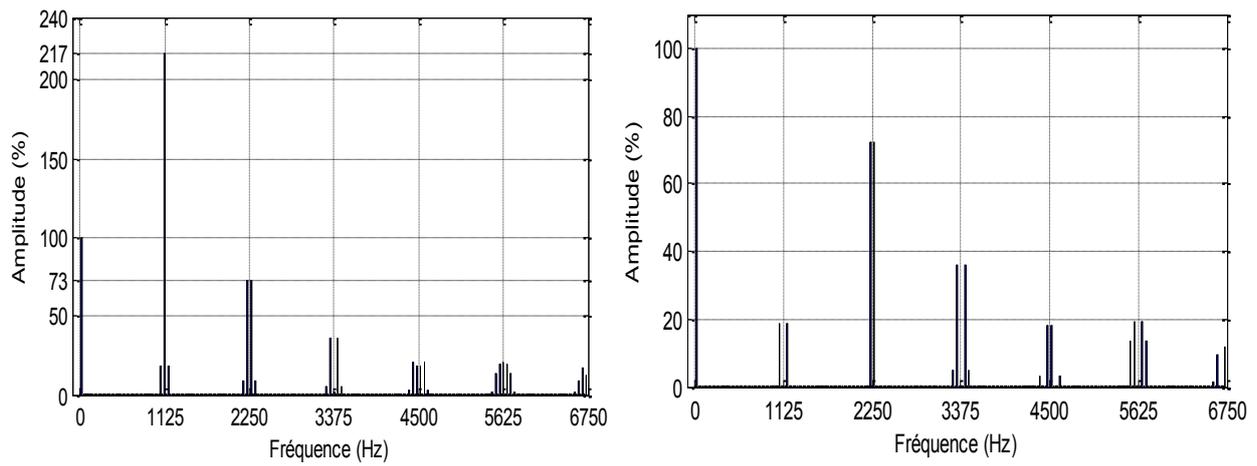
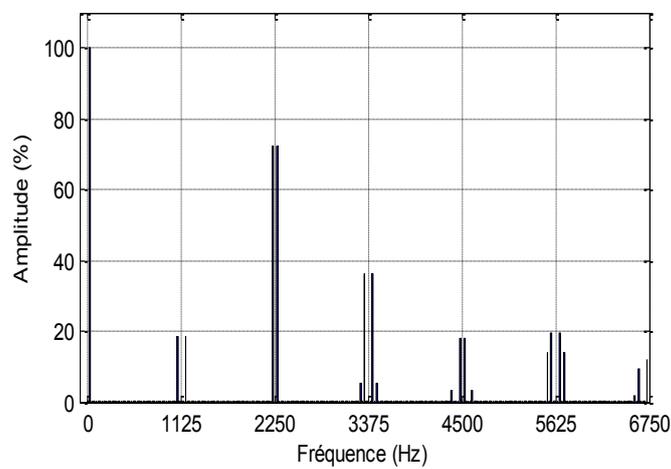


Figure IV.7. Tensions de sortie pour la configuration (DPWM)



a. Spectre de v_{a0}

b. Spectre de v_a



c. Spectre de v_{ab}

Figure IV.8. Spectre des tensions de sortie pour la configuration (DPWM)

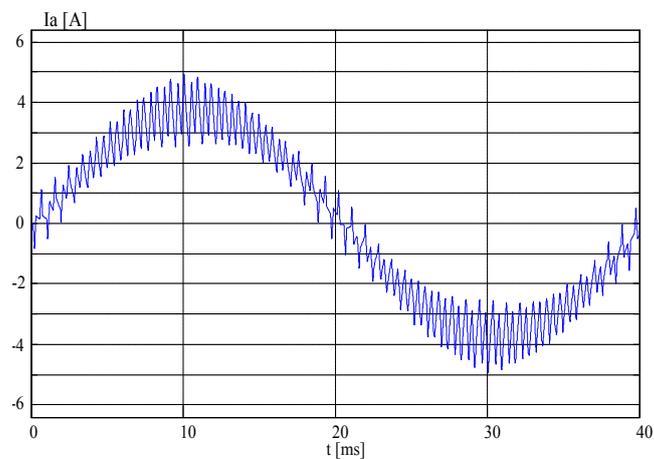
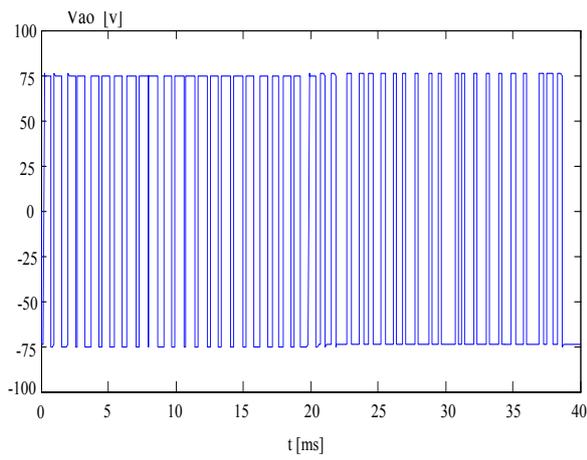
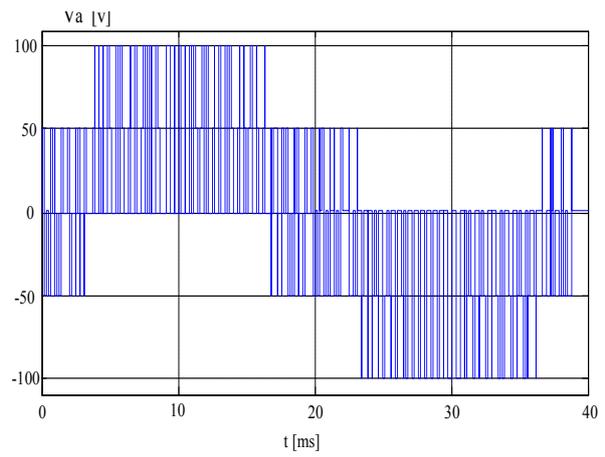


Figure IV.9. Courant dans la charge pour la configuration (DPWM)

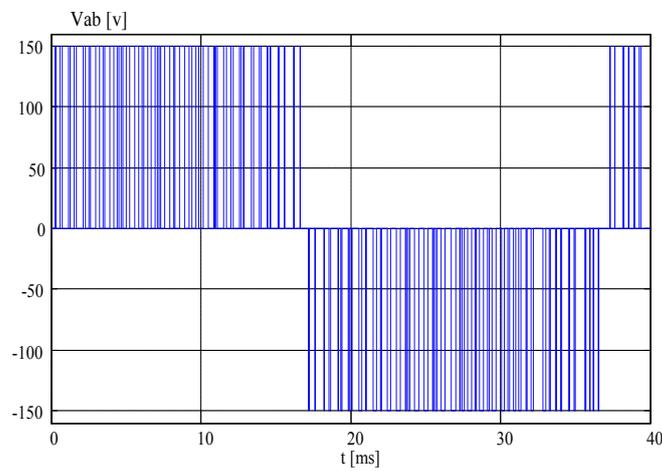
IV.6.2 Commande en MLI aléatoire



a. Tension v_{a0}

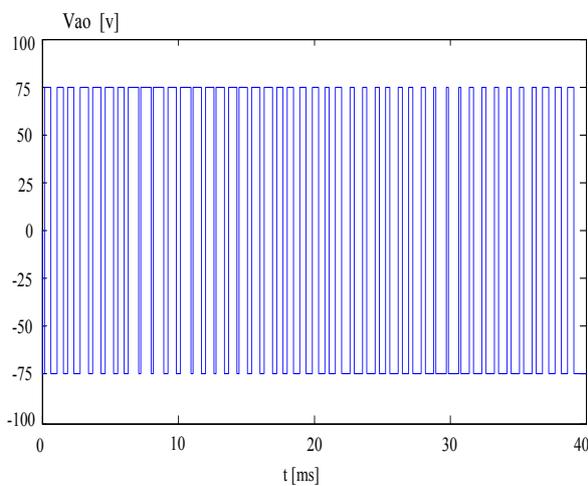


b. Tension v_a

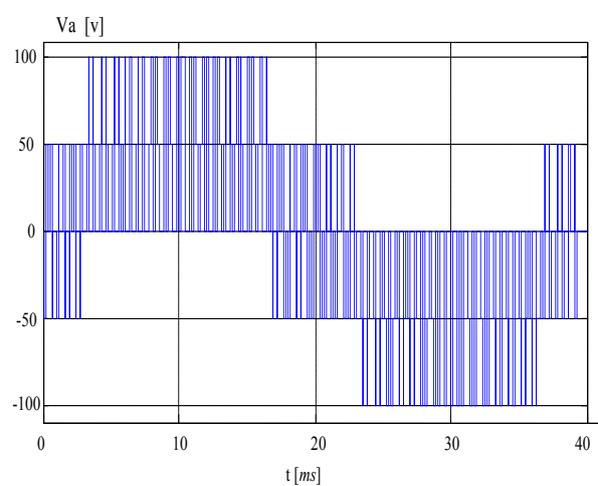


c. Tension v_{ab}

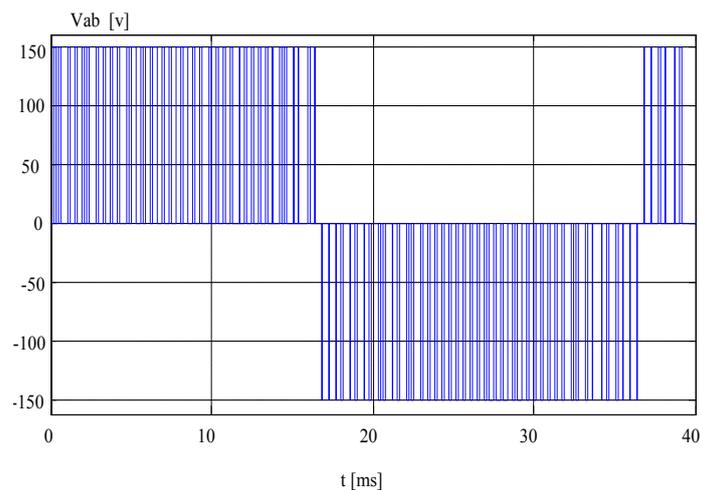
Figure IV.10. Tensions de sortie pour la configuration (RPPM)



a. Tension V_{a0}

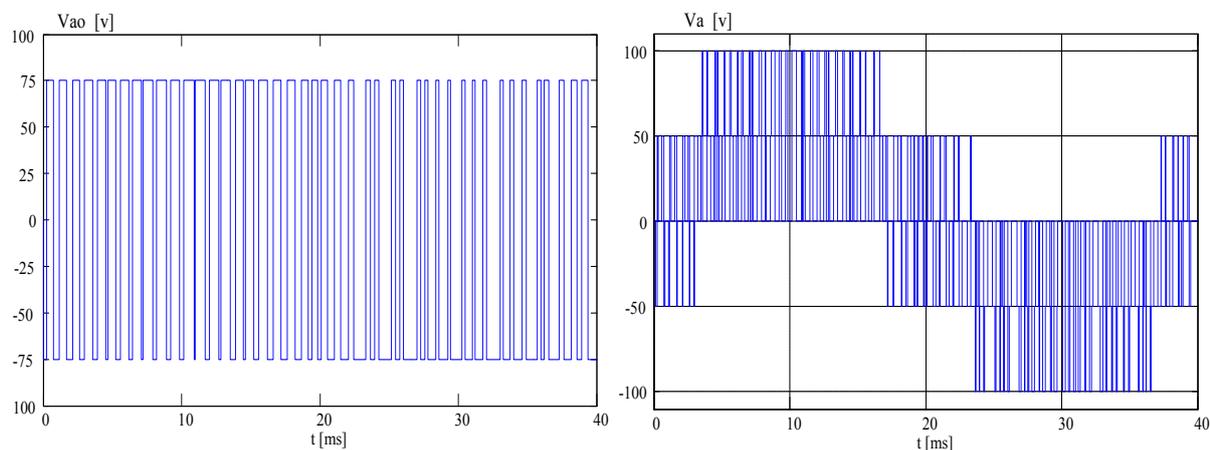


b. Tension V_a



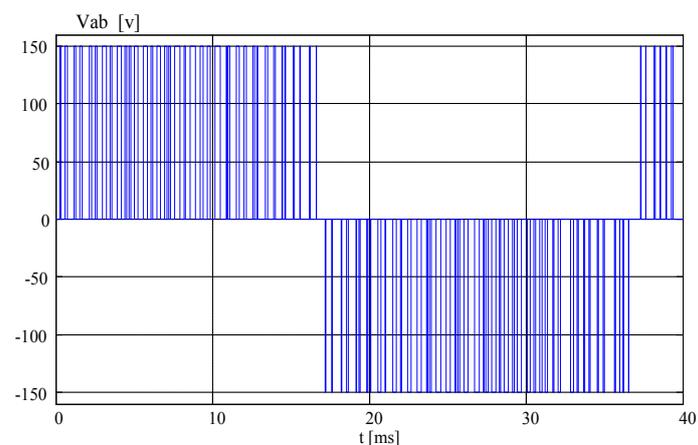
c. Tension v_{ab}

Figure IV.11. Tensions de sortie pour la configuration (RCFM)



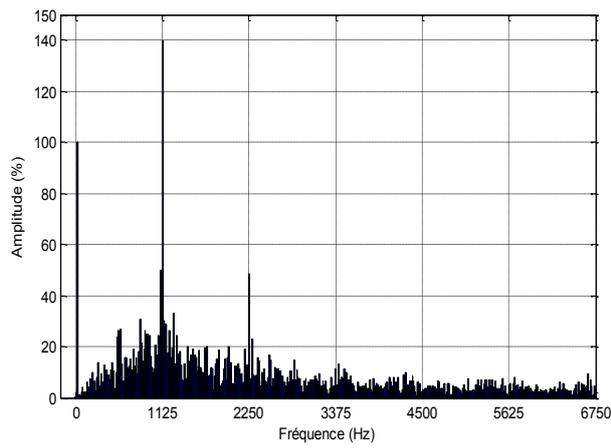
a. Tension v_{a0}

b. Tension v_a

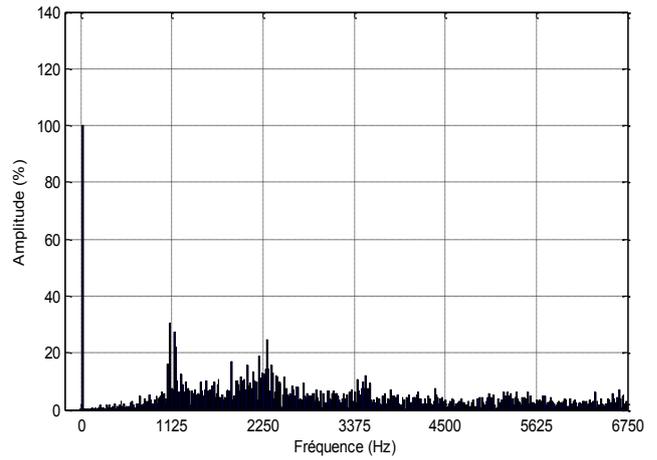


c. Tension v_{ab}

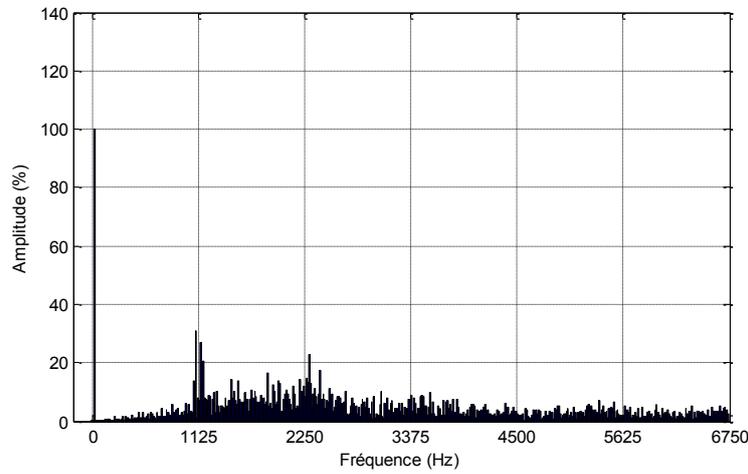
Figure IV.12. Tensions de sortie pour la configuration (RCFM-RPPM)



a. Spectre de v_{a0}

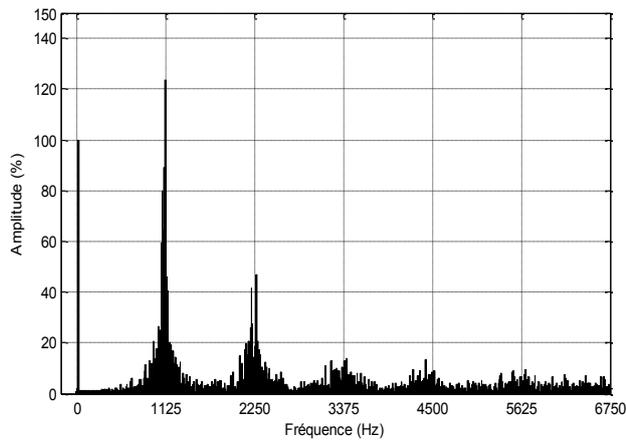


b. Spectre de v_a

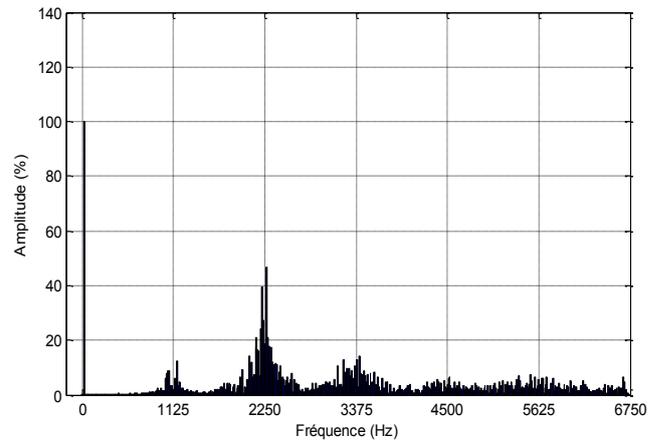


c. Spectre de v_{ab}

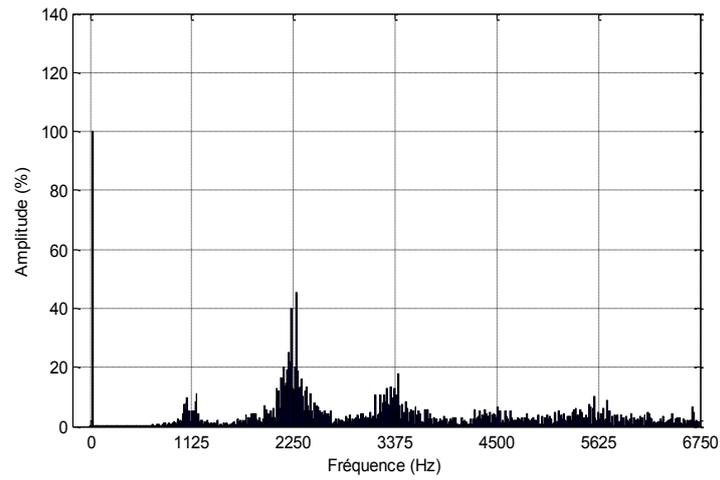
Figure IV.13. Spectre des tensions de sortie pour la configuration (RPPM)



a. Spectre de v_{a0}

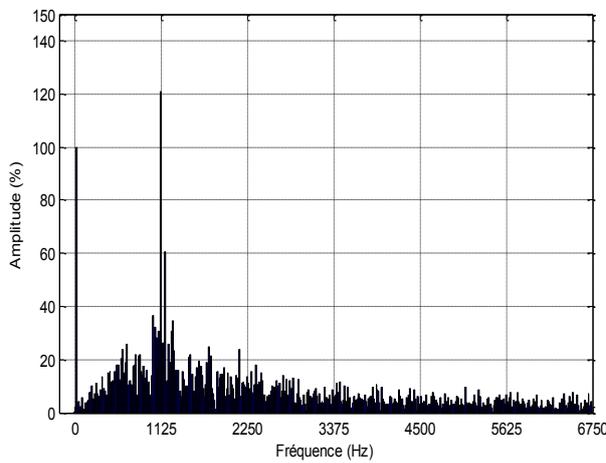


b. Spectre de v_a

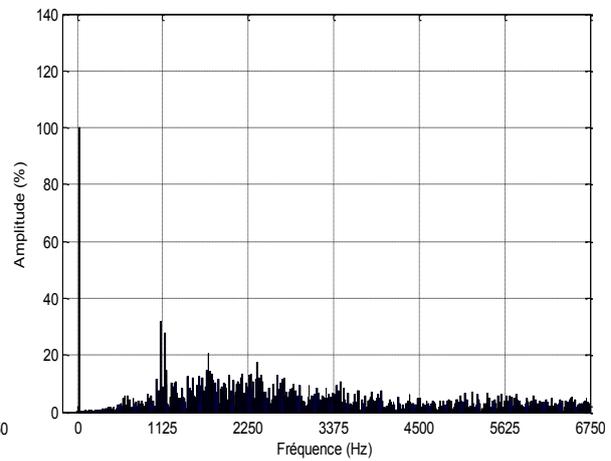


c. Spectre de v_{ab}

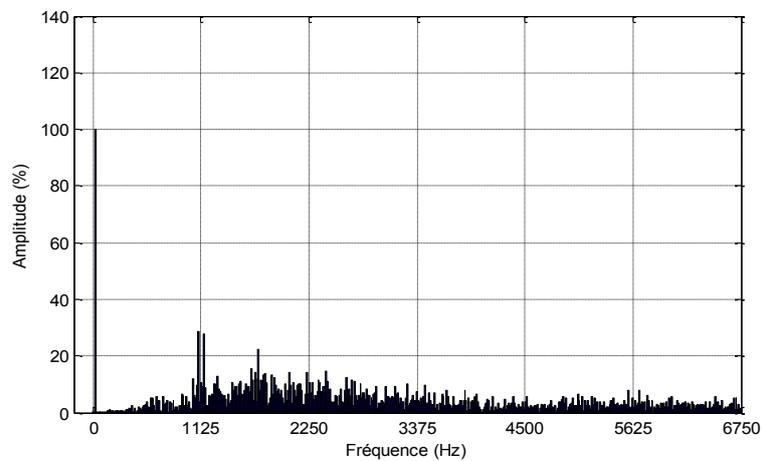
Figure IV.14. Spectre des tensions de sortie pour la configuration (RCFM)



a. Spectre de v_{a0}

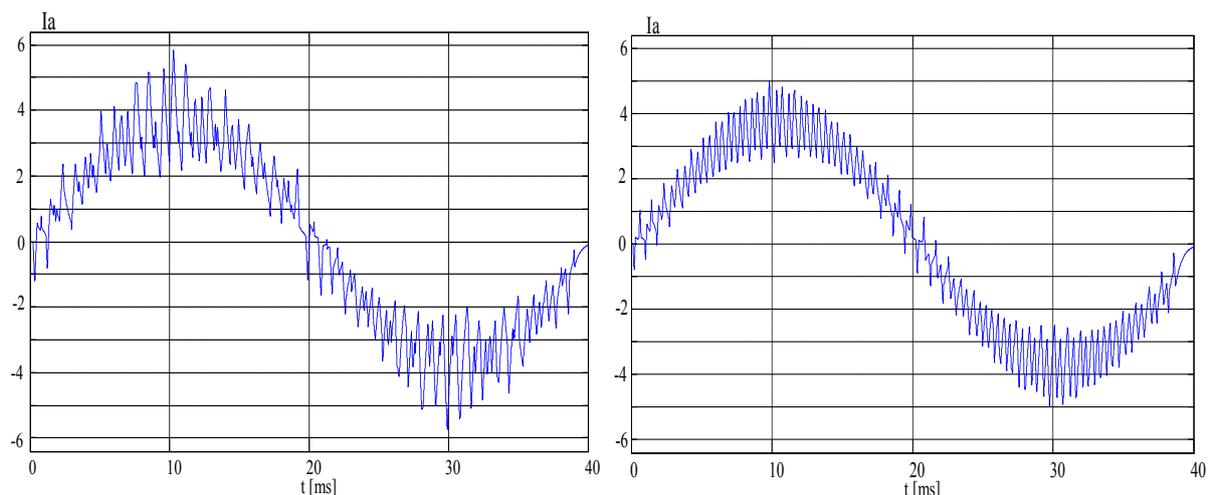


b. Spectre de v_a



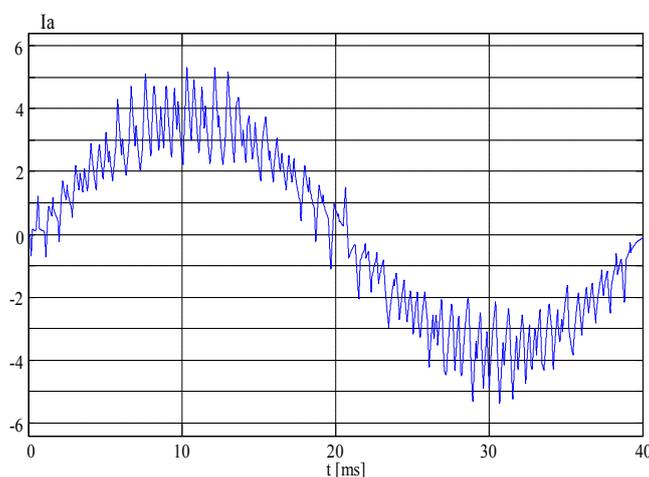
c. Spectre de v_{ab}

Figure IV.15. Spectre des tensions de sortie pour la configuration (RCFM-RPPM)



a. Configuration RPPM

b. Configuration RCFM



c. Configuration RCFM-RPPM

Figure IV.16. Courant dans la charge pour les configurations aléatoires

L'analyse des résultats de simulation fait ressortir ce qui suit :

- La comparaison de la **figure IV.8** à chacune des **figures IV.13 à IV.15**, montre bien que la MLI aléatoire permet de réduire considérablement l'amplitude du spectre tout en conservant la composante utile (fondamentale), ce qui constitue un avantage CEM important.
- Pour toutes les configurations, les spectres des tensions v_{ab} et v_a ont des amplitudes plus faibles que celles des spectres des tensions v_{a0} , (**figures IV.13 à IV.15**). De plus, pour chaque configuration, les tensions v_{ab} et v_a ont des spectres très voisins dans la forme et dans l'amplitude.

- Une comparaison entre la RCFM (**figure IV.14**) et la RCFM-RPPM (**figure IV.15**) montre que cette dernière configuration permet à la fois un meilleur étalement des spectres de v_{a0} , de v_{ab} et de v_a .
- A partir de la **figure IV.16**, nous constatons que pour les trois configurations de modulation aléatoire, les pics de courant ne présentent aucune symétrie. Nous notons une certaine monotonie des pics pour la configuration RCFM qui est due à la concentration du spectre autour de la fréquence de modulation.

Conclusion

Ce chapitre a été consacré à la MLI aléatoire en DC-AC. Le convertisseur considéré est l'onduleur triphasé à deux niveaux en pont.

Les différentes configurations aléatoires sont obtenues selon le principe général de modulation que nous avons proposé au premier chapitre. Ce principe étant basé sur une porteuse aléatoire, le passage d'une configuration à une autre est alors effectué seulement par changement de porteuse.

Nous avons effectué une comparaison au niveau contenu spectral de la tension de sortie de l'onduleur triphasé commandé en MLI déterministe et en MLI aléatoire. Cette comparaison nous a permis de confirmer par simulation, l'avantage de la MLI aléatoire par rapport à la MLI classique dans la réduction des perturbations conduites (harmoniques) et la supériorité de la configuration aléatoire RCFM-RPPM par rapport aux autres configurations (RPPM et RCFM).



Conclusion générale

Conclusion générale

Dans ce travail, nous nous sommes intéressés à la nouvelle technique de modulation en MLI aléatoire. Cette technique est utilisée pour la réduction des perturbations conduites de natures harmoniques générées par les convertisseurs statiques continus-continus et continus-alternatifs. Nous avons choisi comme application de cette technique les convertisseurs hacheur série et onduleur de tension triphasé.

En premier lieu, nous avons commencé par présenter les différentes perturbations en électronique de puissance, en passant à revue quelques moyens de lutte contre ces perturbations où nous sommes intéressés à la nouvelle technique dite MLI aléatoire.

Ensuite, nous avons donné une généralité sur les convertisseurs continus-continus et continus-alternatifs.

Enfin, nous avons simulé les convertisseurs hacheur série et onduleur triphasé à deux niveaux commandés en MLI déterministe et en MLI aléatoire. Nous avons montré la différence entre les deux techniques de modulation du point de vue contenu spectral de la tension de sortie.

A l'issue de ce travail, nous pouvons conclure ce qui suit :

- ✓ La modulation en MLI aléatoire présente un avantage de la compatibilité électromagnétique en réduisant l'amplitude des harmoniques.
- ✓ La modulation en MLI aléatoire permet une réduction importante des harmoniques par rapport à la MLI déterministe (classique), ce qui permet une diminution efficace des perturbations électriques conduites dans les convertisseurs étudiés et par suite un meilleur respect des normes CEM pour les phénomènes conduits.
- ✓ La configuration RCFM-RPPM réalise le meilleur étalement du spectre de la tension comparativement à la RCFM seule et à la RPPM seule.

A la fin, nous proposons comme perspectives :

- L'application de cette technique à d'autres types de convertisseurs : Hacheur monophasé en pont complet, Onduleur monophasé en pont complet.



Bibliographie

Bibliographie

- [1] Aimad Boudouda, Nasserline Boudjerda, Khalil El Khamlichi Drissi and Kamal Kerroum, « Combined random space vector modulation for a variable speed drive using induction motor », Electrical Engineering, Archiv für Elektrotechnik, March 2016, Volume 98, Issue 1, pp 1-15.
- [2] Aimad Boudouda « MLI aléatoire dans les convertisseurs statiques en boucle fermée » Thèse de Doctorat, Université de Jijel, Soutenue le 13/04/2016.
- [3] J. L. Coquerelle « CEM et électronique de puissance », Edition TECHNIP, ISBN 2710807645, 1990.
- [4] F. Costa and C. Vollaire, « Caractéristiques et évolution du bruit électromagnétique dans les dispositifs d'alimentation embarqués sur aéronef, » Congrès CEM 08, p.8, 2008
- [5] Eliana RONDON-PINILLA . « Conception de convertisseurs électroniques de puissance à faible impact électromagnétique intégrant de nouvelles technologies d'interrupteurs à semi-conducteurs» Thèse de doctorat de l'Université de Lyon. 18 juin 2014
- [6] François Costa et Gérard Rojat, « CEM en Electronique de Puissance, Sources de Perturbations, Couplage, SEM », Techniques de l'ingénieur, Traité Génie Electrique, Doc. D 3290, 15 Août, 2008.
- [7] Zbigniew Hanzelka and Andrzej Bien, « Guide Power Quality, Section 3: Harmoniques », Leonardo Eenergy, Edition Août 2007, AGH University of Science and Technology.
- [8] Guide technique, «Les Perturbations Electromagnétiques basse et haute fréquence», Intersections, le magazine Schneider Electric de l'enseignement technologique et professionnel, Juin 2000.
- [9] « Cours de CEM », académie de paris, créteil, versailles.
- [10] J. Cuvillier, « Cours de CEM », IUT de Nantes, 2003.
- [11] Mohammed Melit, « Etude des perturbations dans les convertisseurs de l'électronique de puissance», Thèse de Doctorat, Université de Jijel & Université de Blaise Pascal, 2008.

-
- [12] Youssef Touzani, « Commande aléatoire du convertisseur Buck-Boost triphasé à prélèvement sinusoïdal du courant », Thèse de Doctorat, Université de Blaise Pascal, 2006.
- [13] Bin Wang, « Analyse de la double modulation aléatoire pour réduire les effets conduits dans les convertisseurs de puissance », Thèse de Doctorat d'Université, Université Blaise Pascal, Clermont Ferrand, Juillet 2003.
- [14] C. bernard, C. sebrao, O. bernard laval, C.vaudouer «Gestion énergétique des panneaux photovoltaïques» université de sfax école nationale d'ingénieurs de sfax, 2008-2009.
- [15] H. Bühler. Convertisseurs Statiques. Presses Polytechniques et Universitaires Romandes, 1991.
- [16] A. Rufer, P. Barrade, « Cours d'électronique de puissance Conversion DC/DC », octobre 2001, EPFL, 90 pages. Ecole Polytechnique Fédérale de Lausanne.
- [17] H. LEQUEU – [DIV435] – Fichier : IUT-EDP-9, 2004/2005.
- [18] BENSACI Wafa, « Modélisation et simulation d'un système photovoltaïque adapté par une commande MPPT », mémoire de master, Université de Ouargla, 2012.
- [19] Guy Segulier, Francis Labrique, Robert Baussiere « Les convertisseurs de l'électronique de puissance » « Volume 4»
- [20] Guy Segulier, Electronique de puissance « Les formation de base et leurs principales application » 7eme édition Dunod, paris, 1999.
- [21] S.Mariéthoz, « Mesure et amélioration des performances des modulateurs multiniveaux » Conférence *JCGE'03*, Juin 2003.
- [22] S. Guy, B. Robert, Labrique Francis, Les convertisseurs de l'électronique de puissance la Conversion alternaif (volume 4). Edition tec&doc, 1995.
- [23] T. Wildi : Electrotechnique, 3eme édition, éditions de Boock université (1999).
- [24] Onduleurs et harmoniques, Cahiers techniques Merlin Gerin N°159.
- [25] Marian k. Kazimierczuk, « Pulse-width Modulated DC-DC Power Converters », John Wiley and Sons, Ltd, 2008.

- [26] Muhammad H. Rashid, « Power Electronics Handbook», Academic Press, San Diego, California, USA, 2001.
- [27] Bimal K. Bose, « Modern Power Electronics and AC Drives», Prentice Hall PTR, 2002.
- [28] Shin Kim, Eric Benedict and Thomas A. Lipo, « Adjustable Speed Drive Control Based on Random Pulse Width Modulation», Power electronics seminar proceedings, September 2000, pp.202-209.
- [29] M. M. Bech, John K. Pedersen and Frede Blaabjerg, « Field-Oriented Control of an Induction Motor Using Random Pulse width Modulation», IEEE Trans, On Industry Applications, Vol.37, No.6, November/December 2001, pp.1777-1785.