

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE  
MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA RECHERCHE  
SCIENTIFIQUE  
UNIVERSITE M'HAMED BOUGARA-BOUMERDES



**Faculté de Technologie**  
**Département Ingénierie des Systèmes Electriques**

**Mémoire de Master**

Présenté par

**Brahmi Sofiane et Amrani Hayat**

**Filière : Electrotechnique**

**Spécialité : Machines Electriques**

---

**Etude d'un redresseur à MLI aléatoire en absorption  
sinusoïdale du courant**

---

**Soutenu le 09/09/2020 devant le jury composé de :**

Hamel	Meziane	MCB	UMB Boumerdes	Président
Bouzida	Ahcene	MCA	UAMO Bouira	Examineur
Boudouda	Aimad	MCA	UMB Boumerdes	Rapporteur

**Année Universitaire : 2019/2020**

Nous remercions Dieu qui nous a aidés tout au long de ces années  
d'études.

Nous tenons à remercier notre promoteur Dr Boudouda Aimad pour  
les informations qu'il nous a fournies, pour sa disponibilité, ses  
conseils, sa patience et son soutien.

Nous remercions les membres de jury pour avoir accepté d'examiner  
notre travail.

Enfin nous tenons à remercier tous nos enseignants et tous ceux qui  
ont aidés de près ou de loin de réaliser ce travail.

**Je dédie ce travail**

**À mes chers parents**

**A mes sœurs et mes frères et à toute ma famille**

**A tous mes collègues de promotion et tous mes amis**

**H.AMRANI**

**Je dédie ce travail**

**À mes chers parents**

**A ma sœur et à mon frère et à toute ma famille**

**A tous mes collègues de promotion et tous mes amis**

**S.BRAHMI**

## ملخص

العمل المنجز في هذه المذكرة يقدم دراسة التحكم في المقوم الكهربائي باستخدام تقنية تعديل عرض النبضة العشوائي من أجل الحد من الاضطرابات المتنتقلة ذات طبيعة طيف المتبادل (طيف عالي التردد).

تعتبر تقنية تعديل عرض النبضة العشوائي واحدة من الحلول الأقل تكلفة والأكثر فعالية للحد من سعة الطيف بتوزيع الطيف على مجال واسع من التردد وذلك دون التأثير على التجهيزات.

تحليل الجهد والتيار عند مدخل المقوم الكهربائي يبين أهمية تقنية تعديل عرض النبضة العشوائي في الحد من الطيف.

تحليل أداء التحكم في المقوم الكهربائي باستخدام تقنية تعديل عرض النبضة العشوائي يبين أن هذه التقنية تحافظ على أداءها.

## الكلمات الدلالية

المقوم الكهربائي, تعديل عرض النبضة العشوائي, الاضطرابات المتنتقلة, الطيف

## Abstract

The work of this dissertation presents the study of a rectifier controlled by the technique of random pulse width modulation in order to reduce the conducted disturbances of a switching harmonic nature (high frequency harmonics).

Random PWM technique is one of the low cost and most effective solutions for reducing the amplitude of harmonics by spectrum spreading over a wide range of frequencies, while significantly reducing its amplitude.

The analysis of the voltage and current at the input of PWM rectifier shows the importance of the random PWM in the reduction of harmonics.

The regulation performances of the PWM rectifier in closed loop are not affected by random PWM technique.

## Keywords

PWM rectifier, Random PWM, conducted disturbances, Harmonics

## Résumé

Le travail effectué dans ce mémoire présente l'étude d'un redresseur commandé par la technique de modulation de largeur d'impulsion aléatoire dans le but de réduire les perturbations conduites de nature harmoniques de commutation (harmoniques de haute fréquence).

La technique MLI aléatoire constitue l'une des solutions les moins coûteuses et les plus efficaces pour réduire l'amplitude des harmoniques, par distribution de spectre sur une large gamme de fréquences, tout en réduisant nettement son amplitude.

L'analyse de la tension et courant à l'entrée du redresseur MLI montre l'importance de la MLI aléatoire dans la réduction des harmoniques.

L'analyse des performances de réglage du redresseur à MLI en boucle fermée montre que la technique MLI aléatoire n'affecte pas les performances de réglage du redresseur à MLI.

## Mots-clés

Redresseur MLI, MLI aléatoire, Perturbations conduites, Harmoniques

# Sommaire

<b>Liste des figures</b>	
<b>Liste des tableaux</b>	
<b>Liste des symboles et abréviations</b>	
<b>Introduction générale</b>	1
<b>Chapitre 1</b>	
<b>Perturbations conduites générées par les convertisseurs statiques</b>	
1. Introduction	3
2. La comptabilité électromagnétique	3
3. Perturbations électromagnétiques en électronique de puissance	4
4. Modes de propagation des perturbations	5
4.1. Les perturbations conduites	5
4.1.1. Perturbations conduites en mode commun (asymétrique)	5
4.1.2. Perturbations conduites en mode différentiel (symétrique)	6
4.2. Les perturbations rayonnées	6
5. Modes de couplage des perturbations électromagnétiques	7
5.1. Couplage par liaison directe	7
5.2. Couplage par impédance commune	7
5.3. Couplage câble à câble et câble à plan de masse	7
5.3.1. Couplage capacitif	7
5.3.2. Couplage inductif	8
6. Classification des perturbations conduites	8
6.1. Les perturbations conduites à basses fréquences	8
6.2. Les perturbations conduites à hautes fréquences	11
7. Cas de notre étude : perturbations conduites générées par les redresseurs	11
7.1. Perturbations générées par les redresseurs à diode	11
7.2. Perturbations générées par les redresseurs à MLI	12
8. Influence des harmoniques sur la performance du réseau	12
8.1. Grandeurs caractéristiques des harmoniques	13
8.2. Réglementation et normes	14
9. Méthodes de réduction des perturbations conduites	15
9.1. Technique de filtrage	15
9.2. La technique MLI aléatoire	17
10. Conclusion	17
<b>Chapitre 2</b>	
<b>Les redresseurs à modulation de largeur d'impulsion</b>	
1. Introduction	18
2. Etat de l'art des redresseurs à MLI	18
2.1. Les topologies de base du redresseur MLI triphasé	18
2.1.1. Redresseur MLI de courant	19
2.1.2. Redresseur MLI de tension	19
2.2. Le principe de fonctionnement du redresseur à MLI	19
2.3. Les applications modernes des redresseurs MLI	20
3. Modélisation et commande du redresseur MLI	22
3.1. Modélisation du redresseur MLI	22
3.1.1. Modélisation du redresseur MLI dans le repère abc	22
3.1.2. Modélisation du redresseur MLI dans le repère dq	24
3.2. Techniques de commande du redresseur MLI	26
3.2.1. Commande en courant du redresseur MLI dans le repère dq	27

3.2.1.1.Découplage des axes d-q	28
3.2.1.2.Boucle interne de régulation des courants	29
3.2.1.3.Boucle externe de régulation de la tension	30
4. Conclusion	31
<b>Chapitre 3</b>	
<b>Commande du redresseur triphasé par la technique MLI aléatoire</b>	
1. Introduction	32
2. Structure du redresseur MLI triphasé	33
2.1.MLI triangulo-sinusoïdale	33
2.1.1. Principe	33
2.1.2. Caractérisation de la stratégie triangulo-sinusoïdale	34
2.1.3. Signal de commande	34
2.2.MLI triangulo-sinusoïdale aléatoire	35
2.2.1. Principe	35
2.2.2. Différentes configurations de la MLI aléatoire	36
a) Deterministic Pulse With Modulation (DPWM)	36
b) Random Pluse Position Modulation (RPPM)	37
c) Random Carrier Frequency Modulation (RCFM)	37
d) Double modulation RCFM-RPPM	38
3. Intérêt de la MLI aléatoire par rapport à la MLI déterministe	38
4. conclusion	40
<b>Chapitre 4</b>	
<b>Simulation du redresseur à MLI en boucle ouverte et en boucle fermée</b>	
1. Introduction	41
2. Résultats de simulation et discussion	41
2.1.Simulation du redresseur en boucle ouverte	42
2.1.1. Redresseur à diode	42
2.1.2. Redresseur à MLI	43
2.2.Simulation du redresseur en boucle fermée	47
2.2.1. Changement de la référence de la tension de sortie continue	47
2.2.2. Application d'une variation de charge	49
3. Conclusion	51
<b>Conclusion générale</b>	52
<b>Bibliographie</b>	53
<b>Annexes</b>	56

# Liste des figures

<b>Chapitre 1</b>	
<b>Perturbations conduites dans les convertisseurs statiques</b>	
Fig.1 Schéma de la problématique de la CEM	4
Fig.2 Les perturbations conduites et rayonnées	5
Fig.3 Mode commun (MC)	6
Fig.4 Mode différentiel (MD)	6
Fig.5 Perturbations propagées par rayonnement	6
Fig.6 Couplage par impédance commune	7
Fig.7 Couplage capacitif	7
Fig.8 Couplage inductif	8
Fig.9 La forme de courant dans le redresseur de courant (a) et de tension (b)	8
Fig.10 Creux de tension	9
Fig.11 Fluctuation de tension « flicker »	9
Fig.12 Surtensions	9
Fig.13 Déséquilibre de tension	10
Fig.14 : Variation de la fréquence d'alimentation	10
Fig.15 Les harmoniques	10
Fig.16 Forme d'onde trapézoïdale associée à la commutation	11
Fig.17 Le courant absorbé par un redresseur à diode (a) et son spectre (b)	12
Fig.18 Le courant absorbé par un redresseur MLI (a) et son spectre (b)	12
Fig.19 Filtres passifs	15
Fig.20 Filtre actif parallèle (FAP)	16
Fig.1.21 : Filtre actif série (FAS)	16
Fig.22 La combinaison parallèle-série actifs	16
Fig.23 Filtre EMI	17
<b>Chapitre 2</b>	
<b>Les redresseurs à modulation de largeur d'impulsion</b>	
Fig.1 Topologie d'un redresseur MLI triphasé	18
Fig.2 Redresseur à MLI de courant	19
Fig.3 Redresseur à MLI de tension	19
Fig.4 Redresseur à MLI triphasé	20
Fig.5 Lien entre un système à 50 HZ et un système à 60 HZ	21
Fig.6 Redresseur à MLI dans les variations de vitesse	21
Fig.7 Repère fixe abc et repère synchrone dq	24
Fig.8 Schéma fonctionnel du redresseur MLI dans le repère d-q	26
Fig.9 Commande en courant du redresseur à MLI	27
Fig.10 Régulation avec découplage d-q pour un redresseur MLI	28
Fig.11 Schéma fonctionnel pour le réglage du courant	29
Fig.12 Boucle de régulation de la tension continue	30
<b>Chapitre 3</b>	
<b>Commande du redresseur triphasé par la technique MLI aléatoire</b>	
Fig.1 La répartition des harmoniques dans un signal MLI	32
Fig.2 Structure d'un redresseur MLI triphasé	33
Fig.3 MLI triangulo-sinusoidale déterministe	34
Fig.4 Génération du signal de commande	35

<b>Fig.5</b> MLI triangulo-sinusoïdale aléatoire	35
<b>Fig.6</b> Deterministic Pulse Width Modulation (DPWM)	36
<b>Fig.7</b> Random Pulse Position Modulation (RPPM)	37
<b>Fig.8</b> Random Carrier Frequency Modulation (RCFM)	37
<b>Fig.9</b> Porteuse de la configuration RCFM-RPPM	38
<b>Fig.10</b> Signal MLI déterministe et son spectre	39
<b>Fig.11</b> Signal MLI aléatoire et son spectre	39
<b>Chapitre 4</b>	
<b>Simulation du redresseur à MLI en boucle ouverte et en boucle fermée</b>	
<b>Fig.1</b> Onde et spectre de courant et tension (Redresseur à diode)	42
<b>Fig.2</b> Onde et spectre de courant et tension (Configuration DPWM)	43
<b>Fig.3</b> Onde et spectre de courant et tension (Configuration RPPM)	44
<b>Fig.4</b> Onde et spectre de courant et tension (Configuration RCFM)	44
<b>Fig.5</b> Onde et spectre de courant et tension (Configuration RPPM-RCFM)	45
<b>Fig.6</b> Déphasage courant-tension en boucle ouverte	46
<b>Fig.7</b> Tension du bus continu $U_{dc}$ , tension et courant de phase	47
<b>Fig.8</b> Courant $i_d$ et $i_q$	48
<b>Fig.9</b> Puissance active P et réactive Q	48
<b>Fig.10</b> Tension du bus continu $U_{dc}$ , tension et courant de phase	49
<b>Fig.11</b> Courant $i_d$ et $i_q$	50
<b>Fig.12</b> Puissance active P et réactive Q	50

---

# Liste des tableaux

## **Chapitre 1** **Perturbations conduites générées par les convertisseurs statiques**

---

Tableau.1 : Limites pour les émissions des courants harmoniques (EN 61000-3-2)

14

## **Chapitre 3** **Commande du redresseur triphasé par la technique MLI aléatoire**

---

Tableau.1 : Tableau des configurations aléatoires

36

Tableau.2 : Intérêt de la MLI aléatoire par rapport à la MLI déterministe

38

## Liste des abréviations

CEM : Compatibilité Electromagnétique  
 MLI : Modulation de Largeur d'Impulsion  
 PEM : Perturbations Electromagnétiques  
 MD : Mode Différentiel  
 MC : Mode Commun  
 DDP : Déférence De Potentiel  
 MS : Machine Synchrone  
 MAS : Machine Asynchrone  
 MCC : Machine à Courant Continue  
 AC : Alternatif Current  
 DC : Direct Current  
 Fp : Facteur de puissance  
 THD : Taux de Distorsion Harmonique  
 GTO : GateTurn – Off  
 IGBT : Insulated Gate Bipolar Transistor  
 MOSFET : Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor  
 DPC : Commande directe de puissance  
 FAP : Filtre Actif Parallèle  
 FAS : Filtre actif série  
 UPQC : Unified Power Quality Conditionner  
 FEM : la Force Electromotrice  
 PI : Proportionnel-Intégral  
 PWM : Pulse Width Modulation  
 DPWM: Deterministic Pulse Width Modulation  
 RPWM : Random Pulse Width Modulation  
 RPPM : Random Pulse Position Modulation  
 RCFM: Randomized Carrier Frequency Modulation

## Liste des symboles

S : La puissance apparente  
 P : La puissance active  
 Q : La puissance réactive  
 D : La puissance déformante  
 $F_p$  : Le facteur de puissance  
 $F_{dit}$  : Le facteur de distorsion  
 $e_a, e_b, e_c$ : Les tensions du réseau  
 $E_m$ : Amplitude de la tension  
 $\omega$  : Pulsation  
 $i_a, i_b, i_c$  : Les courants du réseau  
 $V_a, V_b, V_c$  : Les tensions à l'entrée du convertisseur  
 R : Résistance totale de la ligne

$L$  : Inductance totale de la ligne  
 $U_{dc}$  : La tension redressée aux bornes de la charge  
 $V_{an}, V_{bn}, V_{cn}$  : Les tensions simples  
 $U_{ab}, U_{bc}, U_{ca}$  : Les tensions composées  
 $S_a, S_b, S_c$  : Les fonctions de commutation  
 $i_{dc}$  : le courant du bus continu  
 $i_c$  : Le courant dans la capacité C  
 $i_{ch}$  : Le courant dans la charge ( $R_{ch}$ )  
C : la capacité aux sortie du redresseur  
 $R_{ch}$  : la résistance aux bornes de la charge  
 $e_d, e_q$  : Les composantes du vecteur tension de ligne dans le repère tournant ( $d, q$ )  
 $i_{dq}$  : Les composantes du vecteur courant de ligne dans le repère tournante ( $d, q$ )  
 $V_{dq}$  : Les composantes du vecteur tension convertisseur dans le repère tournante ( $d, q$ )  
 $S_d, S_q$  : les fonctions de commutation dans le repère tournant ( $d, q$ )  
 $\omega_s$  : Pulsation de synchronisation  
 $h_d, h_q$  : des variables de Bande d'hystérésis pour la puissance active  
 $K_p$  : Constant proportionnelle  
 $K_i$  : Constant intégrale  
 $G(P)$  : Fonction de transfert  
 $T$  : Le temps de commutation  
 $R(P)$  : Fonction de transfert proportionnelle intégrale  
 $H_{Bo}$  : Fonction de transfert en boucle ouverte  
 $H_{BF}$  : Fonction de transfert en boucle fermée  
 $T$  : la période de modulation  
 $T_m$  : La période de modulation min  
 $T_{m+1}$  : La période de modulation max  
 $d$  : le rapport cyclique  
 $\delta$  : le rapport de délai  
 $m$  : L'indice de modulation  
 $\beta$  : Position de creux  
 $f_p$  : la fréquence de la porteuse  
 $f$  : la fréquence de la tension de référence  
 $r$  : Le coefficient de réglage  
 $V_m$  : L'amplitude de la tension de référence  
 $V_{mp}$  : La valeur crête de la porteuse  
 $V_{ref}$  : La tension de référence  
 $V_p$  : La tension de la porteuse

---

## Introduction générale

De nos jours, les convertisseurs statiques font partie de notre quotidien (variateur de vitesse, chargeurs de batterie, traction ferroviaire...). Parmi ces convertisseurs, les redresseurs à diode qui assurent une conversion AC-DC pour alimenter les charges à courant continu. Cependant, l'utilisation des redresseurs à diode dans les applications industriels génère des harmoniques qui entraînent à la détérioration de la qualité du courant et de la tension du réseau de distribution. En effet, la mauvaise qualité de l'énergie électrique entraîne non seulement une perte d'énergie, mais peut également entraîner un dysfonctionnement des appareils connectés au réseau électrique.

Pour améliorer la qualité d'énergie électrique, plusieurs techniques sont utilisées, comme les filtres passifs et les filtres actifs, mais avec le développement des semi-conducteurs de puissance (transistor, IGBT, MOSFET,...), les redresseurs commandés avec la modulation de largeur d'impulsion, dit (redresseurs à MLI) ont remplacé les redresseurs à diode. En effet, la commande du redresseur en MLI permet de supprimer les harmoniques basses fréquences et obtenir une forme sinusoïdale du courant de réseau, mais cela peut engendrer d'autres problèmes tels que l'augmentation des pertes par commutation et la génération des harmoniques hautes fréquences (harmoniques de commutation). Par contre la nouvelle technique MLI aléatoire (RPWM : Random Pulse Width Modulation) constitue l'une des solutions les moins coûteuses tel qu'elle permet de distribuer le spectre des harmoniques sur une large gamme de fréquences tout en réduisant nettement son amplitude. Dans ce cas la nouvelle structure obtenue est dite « redresseur à MLI aléatoire ».

L'objectif de ce travail de projet de fin d'étude, est d'utiliser la technique MLI aléatoire pour réduire les perturbations conduites (harmoniques de commutation) de courant et de tension générés par les redresseurs commandés en MLI classique. La technique MLI aléatoire est configurée en trois configurations : 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.

Notre mémoire est organisé comme suite :

- ❖ Le premier chapitre est consacré à présenter des généralités sur les perturbations électromagnétiques en électronique de puissance, en particulier les perturbations

conduites (harmoniques de commutation) générées par les redresseurs à MLI. Ensuite, nous présentons quelques techniques utilisées pour la réduction de ces perturbations.

- ❖ Le deuxième chapitre présentera dans la première partie, des généralités sur les redresseurs à MLI, en particulier le redresseur MLI triphasé et dans la deuxième partie, la modélisation du redresseur à MLI et son commande en courant.
- ❖ Le troisième chapitre est consacré à utiliser la technique MLI aléatoire pour la commande du redresseur MLI triphasé. Les signaux de commande sont obtenus par la comparaison d'un signal de référence sinusoïdale à une porteuse triangulaire aléatoire. Nous commençons par introduire le principe de la technique MLI aléatoire. Ensuite, nous présentons les différentes configurations de la MLI aléatoire. Enfin, nous présentons l'intérêt de la MLI aléatoire par rapport à la MLI déterministe.
- ❖ Dans le quatrième chapitre, la simulation du redresseur MLI triphasé en boucle ouverte et en boucle fermée a été effectuée sous MATLAB/SIMULINK. Les résultats de simulation sont obtenus pour les différentes configurations de la MLI aléatoire. En boucle ouverte, une analyse spectrale de courant et de tension d'entrée du redresseur à MLI commandé en MLI aléatoire et en MLI déterministe est effectuée. Enfin, en boucle fermée, l'analyse de l'effet de la MLI aléatoire sur les performances de réglage du redresseur à MLI est étudiée.

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

## **Chapitre 1 :**

### **Perturbations conduites générées par les convertisseurs statiques**

#### **1. Introduction :**

Grace au développement de l'électronique de puissance, nous pouvons de bien contrôler et maîtriser de la conversion et l'amélioration de la capacité de transit et de la distribution de l'énergie électrique. Cette énergie est injectée et distribuée sous forme sinusoïdale au réseau électrique, pour fournir la puissance électrique nécessaire aux différentes charges qui sont connectées à notre réseau électrique. L'alimentation des charges électriques à travers les convertisseurs électriques entraîne la déformation des grandeurs électriques (tension et courant non sinusoïdaux), ce qui crée des perturbations électromagnétiques (PEM) sous forme des harmoniques de tension et de courant. Ces perturbations peuvent affecter le bon fonctionnement de plusieurs éléments qui sont raccordés au réseau, avec des problèmes de compatibilité électromagnétique (CEM) entre ces éléments [1].

Dans ce chapitre, nous allons présenter des généralités sur les perturbations électromagnétiques en électronique de puissance, en particulier les perturbations conduites (harmoniques) générées par les redresseurs à MLI (modulation de largeur d'impulsions). Après, nous donnons quelques techniques utilisées pour la réduction de ces perturbations.

#### **2. La compatibilité électromagnétique :**

L'objet de la compatibilité électromagnétique (CEM) est de garantir le bon fonctionnement des différents éléments électriques d'un système. 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 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.

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

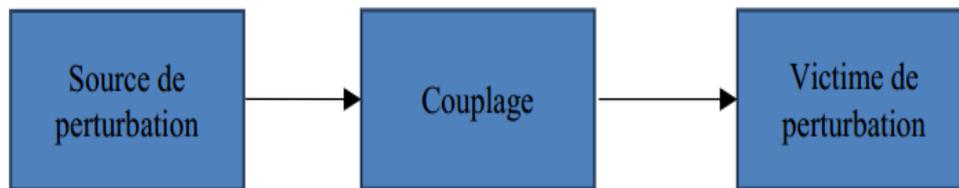
- Les émissions ou perturbations électromagnétiques: indiquent le pouvoir perturbateur d'un équipement électrique qui peut perturber le fonctionnement d'autres équipements et aussi la santé des êtres vivants.

- 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.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 [5].



**Fig.1** Schéma de la problématique de la CEM

### 3. Perturbations électromagnétiques en électronique de puissance :

Malgré la nécessité et l'utilité de l'électronique de puissance (les convertisseurs statiques) dans l'industrie ces dernières années, malheureusement le fonctionnement d'un convertisseur statique est polluant, car les temps de commutations sont très courts et l'amplitude très élevés de tension (de 5 à 50KV/ $\mu$ s) et du courant (de 100 à 1000A/ $\mu$ s) de la variété de tension et du courant ( $\frac{dV}{dt}$ ,  $\frac{di}{dt}$ ). Si on dit le temps de commutation très courts ça-veut-dire la fréquence de découpage est très élevée aussi (de 10Hz à 1Mhz), qu'était aussi un autre facteur qui augmente la pollution électromagnétique [5].

La cellule de commutation est composée par des semi-conducteurs (composants électriques non-linéaires), elle y aura des différents facteurs qui affectent la signature spectrale du convertisseur :

- **Le temps de commutation  $\tau$  :**

Il contrôle les variations de tension et de courant ( $\frac{dV}{dt}$ ,  $\frac{di}{dt}$ ).

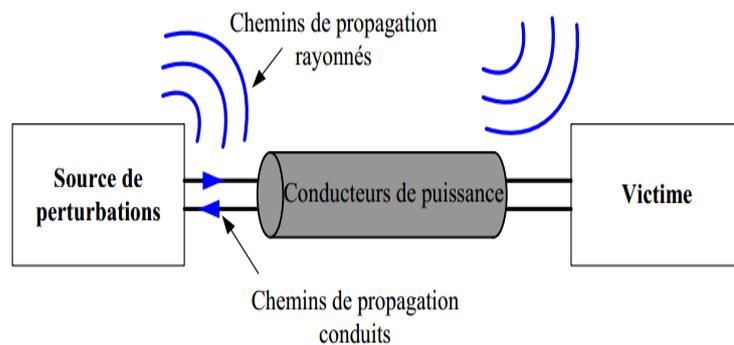
- **La fréquence de commutation  $F_s$  :** la translation du spectre à haut fréquence est la conséquence de l'augmentation de  $F_s$ , donc de préférence de choisir une valeur faible de cette fréquence pour réduire les perturbations conduites.

- **Les composants parasites de la cellule de commutation** : il existe des éléments de parasites dans la cellule de commutation qui créant des répercussions sur le spectre comme des capacités (de semi-conducteur, et entre piste et plan de référence) et des inductances du câblage [5].

#### 4. Modes de propagation des perturbations :

Les perturbations électromagnétiques peuvent être classées en deux types :

- Les perturbations rayonnées pour lesquelles les chemins de propagation se situent dans l'air sous forme champ magnétique et électrique vers la victime.
- Les perturbations conduites pour lesquelles les chemins de propagation sont des liaisons filaires entre la source de PEM et la victime, sous forme de tensions et de courants [5].



**Fig.2** Les perturbations conduites et rayonnées

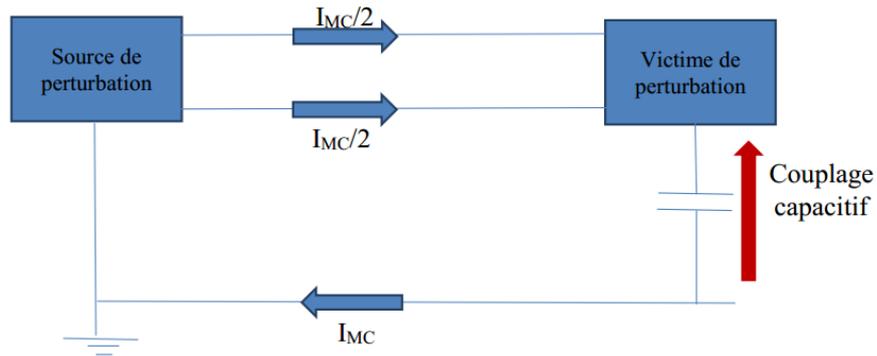
#### 4.1. Les perturbations conduites :

Les perturbations conduites tout simplement, c'est le couplage des éléments d'un système avec trois manières (capacitive, inductive ou résistive) dans les câbles ou conducteurs de réseau à cause de la variation rapide de courants et de tension [2, 5]. Les PEM conduites peuvent se propager en deux modes :

##### 4.1.1. Perturbations conduites en mode commun (asymétrique) :

Le couplage est de nature capacitif (capacitif parasite ou involontaire), on a un courant se propage dans les conducteurs dans le sens utile (source de perturbation vers la victime) et un autre dans le sens inverse se reboucle par les circuits de masse (terre), et la variation forte de la tension ( $dv/dt$ ) est la cause de ces perturbations.

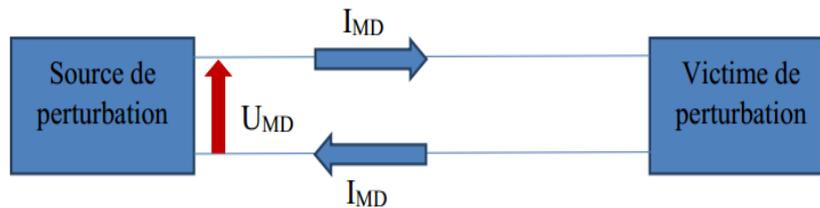
Ce mode asymétrique représente la majeure partie des problèmes raccordés en mode conduit (MC).



**Fig.3** Mode commun (MC)

#### 4.1.2. Perturbations conduites en mode différentiel (symétrique) :

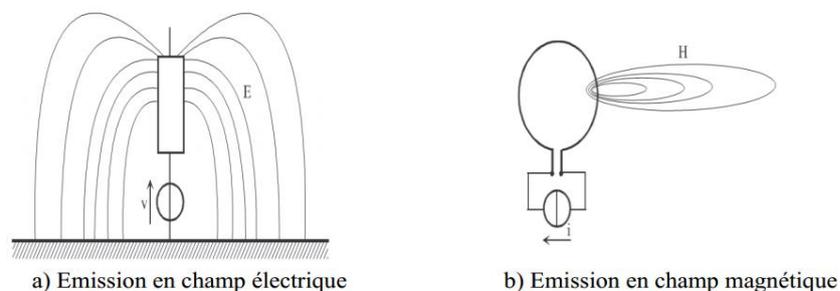
Dans un équipement électrique ou électronique, si on applique une tension entre deux conducteurs de cet équipement, on dit que cette tension est de mode différentiel (MD). Les variations fortes des courants ( $di/dt$ ) qui circulent à travers les câbles est la cause (la source) de perturbation dans ce type de propagation.



**Fig.4** Mode différentiel (MD)

#### 4.2. Les perturbations rayonnées :

Les appareils et les équipements qui utilisent l'alimentation à découpage d'une fréquence très élevée dans la bande de (10 KHz à 1GHz), ils créent des perturbations qui propagent par rayonnement sous forme d'un champ électromagnétique (champ électrique et magnétique) [2, 3].



**Fig.5** Perturbations propagées par rayonnement

## 5. Modes de couplage des perturbations électromagnétiques:

Le mode couplage est la façon de contact entre les sources de perturbations et les victimes. On envisage trois types de modes de couplage principaux :

### 5.1. Couplage par liaison directe :

Dans ce type de couplage, les perturbations sont transmises directement des sources vers les victimes en mode commun ou en mode différentiel par un moyen de transmission d'information ou d'énergie [2].

### 5.2. Couplage par impédance commune :

Ce couplage à produire des perturbations difficile à découvrir, car la source et la victime ne sont pas liés entre eux pour des raisons fonctionnelles. On peut dire que la connexion qui lient entre eux est une liaison indirect [5].

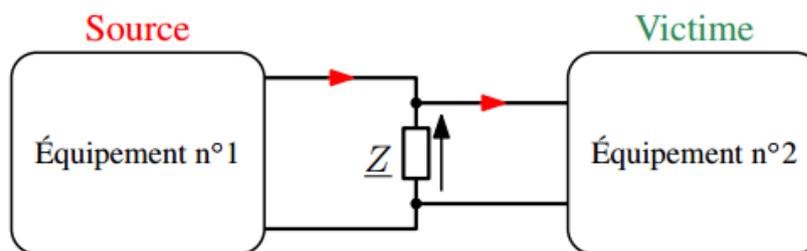


Fig.6 Couplage par impédance commune

### 5.3. Couplage câble à câble et câble à plan de masse :

#### 5.3.1. Couplage capacitif :

Quand les conducteurs du circuit source sont très proches des conducteurs du circuit voisin, va créer un DDP (tension susceptible) qui génèrent un champ électrique d'une capacité.

Par cette capacité, de l'énergie électrique perturbatrice atteint le circuit victime [5].

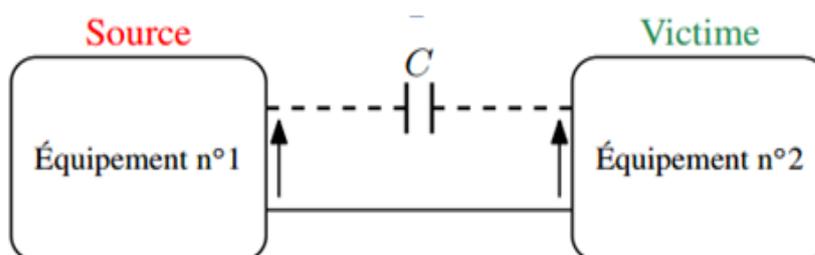
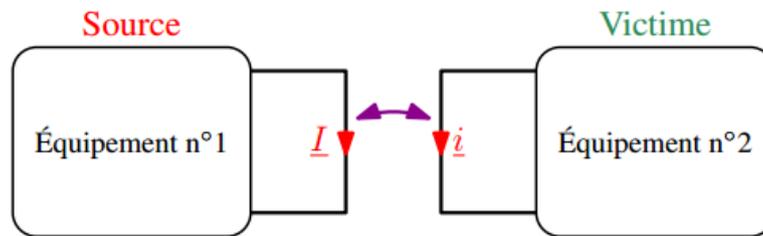


Fig.7 Couplage capacitif

### 5.3.2. Couplage inductif :

Le courant qui circule dans un conducteur de circuit source va créer un champ magnétique. La variation de ce champ peut créer un DDP et induit un courant dans les conducteurs des circuits voisins (victime) [3].



**Fig.8** Couplage inductif

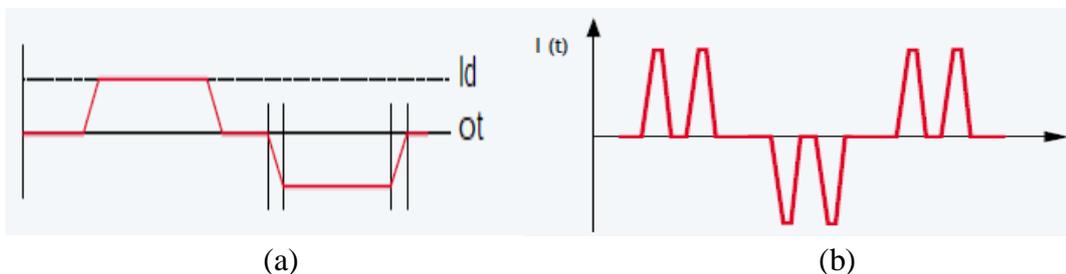
## 6. Classification des perturbations conduites

### 6.1. Les perturbations conduites à basses fréquences

- **Forme non sinusoïdale de tension et de courant :**

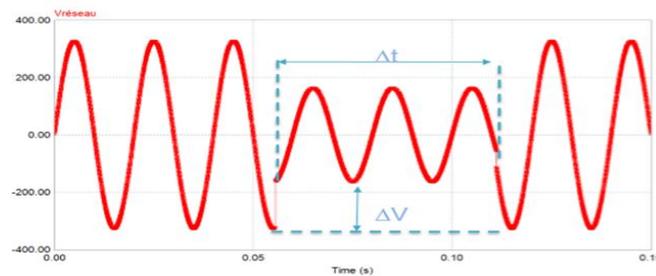
Dans l'industrie et domestique, on constate une recrudescence de générateurs d'harmoniques de basse fréquence, s'étend jusqu'à environ 2Khz. Les charges non-linéaires comme les convertisseurs statiques si on prend les redresseurs comme exemple, ils n'absorbent pas un courant sinusoïdal, et soient alimentés par une tension sinusoïdale, et par conséquence ces redresseurs sont des générateurs d'harmoniques.

La forme de courant à l'entrée du redresseur est dépend du type du redresseur, soit le redresseur de courant (la forme du courant est composée de créneaux) et le redresseur de tension (la forme du courant est composée de points élevée et finie), comme le montre la Figure.9, [7].



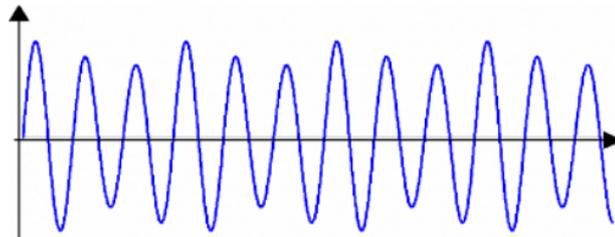
**Fig.9** La forme de courant dans le redresseur de courant (a) et de tension (b)

- **Creux de tension** : est une chute rapide de l'amplitude de la tension, et se caractérise par l'amplitude du creux  $\Delta V$  et sa durée  $\Delta t$ .



**Fig.10** Creux de tension

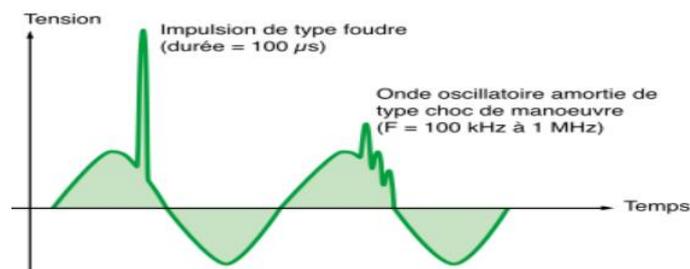
- **Fluctuations de tension** : la fluctuation de tension ou 'flicker', c'est la diminution de la valeur efficace de tension de moins de 10%, et la cause de ce phénomène est due à la mise en charge des charges variables.



**Fig.11** Fluctuation de tension « flicker »

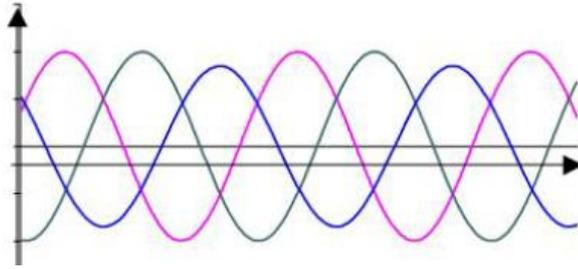
- **Surtensions** :

- Surtensions temporaires à fréquence industrielle sont habituellement dues à des manœuvres ou des défauts d'une durée relativement longue à un endroit donné.
- Surtensions transitoires sont généralement dues à la foudre, à des manœuvres ou au fonctionnement de fusibles. Le temps de montée du front des surtensions transitoires peut varier de moins d'une microseconde à quelques millisecondes. En fin les surtensions oscillatoires ou non oscillatoires de courte durée généralement ont fortement amortie.



**Fig.12** Surtensions

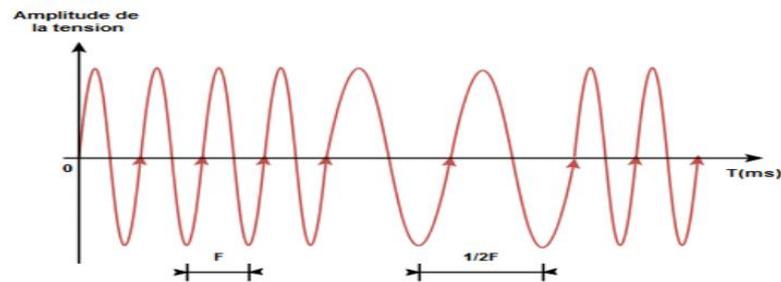
- **Déséquilibre de tension :** Dans un système triphasé, état dans lequel la valeur efficace des tensions de phases ou les déphasages entre phases ne sont pas égaux. Cette situation est principalement due aux charges monophasées ou raccordées au réseau.



**Fig.13** Déséquilibre de tension

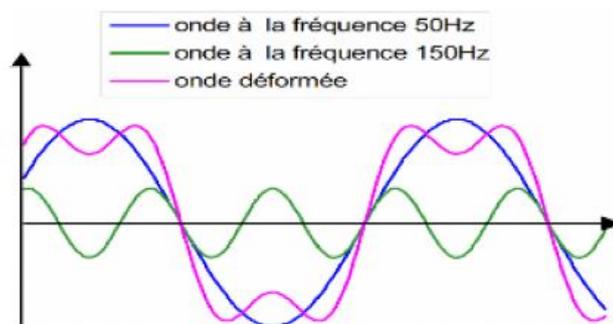
- **Variation de la fréquence d'alimentation :**

Dans les conditions normales d'exploitations, la fréquence est constante dans les réseaux de distributions et de transports, et sa variation est très rare sauf dans les cas d'un défaut grave sur le réseau [4].



**Fig.14** Variation de la fréquence d'alimentation

- **Harmoniques :** Les harmoniques de tension ou de courant sont des signaux dont les fréquences sont des multiples entiers de celle de fondamental. Elles sont générées par des charges domestiques ou industrielles non linéaires.

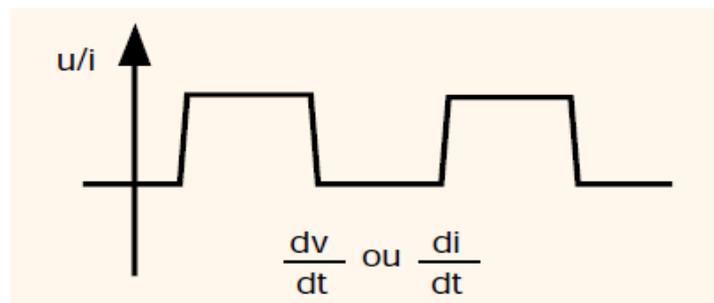


**Fig.15** Les harmoniques

- **Inter-harmoniques** : dont la fréquence se situe entre les fréquences des harmoniques, c'est-à-dire dont la fréquence n'est pas un multiple entier de la fréquence fondamentale.

## 6.2. Les perturbations conduites à hautes fréquences :

Ce type de perturbation est généralement la conséquence d'utiliser les convertisseurs commandés comme solution pour éliminer les perturbations conduites (les harmoniques basses fréquences). Ces convertisseurs statiques sont composés par des interrupteurs à ouverture et fermeture commandés en modulation de largeur d'impulsion (MLI) avec une fréquence très élevée (supérieur à 150Khz). La commande en MLI génère à la sortie du convertisseur statique de courant et tension sous forme trapézoïdale. Ces ordres de grandeurs ont des gradients de commutation très élevés (variations brutales de tension  $\frac{dv}{dt}$  et du courant  $\frac{di}{dt}$ ) qui génèrent des perturbations électromagnétiques à haute fréquence rayonnées dans l'air (champ magnétique et électrique) et/ou conduites sur les câbles (harmoniques de tension ou de courant) [1, 2].



**Fig.16** Forme d'onde trapézoïdale associée à la commutation

## 7. Cas de notre étude : perturbations conduites générées par les redresseurs

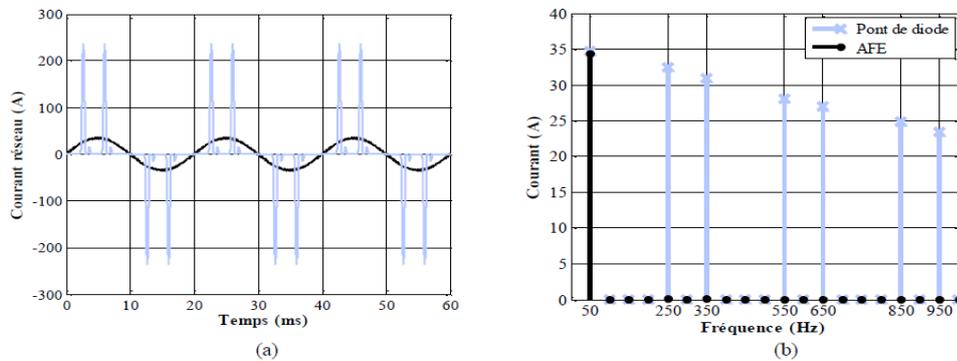
### 7.1. Perturbations générés par les redresseurs à diode :

À l'époque les charges non-linéaires qui créent des perturbations sur le réseau sont les machines dynamique comme les machines électriques (MS, MAS et MCC) et les machines statiques comme les transformateurs (de courant et de tension), etc., mais après l'apparition des convertisseurs statiques d'électronique de puissance comme les redresseurs, ces derniers deviennent les sources d'harmoniques les plus influé sur le réseau et la charge.

Les redresseurs non commandé (à diode) génèrent des harmoniques de basses fréquences (de 100 Hz à quelques kilohertz), de mode différentielle, ces harmoniques présentent sous forme des déformations des tensions à l'origine sinusoïdale sur le réseau à

cause de l'absorption des courants sous forme impulsionnelle sur ces redresseurs non commandés.

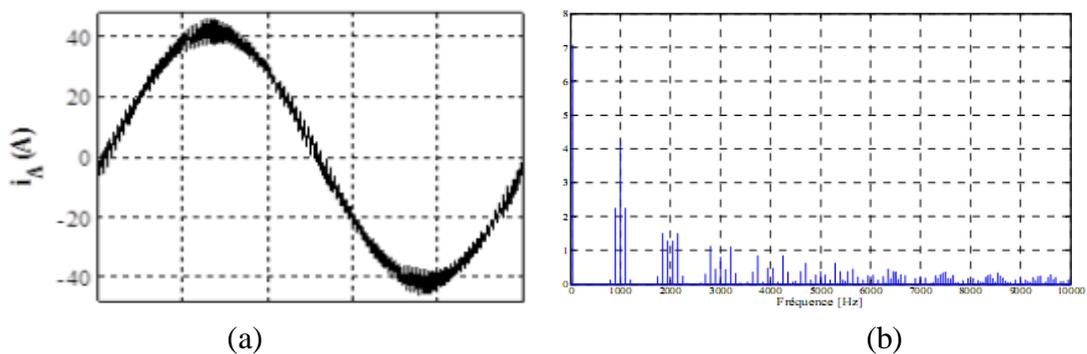
La figure.17, montre la forme et le spectre d'un courant absorbé par un redresseur à diode. Le courant absorbé présente une forme impulsionnelle ce qui génère des harmoniques basses fréquences à amplitudes importantes [1, 6].



**Fig.17** Le courant absorbé par un redresseur à diode (a) et son spectre (b)

## 7.2. Perturbations générés par les redresseurs à MLI :

Les redresseurs MLI sont des convertisseurs statiques (AC-DC) travaillent en commutation (commande à la fermeture et à l'ouverture) avec des temps de commutation atteignant des nanosecondes (dans l'intervalle de 0 à 9 KHz). Ces redresseurs à MLI sont des solutions alternatives pour réduire les perturbations conduites à basses fréquences (cas des harmoniques générés par les redresseurs à diode), mais d'un autre côté, ils engendrent des perturbations conduites se représentent sous forme d'harmoniques en haute fréquence, qui propagent vers la charge et vers le réseau (les victimes) [2].



**Fig.18** Le courant absorbé par un redresseur MLI (a) et son spectre (b)

## 8. Influence des harmoniques sur la performance du réseau :

Les harmoniques sur le réseau électrique sont essentiellement basses fréquences, de mode différentiel, avec une plage de 100Hz à quelques kilohertz. La cause principale de

l'existence des harmoniques de tension sur le réseau est l'injection des courants non-sinusoïdaux par des charges non-linéaires comme les convertisseurs statiques (dans notre cas, les redresseurs commandés et non-commandés), qui sont branchés (connectés) au réseau [4]. Et par conséquent ces harmoniques ont des effets potentiels sur tous les dispositifs du réseau comme :

- Echauffements et pertes supplémentaires dans les transformateurs et dans les câbles.
- Dégradation de la qualité de la tension du réseau.
- Vibrations et bruits dans les moteurs électriques.
- Des défauts de fonctionnement de certains équipements électriques.
- Les erreurs dans les appareils de mesure.
- Risque d'excitation de résonance.

En plus de ces effets, les courants harmoniques de haute fréquence dus à la commutation créent des problèmes de compatibilité électromagnétique.

## 8.1. Grandeurs caractéristiques des harmoniques :

### a. Facteur de puissance :

Le facteur de puissance est donné par le rapport entre la puissance active P et la puissance apparente S, qui était dans l'état normal (sans harmoniques) :

$$S = \sqrt{P^2 + Q^2} \quad (1)$$

En présence des harmoniques, la puissance apparente S est composée de trois parties, la puissance active P, la puissance réactive Q, qui sont associée au courant fondamental, et la puissance déformante D, qui était associée aux reste des harmoniques de courant, tels que :

$$S = \sqrt{P^2 + Q^2 + D^2} \quad (2)$$

$$P = 3 \cdot V \cdot I_1 \cdot \cos \varphi_1 \quad (3)$$

$$Q = 3 \cdot V \cdot I_1 \cdot \sin \varphi_1 \quad (4)$$

$$D = \sqrt{S^2 - P^2 - Q^2} = 3 \cdot V \cdot \sqrt{\left(\sum_{n=2}^{+\infty} I_n^2\right)} \quad (5)$$

$$Fp = \frac{P}{S} = F_{dit} \cos \varphi_1 = \frac{P}{\sqrt{P^2 + Q^2 + D^2}} \quad (6)$$

Où  $F_{dit}$  représente le facteur de distorsion. Il vaut 1 lorsque le courant est parfaitement sinusoïdal et il décroît lorsque la déformation de l'onde s'accroît.

Le facteur de puissance d'une charge appelant un courant non sinusoïdal peut donc s'exprimer en fonction du taux de distorsion harmonique du courant :

$$Fp = \frac{\cos \varphi_1}{\sqrt{1 + THD^2}} \quad (7)$$

Il s'avère donc que plus le courant sera pollué, plus le facteur de puissance sera dégradé.

### b. Taux de distorsion harmonique (THD) :

Le THD est paramètre utilisé pour quantifier le degré de déformation de la grandeur alternative. Il est donné par l'expression suivante :

$$THD(\%) = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{+\infty} X_n^2}}{X_1} \quad (8)$$

X : désigne un courant ou une tension efficace.

Le THD est entre 0 et 1; lorsque le THD est nul, on peut conclure que la grandeur électrique est parfaitement sinusoïdale (sans harmoniques).

## 8.2. Réglementation et normes :

Le niveau des perturbations conduites engendrées par les dispositifs électriques peut être déterminé à l'aide du facteur de puissance, du spectre du courant absorbé, du spectre des ondes électromagnétiques [9]. EN 61000-3-2 [NOR-95], c'est une norme européenne qui traite de la limitation des courants harmoniques dans le réseau électrique par les appareils électriques. Elle définit les limites des harmoniques du courant qui peuvent être produits par ces appareils (du courant consommé inférieur à 16A par phase) [8].

Rang d'harmonique n	Courant harmonique maximal autorisé A (eff)
Harmoniques impairs	
3	2.30
5	1.14
7	0.77
9	0.40
11	0.33
13	0.21
$15 \leq n \leq 39$	$0.15 * 15/n$
Harmoniques pairs	
2	1.08
4	0.43
6	0.30
$8 \leq n \leq 40$	$0.23 * 8/n$

**Tableau.1** Limites pour les émissions des courants harmoniques (EN 61000-3-2)

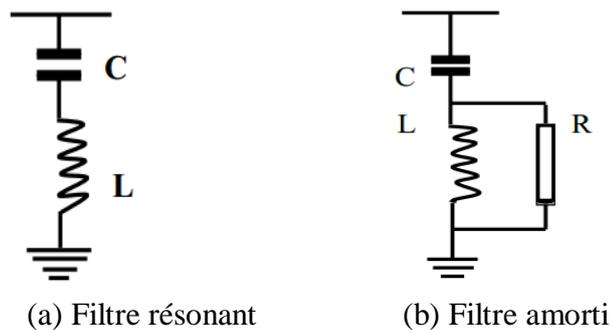
## 9. Méthodes de réduction des perturbations conduites :

Pour réduire les perturbations conduites, il existe plusieurs techniques ou méthodes dans l'industrie [2, 4].

### 9.1. Techniques de filtrage :

#### a. Filtrage passif :

Les filtres passifs sont caractérisés par l'usage exclusif de composants passifs (résistances, condensateurs, inductances couplées ou non). Ils sont utilisés pour empêcher les courants harmoniques de se propager dans les réseaux électriques. C'est la mise d'une impédance faible en parallèle avec l'impédance de réseau à la fréquence de l'harmonique pour l'éliminer. Parce que le courant d'harmonique va circuler dans le chemin le moins résistant. Les plus répandues parmi les dispositifs de filtrages passifs sont le filtre passif résonnant et le filtre passif amorti.



**Fig.19** Filtres passifs

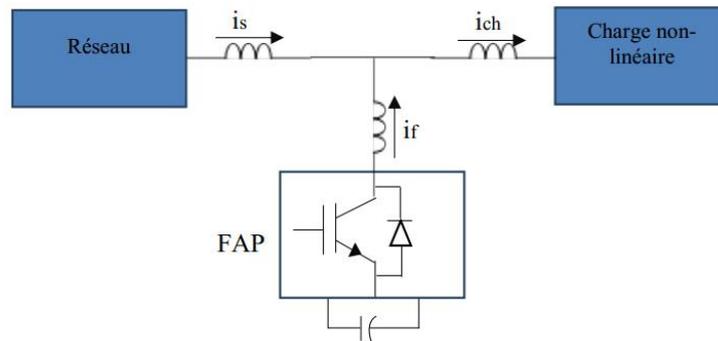
#### b. Filtrage actif :

Les filtres actifs sont considérés comme des techniques avancées de réduction des harmoniques. Ainsi l'apparition des nouveaux composants semi-conducteurs, comme par exemple les thyristors GTO et les transistors IGBT ont conduit à concevoir cette nouvelle technique de compensation. Son principe du filtrage est de compenser les harmoniques présents dans le système en injectant des harmoniques de même amplitude mais en opposition de phase [2]. On distingue différentes techniques de filtrage actif selon leur mode de connexion au réseau.

#### ❖ Filtre actif parallèle (FAP) :

Il est connecté en parallèle sur le réseau. Son travail est de fournir le courant par le réseau sous forme sinusoïdale et en phase avec la tension par l'injection des courants harmoniques de même amplitude et fréquence mais en opposition à ceux absorbés par la

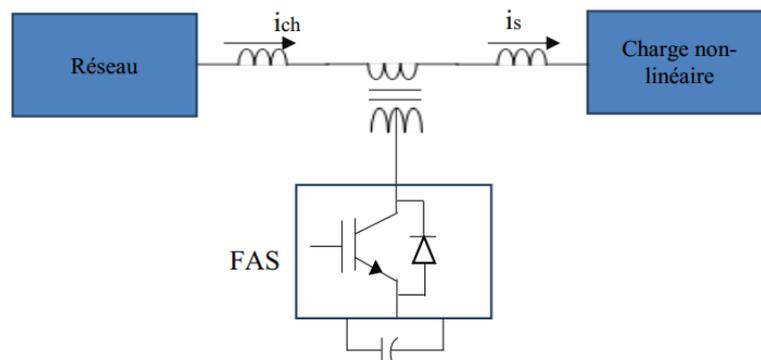
charge non-linéaire, pour compenser toutes les perturbations de courant comme les harmoniques, les déséquilibres et la puissance réactive. Ce filtre est appelé compensateur shunt.



**Fig.20** Filtre actif parallèle (FAP)

❖ **Filtre actif série (FAS) :**

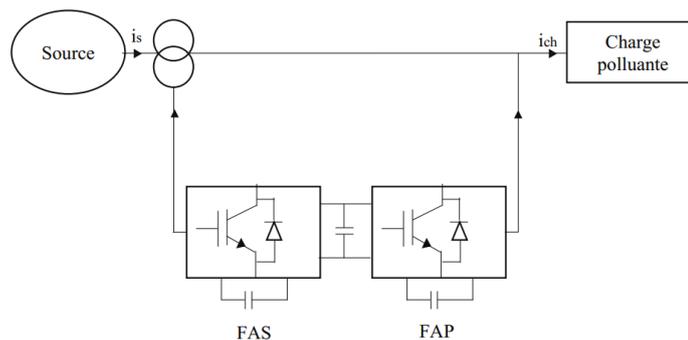
Ce filtre actif est connecté en série sur le réseau. Il est destiné à protéger les installations sensibles aux tensions perturbatrices comme les harmoniques, creux et déséquilibres qui provenant de la source.



**Fig.21** Filtre actif série (FAS)

❖ **La combinaison parallèle-série :**

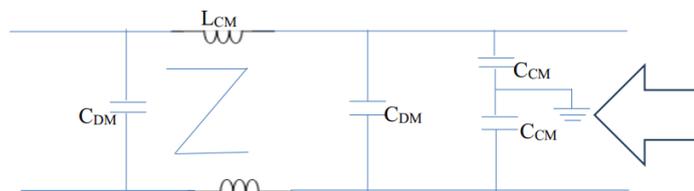
Ce filtre présente une solution universelle pour compenser toutes les perturbations en courant et en tension. Il est appelé en anglais (Unified Power Quality Conditionner « UPQC »).



**Fig.22** La combinaison parallèle-série actifs

### c. Filtre EMI :

Le filtre EMI est un dispositif utilisé pour réduire les perturbations conduites dans les systèmes électriques ou électroniques. Ils sont généralement composés des condensateurs utilisés dans le filtrage des perturbations en mode commun et des inductances utilisées dans le lisage de courants en mode commun et différentiel. Ce filtre est devisé sur 03 types : le filtre EMI passif, le filtre EMI active et le filtre EMI hybride.



**Fig.23** Filtre EMI

### 9.2. La technique MLI aléatoire:

Une autre approche pour résoudre les perturbations conduites consiste à modifier le contenu spectral des perturbations à la source. L'idée est d'étaler le spectre des ondes de sortie du convertisseur statique 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 technique MLI aléatoire, en effet, si la MLI déterministe (classique) 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 [2].

Dans le troisième chapitre, nous allons bien détailler le principe de cette technique et de l'utiliser pour réduire les PEM conduites générées par les redresseurs MLI.

### 10. Conclusion :

Dans ce chapitre, nous avons commencé par une définition de la compatibilité électromagnétique en électronique de puissance. Puis, nous avons présenté les différents types de perturbations selon leurs modes de propagations et leurs différents modes de couplage. Ensuite, nous nous sommes intéressés aux perturbations conduites générées par les redresseurs MLI. Enfin, nous avons cité quelques techniques de réduction des perturbations. Nous avons aussi expliqué que la commande en MLI aléatoire est l'une des techniques le plus utilisées dans les convertisseurs statique pour réduire les perturbations conduites.

## Chapitre 2 :

### Les redresseurs à modulation de largeur d'impulsion

#### 1. Introduction :

Les convertisseurs statiques AC/DC sont d'un grand intérêt, ils sont utilisés dans la plupart des applications industrielles et domestiques, pour plusieurs avantages comme (le contrôle de la tension de bus continu et l'amélioration du facteur de puissance).

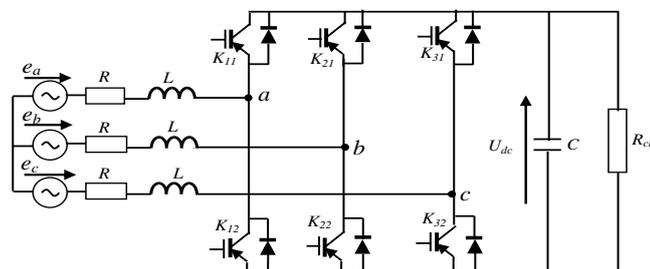
L'utilisation de ces convertisseurs statiques dans les installations de conversion d'énergie électrique participe à dégrader la "qualité" du courant et de la tension des réseaux de distribution à cause de la consommation des courants non sinusoïdaux. La nouvelle structure du convertisseur dit « redresseur MLI » parmi les solutions proposées pour résoudre ce type de problèmes.

Dans ce chapitre, nous présenterons dans la première partie, des généralités sur les redresseurs MLI, en particulier le redresseur MLI triphasé et dans la deuxième partie, nous présenterons la modélisation du redresseur MLI et son commande en courant dans le repère  $dq$ .

#### 2. Etat de l'art des redresseurs MLI

##### 2.1. Les topologies de base du redresseur MLI triphasé :

Le redresseur MLI est un convertisseur AC/DC commandé en modulation de largeur d'impulsion (MLI), utilisant des composants à commutation forcée tel que les IGBT ou les MOSFET. La commande du redresseur en MLI permet non seulement de réduire les perturbations harmoniques, en prélevant des courants d'allure sinusoïdale mais aussi de contrôler les puissances actives et réactives et assurer un facteur de puissance unitaire [2].



**Fig.1** Topologie d'un redresseur MLI triphasé

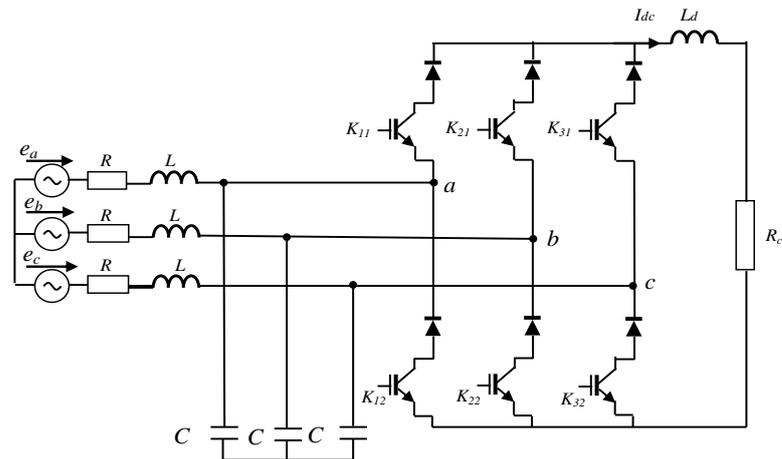
Selon le type utilisé, nous distinguons deux structures de redresseurs à MLI :

- redresseur à MLI de courant.
- redresseur à MLI de tension.

### 2.1.1. Redresseur MLI de courant:

Le redresseur à MLI de courant est un convertisseur d'énergie assure la conversion d'énergie entre une source de tension alternative et un récepteur de courant continu. Il est construit avec des interrupteurs, unidirectionnels en courant et bidirectionnels en tension [13].

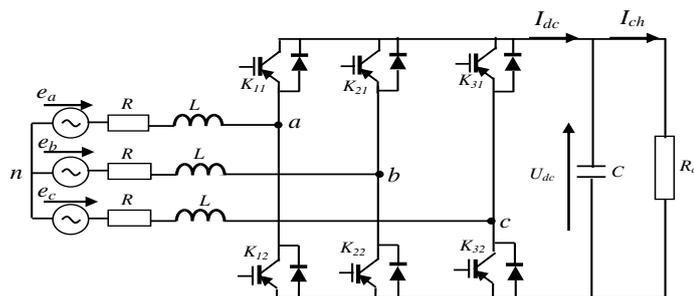
Ce type de redresseur MLI est souvent accompagné d'un filtre passif de second ordre (R, L en série et C en parallèle) coté alternatif [13].



**Fig.2** Redresseur à MLI de courant

### 2.1.2. Redresseur MLI de tension:

Le redresseur à MLI de tension, son structure est similaire à celle d'un onduleur de tension, il permet de convertir la tension alternative à une tension continue. Il est construit avec des interrupteurs unidirectionnels en tension et bidirectionnels en courant, donc c'est un convertisseur réversible en courant.



**Fig.3** Redresseur à MLI de tension

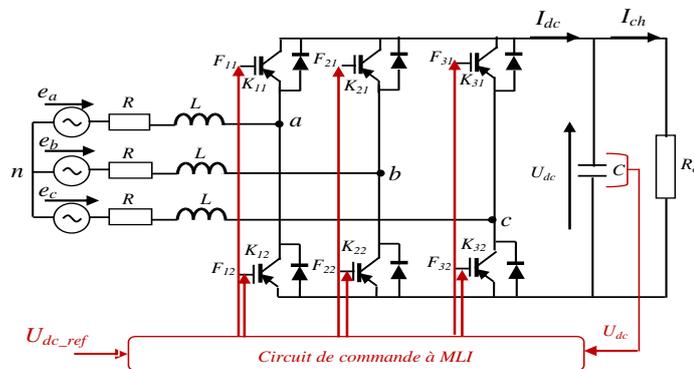
## 2.2. Le principe de fonctionnement du redresseur à MLI :

Dans la suite de ce travail, nous nous intéressons plus particulièrement à la structure du redresseur à MLI de tension qui est la plus utilisée.

Le redresseur MLI de tension fonctionne en gardant la tension de sortie continue fixe à une valeur désirée, en utilisant une commande en boucle fermée. Pour accomplir cette tâche, la tension de sortie  $U_{dc}$  est mesurée et comparée avec une tension de référence  $U_{dc\_ref}$ , le signal d'erreur produit de cette comparaison est utilisé pour contrôler les interrupteurs du redresseur MLI. De cette façon, la puissance peut s'écouler dans les deux sens selon les conditions sur la tension du bus continu  $V_C$  mesurée aux bornes du condensateur C.

Quand le courant  $I_{ch}$  est positif (fonctionnement redresseur), le condensateur C est déchargé, et la source alternative délivre la puissance nécessaire pour maintenir la tension continue à une valeur fixe. Dans ce cas, le circuit de commande génère les signaux MLI appropriés pour les interrupteurs du redresseur MLI.

Inversement, quand le courant  $I_{ch}$  est négatif (fonctionnement onduleur), le condensateur C est surchargé, et la puissance retourne à la source alternative.



**Fig.4** Redresseur à MLI triphasé

La commande en MLI peut, non seulement, contrôler la puissance active, mais également la puissance réactive, et donc ce type de redresseur permet la correction du facteur de puissance. De plus, les formes d'ondes des courants de la source peuvent être maintenues presque sinusoïdales, ce qui réduit la distorsion de la source [14].

### 2.3. Les applications modernes des redresseurs MLI:

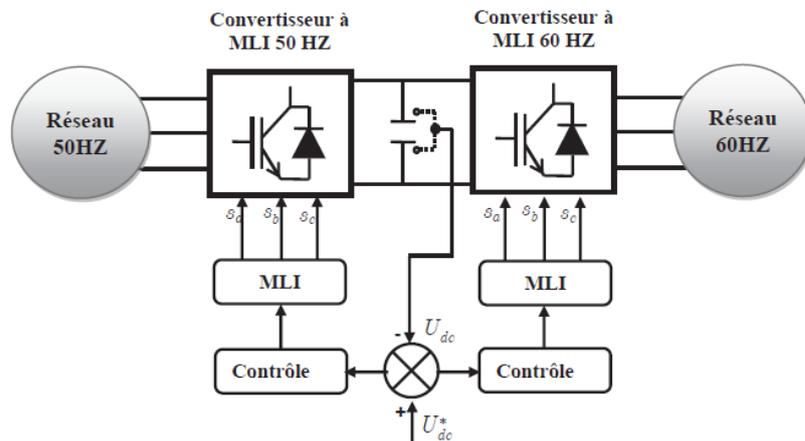
Le redresseur à MLI est un convertisseur moderne avec de nombreux avantages par rapport aux autres redresseurs classiques, limités et polluants. D'autre part, le redresseur MLI donne la possibilité pour tous les types de transfert d'énergie (réversible en puissance), et permet d'obtenir un facteur de puissance très proche de l'unité, il est aussi très utiles pour filtrer le réseau et réduire les perturbations conduites basses fréquences (les harmoniques).

Pour cela, ce redresseur est très utilisé dans plusieurs applications modernes, telles que nous mentionnerons certains d'eux ci-dessous [10] :

➤ **Redresseur à MLI « lien entre les systèmes à 50 HZ et les systèmes à 60 HZ » :**

Le redresseur à MLI peut varier la fréquence de tension ou de courant selon notre besoin, comme un lien entre le système à 50HZ et le système à 60HZ.

Le principe de fonctionnement des transistors permet ce type de variation, et la **Fig.5** montre un exemple typique d'utilisation du redresseur MLI pour ce type d'application.

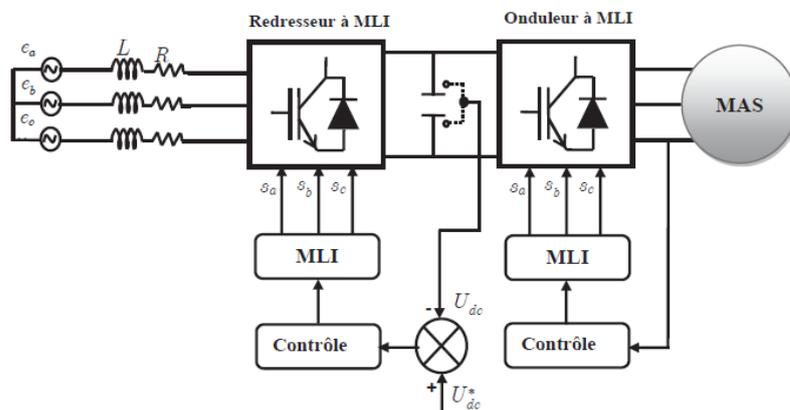


**Fig.5** Lien entre un système à 50 HZ et un système à 60 HZ

➤ **L'utilisation du redresseur à MLI dans les variations de vitesse :**

Le grand problème de la variation de vitesse pour les machines électriques (par mise en cascade d'un redresseur à diodes avec un onduleur de tension MLI) est de créer des perturbations basse fréquence sur le réseau. De plus, c'est impossible de récupérer l'énergie de freinage et d'inverser le sens de rotation, parce que le redresseur à diodes s'étant pas réversible.

Donc, parmi les solutions est de remplacer le redresseur à diodes par un redresseur à MLI, qui donne la possibilité de récupérer l'énergie de freinage vers le réseau électrique, avec l'augmentation de rendement du système par la réduction des perturbations conduites.



**Fig.6** Redresseur à MLI dans les variations de vitesse

### 3. Modélisation et commande du redresseur MLI

#### 3.1. Modélisation du redresseur MLI

##### Hypothèses de modélisation :

Dans la plupart des cas d'étude, des hypothèses simplificatrices sont largement admises afin de ne pas compliquer inutilement la mise en œuvre et l'utilisation des modèles. Pour notre cas d'étude, nous faisons donc les hypothèses suivantes [13]:

-Les interrupteurs sont considérés comme étant parfaits : à l'état bloqué (OFF), l'interrupteur se comporte comme un circuit ouvert et à l'état passant (ON), il se comporte comme un court-circuit.

-Nous supposons que les sources sont parfaites : une source de tension (respectivement de courant) parfaite n'est pas influencée par le courant qui la traverse (respectivement la tension à ses bornes).

-Enfin, nous considérons que les éléments passifs de la structure du convertisseur sont invariants et linéaires.

##### 3.1.1. Modélisation du redresseur MLI dans le repère abc

##### Côté alternatif :

Les équations électriques d'un système triphasé équilibré sont données par :

$$\begin{cases} e_a = E_m \sin(\omega t) \\ e_b = E_m \sin(\omega t - 2\pi/3) \\ e_c = E_m \sin(\omega t - 4\pi/3) \end{cases} \quad (1)$$

Avec :

$E_m$  : Amplitude de la tension

$\omega$  : Pulsation.

Les équations de tension pour le système triphasé équilibré sans neutre peuvent être écrites comme :

$$\begin{cases} e_a = Ri_a + V_a + L \frac{di_a}{dt} \\ e_b = Ri_b + V_b + L \frac{di_b}{dt} \\ e_c = Ri_c + V_c + L \frac{di_c}{dt} \end{cases} \quad (2)$$

Les tensions composées sont définies comme suit :

$$\begin{cases} U_{ab} = V_{an} - V_{bn} \\ U_{bc} = V_{bn} - V_{cn} \\ U_{ca} = V_{cn} - V_{an} \end{cases} \quad (3)$$

$V_{an}$ ,  $V_{bn}$  et  $V_{cn}$  sont les tensions simples à l'entrée du redresseur.

Pour passer de tensions composées aux tensions simples, étant donné que la somme instantanée des courants est nulle, et que le réseau est équilibré et sinusoïdal impliquant la somme des f.é.m. est nulle ce qui donne :

$$\begin{cases} V_{an} = \frac{1}{3}(U_{ab} - U_{ca}) \\ V_{bn} = \frac{1}{3}(U_{bc} - U_{ab}) \\ V_{cn} = \frac{1}{3}(U_{ca} - U_{bc}) \end{cases} \quad (4)$$

On peut écrire les tensions d'entrée du redresseur d'une manière générale comme suit :

$$\begin{cases} U_{ab} = (S_a - S_b)U_{dc} \\ U_{bc} = (S_b - S_c)U_{dc} \\ U_{ca} = (S_c - S_a)U_{dc} \end{cases} \quad (5)$$

Avec :

$S_a$ ,  $S_b$  et  $S_c$  sont des fonctions de commutation, si un interrupteur du bras haut est bloqué  $S=0$  et s'il est passant alors  $S=1$ . Et  $U_{dc}$  : la tension redressée aux bornes de la charge.

La forme matricielle des tensions d'entrée du redresseur :

$$\begin{bmatrix} U_{ab} \\ U_{bc} \\ U_{ca} \end{bmatrix} = U_{dc} \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad (6)$$

### Coté continu :

Pour compléter le modèle du redresseur dans le repère triphasé abc, on écrit le courant du bus continu comme suit :

$$i_{dc} = i_c + i_{ch} \quad (7)$$

$$i_{dc} = C \frac{dU_{dc}}{dt} + \frac{U_{dc}}{R_{ch}} \quad (8)$$

Avec :

$i_c$  : Le courant dans la capacité C

$i_{ch}$  : Le courant dans la charge ( $R_{ch}$ )

De l'équation (8), on obtient :

$$C \frac{dU_{dc}}{dt} = i_{dc} - i_{ch} \quad (9)$$

Par la suite :

$$i_{dc} = i_a S_a + i_b S_b + i_c S_c \quad (10)$$

On remplace l'équation (10) dans (9) et on obtient :

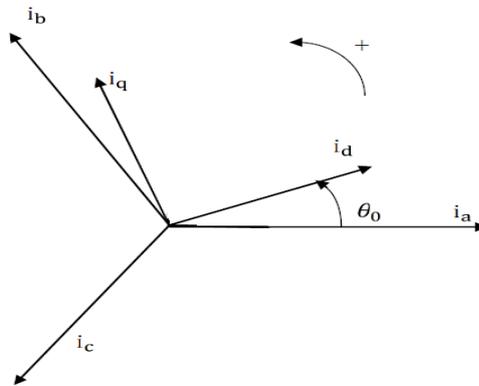
$$C \frac{dU_{dc}}{dt} = i_a S_a + i_b S_b + i_c S_c - i_{ch} \quad (11)$$

### 3.1.2. Modélisation du redresseur MLI dans le repère dq :

#### Transformation de Park :

Les équations dans le repère tournant d-q sont obtenues à l'aide de la transformation de Park :

$$[P(\theta_0)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta_0) & \cos\left(\theta_0 - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_0 - \frac{4\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta_0) & -\sin\left(\theta_0 - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_0 - \frac{4\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (12)$$



**Fig.7** Repère fixe abc et repère synchrone dq

#### Coté alternatif :

Les équations du redresseur dans le système d'axes (d, q) sont obtenues à l'aide de la transformation de Park (abc /dq) :

$$e_a, e_b, e_c \xrightarrow{\text{Park}} e_d, e_q$$

$$\begin{cases} e_a = R i_a + L \frac{di_a}{dt} + V_a \\ e_b = R i_b + L \frac{di_b}{dt} + V_b \\ e_c = R i_c + L \frac{di_c}{dt} + V_c \end{cases} \quad (13)$$

$$\begin{bmatrix} e_d \\ e_q \end{bmatrix} = [P(\theta_0)] \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} \quad (14)$$

$$[e_{a,b,c}] = P(\theta_0)^{-1} [e_{dq}] \quad (15)$$

❖ **Les équations électriques dans le repère dq:**

$$[e_{a,b,c}] = [R][i_{a,b,c}] + L \frac{d[i_{a,b,c}]}{dt} + [V_{a,b,c}] \quad (16)$$

$$[P(\theta_0)]^{-1}[e_q] = [R][P(\theta_0)]^{-1} [i_{dq}] + \frac{d([P(\theta_0)]^{-1}[i_{dq}])}{dt} + [P(\theta_0)]^{-1}[V_{dq}] \quad (17)$$

On multiplie l'équation (17) par la matrice de Park, on obtient :

$$[e_{dq}] = [R][i_{dq}] + [P(\theta_0)]L \frac{d([P(\theta_0)]^{-1}[i_{dq}])}{dt} + [V_{dq}] \quad (18)$$

$$[e_{dq}] = [R][i_{dq}] + [P(\theta_0)]L \frac{d[P(\theta_0)]^{-1}}{dt} [i_{dq}] + [P(\theta_0)]L \frac{d[i_{dq}]}{dt} [P(\theta_0)]^{-1} + [V_{dq}]$$

Sachant que :  $[P(\theta_0)]L \frac{d[P(\theta_0)]^{-1}}{dt} = \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \frac{d\theta_0}{dt}$  et  $\frac{d\theta_0}{dt} = \omega_s$

Ce qui donne :

$$\begin{cases} e_d = R \cdot i_d - L i_q \omega_s + L \frac{di_d}{dt} + V_d \\ e_q = R \cdot i_q + L i_d \omega_s + L \frac{di_q}{dt} + V_q \end{cases} \quad (19)$$

❖ **Puissance instantanée exprimée dans le repère dq:**

La puissance instantanée du redresseur peut s'exprimer comme :

$$p(t) = e_a i_a + e_b i_b + e_c i_c$$

$$\begin{aligned} p(t) &= \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [P(\theta_0)]^{-1} [e_d] \\ [P(\theta_0)]^{-1} [e_q] \end{bmatrix}^T [P(\theta_0)]^{-1} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} e_d \\ e_q \end{bmatrix}^T [[P(\theta_0)]^{-1}]^T [P(\theta_0)]^{-1} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (20)$$

On multiplie l'équation (20) par la matrice de Park, on obtient :

$$\text{Sachant que : } [[P(\theta_0)]^{-1}]^T [P(\theta_0)]^{-1} = \frac{3}{2} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

La puissance active est donnée par :

$$P = [e_d \quad e_q] \frac{3}{2} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \frac{3}{2} (e_d i_d + e_q i_q) \quad (21)$$

La puissance réactive est donnée par :

$$Q = \frac{3}{2} (e_q i_d - e_d i_q) \quad (22)$$

On écrit les deux équations de puissance active et réactive à la fois sous forme matricielle :

$$\begin{bmatrix} P \\ Q \end{bmatrix} = \frac{3}{2} \begin{bmatrix} e_d & e_q \\ e_q & -e_d \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} \quad (23)$$

**Coté continu :**

Pour compléter le modèle du redresseur dans le repère d-q, on écrit le courant du bus continu comme suit :

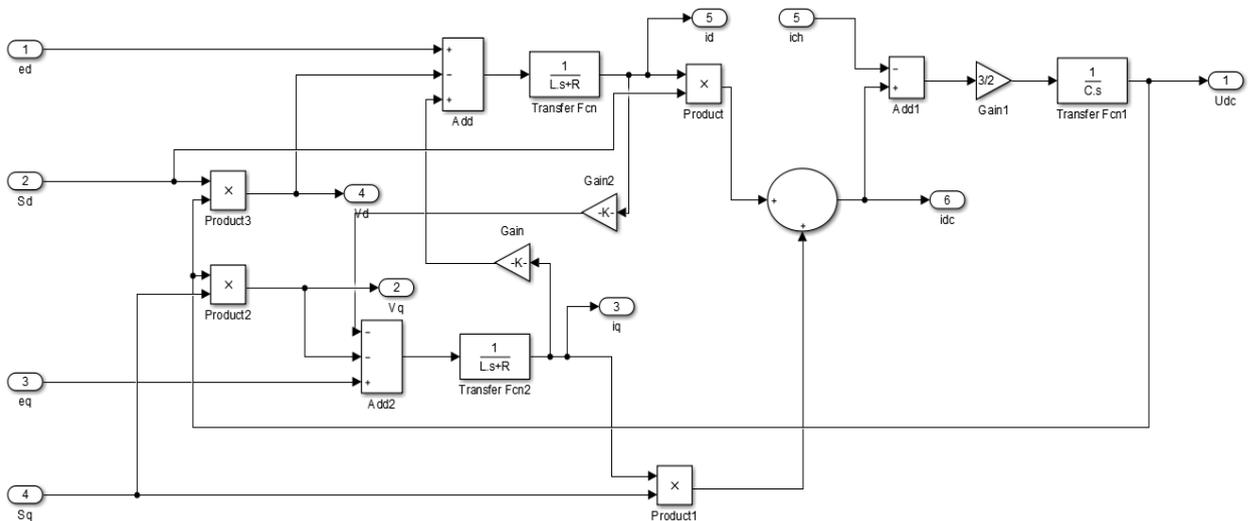
$$i_c = C \frac{dU_{dc}}{dt} \quad (24)$$

$$U_{dc} = \int \frac{1}{C} i_c \quad (25)$$

$$i_c = i_{dc} - i_{ch} \quad (26)$$

$$\begin{aligned} i_{dc} &= [S_a \ S_b \ S_c] \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ i_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix}^T [P(\theta_0)]^{-1} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} S_d \\ S_q \end{bmatrix}^T [[P(\theta_0)]^{-1}]^T [P(\theta_0)]^{-1} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} \\ &= \frac{3}{2} [S_d i_d + S_q i_q] \end{aligned} \quad (27)$$

Selon les équations écrites précédemment dans le repère dq, le redresseur MLI peut être représenté par le schéma de block donné dans la **Fig.8**.



**Fig.8** Schéma fonctionnel du redresseur MLI dans le repère d-q

**3.2. Techniques de commande du redresseur MLI :**

Plusieurs techniques ont été proposées dans des travaux récents pour commander les redresseurs MLI. Bien que ces techniques de commande puissent atteindre le même objectif



La commande en courant du redresseur à MLI dans le repère d-q présente un précieux avantage à savoir que dans ce cas, les composantes de courant à commander deviennent des quantités continues en régime permanent, et l'action intégrale des correcteurs peut ainsi éliminer les erreurs statiques en régime permanent des composantes fondamentales. En outre le réglage de la tension continue est typiquement mis en application avec un contrôleur simple de type PI [12].

**3.2.1.1 Découplage des axes d-q :**

Il existe un couplage entre les axes de la transformation de Park, donc une variation sur  $i_d$  provoque une variation sur  $i_q$  et l'inverse. Cela nécessite un découplage. Les équations de tension dans le système de coordonnées tournant (d-q) sont :

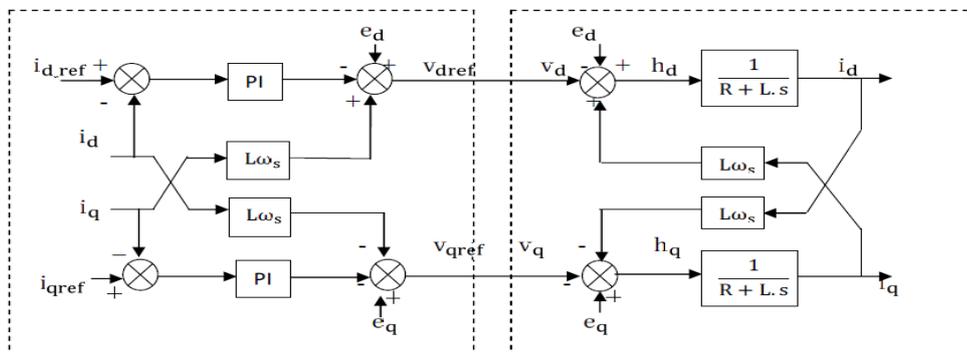
**Les équations de  $e_d$  et  $e_q$  :**

$$\begin{cases} e_d = R \cdot i_d - L i_q \omega_s + L \frac{di_d}{dt} + V_d \\ e_q = R \cdot i_q + L i_d \omega_s + L \frac{di_q}{dt} + V_q \end{cases} \quad (28)$$

Le découplage entre l'axe d et q est réalisé par le variable  $h_d$  et  $h_q$ , comme suite :

$$\begin{cases} h_d = V_{sd} + \omega_s L i_q - V_d = R i_d + L \frac{di_d}{dt} \\ h_q = V_{sq} - \omega_s L i_d - V_q = R i_q + L \frac{di_q}{dt} \end{cases} \quad (29)$$

$$\begin{bmatrix} \frac{di_d}{dt} \\ \frac{di_q}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & 0 \\ 0 & -\frac{R}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} h_d \\ h_q \end{bmatrix} \quad (30)$$



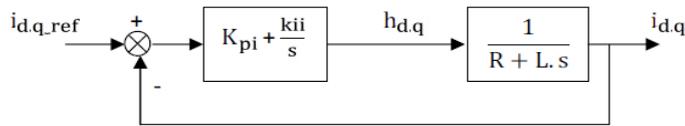
**Fig.10** Régulation avec découplage d-q pour un redresseur MLI

### 3.2.1.2 Boucle interne de régulation des courants :

L'objectif des boucles internes est de réguler les courants du réseau électrique afin de minimiser leur contenu harmonique et avoir un facteur de puissance unitaire [9]. Pour cela, la consigne de la puissance réactive est nulle.

#### Calcul du régulateur des courants $i_d, i_q$ :

On utilise la méthode de compensation des pôles pour calculer les paramètres  $K_p$  et  $K_i$  du régulateur (le zéro du régulateur égale au pôle de la fonction de transfert du système à commander).



**Fig.11** Schéma fonctionnel pour le réglage du courant

$$G(P) = \frac{1}{R + LP} = \frac{K}{1 + TP}$$

$$\text{Avec : } K = \frac{1}{R}, \quad T = \frac{L}{R}$$

$$R(P) = K_p + \frac{K_i}{P} = \frac{K_p P + K_i}{P}$$

#### ❖ Boucle ouverte :

$$H_{Bo} = G(P)R(P)$$

#### ❖ Boucle fermée :

$$\begin{aligned} H_{BF} &= \frac{G(P)R(P)}{1 + G(P)R(P)} = \frac{\left(\frac{K}{1 + TP}\right) \left(\frac{K_p P + K_i}{P}\right)}{1 + \left(\frac{K}{1 + TP}\right) \left(\frac{K_p P + K_i}{P}\right)} \\ &= \frac{K(K_p P + K_i)}{P(1 + TP) + K(K_p P + K_i)} = \frac{KK_i \left(\frac{K_p}{K_i} P + 1\right)}{P(1 + TP) + KK_i \left(\frac{K_p}{K_i} P + 1\right)} \end{aligned}$$

Selon la méthode utilisée, on pose :  $\frac{K_p}{K_i} P + 1 = 1 + TP$

$$H_{BF} = \frac{KK_i}{P + KK_i} = \frac{1}{1 + \frac{1}{KK_i}P}$$

Ce qui donne :

$$H_{BF} = \frac{K'}{1 + T_{BF}P}$$

C'est un système du 1<sup>er</sup> ordre  $T_r = 3T_{BF} \Rightarrow T_{BF} = \frac{T_r}{3}$

$$\frac{1}{KK_i} = T_{BF} \Rightarrow K_i = \frac{1}{KT_{BF}}$$

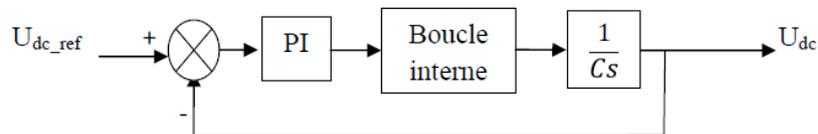
$$\frac{K_p}{K_i} = T \Rightarrow K_p = K_i T = \frac{T}{KT_{BF}}$$

On choisit un temps de réponse  $T_r = 0.01 \text{ s}$ ,  $R = 0.5 \Omega$ ,  $L = 4 \text{ mH}$

$$K_p = 1.2, K_i = 150.15$$

### 3.2.1.3 Boucle externe de régulation de la tension :

La boucle de régulation externe maintient la valeur de la tension du bus continu  $U_{dc}$  à une tension de référence  $U_{dc\_ref}$ , le capteur détecte et compare la mesure à la consigne et si l'écart existe, il agit sur l'organe de réglage pour que la mesure rejoigne la consigne.



**Fig.12** Boucle de régulation de la tension continue

### Calcul du régulateur de la tension continue :

$$G(P) = \frac{1}{CP} = \frac{K}{p}$$

Avec :

$$K = \frac{1}{C}$$

$$R(P) = K_p + \frac{K_i}{P} = \frac{K_p P + K_i}{P}$$

### ❖ Boucle ouverte :

$$H_{Bo} = G(P)R(P)$$

❖ **Boucle fermée :**

$$H_{BF} = \frac{G(P)R(P)}{1 + G(P)R(P)} = \frac{\frac{K(K_p P + K_i)}{P^2}}{1 + \frac{K(K_p P + K_i)}{P^2}}$$

$$= \frac{K(K_p P + K_i)}{P^2 + K(K_p P + K_i)}$$

On écrit :  $D(P) = P^2 + K K_p P + K K_i$

C'est un système de 2<sup>ème</sup> ordre, par identification avec la forme générale :

$$H(P) = \frac{K W_n^2}{P^2 + 2\xi W_n P + W_n^2}$$

On trouve :

$$K_p = \frac{2\xi W_n}{K}, \quad K_i = \frac{W_n^2}{K}$$

Pour un dépassement  $D = 5\% \Rightarrow \xi = 0.7$

$$t_r = \frac{3}{W_n} \Rightarrow W_n = \frac{3}{t_r}$$

Pour cette boucle on a choisi un temps de réponse 20 fois plus grand que celle de la boucle interne :  $t_r = 0.2 \text{ s}$

Ce qui donne :  $K_p = 0.07, K_i = 0.74$

**4. Conclusion :**

Dans ce chapitre, nous avons présenté dans la première partie, l'état de l'art des redresseurs à MLI, en particulier le redresseur MLI triphasé et dans la deuxième partie, nous avons présenté la modélisation et la commande en courant du redresseur MLI.

Dans la 1<sup>ère</sup> partie, nous avons commencé par présenter la topologie de base du redresseur MLI triphasé, ses différents types et son principe de fonctionnement.

Dans la 2<sup>ème</sup> partie, nous avons présenté la modélisation du redresseur MLI triphasé dans les repères (abc) et (d-q), ainsi que les différentes techniques de commande du redresseur MLI. Ensuite, nous avons détaillé la technique de commande en courant et le calcul des régulateurs PI utilisés.

Dans le prochain chapitre, nous allons présenter la technique MLI aléatoire utilisée pour la commande du redresseur MLI triphasé.

## Chapitre 3 :

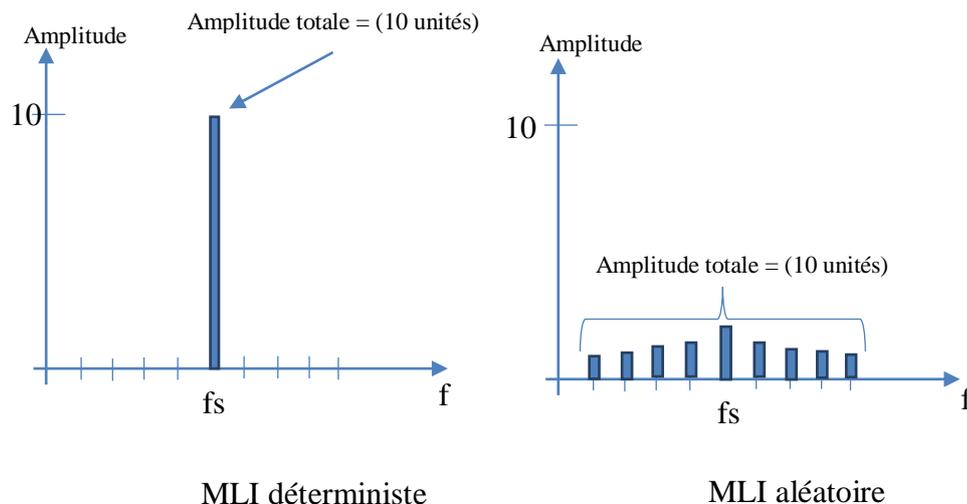
### Commande du redresseur triphasé par la technique MLI aléatoire

#### 1. Introduction :

Les redresseurs MLI utilisent une technique de découpage basée sur la modulation de largeur d'impulsion (MLI). La MLI déterministe (classique) permet d'éliminer les premiers rangs d'harmoniques de courant (harmoniques basse fréquence). Cependant, cette technique ne résout pas totalement le problème des harmoniques de courant, parce que les harmoniques disparus en basse fréquence, apparaissent en haute fréquence (aux multiples de la fréquence de commutation) ce qui entraîne des problèmes de compatibilité électromagnétique (CEM). Afin de pallier ce problème, de nouvelles techniques de modulation sont apparues, telle que la technique MLI aléatoire. Cette technique présente un avantage du spectre étalé, qui surmonte les problèmes liés à la technique MLI déterministe.

Ce chapitre est consacré à utiliser la technique MLI aléatoire pour la commande du redresseur triphasé. Les signaux de commande sont obtenus par la comparaison d'un signal de référence sinusoïdale à une porteuse triangulaire aléatoire. Nous commençons par introduire le principe de la technique MLI aléatoire. Ensuite, nous présentons les différentes configurations de la MLI aléatoire.

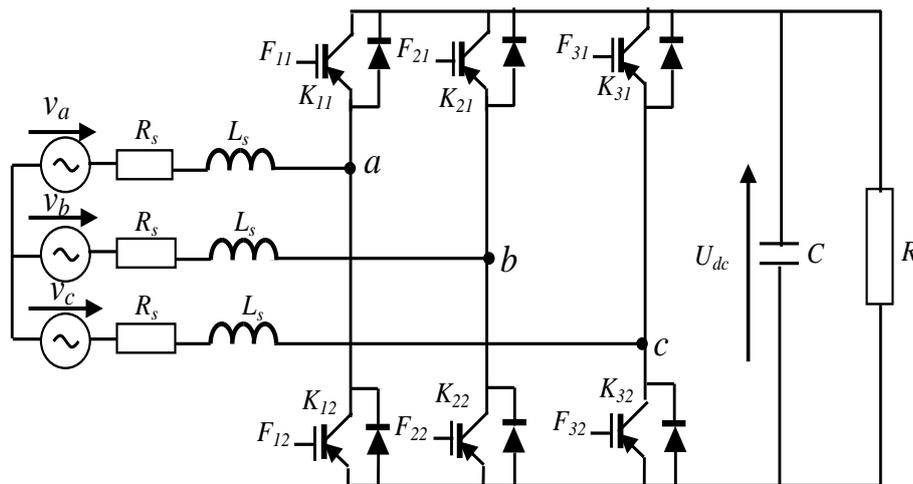
Enfin, nous présentons l'intérêt de la technique MLI aléatoire par rapport à la technique MLI déterministe.



**Fig.1** La répartition des harmoniques dans un signal MLI

## 2. Structure du redresseur MLI triphasé :

La figure.2 présente la structure d'un redresseur MLI triphasé. Chaque bras de pont comprend deux interrupteurs bidirectionnels en courant et unidirectionnels en tension. Les six interrupteurs du redresseur sont généralement constitués de transistors IGBT associés à des diodes montées en antiparallèle. Afin d'éviter le court-circuit de la charge continue  $U_{dc}/2$ , les interrupteurs de chaque même bras doivent être complémentaires deux à deux par exemple K11 et K12.



**Fig.2** Structure d'un redresseur MLI triphasé

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

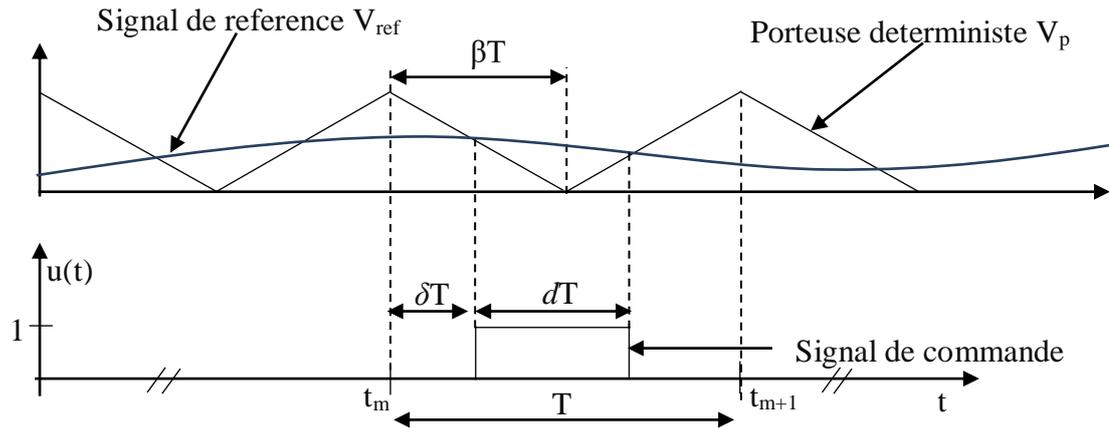
- La commande pleine onde
- La commande triangulo-sinusoidale
- La commande triangulo-sinusoidale avec injection du troisième harmonique
- La commande vectorielle

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

### 2.1. MLI triangulo-sinusoidale

#### 2.1.1. Principe

La figure 3 explique le principe général de la MLI triangulo-sinusoidale, où les signaux de commande sont générés par la comparaison d'un signal de référence  $V_{ref}$  désiré de fréquence  $f$  et un signal porteuse triangulaire  $V_p$  de haute fréquence  $f_p$  [2].



**Fig.3** MLI triangulo-sinusoïdale déterministe

Le signal de commande MLI est caractérisé par les paramètres suivants :

- $T$  : la période de modulation
- $d$  : le rapport cyclique : généralement, il est considéré constant entre 0 et 1, ce qui correspond à un signal de référence fixe d'amplitude égale à  $d$ .
- $\delta$  : le rapport de délai
- $\beta$  : Position de creux

Pour la MLI déterministe les trois paramètres sont fixes.

### 2.1.2. Caractérisation de la stratégie triangulo-sinusoïdale

La MLI triangulo-sinusoïdale est caractérisée par deux paramètres :

- L'indice de modulation  $m$  : est le rapport entre la fréquence  $f_p$  de la porteuse à la fréquence  $f$  de la tension de référence,  $m = f_p/f$
- Le coefficient de réglage  $r$  : est le rapport de l'amplitude de la tension de référence  $V_m$  à la valeur crête  $V_{mp}$  de la porteuse,  $r = V_m/V_{mp}$

### 2.1.3. Signal de commande

Le signal de commande est obtenu à partir de la fonction de connexion ou le schmitt (rational operator) utilisé pour comparer  $V_{ref}$  et  $V_p$  et puis délivrer un signal tel que :

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

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

Pour une porteuse unipolaire,  $V_p$  entre 0 et 1, on obtient :

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

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

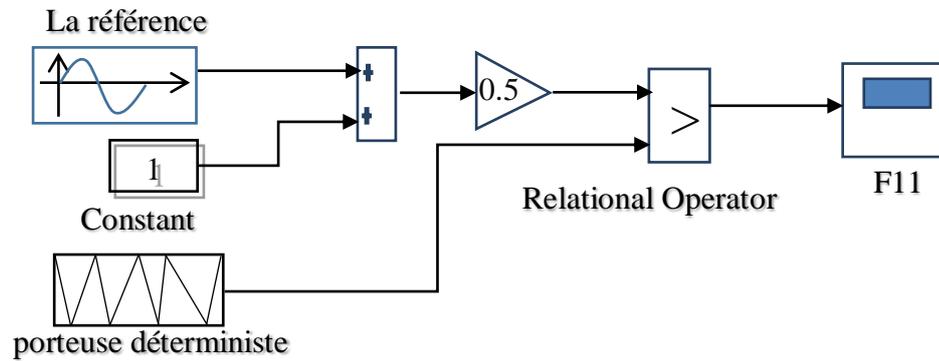


Fig.4 Génération du signal de commande

Le signal de sortie indique si l'interrupteur électronique de l'onduleur doit être à l'état de fermeture ou l'ouverture. Le passage de la MLI déterministe à la MLI aléatoire est réalisé par le changement de la porteuse qui est déterministe par une porteuse aléatoire.

## 2.2. MLI triangulo-sinusoidale aléatoire

### 2.2.1. Principe

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 5 montre le principe de la MLI triangulo-sinusoidale aléatoire.

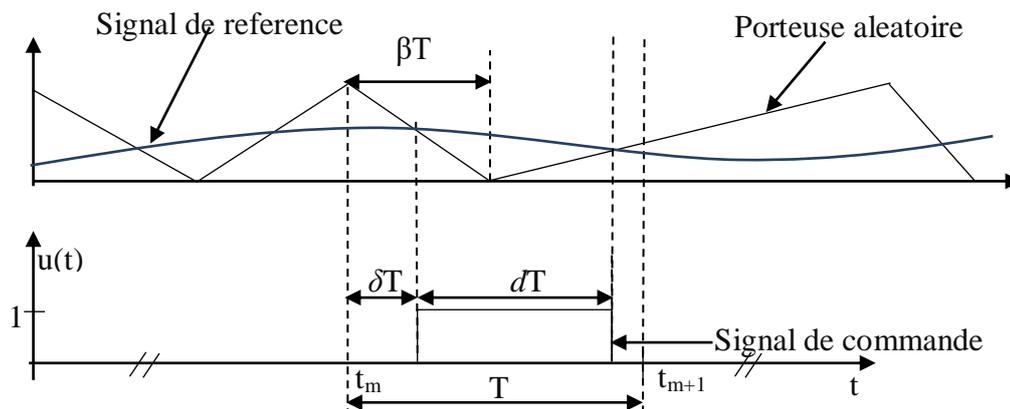


Fig.5 MLI triangulo-sinusoidale aléatoire

Pour avoir un signal de commande MLI aléatoire. Nous utilisons une porteuse triangulaire aléatoire en période T et en position de creux  $\beta$  [2]. Alors la relation suivante :

$$\delta = \beta(1 - d) \quad (1)$$

Dans la configuration déterministe, tous les paramètres  $T$ ,  $\delta$  et  $d$  reste constants. La porteuse utilisée est un signal triangulaire symétrique de période  $T$  et de position  $\beta$  fixe ( $\beta = 0.5$ ).

### 2.2.2 Différentes configurations de la MLI aléatoire

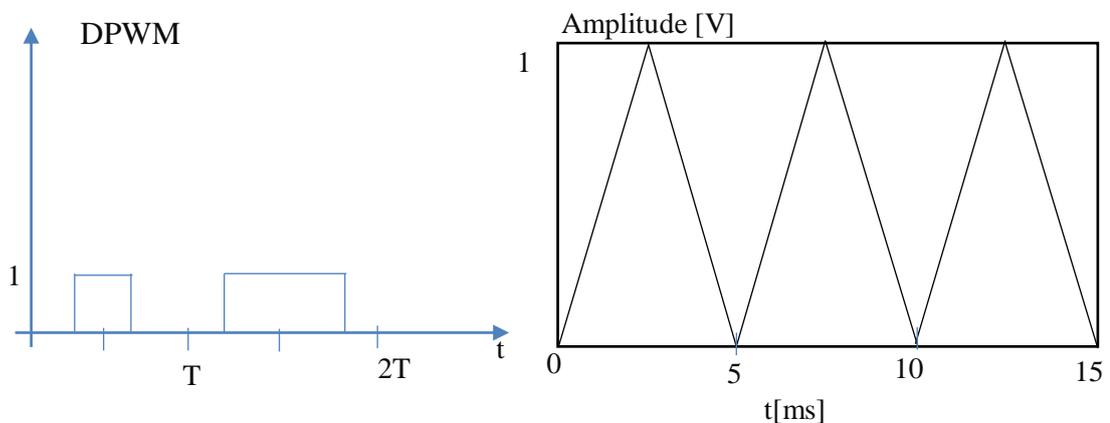
On peut distinguer différentes configurations de la MLI aléatoire selon les paramètres utiles ( $T$ ,  $d$  et  $\beta$ ). Dans la pratique  $T$  et  $\beta$  sont les seuls paramètres qui sont rendus aléatoire de façon séparée ou combinée,  $d$  est généralement déterministe et détermine le point de fonctionnement. Le tableau ci-dessous résume les 4 configurations possibles [2] :

Configuration	Rapport cyclique $d$	Période $T$	Rapport de retard $\beta$
<b>DPWM</b>	Déterministe	déterministe	déterministe
<b>RCFM</b>	Déterministe	aléatoire	déterministe
<b>RPPM</b>	Déterministe	déterministe	aléatoire
<b>RCFM-RPPM</b>	Déterministe	aléatoire	aléatoire

**Tableau.1** Tableau des configurations aléatoires

#### a) Deterministic Pulse Width Modulation (DPWM)

C'est le cas d'un signal MLI déterministe où les paramètres  $T$  et  $\delta$  sont déterministes, alors que la porteuse est un signal triangulaire symétrique de période  $T$  et position  $\beta$  fixe avec le rapport  $\beta=0.5$  [2] [5].



(A) Signal de la DPWM

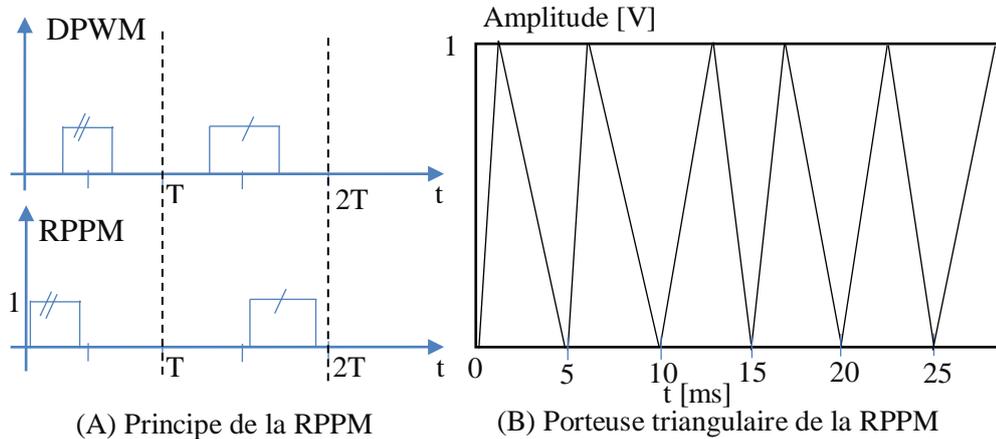
(B) Porteuse triangulaire de la DPWM

**Fig.6** Deterministic Pulse Width Modulation (DPWM)

### b) Random Pulse Position Modulation (RPPM)

Cette configuration consiste à agir sur le rapport de délai  $\delta$  pour rendre la position de signal de commande aléatoire en gardant la période de modulation  $T$  fixe. La porteuse est un signal triangulaire à une période fixe à l'instant  $\beta T$  aléatoire entre 0 et  $T$ . Le rapport de délai :

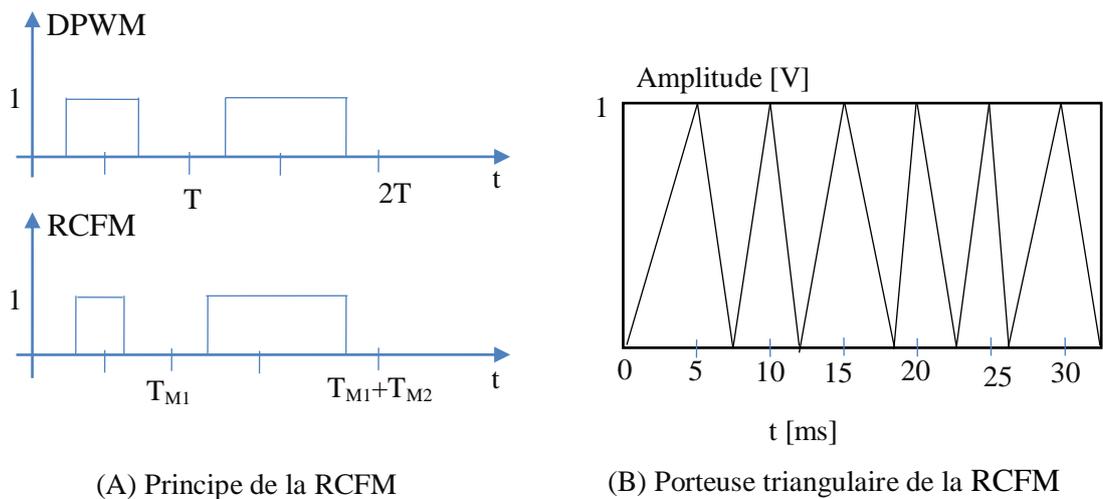
$$\delta = \beta (1-d) \quad [2] \quad [5].$$



**Fig.7** Random Pulse Position Modulation (RPPM)

### c) Random Carrier Frequency Modulation (RCFM)

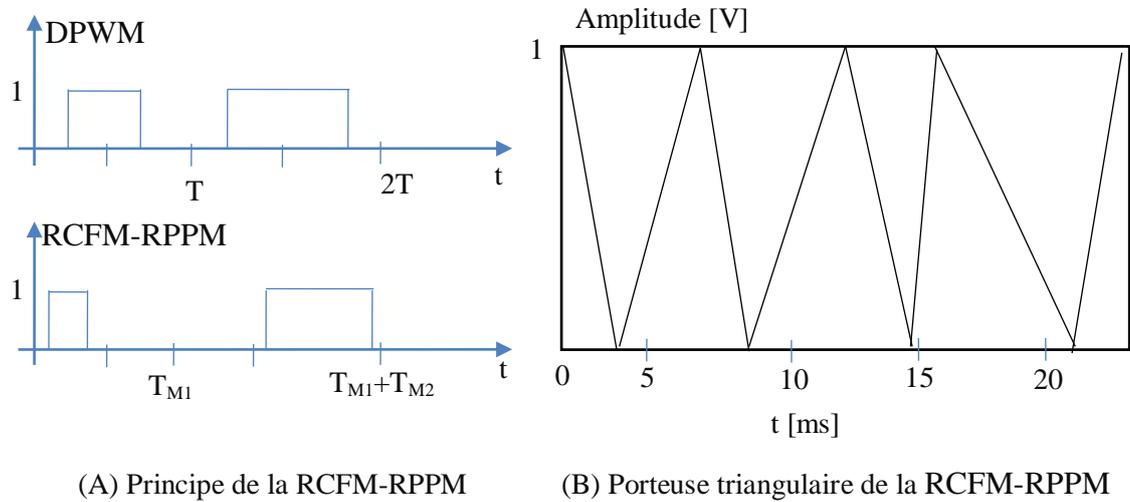
Dans cette configuration, on rend aléatoire la période de modulation  $T$ , tout en gardant la position de l'impulsion  $\beta$  fixe. Une porteuse triangulaire de période  $T$  aléatoire entre  $T_{\max}$  et  $T_{\min}$  est utilisée pour obtenir cette configuration. La position du pic de la porteuse est gardée fixe  $\beta=0.5$  [2] [5].



**Fig.8** Random Carrier Frequency Modulation (RCFM)

#### d) Double modulation RCFM-RPPM

Cette configuration consiste à combiner les deux configurations précédentes. La porteuse triangulaire a une période  $T$  et la position de pic  $\beta T$  aléatoires [2] [5].



**Fig.9** Porteuse de la configuration RCFM-RPPM

### 3. Intérêt de la MLI aléatoire par rapport à la MLI déterministe :

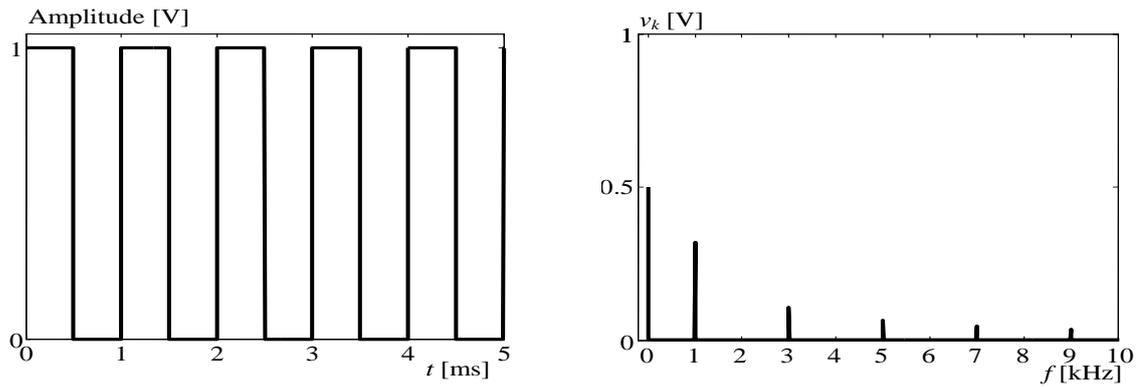
Pour montrer l'intérêt CEM de la MLI aléatoire par rapport à la MLI déterministe, considérons en **figure 10** un signal MLI déterministe et son spectre et en **figure 11** un signal MLI aléatoire et son spectre. Les résultats sont obtenus pour les paramètres suivants:

	Période de Modulation	Rapport cyclique	Rapport de retard
<b>MLI déterministe</b>	constante: $T = 1 \text{ ms}$	constant: $d = 0.5$	$\delta = 0$
<b>MLI aléatoire</b>	aléatoire entre $0.8\bar{T}$ et $1.2\bar{T}$	constant: $d = 0.5$	$\delta = 0$

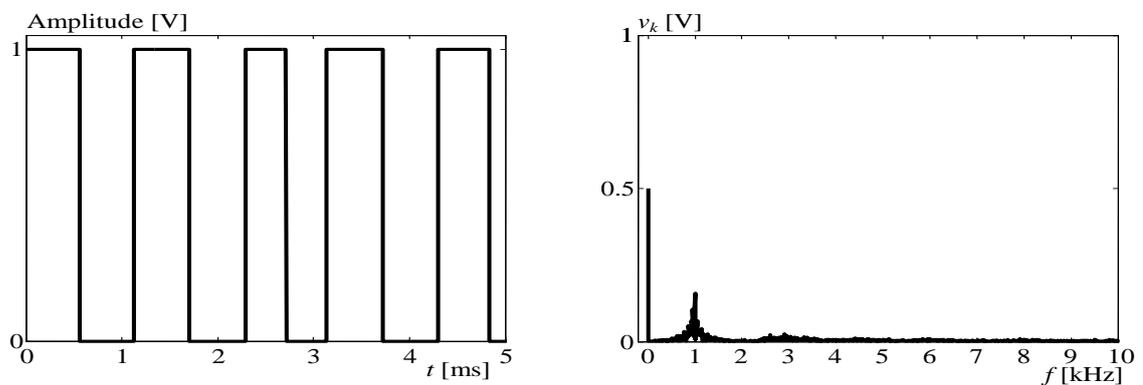
**Tableau.2** Intérêt de la MLI aléatoire par rapport à la MLI déterministe

Avec  $\bar{T}$  : moyenne statistique de la période ( $\bar{T} = 1 \text{ ms}$ ).

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.



**Fig.10** Signal MLI déterministe et son spectre



**Fig.11** Signal MLI aléatoire et son spectre

Les **figures 10** et **11** montrent bien que:

- La composante continue de la tension garde la même amplitude dans les deux cas, (**Figures 10** et **11**).
- Pour la MLI classique, le spectre est composé d'harmoniques discrets dont les amplitudes décroissent au fur et à mesure que le rang augmente, (**Figure 10**).
- 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 classique, (**Figure 11**), 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.

**4. Conclusion :**

Dans ce chapitre, nous avons commencé par une présentation d'une stratégie de modulation de largeur d'impulsion qui s'appelle la commande triangulo-sinusoïdale, son principe de fonctionnement, ses caractéristiques et on finit par le signal de commande. Après nous avons défini la commande triangulo-sinusoïdale aléatoire, par la suite nous avons cité ses différentes configurations. En fin, nous avons présenté l'intérêt de la MLI aléatoire par rapport à MLI déterministe, et par conclusion, la commande par MLI aléatoire est beaucoup plus efficace pour diminuer les harmoniques.

## Chapitre 4 :

### Simulation du redresseur à MLI en boucle ouverte et en boucle fermée

#### 1. Introduction :

Ce chapitre présente les résultats de simulation du redresseur à MLI en boucle ouverte et en boucle fermée. En première partie, nous présentons la simulation du redresseur MLI triphasé en boucle ouverte. Les résultats de simulation sont obtenus pour les deux types de redresseur (redresseur à diode et redresseur à MLI). En deuxième partie, nous présentons la simulation et l'analyse de l'effet de la MLI aléatoire sur les performances du redresseur à MLI en boucle fermée.

#### 2. Résultats de simulation et discussion :

Le schéma bloc de simulation du redresseur MLI pour les deux essais (en boucle ouverte et en boucle fermée) est donné en figures (A1), annexe A1.

La simulation a été effectuée dans les conditions suivantes :

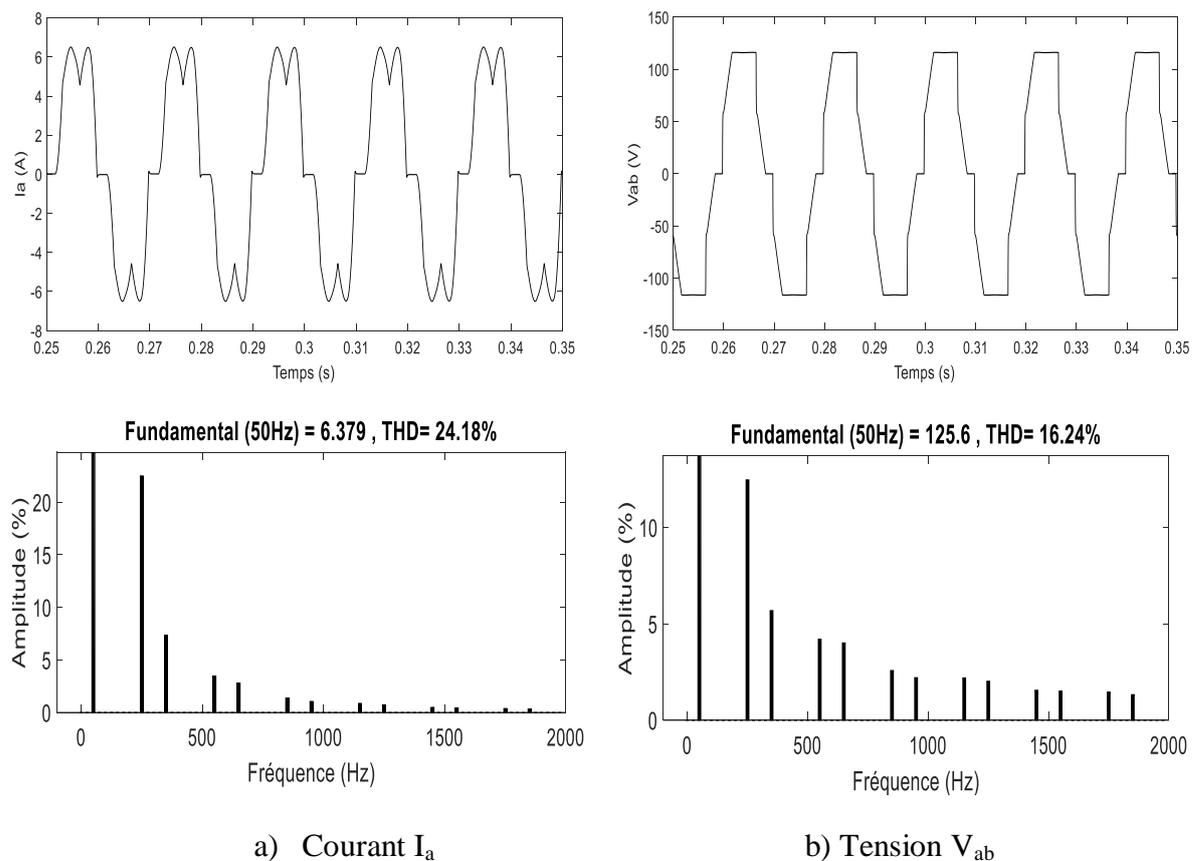
- La tension du réseau :  $55\sqrt{2}$  V
- La fréquence de la tension du réseau :  $f=50$ Hz
- Résistance et inductance du réseau :  $R=0.5\Omega$ ,  $L=4$ mH
- Les paramètres de la charge :  $R_{ch}=20\Omega$ ,  $C=3.3$  mF
- La porteuse : on va donner quatre (4) configurations de signaux DPWM, RPPM, RCFM et RCFM-RPPM avec une fréquence moyenne de  $f_s=2$  kHz. Les paramètres  $T$  et  $\beta$  sont calculés pour les quatre configurations comme suite :
  - **DPWM** :  $T$  et  $\beta$  sont fixe  $\rightarrow (T = \frac{1}{f_s} = \frac{1}{2000}$  s et  $\beta=0.5$ ).
  - **RCFM** :  $T$  est aléatoire dans l'intervalle  $[T_{min}, T_{max}] = T \times [(1-R_T/2), (1+R_T/2)]$ , avec  $R_T=0.4$  est le coefficient de dispersion permet de définir l'intervalle de  $T$ .  $\beta$  reste fixe 0.5.
  - **RPPM** :  $\beta$  aléatoire dans l'intervalle  $[\beta_{min}, \beta_{max}] = 0.5 \times [(1-R_\beta/2), (1+R_\beta/2)]$  avec  $R_\beta=2$ , ( $R_\beta$  le coefficient de dispersion permet de définir l'intervalle de  $\beta$ ). La période  $T$  est fixe  $T = \frac{1}{f_s}$ .
  - **RCFM-RPPM** :  $T$  et  $\beta$  sont aléatoires.
- Les trois signaux de référence : sinusoïdales avec des amplitudes  $r=0.8$  ( $r$ , le coefficient de réglage) avec une fréquence  $f$  de 50 Hz et ( $m = \frac{f_s}{f} = \frac{2000}{50} = 40$ ).

## 2.1. Simulation du redresseur en boucle ouverte:

Dans cette partie, nous allons présenter les résultats de simulation du spectre de la tension et du courant d'entrée du redresseur en boucle ouverte. Ces résultats seront présentés pour les deux types de redresseur (redresseur à diode et redresseur à MLI).

### 2.1.1. Redresseur à diode :

Les résultats de simulation sont donnés dans les figures suivantes :



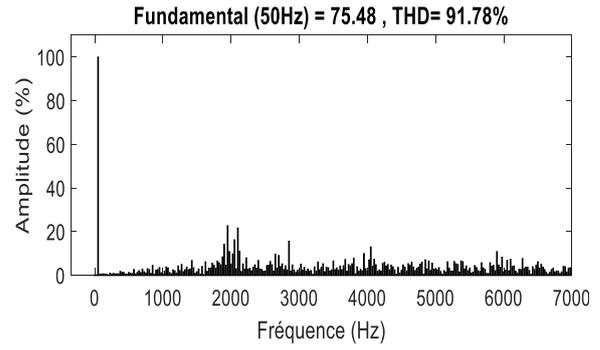
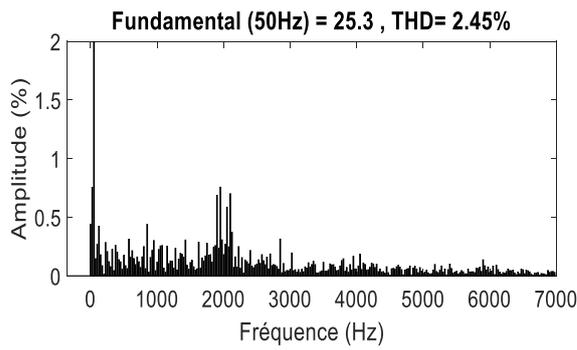
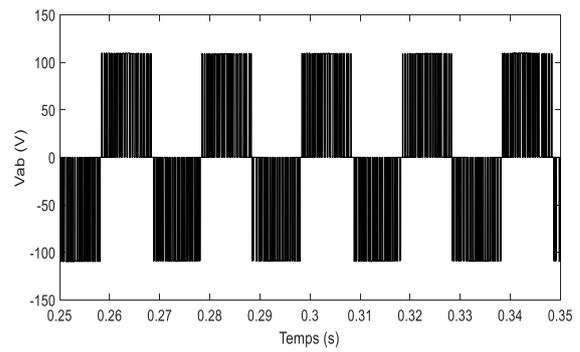
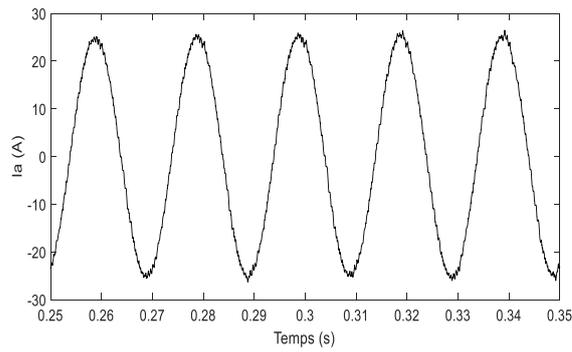
**Fig.1** Onde et spectre de courant et tension

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

- ❖ La forme du courant absorbé par le redresseur à diode n'est pas sinusoïdale, ce qui génère dans le réseau électrique des perturbations conduites (harmoniques), (Fig.1.a et Fig.1.b).
- ❖ Ces harmoniques de courant et de tension sont essentiellement basses fréquences avec des amplitudes importantes, et couvrent une plage de fréquences allant de 100 Hz à quelques kilohertz.



❖ Configuration RPPM :

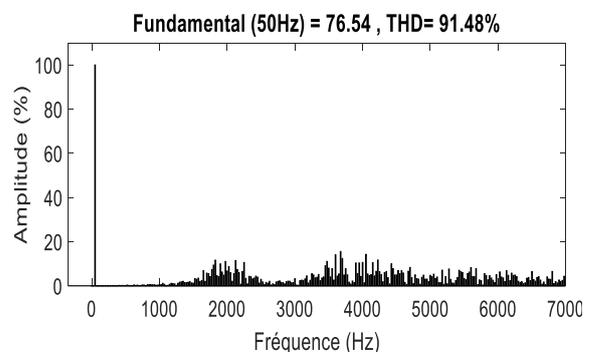
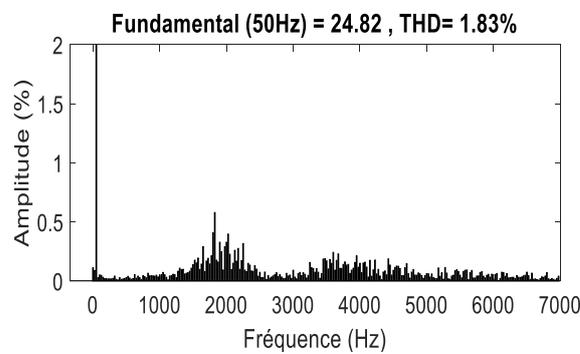
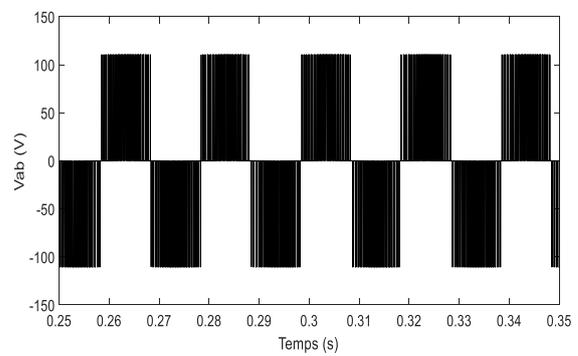
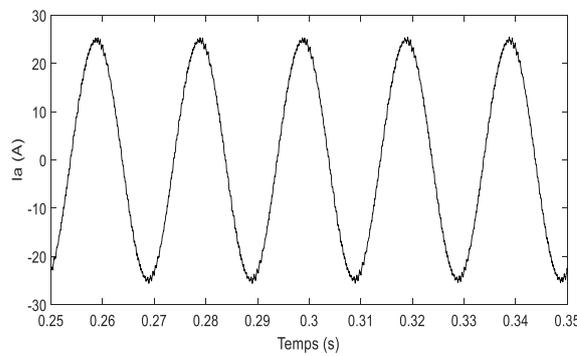


a) Courant  $I_a$

b) Tension  $V_{ab}$

Fig.3 Onde et spectre de courant et tension

❖ Configuration RCFM :



a) Courant  $I_a$

b) Tension  $V_{ab}$

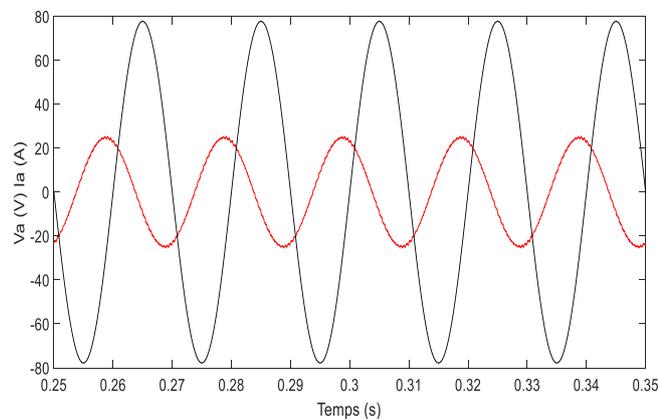
Fig.4 Onde et spectre de courant et tension



les fréquences avec une amplitude bien réduite dans le cas de RCFM (Figure 4) qu'en RPPM (Figure 3). Les spectres des harmoniques sont au voisinage de la fréquence de commutation et ses multiples.

- ❖ Une comparaison entre les spectres de courant et de tension nous montre que la configuration double modulation RPPM-RCFM (Figure 5) donne un spectre bien étalé et mieux repartir par rapport à la configuration RCFM (Figure 4). Elle présente la forme de spectre avec le moins amplitude à celle des autres configurations.
- ❖ La technique MLI classique (déterministe) génère des harmoniques hautes fréquences. En contrepartie, la technique MLI aléatoire donne un spectre bien étalé avec d'amplitudes réduites et un THD inférieur à 5%.

La technique MLI non seulement peut contrôler la puissance active, mais également la puissance réactive. Le redresseur MLI permet la correction du facteur de puissance par absorption d'un courant proche d'une sinusoïde, avec un cosinus  $\phi$  proche de l'unité (facteur de puissance unitaire). En boucle ouverte, nous notons que le courant et la tension du réseau sont en déphasage ce qui donne un cosinus  $\phi$  différent de zéro et par conséquent un facteur de puissance faible, Fig.6. Afin de régler ce problème une étude en boucle fermée du redresseur MLI est nécessaire.



**Fig.6** Déphasage courant-tension en boucle ouverte

## 2.2. Simulation du redresseur en boucle fermée:

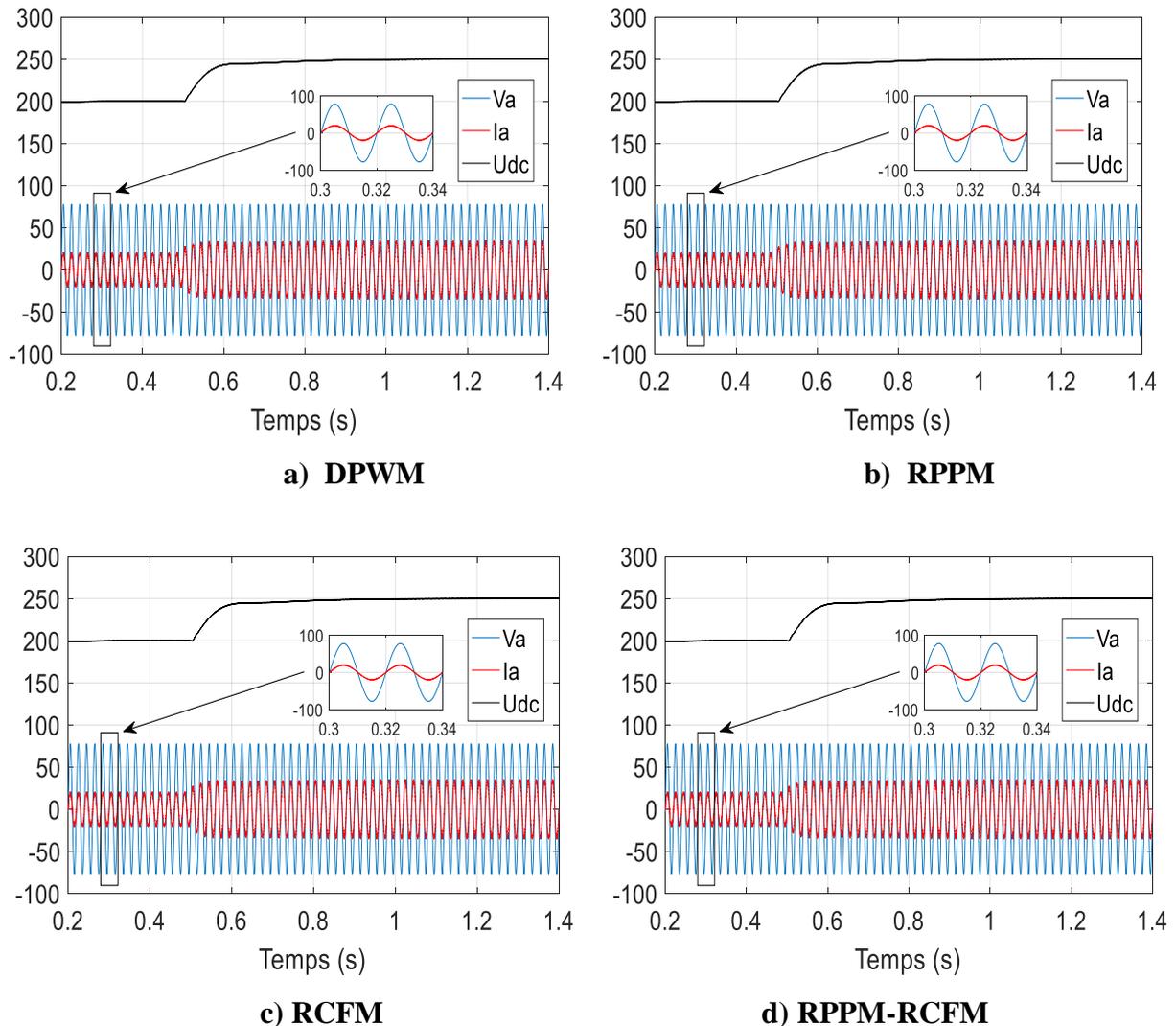
Dans cette partie, nous allons étudier et analyser l'effet de la MLI aléatoire sur les performances de réglage du redresseur à MLI. Les performances de changement de la référence de la tension de sortie continue  $U_{dc}$  et l'application d'une variation de charge pour les différentes configurations de la MLI aléatoire.

### 2.2.1. Changement de la référence de la tension de sortie continue :

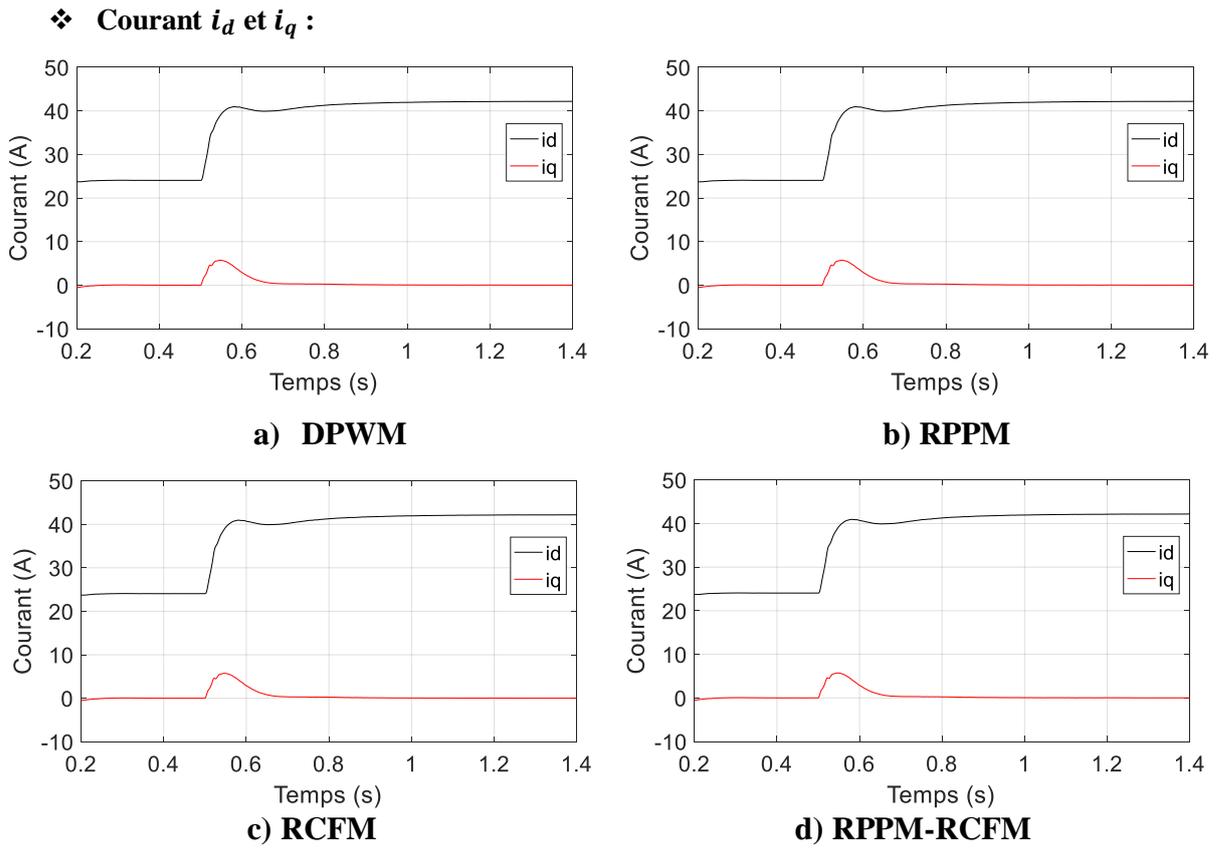
Les figures suivantes présente le comportement de la commande du redresseur à MLI pour déférentes valeur de la tension  $U_{dc-ref}$ , avec les paramètres suivants :

A l'instant  $t=0.5s$  on applique une tension de référence  $U_{dc-ref} = 250 V$ .

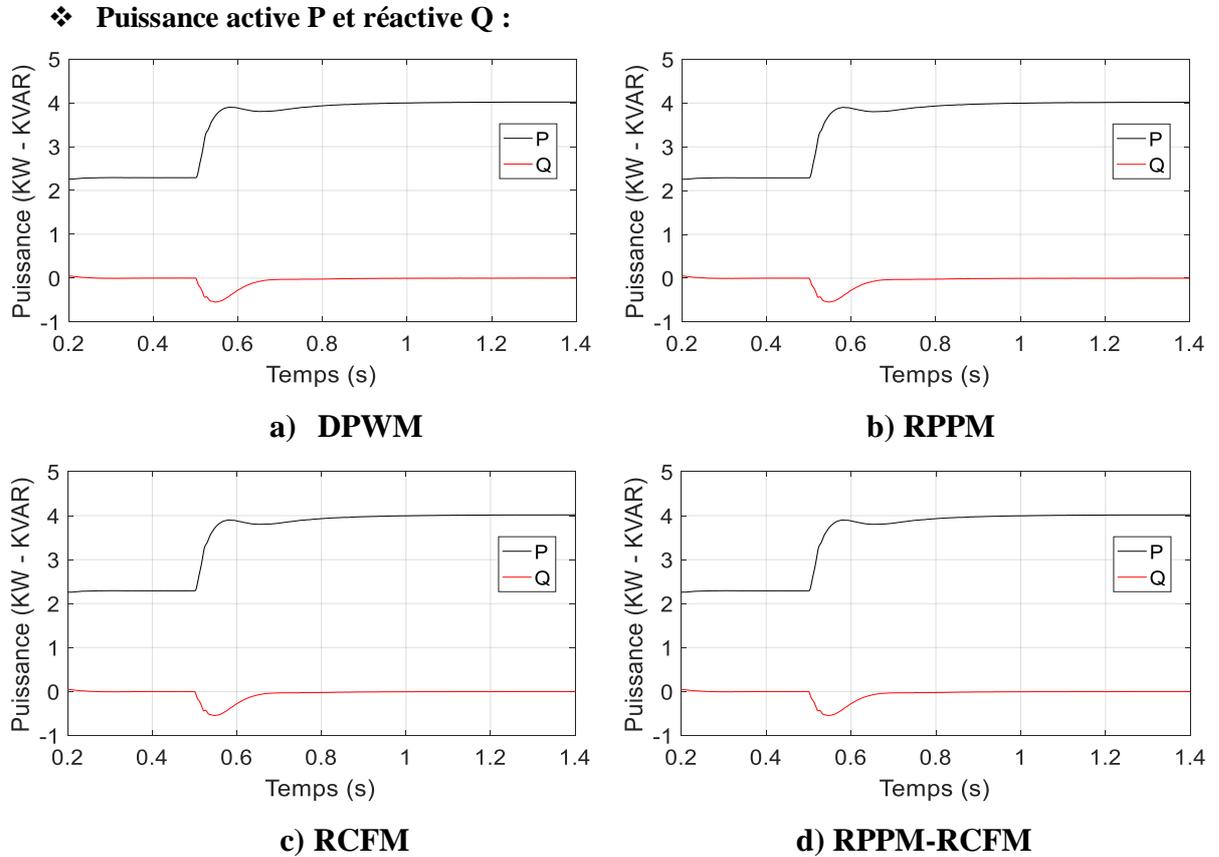
#### ❖ Tension du bus continu $U_{dc}$ , tension et courant de phase



**Fig.7** Tension du bus continu  $U_{dc}$  , tension et courant de phase



**Fig.8** Courant  $i_d$  et  $i_q$



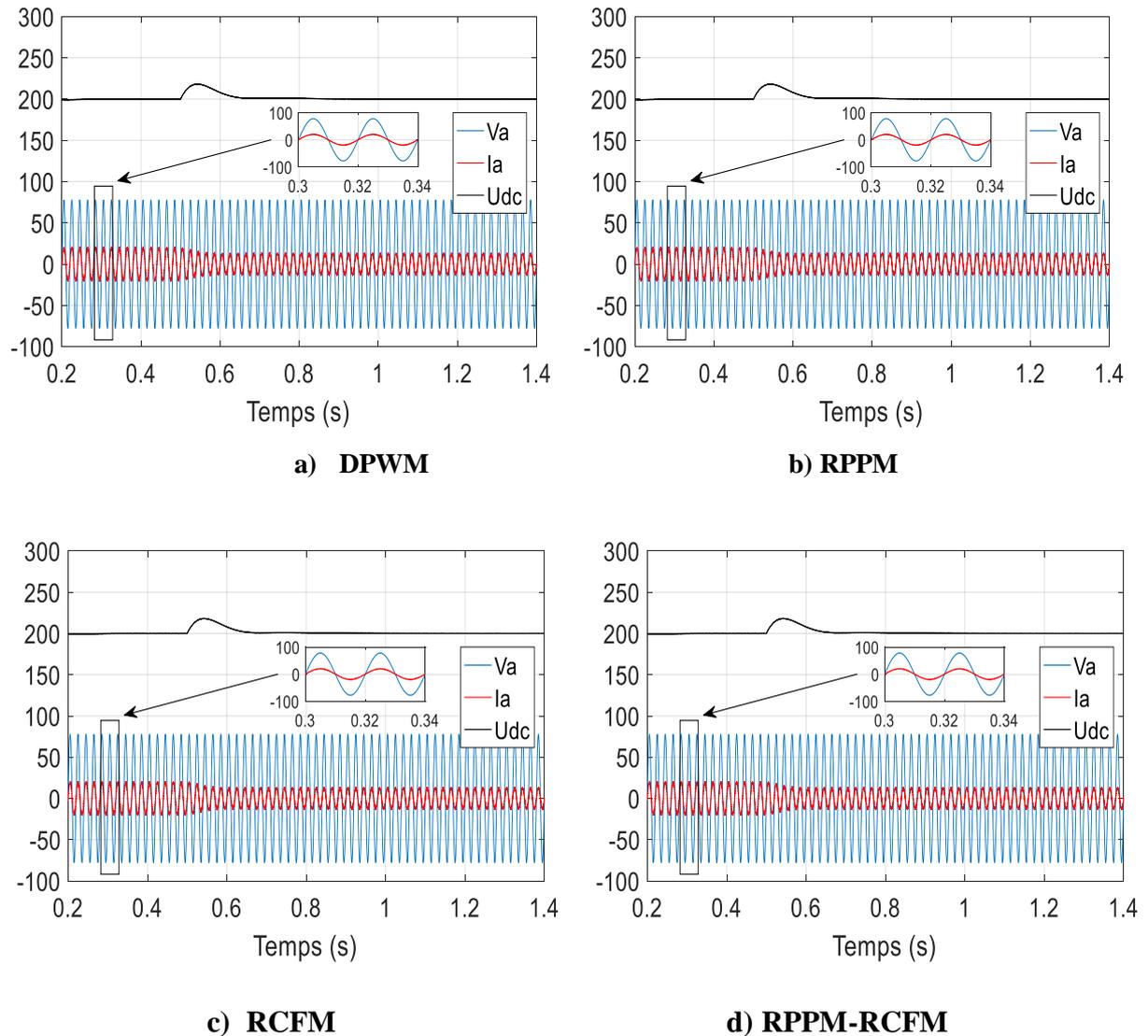
**Fig.9** Puissance active P et réactive Q

### 2.2.2. Application d'une variation de charge :

Les figures suivantes présentent les résultats de simulation de la commande du redresseur à MLI pour une charge variable avec les paramètres suivants :

Une tension de référence  $U_{dc-ref} = 200\text{ V}$ , à l'instant  $t=0\text{ s}$  on applique une charge de  $20\Omega$  et à l'instant  $t=0.5\text{ s}$ , on augmente la charge à  $50\%$ .

#### ❖ Tension du bus continu $U_{dc}$ , tension et courant de phase



**Fig.10** Tension du bus continu  $U_{dc}$ , tension et courant de phase

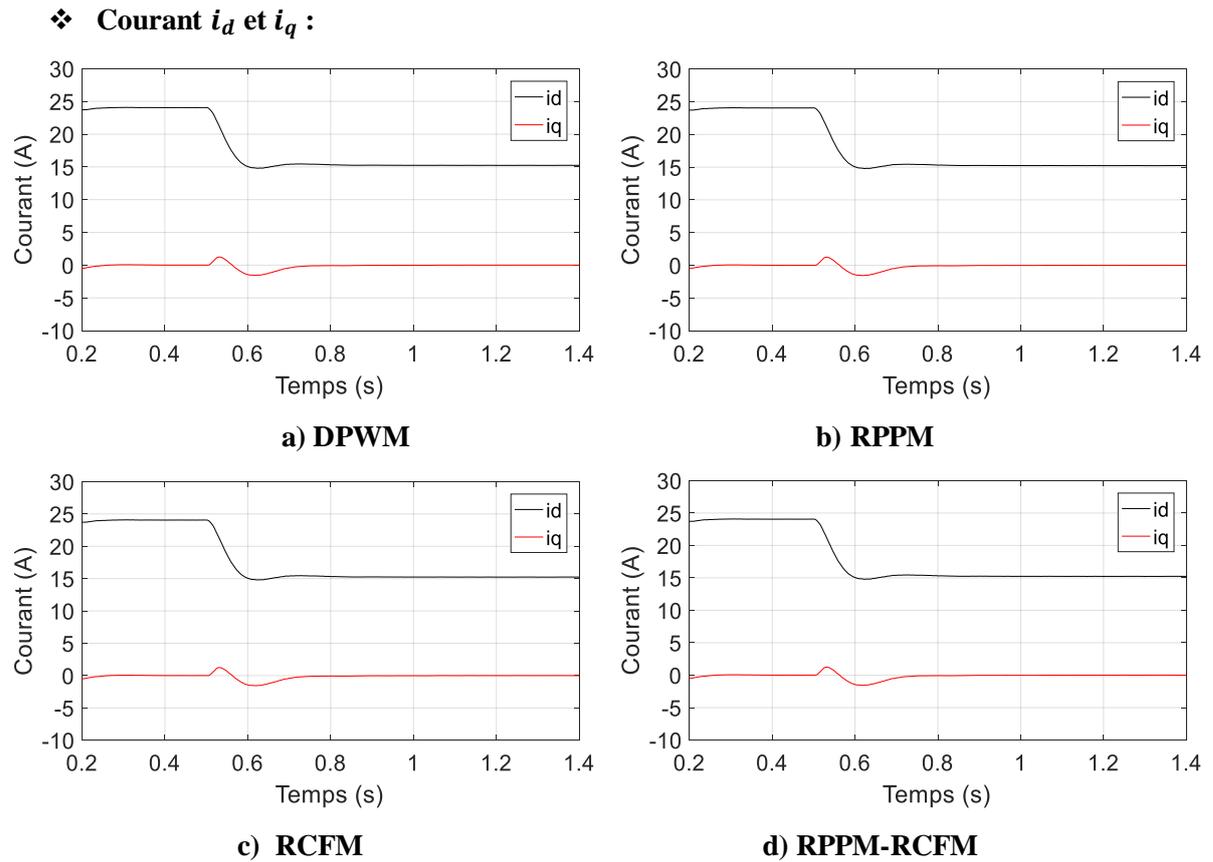


Fig.11 Courant  $i_d$  et  $i_q$

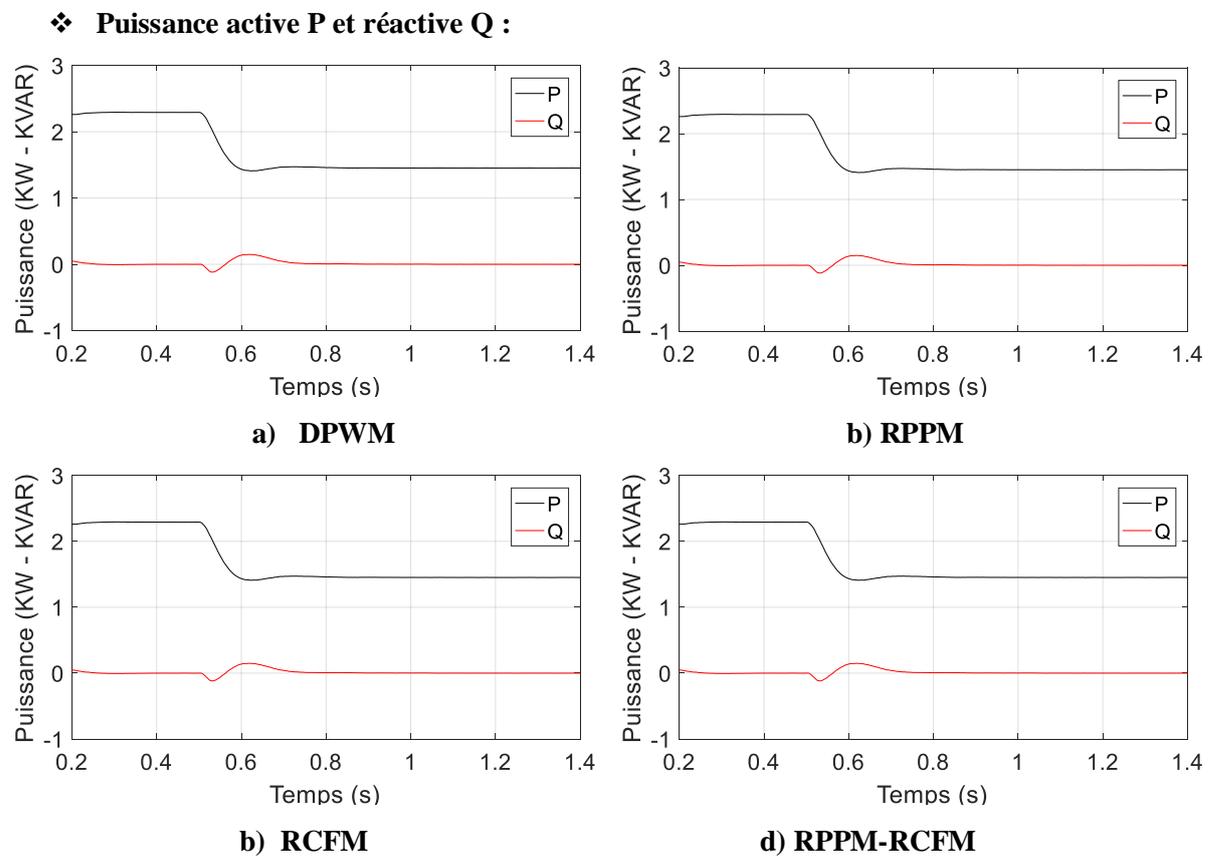


Fig.12 Puissance active P et réactive Q

- ❖ L'analyse des graphes de chacune des figures (6-12) nous montre que la MLI aléatoire n'affecte pas les performances du redresseur à MLI. Les performances de réglage de la tension continue et la variation de la charge sont conservés en MLI aléatoire.
- ❖ En boucle fermée, le redresseur MLI se comporte comme une charge résistive (le courant  $i_a$  et la tension  $V_a$  du réseausont en phase), Fig.6 et Fig.10. Le facteur de puissance est alors proche de l'unité et les amplitudes des courants harmoniques sont faibles et en accord avec ce que la norme autorise.

### 3. Conclusion :

Dans ce chapitre, nous avons présenté la simulation du redresseur à MLI en boucle ouverte et en boucle fermée. En boucle ouverte, nous avons analysé le contenu spectral du courant et de tension d'entrée du redresseur (à diode et à MLI). Cet analyse nous a permet de montrer l'avantage de la MLI aléatoire par rapport à la MLI classique dans la réduction des perturbations conduites (harmoniques basses fréquences et hautes fréquences). En boucle fermée, nous avons analysé l'effet de la MLI aléatoire sur les performances de réglage du redresseur à MLI. L'analyse montre que l'effet de la MLI aléatoire n'apparaît pas sur les performances du redresseur à MLI.

---

## Conclusion générale

Dans ce travail, nous nous sommes intéressés à la réduction des perturbations conduites (harmoniques hautes fréquences) générées par les redresseurs à modulation de largeur d'impulsion.

Premièrement, nous avons procédé à introduire les différentes perturbations conduites générées par les convertisseurs statique, en particulier les redresseurs à MLI. Ensuite, nous avons présenté quelques techniques utilisées pour la réduction de ces perturbations.

Au deuxième chapitre, nous avons présenté quelques généralités sur les redresseurs à MLI, en particulier le redresseur MLI triphasé. Ensuite, la modélisation du redresseur à MLI et son commande en courant.

En troisième chapitre, nous avons présenté le principe général de la technique MLI aléatoire et son application dans la commande du redresseur MLI triphasé.

Au quatrième chapitre, nous avons simulé le redresseur MLI triphasé en boucle ouverte et en boucle fermée. Une comparaison du point de vue contenu spectral du courant et de la tension d'entrée du redresseur montre la nette différence entre la MLI classique et la MLI aléatoire. Enfin, l'analyse des performances de réglage du redresseur à MLI en boucle fermée pour les deux techniques (classique et aléatoire) est effectuée.

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

- ✓ Le redresseur à MLI déterministe permet d'éliminer les harmoniques basses fréquences et génère en même temps les harmoniques hautes fréquences.
- ✓ Le redresseur à MLI déterministe et à MLI aléatoire permet d'absorber un courant de forme sinusoïdale avec un THD inférieur à 5%.
- ✓ Le redresseur à MLI aléatoire permet de réduire à la fois l'amplitude des harmoniques (courant et tension) basses et hautes fréquences.
- ✓ La configuration RCFM-RPPM réalise le meilleur étalement du spectre du courant et de la tension comparativement à la RCFM et à la RPPM.
- ✓ La MLI aléatoire avec ces différentes configurations conserve les performances du redresseur à MLI en boucle fermée.

Enfin, la modulation de largeur d'impulsion aléatoire est une solution très efficace pour réduire les harmoniques et cela sans ajouter d'autres matériels ce qui permet de réduire le coût global. En perspective, il sera intéressant de compléter ce travail par implantation du redresseur à MLI aléatoire sur un banc d'essai pratique.

---

## Bibliographie

- [1] Rezini Saliha. Azzouz Zin-eddine, "Analyse comparative des perturbations EM conduites BF engendrées par les ponts redresseurs triphasés commandés et non commandés", publication dans (IJSET), Université de Mostaganem et Université d'Oran, 2019.
- [2] Abdul Mumin Halidu. Lilanda Richard, "Réduction des perturbations conduites dans un système photovoltaïque par la technique MLI aléatoire", Mémoire de fin d'étude, Université de Boumerdes, 2018.
- [3] Guettiche Nabil. Akliouche Imed, "Développement des modèles CEM de composants d'électronique de puissance pour la caractérisation des perturbations en mode rayonné", Mémoire de master, Université de Bouira, 2017.
- [4] Lemaini Mohamed, "Contrôle de puissance d'un redresseur MLI", Mémoire de master, Université de Biskra, 2018.
- [5] Khalem Sofiane. Gheribi Azzedine, "Technique MLI aléatoire en vue de la réduction des perturbations conduites dans les convertisseurs continus-continus et continus-alternatifs, Mémoire de fin d'études", Université de Boumerdes, 2016.
- [6] Djebbar Nassima. Benmouna Adel, "commande par mode glissant d'un redresseur à MLI triphasé, Mémoire de fin cycle", Université de Bejaia, 2015.
- [7] Gay Gérard. Réboul Annie. Guignabel Alain, "Guide technique de les perturbations électromagnétique de basse et haute fréquence", la magazine Schneider Electric de l'enseignement technologique et professionnel, 2000.
- [8] Touzani Youssef, "Commande aléatoire du convertisseur Buck-Boost triphasé à prélèvement sinusoïdal du courant", Thèse pour obtenir le grade de docteur d'université, Université Balise pascal, 2006.
- [9] Laouedj Fethia. Zebbar Hadjer, "Etude et simulation d'une commande (discrète) d'un pont redresseur à IGBT/MOSFET", Mémoire pour l'obtention du diplôme de master en Electrotechnique, Université de Tlemcen, 2015.
- [10] Megherbi Hichem. Hamri Sofiane, "Etude et modélisation des convertisseurs statiques destiné à améliorer la qualité de l'énergie électrique", Mémoire de fin d'étude, Université de Saïda, 2017.
- [11] Abdelmalek Boulahia, "Etude des Convertisseurs Statiques destinés à la Qualité de l'Energie électrique", Mémoire Pour l'obtention du Diplôme de magister en électrotechnique, Université de Constantine, 2009.

- 
- [12] Keddari Ben Salem. Kot Yahia, "Modélisation et Simulation D'un Convertisseur Statique AC/DC Commandée", Mémoire Pour l'obtention du Diplôme de master en électrotechnique, Université d'El Oued, 2014.
- [13] Boukhari Nassim. Stiti Lyazid, "Commande d'un redresseur à MLI", Mémoire de fin d'étude de master académique, Université de Tizi-Ouzou, 2014.
- [14] S. Touil, N. Boudjerda, A. Boubakir, A. Boudouda, "Sliding mode control of a grid-connected photovoltaic source via a three-phase inverter using incremental conductance MPPT.", in 5th international conference on electrical engineering, Boumerdes, Algeria, 29-31 October 2017.
- [15] A. Bouzida, R. Abdelli, A. Aibeche et A. Boudouda, (in press) "Stability Improvement of Power System with Connected Wind Turbine Using Three Levels STATCOM," International Journal of Power Electronics. DOI: 10.1504/IJPELEC.2019.10010629
- [16] N. Boudjerda, A. Boudouda, M. Melit, B. Nekhoul, K. El Khamlichi Drissi, K. Kerroum, "Optimized Dual Randomized PWM Technique for Reducing Conducted EMI in DC-AC Converters", Proc. of EMC Europe, York, UK, September 2011, pp. 701-706.
- [17] A. Boudouda "MLI aléatoire dans les convertisseurs statiques en boucle fermée" Thèse de Doctorat, Université de Jijel, Soutenue le 13/04/2016.
- [18] A. Boudouda, "Insertion de la MLI aléatoire dans une boucle de réglage de la vitesse de la machine asynchrone ", Mémoire de projet de fin d'étude, Université de Jijel ,2007.
- [19] A. Boudouda, N. Boudjerda, B. Nekhoul, K. El Khamlichi Drissi, K. Kerroum, " Optimized Dual Randomized PWM Technique for Full Bridge DC-DC Converter ", Proc. of PIERS, Marrakesh, Morocco, March 2011, pp. 1442-1450
- [20] A. Boudouda, N. Boudjerda, K. El Khamlichi Drissi, K. Kerroum, "Spread spectrum in full bridge DC-DC/DC-AC converter by optimized dual RPWM scheme ", The Mediterranean Journal of Electronics and Communications, Vol.10, No.1, 2014, pp. 666- 673.
- [21] N. Boudjerda, A. Boudouda, M. Melit, B. Nekhoul, K. El Khamlichi Drissi, K. Kerroum, "Spread Spectrum in Three-Phase Inverter by an Optimised Dual Randomised PWM Technique", International Journal of Electronics, Vol.101, pp. 308-324, March 2014.
- [22] A. Boudouda, N. Boudjerda, M. Melit, B. Nekhoul, K. El Khamlichi Drissi, K. Kerroum, "Optimized RPWM Technique for a Variable Speed Drive Using Induction Motor ", Proc. of EMC Europe, Rome, Italy, September 2012, pp. 1-6.

- 
- [23] A. Boudouda, N. Boudjerda, K. El Khamlichi Drissi, K. Kerroum, " Combined random space vector modulation for a variable speed drive using induction motor ", Electrical Engineering, Archiv fur Elektrotechnik, Vol. 98, No.1, March 2016, pp. 1-15.
- [24] Derradji Yazid et Nedroumi Abdelkrim « Onduleur triphasé à trois niveaux commandé en MLI aléatoire, application : machine asynchrone » Mémoire de Master, Juin 2017.
- [25] Boumerdassi Abdelaziz et Nyirenda Masautso « Réduction des pertes par commutation dans un onduleur à trois niveaux par des techniques MLI discontinues » Mémoire de Master, Juin 2018.
- [26] Tariket Mohamed et Fenniche Imad, Etude de montages redresseurs polyphasés pour l'alimentation des trains électriques, Mémoire de Master, Juin 2019.
- [27] S.K. Ronnberg, A.G. Castro, A.M. Munoz, M.H.J Bollen, J. Garrido, " Solar PV Inverter Supraharmonics Reduction with Random PWM" Luleå University of Technology, Skellefteå, Sweden, University of Cordoba, Cordoba, Spain.
- [28] T. Gouraud, "Identification et rejet de perturbations harmoniques dans des réseaux de distribution électrique", Thèse de doctorat, Ecole Doctorale Sciences pour l'Ingénieur de Nantes, Janvier 1997.
- [29] M. Zerrouk, "Amélioration de la pollution harmonique du réseau par l'utilisation d'un redresseur à MLI dans une cascade redresseur-onduleur- machine asynchrone", mémoire de master en électrotechnique, Université de Jijel, 2010.
- [30] A.M. Eltamaly, Phd "Harmonics Reduction Technics in Renewable Energy Interfacing Converters.", King Saud University Saudi Arabia.
- [31] E. labouré, F. Costa et L. Pichon "compatibilité électromagnétique "
- [32] H. Bousba "Application des techniques MLI Discontinues aléatoires dans l'onduleur Triphasé en pont ", mémoire de masters, Université Mohamed Sedik Ben Yahia- Jijel, 2017.
- [33] E. Rondon-pinilla, "Conception de convertisseurs électroniques de puissance à faible impact électromagnétique intégrant de nouvelles technologies d'interrupteurs à semi-conducteurs", Thèse de doctorat en Génie Electrique Université de Lyon, 2014.
- [34] L. Fakhfakh, "Contribution à l'étude et à la Mesure des Perturbations Conduites dans un Convertisseur de Puissance", mémoire de Master recherche de L'école d'Ingénieurs de Sfax, 2010.

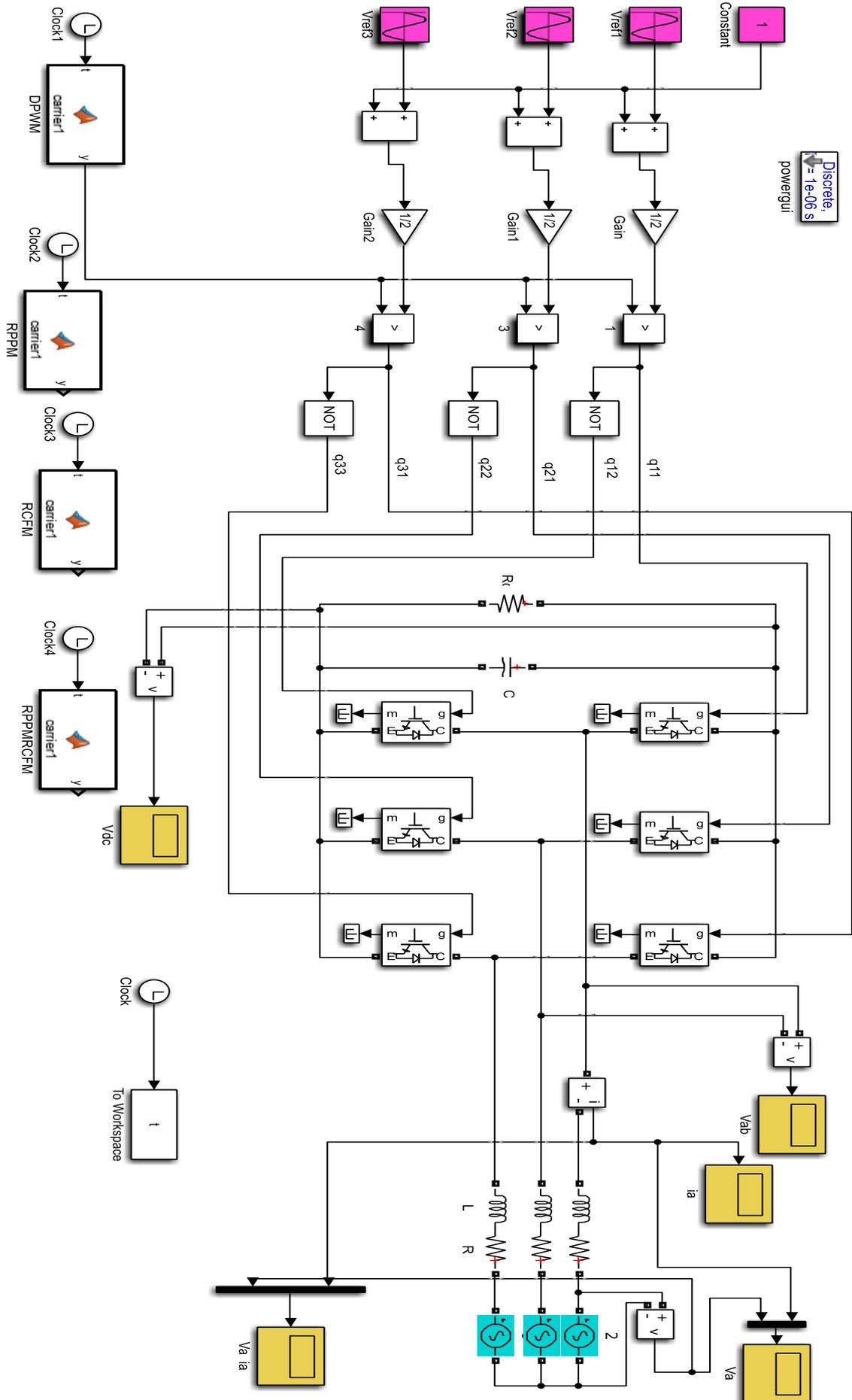


Fig. A1-1 : Schéma bloc de simulation du redresseur MLI en boucle ouvert

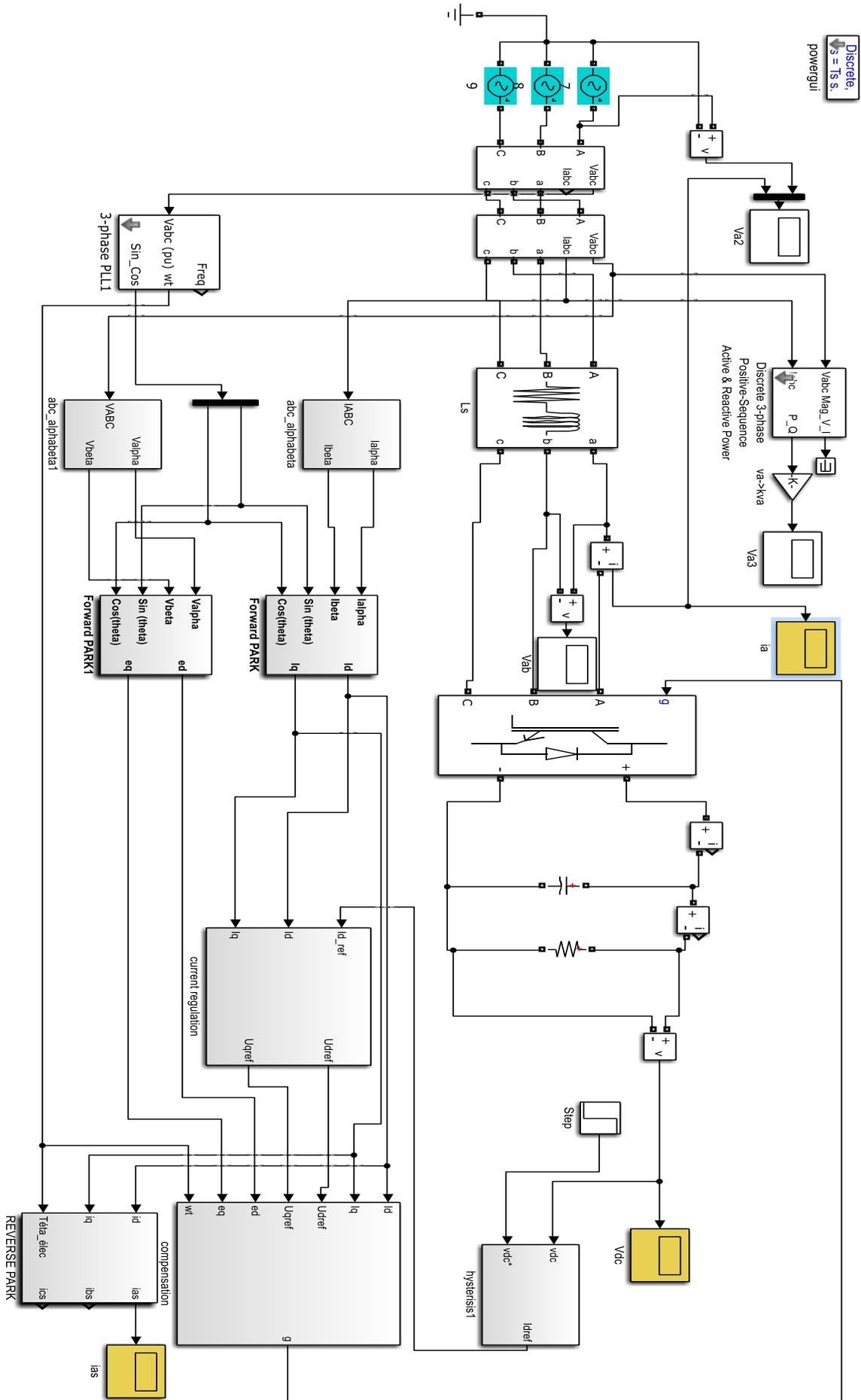


Fig. A1-2 : Schéma bloc de simulation du redresseur MLI en boucle fermée