

République Algérienne Démocratique et Populaire  
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

Université A. MIRA-BEJAIA  
Faculté de Technologie  
Département de Génie électrique



## Mémoire de fin d'étude

En vue de l'obtention du diplôme de Master en électrotechnique

Spécialité : Electrotechnique Industrielle

Thème

---

# Commande en puissance d'un redresseur Vienna. Application dans un système de conversion d'énergie autonome

---

**Présenté par :**

M<sup>r</sup> TEKAMERA Sid Ahmed

M<sup>r</sup> BAKOUR Fouad

**Examineurs**

M<sup>r</sup> F.TAZERART

M<sup>r</sup> R.BABOURI

**Encadré par :**

M<sup>r</sup> : GHEDAMSI Kaci

Année Universitaire : 2019/2020

## *Remerciements*

Nous tenons tout d'abord à remercier le dieu tout puissant pour la volonté, la force, la patience et la santé dont nous profitons jusqu'à aujourd'hui.

On remercie M<sup>r</sup> GHEDAMSI Kaci pour nous avoir honorés de son encadrement et ses judicieux conseils qui nous ont permis de mener à bien ce travail.

On remercie également les membres de jury qui nous rendent honneur de leur présence et par leur intéressement à notre thème ainsi que pour toutes les remarques et conseils qui nous auront apportés.

Sans oublier de remercier la promotion EI avec laquelle nous avons passés d'agréables moments et appris beaucoup de choses ainsi que tous les enseignants du département du génie électrique qui nous ont formés.

## *Dédicaces*

Je dédie ce travail à ma très chère mère, dont le sacrifice, la tendresse, l'amour, la patience, le soutien, l'aide et l'encouragement sont la clé de ma réussite. Sans elle je ne serais pas à ce stade aujourd'hui et à mon défunt père ainsi que à ma petite sœur, à tous les membres de ma famille

A ma chère Yasmin, à tous mes meilleurs amis, sans oublier mon binôme, ainsi qu'à toute personne ayant contribué de loin ou de près

**TEKAMERA Sid Ahmed**

*Je dédie ce mémoire*

Ames chers parents, qui m'ont encouragé à aller de l'avant et  
Qui m'ont donnés tout leur amour, à mon frère et ma sœur

A mes amis et mes camarades

Mon défunt ami Imad,

Ainsi qu'à toute personne ayant contribué de loin ou de près

**BAKOUR FOUAD**

## Table des matières

INTRODUCTION GENERALE .....	1
<b>Chapitre I</b> Recherche bibliographique sur les topologies des redresseurs de puissance .....	3
I.1 Introduction .....	3
I.2 Qualité de l'énergie électrique.....	3
I.3 Pollution harmonique .....	4
I.3.1 Origine des harmoniques .....	4
I.3.2 Conséquences des harmoniques .....	6
I.3.3 Solutions possible pour réduire les harmoniques .....	6
I.4 Redresseurs modernes dits non polluants.....	6
I.4.1 Filtrage passif .....	6
I.4.2 Filtrage actif.....	7
I.4.3 Redresseurs à absorption sinusoïdale .....	8
I.4.3.1 Redresseur à MLI .....	9
I.4.3.2 Redresseurs à injection de courant .....	10
I.4.3.3 Redresseur utilisant un hacheur BOOST .....	11
I.4.3.4 Redresseur trois niveaux à point neutre calé par des diodes .....	11
I.4.3.5 Redresseur Vienna.....	12
I.5 Conclusion.....	13
<b>Chapitre II</b> Etude et modélisation du redresseur Vienna.....	14
II.1 Introduction.....	14
II.2 Etude du redresseur Vienna .....	14
II.2.1 Avantages et inconvénients du redresseur Vienna.....	15
II.2.2 Domaine d'utilisation du redresseur Vienna .....	16
II.2.3 Types de redresseur Vienna.....	16
II.2.4 Principe de fonctionnement d'un bras du redresseur Vienna .....	18
II.2.5 Opération de base du redresseur Vienna .....	19
II.2.6 Vecteurs tensions du redresseur Vienna.....	21
II.3 Modélisation du redresseur Vienna .....	25
II.3.1 Modélisation du redresseur de Vienne .....	25
II.3.2 Modélisation de la source d'alimentation .....	27
II.3.3 Modélisation de la charge.....	28
II.3.4 Modèle en biphasé stationnaire (référentiel $\alpha\beta$ ) .....	30
II.3.5 Modèle en biphasé rotatif (référentiel dq) .....	30
II.4 Conclusion .....	31

<b>Chapitre III</b> Stratégies de commande du redresseur Vienna .....	32
III.1 Introduction.....	32
III.2 Commandes de redresseurs triphasés .....	32
III.2.1 Commande en courant .....	33
III.2.1.1 Avantages et inconvénients de la commande hystérésis : .....	34
III.2.1.2 Principe de la commande par hystérésis.....	34
III.2.1.3 Résultats de la simulation.....	35
III.2.1.4 Interprétation des résultats.....	39
III.2.2 Commande par modulateur et régulateur de courant.....	39
III.2.2.1 Résultats de la simulation.....	43
III.2.2.1 Interprétations des résultats .....	46
III.2.3 Commande direct en puissance .....	47
III.2.3.1 Principe de fonctionnement de la commande directe de puissance .....	47
III.2.3.2 Détermination du secteur .....	51
III.2.3.3 Régulateur à hystérésis.....	51
III.2.3.4 Table de commutation.....	52
III.2.3.5 Résultats de simulations .....	52
III.2.3.6 Interprétation des résultats.....	62
III.3 Comparaison entre les commandes étudiées .....	62
III.4 Comparaison avec le redresseur MLI.....	64
III.5 Conclusion .....	65
<b>Chapitre IV</b> Application dans un système de production d'énergie marine alimentant une charge autonome .....	66
IV.1 Introduction .....	66
IV.2 Généralités sur les machines synchrones.....	66
IV.3 Types des machines synchrones .....	67
VI.3.1 Machines à pôles lisses .....	67
IV.3.2 Machine à pôles saillants .....	67
IV.4 Machine synchrone à aimants permanents .....	68
IV.5 Matériaux pour aimants .....	68
IV.6 Généralités sur les GSAP .....	69
IV.7 Avantages et inconvénients de la GSAP .....	70
IV.8 Modélisation de la machine synchrone à aimant permanent .....	70
IV.8.1 Hypothèses simplificatrices .....	70
IV.8.2 Modèle électrique équivalent de la MSAP .....	71
IV.8.3 Equation électrique de la GSAP.....	71

## *Table des matières*

IV.8.4 Relation entre flux et courants .....	72
IV.8.5 Equations Mécaniques .....	73
IV. 9 Modélisation biphasé de la GSAP.....	73
IV.9 .1 Equations électriques .....	73
IV.9.2 Equations magnétiques .....	73
IV.9.3 Equation du couple électromagnétique.....	74
IV.10 Résultats de Simulation du système générateur-convertisseur-charge .....	74
IV.10.1 Interprétation des résultats .....	78
IV.11 Conclusion .....	78
CONCLUSION GENERALE .....	79
Références Bibliographiques.....	81

LISTE DES FIGURES

<b>Figure I.1</b> Allure d'une tension distordue à partir des harmoniques .....	5
<b>Figure I.2</b> Topologie d'un redresseur à MLI triphasé de courant .....	9
<b>Figure I.3</b> Topologie d'un redresseur à MLI triphasé de tension. ....	10
<b>Figure I.4</b> Schéma synoptique d'un redresseur triphasé à injection de courant.....	10
<b>Figure I.5</b> Redresseur monophasé à absorption sinusoïdale.....	11
<b>Figure I.6</b> Redresseur trois niveaux à point neutre calé (PNC) par des diodes. ....	12
<b>Figure I.7</b> Redresseur triphasé Vienna.....	12
<b>Figure II.1</b> Structure de base du redresseur Vienna.....	14
<b>Figure II.2</b> Structure du redresseur Vienna arrangé.....	15
<b>Figure II.3</b> Topologie du redresseur Vienna II.....	17
<b>Figure II.4</b> Structure du redresseur Vienna IV .....	17
<b>Figure II.5</b> Structure d'un bras du redresseur Vienna.....	18
<b>Figure II.6</b> Principe de fonctionnement de l'alternance positive.....	18
<b>Figure II.7</b> Principe de fonctionnement de l'alternance négative.....	19
<b>Figure II.8</b> Schéma équivalent d'un redresseur trois niveaux .....	20
<b>Figure II.9</b> Vecteurs tensions du redresseur Vienna [27].....	25
<b>Figure II.10</b> Structure du redresseur de Vienne IV.....	25
<b>Figure II.11</b> Schéma électrique de la source d'alimentation.....	27
<b>Figure II.12</b> Schéma électrique de la charge.....	28
<b>Figure III.1</b> Schéma fonctionnel du régulateur à hystérésis.....	35
<b>Figure III.2</b> Allure de la tension de sortie.....	35
<b>Figure III.3</b> Allures du courant réel et de référence d'une phase pour(a) bande de 6.67% (b) bande de 3.33% (c) bande de 0.67% .....	36
<b>Figure III.4</b> Performance du redresseur Vienna avec une commande en courant (a) bande de 6.67 (b) bande de 3.33% (c) bande de 0.67% .....	37
<b>Figure III.5</b> Allures de la puissance active et réactive à l'entrée du convertisseur .....	38
<b>Figure III.6</b> Allure du facteur de puissance à l'entrée du convertisseur .....	38
<b>Figure III.7</b> Synoptique de base du régulateur auto-oscillant (MRC) [40].....	41
<b>Figure III.8</b> Synoptique de base du régulateur auto-oscillant (MRC) avec correcteur d'erreur statique [40].....	42

<b>Figure III.9</b> Première version du MRC [40] .....	43
<b>Figure III.10</b> Allures du courant réel et de référence d'une phase .....	44
<b>Figure III.11</b> Allure de la tension de sortie .....	44
<b>Figure III.12</b> Performance du redresseur Vienna avec un modulateur et régulateur de courant .....	45
<b>Figure III.13</b> Allures de la puissance active et réactive à l'entrée du convertisseur .....	45
<b>Figure III.14</b> Allure du facteur de puissance à l'entrée du convertisseur .....	46
<b>Figure III.15</b> Structure du contrôleur DPC du redresseur de vienne .....	50
<b>Figure III.16</b> Plan $\alpha$ - $\beta$ divisé en 12 secteurs .....	50
<b>Figure III.17</b> Allure de la tension présente aux bornes de la charge .....	53
<b>Figure III.18</b> Allures de la tension et courant présents dans une ligne du réseau .....	53
<b>Figure III.19</b> Performance du redresseur Vienna avec une commande en puissance (a) bande de 6.67% (b) bande de 3.33% (c) bande de 0.67% .....	54
<b>Figure III.20</b> Allures de la puissance active et réactive à l'entrée du convertisseur .....	55
<b>Figure III.21</b> Allure de la tension présente aux bornes de la charge .....	56
<b>Figure III.22</b> Allures de la tension et courant présents dans une ligne du réseau .....	56
<b>Figure III.23</b> Performance du redresseur Vienna avec une commande en puissance (a) bande de 6.67% (b) bande de 3.33% (c) bande de 0.67% .....	57
<b>Figure III.24</b> Allures de la puissance active et réactive à l'entrée du convertisseur .....	58
<b>Figure III.25</b> Allure de la tension présente à la borne de la charge .....	59
<b>Figure III.26</b> Allures de la tension et courant présents dans une ligne du réseau .....	59
<b>Figure III.27</b> Performance du redresseur Vienna avec une commande en puissance (a) bande de 6.67% (b) bande de 3.33%, (c) bande de 0.67% .....	60
<b>Figure III.28</b> Allures de la puissance active et réactive à l'entrée du convertisseur .....	61
<b>Figure III.29</b> Histogramme des performances des différentes commandes utilisées .....	64
<b>Figure III.30</b> Histogramme du rendement énergétique des différentes commandes .....	64
<b>Figure III.31</b> Courbes des performances des deux redresseurs MLI/Vienna .....	65
<b>Figure IV.1</b> Rotor à pôles lisses [46] .....	67
<b>Figure IV.2</b> Rotor à pôles saillants [46] .....	68
<b>Figure IV.3</b> Rotor à aimants permanents [46] .....	68
<b>Figure IV.4</b> Schéma représentatif de la GSAP [44] .....	69
<b>Figure IV.5</b> Représentation électrique de la MSAP [46] .....	71
<b>Figure IV.6</b> Schéma synoptique de la chaîne génératrice-convertisseur-charge .....	75
<b>Figure IV.7</b> Allure de la tension présente aux bornes de la charge .....	75



<b>Figure IV.8</b> Allures de la tension et courant présents dans une ligne fournis par la génératrice.....	76
<b>Figure IV.9</b> Performance du redresseur Vienna avec une commande en puissance (a) bande de 6.67% (b) bande de 3.33% (c) bande de 0.67% .....	77
<b>Figure IV.10</b> Allures de la puissance active et réactive à l'entrée du convertisseur.....	77

LISTE DES TABLEAUX

<b>Tableau I.1</b> Configuration de base des filtres actifs .....	7
<b>Tableau II.1</b> Sections basé sur la priorité des tensions de phase .....	19
<b>Tableau II.2</b> Etat des interrupteurs pour la section 2 .....	20
<b>Tableau II.3</b> Vecteurs de tension du redresseur Vienna .....	22
<b>Tableau III.1</b> Tableau comparatif entre différentes commandes .....	32
<b>Tableau III.2</b> Paramètres de simulation de la commande en courant .....	35
<b>Tableau III.3</b> Bilan de puissance du redresseur Vienna avec une commande en courant .....	39
<b>Tableau III.4</b> Comparaison de quelques techniques de modulation d'impulsion [33] .....	40
<b>Tableau III.5</b> Paramètre de simulation de la commande avec MRC .....	43
<b>Tableau III.6</b> Bilan de puissance d'une commande avec un modulateur et régulateur de courant .....	46
<b>Tableau III.7</b> Table de commutation utilisée dans la première simulation [50] .....	52
<b>Tableau III.8</b> Bilan de puissance de la première simulation .....	55
<b>Tableau III.9</b> Table de commutation utilisée dans la deuxième simulation [9] .....	55
<b>Tableau III.10</b> Bilan de puissance de la deuxième simulation .....	58
<b>Tableau III.11</b> Table de commutation utiliser dans la troisième simulation .....	58
<b>Tableau III.12</b> Bilan de puissance de la troisième simulation .....	61
<b>Tableau III. 13</b> Tableau comparatif entre commandes utilisées .....	63
<b>Tableau IV.1</b> Bilan de puissance du système génératrice-convertisseur-charge .....	77

LISTE DES SYMBOLES

Symbole	Signification
R	Résistance
$L_i$	Inductance
C	Capacité
$U_{dc}$	Tensions continue à la sortie du convertisseur
D	Diode
$L_L$	Inductance de ligne
M	Point milieu
$U_a, U_b, U_c$	Tensions entre phase du réseau
sign	Signe du courant
$U_{siM}$	Tension entre la source et le point milieu
$e_a, e_b, e_c$	Tensions simples du réseau
$L_a, L_b, L_c$	Inductances de lignes
$R_{ch}$	Résistance de la charge
$i_{dc+}, i_{dc-}$	Courants traversant les deux condensateurs
$i_{ch}$	Courant traversant la charge
$T_{ABC-\alpha\beta}$	Transformation de Clark
$U_\alpha, U_\beta$	Tension entre phases dans le plan( $\alpha\beta$ )
$i_\alpha, i_\beta$	Courants de ligne dans le plan( $\alpha\beta$ )
$i_a, i_b, i_c$	Courants de ligne dans le plan (abc)
$S_\alpha, S_\beta$	: Etats d'interrupteurs du redresseur de vienne dans le plan( $\alpha\beta$ )
$S_a, S_b, S_c$	Etats d'interrupteurs du redresseur de vienne
$\theta$	Angle de rotation
$f$	Fréquence
$\omega$	Fréquence de rotation
$f_m$	Fréquence maximale de commutation
b	Largeur d'Hysterisis
$F_i(p)$	Fonction de transfert
RT	Capteur de courant
$\varepsilon$	Erreur
$f_{osc}$	Fréquence d'oscillation

## *Liste des symboles*

$\xi$	Coefficient d'amortissement
$\tau$	Constante de temps
$f_c$	Fréquence de coupure
$\omega_0$	Pulsation propre
$p_{ref}$	Puissance active de référence
$q_{ref}$	Puissance réactive de référence
$p$	Puissance active estimé
$q$	Puissance réactive estimé
$U_d, U_q$	Tension entre phases dans le plan (dq)
$I_d, i_q$	Courants de ligne dans le plan (dq)
$\theta_n$	Position angulaire (secteur)
$n$	Numéro de secteur
$h_p, h_q$	Ecart des régulateurs à Hysterisis
$\Phi_f$	Flux des aimants
$\Omega$	Vitesse de rotation en tr/min
$P$	Nombre de paires de pôles
$J$	Moment d'inertie
$C_{em}$	Couple électromagnétique
$C_r$	Couple résistant
$R_s$	Résistance statorique
$L_s$	Inductance statorique
$I_{ds}, I_{qs}$	Courant direct et quadratique statorique

LISTE DES ABREVIATIONS

Abréviation	Signification
MLI	Modulation Largeur d'Impulsion
IGBT	Transistor bipolaire à grille isolée
GTO	thyristor pouvant être bloqué par la gâchette
PFC	Correction du Facteur de puissance
PNC	Point neutre calé
EMI	Interférence Electromagnétique
MOSFET	Transistor à effet de champ à structure métal-auxide-semi-conducteur
VOC	Commande à tension orienté
VFOC	Commande à flux virtuel orienté
DPC	Contrôle directe de puissance
AC/DC	Alternative/continue
BOOST	Elévateur
CEI	Commission Electrotechnique Internationale
IEEE	Institute of Electrical and Electronics Engineers
THD	Taux de Distorsion Harmonique
MRC	Modulateur et Régulateur de Courant
IREENA	Institut de recherche ne Energie Electrique de Nantes Atlantique
PI	Régulateur proportionnel intégral
MSAP	Machine Synchrone à aimant permanent
alnicos	Alliages de fer, Aluminium, nickel, cobalt
GSAP	Génératrice Synchrone à aimant permanent

## INTRODUCTION GENERALE

Le développement des semi-conducteurs issus des progrès de la physique a permis l'avènement d'une nouvelle discipline de l'Électrotechnique. Sous l'appellation d'Électronique de Puissance, de nouveaux moyens excluant les machines tournantes ont vu le jour pour un contrôle et une gestion plus souple, efficace et économe de l'énergie électrique.

Les systèmes chargés de manipuler l'énergie électrique sont les convertisseurs statiques qui permettent d'adapter de manière réversible ou non la forme alternative ou continue de l'énergie entre le réseau et la charge. Ces transformations apparaissent sous quatre formes pour lesquelles sont associés quatre types de convertisseurs : redresseur pour la conversion alternatif  $\rightarrow$  continu, hacheur pour continu  $\rightarrow$  continu, onduleur pour continu  $\rightarrow$  alternatif et gradateur ou cyclo convertisseur (matriciel) pour alternatif  $\rightarrow$  alternatif. Les fonctions de base peuvent être utilisées seules ou associées entre-elles pour adapter les modes de conversion aux besoins de l'utilisateur.

Les caractéristiques attendues des convertisseurs mettent en exergue le besoin de minimiser les pertes électriques qu'ils occasionnent. L'intérêt d'un dispositif disposant d'un bon rendement est établi pas à pas en utilisant des exemples pratiques. Une fois établie cette nécessité, les composants requis pour participer à la construction de tels dispositifs sont recherchés à partir de leurs propriétés énergétiques : des éléments non dissipatifs, plutôt réactifs, ou fonctionnant en commutation.

Une multitude de techniques de contrôle existant notamment utilisé pour le redresseur MLI qui est de loin le plus utilisé. Plusieurs de ses stratégies de contrôle ont été proposés dans les travaux de recherches récents. Bien que la quasi-totalité de ces stratégies puissent atteindre des performances remarquables telles qu'un facteur de puissance unitaire et courant de forme proche de la sinusoïde

Ces dernières années, les chercheurs s'intéressent de plus en plus à la commande directe de puissance. Cette dernière garantit un contrôle découplé des puissances active et réactives et de bonnes performances dynamiques.

L'inconvénient majeur du redresseur MLI est le nombre élevé d'interrupteurs commandables qui augmentent la complexité de commande d'une part, et réduisent la fiabilité de la structure d'autre part.

Le redresseur Vienna se présente comme une alternative intéressante, compte tenu de sa topologie dont le nombre d'interrupteurs commandables est réduit par rapport au redresseur MLI de moitié. La question que nous nous posons ; Est-il aussi performant que le redresseur a MLI avec le contrôle direct en puissance ?

Dans le cadre de cette problématique, ce présent travail a pour but d'évaluer et de comparer les performances du redresseur Vienna par rapport au redresseur MLI. En outre, d'appliquer le redresseur Vienna dans un système de conversion d'énergie. Ce mémoire est organisé en quatre chapitres :

Dans le premier chapitre, quelques notions sur la qualité de l'énergie électrique et les multitudes de perturbations pouvant y nuire sont présentées, suivies des origines des harmoniques, leurs conséquences ainsi que les solutions possibles afin de les réduire. La fin de ce chapitre sera consacré aux redresseurs modernes plus communément appelé topologies non polluantes, on distinguera ainsi leurs différentes classes.

Quant au deuxième chapitre, qui est dédié à une étude approfondie du redresseur Vienna ou on présentera ses différentes structures ainsi que ses avantages et inconvénients tout en passant par les domaines d'utilisation. Avant de passer à sa modélisation nous procéderons à son principe de fonctionnement et cela on se focalisant sur un seul bras. Le chapitre sera clôturé par la modélisation du redresseur et cela dans différents repère.

Durant le chapitre trois, nous présenterons trois différentes commandes (Hysteresis MRC, DPC) ou nous effectuerons une étude de leurs performances. Nous nous focaliserons sur la commande directe en puissance (DPC) par différentes tables de commutation prédéfinie pour mettre en évidence le comportement de notre système. Le dernier point de ce chapitre fera office d'une comparaison entre les trois commandes étudiées.

Le quatrième chapitre est voué à une application dans un système de conversion d'énergie marine ou on suppose qu'une génératrice synchrone à aimant permanent est entraînée à vitesse constante fournissant une tension constante puis on évaluera de nouveau les performances de notre système avec une commande en puissance.

Le mémoire est achevé avec une conclusion générale.

# **Chapitre I** Recherche bibliographique sur les topologies des redresseurs de puissance

## **I.1 Introduction**

L'évolution rapide de la technologie des semi-conducteurs et la multitude des applications industrielles sont à l'origine de la grande diversité de structures apportées à cette famille de convertisseurs. Le choix d'une de ces topologies est guidé par les exigences imposées par l'utilisateur (prix, taux de distorsion de courant admissible, réglage ou stabilisation de la tension de sortie autour d'une référence fixe, performances dynamiques souhaitées, robustesse vis-à-vis des variations paramétriques ou opérationnelles, facteur de puissance, rendement énergétique, densité de puissance, niveau de fiabilité recommandé, ... etc.). Dans ce qui suit, on se limitera uniquement aux structures de redresseurs non polluantes, c'est-à-dire à celles qui, tout en réalisant la fonction de redressement, n'introduisent pas une dégradation notable de la qualité d'onde du réseau ou bien d'un système d'énergie autonome.

Dans cette partie, on se consacre à la présentation des caractéristiques générales d'une classe de convertisseurs dites à absorption sinusoïdale (non polluants)

## **I.2 Qualité de l'énergie électrique**

La qualité de l'énergie est une notion assez large qui recouvre à la fois la qualité de la fourniture électrique, la qualité de l'onde de tension et la qualité des courants. Lorsque la tension est présente, les principaux phénomènes pouvant l'affecter sont d'une part les variations lentes : creux de tension, surtensions, coupures, déséquilibres et d'autre part des variations rapides : surtensions transitoires, ainsi que les harmoniques. La qualité des courants reflète par contre la possibilité des charges à fonctionner sans perturber ni réduire l'efficacité du système de puissance. C'est pourquoi certains considèrent que la qualité de l'électricité se réduit à la qualité de la tension [1].

Tout phénomène physique affectant une ou plusieurs de ces caractéristiques peut être considéré comme perturbation. En pratique, ces perturbations sont classées selon la durée du phénomène. Ainsi, il est possible de distinguer :

- ❖ les altérations de l'onde de tension (harmoniques, déséquilibre). Ces phénomènes sont permanents ou durent au minimum plusieurs minutes,
- ❖ les creux de tension et coupures brèves d'une durée de l'ordre d'une à quelques secondes,



- ❖ les surtensions transitoires, de durée inférieure à une période [2].

Ce qui suit nous nous limiterons aux perturbations provoquées par les harmoniques, leurs origines et leurs conséquences assez néfastes.

### **I.3 Pollution harmonique**

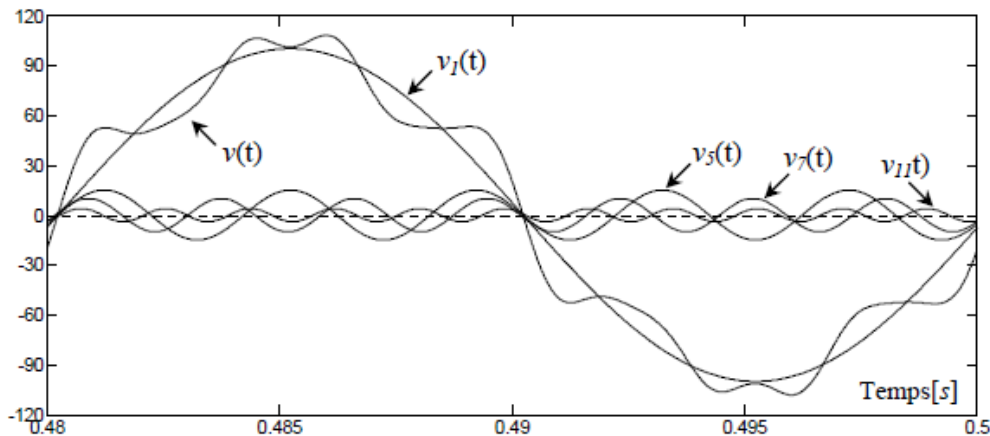
La problématique des harmoniques est devenue très répandue du fait que de plus en plus de charges non linéaires se connectent au réseau. Les charges non linéaires provoquent une distorsion des courants et donc des tensions ce qui peut entraîner un mauvais fonctionnement des dispositifs raccordés au réseau. D'où, l'intérêt d'éliminer ou de minimiser ces harmoniques [3].

Un récepteur d'énergie est considéré par le réseau électrique comme une charge perturbatrice s'il absorbe des courants non sinusoïdaux ou des courants déséquilibrés ou s'il consomme de la puissance réactive. Les deux premiers types de perturbations peuvent déformer ou déséquilibrer les tensions du réseau lorsque l'impédance de celui-ci n'est pas négligeable. Le troisième réduit la capacité de production ou de transmission de la puissance active des générateurs, des transformateurs et des lignes électriques [4].

Les harmoniques de courant, une fois injectés par des charges non linéaires, se propagent à travers le réseau électrique en affectant la forme d'onde des tensions aux différents points du réseau. Cette propagation n'est limitée que par les bifurcations (points de division des courants) et les impédances du réseau qui dépendent généralement de la fréquence des courants harmoniques. La présence des harmoniques de courant se révèle essentiellement à travers leurs effets sur la tension du réseau [3].

#### **I.3.1 Origine des harmoniques**

Les harmoniques sont des perturbations permanentes affectant la forme d'onde de la tension du réseau. Ces perturbations résultent de la superposition, sur l'onde fondamentale, d'ondes également sinusoïdales mais de fréquences multiples de celle du fondamental [2]. En général, les harmoniques pairs sont négligeables et seuls les harmoniques impairs existent [1]. Nous pouvons également observer des sous-harmoniques ou des inter-harmoniques à des fréquences non multiples de la fréquence fondamentale. La figure 1.1 illustre un exemple de forme d'onde d'une tension distordue contenant, en plus du terme fondamental de fréquence 50Hz, trois harmoniques de rang impair 5, 7 et 11.



**Figure I.1** Allure d'une tension distordue à partir des harmoniques

La cause principale de l'existence des harmoniques de tension est l'injection dans le réseau des courants non sinusoïdaux par des charges non linéaires. Il s'agit alors de sources génératrices de courants harmoniques qui peuvent être classées en deux types :

**a) Sources harmoniques identifiables**

Les équipements dotés de dispositifs à base d'électronique de puissance, notamment les redresseurs et les cyclo convertisseurs de puissances importantes, installés sur les réseaux haute et moyenne tension sont typiquement des sources harmoniques identifiables. Avec ce type de charge non linéaire, le distributeur d'énergie est capable d'identifier le point d'injection des harmoniques et de quantifier la perturbation provoquée. Dans ce cas, c'est l'utilisateur qui doit se procurer les moyens nécessaires afin de réduire cette perturbation au-dessous du seuil exigé par le distributeur de l'énergie sous peine d'être pénalisé [2].

**b) Sources harmoniques non identifiables**

Ce type de générateur de courants harmoniques est principalement représenté par les appareils utilisés dans les domaines électrodomestiques ou tertiaires tels que les téléviseurs et les micro-ordinateurs. Vue leur très large diffusion, ces équipements comportant souvent un redresseur monophasé à diodes avec un condensateur de lissage, prélèvent des courants harmoniques non négligeables. Dans ce cas, il est de la responsabilité du distributeur de l'énergie électrique d'empêcher la propagation de la perturbation harmonique sur le réseau puisque individuellement chaque utilisateur génère un faible taux d'harmonique [2].

### **I.3.2 Conséquences des harmoniques**

Les courants et les tensions harmoniques ont des effets néfastes sur le fonctionnement, la rentabilité et la durée de vie des équipements électriques, on distingue deux sortes d'effets possibles :

- ❖ les effets quasi-instantanés concernant certains types d'appareillage tel que l'électronique de puissance, relais, système de contrôle et de régulation,...etc.
- ❖ Les effets à terme qui se rapportent essentiellement aux machines tournantes, aux transformateurs ce qui se manifeste par des échauffements supplémentaires. Il en découle fréquemment une diminution de leur durée de vie par surcharge thermique.

### **I.3.3 Solutions possible pour réduire les harmoniques**

La réduction des harmoniques signifie une amélioration de la qualité d'énergie, pour ce faire il est possible d'agir à deux niveaux :

- ❖ Coté source en filtrant la tension du réseau ou en améliorant le réseau de transport et celui de distribution.
- ❖ Coté client en rendant le courant de ligne le plus sinusoïdal possible.

Plusieurs solutions ont été envisagées pour limiter la propagation des harmoniques et améliorer la qualité et la gestion de l'énergie électrique. Elles peuvent être classées en deux catégories, traditionnelles et modernes (à base de l'électronique de puissance).

## **I.4 Redresseurs modernes dits non polluants**

Les redresseurs non polluants peuvent être classés suivant plusieurs catégories, selon le mode utilisé pour la mise en forme (ou le filtrage) des courants absorbés du réseau. On distinguera ainsi les topologies à filtrage passif, à filtrage actif et les redresseurs à prélèvement sinusoïdal.

### **I.4.1 Filtrage passif**

Un redresseur est dit à filtrage passif lorsque le circuit destiné à filtrer ou mettre en forme les courants de ligne ne contient aucun interrupteur commandable. Il est constitué principalement d'un bloc de conversion alternatif-continu placé en aval d'un circuit de filtrage. Le bloc de conversion est généralement un pont à diodes, tandis que le bloc de filtrage est souvent formé soit de branches R-L-C connectées en parallèle (cas d'un filtrage parallèle), soit d'un transformateur d'interphase (cas d'un filtrage série) [5].

Les filtres passifs qui sont utilisés pour empêcher les courants harmoniques de se propager dans les réseaux électriques. Ils peuvent aussi être utilisés pour compenser la puissance réactive. Malgré leur large utilisation dans l'industrie, ces dispositifs peuvent présenter beaucoup d'inconvénients [6-7]:

- ❖ Manque de souplesse à s'adapter aux variations du réseau et de la charge ;
- ❖ Équipements volumineux ;
- ❖ Problèmes de résonance avec l'impédance du réseau.

#### **I.4.2 Filtrage actif**

Pour diminuer les perturbations en tension ou en courant, il est possible d'agir à deux niveaux [8, 9-10] :

- ❖ Du côté de la source en filtrant la tension du réseau ou en améliorant le réseau de transport et celui de distribution.
- ❖ Du côté du client en rendant le courant de ligne le plus sinusoïdal possible .Ainsi, les filtres actifs, sous leurs différentes configurations et stratégies de commande, deviennent de plus en plus des dispositifs de présence permanente et inévitables dans les différentes applications du génie électrique, que ça soit de faible, moyenne ou forte puissance.

Différentes topologies appartenant à cette classe sont décrites dans le tableau 1.

**Tableau I.1** Configuration de base des filtres actifs

Type	Avantages	Inconvénients
Actif Parallèle	<ul style="list-style-type: none"><li>❖ Elimination des courants harmoniques</li><li>❖ compensation de l'énergie réactive</li><li>❖ correction du facteur de puissance,</li><li>❖ rééquilibrage des courants de la charge non-linéaire.</li></ul>	<ul style="list-style-type: none"><li>❖ Coût et pertes élevés, limité aux charges de faible et moyenne puissance</li><li>❖ risque d'écoulement des courants de compensation dans les filtres passifs raccordés au même réseau.</li></ul>
Actif Série	<ul style="list-style-type: none"><li>❖ Isolation et absorption des tensions harmoniques,</li></ul>	<ul style="list-style-type: none"><li>❖ Coût et pertes élevés,</li></ul>

	<ul style="list-style-type: none"> <li>❖ Rééquilibrage et régulation des tensions alimentant la charge non-linéaire.</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>❖ difficulté de protéger le filtre actif contre les surintensités</li> <li>❖ incapacité à contrôler l'énergie réactive.</li> </ul>
Actif série et Passif Parallèle	<ul style="list-style-type: none"> <li>❖ Taux plus réduit du filtre actif destiné seulement à améliorer les caractéristiques de compensation du filtre passif,</li> <li>❖ aucun risque de circulation d'harmoniques dans le filtre actif.</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>❖ Difficulté à protéger le filtre actif contre les surintensités,</li> <li>❖ incapacité à contrôler l'énergie réactive.</li> </ul>
Combinaison actif Parallèle et Actif Série	<ul style="list-style-type: none"> <li>❖ Isolation d'harmoniques entre la charge sensible placée en aval et la charge non-linéaire placée en amont,</li> <li>❖ régulation de la tension continue commune aux deux filtres actifs, correction des distorsions de la tension d'entrée.</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>❖ Incapacité de rééquilibrage des courants de charge et de compensation du courant du neutre.</li> </ul>

### **I.4.3 Redresseurs à absorption sinusoïdale**

Ce sont des convertisseurs à modulation de largeurs d'impulsions MLI, utilisant des composants à commutation forcée tels que les IGBT ou les thyristors GTO. Dans ce cas, le dispositif de filtrage est généralement nommé circuit de modulation en raison du fait qu'il impose aux courants une forme oscillante à haute fréquence autour d'une consigne désirée. La fréquence de modulation est déterminée par la fréquence de commutation des interrupteurs, elle-même imposée par le circuit de commande associé. Ce type de dispositif est le plus utilisé actuellement dans les applications de faible, moyenne et forte puissance, et la présence d'éléments actifs de filtrage permet non seulement une réduction de la perturbation harmonique en prélevant des courants d'allure sinusoïdale mais aussi un contrôle des puissances actives et réactives. Dans ce contexte, plusieurs structures ont été développées et présentées dans la littérature, ayant pour objectif d'assurer un facteur de puissance unitaire.

### I.4.3.1 Redresseur à MLI

#### a) Redresseur à MLI de courant

La topologie d'un redresseur MLI triphasé de courant est représentée sur la figure 1.2. Chaque interrupteur est constitué d'un composant semi-conducteur de puissance bi-commandable et d'une diode en antiparallèle. Cet interrupteur est unidirectionnel en tension et bidirectionnel en courant. Ainsi, ce convertisseur, de part de sa structure, est réversible en courant. Il peut donc contrôler de façon instantanée la forme d'onde des courants prélevés sur le réseau. Il alimente alors une charge (active ou passive) en continu à partir d'un réseau alternatif, le courant absorbé étant sinusoïdal et éventuellement en phase avec la tension réseau correspondante. Ce redresseur MLI permet d'atteindre un facteur de puissance très proche de l'unité et de régler, via la commande, la direction du flux de l'énergie réactive : absorbée ou fournie [9].

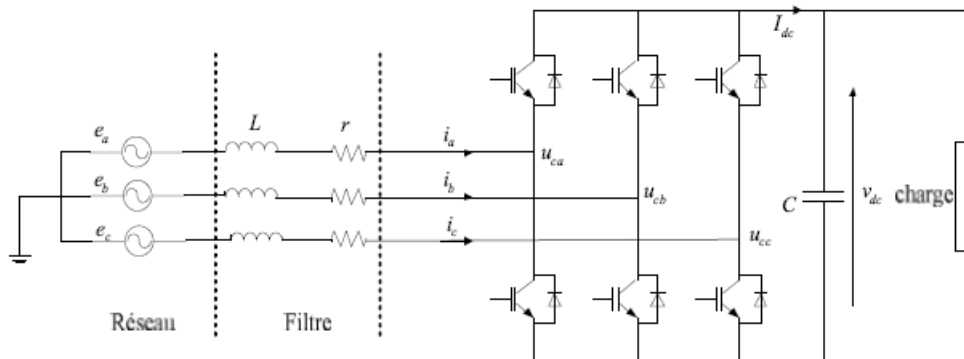


Figure I.2 Topologie d'un redresseur à MLI triphasé de courant

#### b) Redresseur à MLI de tension

La topologie du redresseur à MLI de tension est illustrée sur la figure I.3. Il assure la conversion d'énergie entre une source de tension alternative et un récepteur de courant continu. Les interrupteurs sont unidirectionnels en courant mais bidirectionnels en tension. L'utilisation des techniques MLI conduit à un courant coté alternatif ayant une pollution harmonique contrôlée. Cette structure est souvent dotée d'un filtre de second ordre LC du côté alternatif [9].

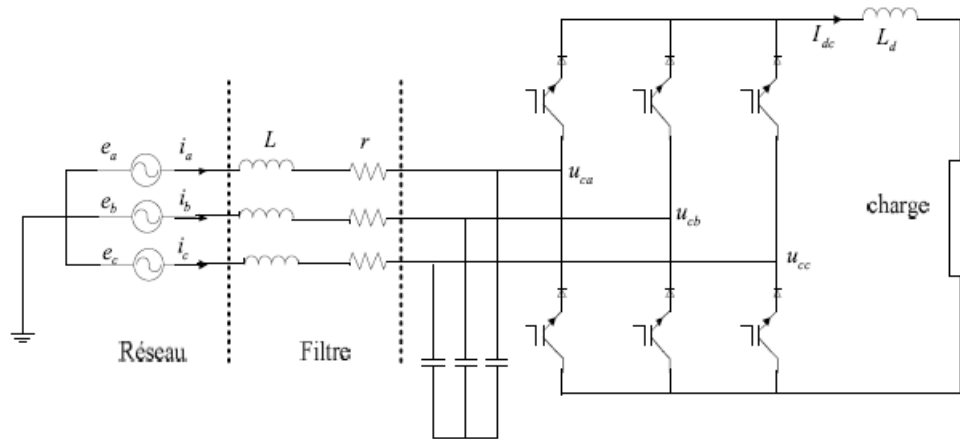


Figure I.3 Topologie d'un redresseur à MLI triphasé de tension.

### I.4.3.2 Redresseurs à injection de courant

Les redresseurs triphasés à injection de courant sont apparus au début des années 1990, suite à des tentatives d'améliorer les performances des convertisseurs AC/DC déjà présents. Le schéma synoptique de cette structure est représenté sur la figure 1.4. Un circuit de modulation crée, par le procédé de mise en forme des courants à la sortie du pont à diodes, un courant qui est injecté au réseau d'alimentation à l'aide d'un circuit de distribution. L'injection d'un tel courant permet de compenser les paliers à zéro des courants de ligne, inhérents au fonctionnement normal du pont à diodes. Plusieurs variantes de ce type de convertisseur existent actuellement ; elles se distinguent par la nature des circuits de modulation et de distribution qui peuvent être soit passifs, soit actifs [8, 9,11].

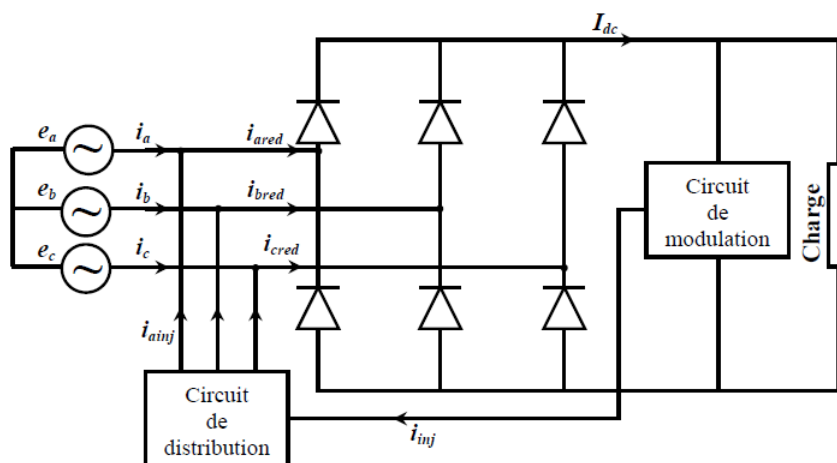


Figure I.4 Schéma synoptique d'un redresseur triphasé à injection de courant.

### I.4.3.3 Redresseur utilisant un hacheur BOOST

Cette structure utilise un hacheur élévateur de type BOOST en cascade avec un redresseur monophasé à diodes, reconnue par l'acronyme PFC (Power Factor Correction). La structure de base du convertisseur AC/DC avec correction du facteur de puissance est illustrée sur la figure 1.5. Il s'agit d'un redresseur en pont à diodes connecté au réseau et doté d'un étage de correction placé entre la sortie du pont et la charge. Cet étage de correction du facteur de puissance basé sur une structure d'hacheur élévateur comprend une inductance, un interrupteur de puissance bi-commandable et une diode de puissance. Le principe de prélèvement sinusoïdal consiste à forcer le courant circulant dans l'inductance à suivre une référence sinusoïdale redressée, en contrôlant la fermeture et l'ouverture de l'interrupteur commandé de puissance [8, 9,11].

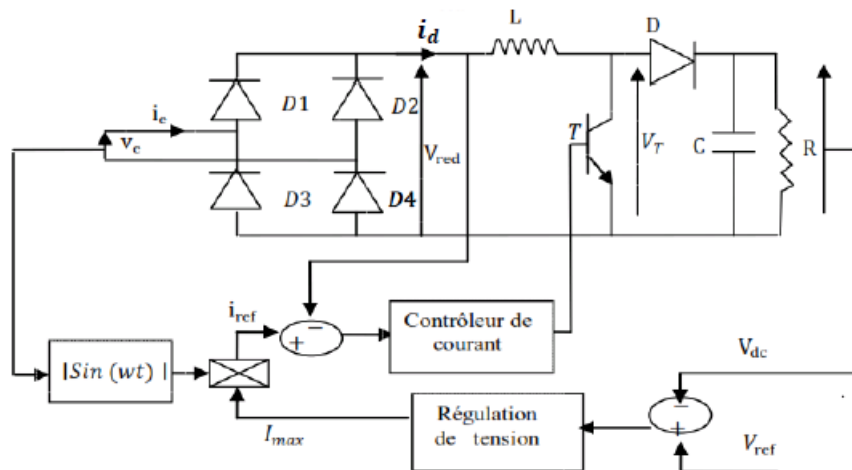


Figure I.5 Redresseur monophasé à absorption sinusoïdale.

### I.4.3.4 Redresseur trois niveaux à point neutre calé par des diodes

Pour les applications nécessitant une puissance importante, la topologie la plus utilisée est le redresseur trois niveaux à point neutre calé (PNC) par des diodes (Neutral-Point Clamped ou NPC) présenté dans la figure 1.6.

Son principal avantage est la mise en série de ses interrupteurs de puissance qui permet de réduire considérablement la tension à leurs bornes. Aussi, une faible tension de blocage entraîne l'utilisation de semi-conducteurs avec de meilleures performances (faible résistance à l'état passant, grande vitesse de commutation). En outre, en produisant des tensions de ligne à trois niveaux, ce redresseur réduit le contenu harmonique du courant de ligne afin de répondre aux normes internationales (CEI 61000-3-2/4 et IEEE 519) et réduit également la taille des composantes réactives. Néanmoins, en raison de la charge et la décharge irrégulières des



condensateurs de sorties  $C_+$  et  $C_-$ , une commande additionnelle s'impose réduisant au minimum les fluctuations du potentiel du point neutre et équilibrant les tensions  $V_{dc+}$  et  $V_{dc-}$ . Ainsi, la tension appliquée aux bornes des interrupteurs ne dépasse en aucun cas la limite imposée par le fabricant [12].

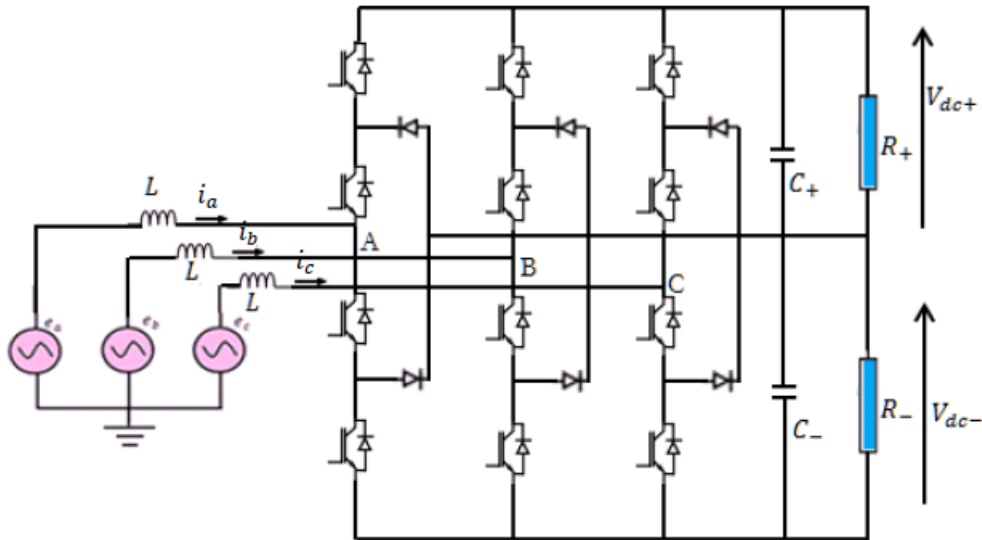


Figure I.6 Redresseur trois niveaux à point neutre calé (PNC) par des diodes.

#### I.4.3.5 Redresseur Vienna

Le redresseur triphasé trois niveaux à trois interrupteurs a été développé à l'université technique de Vienne en 1992, par professeur Johann W. Kolar et son équipe de la section d'électronique de puissance, d'où l'appellation "redresseur de Vienne". Le redresseur est généralement présenté dans la littérature dans sa structure de la figure 1.7 [8].

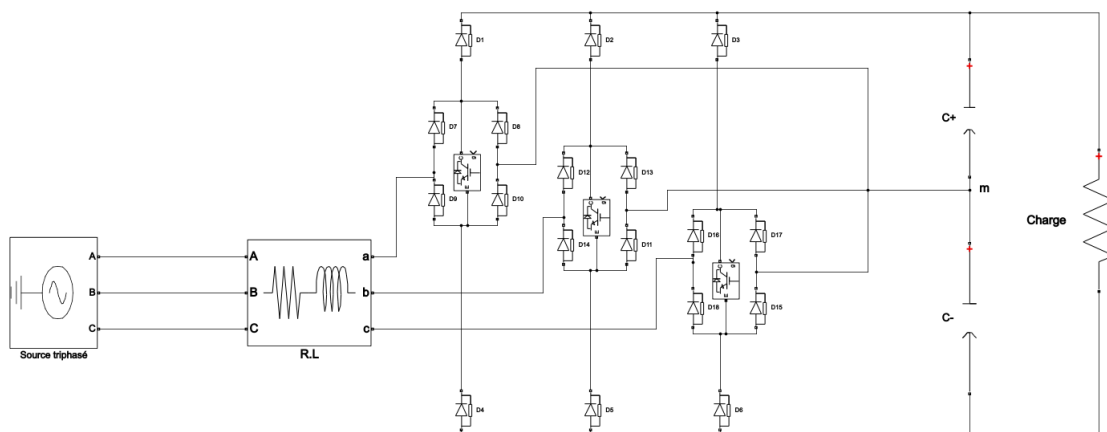


Figure I.7 Redresseur triphasé Vienna.

## **I.5 Conclusion**

Durant ce chapitre, nous avons mis en évidence une notion très importante qui est la qualité de l'énergie électrique, ainsi que les harmoniques qui dégradent cette dernière. Après avoir vu les origines et les conséquences des harmoniques des solutions ont été apporté ou nous avons opté sur le côté moderne à l'aide d'électronique de puissance ou nous avons cité quelques structures dites non polluantes qui contribuent à l'amélioration de la qualité de l'énergie électrique.

## Chapitre II Etude et modélisation du redresseur Vienna

### II.1 Introduction

Les redresseurs triphasés ont constitué un tournant décisif dans le secteur de la conversion AC/DC. Ils constituent une solution efficace quant à l'amélioration de la qualité d'onde et la compensation des harmoniques de courant, et leurs évolutions structurelles n'ont cessées de croître durant ces dernières années, c'est pour cela qu'il existe actuellement sur le marché une large gamme de topologies de plus en plus sophistiquées.

Cependant cette complexification des architectures a également donné lieu à des difficultés additionnelles sur les plans de la conception, la modélisation et la commande.

Dans ce chapitre, nous proposons la modélisation du redresseur de vienne, toute en étudiant ses différentes topologies pour qu'on puisse l'évaluer objectivement en se basant sur ses avantages et ses inconvénients

### II.2 Etude du redresseur Vienna

Le redresseur de vienne a vu le jour par la combinaison d'un pont de diodes triphasé et d'un hacheur élévateur, le redresseur triphasé à trois niveaux de tensions et à trois interrupteurs (**figure II.1**) a été développé à l'université technique de Vienne en 1992, par le professeur Johann W. Kolar et son équipe de la section d'électronique de puissance [13-14] d'où l'origine de son appellation « redresseur Vienna ».

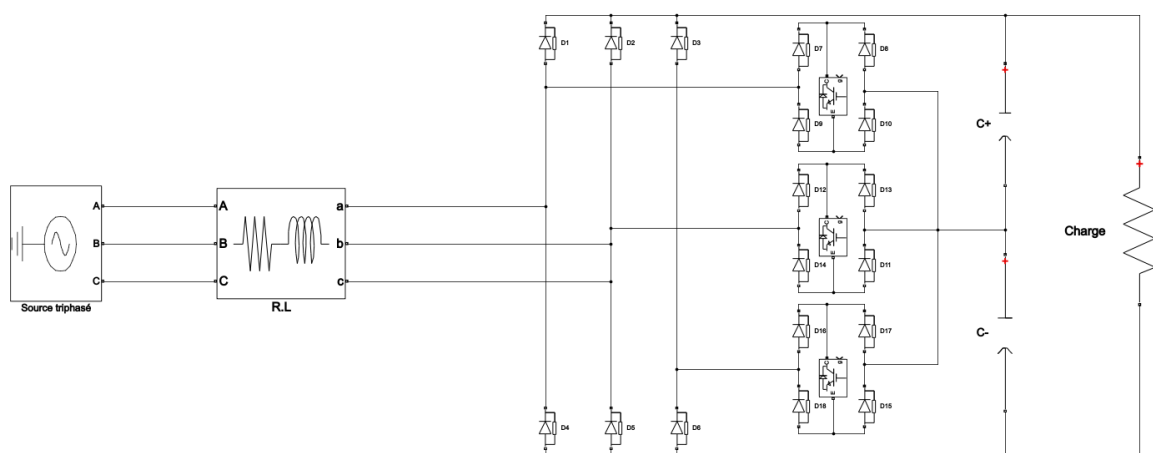
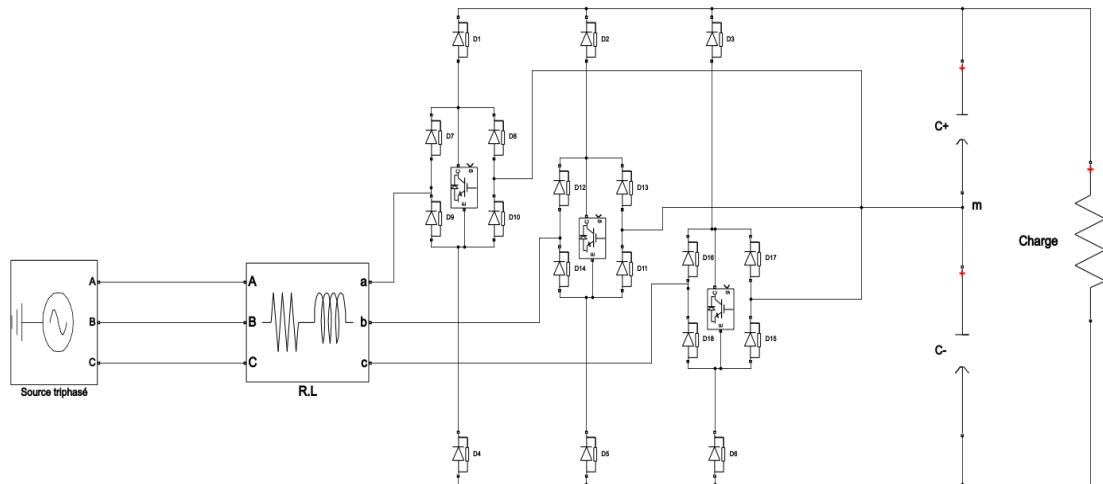


Figure II.1 Structure de base du redresseur Vienna

Le redresseur est généralement présenté dans la littérature comme suit **figure II.2**.



**Figure II.2** Structure du redresseur Vienna arrangé

La structure présentée dans la **figure II.1** et plus précisément l'arrangement des interrupteurs bidirectionnels permet de diminuer les pertes par conduction et par conséquent améliorer le rendement du convertisseur. Cependant, l'insertion des interrupteurs actifs dans chaque bras du pont de diodes triphasés comme montrer dans la **figure II.2** permet d'éviter l'apparition des harmoniques basses fréquences de courants qu'on rencontre assez souvent dans les redressement unidirectionnel.

### II.2.1 Avantages et inconvénients du redresseur Vienna

#### a) Avantages

- La possibilité de mise en forme sinusoïdale du courant [14], ce qui rend ce circuit très souhaitable pour la correction du facteur de puissance.
- La présence de trois niveaux de tension à l'entrée du convertisseur ( $\frac{U_{DC}}{2}$  ; 0 ;  $-\frac{U_{DC}}{2}$ ).

En comparaison avec les convertisseurs deux niveaux, ceci réduit significativement le niveau d'harmoniques de courants, et par suite la taille des filtres et les interférences électromagnétiques (EMI),

- La réduction des tailles des éléments réactifs (inductances et capacités), d'où une meilleure densité de puissance et/ ou un meilleur rendement massique du convertisseur.
- L'obtention de deux sources de tensions continues et réglables,

- La réduction des tensions de blocage à la moitié grâce à la présence du point milieu capacitif (M), ainsi réduisant les pertes par commutation et permettant d'utiliser des IGBTs ou des MOSFETs à faibles tensions de blocage,
- L'augmentation du rendement énergétique du circuit comme conséquence directe de la réduction des pertes.
- La configuration du circuit lui acquiert une haute fiabilité contre les erreurs de commande et les risques de court - circuits,
- La réduction relative de la complexité de commande, grâce au nombre réduit d'éléments commandables dans le circuit.

#### **b) Inconvénients**

- Un flux non inversible de puissance.
- Une modulation en tension limitée à un rang bien précis.
- Des efforts de coûts d'assemblage relativement élevés.

### **II.2.2 Domaine d'utilisation du redresseur Vienna**

Le redresseur de Vienne peut être intégré dans diverses applications dont on cite ;

- Les modules de télécommunications [18]
- Les chargeurs de batteries [19]
- Les moteurs intégrés [20]
- Les systèmes d'entraînement de faible dynamique (climatiseurs, fontaines) et ceux d'électronique médicale, les unités de soudage, les équipements de mesure et de test [21]
- Les applications aéronautiques [22], ce convertisseur est utilisé pour son faible volume, un rendement massique élevé, une haute fiabilité et une capacité à compenser les harmoniques de courants.

### **II.2.3 Types de redresseur Vienna**

Des variantes de ces redresseurs ont été dérivées de sa version originale. Le redresseur de Vienne II [23] comme représenté dans la **figure II.3**. Sa conception a pour but de remplacer les deux étages de conversion (AC/DC-DC/DC) qui est typique aux applications de

télécommunications par un seul étage (AC/DC) assurant à la fois le redressement et l'isolation haute fréquence de la tension de sortie.

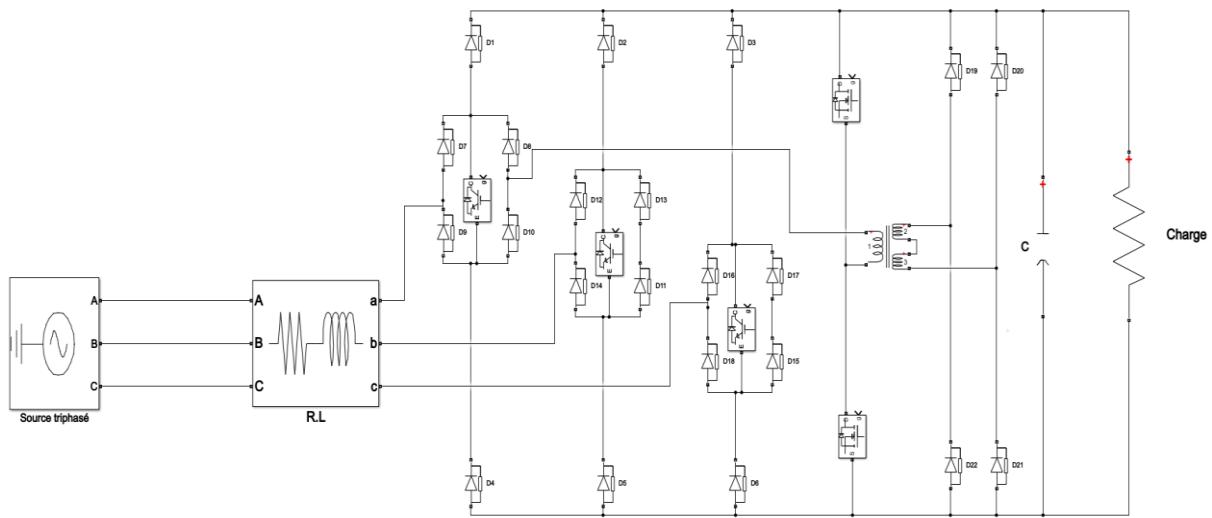


Figure II.3 Topologie du redresseur Vienna II

La version qui suit (Vienna III) [24] n'est qu'autre une version abaisseur du redresseur. La dernière version IV connu à ce jour [25] La modification apporté à la version d'origine est un fil qui relie le point neutre (n) au point milieu (M) comme le montre la **figure II.4**. Cette modification permet de créer un chemin pour les courants de fuite via une mise à la terre, et d'alimenter des charges indépendantes comme pour les systèmes d'alimentations non interruptibles. Elle constitue également une alternative efficace quant à la réduction des interférences électromagnétiques en mode commun [26].

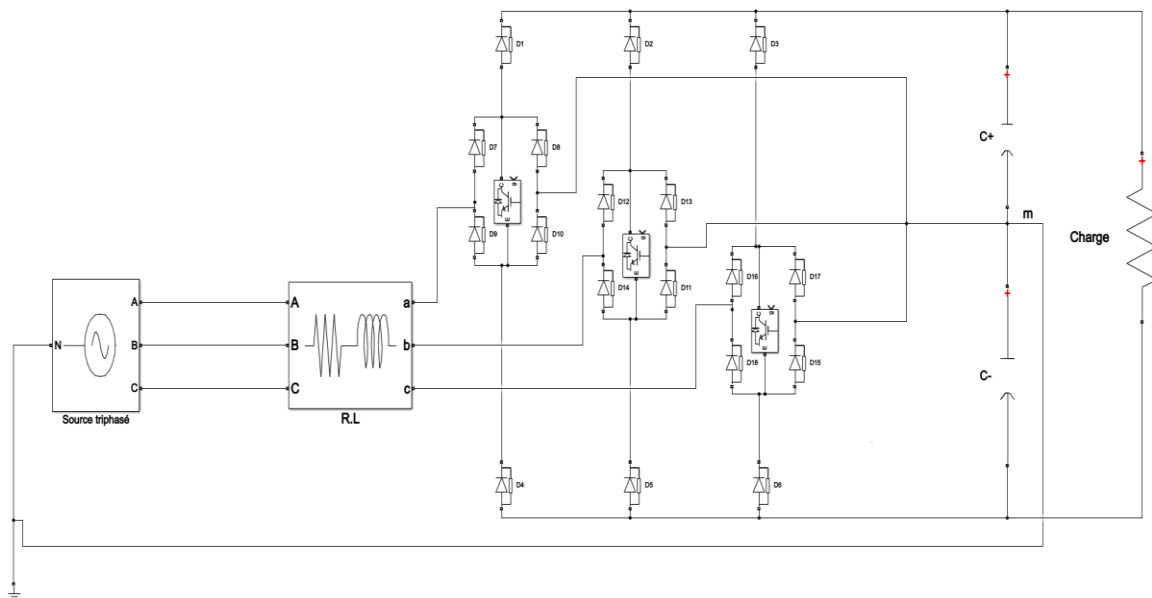


Figure II.4 Structure du redresseur Vienna IV

## II.2.4 Principe de fonctionnement d'un bras du redresseur Vienna

La figure II.5 présente un bras du redresseur Vienna

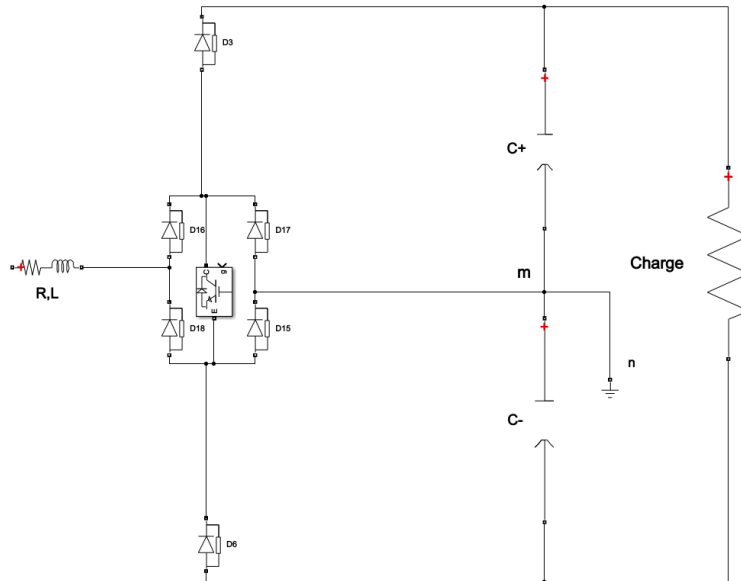


Figure II.5 Structure d'un bras du redresseur Vienna

### a) Alternance positive

Pour ( $S_i=1$ ), cela veut dire que l'interrupteur est fermé (**figure II.6.a**), alors les diodes  $D_1$  et  $D_4$  conduisent et le courant parcourant l'inductance  $L_i$  passant ensuite par la diode  $D_1$ , Le transistor, la diode  $D_4$ . Durant cette phase l'inductance emmagasine de l'énergie.

Pour ( $S_i=0$ ), cela veut dire que l'interrupteur est ouvert (**figure II.6.b**), les diodes  $D_1$  et  $D_5$  conduisent et le courant traversant l'inductance passera à travers la diode  $D_1$  et  $D_5$  et le condensateur  $C_1$ . Durant cette phase, l'énergie stockée auparavant dans l'inductance sera transférée au condensateur  $C_1$ .

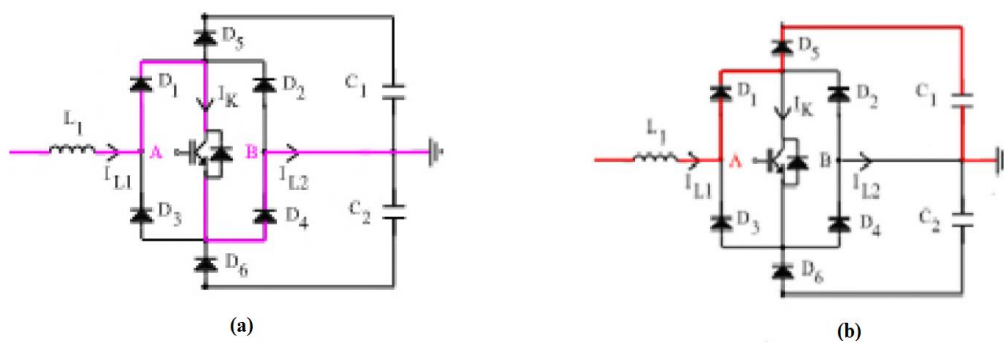
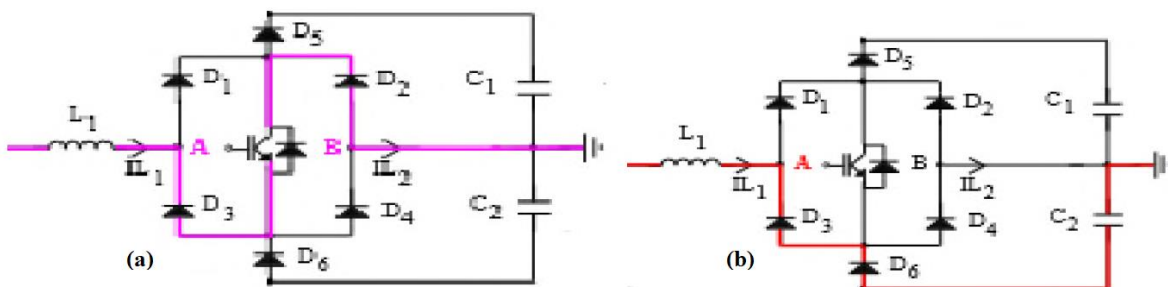


Figure II.6 Principe de fonctionnement de l'alternance positive

**b) Alternance négative**

Lorsque l'interrupteur est fermé (**figure II.7.a**), les diodes  $D_2$  et  $D_3$  conduisent et le courant passe à travers l'inductance, la diode  $D_2$ , l'interrupteur et la diode  $D_3$ . Durant cette phase de conduction de l'interrupteur, l'inductance emmagasine de l'énergie.

Lorsque l'interrupteur est ouvert (**figure II.7.b**), les diodes  $D_3$  et  $D_6$  conduisent et le courant  $I_{L2}$  passe à travers l'inductance  $L_2$ , la diode  $D_3$ , la diode  $D_6$  et le condensateur  $C_2$ . L'énergie stockée précédemment dans l'inductance  $L_2$  est transférée au condensateur  $C_2$



**Figure II.7** Principe de fonctionnement de l'alternance négative

**II.2.5 Opération de base du redresseur Vienna**

La topologie du redresseur de vienne comme montrée auparavant dans la **figure II.4**, les opérations de base du convertisseur peuvent être analysées. La tension à l'entrée du redresseur qui est connecté à une inductance  $L$  peut basculer à 0 volt (point milieu  $M$ ) en fermant le Transistor ou bien la tension peut prendre de tensions différentes ( $+\frac{U_{DC}}{2}$  pour un courant positif et  $-\frac{U_{DC}}{2}$  pour un courant négatif) à travers les diodes du pont de diodes triphasé.

En se basant sur la polarité des tensions d'entrées, on pourra diviser une période en six sections chacune de  $60^\circ$ , le passage d'une section a une autre nous montre que deux tensions des trois ont le même signe comme le montre le tableau II.1

**Tableau II.1** Sections basé sur la priorité des tensions de phase

Section 1 [0 60°]	Section 2 ] 60° 120°]	Section 3 ] 120° 180°]	Section 4 ] 180° 240°]	Section 5 ] 240° 300°]	Section 6 ] 300° 360°]
$U_a > 0$	$U_a > 0$	$U_a > 0$	$U_a < 0$	$U_a < 0$	$U_a < 0$
$U_b < 0$	$U_b < 0$	$U_b > 0$	$U_b > 0$	$U_b > 0$	$U_b < 0$
$U_c > 0$	$U_c < 0$	$U_c < 0$	$U_c < 0$	$U_c > 0$	$U_c > 0$



On notera que la commutation des interrupteurs par  $S_i$  et à l'aide du schéma suivant qui est l'équivalent d'un redresseur trois niveau on tirera les états des interrupteurs.

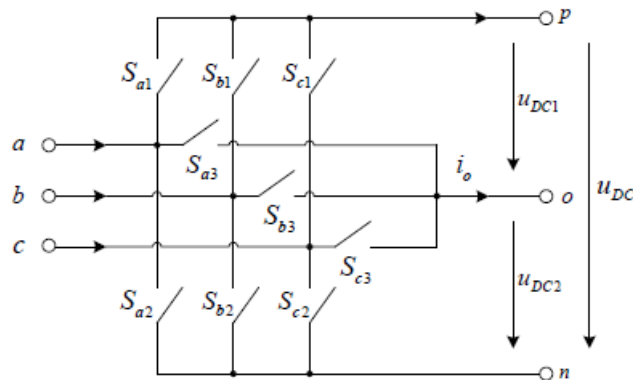


Figure II.8 Schéma équivalent d'un redresseur trois niveaux

$$S_i = \begin{cases} +1 & SW_i \text{ OFF} & S_{i1} = 1, S_{i2} = 0, S_{i3} = 0 \\ 0 & SW_i \text{ ON}, & S_{i1} = 0, S_{i2} = 0, S_{i3} = 1 \\ -1 & SW_i \text{ OFF} & S_{i1} = 0, S_{i2} = 1, S_{i3} = 0 \end{cases}$$

$SW_i=1$  interrupteur fermé

$SW_i=0$  interrupteur ouvert

D'une façon générale, on peut écrire

$$S_i = (1 - SW_i)sign(i_i) \tag{2.1}$$

Le tableau suivant montre la relation entre les  $S_i$  et les  $SW_i$  ainsi le courant présent au point milieu

Tableau II.2 Etat des interrupteurs pour la section 2

$SW_a$	$SW_b$	$SW_c$	$S_a$	$S_b$	$S_c$	$I_M$
0	0	0	1	-1	-1	0
0	0	1	1	-1	0	$i_c$
0	1	0	1	0	-1	$i_b$
0	1	1	1	0	0	$-i_a$
1	0	0	0	-1	-1	$i_a$
1	0	1	0	-1	0	$-i_b$
1	1	0	0	0	-1	$-i_c$
1	1	1	0	0	0	0

## II.2.6 Vecteurs tensions du redresseur Vienna

La topologie du redresseur Vienna qui est alimentée en triphasé et chaque bras ayant un interrupteur commandable ce qui nous fait 27 états possible pour les IGBTs, sachant qu'une des spécificités du redresseur étudié et que les états (+1, +1, +1) et (-1, -1, -1) ne sont pas possible, alors au final nous aurons 25 état possible.

Du coté continu, nous aurons deux tensions qui sont de même valeurs ( $U_{dc1} = U_{dc2} = \frac{U_{dc}}{2}$ ). Ce qui nous donne la relation entre les tensions entre l'entrée du convertisseur et le point milieu

$$\begin{bmatrix} U_{aM} \\ U_{bM} \\ U_{cM} \end{bmatrix} = \frac{U_{dc}}{2} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad (2.2)$$

Et les relations entre les tensions d'entrée du redresseur ainsi que le point neutre sont ;

$$\begin{cases} U_{aN} = U_{a0} - U_{N0} \\ U_{bN} = U_{b0} - U_{N0} \\ U_{cN} = U_{c0} - U_{N0} \end{cases} \quad (2.3)$$

Sachons que la somme des trois tensions est nul (réseau triphasé équilibré)

$$\sum_{i=a}^c U_{iN} = 0 \quad (2.4)$$

Au final, le vecteur tension d redresseur Vienna peut être calculé par

$$\vec{U} = \frac{2}{3}(U_{an} + \alpha U_{bn} + \alpha^2 U_{cn}) = \frac{2}{3}(U_{a0} + \alpha U_{b0} + \alpha^2 U_{c0}) = \frac{1}{3}U_{dc}(S_a + \alpha S_b + \alpha^2 S_c) \quad (2.5)$$

Tel que ;

$$\alpha = -\frac{1}{2} + j\frac{\sqrt{3}}{2} \quad (2.6)$$

$$\alpha^2 = -\frac{1}{2} - j\frac{\sqrt{3}}{2} \quad (2.7)$$

En se basant sur l'équation (2.1) et (2.7) ainsi les 25 états possibles des interrupteurs du redresseur Vienna, 19 vecteurs de tensions seront obtenus dont 1 vecteur nul. Les 18 restants

sont répartis en trois ensembles, 6 vecteurs de valeur  $\frac{2}{3}U_{dc}$ , 6 vecteurs de valeur  $\frac{1}{\sqrt{3}}U_{dc}$  et les 6 derniers de valeur  $\frac{1}{3}U_{dc}$  comme montré dans le tableau suivant ;

**Tableau II.3** Vecteurs de tension du redresseur Vienna

Sens du courant			Switch ON/OFF			Etat des IGBTs	Tension de phase à l'entrée du redresseur			Vecteur de tension
$i_a$	$i_b$	$i_c$	$SW_a$	$SW_b$	$SW_c$	$[S_a S_b S_c]$	$U_{aN}$	$U_{bN}$	$U_{cN}$	
+	-	-	0	0	0	[1, -1, -1]	$\frac{2}{3}U_{dc}$	$-\frac{1}{3}U_{dc}$	$-\frac{1}{3}U_{dc}$	$\frac{2}{3}U_{dc}$
+	-	-	0	0	1	[1, -1, 0]	$\frac{1}{2}U_{dc}$	$-\frac{1}{2}U_{dc}$	0	$\frac{1}{\sqrt{3}}U_{dc}$
+	-	-	0	1	0	[1, 0, -1]	$\frac{1}{2}U_{dc}$	0	$-\frac{1}{2}U_{dc}$	$\frac{1}{\sqrt{3}}U_{dc}$
+	-	-	0	1	1	[1, 0, 0]	$\frac{1}{3}U_{dc}$	$-\frac{1}{6}U_{dc}$	$-\frac{1}{6}U_{dc}$	$\frac{1}{3}U_{dc}$
+	-	-	1	0	0	[0, -1, -1]	$\frac{1}{3}U_{dc}$	$-\frac{1}{6}U_{dc}$	$-\frac{1}{6}U_{dc}$	$\frac{1}{3}U_{dc}$
+	-	-	1	0	1	[0, -1, 0]	$\frac{1}{6}U_{dc}$	$-\frac{1}{3}U_{dc}$	$\frac{1}{6}U_{dc}$	$\frac{1}{3}U_{dc}$
+	-	-	1	1	0	[0, 0, -1]	$\frac{1}{6}U_{dc}$	$\frac{1}{6}U_{dc}$	$-\frac{1}{3}U_{dc}$	$\frac{1}{3}U_{dc}$
+	-	-	1	1	1	[0, 0, 0]	0	0	0	0
+	+	-	0	0	0	[1, 1, -1]	$\frac{1}{3}U_{dc}$	$\frac{1}{3}U_{dc}$	$-\frac{2}{3}U_{dc}$	$\frac{2}{3}U_{dc}$
+	+	-	0	0	1	[1, 1, 0]	$\frac{1}{6}U_{dc}$	$\frac{1}{6}U_{dc}$	$-\frac{1}{3}U_{dc}$	$\frac{1}{3}U_{dc}$
+	+	-	0	1	0	[1, 0, -1]	$\frac{1}{2}U_{dc}$	0	$-\frac{1}{2}U_{dc}$	$\frac{1}{\sqrt{3}}U_{dc}$
+	+	-	0	1	1	[1, 0, 0]	$\frac{1}{3}U_{dc}$	$-\frac{1}{6}U_{dc}$	$-\frac{1}{6}U_{dc}$	$\frac{1}{3}U_{dc}$
+	+	-	1	0	0	[0, 1, -1]	0	$\frac{1}{2}U_{dc}$	$-\frac{1}{2}U_{dc}$	$\frac{1}{\sqrt{3}}U_{dc}$

+	+	-	1	0	1	[0, 1, 0]	$-\frac{1}{6}U_{dc}$	$\frac{1}{3}U_{dc}$	$-\frac{1}{6}U_{dc}$	$\frac{1}{3}U_{dc}$
+	+	-	1	1	0	[0, 0, -1]	$\frac{1}{6}U_{dc}$	$\frac{1}{6}U_{dc}$	$-\frac{1}{3}U_{dc}$	$\frac{1}{3}U_{dc}$
+	+	-	1	1	1	[0, 0, 0]	0	0	0	0
-	+	-	0	0	0	[-1, 1, -1]	$-\frac{1}{3}U_{dc}$	$\frac{2}{3}U_{dc}$	$-\frac{1}{3}U_{dc}$	$\frac{2}{3}U_{dc}$
-	+	-	0	0	1	[-1, 1, 0]	$-\frac{1}{2}U_{dc}$	$\frac{1}{2}U_{dc}$	0	$\frac{1}{\sqrt{3}}U_{dc}$
-	+	-	0	1	0	[-1, 0, -1]	$-\frac{1}{6}U_{dc}$	$\frac{1}{3}U_{dc}$	$-\frac{1}{6}U_{dc}$	$\frac{1}{3}U_{dc}$
-	+	-	0	1	1	[-1, 0, 0]	$-\frac{1}{3}U_{dc}$	$\frac{1}{6}U_{dc}$	$\frac{1}{6}U_{dc}$	$\frac{1}{3}U_{dc}$
-	+	-	1	0	0	[0, 1, -1]	0	$\frac{1}{2}U_{dc}$	$-\frac{1}{2}U_{dc}$	$\frac{1}{\sqrt{3}}U_{dc}$
-	+	-	1	0	1	[0, 1, 0]	$-\frac{1}{6}U_{dc}$	$\frac{1}{3}U_{dc}$	$-\frac{1}{6}U_{dc}$	$\frac{1}{3}U_{dc}$
-	+	-	1	1	0	[0, 0, -1]	$\frac{1}{6}U_{dc}$	$\frac{1}{6}U_{dc}$	$-\frac{1}{3}U_{dc}$	$\frac{1}{3}U_{dc}$
-	+	-	1	1	1	[0, 0, 0]	0	0	0	0
-	+	+	0	0	0	[-1, 1, 1]	$-\frac{2}{3}U_{dc}$	$\frac{1}{3}U_{dc}$	$\frac{1}{3}U_{dc}$	$\frac{2}{3}U_{dc}$
-	+	+	0	0	1	[-1, 1, 0]	$-\frac{1}{2}U_{dc}$	$\frac{1}{2}U_{dc}$	0	$\frac{1}{\sqrt{3}}U_{dc}$
-	+	+	0	1	0	[-1, 0, 1]	$-\frac{1}{2}U_{dc}$	0	$\frac{1}{2}U_{dc}$	$\frac{1}{\sqrt{3}}U_{dc}$
-	+	+	0	1	1	[-1, 0, 0]	$-\frac{1}{3}U_{dc}$	$\frac{1}{6}U_{dc}$	$\frac{1}{6}U_{dc}$	$\frac{1}{3}U_{dc}$
-	+	+	1	0	0	[0, 1, 1]	$-\frac{1}{3}U_{dc}$	$\frac{1}{6}U_{dc}$	$\frac{1}{6}U_{dc}$	$\frac{1}{3}U_{dc}$
-	+	+	1	0	1	[0, 1, 0]	$-\frac{1}{6}U_{dc}$	$\frac{1}{3}U_{dc}$	$-\frac{1}{6}U_{dc}$	$\frac{1}{3}U_{dc}$
-	+	+	1	1	0	[0, 0, 1]	$-\frac{1}{6}U_{dc}$	$-\frac{1}{6}U_{dc}$	$\frac{1}{3}U_{dc}$	$\frac{1}{3}U_{dc}$
-	+	+	1	1	1	[0, 0, 0]	0	0	0	0

-	-	+	0	0	0	[-1, -1, 1]	$\frac{1}{3}U_{dc}$	$-\frac{2}{3}U_{dc}$	$\frac{1}{3}U_{dc}$	$\frac{2}{3}U_{dc}$
-	-	+	0	0	1	[-1, -1, 0]	$-\frac{1}{6}U_{dc}$	$-\frac{1}{6}U_{dc}$	$\frac{1}{3}U_{dc}$	$\frac{1}{3}U_{dc}$
-	-	+	0	1	0	[-1, 0, 1]	$-\frac{1}{2}U_{dc}$	0	$\frac{1}{2}U_{dc}$	$\frac{1}{\sqrt{3}}U_{dc}$
-	-	+	0	1	1	[-1, 0, 0]	$-\frac{1}{3}U_{dc}$	$\frac{1}{6}U_{dc}$	$\frac{1}{6}U_{dc}$	$\frac{1}{3}U_{dc}$
-	-	+	1	0	0	[0, -1, 1]	0	$-\frac{1}{2}U_{dc}$	$\frac{1}{2}U_{dc}$	$\frac{1}{\sqrt{3}}U_{dc}$
-	-	+	1	0	1	[0, -1, 0]	$\frac{1}{6}U_{dc}$	$-\frac{1}{3}U_{dc}$	$\frac{1}{6}U_{dc}$	$\frac{1}{3}U_{dc}$
-	-	+	1	1	0	[0, 0, 1]	$-\frac{1}{6}U_{dc}$	$-\frac{1}{6}U_{dc}$	$\frac{1}{3}U_{dc}$	$\frac{1}{3}U_{dc}$
-	-	+	1	1	1	[0, 0, 0]	0	0	0	0
+	-	+	0	0	0	[1, -1, 1]	$\frac{1}{3}U_{dc}$	$-\frac{2}{3}U_{dc}$	$\frac{1}{3}U_{dc}$	$\frac{2}{3}U_{dc}$
+	-	+	0	0	1	[1, -1, 0]	$\frac{1}{2}U_{dc}$	$-\frac{1}{2}U_{dc}$	0	$\frac{1}{\sqrt{3}}U_{dc}$
+	-	+	0	1	0	[1, 0, 1]	$\frac{1}{6}U_{dc}$	$-\frac{1}{3}U_{dc}$	$\frac{1}{6}U_{dc}$	$\frac{1}{3}U_{dc}$
+	-	+	0	1	1	[1, 0, 0]	$\frac{1}{3}U_{dc}$	$-\frac{1}{6}U_{dc}$	$-\frac{1}{6}U_{dc}$	$\frac{1}{3}U_{dc}$
+	-	+	1	0	0	[0, -1, 1]	0	$-\frac{1}{2}U_{dc}$	$\frac{1}{2}U_{dc}$	$\frac{1}{\sqrt{3}}U_{dc}$
+	-	+	1	0	1	[0, -1, 0]	$\frac{1}{6}U_{dc}$	$-\frac{1}{3}U_{dc}$	$\frac{1}{6}U_{dc}$	$\frac{1}{3}U_{dc}$
+	-	+	1	1	0	[0, 0, 1]	$-\frac{1}{6}U_{dc}$	$-\frac{1}{6}U_{dc}$	$\frac{1}{3}U_{dc}$	$\frac{1}{3}U_{dc}$
+	-	+	1	1	1	[0, 0, 0]	0	0	0	0

La figure II.9 est une représentation vectorielle des tensions en fonction des signaux de commande

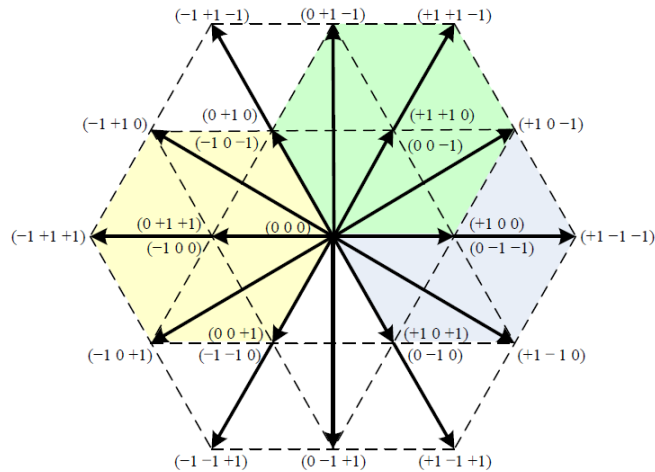


Figure II.9 Vecteurs tensions du redresseur Vienna [27]

### II.3 Modélisation du redresseur Vienna

La modélisation est primordiale afin de comprendre le fonctionnement des différents éléments du système qui sont décrits par des équations mathématiques.

#### II.3.1 Modélisation du redresseur de Vienne

La modélisation de ce redresseur se fait en suivant la commutation des interrupteurs, le schéma du redresseur est comme illustré sur la figure II.10

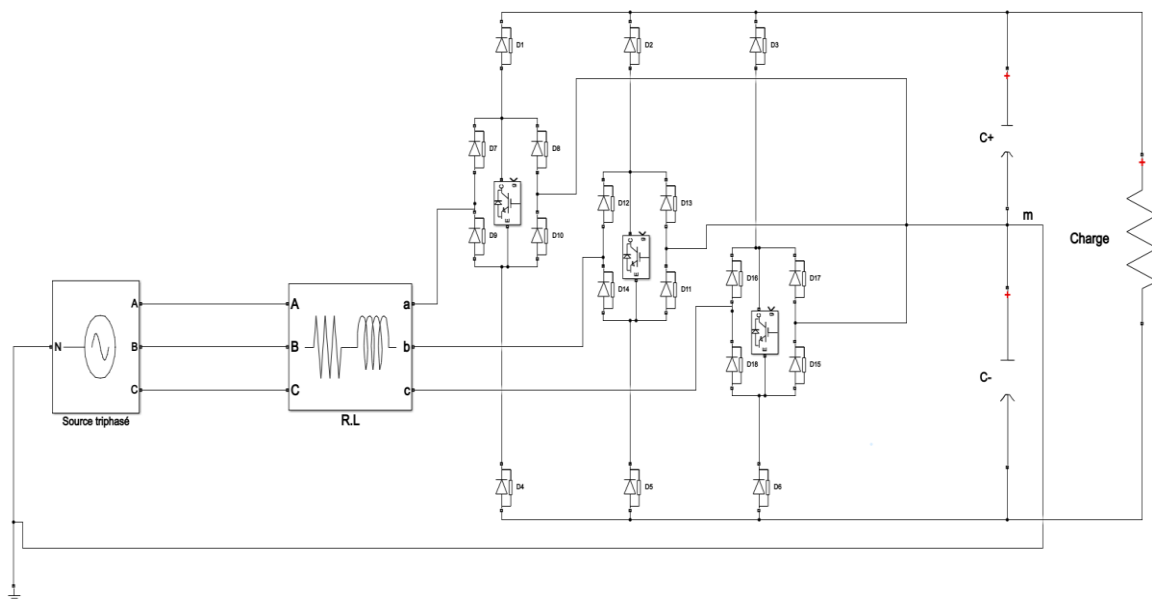


Figure II.10 Structure du redresseur de Vienne IV

Pour ce faire, on aura besoin de définir les séquences de conduction ainsi que le fonctionnement de ce redresseur. A partir de la **figure II.10**

$$S_i=0 \text{ et } i > 0 \quad U_{si} = \frac{U_{DC}}{2}$$

$$S_i=1 \quad U_{si} = 0$$

$$S_i=0 \text{ et } i < 0 \quad U_{si} = -\frac{U_{DC}}{2}$$

$S_i=0$  veut dire que le transistor est bloqué

$S_i=1$  veut dire que le transistor conduit

La tension aux bornes du redresseur peut prendre trois valeurs différentes ( $\frac{U_{DC}}{2}$  ; 0 ;  $-\frac{U_{DC}}{2}$ )

La tension à la sortie du redresseur dépend alors du signe du courant ainsi que l'état des interrupteurs commandés

$$U_{siM} = (1 - S_i)[\text{sign}(i_i)U_{dc+} - (1 - \text{sign}(i_i))U_{dc-}] \quad (2.8)$$

Tel que « M » est le point milieu et  $i \in \{a, b, c\}$

L'interrupteur commandé est bidirectionnel en courant ( $i > 0; i < 0$ ). Pour des raisons simplificatrices, on remplacera le courant par  $\text{sign}(i)$  tel que :

$\text{Sign}(i) = 1$  si le courant est positif

$\text{Sign}(i) = 0$  si le courant est négatif

Pour  $U_{dc+} \approx U_{dc-}$  ce qui est vrai vu que les capacités des deux condensateurs à la sortie du redresseur sont identiques alors on peut écrire  $U_{dc+} = U_{dc-} = \frac{U_{DC}}{2}$  et l'équation précédente devient

$$U_{siM} = (1 - S_i)(2\text{sign}(i_i) - 1)\frac{U_{DC}}{2} \quad (2.9)$$

On voit que l'équation de la tension est entre la source et le point milieu alors qu'on doit la ramener au neutre

$$U_{sin} = U_{siM} - U_{nM} \quad (2.10)$$

La source triphasée est considérée équilibrée

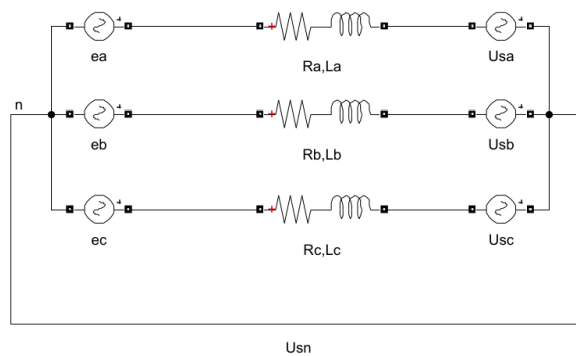
$$U_{nM} = \frac{1}{3} \frac{U_{dc}}{2} [(1 - S_a)(2\text{sign}(i_a) - 1) + (1 - S_b)(2\text{sign}(i_b) - 1) + (1 - S_c)(2\text{sign}(i_c) - 1)] \quad (2.11)$$

$$\begin{cases} U_{san} = \frac{U_{dc}}{6} \{2(1 - S_a)(2\text{sign}(i_a) - 1) - [(1 - S_b)(2\text{sign}(i_b) - 1) + (1 - S_c)(2\text{sign}(i_c) - 1)]\} \\ U_{sbn} = \frac{U_{dc}}{6} \{2(1 - S_b)(2\text{sign}(i_b) - 1) - [(1 - S_a)(2\text{sign}(i_a) - 1) + (1 - S_c)(2\text{sign}(i_c) - 1)]\} \\ U_{scn} = \frac{U_{dc}}{6} \{2(1 - S_c)(2\text{sign}(i_c) - 1) - [(1 - S_a)(2\text{sign}(i_a) - 1) + (1 - S_b)(2\text{sign}(i_b) - 1)]\} \end{cases} \quad (2.12)$$

$$\begin{bmatrix} U_{san} \\ U_{sbn} \\ U_{scn} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_{saM} \\ U_{sbM} \\ U_{scM} \end{bmatrix} \quad (2.13)$$

### II.3.2 Modélisation de la source d'alimentation

Le schéma qui suit est une représentation équivalente du système à l'entrée du redresseur



**Figure II.11** Schéma électrique de la source d'alimentation

En exploitant la **figure II.11** par la loi des mailles on aura

$$\begin{cases} e_a = R_a i_a + L_a \frac{di_a}{dt} + U_{san} \\ e_b = R_b i_b + L_b \frac{di_b}{dt} + U_{sbn} \\ e_c = R_c i_c + L_c \frac{di_c}{dt} + U_{scn} \end{cases} \quad (2.14)$$



$$\begin{cases} \frac{di_a}{dt} = \frac{1}{L_a}(-R_a i_a - U_{san} + e_a) \\ \frac{di_b}{dt} = \frac{1}{L_b}(-R_b i_b - U_{sbn} + e_b) \\ \frac{di_c}{dt} = \frac{1}{L_c}(-R_c i_c - U_{scn} + e_c) \end{cases} \quad (2.15)$$

$$\begin{bmatrix} \frac{di_a}{dt} \\ \frac{di_b}{dt} \\ \frac{di_c}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_a}{L_a} & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{R_b}{L_b} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{R_c}{L_c} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_a} & \frac{1}{L_b} & \frac{1}{L_c} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_a - U_{san} \\ e_b - U_{sbn} \\ e_c - U_{scn} \end{bmatrix} \quad (2.16)$$

### II.3.3 Modélisation de la charge

Le schéma électrique figure II.12 montre les éléments présent à la sortie du redresseur

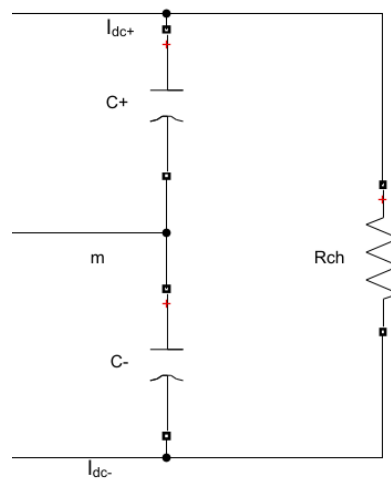


Figure II.12 Schéma électrique de la charge

Et en exploitant la loi des nœuds on obtient :

$$\begin{cases} i_{c+} = i_{dc+} - i_{ch} \\ i_{c-} = i_{dc-} - i_{ch} \end{cases} \quad (2.17)$$

$$(2.18) \quad \begin{cases} \frac{dU_{dc+}}{dt} = \frac{1}{C_+} (i_{dc+} - i_{ch}) \\ \frac{dU_{dc-}}{dt} = \frac{1}{C_-} (i_{dc-} - i_{ch}) \end{cases}$$

$$i_{dc} = S_a i_a + S_b i_b + S_c i_c \quad (2.19)$$

$$C_+ = C_- \quad (2.20)$$

A partir de (2.20) on en déduit (2.21)

$$(2.21) \quad \begin{cases} i_{dc+} = i_{dc-} \\ U_{dc+} = U_{dc-} \end{cases}$$

$$i_{ch} = \frac{U_{dc+}}{R_{ch}} = \frac{U_{dc-}}{R_{ch}} \quad (2.22)$$

$$(2.23) \quad \begin{cases} \frac{dU_{dc+}}{dt} = \frac{1}{C_+} \left( (S_a i_a + S_b i_b + S_c i_c) - \frac{U_{dc+}}{R_{ch}} \right) \\ \frac{dU_{dc-}}{dt} = \frac{1}{C_-} \left( (S_a i_a + S_b i_b + S_c i_c) - \frac{U_{dc-}}{R_{ch}} \right) \end{cases}$$

$$(2.24) \quad \begin{bmatrix} C_+ \frac{dU_{dc+}}{dt} \\ C_- \frac{dU_{dc-}}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_a & S_b & S_c & \frac{-1}{R_{ch}} \\ S_a & S_b & S_c & \frac{-1}{R_{ch}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \\ U_{dc+} \end{bmatrix}$$

Le modèle du redresseur Vienna dans le référentiel triphasé (a, b, c) se résume sur la matrice ci-dessous

$$\begin{bmatrix} L_a \frac{di_a}{dt} \\ L_b \frac{di_b}{dt} \\ L_c \frac{di_c}{dt} \\ C_+ \frac{dU_{dc+}}{dt} \\ C_- \frac{dU_{dc-}}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -R_a & 0 & 0 & -\frac{2}{3}S_a + \frac{1}{3}S_b + \frac{1}{3}S_c & \frac{2}{3}S_a - \frac{1}{3}S_b - \frac{1}{3}S_c \\ 0 & -R_b & 0 & \frac{1}{3}S_a - \frac{2}{3}S_b + \frac{1}{3}S_c & -\frac{1}{3}S_a + \frac{2}{3}S_b - \frac{1}{3}S_c \\ 0 & 0 & -R_c & \frac{1}{3}S_a + \frac{1}{3}S_b - \frac{2}{3}S_c & -\frac{1}{3}S_a - \frac{1}{3}S_b + \frac{2}{3}S_c \\ & & & S_a & S_b & S_c & -\frac{1}{R_{ch}} & -\frac{1}{R_{ch}} \\ & & & -S_a & -S_b & -S_c & -\frac{1}{R_{ch}} & -\frac{1}{R_{ch}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \\ U_{dc+} \\ U_{dc-} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} U_{an} \\ U_{bn} \\ U_{cn} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}$$

(2.25)

### II.3.4 Modèle en biphasé stationnaire (référentiel $\alpha\beta$ )

Le passage du référentiel triphasé en biphasé stationnaire se fait grâce à la transformée de Clark  $T_{ABC-\alpha\beta}$ .

$$T_{ABC-\alpha\beta} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \quad (2.26)$$

$$\begin{bmatrix} U_\alpha \\ U_\beta \end{bmatrix} = T_{ABC-\alpha\beta} \begin{bmatrix} U_{aN} \\ U_{bN} \\ U_{cN} \end{bmatrix} \quad (2.27)$$

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = T_{ABC-\alpha\beta} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (2.28)$$

$$\begin{bmatrix} S_\alpha \\ S_\beta \end{bmatrix} = T_{ABC-\alpha\beta} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad (2.29)$$

Ainsi on pourra décrire le fonctionnement du redresseur Vienna dans le repère  $\alpha\beta$  sous forme matricielle comme suit ;

$$\begin{bmatrix} L \frac{di_\alpha}{dt} \\ L \frac{di_\beta}{dt} \\ C \frac{dU_{dc}}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -R & 0 & -S_\alpha \\ 0 & -R & -S_\beta \\ S_\alpha & S_\beta & -\frac{1}{R} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ U_{DC} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} U_\alpha \\ U_\beta \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2.30)$$

Tel que  $C=C_+=C_-$  et  $L=L_a=L_b=L_c$

### II.3.5 Modèle en biphasé rotatif (référentiel dq)

A partir du modèle en biphasé stationnaire et à l'aide de la matrice de passe de Park nous déterminerons le modèle en biphasé rotatif

$$T_{\alpha\beta-dq} = \begin{bmatrix} \cos\theta & \sin\theta \\ -\sin\theta & \cos\theta \end{bmatrix} \quad (2.31)$$

$$\begin{bmatrix} U_d \\ U_q \end{bmatrix} = T_{\alpha\beta-dq} \begin{bmatrix} U_\alpha \\ U_\beta \end{bmatrix} \quad (2.32)$$

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = T_{\alpha\beta-dq} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (2.33)$$

$$\begin{bmatrix} S_d \\ S_q \end{bmatrix} = T_{\alpha\beta-dq} \begin{bmatrix} S_\alpha \\ S_\beta \end{bmatrix} \quad (2.34)$$

Tel que  $\theta$  est l'angle de rotation  $\theta = \omega t = 2\pi f$  ou

$$\begin{bmatrix} L \frac{di_d}{dt} \\ L \frac{di_q}{dt} \\ C \frac{dU_{dc}}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -R & \omega L & -S_d \\ -\omega L & -R & -S_q \\ S_d & S_q & -\frac{1}{R} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ U_{DC} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} U_d \\ U_q \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2.35)$$

Tel que  $U_{dc} = U_{dc+} = U_{dc-}$ .

## II.4 Conclusion

L'objet de ce chapitre est la présentation des éléments constituant le redresseur de Vienna, tout en montrant les différentes évolutions de ce dernier jusqu'à en arriver à la dernière structure qui est le redresseur de Vienna IV.

Pour mieux comprendre son principe de fonctionnement, une modélisation de ce dernier a été traduite par des équations mathématiques. Ainsi nous avons élaboré les différents modèles de transformations.

## Chapitre III Stratégies de commande du redresseur Vienna

### III.1 Introduction

Le présent chapitre sera dédié aux différentes commandes qui peuvent s'appliquer au redresseur Vienna tout en assurant une haute qualité d'énergie voir un facteur de puissance unitaire ainsi qu'un courant de forme quasi-sinusoïdale.

### III.2 Commandes de redresseurs triphasés

Une multitude de techniques de commande existant dont on cite ;

- Commande en courant (hystérésis) [11-30]
- Commande à tension orienté (VOC) [29]
- Commande à flux virtuel orienté (VFOC) [28]
- Commande directe de puissance (DPC) [9]

Les différentes stratégies de commande des ponts redresseurs à IGBT peuvent être regroupées dans le tableau suivant afin de montrer les avantages et inconvénients de chacune d'elles [31].

**Tableau III.1** Tableau comparatif entre différentes commandes

Technique	Avantages	Inconvénients
<b>VOC</b>	<p>Filtre d'entrée de conception plus facile.</p> <p>Stratégies avancées de PWM peuvent être utilisés.</p>	<p>Transformation de coordonnées et de découplage entre les composants actives et réactives est requise.</p> <p>Algorithme complexe.</p> <p>Facteur de puissance inférieur à celui des DPC.</p>
<b>DPC</b>		

	<p>Aucune boucle de courant de régulation.</p> <p>Bonne dynamique.</p> <p>Algorithme simple.</p> <p>Commande découplé de puissance active et réactive.</p> <p>Variables instantanées avec toutes les composantes harmoniques estimées (améliorer le facteur de puissance et d'efficacité).</p> <p>Très bon facteur de puissance.</p>	<p>Inductance élevée</p> <p>fréquence d'échantillonnage très élevée</p> <p>nécessite un microprocesseur très rapide.</p>
<b>VFOC</b>	<p>Fournit un contrôle amélioré de redresseur sous condition de tension non idéal.</p> <p>fréquence de commutation constante.</p> <p>fréquences d'échantillonnage et des inductances petites.</p> <p>Réponse très rapide.</p>	<p>Transformation de coordonnées et de découplage entre les composants actives et réactives est requise.</p> <p>Algorithme complexe.</p>
<b>Commande en courant</b>	<p>réponse dynamique rapide.</p> <p>bonne précision.</p> <p>robustesse.</p>	<p>Fréquence de commutation variable.</p>

Durant notre travail, trois commandes seront étudiées entre outre la commande en courant, la commande par modulation et régulation de courant et enfin la commande directe de puissance.

### III.2.1 Commande en courant

Aussi appelée commande par hystérésis, son utilisation est due à sa robustesse, sa simplicité de mise en œuvre et son indépendance des paramètres électriques et un temps de réponse rapide en régime dynamique. Le seul paramètre de régulation dans cette commande est la largeur de la bande d'hystérésis qui détermine l'erreur sur les courants et la fréquence de commutation.

### **III.2.1.1 Avantages et inconvénients de la commande hystérésis :**

Quant aux avantages :

- ❖ Robustesse et simplicité de mise en œuvre.
- ❖ Possède un temps de réponse rapide en régime dynamique.
- ❖ Une stabilité et une précision satisfaisante.
- ❖ Limitation automatique du courant.

Le seul paramètre de régulation dans cette commande est la largeur de la bande d'hystérésis qui détermine l'erreur sur les courants et la fréquence de commutation.

Quant aux inconvénients :

Le principal inconvénient de cette technique de modulation réside dans la fréquence du changement d'état des interrupteurs qui est fortement irrégulière et incontrôlable, ce qui génère un spectre d'harmonique étendu et très perturbé, donc difficilement filtrable. De ce fait, elle s'avère être mal perçue par les industrielles [32].

### **III.2.1.2 Principe de la commande par hystérésis**

Cette commande consiste à comparer les courants mesurés dans chaque phase à ceux imposés comme courants de références afin de limiter la variation de ces derniers dans une bande [19]

La comparaison entre les courants de phase et ceux de références se fait de façon permanente.

- ❖ Pour un courant mesuré qui est inférieur à celui de référence, la tension de sortie est forcée à sa valeur maximale pour que le courant croisse le plus vite possible.
- ❖ Pour un courant mesuré qui est supérieur à celui de référence, la tension de sortie est forcée à sa valeur minimale pour que le courant décroisse le plus vite possible.

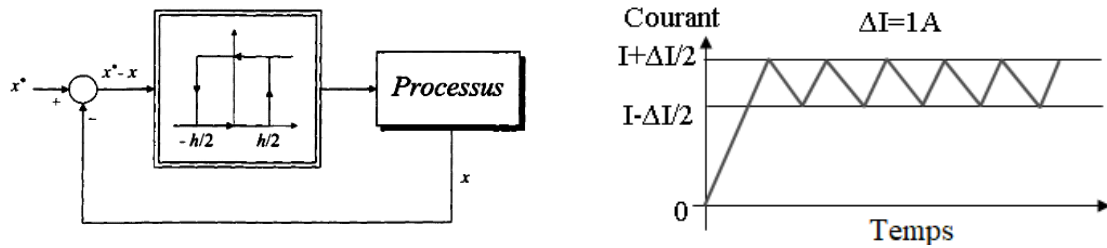


Figure III.1 Schéma fonctionnel du régulateur à hystérésis

### III.2.1.3 Résultats de la simulation

Tableau III.2 Paramètres de simulation de la commande en courant

Résistance de ligne	0.1 $\Omega$
Inductance de ligne	10 $10^{-3}$ H
Condensateur	1000 $10^{-6}$ F
$V_{source}$	230V
$R_{charge}$	110 $\Omega$
$V_{ref}$	Echelon passant de 500 à 1000 V a $t=0.5s$
Temps de simulation	1s

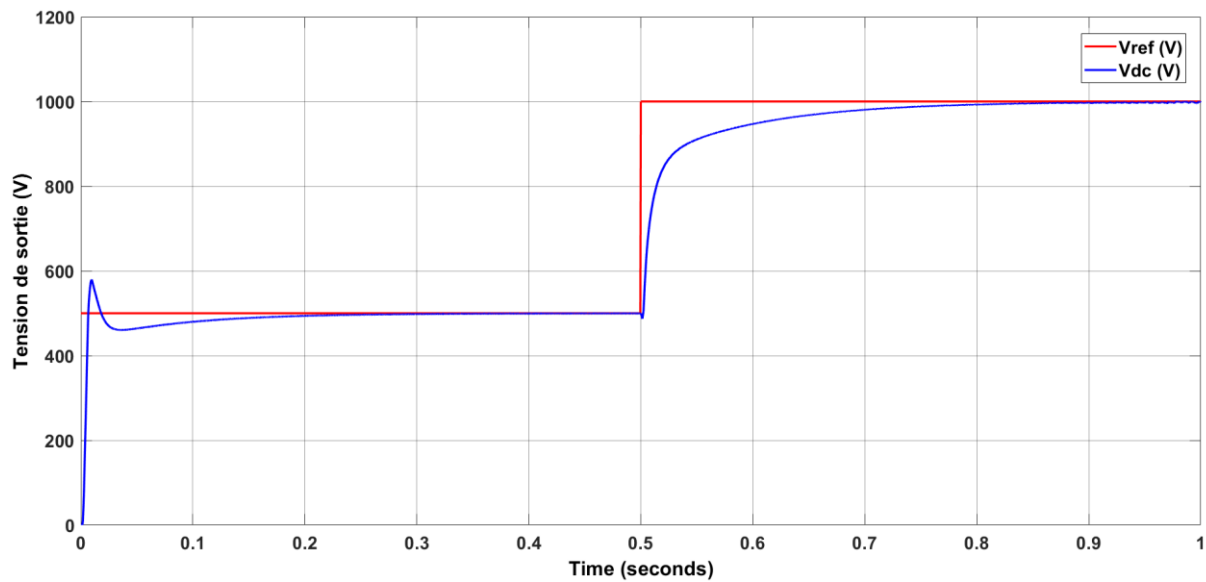
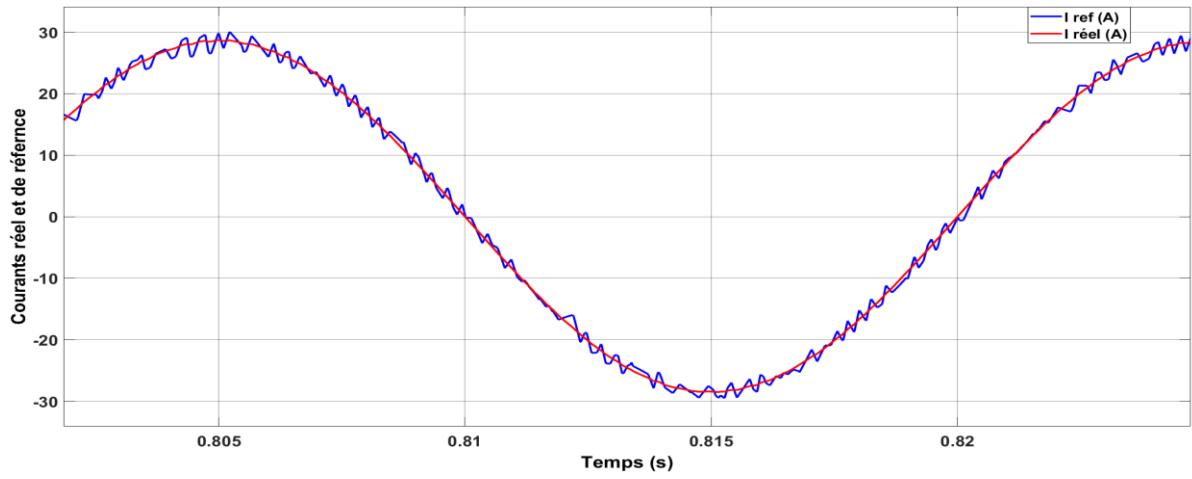
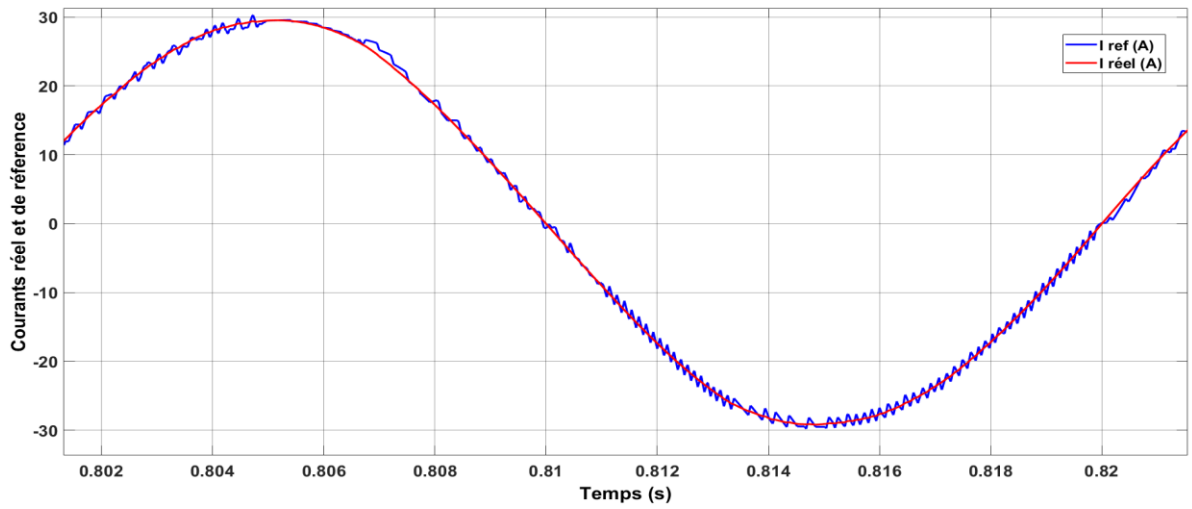


Figure III.2 Allure de la tension de sortie

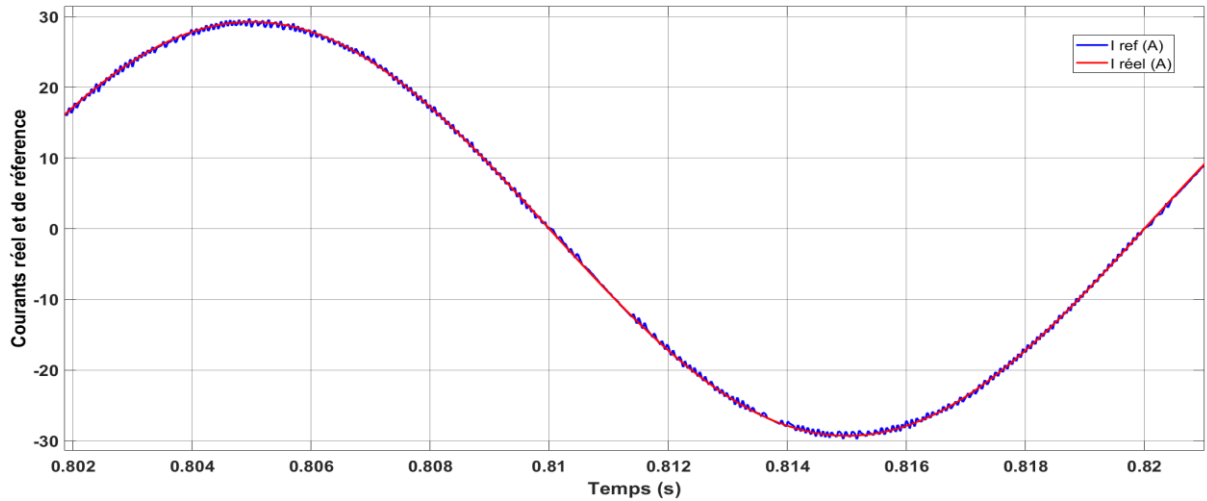




(a)



(b)



(c)

**Figure III.3** Allures du courant réel et de référence d'une phase pour (a) bande de 6.67% (b) bande de 3.33% (c) bande de 0.67%

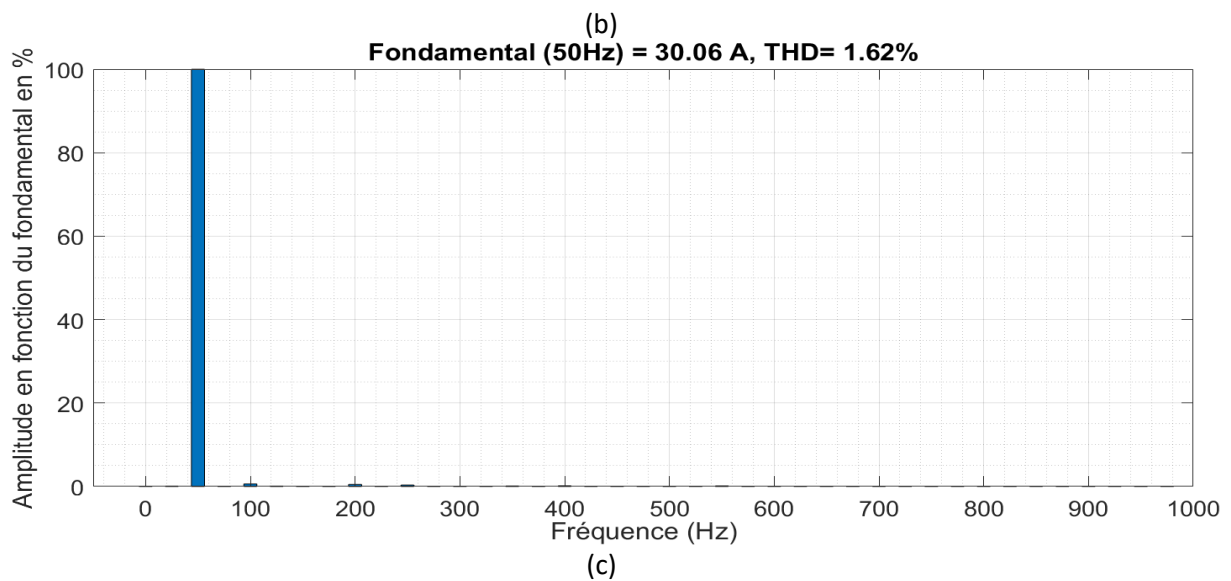
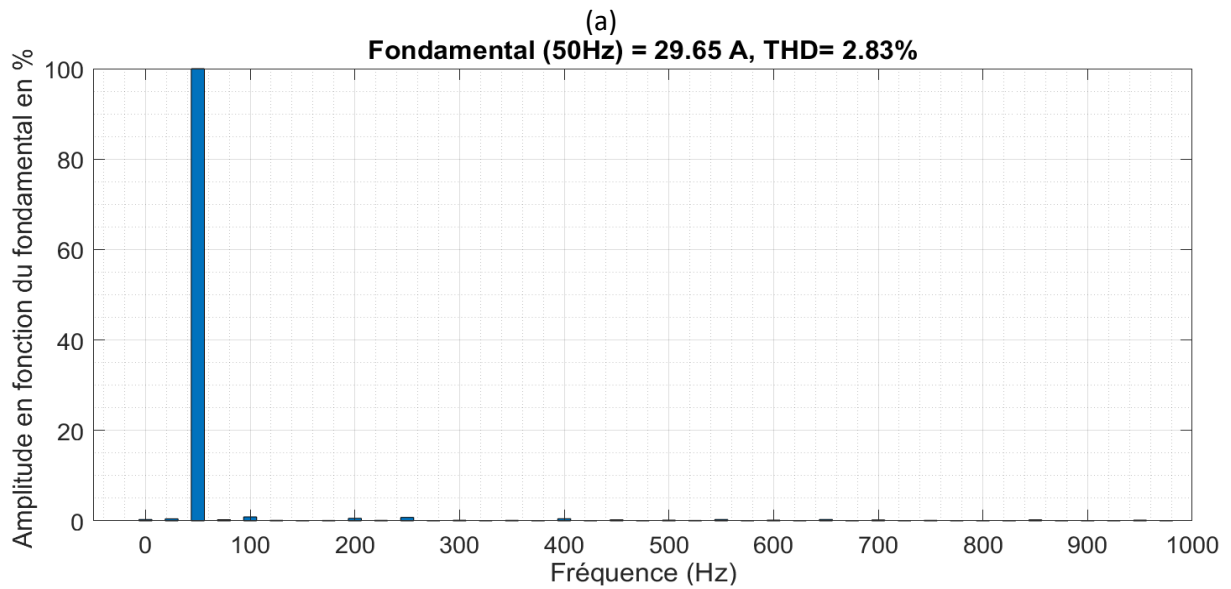
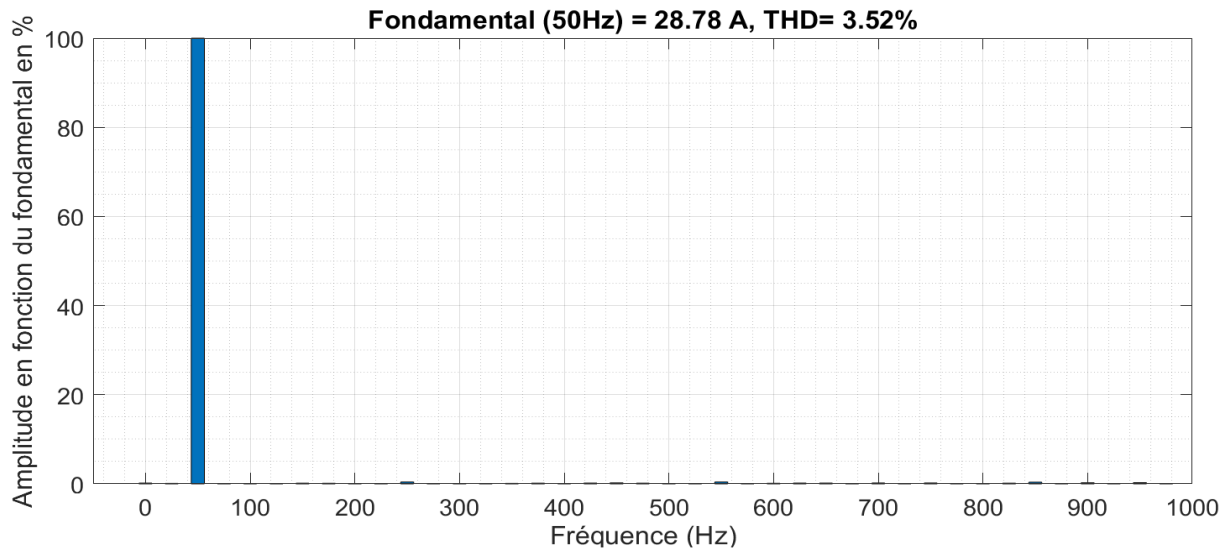


Figure III.4 Performance du redresseur Vienna avec une commande en courant (a) bande de 6.67 (b) bande de 3.33% (c) bande de 0.67%

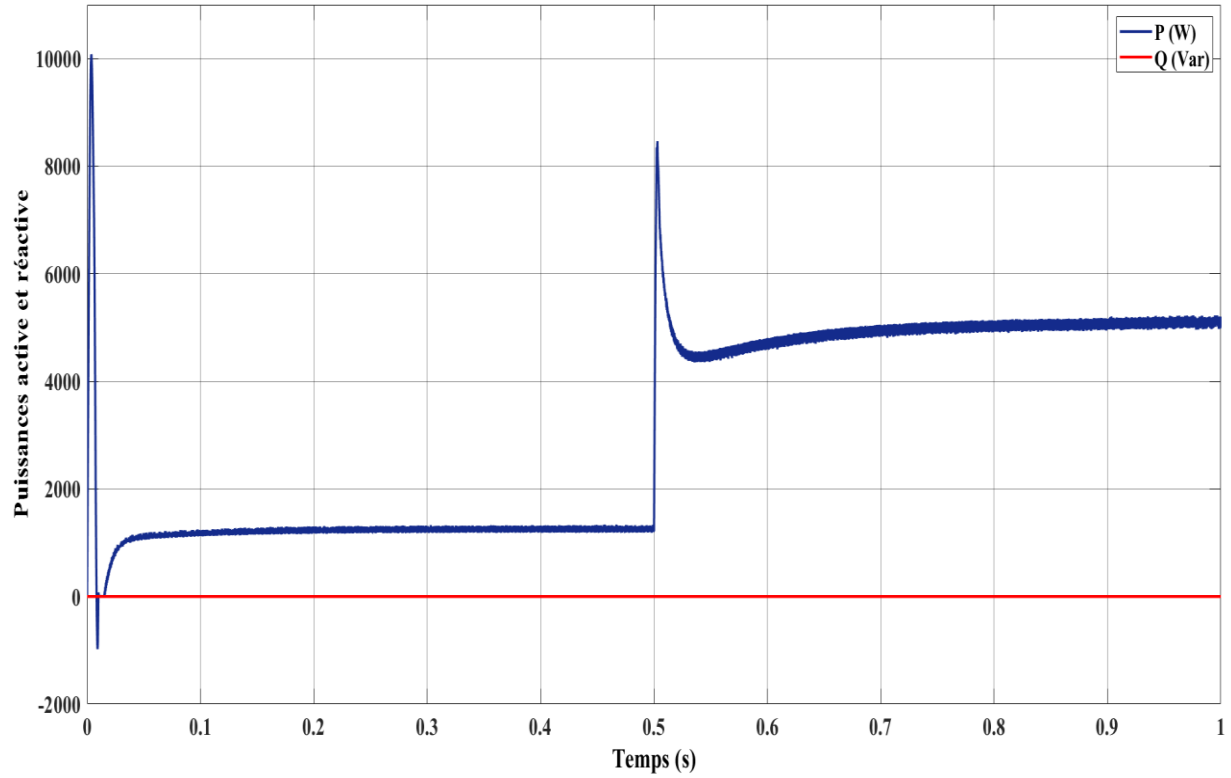


Figure III.5 Allures de la puissance active et réactive à l'entrée du convertisseur

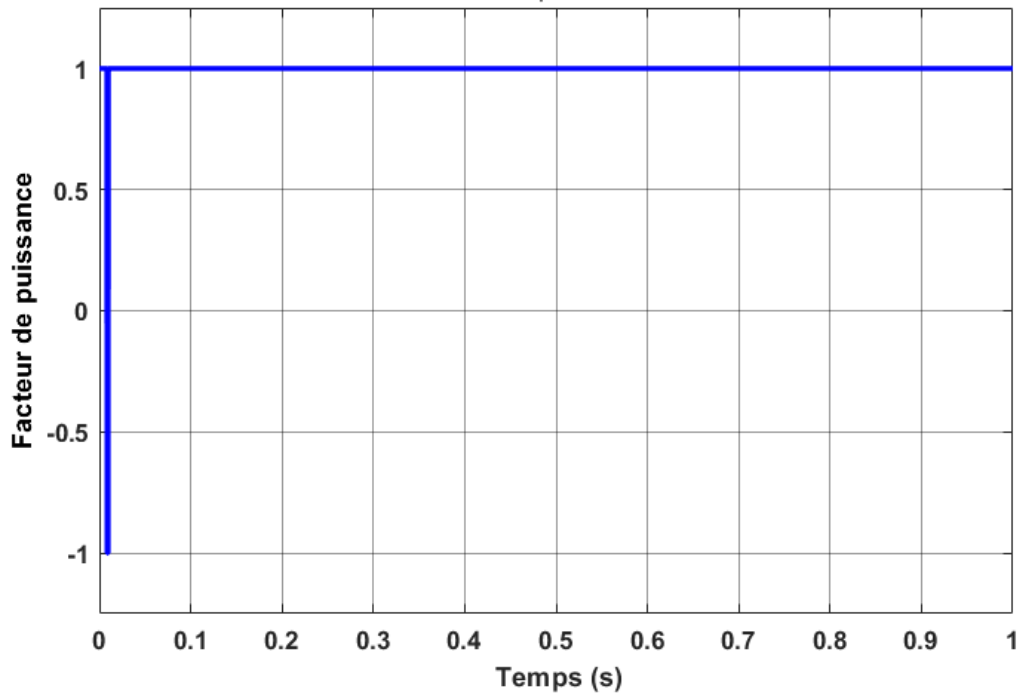


Figure III.6 Allure du facteur de puissance à l'entrée du convertisseur

**Tableau III.3** Bilan de puissance du redresseur Vienna avec une commande en courant

Commande Hystérésis	Bande de 6.67%	Bande de 3.33%	Bande de 0.67%
Puissance active (W)	4983	4979	5368
Puissance réactive (Var)	0	0	0
Puissance apparente (VA)	4983	4979	5368
Facteur de puissance	1	1	1
Puissance de la charge (W)	4531	4614	4456
Rendement (%)	0.9091	0.9266	0.8301

#### III.2.1.4 Interprétation des résultats

La commande par hystérésis du redresseur de vienne a été simulé à l'aide du logiciel Matlab/Simulink, ou nous avons effectué plusieurs simulations en faisant varier la bande d'hystérésis.

- ❖ La figure III.2 montre le résultat de simulation pour un réseau équilibré et de forme d'onde sinusoïdale. Nous remarquons que la tension du bus continu suit sa référence.
- ❖ Nous remarquons aussi que plus on diminue la bande d'hystérésis, plus la précision du suivie de la tension du bus continu à sa référence soit meilleur.
- ❖ les courants absorbés possèdent une forme d'onde quasi-sinusoïdale et sont en phase avec les tensions de ligne (THD=1.59%).
- ❖ Nous constatons d'après la figure III.3 que la variation des courants de ligne soit limitée dans les différentes bandes encadrant les courants des références supposées.

#### III.2.2 Commande par modulateur et régulateur de courant

Les techniques de modulation d'impulsion sont utilisées pour la commande encourant ou en tension des convertisseurs statique de puissance. Parmi ces techniques, on peut citer, la MLI naturelle, la MLI régulière symétrique, la MLI régulière asymétrique, la MLI à élimination d'harmoniques, la MLI à hystérésis.

Une comparaison de leurs principales performances a été faite dans [33] comme le montre le tableau III.4

**Tableau III.4** Comparaison de quelques techniques de modulation d'impulsion [33]

Technique de modulation	Symétrique, Asymétrique	Hystérésis
Fréquence de commutation	❖ Fixe	❖ Variable ❖ Dépend des paramètres du système
Comportement statique et dynamique	❖ Non optimale ❖ Dépend des paramètres du système	❖ Optimale ❖ Ne dépend pas des paramètres du système

Les MLI classiques (symétrique, asymétrique) sont souvent associées à des régulateurs de types linéaires. Ces derniers sont très sensibles à la variation des paramètres du système. Une solution est l'utilisation des régulateurs de types non-linéaires et l'un des plus répandus est le régulateur non-linéaire à MLI hystérésis. Cette dernière permet d'obtenir, au niveau de la boucle interne de courant, des propriétés de robustesse importantes et une dynamique plus rapide [33].

L'inconvénient, avec ce type de MLI, est la non maîtrise de la fréquence maximale de commutation des composants actifs commandables qui dépend fortement des paramètres du système qui sont parfois très mal connus. L'équation suivante montre la fréquence maximale de commutation [33].

$$f_m = \frac{V_{dc}}{4 * L * b} \quad (3.1)$$

Où  $V_{dc}$  est la tension du bus continu,  $b$  est la largeur d'hystérésis et  $L$  est l'inductance de la charge.

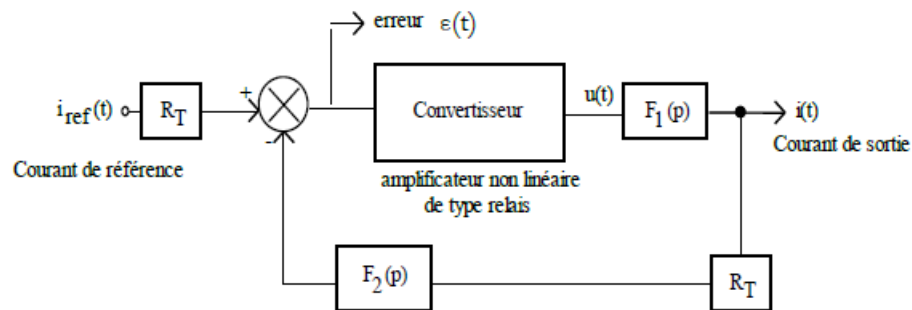
Afin de remédier à cela des améliorations ont été apportées dans [34] [35] [36]

Un régulateur auto-oscillant connu sous le nom de Modulateur Régulateur de Courant (MRC) a été développé au Laboratoire IREENA [37] et a fait l'objet d'un brevet [38]. Le MRC est un régulateur analogique à très haute dynamique (bande passante très large). Les performances de ce régulateur ont été montrées à travers plusieurs applications (convertisseurs DC/AC pour le contrôle du courant dans une charge inductive [39], convertisseurs AC/DC [32] et émulation des charges actives [33]. Son principe met en jeu deux fonctions de base : la

régulation du courant en basses fréquences et le contrôle de la fréquence de commutation en hautes fréquences. Son étude complète a été faite dans [37] [40] et les performances obtenues sont les suivantes :

- très grande dynamique (bande de passante très large),
- contrôle performant de la fréquence maximale de commutation,
- très faible sensibilité par rapport aux paramètres de la charge,
- bonne stabilité du MRC,
- faible THD au niveau des courants.

La Figure III.7 montre le synoptique de base du MRC. Dans le cadre du contrôle du courant d'une charge inductive alimenté par un convertisseur AC/DC



**Figure III.7** Synoptique de base du régulateur auto-oscillant (MRC) [40]

Les fonctions de transfert  $F_1(p)$  et  $F_2(p)$  sont données par [41]

$$F_1(p) = \frac{I(p)}{U(p)} = \frac{1}{R+Lp} = \frac{1}{R} \frac{1}{1+\tau p} \quad (3.2)$$

$$F_2(p) = \frac{1}{1+2\xi p\omega_0 + \frac{p^2}{\omega_0^2}} \quad (3.3)$$

Tel que « R » et « L » sont respectivement la résistance et l'inductance de la charge,  $\xi$  est le coefficient d'amortissement et  $\omega_0$  est la pulsation propre du filtre  $F_2(p)$ .

Les fonctions de transfert  $F_1(p)$ ,  $F_2(p)$  et  $RT$  représentent respectivement la fonction de transfert de la charge, la fonction de transfert d'un filtre passe-bas de second ordre et la fonction de transfert du capteur de courant. L'état du convertisseur dépend de l'erreur  $\varepsilon(t)$ .

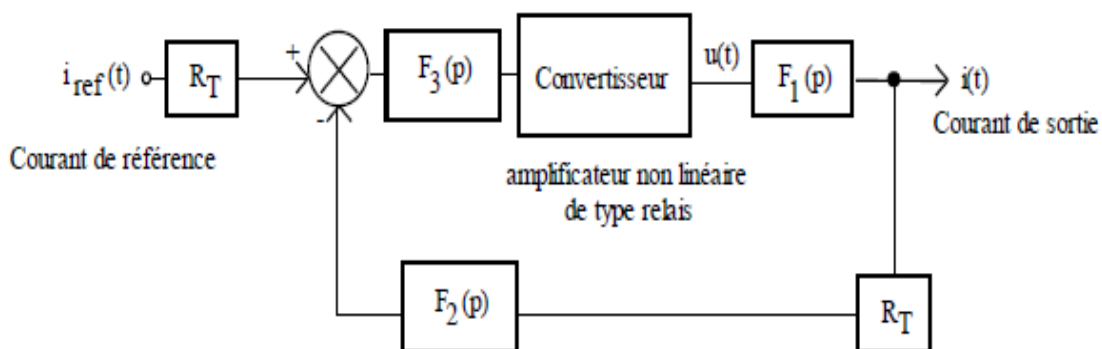
Si l'erreur  $\varepsilon(t)$  est positive, la sortie du convertisseur  $u(t)$  est positive. Si l'erreur  $\varepsilon(t)$  est négative, la sortie  $u(t)$  du convertisseur est négative. Le filtre  $F_2$  est calculé de telle sorte que le système entre volontairement en oscillation. La fréquence d'oscillation obtenue représente la fréquence maximale de commutation. Il a été montré que le système entre en oscillation lorsqu'une rotation de phase de  $-180^\circ$  est introduite par les filtres  $F_1(p)$  et  $F_2(p)$ .

La fréquence propre  $f_0$  du filtre  $F_2$  est supérieure à la fréquence de coupure du filtre  $F_1$  de telle sorte qu'à la fréquence d'oscillation, le déphasage introduit par ce dernier soit presque égal à  $-90^\circ$ . A la fréquence d'oscillation, le déphasage introduit par le filtre  $F_2$  est tout aussi proche de  $-90^\circ$ . Le détecteur d'erreur introduit une rotation de phase de  $180^\circ$  sur le signal à la sortie du filtre  $F_2$ . Par conséquent, le déphasage introduit par l'ensemble détecteur d'erreur et filtres est nul. En remplaçant le convertisseur par un amplificateur linéaire et en considérant son gain positif, il a été montré que l'expression de la fréquence d'oscillation peut se mettre sous la forme [41] [40].

$$\frac{f_{osc}}{f_0} = \sqrt{1 + \frac{2\xi}{\omega_0\tau}} = \sqrt{1 + \frac{f_c}{f_0}} \quad (3.4)$$

La fréquence propre du filtre  $F_2$  est très supérieure à la fréquence de coupure du filtre  $F_1$  (les constantes de temps électriques étant de l'ordre de la milliseconde). En conséquence, même si  $\xi$  n'est pas très faible (de l'ordre de 0.5 à 1) la fréquence d'oscillation est très proche de la fréquence propre du filtre  $F_2$ . En d'autres termes, une variation des paramètres de la charge n'a que très peu d'incidence sur la fréquence d'oscillation. Les résultats obtenus ont montré que dans le cas où le convertisseur est remplacé par un amplificateur non linéaire de type relais, la fréquence propre du filtre  $F_2$  bride la fréquence maximale de commutation de l'étape non linéaire [40].

Dans le cas où l'inductance de charge est très faible ou si la tension du bus continu est très faible, il existe une petite erreur statique entre la consigne et la mesure. Pour éliminer cette erreur statique, la valeur du gain de la chaîne directe est augmentée en basse fréquence en insérant dans la chaîne directe un filtre  $F_3$  comme montré par la Figure ci-dessous ;



**Figure III.8** Synoptique de base du régulateur auto-oscillant (MRC) avec correcteur d'erreur statique [40]

La fonction de transfert du filtre  $F_3$  est donnée par [41] [40]

$$F_3(p) = \frac{\tau_3 + \tau_2 p}{\tau_2 + \tau_3 p} \quad (3.5)$$

Le filtre  $F_3$  relève de 15 dB le gain en continu et ce sur une bande de quelques centaines de Hertz, ce qui est grandement suffisant pour toute application du génie électrique [41].

Tous les paramètres du modulateur ont été calculés et donnés dans [37]. Sa stabilité et sa linéarité ont été montrées dans [40]. La Figure III.9 montre la première version du Modulateur Régulateur de Courant réalisé où la fréquence propre du Filtre  $F_2$  pouvait être commandée.

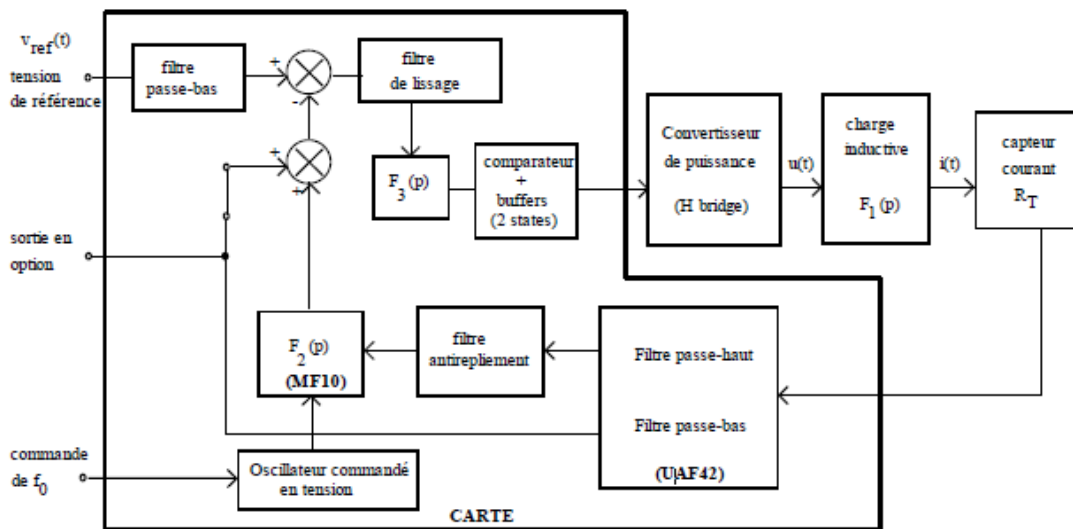


Figure III.9 Première version du MRC [40]

### III.2.2.1 Résultats de la simulation

Tableau III.5 Paramètre de simulation de la commande avec MRC

Résistance de la ligne	0.1 $\Omega$
Inductance de la ligne	10 $10^{-3}$ H
Condensateurs	1000 $10^{-6}$ F
Temps de simulation	1s
$V_{DCref}$	Echelon passant de 500 à 1000 V à $t=0.5$ s
Tension d'alimentation	230 V



Résistance de la charge	110Ω
Fréquence du filtre passe bas	20 kHz
Coefficient d'amortissement	0.707

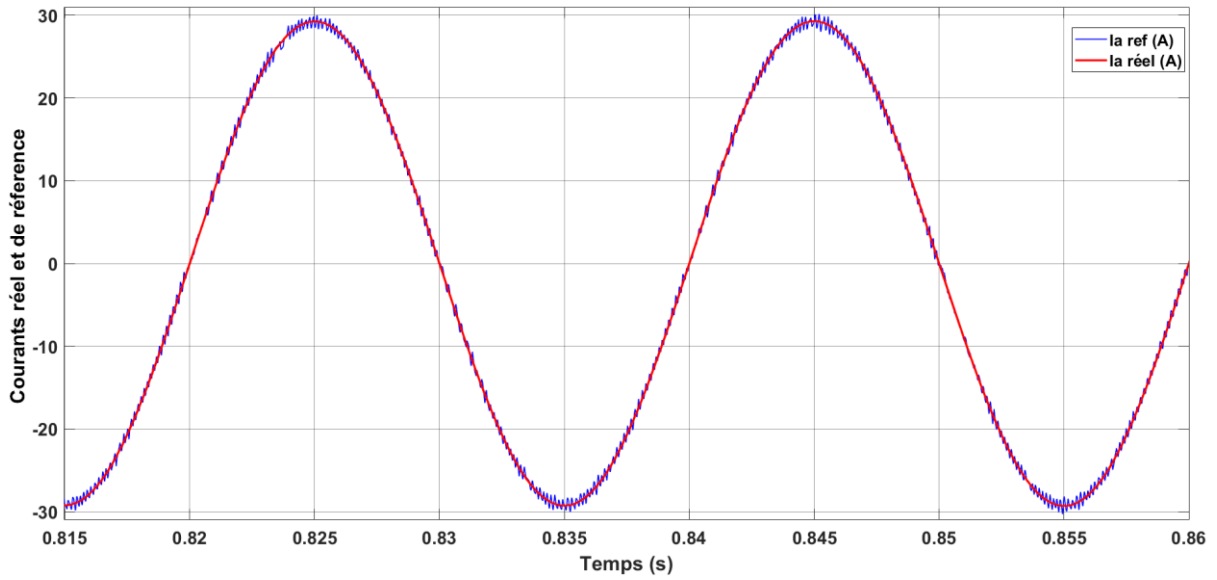


Figure III.10 Allures du courant réel et de référence d'une phase

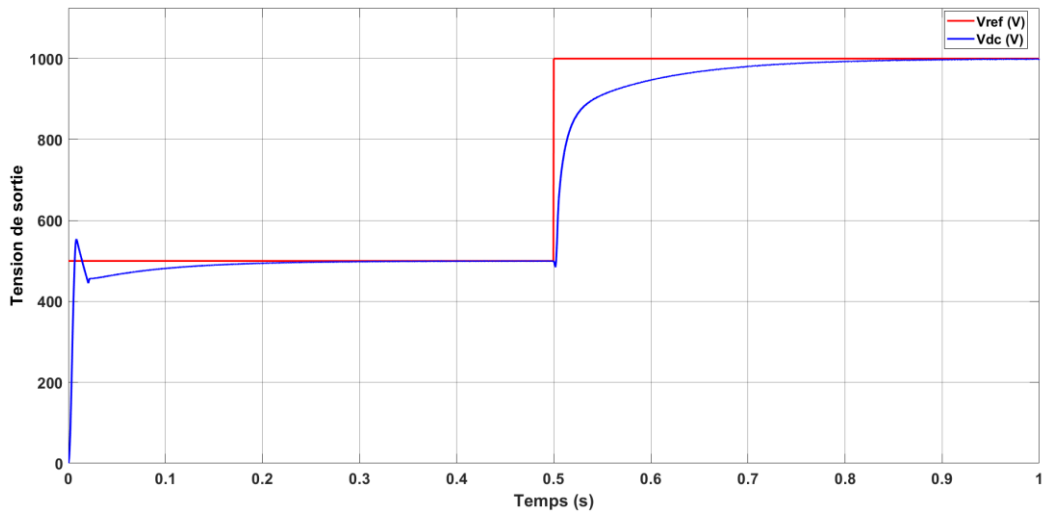


Figure III.11 Allure de la tension de sortie

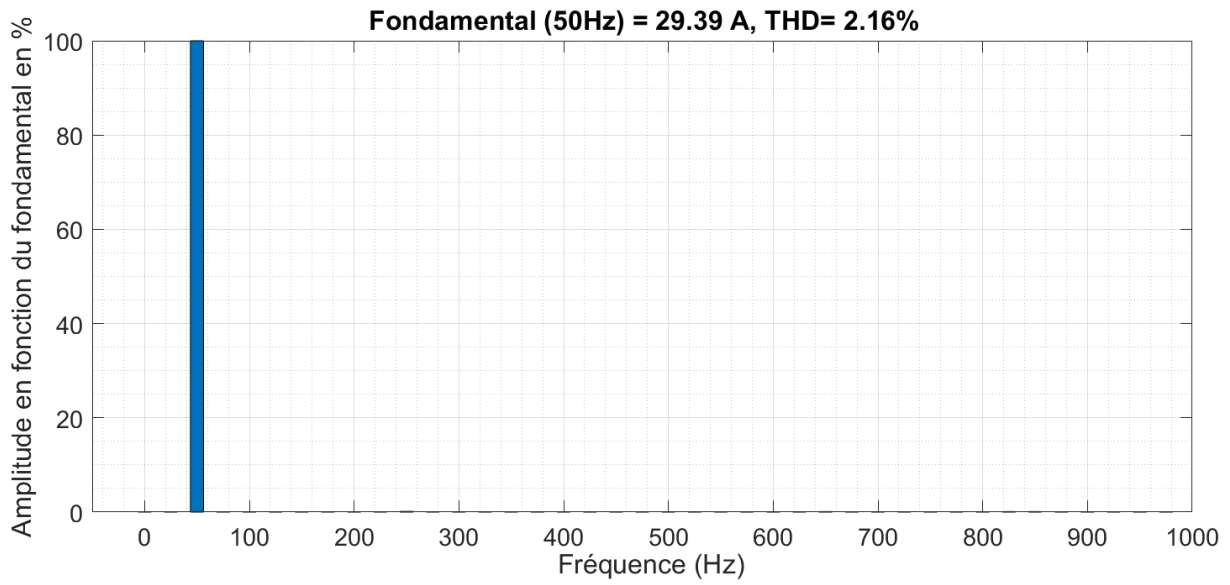


Figure III.12 Performance du redresseur Vienna avec un modulateur et régulateur de courant

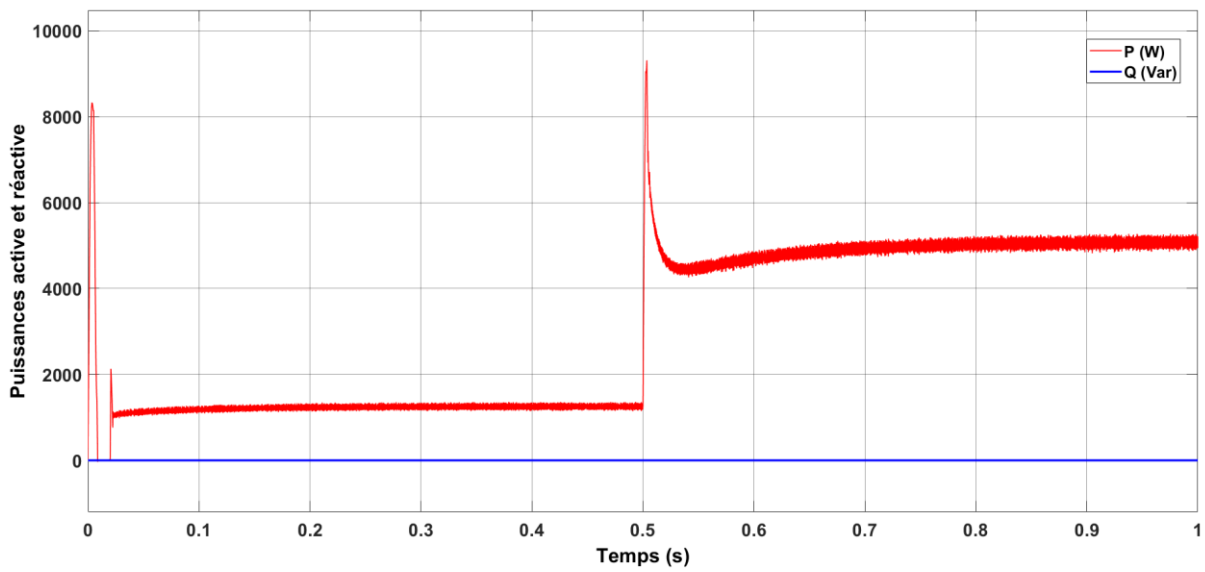


Figure III.13 Allures de la puissance active et réactive à l'entrée du convertisseur

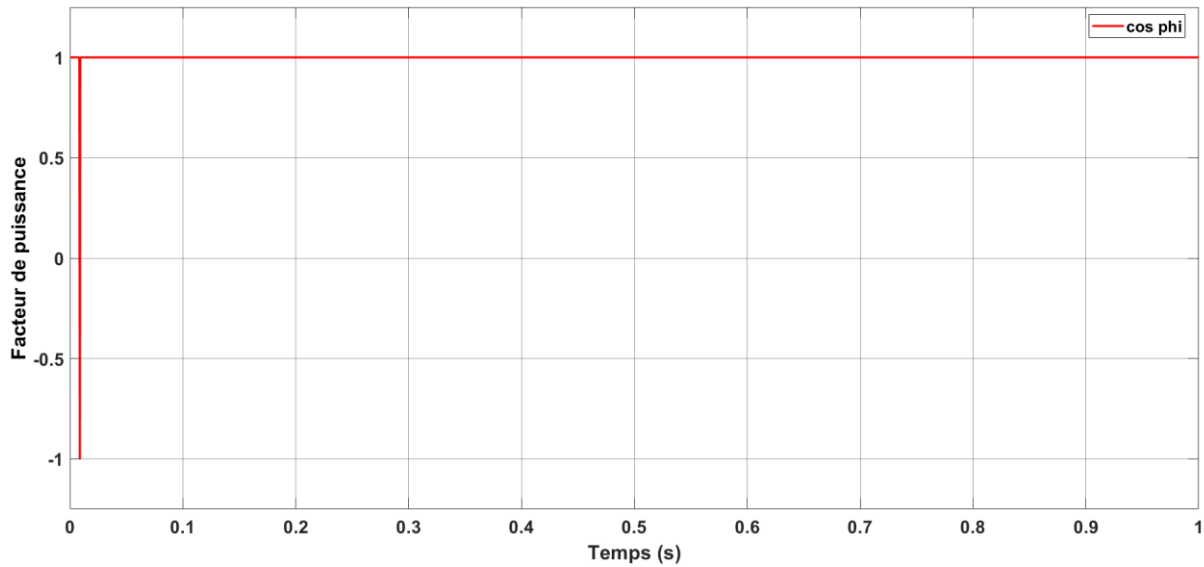


Figure III.14 Allure du facteur de puissance à l'entrée du convertisseur

Tableau III.6 Bilan de puissance d'une commande avec un modulateur et régulateur de courant

Bilan de puissance d'une commande avec modulateur et régulateur de courant	
Puissance active (W)	4979
Puissance réactive (Var)	0
Puissance apparente (VA)	4979
Facteur de puissance	1
Puissance de la charge (W)	4535
Rendement (%)	0.911

### III.2.2.1 Interprétations des résultats

L'avantage de cette commande réside sur le pouvoir de contrôle de la fréquence de commutation des interrupteurs en haute fréquence, contrairement à celle de la commande d'hystérésis qui est fortement irrégulière et incontrôlable, ce qui permet la maîtrise des pertes par commutation.

### **III.2.3 Commande direct en puissance**

A partir de la perspective de puissance d'un système de redressement, lorsque la tension cotée alternatif du redresseur est constante et si la puissance instantanée (puissance active et réactive) peut être commandé sur une certaine période par conséquent, le courant instantané (courant actif et réactif) du système sera en mesure d'être commandé. Cette stratégie de commande est nommée commande directe de puissance (DPC). De façon générale, la DPC consiste à un control permanent de la tension continue et des puissances instantanées cotée alternative en sélectionnant les états d'interrupteurs correspondants sur une table nommé table de commutation afin de générer les signaux de commande du redresseur permettant d'obtenir un redressement de haute qualité. Les avantages principaux de la DPC consistent en un facteur de puissance élevé qui peut être considéré unitaire, un THD réduit, algorithme de commande simple, et une bonne dynamique adaptative a la charge. Tout cela est très prometteur pour être appliquer sur le redresseur Vienna.

La clé de la DPC repose sur l'observation de l'évolution des puissances instantanées. Cette théorie a été proposé en 1980 par H.Akagi [48] et en 1990, une commande d'un convertisseur MLI à travers les puissances instantanées développer par T.Ohnishi, T.Noguchi [49].

#### **III.2.3.1 Principe de fonctionnement de la commande directe de puissance**

La DPC est résumée à partir de l'étude des variations des puissances instantanées active et réactive en assurant un contrôle simultané et précis de ces dernières.

La valeur de référence de la puissance réactive  $q_{ref}$  fixée à zéro pour un facteur de puissance égale à l'unité et la puissance active  $p_{ref}$  livré par la boucle externe de régulation de  $V_{DC}$  sont comparées aux valeurs estimées  $q$  et  $p$ .

Les sorties des comparateurs  $\partial_q$  et  $\partial_p$  sont utilisées par des contrôleurs à hystérésis de la puissance active et réactive, lesquelles fournissent les grandeurs  $d_p$  et  $d_q$  pour la génération des signaux de commande  $S_a$ ,  $S_b$  et  $S_c$  du redresseur de vienne à partir de la table de commutation.

La puissance active instantanée est définie comme étant le produit scalaire du vecteur de la tension instantanée et celui du courant instantané, la puissance réactive instantanée est le

produit vectoriel entre la tension instantanée et le courant instantané, leurs expressions sont les suivantes :

$$\begin{cases} p = \vec{u} \cdot \vec{i} = u_a i_a + u_b i_b + u_c i_c = |\vec{u}| |\vec{i}| \cos \varphi = |\vec{u}| |\vec{i}_p| \\ \bar{q} = \vec{u} \times \vec{i} = u_a^* i_a + u_b^* i_b + u_c^* i_c = |\vec{u}| |\vec{i}| \sin \varphi = |\vec{u}| |\vec{i}_p| \end{cases} \quad (3.6)$$

Tels que :

$$\begin{bmatrix} u_a^* \\ u_b^* \\ u_c^* \end{bmatrix} = \frac{1}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} u_c - u_b \\ U_a - u_c \\ u_b - u_a \end{bmatrix} \quad (3.7)$$

On peut écrire l'équation (3.6) sous forme d'une matrice :

$$\begin{bmatrix} p \\ q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} u_a & u_b & u_c \\ u_a^* & u_b^* & u_c^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (3.8)$$

Dans le repère virtuel biphasé ( $\alpha\beta$ )

$$\begin{bmatrix} p \\ q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} u & u_\beta \\ u_\beta & -u_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (3.9)$$

Dans le repère stationnaire biphasé (dq)

$$\begin{bmatrix} p \\ q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} u_d & u \\ u_q & -u_d \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} \quad (3.10)$$

En se basant sur le modèle mathématique du redresseur de vienne dans le repère stationnaire biphasé (dq), on peut écrire :

$$\begin{cases} L \frac{di_d}{dt} = e_d - U_d - Ri_d + \omega Li_q \\ L \frac{di_q}{dt} = e_q - U_q - Ri_q + \omega Li_d \end{cases} \quad (3.11)$$

En multipliant (3.11) par  $e_d$ , on trouve :

$$(3.12) \quad \begin{cases} L \frac{di_d e_d}{dt} = e_d (e_d - U_d - Ri_d + \omega Li_q) \\ L \frac{di_q e_d}{dt} = e_d (e_q - U_q - Ri_q + \omega Li_d) \end{cases}$$

On pose  $L_{new} = \frac{L}{e_d}$  et  $R_{new} = \frac{R}{e_d}$  et on remplace (3.10) dans (3.12) on trouve (3.13):

$$(3.13) \quad \begin{cases} L_{new} \frac{dP}{dt} = e_d - U_d - R_{new} P + \omega L_{new} Q \\ L_{new} \frac{dQ}{dt} = e_q + R_{new} Q + \omega L_{new} P \end{cases}$$

L'équation (3.13) présente l'essence du contrôleur DPC. Ou le diagramme d'état de ce dernier est illustré dans la figure (III.15). Ou on voit clairement qu'il y a deux boucles de contrôles dans le système DPC. La première boucle est la boucle de tension continue externe. Ou cette dernière est comparée à la tension de référence  $U_{DC}^*$  et l'erreur de tension est utilisée pour générer la commande de courant  $i_{DC}^*$  via le régulateur (PI).

La structure globale du *DPC*, utilisant une table de commutation prédéfinie, appliqué au pont redresseur à *Vienna* est illustrée sur la figure III.15. Elle est analogue à celle du contrôle direct de couple (*DTC*) des machines à induction. Au lieu du couple et du flux statorique, c'est la puissance instantanée active et réactive qui sont les grandeurs contrôlées. Le principe du *DPC* consiste à sélectionner une séquence des ordres de commutation ( $S_a, S_b, S_c$ ) des semi-conducteurs constituant le redresseur à *MLI*, à partir d'une table de commutation. La sélection s'effectue sur la base des erreurs numérisées,  $S_p$  et  $S_q$ , entre les références des puissances active et réactive ( $P^*$  et  $q^*$ ) et les valeurs réelles ( $P$  et  $q$ ), fournies par deux comparateurs à hystérésis à deux niveaux, ainsi que sur la position angulaire du vecteur des tensions du réseau  $e_{\alpha\beta}$ . Pour ce dernier, le plan  $\alpha$ - $\beta$  est divisé en douze secteurs égaux de  $30^\circ$ , comme l'illustre le graphique de la figure III.16. Chacune des séquences de commande ( $S_a, S_b, S_c$ ) correspond à un vecteur de tension à l'entrée du redresseur



$P^*$ , est fournie par le régulateur  $PI$  de la tension du bus continu. Tandis que celle de la puissance réactive,  $q^*$ , provient de l'extérieur. Elle est imposée égale à zéro pour l'absorption de courants sinusoïdaux sous une tension de source de forme supposée sinusoïdale, afin d'assurer un fonctionnement du redresseur avec un facteur de puissance unitaire.

### **III.2.3.2 Détermination du secteur**

Du modèle de puissance du redresseur de vienne, nous pouvons savoir que les états de commutation sont différentes et ont une influence différentes sur la puissance active et réactive.

Il est possible de sélectionner les états de commutation appropriés pour régler ces dernières.

Pour ce faire, la phase du vecteur de tension du réseau est convertie en signal numérisé  $\theta_n$  (position angulaire). Le calcul de cette position nécessite la connaissance des composantes  $e_\alpha$  et  $e_\beta$ , qui peuvent être calculé à partir de la transformation des tensions du réseau du plan triphasé abc au plan stationnaire  $\alpha\beta$  :

$$\theta_n = \arctan\left(\frac{e_\alpha}{e_\beta}\right) \quad (3.14)$$

Pour déterminer les états de commutation optimale, le plan de travail ( $\alpha, \beta$ ) est divisé en 12 secteurs (figure3), ces derniers peuvent être déterminés par la relation suivante :

$$(n - 2) \frac{\pi}{6} < \theta_n < (n - 1) \frac{\pi}{6} \quad n = 1; \dots \dots 12 \quad (3.15)$$

Ou n est le numéro du secteur

### **III.2.3.3 Régulateur à hystérésis**

La grande simplicité de l'implémentation du comparateur à deux niveaux est derrière le choix de ce type de régulateur. Du plus, les considérations énergétiques sur le redresseur imposent un nombre restreint de commutations. Or, pour une même largeur d'hystérésis de contrôle, le comparateur à deux niveaux nécessitera un nombre moins élevé de commutations. [34,28].

La largeur de la bande des régulateurs à hystérésis a un effet considérable sur les performances du redresseur. En particulier, la distorsion du courant harmonique, et la fréquence de commutation moyenne du redresseur. Le contrôleur proposé dans la DPC c'est un régulateur à deux niveaux pour les puissances actives et réactive.



Les sorties des régulateurs à hystérésis données par les variables booléennes  $S_p$  et  $S_q$ , indiquent les dépassements supérieurs ou inférieurs des erreurs des puissances suivant la logique ci-dessous :

$$\begin{cases} P_{réf} - P > h_p & \text{si } S_p = 1 \\ P_{réf} - P < h_p & \text{si } S_p = 0 \\ Q_{réf} - Q > h_q & \text{si } S_q = 1 \\ Q_{réf} - Q < h_q & \text{si } S_q = 0 \end{cases} \quad (3.16)$$

Où  $h_p$  et  $h_q$  sont les écarts des régulateurs à hystérésis à deux niveaux.

### III.2.3.4 Table de commutation

Il existe une multitude table de commutation, Nous allons nous limiter à l'étude trois de ces dernières.

### III.2.3.5 Résultats de simulations

#### a) Première table de commutation

**Tableau III.7** Table de commutation utilisée dans la première simulation [50]

$S_p$	$S_q$	$\Theta_1$	$\Theta_2$	$\Theta_3$	$\Theta_4$	$\Theta_5$	$\Theta_6$	$\Theta_7$	$\Theta_8$	$\Theta_9$	$\Theta_{10}$	$\Theta_{11}$	$\Theta_{12}$
1	0	V <sub>4</sub>	V <sub>5</sub>	V <sub>5</sub>	V <sub>6</sub>	V <sub>6</sub>	V <sub>1</sub>	V <sub>1</sub>	V <sub>2</sub>	V <sub>2</sub>	V <sub>3</sub>	V <sub>3</sub>	V <sub>4</sub>
	1	V <sub>3</sub>	V <sub>4</sub>	V <sub>4</sub>	V <sub>5</sub>	V <sub>5</sub>	V <sub>6</sub>	V <sub>6</sub>	V <sub>1</sub>	V <sub>1</sub>	V <sub>2</sub>	V <sub>2</sub>	V <sub>3</sub>
0	0	V <sub>6</sub>	V <sub>1</sub>	V <sub>1</sub>	V <sub>2</sub>	V <sub>2</sub>	V <sub>3</sub>	V <sub>3</sub>	V <sub>4</sub>	V <sub>4</sub>	V <sub>5</sub>	V <sub>5</sub>	V <sub>6</sub>
	1	V <sub>1</sub>	V <sub>2</sub>	V <sub>2</sub>	V <sub>3</sub>	V <sub>3</sub>	V <sub>4</sub>	V <sub>4</sub>	V <sub>5</sub>	V <sub>5</sub>	V <sub>6</sub>	V <sub>6</sub>	V <sub>1</sub>

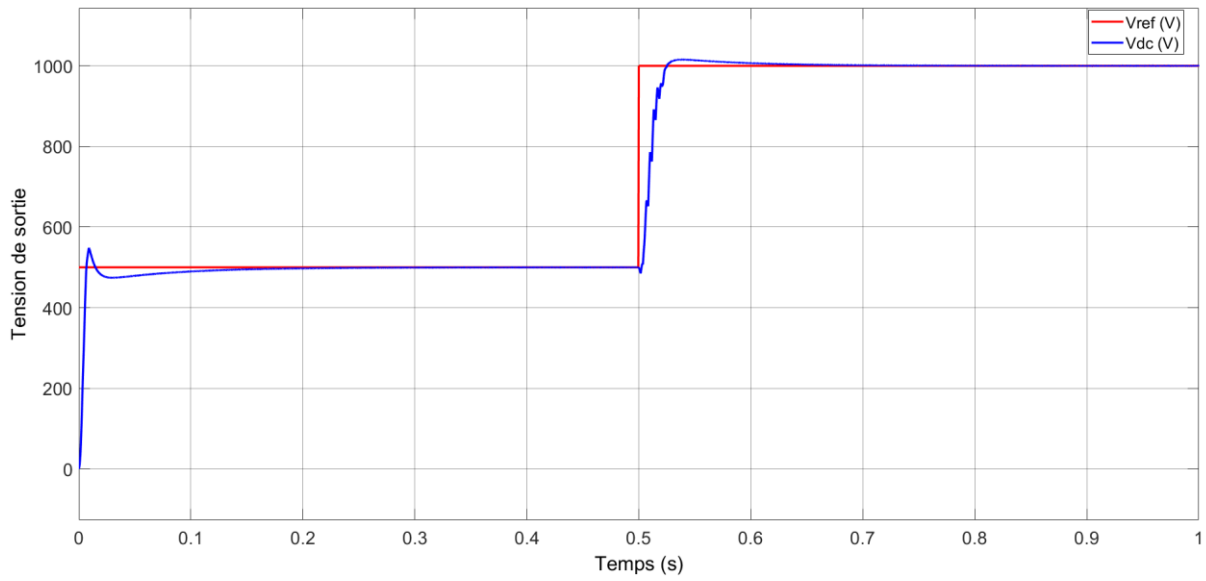


Figure III.17 Allure de la tension présente aux bornes de la charge

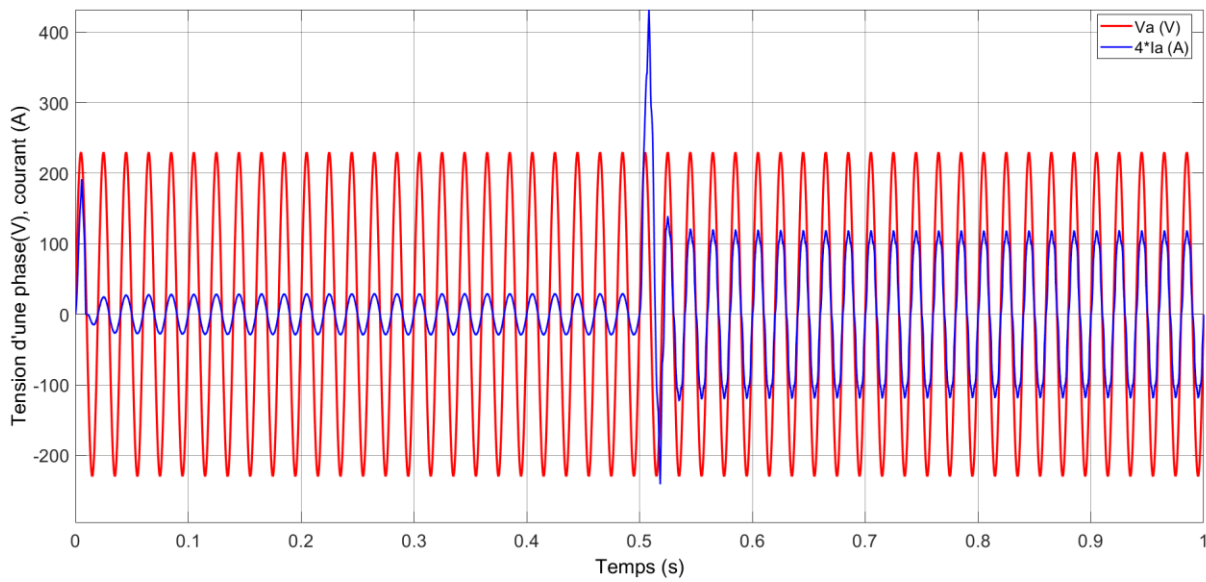
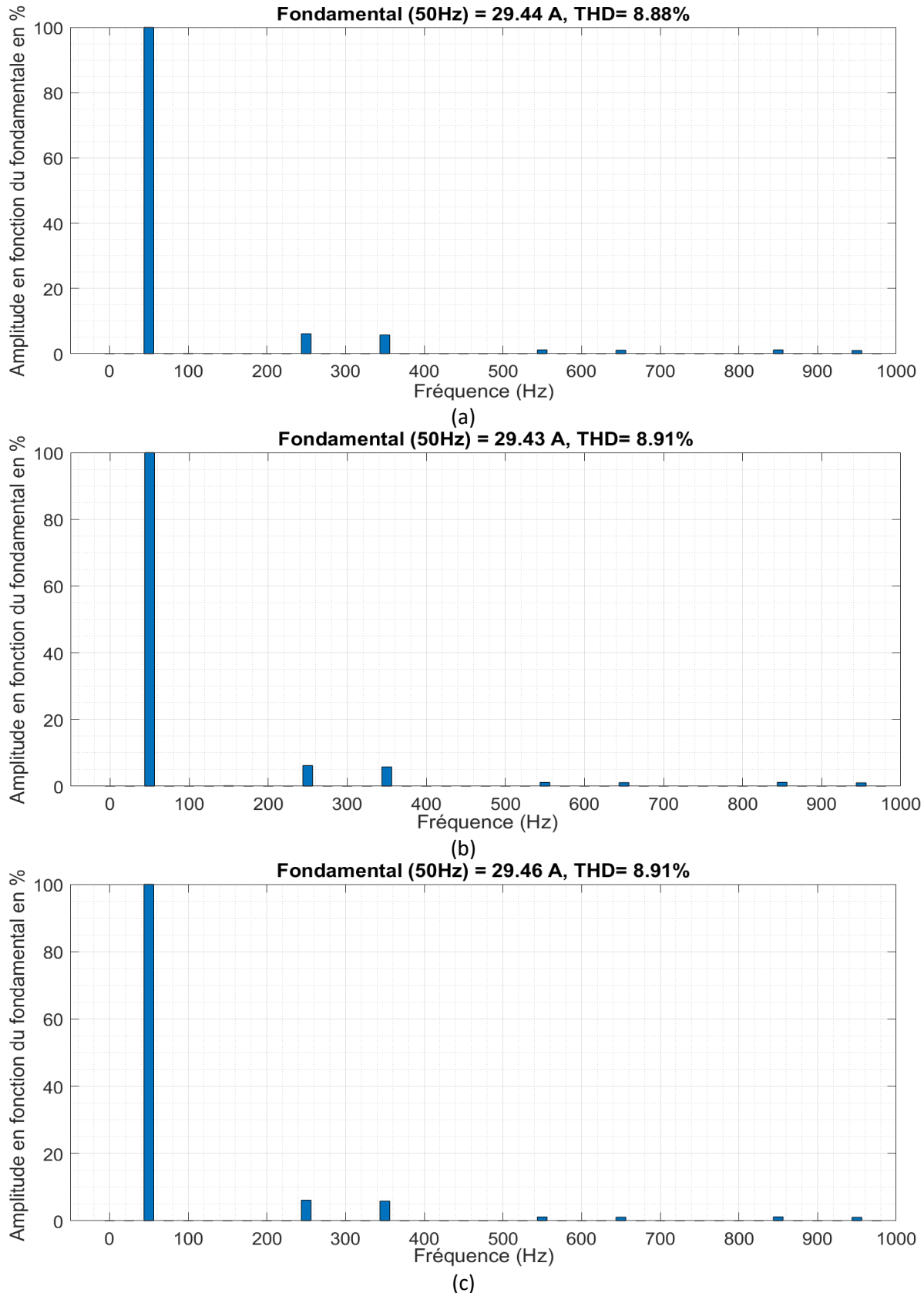


Figure III.18 Allures de la tension et courant présents dans une ligne du réseau



**Figure III.19** Performance du redresseur Vienna avec une commande en puissance (a) bande de 6.67% (b) bande de 3.33% (c) bande de 0.67%

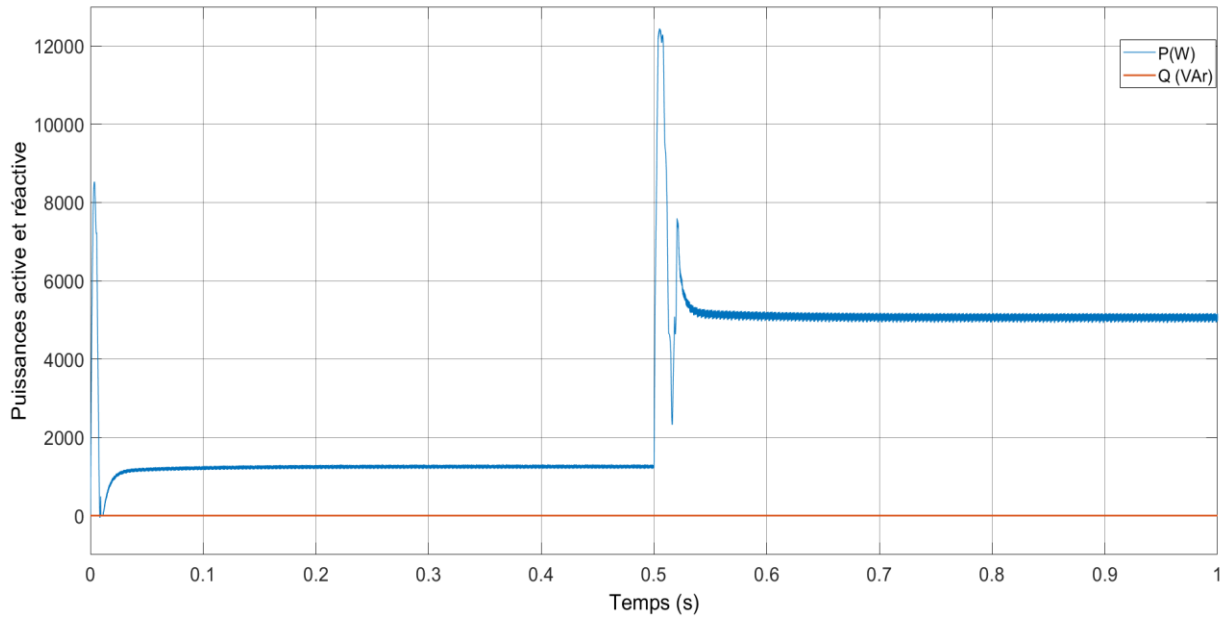


Figure III.20 Allures de la puissance active et réactive à l'entrée du convertisseur

Tableau III.8 Bilan de puissance de la première simulation

Commande Directe en puissance (Table 2)	Bande de 6.67%	Bande de 3.33%	Bande de 0.67%
Puissance active (W)	5162	5091	5066
Puissance réactive (Var)	0	0	0
Puissance apparente (VA)	5162	5091	5066
Facteur de puissance	1	1	1
Puissance de la charge (W)	4541	4544	4545
Rendement (%)	0.8797	0.8925	0.8971

b) Deuxième table de commutation

Tableau III.9 Table de commutation utilisée dans la deuxième simulation [9]

$S_p$	$S_q$	$\Theta_1$	$\Theta_2$	$\Theta_3$	$\Theta_4$	$\Theta_5$	$\Theta_6$	$\Theta_7$	$\Theta_8$	$\Theta_9$	$\Theta_{10}$	$\Theta_{11}$	$\Theta_{12}$
1	0	V <sub>5</sub>	V <sub>6</sub>	V <sub>6</sub>	V <sub>1</sub>	V <sub>1</sub>	V <sub>2</sub>	V <sub>2</sub>	V <sub>3</sub>	V <sub>3</sub>	V <sub>4</sub>	V <sub>4</sub>	V <sub>5</sub>
	1	V <sub>3</sub>	V <sub>4</sub>	V <sub>4</sub>	V <sub>5</sub>	V <sub>5</sub>	V <sub>6</sub>	V <sub>6</sub>	V <sub>1</sub>	V <sub>1</sub>	V <sub>2</sub>	V <sub>2</sub>	V <sub>3</sub>
0	0	V <sub>6</sub>	V <sub>1</sub>	V <sub>1</sub>	V <sub>2</sub>	V <sub>2</sub>	V <sub>3</sub>	V <sub>3</sub>	V <sub>4</sub>	V <sub>4</sub>	V <sub>5</sub>	V <sub>5</sub>	V <sub>6</sub>
	1	V <sub>1</sub>	V <sub>2</sub>	V <sub>2</sub>	V <sub>3</sub>	V <sub>3</sub>	V <sub>4</sub>	V <sub>4</sub>	V <sub>5</sub>	V <sub>5</sub>	V <sub>6</sub>	V <sub>6</sub>	V <sub>1</sub>

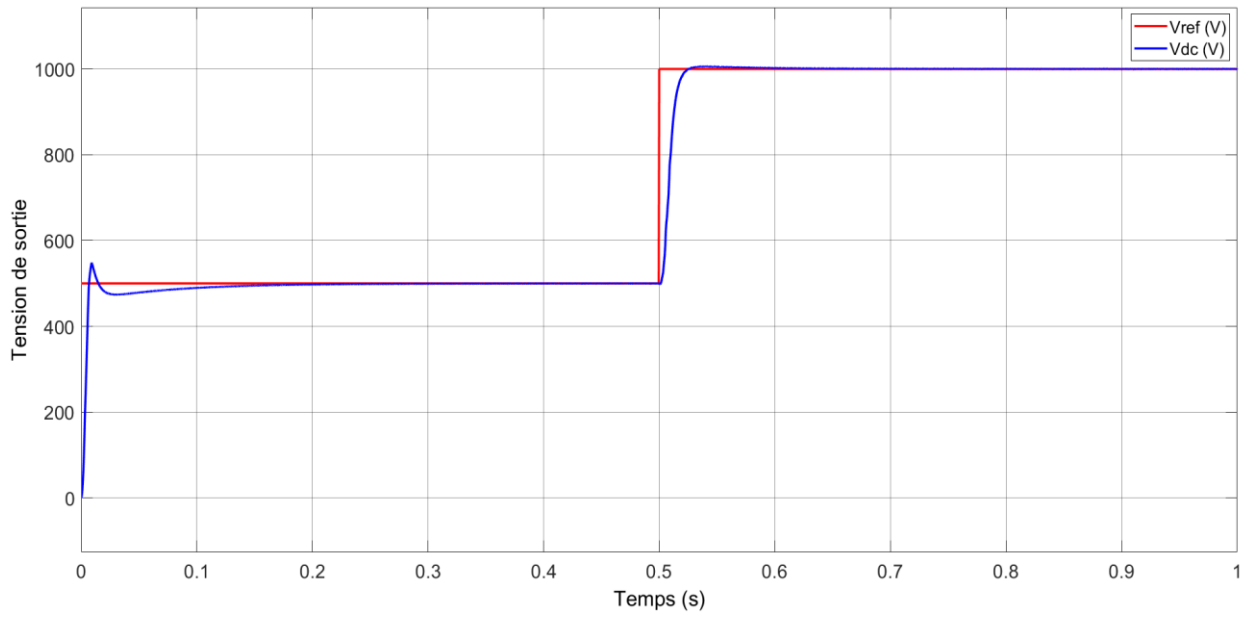


Figure III.21 Allure de la tension présente aux bornes de la charge

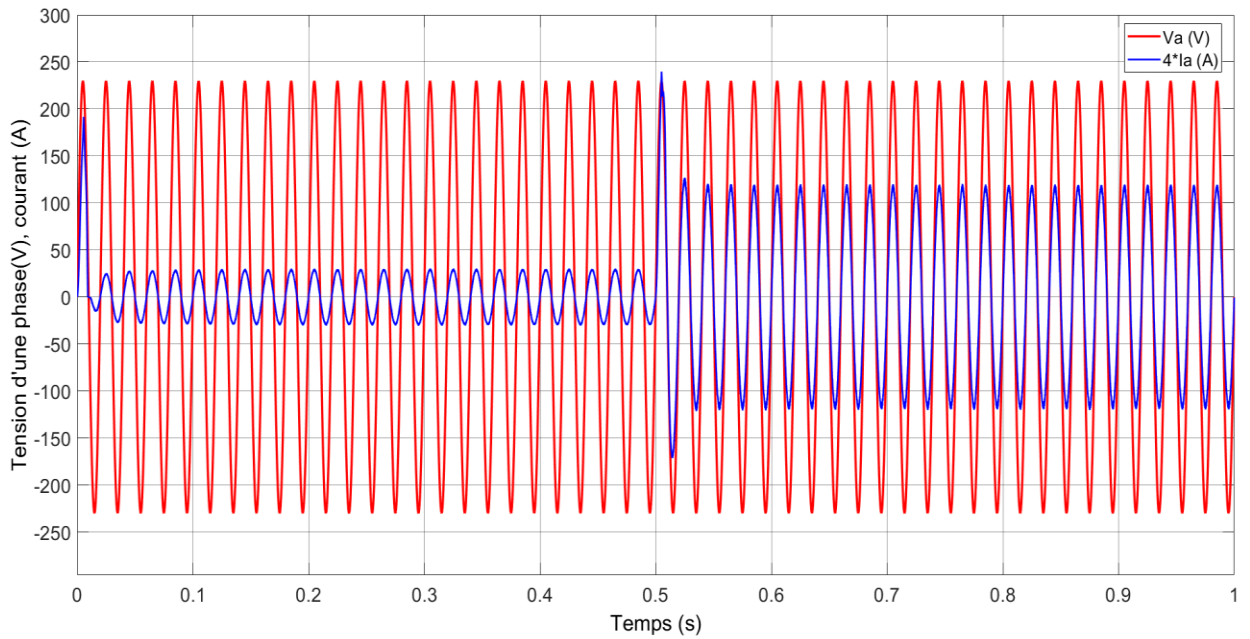


Figure III.22 Allures de la tension et courant présents dans une ligne du réseau

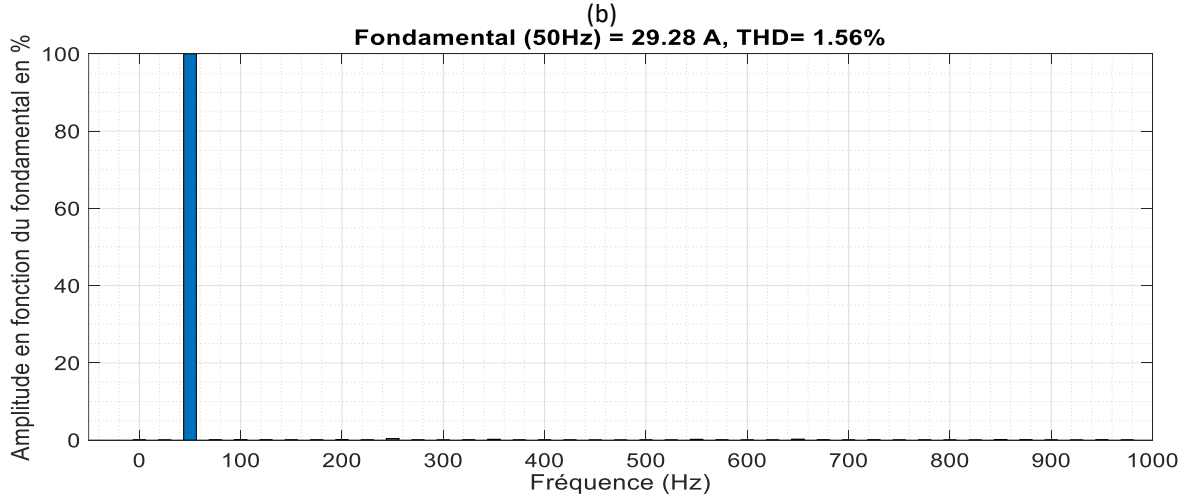
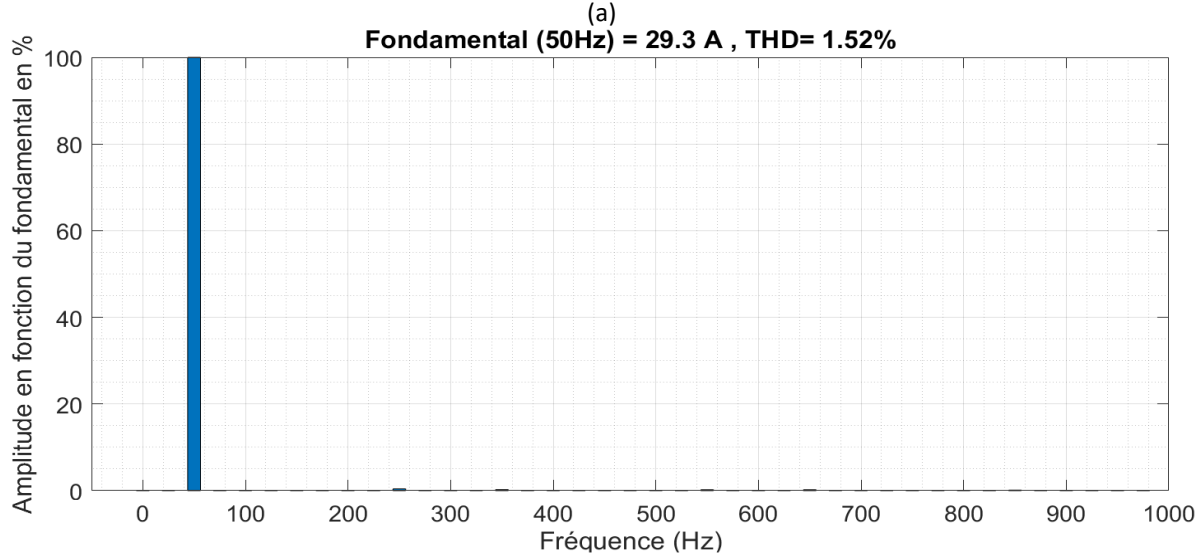
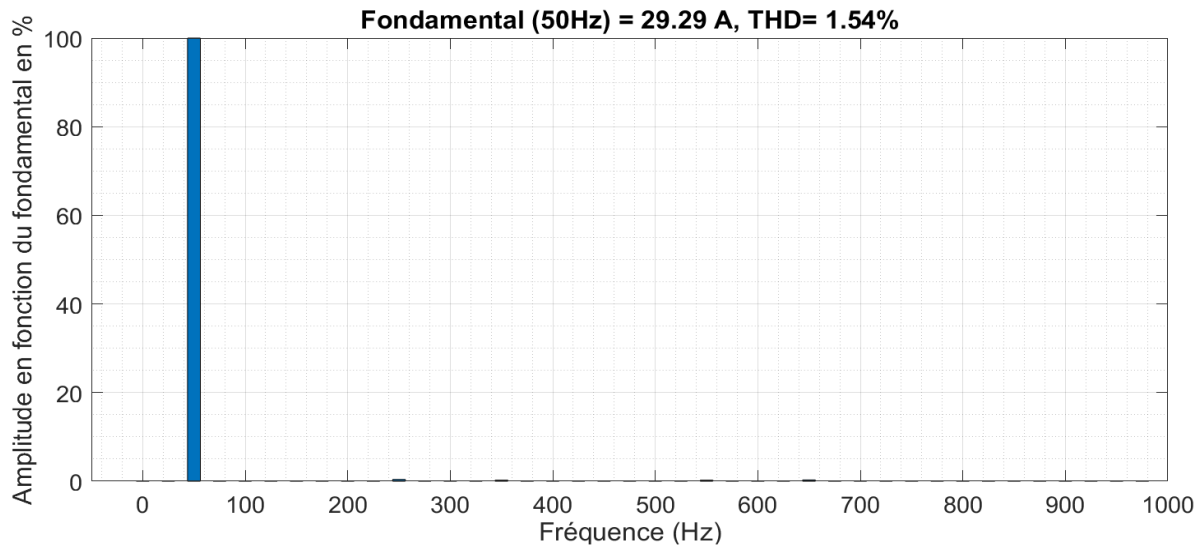
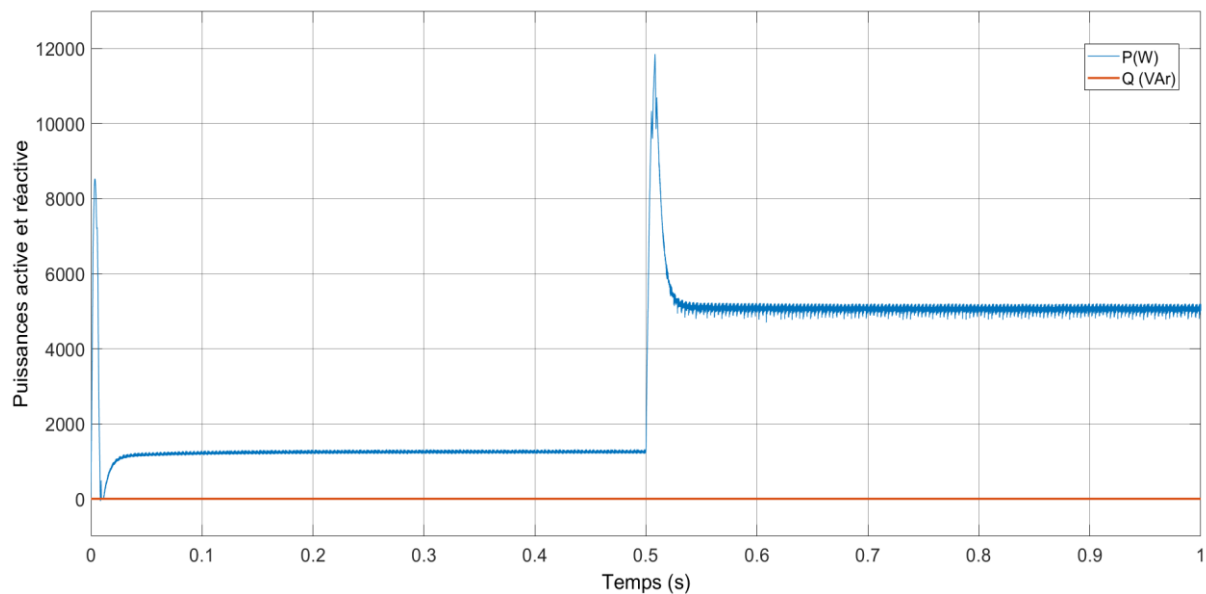


Figure III.23 Performance du redresseur Vienna avec une commande en puissance (a) bande de 6.67% (b) bande de 3.33% (c) bande de 0.67%

**Tableau III.10** Bilan de puissance de la deuxième simulation

Commande Directe en puissance (Table 1)	Bande de 6.67%	Bande de 3.33%	Bande de 0.67%
Puissance active (W)	5059	5010	5003
Puissance réactive (Var)	0	0	0
Puissance apparente (VA)	5059	5010	5003
Facteur de puissance	1	1	1
Puissance de la charge (W)	4544	4545	4546
Rendement (%)	0.8983	0.9072	0.9086



**Figure III 24** Allures de la puissance active et réactive à l'entrée du convertisseur

c) **Troisième table de commutation**

**Tableau III.11** Table de commutation utiliser dans la troisième simulation

$S_p$	$S_q$	$\Theta_1$	$\Theta_2$	$\Theta_3$	$\Theta_4$	$\Theta_5$	$\Theta_6$	$\Theta_7$	$\Theta_8$	$\Theta_9$	$\Theta_{10}$	$\Theta_{11}$	$\Theta_{12}$
1	0	V <sub>5</sub>	V <sub>5</sub>	V <sub>6</sub>	V <sub>6</sub>	V <sub>1</sub>	V <sub>1</sub>	V <sub>2</sub>	V <sub>2</sub>	V <sub>3</sub>	V <sub>3</sub>	V <sub>4</sub>	V <sub>4</sub>
	1	V <sub>3</sub>	V <sub>3</sub>	V <sub>4</sub>	V <sub>4</sub>	V <sub>5</sub>	V <sub>5</sub>	V <sub>6</sub>	V <sub>6</sub>	V <sub>1</sub>	V <sub>1</sub>	V <sub>2</sub>	V <sub>2</sub>
0	0	V <sub>6</sub>	V <sub>1</sub>	V <sub>1</sub>	V <sub>2</sub>	V <sub>2</sub>	V <sub>3</sub>	V <sub>3</sub>	V <sub>4</sub>	V <sub>4</sub>	V <sub>5</sub>	V <sub>5</sub>	V <sub>6</sub>
	1	V <sub>1</sub>	V <sub>2</sub>	V <sub>2</sub>	V <sub>3</sub>	V <sub>3</sub>	V <sub>4</sub>	V <sub>4</sub>	V <sub>5</sub>	V <sub>5</sub>	V <sub>6</sub>	V <sub>6</sub>	V <sub>1</sub>

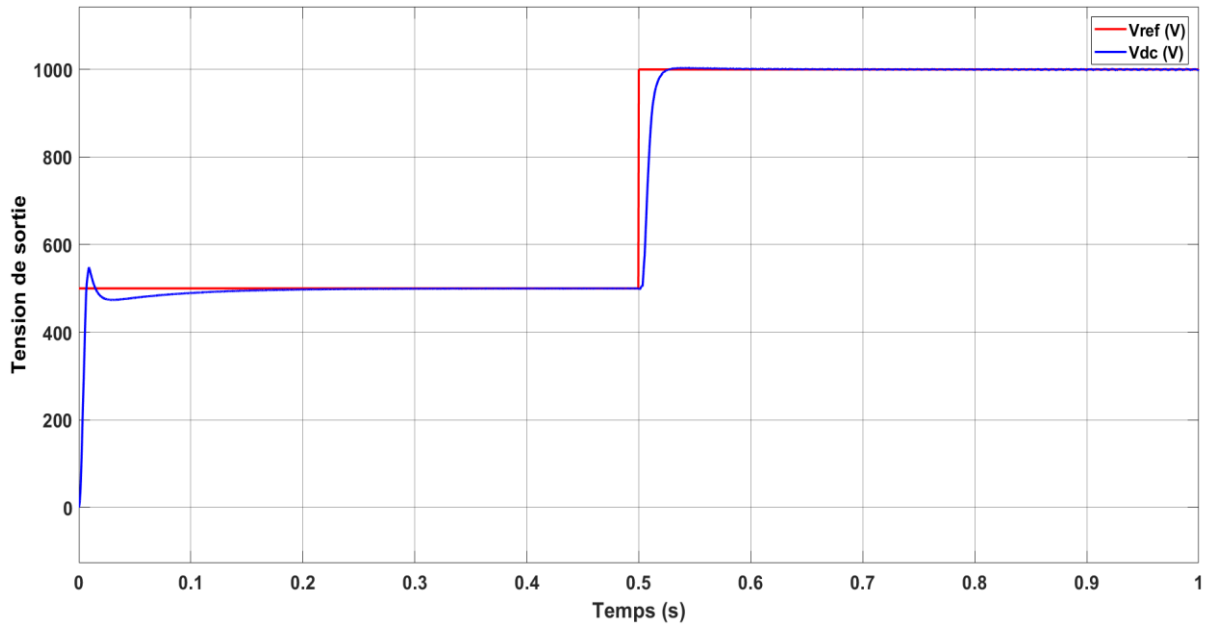


Figure III.25 Allure de la tension présente à la borne de la charge

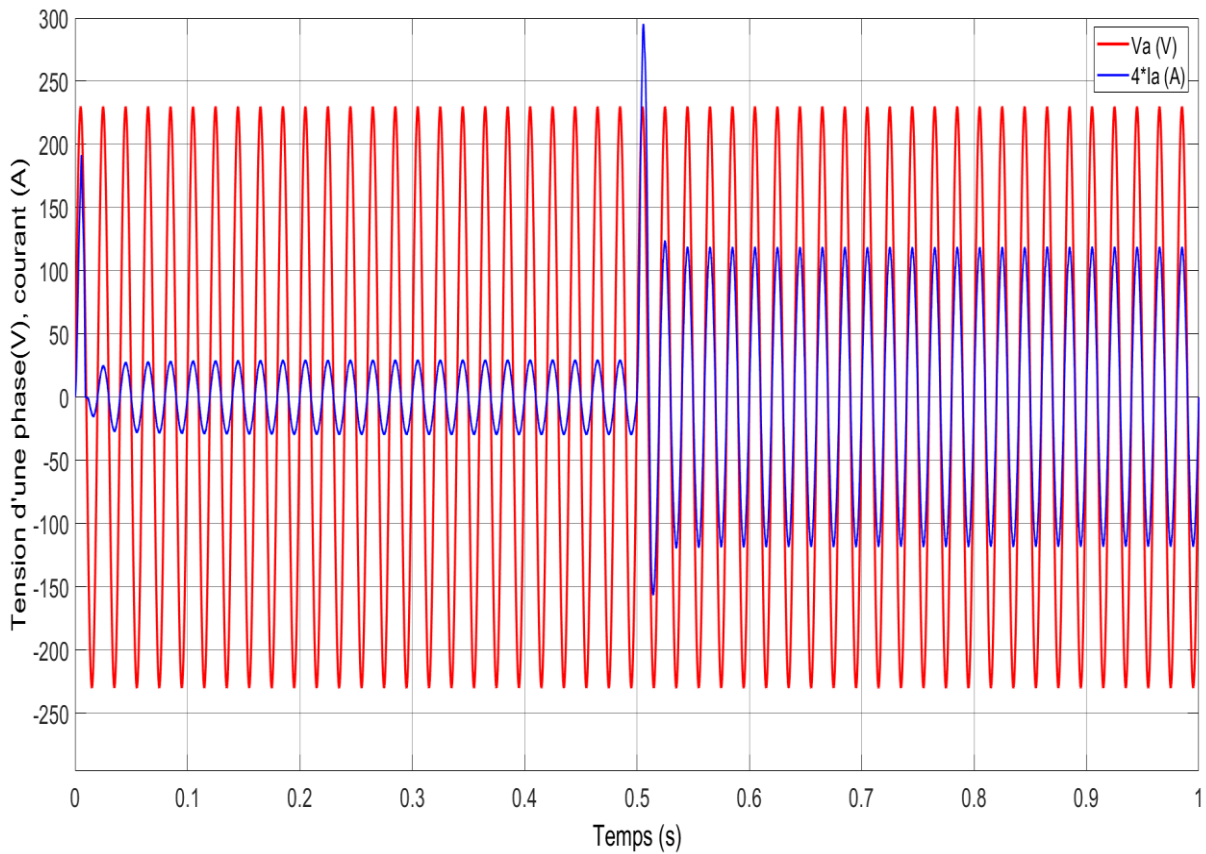


Figure III.26 Allures de la tension et courant présents dans une ligne du réseau



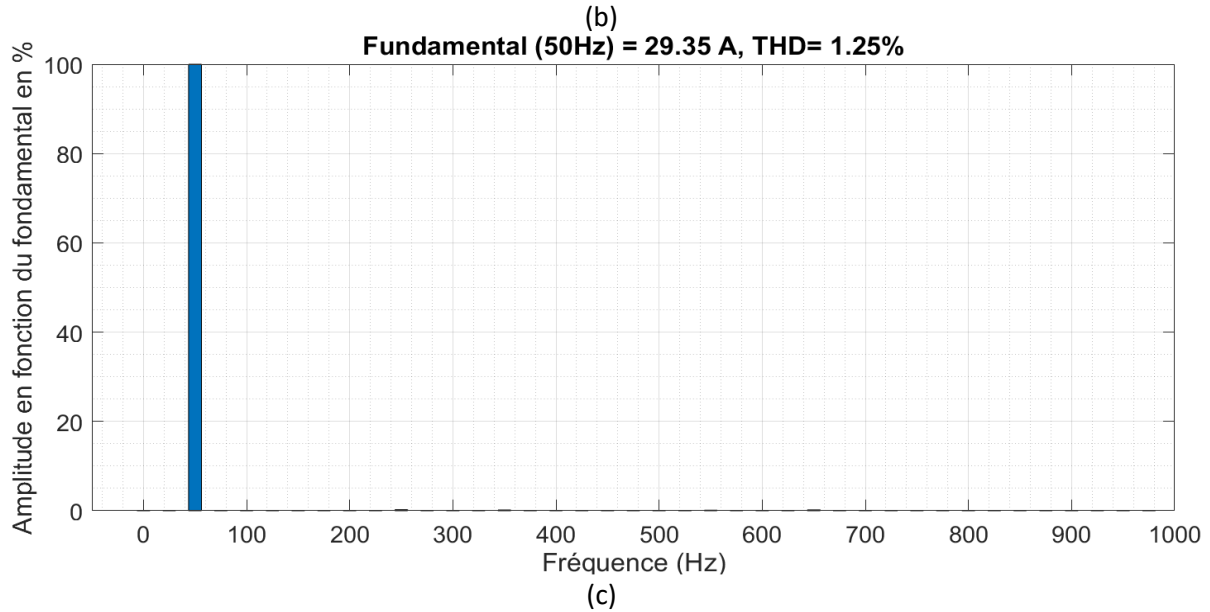
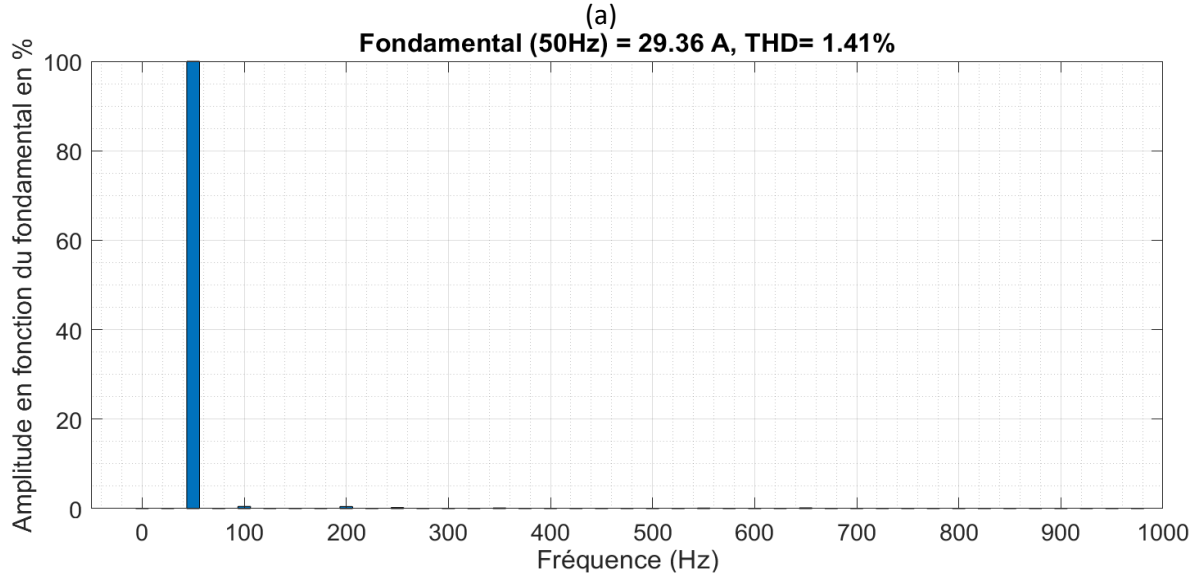
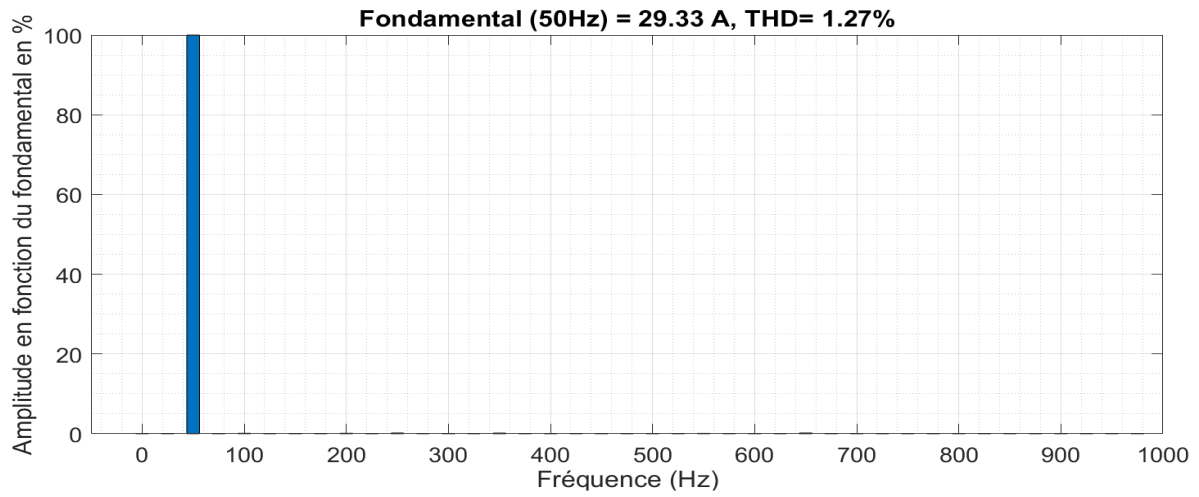
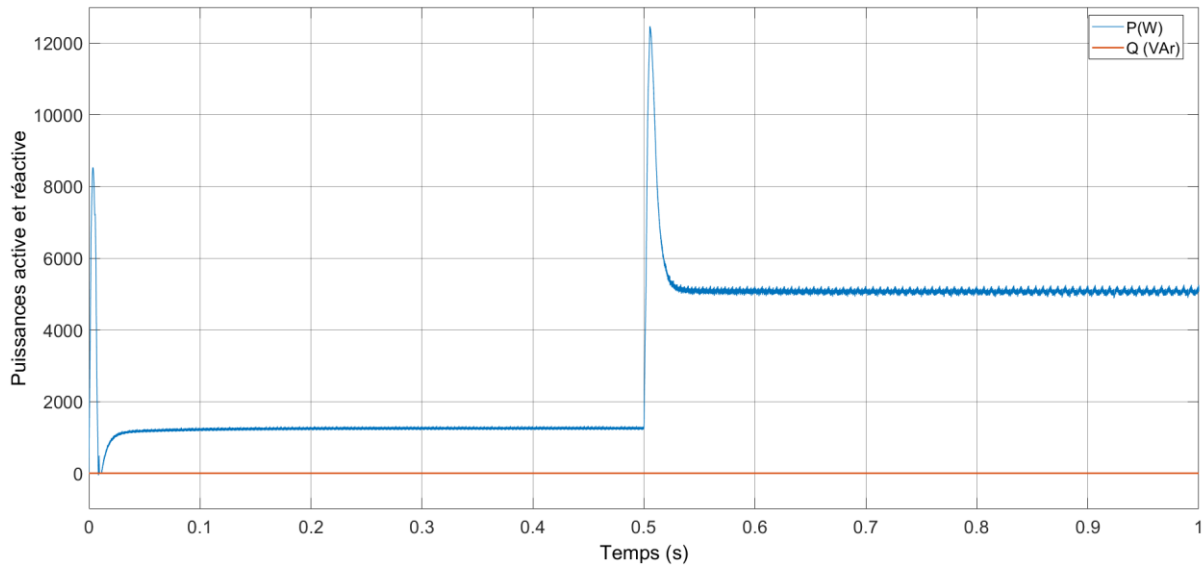


Figure III.27 Performance du redresseur Vienna avec une commande en puissance (a) bande de 6.67% (b) bande de 3.33%, (c) bande de 0.67%



**Figure III.28** Allures de la puissance active et réactive à l'entrée du convertisseur

**Tableau III.12** Bilan de puissance de la troisième simulation

Commande	Bande de 6.67%	Bande de 3.33%	Bande de 0.67%
Directe en puissance (Table 3)			
Puissance active (W)	5107	5204	5082
Puissance réactive (Var)	0	0	0
Puissance apparente (VA)	5107	5204	5082
Facteur de puissance	1	1	1
Puissance de la charge (W)	4544	4536	4542
Rendement (%)	0.8896	0.8716	0.8937

### **III.2.3.6 Interprétation des résultats**

Le contrôle direct de puissance du redresseur de vienne utilisant trois table de commutations (tableau III.7, tableau III.9 et tableau III.11), a été simulé sur la période complète de la tension du réseau à l'aide du logiciel Matlab/simulink, les paramètres électriques ainsi que les données de la commande sont identiques dans les trois tableaux précédents.

Les résultats des trois figures (figures III.17, III.21 et III.25), nous montrent que la tension du bus continu suit sa référence qui est un échelon passant de 500v à 1000v, mais d'une précision et stabilité différentes.

Nous avons remarqué que lorsqu'on a utilisé la première table (tableau III.7), le THD est plus élevé comme le montre (la figure III.19) qui est de l'ordre de 8.91%. Ceci est dû :

A un mauvais contrôle de la puissance active qui est constaté durant les secteurs impaires (1, 3, 5, 7,9 et 11) à cause de la sélection du même vecteur dans le cas d'une augmentation ( $S_p = 1$ ) et d'une diminution ( $S_q = 0$ ) comme le montre la première et la troisième ligne de la table de commutation (tableau III.7).

A un mauvais de contrôle de la puissance réactive durant les secteurs paires (2, 4, 6, 8,10 et 12), ceci s'explique par le choix du même vecteur nul (0 et 7) pour les deux cas ( $S_q = 1$  et  $S_q = 0$ ), d'après la première et la deuxième ligne de la table de commutation [tableau III.7 et tableau III.9].

D'après les figures (III.23 et III.27), nous avons obtenu un THD de l'ordre de 1.52% et 1.41% respectivement qui sont plus qu'acceptable. Ce qui fait que les deux tables de commutations (tableau III.9, tableau III.11 respectivement) assurent un contrôle précis des puissances actives et réactives dans tous les secteurs.

Les courants absorbés possèdent une forme d'onde quasi-sinusoïdale et sont en phase avec les tensions de lignes.

## **III.3 Comparaison entre les commandes étudiées**

Les performances (THD et rendement énergétique du redresseurs Vienna avec les commandes utilisées durant notre travail sont résumés dans le tableau III.13.

**Tableau III. 13** Tableau comparatif entre commandes utilisées

Commande	Taux de distorsion harmonique (THD) (%)	Rendement énergétique (%)
Hystérésis avec une bande de 6.67%	3.62	0.9091
Hystérésis avec une bande de 3.33%	2.79	0.9266
Hystérésis avec une bande de 0.67%	1.59	0.8301
Modulateur et régulateur de courant	2.16	0.911
DPC avec une bande de 6.67% (Table 1)	8.88	0.8797
DPC avec une bande de 3.33% (Table 1)	8.91	0.8925
DPC avec une bande de 0.67% (Table 1)	8.91	0.8971
DPC avec une bande de 6.67% (Table 2)	1.54	0.8983
DPC avec une bande de 3.33% (Table 2)	1.52	0.9072
DPC avec une bande de 0.67% (Table 2)	1.56	0.9086
DPC avec une bande de 6.67% (Table 3)	1.27	0.8896
DPC avec une bande de 3.33% (Table 3)	1.24	0.8716
DPC avec une bande de 0.67% (Table 3)	1.25	0.8937

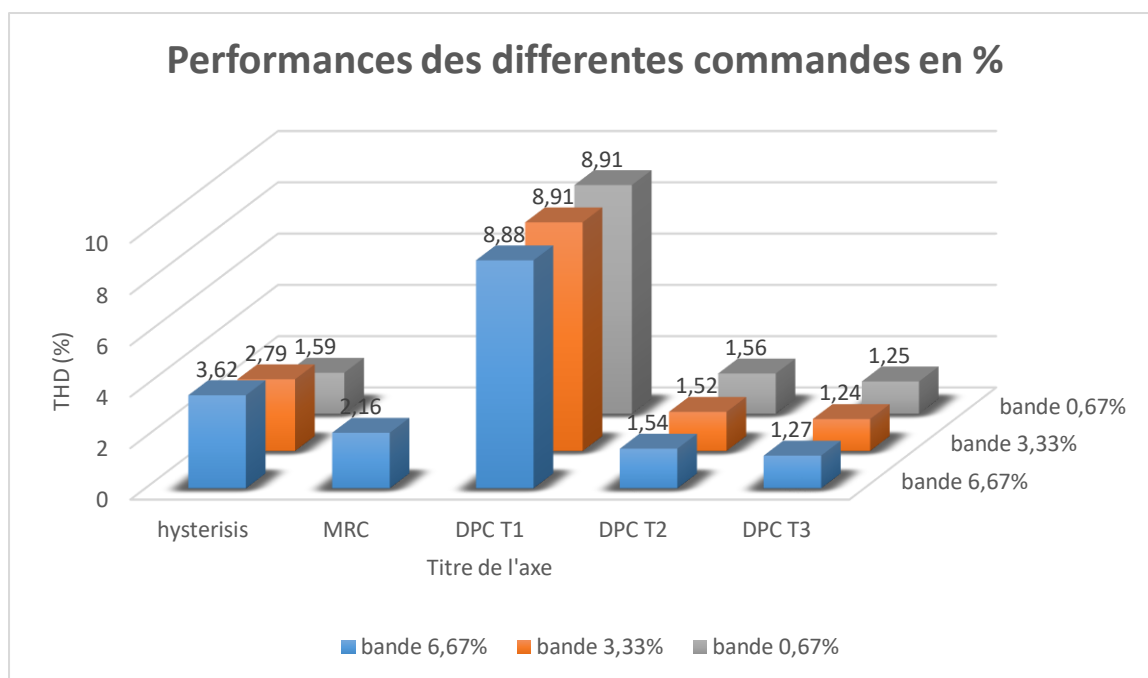


Figure III.29 Histogramme des performances des différentes commandes utilisées

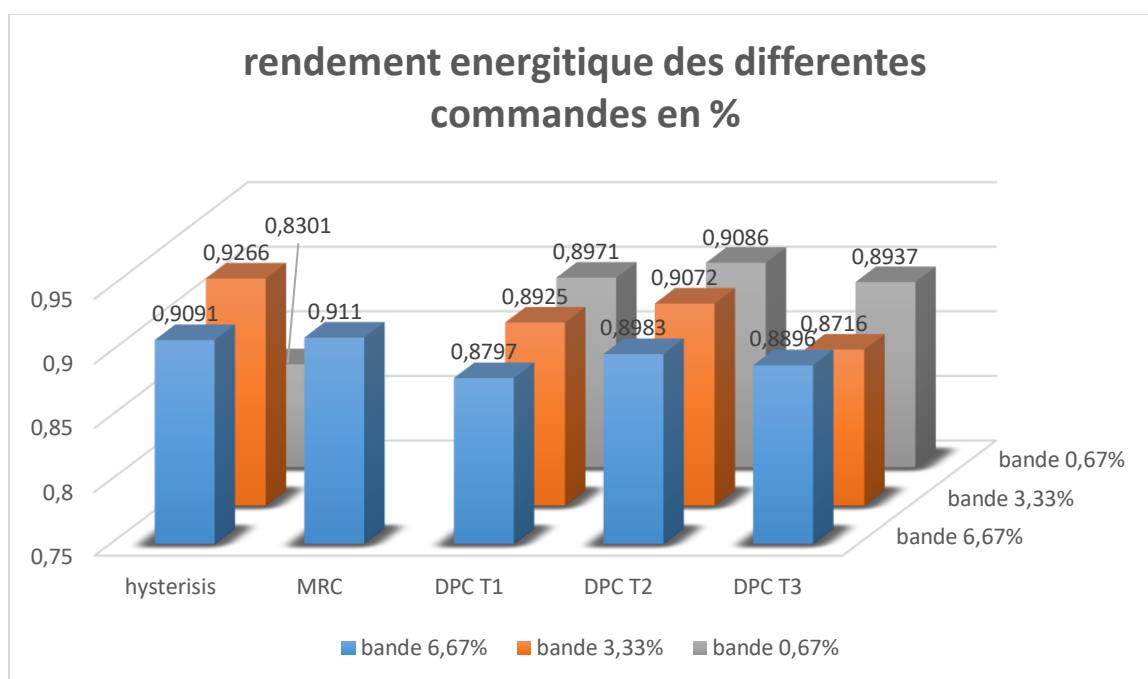
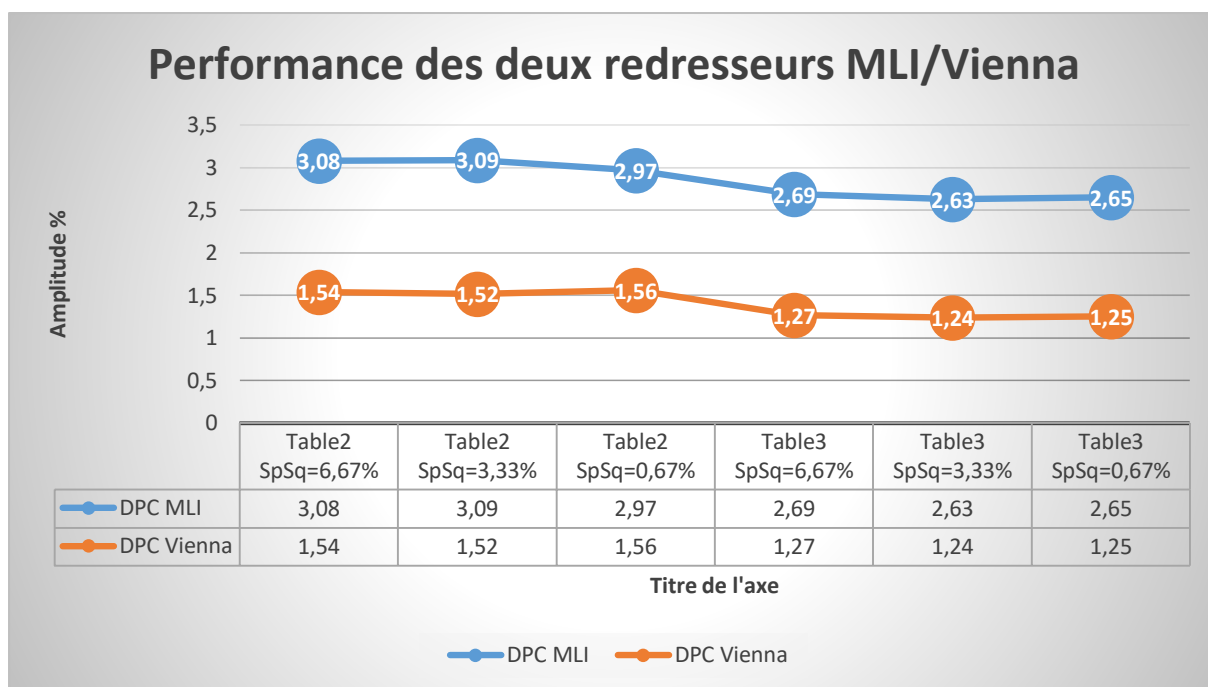


Figure III.30 Histogramme du rendement énergétique des différentes commandes

### III.4 Comparaison avec le redresseur MLI

La figure III.31 montre différentes performances entre redresseur MLI et Vienna en termes de taux de distorsion harmonique et ceux pour les mêmes paramètres de simulation.



**Figure III.31** Courbes des performances des deux redresseurs MLI/Vienna

On arrive à déduire que le redresseur Vienna est aussi performant que le redresseur MLI pour une commande direct en puissance

### III.5 Conclusion

L'objectif de ce chapitre est de comparer les trois stratégies de commande à savoir la commande en courant qui est l'hystérésis , MRC(Modulateur Régulateur de Courant) et la commande en puissance qui est connu sous le nom de DPC(Commande Directe de Puissance).

Les deux critères pris en compte dans l'évaluation des performances de ces dernières sont : le taux de distorsion des courants absorbés THD et la précision du réglage de la tension du bus continu.

A cet effet, les résultats de simulation montre que la DPC révèle des performances bien supérieur par rapport aux deux autres stratégies , surtout en utilisant la deuxième et la troisième table de commutation de cette dernière, grâce à leur contrôle précis et simultané des puissances instantanées actives et réactives lors de l'application de chacun des vecteurs de commande pour une rotation complète du vecteur des tensions du réseau dans le plan ( $\alpha\beta$ ).

## **Chapitre IV** Application dans un système de production d'énergie marine alimentant une charge autonome

### **IV.1 Introduction**

Les énergies renouvelables (Hydraulique, solaire, éolienne, géothermique) ne représentent actuellement qu'environ 20% de la production mondiale de l'électricité, en excluant l'hydroélectricité, ce taux tombe à 2% [47].

Dans un contexte de crise énergétique mondiale sous-tendue par l'impératif d'un développement durable (problèmes environnementaux, épuisement des ressources fossiles,...), les défis des futures énergétiques nécessiteraient le développement des EnR comme sources de substitution, propres et inépuisables.

Dans le chapitre présentant l'application d'un système de production d'énergie marine alimentant une charge autonome ; nous étudions la modélisation d'une génératrice synchrone à aimant permanent. Cette dernière sera couplée à un redresseur triphasé de vienne utilisant la commande direct en puissance qu'on a étudié dans le chapitre précédent, afin d'obtenir un rendement énergétique maximal. Les résultats des différentes simulations réalisées sous l'environnement Matlab/Simulink, ont permis d'évaluer les performances du système proposé tout en préservant les paramètres du système.

### **IV.2 Généralités sur les machines synchrones**

L'ensemble des génératrices (ou moteurs) triphasées utilisent un champ magnétique tournant. Si l'on dit que le moteur est synchrone, c'est parce que le rotor au centre tourne à une vitesse constante qui est synchrone avec la rotation du champ magnétique.

La machine synchrone triphasée comporte un stator fixe et un rotor mobile autour de l'axe de symétrie de la machine. Dans les encoches régulièrement réparties sur la face interne du stator sont logés trois enroulements identiques, à « p » pas polaires de pôles ; leurs axes sont distants entre eux d'un angle électrique égal à  $2\pi/3$ . La structure électrique du rotor est réalisée par un enroulement monophasé excité en courant continu. La roue polaire est conçue soit à pôles lisses ou à pôles saillants. Il sera admis que pour cette dernière structure la machine pourrait être munie d'enroulements amortisseurs (l'enroulement amortisseur peut se représenter comme une cage construite sur les pôles de la machine et court-circuité par des anneaux conducteurs, son rôle est de minimiser les effets du régime transitoire en engendrant une force

magnétomotrice transitoire qui agit dans le sens inverse), lorsque la machine démarre en asynchrone les circuits amortisseurs se substituent à la cage d'écureuil.

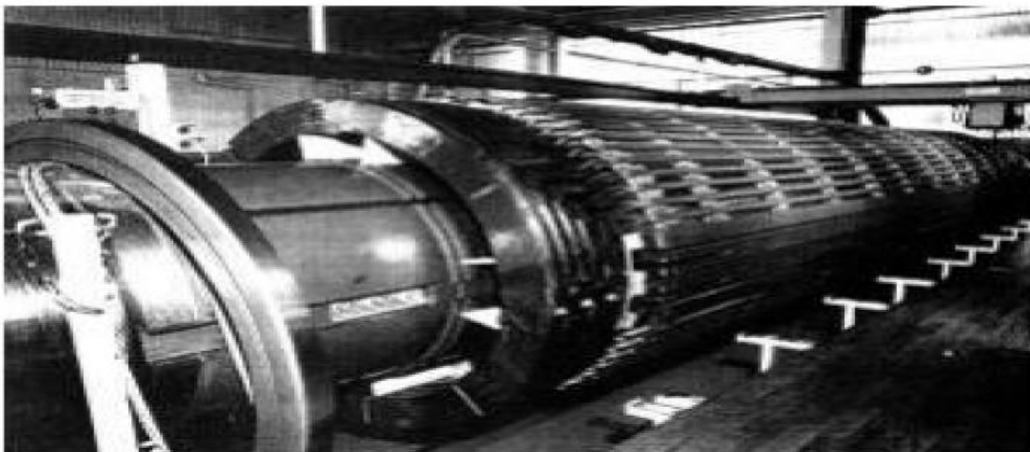
Le principe de fonctionnement est basé sur la création d'une variation de flux magnétique par la rotation d'un aimant (nommé rotor) passant devant les faces de trois bobines fixes (appelées stator) alimentées par le réseau, cette variation provoque l'apparition d'une force électromotrice d'induction dans chacune des bobines, créant ainsi un courant triphasé. Dans ce type de générateur, la rotation de l'aimant, entraîné par la rotation de l'éolienne, doit être synchrone avec l'excitation des bobines, d'où son appellation. [42].

### **IV.3 Types des machines synchrones**

Le rotor d'une machine synchrone se présente sous deux formes distinctes définissant ainsi deux machines, à pôles lisses et à pôles saillants.

#### **VI.3.1 Machines à pôles lisses**

Ce types de machines est caractérisé par un bobinage inducteur réparti dans des encoches fraisées dans la masse du rotor cylindrique, ces machines sont destinées à fonctionner à grande vitesse de rotation, elles sont à entrefer constant.

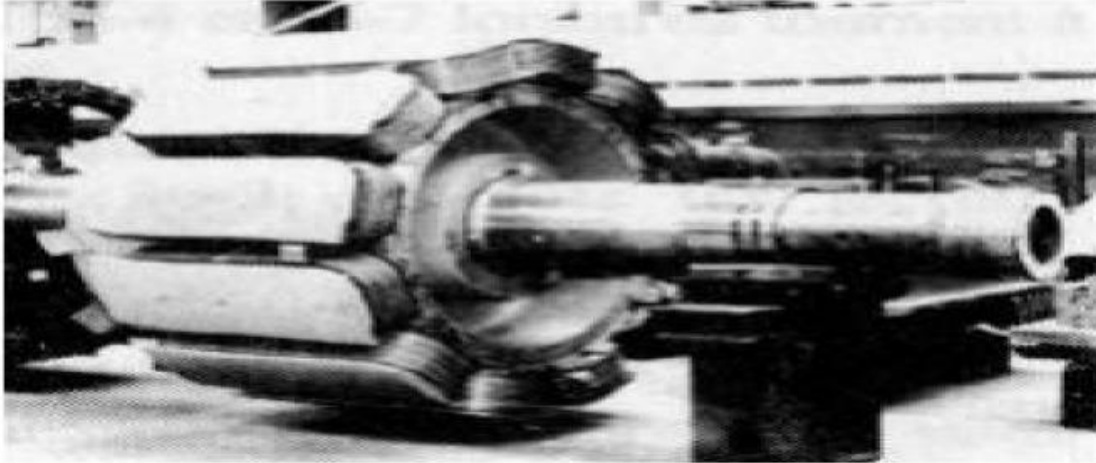


**Figure IV.1** Rotor à pôles lisses [46]

#### **IV.3.2 Machine à pôles saillants**

Cette forme d'exécution est réalisable pour toute vitesse de rotation synchrone et toute puissance, ce type de machines comporte souvent hormis l'enroulement inducteur placé sur les pôles. Un enroulement logé dans des encoches circulaires semi-fermées disposées à la surface de l'épanouissement polaire, cet enroulement est appelé amortisseur.

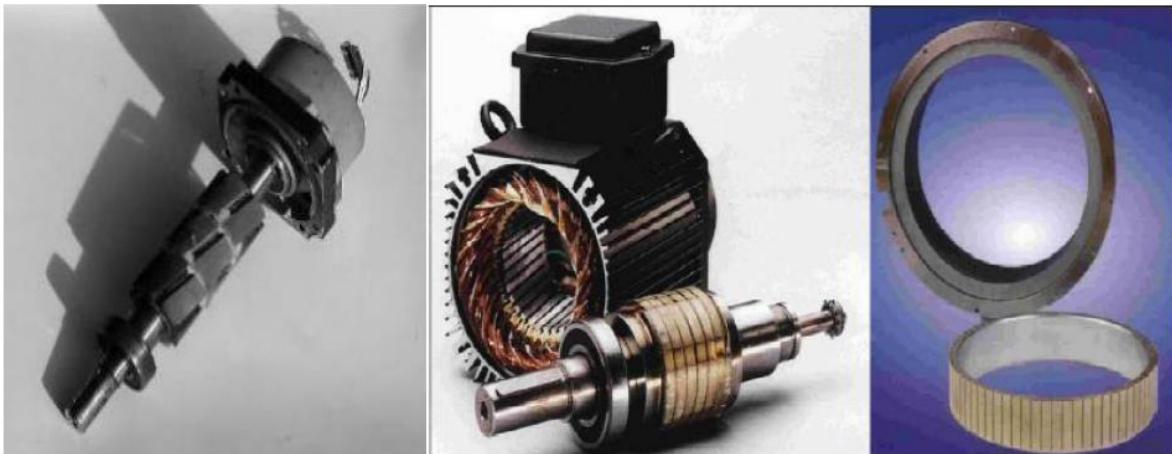




**Figure IV.2** Rotor à pôles saillants [46]

#### **IV.4 Machine synchrone à aimants permanents**

Cette machine comporte comme toutes les autres machines triphasées un stator bobiné. Mais, dans ce cas-là (MSAP) le rotor est remplacé par des aimants, et ceci présente l'avantage d'éliminer le système balais bague, les pertes rotoriques ainsi que la présence d'une source d'alimentation afin de fournir le courant d'excitation. [43].



**Figure IV.3** Rotor à aimants permanents [46]

#### **IV.5 Matériaux pour aimants**

On peut distinguer trois grandes catégories de matériaux utilisés pour la réalisation des aimants :

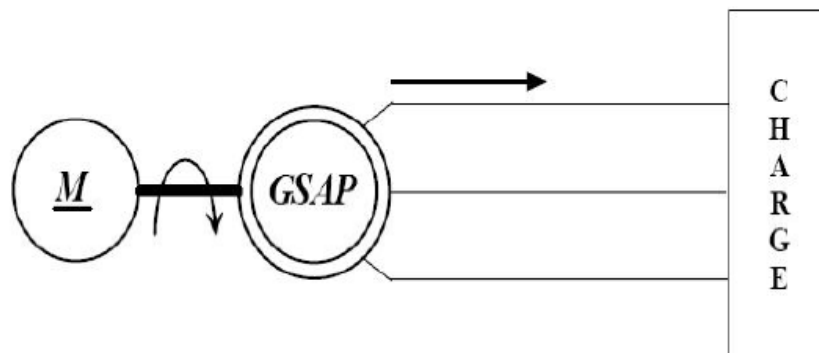
- ❖ **Les alnicos** : sont les alliages de fer, d'aluminium, de nickel et de cobalt. Leur champ rémanent est élevé, mais leur excitation coercitive est faible, leur part de marché est assez réduite et leur cout est moyen.
- ❖ **Les ferrites** : sont des composés d'oxyde de ferrique et d'oxyde de strontium ou de baryum, leur champ rémanent n'est pas très élevé, mais leur excitation coercitive est importante, leur faible cout fait que les ferrites occupent aujourd'hui la majorité du marché des aimants.
- ❖ **Les composés de cobalt et de terre rares** : ces matériaux ont d'excellentes performances techniques, leur champ rémanent et leur excitation coercitive sont élevés, leur inconvénient reste le cout important (par exemple le samarium).

#### IV.6 Généralités sur les GSAP

Le développement de nouvelles structures électromécaniques de conversion associant machine et convertisseurs statiques ont permis d'étendre le domaine d'application des machines électriques à vitesse variable au moteur synchrone à aimants permanent.

Les aimants permanents procurent un certain nombre d'améliorations et avantages (inertie faible ; couple élevé ;...) aux machines synchrones, par rapport aux autres type de machines (à courant continu, synchrone à excitation électrique et asynchrone).

L'apparition d'aimants performants et le développement des composants d'électronique de puissance sont les raisons qui ont poussé un bon nombre de chercheurs et industriels à se lancer dans des investigations dans le domaine des associations convertisseur statique machine synchrone à aimants permanents.



**Figure IV.4** Schéma représentatif de la GSAP [44]

## **IV.7 Avantages et inconvénients de la GSAP**

L'apparition d'aimants performants et le développement des composants d'électronique de puissance sont les raisons qui ont poussé un bon nombre de chercheurs et industriels à se lancer dans des investigations dans le domaine des associations convertisseurs statiques-machines synchrones à aimants permanents. Grâce aux avantages qu'ils présentent, les machines synchrones à aimants permanents se sont répandues dans des domaines de plus en plus nombreux, parmi ses avantages on peut citer [45] :

- L'excitation de la machine synchrone à aimants permet la suppression des contacts glissants ou des dispositifs à diodes tournants, ce qui permet la réduction de maintenance et facilite le travail de la machine.
- Les moteurs à rotor bobiné sont limités par des problèmes de refroidissement à cause des difficultés liées à l'apport du fluide dans un système tournant. Par contre les inducteurs à aimants permanents sont plus intéressants sur ce plan à cause de l'absence des pertes d'excitation, alors que le stator peut être refroidi facilement par un fluide.
- Un grand nombre des pôles et une très grande vitesse.
- L'utilisation des aimants permanents dans les machines électriques pour la production du flux présente plusieurs avantages :
  - ❖ Pertes joule d'inducteur nulles.
  - ❖ Une grande facilité de refroidissement. Car les pertes sont localisées au stator.
  - ❖ Un rendement plus élevé
  - ❖ La suppression des frottements des balais sur le collecteur.
  - ❖ La diminution des problèmes de maintenances.

Le principal inconvénient réside dans la difficulté de réglage du flux d'inducteur et de ce fait la commande du moteur est effectuée par action extérieur.

## **IV.8 Modélisation de la machine synchrone à aimant permanent**

### **IV.8.1 Hypothèses simplificatrices**

Afin d'obtenir un système d'équations simples entre les tensions, courants et flux nous optons pour les hypothèses suivantes :

- ❖ La saturation et l'hystérésis du circuit magnétique sont négligeables ainsi que les pertes par courant de Foucault. Ceci permet l'établissement des relations linéaires entre flux et courant.
- ❖ On suppose que la distribution de la force magnétomotrice est sinusoïdale ce qui nous permet de ne considérer que le fondamental (premier harmonique d'espace électrique).
- ❖ Les réactances de fuites sont indépendantes de la position du rotor

#### IV.8.2 Modèle électrique équivalent de la MSAP

L'équivalent de la machine synchrone à aimant permanent est représenté sur la figure IV. Par ces trois enroulements statorique. La source de flux qui tourne à la vitesse du rotor ( $\omega$ ) n'est qu'autre que l'induction magnétique des aimants permanents.

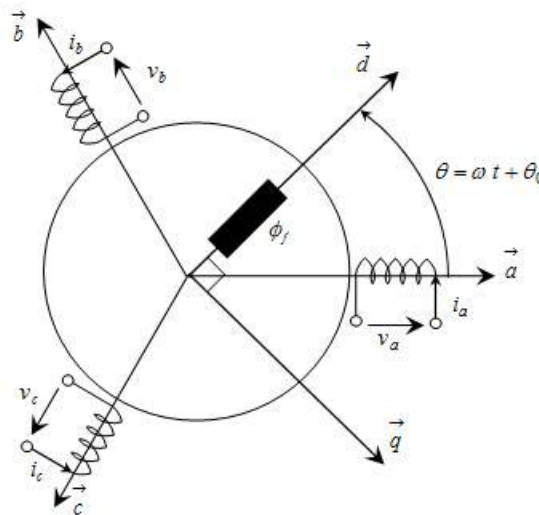


Figure IV.5 Représentation électrique de la MSAP [46]

#### IV.8.3 Equation électrique de la GSAP

Les équations de modélisation de la génératrice synchrone a aimant permanent peuvent s'écrire comme ci-dessous

$$\begin{cases} V_a = -R_s i_a + \frac{d}{dt} \Phi_a \\ V_b = -R_s i_b + \frac{d}{dt} \Phi_b \\ V_c = -R_s i_c + \frac{d}{dt} \Phi_c \end{cases} \quad (4.1)$$

#### IV.8.4 Relation entre flux et courants

La relation entre flux et courant s'exprime par les équations suivantes :

$$\begin{cases} \Phi_a = \Phi_{ap} + \Phi_{ab} + \Phi_{ac} + \Phi_{af} \\ \Phi_b = \Phi_{bp} + \Phi_{ba} + \Phi_{bc} + \Phi_{bf} \\ \Phi_c = \Phi_{cp} + \Phi_{ca} + \Phi_{cb} + \Phi_{cf} \end{cases} \quad (4.2)$$

Tel que :

- $\Phi_{xp}$  : flux propre de l'enroulement (x), x=a, b, c.
- $\Phi_{xy}$  : flux créé par l'enroulement (y) et embrasse par l'enroulement (x) (x≠y).
- $\Phi_{xf}$  : flux créé par les aimants et embrasse par l'enroulement (x), x= a, b, c.

L'équation peut s'écrire comme suit :

$$\begin{cases} \Phi_a = L_a I_a + M_{ab} I_b + M_{ac} I_c + \Phi_f \cos(\theta) \\ \Phi_b = L_b I_b + M_{ba} I_a + M_{bc} I_c + \Phi_f \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \Phi_c = L_c I_c + M_{ca} I_a + M_{cb} I_b + \Phi_f \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) \end{cases} \quad (4.3)$$

$$\begin{cases} L_a = L_b = L_c = L \\ M_{ab} = M_{ba} = M \\ M_{ac} = M_{ca} = M \\ M_{bc} = M_{cb} = M \end{cases} \quad (4.4)$$

L'expression peut être écrite sous forme matricielle

$$[\Phi_s] = [L_s][I_s] + [\Phi_f] \quad (4.5)$$

Avec :

$$[\Phi_s] = \begin{bmatrix} \Phi_a \\ \Phi_b \\ \Phi_c \end{bmatrix} \quad (4.6)$$

$$[L_s] = \begin{bmatrix} L & M & M \\ M & L & M \\ M & M & L \end{bmatrix} \quad (4.7)$$

$$[\Phi_f] = \Phi_f \begin{bmatrix} \cos(\theta) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (4.8)$$

#### IV.8.5 Equations Mécaniques

L'équation régissant un corps en rotation s'écrit comme suit :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - C_r - f\Omega \quad (4.9)$$

Avec  $\Omega = \frac{\omega}{p}$

### IV. 9 Modélisation biphasé de la GSAP

#### IV.9 .1 Equations électriques

Nous optons pour la transformée de Park (repère dq0) tournant à la vitesse du rotor afin de bénéficier des simplifications apportées par cette dernière qui sera appliquer seulement aux grandeurs statorique ainsi on obtient ce qui suit ;

$$\begin{cases} V_{ds} = -R_s I_d - \frac{d}{dt} \Phi_d + \omega \Phi_q \\ V_{qs} = -R_s I_q - \frac{d}{dt} \Phi_q + \omega \Phi_d \end{cases} \quad (4.10)$$

L'application des tensions sur une charge triphasée

$$\begin{cases} V_d = R_{ch} I_d + L_{ch} \frac{dI_d}{dt} - \omega L_{ch} I_q \\ V_q = R_{ch} I_q + L_{ch} \frac{dI_q}{dt} + \omega L_{ch} I_d \end{cases} \quad (4.11)$$

#### IV.9.2 Equations magnétiques

Les relations entre flux et courant dans le repère de Park s'écrit sous la forme suivante

$$\begin{cases} \Phi_d = L_d I_{ds} + \Phi_f \\ \Phi_q = L_q I_{qs} \end{cases} \quad (4.12)$$

Les équations de tensions deviennent

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s I_{ds} + L_d \frac{d}{dt} I_{ds} - \omega (L_q I_{qs}) \\ V_{qs} = R_s I_{qs} + L_q \frac{d}{dt} I_{qs} - \omega (L_d I_{ds} + \Phi_f) \end{cases} \quad (4.13)$$

L'application des tensions directes et quadratiques sur une charge triphasée s'expriment avec les équations suivantes :

$$(4.14) \quad \begin{cases} V_d = R_{ch} I_d + L_{ch} \frac{dI_d}{dt} - \omega L_{ch} I_q \\ V_q = R_{ch} I_q + L_{ch} \frac{dI_q}{dt} + \omega L_{ch} I_d \end{cases}$$

$$\begin{cases} V_d = R_{ch} I_d + L_{ch} \frac{dI_d}{dt} - \omega L_{ch} I_q = R_s I_d + L_d \frac{dI_d}{dt} - \omega L_q I_q \\ V_q = R_{ch} I_q + L_{ch} \frac{dI_q}{dt} + \omega L_{ch} I_d = R_s I_q + L_q \frac{dI_q}{dt} - \omega L_d I_d + \omega \Phi_f \end{cases} \quad (4.15)$$

$$\begin{cases} (R_{ch} + R_s) I_d + (L_{ch} + L_d) \frac{dI_d}{dt} - \omega (L_{ch} + L_q) I_q = 0 \\ (R_{ch} + R_s) I_q + (L_{ch} + L_d) \frac{dI_q}{dt} + \omega (L_{ch} + L_d) I_d - \omega \Phi_f = 0 \end{cases} \quad (4.16)$$

### IV.9.3 Equation du couple électromagnétique

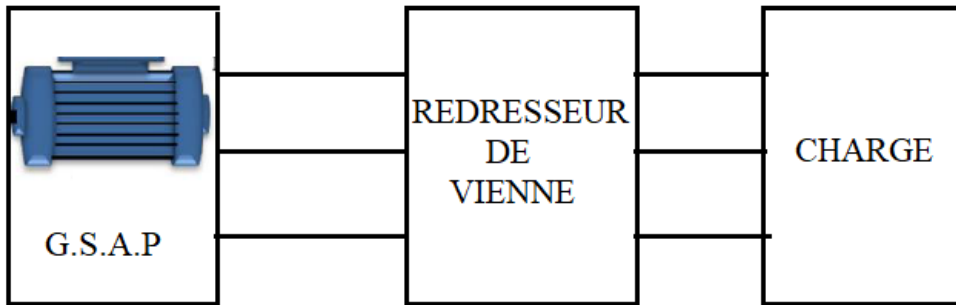
L'expression du couple électromagnétique s'écrit :

$$\begin{cases} C_{em} = \frac{3}{2} p (\Phi I_{ds} - \Phi I_{qs}) \\ C_{em} = \frac{3}{2} p ((L_d - L_q) I_{ds} - \Phi I_{qs}) \end{cases} \quad (4.17)$$

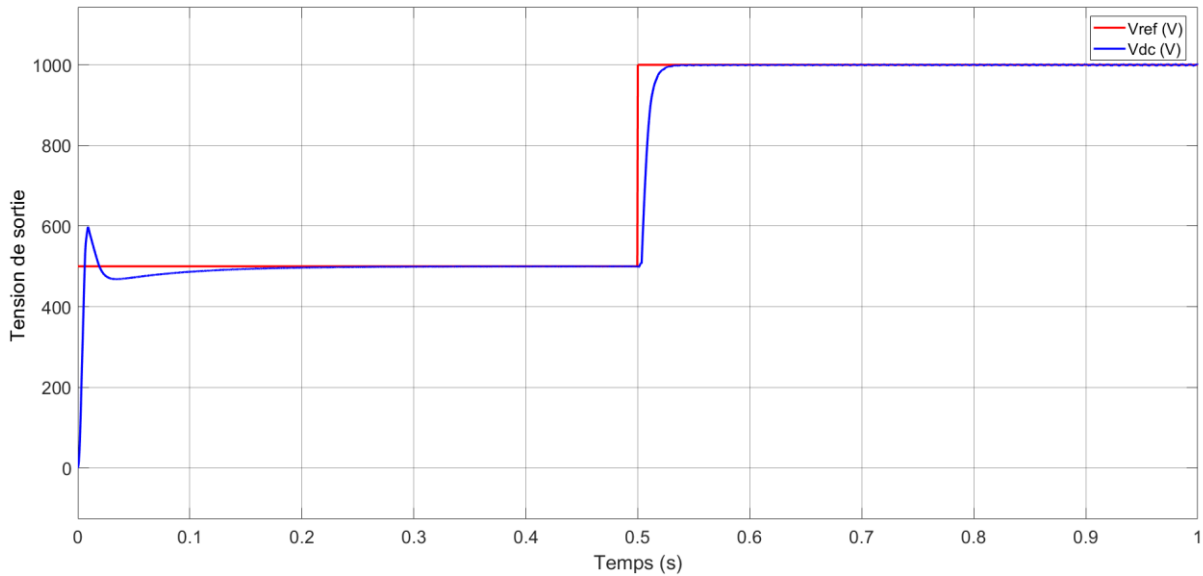
### IV.10 Résultats de Simulation du système générateur-convertisseur-charge

Le schéma présent dans la figure IV.6 résume notre système à simuler sous MATLAB SIMULINK ou une génératrice synchrone a aimant permanent tournant à vitesse constante va

fournir l'énergie électrique nécessaire afin d'alimenter une charge qui est purement résistive tout en passant par un convertisseur qui est en outre le redresseur Vienna.

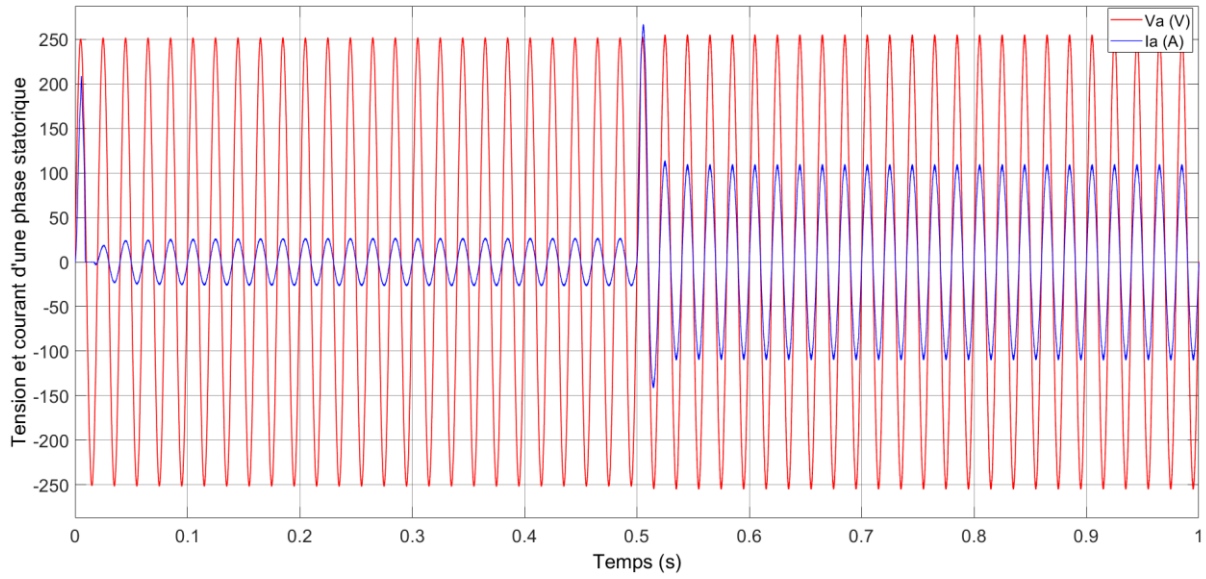


**Figure IV.6** Schéma synoptique de la chaîne génératrice-convertisseur-charge

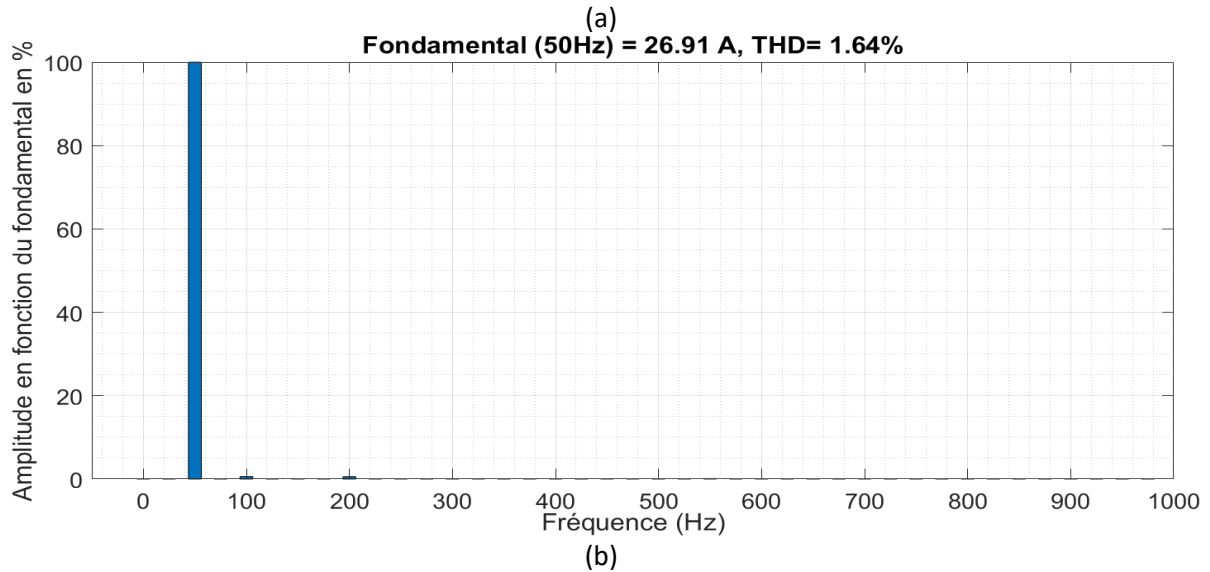
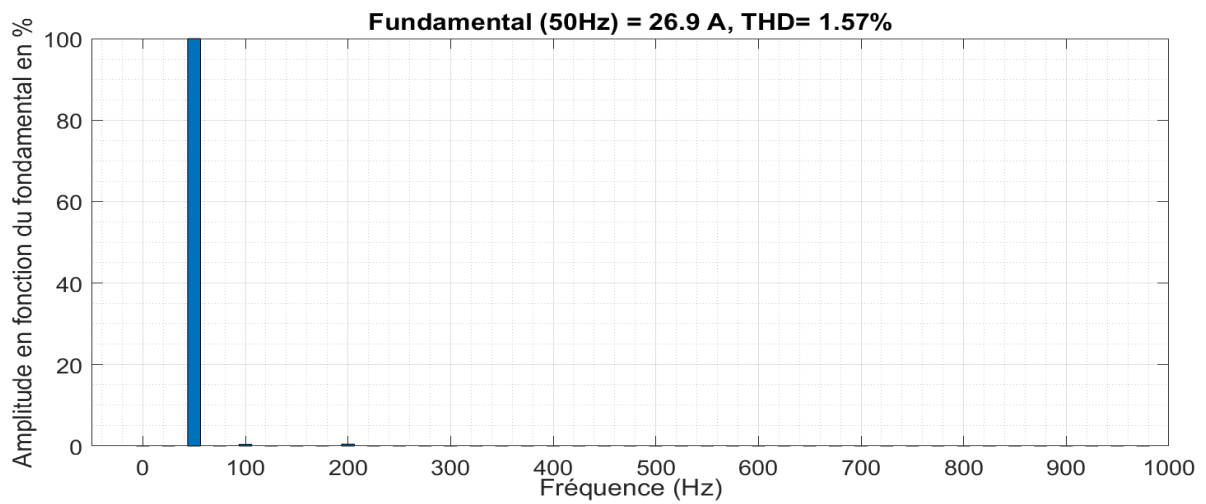


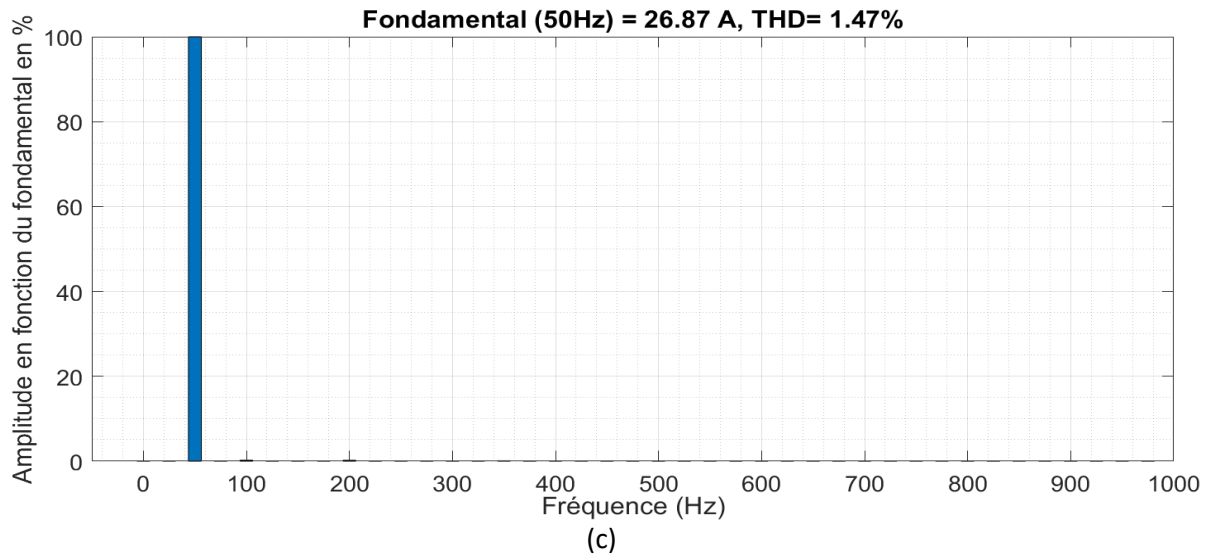
**Figure IV.7** Allure de la tension présente aux bornes de la charge



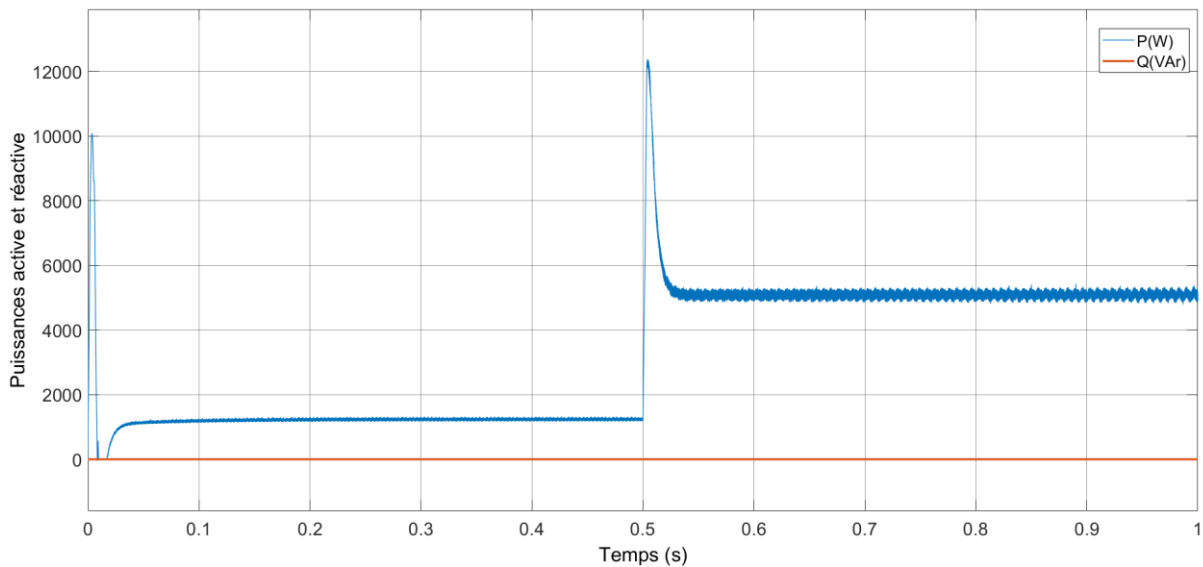


**Figure IV.8** Allures de la tension et courant présents dans une ligne fournis par la génératrice





**Figure IV.9** Performance du redresseur Vienna avec une commande en puissance (a) bande de 6.67% (b) bande de 3.33% (c) bande de 0.67%



**Figure IV.10** Allures de la puissance active et réactive à l'entrée du convertisseur

**Tableau IV.1** Bilan de puissance du système génératrice-convertisseur-charge

Commande Directe en puissance (Table 3)	Bande de 6.67	Bande de 3.33%	Bande de 0.67%
Puissance active (W)	4953	5036	4944
Puissance réactive (Var)	0	0	0
Puissance apparente (VA)	4953	5036	4944
Facteur de puissance	1	1	1

Puissance de la charge (W)	4559	4560	4563
Rendement (%)	0.9204	0.9055	0.9229

#### **IV.10.1 Interprétation des résultats**

Les résultats en simulation numérique en remplaçant une source de tension triphasée par une génératrice synchrone à aimant permanent (GSAP), nous a permis d'obtenir les résultats suivants :

- ❖ D'après la fig.-IV.7 montrant l'allure de la tension du bus continu, on remarque que cette dernière suit parfaitement sa référence.
- ❖ Fig.-IV.8 montre les allures de la tension et du courant dans une phase statorique de la génératrice, ou nous avons constaté que le courant de ligne absorbé possède une forme sinusoïdale et est en phase avec la tension de ligne que ce soit en charge ou à vide.
- ❖ D'après la fig.-IV.9 représentant les performances du redresseur de vienne avec une commande en puissance pour les différentes bande, montre que plus on diminue cette dernière plus la précision augmente par conséquent on aura un taux de distorsion plus faible et aussi un rendement meilleur comme le montre le tableau IV.
- ❖ Obtention d'un facteur de puissance unitaire.

#### **IV.11 Conclusion**

Le travail présenté dans ce chapitre à porter sur l'application d'un système de production d'énergie marine alimentant une charge autonome. Tout d'abord nous avons modélisé la génératrice synchrone à aimants permanents (GSAP), ensuite on a utilisé l'outil Matlab/Simulink pour faire des simulations permettant de visualiser l'évolution des grandeurs électriques en lui appliquant les différentes stratégies de commandes qu'on a utilisé dans le chapitre précédent.

Cette modélisation est basée essentiellement sur la création de tensions à partir de la vitesse et du flux des aimants créent une fem qui traversant l'enroulement statorique générant les tensions nécessaire à l'alimentation de notre système.

## CONCLUSION GÉNÉRALE

Le travail présenté dans ce mémoire a pour but de mettre en évidence de nouvelles solutions qui permettent l'amélioration des performances et de la fiabilité des systèmes électriques. La solution retenue est l'utilisation de redresseur à absorption sinusoïdale, plus précisément le redresseur Vienna, qui a pour avantages : une forme quasi-sinusoïdale du courant, une fiabilité à l'encontre des erreurs de commandes et les risques de court-circuit.

Nous avons consacré une partie de notre étude au principe de fonctionnement du redresseur Vienna. Pour sa commande, nous avons proposé trois stratégies. La première étant une commande en courant aussi appelé commande Hystérésis puis un contrôle avec un modulateur et régulateur de courant. Enfin, une commande directe de puissance.

La commande en courant est la plus utilisée vue sa robustesse sa simplicité de mise en œuvre et son indépendance des paramètres électriques. Le principe de cette stratégie est basé sur la commande des interrupteurs de redresseur de telle sorte que la variation du courant dans chaque phase de la machine soit limitée dans une bande encadrant les courants des références supposées. Les résultats de simulation obtenus sont acceptables confirmant ainsi ses avantages. Le principal inconvénient de cette commande réside dans la fréquence de commutation qui est fortement irrégulière et incontrôlable.

Afin d'y remédier, on s'est penché sur une autre commande qui est l'utilisation d'un modulateur et régulateur de courant. Son principe met en jeu deux fonctions de base : la régulation du courant en basses fréquences et le contrôle de la fréquence de commutation en hautes fréquences offrant ainsi un contrôle performant de la fréquence maximale de commutation et un faible THD au niveau des courants de lignes qui a été validé par les résultats de simulation obtenues.

La troisième commande utilisée, qui constitue l'originalité de ce travail, est une commande directe en puissance, cette technique consiste à sélectionner un vecteur de commande d'après une table de commutation, cette dernière est fondée sur les erreurs numérisées des puissances active et réactive instantanées, fournies par les régulateurs à Hystérésis, aussi bien que sur la position angulaire du vecteur tension calculé. Cette commande garantit un contrôle découplé des puissances active et réactives et de bonnes performances dynamiques et assure la régulation de la tension du bus continu.

Au cours de nos simulations, on a utilisé trois tables de commutation différentes nous permettant ainsi d'en déduire celle présentant les meilleures performances (assurer un contrôle précis des puissances actives et réactives dans tous les secteurs).

Après une étude comparative des stratégies de commandes étudiées basée sur des critères de taux de distorsion des courants de réseau (THD), nous avons remarqué la supériorité de la commande DPC par rapport aux autres commandes.

Enfin, pour compléter l'objet de notre thématique qui est une application dans un système de conversion d'énergie marine ou notre système (redresseur-charge) a été alimenté par une génératrice synchrone à aimants permanents tournante à vitesse constante. On a pu réévaluer les performances de notre système et on a pu aboutir à d'excellentes performances.

En termes de perspective, nous souhaitons que la structure étudiée fasse l'objet d'une réalisation au sein du laboratoire de maîtrise des énergies renouvelables.

Références Bibliographiques

- [1] M. Shafiee Khor : "Amélioration de la qualité de l'énergie à l'aide de compensateurs actifs : série, parallèle ou conditionneurs unifiés de réseaux électriques", Thèse de doctorat de l'école Polytechnique de l'université de Nantes, Nantes, 2006.
- [2] L. Benchaita : "Etude, par simulation numérique et expérimentation, d'un filtre actif parallèle à structure courant avec une nouvelle méthode de contrôle - commande", Thèse de docteur de l'université Henri Poincaré, Nancy 1, 1998.
- [3] A. Lopez De Heredia Bermeo : "Commandes avancées des systèmes dédiés à l'amélioration de la qualité de l'énergie : de la puissance basse tension à la montée en tension", Thèse de docteur de l'Institut National Polytechnique de Grenoble (INPG), Grenoble, 1996.
- [4] S. Nia Ahmed : "Contribution à l'étude théorique et expérimentale d'un filtre actif parallèle à commande analogique et numérique temps réel", Thèse de doctorat de l'Institut National Polytechnique de Lorraine (INPL), Lorraine, 1996.
- [5] H. Kanaan, "Contribution à la modélisation et au réglage des redresseurs triphasés non polluants unidirectionnels de type élévateur et à fréquence de commutation fixe", Thèse de doctorat en génie, Ecole de technologie supérieure, Université du Québec, 14 Mars 2002.
- [6] 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
- [7] M. Alouache, " Réduction des courants harmoniques générés par les charges non linéaires par filtre actif parallèle", mémoire d'ingénieur d'état, Université Ferhat Abbas Sétif, Algérie, 2011.

## Références Bibliographiques

- [8] N. Belhaouchet, "Fonctionnement a fréquence de commutation constante des convertisseurs de puissance en utilisant des techniques de commande avancées application : amélioration de la qualité de l'énergie", thèse de doctorat en sciences, Université Ferhat Abbas Sétif, Algérie, 2011.
- [9] A. Bouafia, " Techniques de Commande Prédicative et Floue pour les Systèmes d'Electronique de Puissance : Application aux Redresseurs à MLI", thèse de doctorat en sciences, Université Ferhat Abbas Sétif, Algérie, 2010.[http://www.univ-setif.dz/Tdoctorat/images/stories/pdf\\_theses/facultes/Science/Belhouchet%20Nouri.pdf](http://www.univ-setif.dz/Tdoctorat/images/stories/pdf_theses/facultes/Science/Belhouchet%20Nouri.pdf)
- [10] A-M Lienhardt, " Etude de la commande et de l'observation d'une nouvelle structure de conversion d'énergie de type SMC (convertisseur multicellulaire superpose)", Thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Toulouse, France, 2006.  
[https://pdfs.semanticscholar.org/afb9/160bd4095a9d815b2ae86432605f875d5f99.pdf?\\_ga=2.178814308.1979185277.1592434990-1424748963.1575491808](https://pdfs.semanticscholar.org/afb9/160bd4095a9d815b2ae86432605f875d5f99.pdf?_ga=2.178814308.1979185277.1592434990-1424748963.1575491808)
- [11] A. Kessal, " Correction du facteur de puissance à l'entrée d'un convertisseur AC/DC", thèse de doctorat en sciences, Université Ferhat Abbas Sétif, Algérie, 2012. [http://www.univ-setif.dz/Tdoctorat/images/stories/pdf\\_theses/facultes1/TEC/KESSALABDELHALIM.PDF](http://www.univ-setif.dz/Tdoctorat/images/stories/pdf_theses/facultes1/TEC/KESSALABDELHALIM.PDF)
- [12] L. Yacoubi, "Contribution à l'étude, la modélisation et la commande des redresseurs triphasés non-polluants: application au convertisseur trois-niveaux à point neutre calé", Thèse de doctorat en génie, Ecole de technologie supérieure, Université du Québec, 5 Février 2004.  
<https://studylibfr.com/doc/6349654/t%C3%A9tude%20la%20mod%C3%A9lisation%20et%20la%20commande%20des%20redresseurs%20triphas%C3%A9s%20non-polluants%3A%20application%20au%20convertisseur%20trois-niveaux%20%C3%A0%20point%20neutre%20cal%C3%A9>
- [13] Kolar, J.W., Zach, F.C. A Novel Three-Phase Three-Switch Three-Level Unity Power Factor PWM Rectifier. Proceedings of the 28th Power Conversion Conf. Nuremberg. Germany, pp. 125-138(1994).

## Références Bibliographiques

- [14] Kolar, J.W., Zach, F.C. A Novel Three-Phase Utility Interface Minimizing Line Current Harmonics of High-Power Telecommunications Rectifier Modules. *IEEE Trans. Industrial Electronics*, 44(4), pp. 456-467 (1997).
- [15] Kolar, J.W., Ertl, H. Status of the Techniques of Three-Phase Rectifier Systems with Low Effects on the Mains. 21<sup>st</sup> INTELEC. Copenhagen. Denmark (1999).
- [16] Carlton, Dan, et Dunford William G. "Multi-level, unidirectional AC-DC converters, a cost effective alternative to bidirectional converters". In *Power Electronics Specialists Conference, 2001 PESC. 2001 IEEE 32nd Annual*, Vancouver, B.C., Canada, 17-21 Juin 2001, Vol. 1, pp. 1911-1916.(2001).
- [17] Drogenik, U.; Laimer, G. et Kolar, J.W. 2005. "Pump Characteristic based optimization of a direct water cooling system for a 10-kW/500-kHz Vienna rectifier". In *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 20, Issue 3, Mai 2005, pp. 704-714 (2005).
- [18] Kolar, J. W. et Zach, F. C. (1994)."A novel three-phase utility interface minimizing the line current harmonics of high power telecommunications rectifier modules". In *INTELEC'04*, Chicago, USA, 19-23 Septembre 2004, pp. 367-374. (1994).
- [19] Rufer, Alfred. "Convertisseur AC/DC triphasé avec correction du facteur de puissance (PFC) pour la charge d'accumulateurs". In *Visions: revue scientifique de VEND*, pp. 3-8. (1999)
- [20] Kretzmar, Karsten, et Née, Hans-Peter. "Analysis of the efficiency and suitability of different converter topologies for PM Integral motors". In *AUPEC*, Curtin University of Technology, Perth, Western Australia, pp. 1911-1916. (2001)
- [21] Houf, R.E. et Berman, D.B. "Statistic analysis of power module thermal test equipment performance, components, hybrids and manufacturing technology". In *IEEE transactions on components, hybrids and manufacturing technology*. Vol. 11, Issue 4, Décembre 1988, pp. 516 - 520. (1988).
- [22] Gong, G., Drogenik, U., et Kolar, J. W. "12-pulse rectifier for more electric aircraft applications". In *ICIT'03*, Maribor, Slovénie, pp. 1096-1101. (2003).



## Références Bibliographiques

- [23] Kolar, Johann W., Drofenik, Uwe, et Zach, Franz C. 1999. "VIENNA Rectifier II. A Novel Single-Stage High-Frequency Isolated Three-Phase PWM Rectifier System". In *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 46, No. 4, Août 1999,
- [24] Strogerer, Franz. "Theoretical and expérimental investigation of a three-phase buck-derive dunity PWM rectifier (VIENNA rectifier III) with sinusoidal mains current and high frequency isolated output voltage". Ph. D. dissertation. Université technique de Vienne, 2004.
- [25] Jamo, Alahuhtala et Heikki, Tuusa. "Four-Wire Unidirectional Three-Phase/Level/Switch (VIENNA) Rectifier". In The 7<sup>th</sup> International Conférence on Power Electronics, Daegu, Korea, 22 - 26 Octobre 2007, pp. 2420-2425. (2006)
- [26] Kolar, J.W., Drofenik, U., Miniböck, J. ET Erd, H. "A New Concept for Minimizing High-Frequency Common-Mode EMI of Three-Phase PWM Rectifier Systems Keeping High Utilization of the Output Voltage". In *Applied Power Electronics Conférence and Exposition 2000*, New Orléans, Louisiana, USA, 6-10 Novembre 2000, pp. 519-527. (2000).
- [27] Yutong Zhu « Vienna Rectifier with Gallium Nitride (GaN) Devices »University of Wisconsin – Madison (2016).  
[https://minds.wisconsin.edu/bitstream/handle/1793/74879/Zhu\\_Yutong%20thesis.pdf?sequence=1&isAllowed=y](https://minds.wisconsin.edu/bitstream/handle/1793/74879/Zhu_Yutong%20thesis.pdf?sequence=1&isAllowed=y)
- [28] F.KENDOULI. « Central éolienne et qualité de l'énergie électrique ». Thèse de doctorat en sciences, Université Mentouri de Constantine, Algérie, 2012.  
<https://bu.umc.edu.dz/theses/electrotec/KEN6257.pdf>
- [29] A.BOULAHIA. « Etude des convertisseurs statiques destinés à la qualité de l'énergie électrique ».Thèse de Magister en Electrotechnique, Université de Constantine, Algérie, 2009

## Références Bibliographiques

- [30] B. NOURI. Fonctionnement à fréquence de commutation constante des convertisseurs de puissance en utilisant des techniques de commande avancées application : Amélioration de la qualité de l'Energie. Thèse de doctorat en sciences, Université Ferhat Abbas Sétif, Algérie, 2011. [http://www.univsetif.dz/Tdoctorat/images/stories/pdf\\_theses/facultes/Science/Belhouchet%20Nouri.pdf](http://www.univsetif.dz/Tdoctorat/images/stories/pdf_theses/facultes/Science/Belhouchet%20Nouri.pdf)
- [31] S.L. SANJUAN. Voltage Oriented Control of Three-Phase Boost *PWM* Converters Design, simulation and implementation of a 3-phase boost battery charger. Chalmers University of Technologie.2010. <http://publications.lib.chalmers.se/records/fulltext/173977/173977.pdf>
- [32] Dieng A.Le Claire J.C., Benkhoris M.F. and Ait-Ahmed M. control of single-phase Double boost Effect AC-DC Converter. Journal of Electrical Engineering, JEE, Vol 14, Edition 3, pp. 1-9, 2014.
- [33] Olivier J.C. Modélisation et Conception d'un modulateur auto-oscillant adapté à l'émulation d'organes de puissance. Thèse de Doctorat de l'Université de Nantes, 2006. <https://tel.archives-ouvertes.fr/tel-00134615/document>
- [34] Bode G.H. and Holmes D. G. Loading dependent hysteresis current control of a three level single phase inverter with constant switching frequency. IEEE, Power Electronics Specialists Conference, PESC, Vancouver, vol. 1, pp. 14-19, 2001.
- [35] Ho C.N.M., Cheung V.S.P. and Chung H.S.H. Constant-Frequency Hysteresis Current Control of Grid-Connected VSI Without Bandwidth Control. IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 24, No. 11, pp. 2484-2495, 2009.
- [36] Kang B.J. and Liaw C.M. A Robust Hysteresis Current-Controlled PWM Inverter for Linear PMSM Driven Magnetic Suspended Positioning System. IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 48, No. 5, pp. 956-967, 2001.
- [37] Le Claire J.C. Circuits spécifiques pour commande de machines à courants alternatifs. Thèse de Doctorat de l'Université de Nantes, 1999.

## *Références Bibliographiques*

[38] Le Claire J.C., Siala S., Saillard J., Le Doeuff R. US patent n° 6.376.935 B1, April 23, 2002. Method and device for controlling switches in a control system with variable structure, with controllable frequency.

[39] Le Claire J.C., Siala S., Saillard J., Le Doeuff R. A new pulse modulation for Voltage supply inverter's current control. 8th European Conference on Power Electronics and Applications, Lausanne, Switzerland, 1999.

[40] Le Claire J.C. Chapitre 5, Commande rapprochée de convertisseur statique 2 – Stratégie de commande de courant par régulateur auto-oscillant (MRC). Traité EGEM Hermes Lavoisier, sous la direction de Eric Monmasson, pp. 157-187, ISBN 978-2-7462- 2384-4, 2009.

[41] Le Claire J.C., Menager L., Olivier J.C. and Ginot N. Isolation amplifier for high voltage measurement using a resonant control loop. European Conference on Power Electronics and Applications, EPE 2005, Germany, September 11-14, 2005.

[42] R. REDJEM, « Etude d'une chaîne de conversion d'énergie éolienne », thèse magistère de l'université de Mentouri –Constantine, option modélisation et commande des machines électriques, 4 juillet 2009. <https://bu.umc.edu.dz/theses/electrotec/RED5481.pdf>

[43] L. Abdelhamid, « Contribution à l'amélioration des performances des générateurs éoliens – Evaluation de l'impact des énergies renouvelables sur l'environnement », thèse de doctorat de l'université d'EL Hadj Lakhdar –Batna, option maîtrise des énergies, 26 avril 2012.

[theses.univ-batna.dz > theses-en-ligne > doc\\_download](https://theses.univ-batna.dz/theses-en-ligne/doc_download)

[44] L. ABD ELHAMIQ «Contribution à l'Etude des Performances des Générateurs Electromagnétiques Utilisés dans les Systèmes Eoliens» Mémoire Magister Université de Batna, 2008.

[45] KHALED FERKOUS «étude d'une chaîne de conversion d'énergies éolienne» mémoire de magister de l'Université Mentouri de Constantine, 2009. <https://bu.umc.edu.dz/theses/physique/FER5393.pdf>

## *Références Bibliographiques*

[46] B.Mohammed « Étude d'une chaîne de conversion d'énergie éolienne à base d'une génératrice synchrone à aimants permanents ». Université Tahar Moulay de Saida, juin 2015.

[https://pmb.univ-saida.dz/butecopac/doc\\_num.php?explnum\\_id=242](https://pmb.univ-saida.dz/butecopac/doc_num.php?explnum_id=242)

[47] C. Alonso, 'Contribution à l'Optimisation, la Gestion et le Traitement de l'Energie', Mémoire en vue de l'obtention de l'Habilitation à Diriger les Recherches, Université Paul Sabatier, Toulouse III, Décembre 2003. <https://tel.archives-ouvertes.fr/tel-00012019/document>

[48] H. Akagi, Y. Kanazawa, A. Nabae, "Instantaneous reactive power compensators comprising switching devices without energy storage components," IEEE Trans. on Industry Applications, 20(3): 625-630. 1984,

[49] T. Noguchi, H. Tomiki, S. Kondo, "Direct power control of PWM converter without power-source voltage sensor," IEEE Trans. On Industry Applications, 34(3): 473-479. 1998,

[50] T.M CHIKOUCHE « DIRECT POWER CONTROL OF THREE-PHASE PMW RECTIFIER BASED ON NEW SWITCHING TABLE». Journal of Engineering Science and Technology Vol. 13, No. 6 1751 – 1763. School of Engineering, Taylor's University (2018)

**Paramètres de la GSAP**

Vitesse de rotation : 1500 tr/min

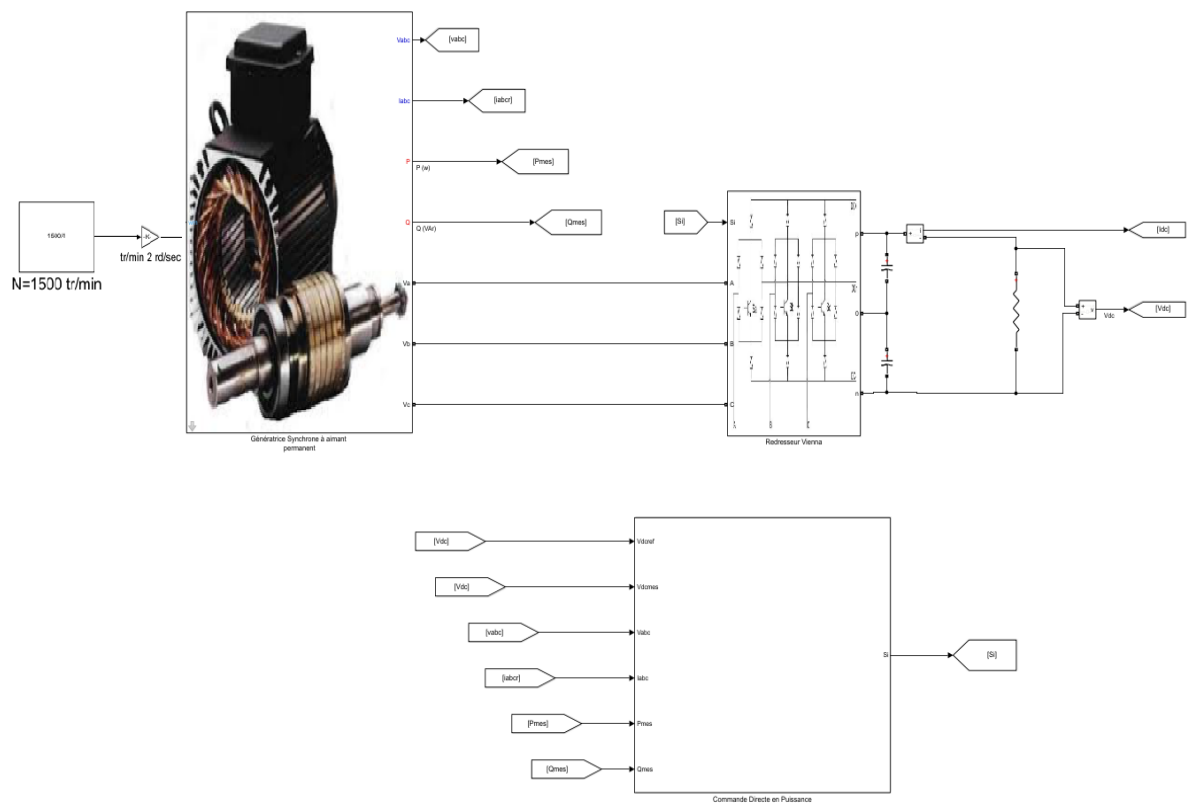
Flux des aimants : 0.8 Wb

Résistance statorique :  $6.604 \cdot 10^{-4} \Omega$

Inductance statorique :  $9.9438 \cdot 10^{-4} \text{ H}$


Nombre de paires de pôles : 2

Le modèle Génératrice-Redresseur Vienna-Charge R avec une commande en puissance est le suivant :



Le modèle de la génératrice synchrone à aimant permanent utilisé est présent ci-dessous ;





**TABLE DES  
MATIÈRES**



**LISTE DES  
FIGURES**





**LISTE DES  
TABLEAUX**

A decorative border resembling a scroll, with a blue outline and grey shaded areas at the top and bottom corners, framing the central text.

**LISTE DES  
SYMBOLES  
ET  
ABRÉVIATIONS**



**INTRODUCTION**  
**GÉNÉRALE**



# CHAPITRE

## I



# CHAPITRE

## II



# CHAPITRE

## III



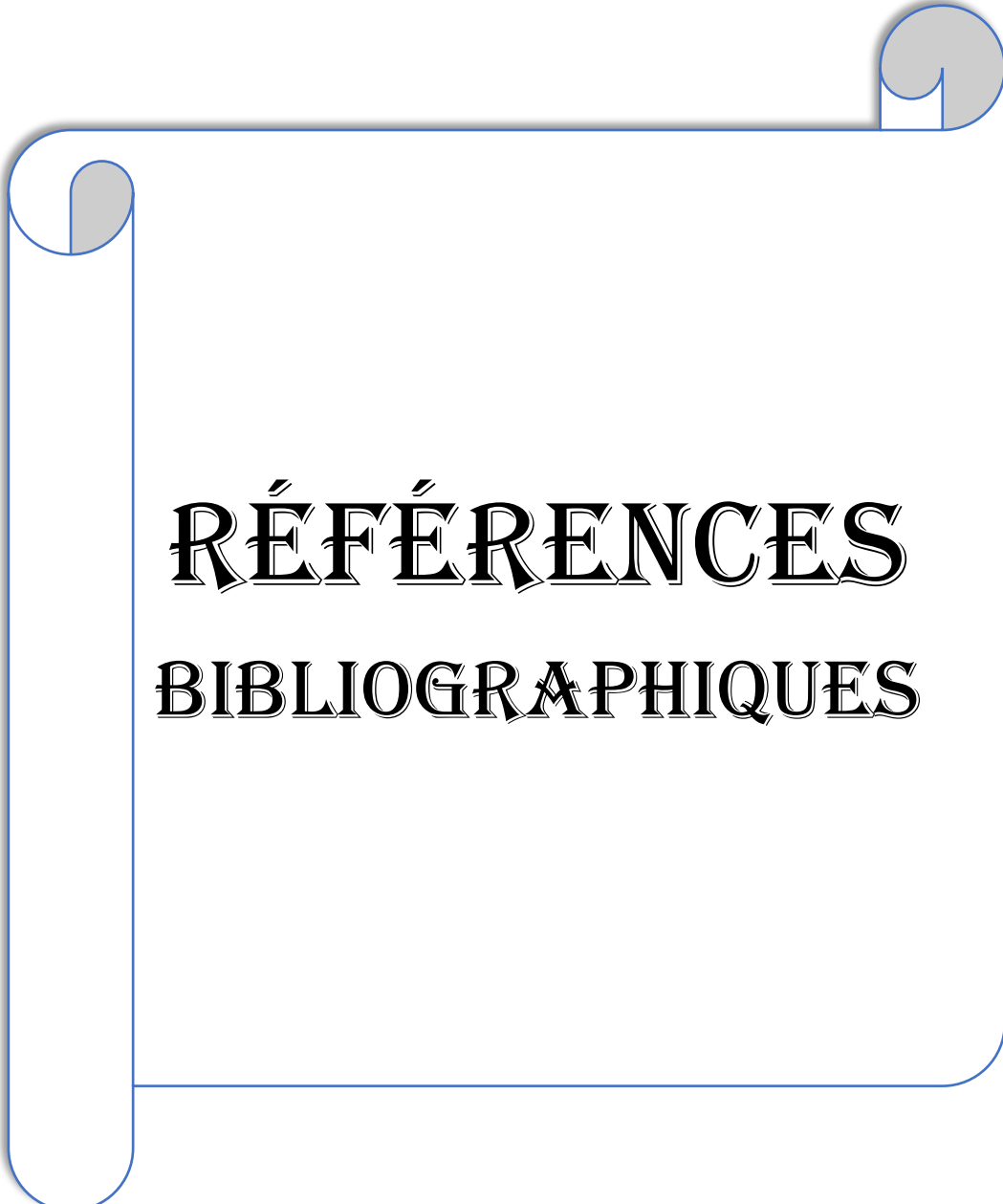
# CHAPITRE

## IV



**CONCLUSION  
GÉNÉRALE**





**RÉFÉRENCES**  
**BIBLIOGRAPHIQUES**



# ANNEXES