



الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية

Republique Algerienne Democratique Et Populaire

وزارة التعليم العالي والبحث العلمي

Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

جامعة العربي التبسي - تبسة

Université Larbi Tébessi- Tébessa –

Faculté des Sciences et de la Technologie

Département de Génie électrique



## MEMOIRE

Présenté pour l'obtention du **diplôme de Master Académique**

En : **Génie électrique**

Spécialité : **Electrotechnique industrielle**

Par :

**Choukal Imane & Ladouli Amira**

Sujet

**Etude des différentes stratégies de commande d'un redresseur à MLI**

Présenté et soutenu publiquement, le 20/ 06/ 2021, devant le jury composé de :

M/ Dib Djalel

M/ BOUKADOUM Aziz

M/ DJEDDI Abdelghani

Prof

MCA

MCA

Président

Rapporteur

Examineur

Promotion : 2020/2021



بِسْمِ اللَّهِ الرَّحْمَنِ الرَّحِيمِ

اللَّهُ الْأَبَدِيُّ الْقَدِيمُ الَّذِي لَا يَأْخُذُهُ

سِنَةٌ وَلَا نَوْمٌ لَهُ مَا فِي السَّمَوَاتِ وَمَا فِي

الْأَرْضِ مَنْ ذَا الَّذِي يَشْفَعُ عِنْدَهُ

إِلَّا بِإِذْنِهِ يَعْلَمُ مَا بَيْنَ أَيْدِيهِمْ وَمَا خَلْفَهُمْ

وَلَا يُحِيطُونَ بِشَيْءٍ مِنْ عِلْمِهِ إِلَّا بِمَا شَاءَ

وَسِعَ كُرْسِيُّهُ السَّمَوَاتِ وَالْأَرْضَ

وَلَهُ يَوْمَ الْحِجَابِ الْعَظِيمِ

# شكر و عرفان

قال رسول الله صل الله عليه وسلم: "من لم يشكر الناس, لم يشكر الله عز وجل"  
نحمد الله تعالى حمدا كثيرا طيبا مباركا ملئ السموات والأرض على ما أكرمنا به من إتمام  
هذه الدراسة التي نرجو ان تنال رضاه ونسأله ان يزيدنا علما وندعوه ان يوفقنا لما يحبه  
و يرضاه في الدنيا والآخرة.

ثم نتوجه بعظيم الشكر والامتنان إلى من أشرف على مذكرتنا الدكتور الفاضل بوقادوم  
عزيز و لكل ما بذله من مجهودات وإرشادات ساعدتنا للإكمال مذكرتنا, وله كل الثناء  
والتقدير لنصائحه القيمة وتوجيهاته النيرة التي كانت سببا في تحفيزنا وتشجيعنا, فجزاه  
الله كل خير وأطال في عمره.

كما نتوجه بجزيل الشكر إلى الأساتذة الأفاضل أعضاء لجنة المناقشة, البروفيسور ذيب  
جلال رئيس لجنة المناقشة والدكتور عبد الغني جدي عضو لجنة المناقشة, حفظهما الله  
لتفضلهما بقبول مناقشة هذه الدراسة و تقييمهما, ولا ننسى فضلهما العظيم في نجاحنا  
وتحفيزنا ومرافقتنا خلال مشوارنا الدراسي, فلكما منا كل التقدير والاحترام و أطال الله في  
عمركما و حفظكما.

كما نتقدم بجزيل الشكر لجميع أساتذة كلية العلوم والتكنولوجيا ولجميع من ساهم في  
توصيلنا لهذا المستوى التعليمي فجزاكم الله كل خير أساتذتنا الكرام.  
وفي الأخير نشكر كل من ساهم في مساعدتنا لإتمام عملنا هذا.

## إهداء

# بسم الله الرحمن الرحيم

اللهم اجعل هذا العمل خالصا لوجهك الكريم.

أهدي ثمرة جهدي هذا إلى:

معلم البشرية المنزل عليه الوحي بأول كلمة "اقرأ" الحبيب المصطفى عليه الصلاة والسلام.

إلى من عان المشقة من أجل تربيتي وتعليمي, فأنا لي الطريق بنور العقل وسبيل العلم والرشاد, إليك يا من علمني إباء النفس والشموخ إليك يا حبيب قلبي أبي الغالي حفظك الله وجعلك سندا لي مدى الحياة.

وإلى حبيبة قلبي ورفيقة دربي إلى مدرستي الأولى والدائمة, ملقنتي أن بطلب العلى أكون الغانمة, التي أنارت دربي بنصائحها, إلى من منحتني القوة والعزيمة لمواصلة الدرب, إليك أُمي الغالية حفظك الله وأدامك الله لنا. إلى شقائق النعمان ومنبت الأمان وسندي في الحياة إخوتي الأعزاء: فارس وخليل حفظهما الله وأدامهما الله لي .

إلى نسائم الروح ورفيقات دربي أخواتي الحبيبات: شيماء, دنيا, عواطف, ندى. إلى من تقاسمت معهم لحظات عمري, صديقاتي ورفيقات دربي لكن كل التقدير والاحترام حبيبات قلبي.

إلى كل إنسان عزيز على قلبي وإلى كل شخص وقف بجانبني وساندني. إلى كل زملائي في الدراسة, وبالأخص قسم الكهرو تقني صناعي أجمل وأطيب أصدقاء.

شكرا للجميع.

أميرة

## إهداء

# بِسْمِ اللَّهِ الرَّحْمَنِ الرَّحِيمِ

الحمد لله على كثير فضله وجميل عطائه وجوده الحمد لله ربي ومهما حمدنا فلن نستوفي حمده والصلاة والسلام على من لا نبي بعده.

إلى ذلك منبع الحب والرقّة والحنان إلى التي بحنانها ارتويت وبدفئها احتमित وبنورها اهتديت ولبصرها اقتديت ولحقها ما وفيت ,إلى من يشتهي السان نطقها وترفرف العين من وحشتها, والتي كانت تتمنى رؤيتي وأنا أحقق هذا النجاح وشاء الله أن يأتي هذا اليوم. أهدي هذا العمل إلى من سهرت الليالي أُمي الغالية.

إلى درعي الذي به احتमित وفي الحياة به اقتديت والذي شق لي بحر العلم والتعلم إلى من احترقت شموعه ليضيء لنا درب النجاح, ركيزة عمري وصدر أمانتي وكبريائي وكرامتي أُمي الغالي أطل الله في عمره وشفاه و أدامه الله تاجا فوق رؤوسنا.

إلى من يذكرهم القلب قبل أن يكتب القلم إلى من قاسموني حلو الحياة ومرها تحت السقف الواحد...إخوتي نصر الدين ,أشرف والكتكوت الصغير آدم , وقرة عيني أختي الحبيبة والغالية نزيهة حفظهم الله وأدامهم سندا ودرعا لي .

إلى أحسن من عرفني بهم القدر الأصدقاء القدامى مريم وبثينة وأخص بالذكر من كان سببا في إنجاز هذا العمل صديقتي الغالية شهرزاد.

ولا أنسى رفقاء دربي طيلة مشواري الدراسي وأخص بالذكر قسم كهرو تقني صناعي وإلى أحبتي وعائلتي الثانية بالسكن الجامعي فقد تشاركت معهم أجمل لحظات حياتي .

إلى كل من كان لهم أثر على حياتي, وإلى كل من أحبهم قلبي ونسيهم قلمي.

إلى أساتذتي وأهل الفضل عليا الذين غمروني بالحب والتقدير والنصيحة والتوجيه والإرشاد.

إلى كل هؤلاء أهديهم هذا العمل المتواضع سائلة الله العلي القدير أن ينفعنا به ويمدنا بتوفيقه.

***Table des notations et symboles :***

$e_a, e_b, e_c$	Les tensions simples du réseau triphasé d'alimentation (V).
$E_m$	L'amplitude des tensions du réseau (V).
E	Tension de phase efficace du réseau (V).
$e_d, e_q$	Les tensions simples du réseau d'alimentation dans le repère (d, q) (V).
$e_a, e_b, e_c$	Les tensions simples du réseau d'alimentation dans le repère(a, b, c)(V).
$V_d, V_q$	Les tensions de référence dans le repère (d, q) (V).
$V_a, V_b, V_c$	Les tension de référence dans le repère (a, b, c) (V).
$I_{sa}, I_{sb}, I_{sc}$	Le courant de la ligne du réseau triphasé d'alimentation (A).
$I_q, I_d$	Les courants de la ligne dans le repère (d, q) (A).
$i_\alpha, i_\beta$	Les composantes du vecteur courant de ligne dans le repère Stationnaire( $\alpha, \beta$ ).
$I_a, I_b, I_c$	Le courant de la ligne dans le repère(a, b, c) (A).
$L_s$	Inductance totale de la ligne réseau-redresseur à MLI (H).
$R_s$	Résistance de la ligne réseau-redresseur à ML ( $\Omega$ ).
$R_{ch}$	Résistance de la charge ( $\Omega$ ).
$L_{ch}$	Inductance de la charge (H).
C	Condensateur du bus continu (F).
$V_a, V_b, V_c$	Les tensions simples à l'entrée du redresseur à MLI (V).
$v_{s\alpha}, v_{s\beta}$	Les composantes du vecteur tension de ligne dans le repère Stationnaire( $\alpha, \beta$ ).
$I_{ch}$	Courant dans la charge (A).
$I_c$	Courant dans le condensateur (A).
$V_{dc}$	Tension de bus continue (V).
$V_{dc\_ref}$	Tension de référence bus continue (V).
$I_{dc}$	Courant actif nécessaire pour charger le bus continu (A).
$I_{max}$	L'amplitude maximale des courants de source (A).
$E_{max}$	L'amplitude maximale des tensions de source (V).
$i_a(t), i_b(t), i_c(t)$	Courants instantanés de référence.

$S_a, S_b, S_c$	Etats de commutation des interrupteurs du redresseur à MLI.
$S_q, S_d$	Etats de commutation du redresseur dans le repère (d, q).
$S_a, S_b, S_c$	Etats de commutation du redresseur dans le repère(a, b, c).
T	Période (s).
$T_e$	Période d'échantillonnage (s).
$v_p$	Amplitude de la tension de la porteuse de la commande MLI (V)
$v_{ref}$	Amplitude de la tension de référence de la commande MLI (V)
S	Puissance apparente (VA).
P	Puissance active ou puissance réelle(W).
Q	Puissance réactive ou puissance imaginaire(VAR).
$p_{ref}$	Puissance active de référence.
$q_{ref}$	Puissance réactive de référence.
D	la puissance déformante due aux harmoniques du courant (W).
$d_p, d_q$	Erreurs des puissances active et réactive.
$K_p$	Gain proportionnel du régulateur.
$K_i$	Gain intégral du régulateur.
$\Delta_p, \Delta_q$	Variation des puissances active et réactive instantanées.
$\Delta_i$	Variation du courant.
$\Delta_v$	Variation de la tension du filtre de raccordement.
$\alpha$	angle du vecteur de tension de référence.
$k_p$	Paramètre proportionnel.
$k_i$	Paramètre intégrateur.
$\hat{p}$	Puissance active instantanée (W).
$\hat{q}$	Puissance réactive instantanée (VAR).
$f$	Fréquence du la fondamentale (Hz).
$\omega$	Fréquence angulaire (rad).
$\theta$	l'angle enter les secteurs.
$\emptyset$	Le flux estimé.
$T_{b0}$	La constante du temps du système en boucle ouverte.
t	Le temps (s).
d, q	Axe de référentiel de Park.

$T_r$	Constante du temps électrique de l'impédance(R, L) avec( $T_r = L/R$ ).
$f_r$	Fréquence d'accord.
$P^*$	Puissance active de référence (W).
$q^*$	Puissance réactive de référence (VAR).

## *Abréviation :*

<b>Acronyme</b>	<b>Signification</b>
<b>FAS</b>	Filtre Actif Série.
<b>FAP</b>	Filtre Actif Parallèle.
<b>THD</b>	Taux de Distorsion Harmonique (Total Harmonic Distortion)
<b>UPQC</b>	Unified Power Quality Conditioner.
<b>PI</b>	Régulateur proportionnel intégral.
<b>AC/DC</b>	Conversion Alternative/ Continue.
<b>IGBT</b>	Transistor Bipolaire à Port Isolé (Insulated Gate Bipolar Transistor).
<b>MOSFET</b>	Les Transistors à Effet de Champ à Grille Isolée (Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor).
<b>GTO</b>	Thyristor Commandé à l'Ouverture (Gate Turn Off Thyristors).
<b>PLL</b>	(Phase Locked Loop).
<b>MLI</b>	Modulation de largeur d'impulsion (Pulse Width Modulation PWM).
<b>DPC</b>	Contrôle Direct de Puissance.
<b>SVM</b>	Modulation Vectorielle (Space Vector Modulation).
<b>DPC-SVM</b>	Contrôle Direct de Puissance avec modulation vectorielle.

---

***Liste des tableaux :***

N°	Titre	Page
Tableau 1.1	Classification des normes concernant la qualité d'énergie électrique.	16
Tableau 1.2	Niveaux de compatibilité pour les tensions harmoniques individuelles sur les réseaux publics basse tension (norme CEI 61000-2-2).	17
Tableau 1.3	Limite des composantes harmoniques en courant (Norme CEI 61000-3-2).	17
Tableau 2.1	Calcul des vecteurs de tension.	46
Tableau 2.2	Temps de commutation pour chaque secteur.	49
Tableau 2.3	Paramètres de simulation.	50
Tableau 2.4	THD des trois techniques de commande proposées.	61
Tableau 3.1	table de commutation classique.	67
Tableau 3.2	Les paramètres de la simulation.	72
Tableau 3.3	THD des deux techniques de commande DPC et DPC-SVM proposées.	79

## *Liste des figures :*

<b>N°</b>	<b>Titre</b>	<b>Page</b>
Figure 1.1	Creux et coupures de tension.	11
Figure 1.2	Fluctuations de tension.	12
Figure 1.3	Déséquilibre du système triphasé de tension.	12
Figure 1.4	Variation de fréquence.	12
Figure 1.5	Harmoniques.	13
Figure 1.6	Différents types d'harmoniques.	14
Figure 1.7	Schéma de principe d'une charge linéaire.	18
Figure 1.8	Courant d'une charge linéaire.	18
Figure 1.9	Analyse spectrale d'harmoniques du courant d'une charge linéaire.	18
Figure 1.10	Schéma de principe d'une charge non linéaire.	19
Figure 1.11	Courant d'une charge non linéaire.	19
Figure 1.12	Analyse spectrale d'harmoniques du courant d'une charge non linéaire.	20
Figure 1.13	Filtre résonant et amorti branchés au réseau.	21
Figure 1.14	Montage d'un filtre actif parallèle (FAP) avec le réseau électrique.	22
Figure 1.15	Montage d'un filtre actif série (FAS) avec le réseau électrique.	23
Figure 1.16	Combinaison parallèle -série actif (UPQC).	23
Figure 1.17	Redresseur 06 pulses.	24
Figure 1.18	Redresseur 12 pulses.	25
Figure 1.19	Redresseur 24 pulses.	25
Figure 1.20	Redresseur à MLI.	26
Figure 2.1	Schéma de principe du redresseur.	29
Figure 2.2	Topologie d'un redresseur triphasé à MLI de courant.	30
Figure 2.3	Topologie d'un redresseur triphasé à MLI de tension.	31
Figure 2.4	Schéma d'un bras du redresseur.	31
Figure 2.5	Topologie de base d'un redresseur de tension.	32
Figure 2.6	Schéma du système simulé.	33
Figure 2.7	Schéma du convertisseur AC/DC.	34

Figure 2.8	Schéma coté charge.	35
Figure 2.9	Schéma fonctionnel d'un redresseur MLI dans le repère (a, b, c).	37
Figure 2.10	Schéma fonctionnel d'un redresseur MLI dans le repère tournant (d, q).	39
Figure 2.11	Commande du redresseur MLI.	40
Figure 2.12	Représente la structure interne du régulateur PI utilisé pour la régulation de la tension du bus continu d'un redresseur à MLI.	42
Figure 2.13	Principe du contrôle par hystérésis à bande fixe.	42
Figure 2.14	Principe du contrôle par hystérésis.	43
Figure 2.15	Principe de la commande MLI.	44
Figure 2.16	Configurations des interrupteurs pour les vecteurs de tension.	45
Figure 2.17	Représentation des vecteurs de tension dans le plan $\alpha\beta$ .	45
Figure 2.18	Définition du vecteur moyen.	47
Figure 2.19	Séquence d'application des vecteurs sur une période ( $k_0$ facteur $\in [0,1]$ ).	48
Figure 2.20	Représentation des séquences de conduction des interrupteurs.	49
Figure 2.21	Système de commande du redresseur.	50
Figure 2.22	Tensions de source (commande hystérésis)	51
Figure 2.23	Courants de source (commande hystérésis)	51
Figure 2.24	Courant de source de la phase a (commande hystérésis)	51
Figure 2.25	Spectre des harmoniques (commande hystérésis)	51
Figure 2.26	L'allure de la tension et du courant de source par phase (commande hystérésis)	52
Figure 2.27	Allure de la puissance active et réactive du réseau (commande hystérésis)	52
Figure 2.28	Facteur de puissance (commande hystérésis)	52
Figure 2.29	Tension redressé $V_{dc}$ et $V_{dc}$ référence (commande hystérésis)	53
Figure 2.30	Système de commande du redresseur à MLI.	53
Figure 2.31	Tension de source (commande à MLI)	54
Figure 2.32	Courant de source (commande à MLI)	54
Figure 2.33	Courant de source de la phase a (commande à MLI)	54
Figure 2.34	Spectre des harmoniques (commande à MLI)	55

Figure 2.35	L'allure de la tension et du courant de source par phase (commande à MLI)	55
Figure 2.36	Allure de la puissance active et réactive du réseau (commande à MLI)	55
Figure 2.37	Facteur de puissance (commande à MLI)	56
Figure 2.38	Tension redressé $V_{dc}$ et $V_{dc}$ référence (commande à MLI)	56
Figure 2.39	Système de commande du redresseur à MLI vectorielle.	57
Figure 2.40	Tensions de source (commande SVM)	57
Figure 2.41	Courants de source (commande SVM)	57
Figure 2.42	Courant de source de la phase a (commande SVM)	58
Figure 2.43	Spectre des harmoniques (commande SVM)	58
Figure 2.44	L'allure de la tension et du courant de source par phase (commande SVM)	58
Figure 2.45	Allure de la puissance active et réactive du réseau (commande SVM)	59
Figure 2.46	Facteur de puissance (commande SVM)	59
Figure 2.47	Tension redressé $V_{dc}$ et $V_{dc}$ référence (commande SVM)	59
Figure 2.48	Comparaison des trois techniques de commande proposées	60
Figure 3.1	Représentation du vecteur de la tension dans le plan de l'espace vectoriel ( $\alpha, \beta$ ) divisé en douze (12) secteurs.	67
Figure 3.2	Régulation de la tension continue.	68
Figure 3.3	diagramme vectorielle de la tension de réseau et courant de ligne.	70
Figure 3.4	Le schéma bloc des boucles de p et q avec deux correcteurs PI.	70
Figure 3.5	Le schéma bloc de la boucle de contrôle de la puissance active instantanée.	71
Figure 3.6	Le schéma bloc du système en boucle fermée.	71
Figure 3.7	Système de commande DPC du redresseur à MLI.	72
Figure 3.8	Tensions de source (commande DPC)	73
Figure 3.9	Courants de source (commande DPC)	73
Figure 3.10	Courant de source de la phase a (commande DPC)	73
Figure 3.11	Spectre des harmoniques (commande DPC)	74
Figure 3.12	L'allure de la tension et du courant de source par phase (commande DPC)	74

Figure 3.13	Allure de la puissance active et réactive du réseau (commande DPC)	74
Figure 3.14	Facteur de puissance (commande DPC)	75
Figure 3.15	Tension redressé $V_{dc}$ et $V_{dc}$ référence (commande DPC)	75
Figure 3.16	Schéma Block de redresseur MLI avec commande DPC-SVM.	76
Figure 3.17	Tensions de source (commande DPC-SVM)	76
Figure 3.18	Courant de source (commande DPC-SVM)	77
Figure 3.19	Courant source de la phase a (commande DPC-SVM)	77
Figure 3.20	Spectre des harmoniques (commande DPC-SVM)	77
Figure 3.21	L'allure de la tension et du courant de source par phase (commande DPC-SVM)	78
Figure 3.22	Allure de la puissance active et réactive du réseau (commande DPC-SVM)	78
Figure 3.23	Facteur de puissance (commande DPC-SVM )	78
Figure 3.24	Tension redressé $V_{dc}$ et $V_{dc}$ référence (commande DPC-SVM)	79

## ***Sommaire :***

Table des notations et symboles	I
Abréviation	IV
Liste de tableau	V
Liste de figure	VI
Introduction générale	5
<b><i>Chapitre 1 // Perturbation des réseaux électriques et leur principe de compensation</i></b>	
1. Introduction	9
2. Qualité de l'énergie électrique	9
3. Dégradation de la qualité de la tension	9
4. Différents types des perturbations d'origine électrique	10
4.1. Creux de tension ou coupure de tension	10
4.2. Fluctuations et bosses de tension	11
4.3. Déséquilibres du système triphasé de tension	12
4.4. Variation de fréquence	12
4.5. Harmoniques	13
5. Etude des perturbations harmoniques	13
5.1. Représentation spectral des harmoniques	13
5.2. Conséquences des harmoniques	14
5.3. Caractéristiques des harmoniques	14
5.3.1. Taux Global de Distorsion Harmonique (THD)	14
5.3.2. Les puissances	15
5.3.3. Normes imposées aux harmoniques	15
6. Types de charges	18
6.1. Charge linéaire	18
6.2. Charge non linéaire	19
7. Solutions possibles pour réduire les harmoniques	20
7.1. Filtrage passif	20
7.1.1. Filtre résonant	20
7.1.2. Filtre amorti	21
7.2. Les filtres actifs	21
7.2.1. Filtre actif parallèle (FAP)	22
7.2.2. Filtre actif série (FAS)	22

---

7.2.3. Combinaison parallèle-série actifs (UPQC)	23
7.2.4. Filtres hybrides	24
8. Autres solutions modernes de dépollution harmonique	24
8.1. Les redresseurs polyphasés à diodes	24
8.2. Redresseurs à MLI	25
9. Conclusion	26
<b><i>Chapitre 2// Modélisation et simulation d'un redresseur à mli triphasé</i></b>	
1. Introduction	28
2. Redresseur à MLI	28
3. Type de redresseur	29
3.1. Redresseur à MLI de courant	29
3.2. Redresseur à MLI de tension	30
4. Constitution d'un redresseur à MLI de tension	31
5. Principe de fonctionnement d'un redresseur à MLI de tension	31
6. Modélisations du redresseur MLI	32
6.1. Bloc source.	33
6.2. Bloc convertisseur	34
6.3. Bloc charge	35
7. Mise en équations de l'association redresseur à MLI – Charge	35
8. Modèle mathématique du redresseur PWM triphasé	36
8.1. Modèle dans le repère (a, b, c)	36
8.2. Modèle dans le repère (d, q)	37
9. Méthode d'estimation des courants de références	39
9.1. Contrôle en courant d'un redresseur à MLI	39
9.2. Régulation de la tension du bus continu d'un redresseur à MLI	40
9.3. Régulateur PI	41
10. Commande à hystérésis	42
11. Commande par modulation de largeur d'impulsion (MLI)	43
12. MLI vectorielle SVM	44
12.1. Modélisation d'un SVM	46
12.1.1. Définition du vecteur tension de contrôle.	46
12.1.2. Approximation du vecteur tension de contrôle	47
12.1.3. Détermination des durées d'utilisation des interrupteurs	47

---

---

13. Simulation	50
13.1. Commande à hystérésis	50
13.1.1. Bloc de simulation	50
13.1.2. Résultats de simulation	50
13.1.3. Interprétation des résultats	53
13.2. Commande à MLI	53
13.2.1. Bloc de simulation	53
13.2.2. Résultats de simulation	54
13.2.3. Interprétation des résultats	56
13.3. Commande à MLI vectorielle	57
13.3.1. Bloc de simulation	57
13.3.2. Résultats de simulation	57
13.3.3. Interprétation des résultats	60
14. Comparaison entre les deux techniques de commande	60
15. Conclusion	61

***Chapitre 3 // Commande directe de puissance avec modulateur vectoriel (DPC-SVM)  
d'un redresseur à MLI***

1. Introduction	63
2. Commande directe de puissance (DPC).	63
2.1. Principe de fonctionnement du DPC classique.	63
3. Elaboration des contrôleurs	64
3.1. Estimation de la puissance instantanée	64
3.2. Estimation de la tension du réseau	65
3.3. Régulateur à hystérésis (Commutation optimale)	65
3.4. Détermination du secteur	66
3.5. Table de commutation	67
3.6. Régulation de la tension continue	68
4. Le Principe de la commande DPC-SVM	68
5. Modélisation de DPC-SVM	68
5.1. Calcul des puissances instantanées par estimation du flux virtuel	68
5.2. Le réglage des correcteurs des puissances instantanées	69
6. Simulation	72
6.1. La Commande DPC	72

---

---

6.1.1. Bloc de simulation	72
6.1.2. Résultats de simulation	73
6.1.3. Interprétation des résultats	75
6.2. La commande DPC-SVM	76
6.2.1. Bloc de simulation	76
6.2.2. Résultats de simulation	76
6.2.3. Interprétation des résultats	79
7. Conclusion	80
Conclusion générale	81
Références Bibliographiques	83
Annexes	87

## INTRODUCTION GENERALE :

L'amélioration de la qualité de l'énergie sur les réseaux électriques de distribution, devient de nos jours, un enjeu important tant pour les gestionnaires des réseaux électriques que pour les exploitants de l'énergie électrique. Cette qualité recouvre principalement la qualité de la fourniture et transport de cette énergie et celle de la qualité de la forme d'onde de la tension.

Dans les conditions normales d'exploitation, la qualité d'énergie électrique se réduit essentiellement à la qualité de l'onde de la tension délivrée par le réseau. Les principaux phénomènes qui pouvant affectés cette dernière sont :

- *Les creux de tension ;*
- *Le déséquilibre du système ;*
- *Les perturbations harmoniques.*

Les principaux paramètres qui caractérisent un système triphasé sont :

- La fréquence qui doit être égale à la fréquence fondamentale du réseau électrique
- l'amplitude des trois phases (les trois phases gardant la même amplitude),
- la forme d'onde qui doit être sinusoïdale,
- la symétrie du système caractérisée par l'égalité des modules des trois tensions et de leurs déphasages relatifs.

L'utilisation des équipements de l'électronique de puissance telles que : les redresseurs, les hacheurs, les onduleurs et les gradateurs dans les systèmes électriques provoquent des perturbations électriques, ces convertisseurs sont considérés comme des charges non linéaire, ils absorbent des courants non-sinusoïdaux et consomment de la puissance réactive, ces phénomènes pourrait, d'une part, nuire aux appareils électriques qui y sont branchés application de surtensions, sur-échauffement et endommagement des appareils et entrainer, d'autre part, une mauvaise exploitation de l'énergie, pertes excessives dans les lignes de transport d'énergie...etc.

Des normes sont imposées aux perturbations harmoniques pour limiter le taux de distorsion harmonique THD des grandeurs électriques caractérisant l'alimentation. C'est pour cette raison des nouvelles topologies sur la structure des convertisseurs statiques (les redresseurs à MLI, redresseurs en cascades, convertisseur matricielles, ....) Ont été développées, ils présentent une meilleure solution à la réduction des perturbations harmoniques en terme de

THD et à l'amélioration de la qualité d'énergie. Dans ce mémoire on s'intéresse à l'étude d'un redresseur à MLI.

Le redresseur à MLI est convertisseur statique joue le rôle d'un redresseur AC/DC. Ce type de convertisseur à l'avantage d'absorber des courants d'entrés sinusoïdaux avec un facteur de puissance unitaire et permet à la sortie de produire une tension continue constante et réglable. A la comparaison de ce convertisseur par rapport au convertisseur à diode qui présente des inconvénients, est convertisseur à diode unidirectionnel pour l'écoulement de puissance, un faible facteur de puissance et une distorsion harmoniques des courants importante. En conséquence, le redresseur à modulation de la largeur d'impulsion (PWM rectifier en anglais) est une solution intéressante de plus en plus utilisée dans les applications industrielles notamment dans le domaine des énergies renouvelables, il présente les avantages suivants:

- *La puissance est bidirectionnelle (réversible);*
- *Faible distorsion harmonique du courant du réseau ;*
- *Facteur de puissance presque unitaire;*
- *Contrôle de la tension du bus continu;*
- *Réduction des dimensions du condensateur du bus continu.*

Plusieurs stratégies de contrôle du redresseur à MLI ont été proposées dans la littérature, on trouve la commande à hystérésis, la commande MLI, la commande SVM, la commande directe de puissance (DPC) et la commande directe de puissance avec SVM (DPC-SVM)...etc. Ces stratégies de contrôle puissent atteindre le même objective, tel que, un facteur de puissance unitaire, un courant d'entrés de forme pratiquement sinusoïdale et une tension continue à la sortie constante et réglable, reste dans leur principe de commande sont différenciées.

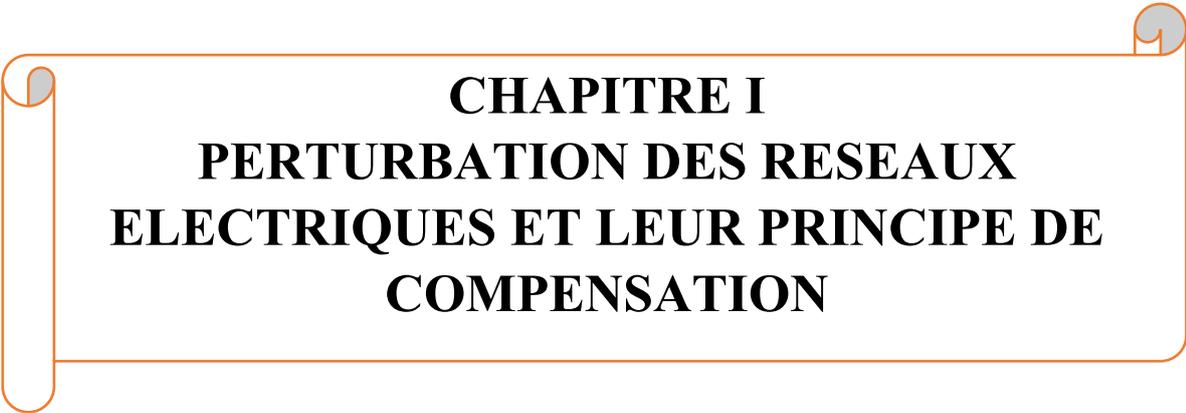
Le but principal de ce mémoire est l'étude des différentes stratégies de commande du redresseur à MLI dont l'objectif est d'améliorer de ces performances. Le présent mémoire est articulé en trois chapitres :

Le premier chapitre débute avec un rappel sur les notions générales de la qualité d'énergie électrique et les différentes perturbations pouvant l'affecter. La problématique des harmoniques, leur origine, leur caractérisation et leurs conséquences néfastes sur le réseau et sur les récepteurs, sont ensuite présentées. La perturbation harmonique produite par les redresseurs à diodes et les normes et réglementations, en termes de pollution harmonique, en vigueur sont également exposées dans ce chapitre. Nous présenterons à la fin de ce chapitre les différentes solutions traditionnelles et modernes de dépollution harmonique.

Le deuxième chapitre est consacré à l'étude de la modélisation et la simulation d'un redresseur à MLI, Après une brève étude des différents montages d'un redresseur à MLI, une intention particulière est donnée au montage redresseur à MLI de tension. Trois techniques de commande ont été choisies et appliqués à la commande du convertisseur. Après un bref rappel des trois techniques des trois techniques de commande : la commande hystérésis, la commande MLI et la commande SVM, nous avons passé à la modélisation et la simulation du redresseur triphasé par chaque technique de commande. A la fin du chapitre, une comparaison entre les trois techniques de commande sera présentée et interprétée.

Le troisième chapitre est réservé à la technique de contrôle direct de puissance (DPC) et (DPC\_SVM) d'un redresseur à MLI. Le but est de contrôler directement la puissance active et réactive du convertisseur à MLI.

A la fin de ce mémoire, nous avons clôturé notre travail par une conclusion générale et des perspectives.



**CHAPITRE I**  
**PERTURBATION DES RESEAUX**  
**ELECTRIQUES ET LEUR PRINCIPE DE**  
**COMPENSATION**

## 1. Introduction :

La présence des convertisseurs statiques dans les installations électriques a contribué considérablement à l'amélioration des performances et à la fiabilité des fonctionnements de ces équipements, à cause de leurs natures non linéaires, ces convertisseurs sont la cause principale de la détérioration de la qualité de l'énergie électrique et par conséquent de la qualité de tension aux points de raccordement [1]. Toutefois, cette tension subit généralement des perturbations aux réseaux électriques.

Dans ce chapitre, nous parlons sur la qualité de l'énergie électrique, leur dégradation et ces conséquences, en suite nous présentons les perturbations qui affectent la tension et le courant des réseaux électriques. Nous parlons également de leurs origines, les conséquences ainsi que les solutions proposées pour les remédiés. Des solutions passives et actives pour la compensation harmoniques seront discutées.

## 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 d'énergie électrique en termes de puissance, la qualité de la forme d'onde de tension et la qualité de la forme d'onde du courant. Les principaux phénomènes qui pouvant affecter la qualité de la tension sont nombreux telles que : les creux de tension, surtensions, coupures, déséquilibres et d'autre part des variations rapides : surtensions transitoires, flicker 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 [2].

Ils peuvent être regroupés en quatre catégories selon qu'ils affectent :

- ❖ *La fréquence.*
- ❖ *L'amplitude des trois tensions.*
- ❖ *La forme d'onde qui doit être la plus sinusoïde possible.*
- ❖ *La symétrie du système triphasé.*

## 3. Dégradation de la qualité de la tension :

Les perturbations dégradant la qualité de la tension peuvent résulter de [3] :

- ❖ *Défaut dans le réseau électrique ou dans les installations des clients ;*
- ❖ *Court-circuit dans un poste, une ligne aérienne, un câble souterrain, ...etc;*
- ❖ *Causes atmosphériques (foudre, givre, tempête...);*

- ❖ *Matérielles (vieillesse d'isolants...)* ;
- ❖ *Humaines (fausses manœuvres, travaux de tiers...)* ;
- ❖ *Installations perturbatrices :*
  - ✓ *fours à arc.*
  - ✓ *Soudeuses.*
  - ✓ *variateurs de vitesse (les convertisseurs statiques).*
  - ✓ *toutes applications de l'électronique de puissance, téléviseurs, éclairage fluorescent, démarrage ou commutation d'appareils, etc....*

#### **4. Différents types des perturbations d'origine électrique :**

Les perturbations électriques affectant l'un des quatre paramètres de la tension cités précédemment peuvent se manifester par des différents types des perturbations d'origine électrique telles que : un creux ou une coupure de tension, une fluctuation de tension, un déséquilibre du système triphasé de tension, une variation de la fréquence, et une présence des harmoniques, ...etc.

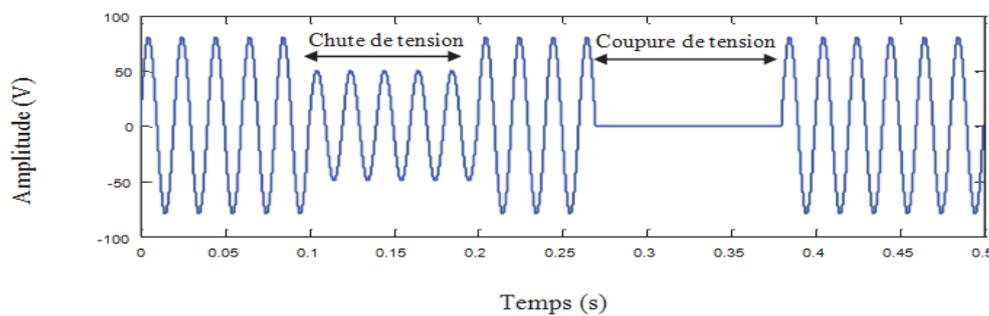
##### **4.1.Creux de tension ou coupure de tension :**

Un creux de tension est diminution de la valeur efficace de la tension à une valeur située entre 10 et 90% de la tension nominale et d'une durée allant de 10 ms jusqu'à quelques secondes. Les creux de tension sont dus à des phénomènes naturels comme la foudre ou à des défauts sur l'installation ou sur le réseau de distribution [6].

Les coupures brèves sont généralement la cause de manœuvres des automatismes des réseaux de distribution (transformateurs, moteurs, etc.) [4,5]. Une coupure brève est un cas particulier du creux de tension voir la figure (1.1). Sont produits par des courts circuits survenant dans le réseau général ou dans les installations de la clientèle. Seules les chutes de tension supérieures à 10 % sont considérées ici (les amplitudes inférieures rentrent dans la catégorie des "fluctuations de tension"). Leur durée peut aller de 10 ms à plusieurs secondes, en fonction de la localisation du court-circuit et du fonctionnement des organes de protection (les défauts sont normalement éliminés en 0.1s à 0.2s en HT, 0.2s à quelques secondes en MT) [5]. Ils sont caractérisés par leurs: amplitude et sa durée et peuvent être monophasés ou triphasés selon le nombre de phases concerné.

Les phénomènes des creux de tension peuvent provoquer le déclenchement d'équipements, lorsque leur profondeur et leur durée excèdent certaines limites (dépendant de la sensibilité particulière des charges). Les conséquences peuvent être extrêmement coûteuses (temps de redémarrage se chiffrant en heures, voire en jours ; pertes de données informatiques; dégâts

aux produits, voire aux équipements de production...). L'interruption courte est la perte complète ou la disparition de la tension d'alimentation pendant une période de temps de 1/2 cycle jusqu'à 3 s. Elle se produit quand la tension d'alimentation ou le courant de charge diminue à moins de 0.1 pu. Le dégagement du défaut de tension et les coupures brèves sont principalement produits par le court-circuit imputable aux incidents naturels du réseau et aux manœuvres d'organes de protection éliminant ces défauts. Ils sont également la conséquence d'appel de puissances importantes lors de la mise en service de certaines charges du réseau, Figure (1.1).



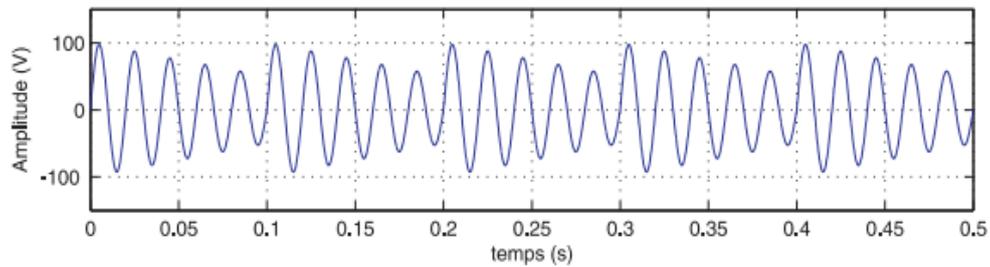
**Figure 1.1** Creux et coupures de tension [5].

#### 4.2. Fluctuations et bosses de tension :

Les fluctuations de tension sont des variations périodiques ou erratiques de l'enveloppe de la tension. Ce sont des variations brutales de l'amplitude de la tension situées dans une bande de  $\pm 10\%$  et se produisent sur un intervalle de temps de quelques centièmes de secondes [5].

Elles sont en particulier dues à la propagation sur les lignes du réseau de courants d'appel importants. L'origine principale de ces courants est le fonctionnement d'appareil dont la puissance absorbée varie de manière rapide, comme les fours à arc et des machines à souder. Ces fluctuations se traduisent par des variations d'intensité, visible au niveau de l'éclairage causant un gêne visuel perceptible pour une variation de 1% de la tension. Ce phénomène de papillotement est appelé flicker de tension [6].

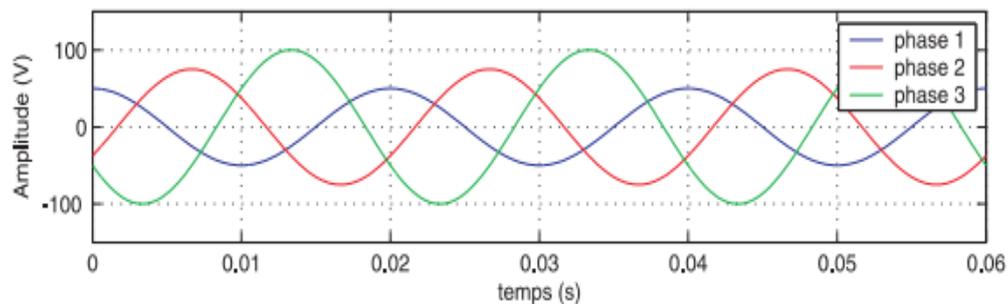
La bosse de tension est une augmentation de la tension au-dessus de la tension nominale pour une durée de 0.5 cycle à 60 s. Elle est caractérisée par son amplitude et sa durée. Elle peut causer l'échauffement et la destruction des composants, figure (1.2).



**Figure 1.2** Fluctuations de tension [5].

#### 4.3. Déséquilibres du système triphasé de tension :

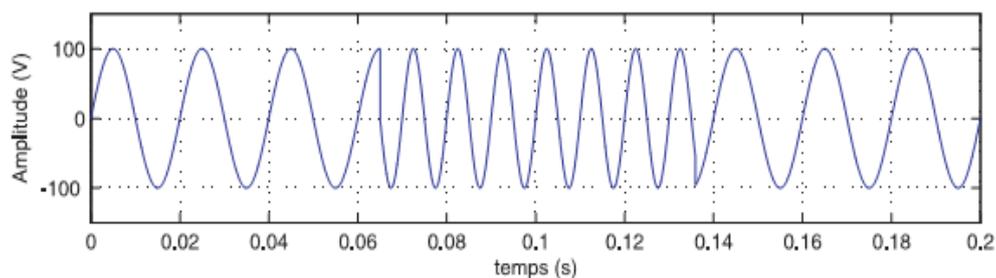
Trois grandeurs de même nature et de même pulsation forment un système triphasé équilibré lorsqu'elles ont la même amplitude et lorsqu'elles sont déphasées de 120° entre elles. Lorsque les grandeurs ne vérifient pas ces conditions de phase et d'amplitude [7]. On parle d'un système triphasé déséquilibré ce qui est bien démontré dans la figure (1.3)



**Figure 1.3** Déséquilibre du système triphasé de tension [5].

#### 4.4. Variation de fréquence :

Une variation sensible de la fréquence du réseau peut apparaître sur les réseaux des utilisateurs non interconnectés ou alimentés par une source thermique autonome. Au niveau des réseaux de distribution ou de transport [5], cette variation de la fréquence est très rare et n'est présente que lors de circonstances exceptionnelles, comme dans le cas de certains défauts graves sur le réseau. Dans des conditions normales d'exploitation, la valeur moyenne de la fréquence fondamentale doit être comprise dans l'intervalle  $50 \text{ Hz} \pm 1\%$ , figure (1.4).



**Figure 1.4** Variation de fréquence [5].

#### 4.5. Harmoniques :

Les harmoniques sont une superposition sur l'onde fondamentale à 50 Hz, d'ondes également sinusoïdales mais de fréquences multiples entier de celle du fondamental. La figure (1.5) montre la superposition de l'harmonique d'ordre 3 sur un courant fondamental de fréquence 50 Hz.

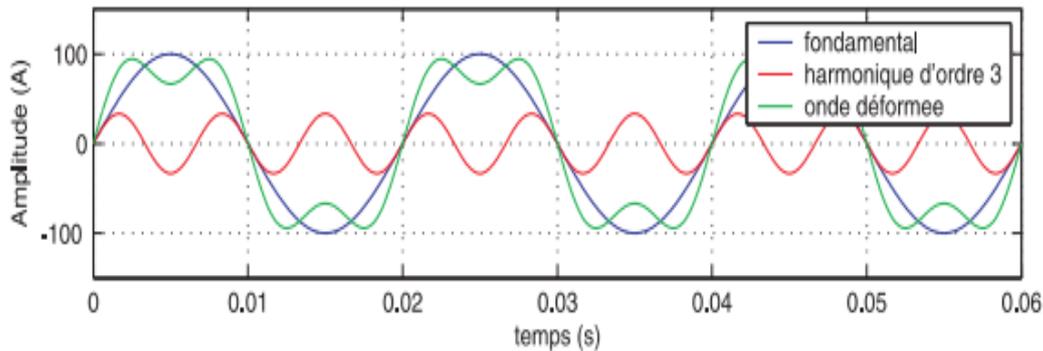


Figure 1.5 Harmoniques [5].

#### 5. Etude des perturbations harmoniques :

La principale source de la présence des harmoniques dans les réseaux électrique est l'utilisation de plus en plus croissante d'équipements de l'électronique de puissance. En générale, les harmoniques pairs sont négligeables et seuls les harmoniques impaires existent.

Les principaux harmoniques présents sont le troisième, le cinquième, le septième et le neuvième, les harmoniques provoquent la distorsion de la forme d'onde du courant et de la tension. Ils sont produits dans de faibles proportions par les appareils de production et de distribution d'électricité. La grande majorité des sources d'harmoniques sont constituées :

➤ **De charges industrielles :**

- ✓ Equipements d'électronique de puissance : redresseur, onduleurs
- ✓ Charges utilisant l'arc électrique : machine à souder, éclairage (tube fluorescent), four à arc.

➤ **De charges domestiques :**

Munie de convertisseurs ou d'alimentation à découpage : four à micro-onde, ordinateur, imprimante, téléviseur, plaque à induction.

##### 5.1. Représentation spectral des harmoniques :

Un signal déformé se compose généralement de plusieurs harmoniques, On représente souvent ce signal sous forme d'un spectre :

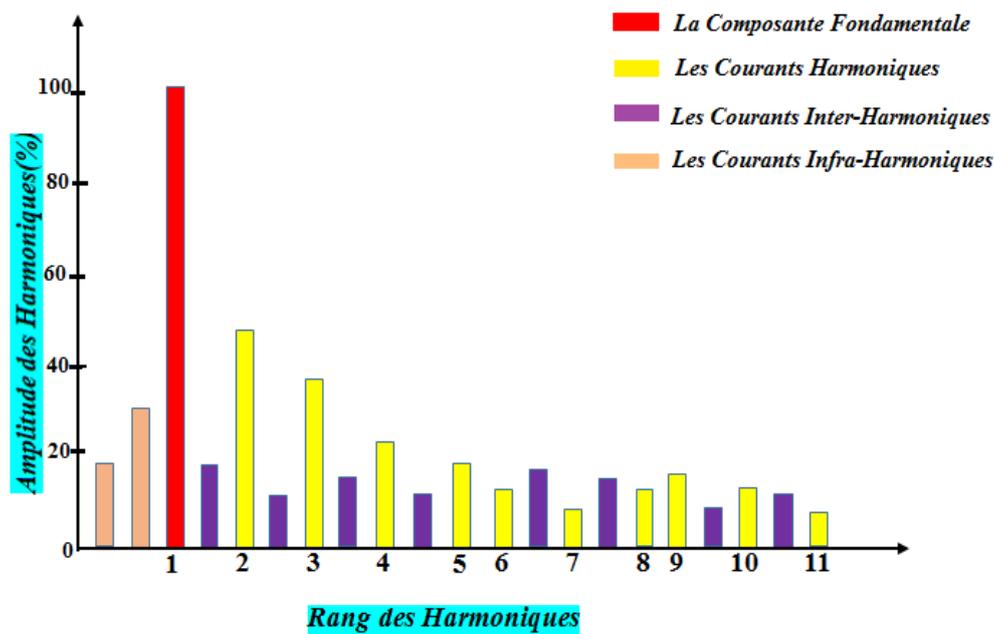


Figure 1.6 Différents types d'harmoniques.

## 5.2. Conséquences des harmoniques :

De nombreux effets des harmoniques sur les installations et les équipements électriques peuvent être cités:

- ✓ *L'échauffement des conducteurs (des câbles) ;*
- ✓ *Interférence avec les réseaux de télécommunication ;*
- ✓ *Le dysfonctionnement de certains équipements électriques ;*
- ✓ *Des phénomènes de résonance ;*
- ✓ *La dégradation de la précision des appareils de mesure ;*
- ✓ *Des perturbations induites sur les lignes de communication, notamment de rayonnement électromagnétique.*

## 5.3. Caractéristiques des harmoniques :

### 5.3.1. Taux Global de Distorsion Harmonique (THD) :

Le taux global de distorsion harmonique THD permet d'évaluer l'écart entre la forme d'onde réelle et la forme d'onde sinusoïdale pour un courant ou une tension. Il est donné par le rapport entre la valeur efficace des harmoniques et celle du fondamental. Il est défini par :

$$\text{THD}(\%) = 100 \sqrt{\frac{\sum_{n=2}^{\infty} y_n^2}{y_1^2}} \quad (1.1)$$

Avec :

$y_1$ : Valeur efficace de l'harmonique fondamentale (courant ou tension).

$y_n$ : Les valeurs efficaces des différentes composantes harmoniques (courant ou tension).

### 5.3.2. Les puissances :

Les puissances active et réactive définies pour la fréquence fondamentale étant respectivement:

$$\begin{cases} P = V_1 I_1 \cos \varphi_1 \\ Q = V_1 I_1 \sin \varphi_1 \end{cases} \quad (1.2)$$

L'expression du facteur de puissance peut se mettre sous la forme suivante:

$$F_p = \frac{P}{S} = \frac{P}{\sqrt{(P^2 + Q^2 + D^2)}} \quad (1.3)$$

Avec :  $F_p \leq 1$

Cette dernière équation montre qu'en régime non sinusoïdale, les harmoniques créent une puissance déformante qui diminue le facteur de puissance.

Pour estimer la contribution des harmoniques dans le bilan des puissances, on définit la puissance déformante D par :

$$D = m V_1 \sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} Y_n^2} \quad (1.4)$$

Avec m : nombre de phase.

### 5.3.3. Normes imposées aux harmoniques :

Les principales normes en matière des pollutions harmoniques dans un réseau public à basse tension dont le courant par phase est inférieur à 16A sont [8] :

- ✓ au niveau international les normes CEI 61000 ;
- ✓ au niveau européen la NF EN 50160 ;
- ✓ au niveau Français la NF C15-100 ;

Le tableau (1.1) résume les principales normes concernant la qualité d'énergie et la tension dans les systèmes électriques.

Thèmes	Normes
Classification de la qualité d'énergie	CEI 61000-2-5 :1995 CEI 61000-2-1 :1990 IEEE 1159 :1995
Creux /Surtension/Interruption	CEI 61009-2-1 :1990 IEEE 1159 :1995
Harmoniques	CEI 61000-2-1 :1990 CEI 61000-2-2 CEI 61000-3-2 CEI 61000-4-7 :1991

	IEEE 519 :1992
Flicker de tension	CEI 61000-4-15 :1997
Transitoires	CEI 61000-2-1 :1990 CEI 816 :1984 IEEE 1159 :1995 IEEE C62.41 :1991

**Tableau 1.1** Classification des normes concernant la qualité d'énergie électrique [9].

Des normes et des réglementations sont imposées pour limiter les dysfonctionnements occasionnés par les harmoniques.

La Commission Electrotechnique Internationale (CEI) définit le niveau des courants et des tensions harmoniques à ne pas dépasser par une série de normes de compatibilité électromagnétique (CEI 61000). Nous pouvons citer à titre d'exemple :

**La norme CEI 61000-2-2** : elle définit les niveaux de compatibilité de tensions harmoniques sur les réseaux publics basse tension. Elle est représentée sur le tableau (1.2) Cette norme vise à protéger les équipements raccordés sur un réseau basse tension déformé.

Rangs impairs		Rangs impairs		Rangs pairs	
Rang	Taux(%)	Rang	Taux(%)	Rang	Taux(%)
5	6	3	5	2	2
7	5	9	1.5	4	1
11	3.5	15	0.3	6	0.5
13	3	21	0.2	8	0.5
17	2	>21	0.2	10	0.5
19	1.5			12	0.2
23	1.5			>12	0.2
25	1.5				
>25	$0.2+1.3*25/h$				

**Tableau 1.2** Niveaux de compatibilité pour les tensions harmoniques individuelles. sur les réseaux publics basse tension (norme CEI 61000-2-2) [9].

**La norme CEI 61000-3-2** : cette norme représentée sur le tableau 1.3 la limitation des courants injectés dans le réseau public pour des équipements dont le courant par phase est inférieur à 16 A. Il s'agit là des appareils du domaine domestique. Les normes précitées sont obligatoires mais reste incomplètes et ne permettent pas de garantir totalement la compatibilité électromagnétique sur les réseaux publics.

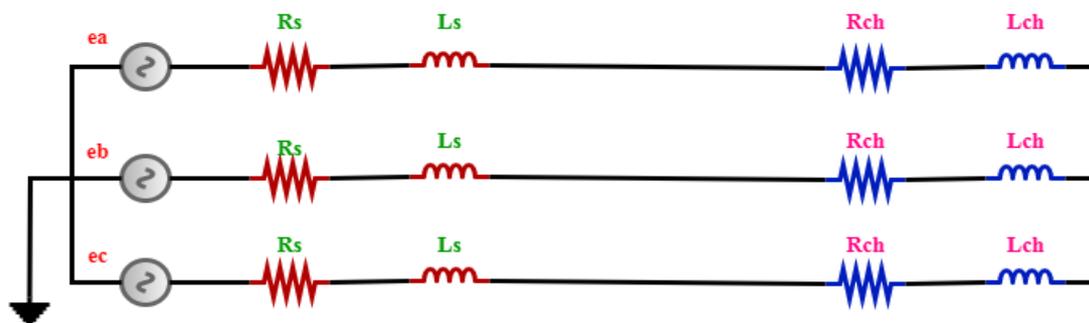
Rang harmonique	Courant harmonique maximal autorisé (A)
Harmoniques impaires	
3	2.3
5	1.14
7	0.77
9	0.40
11	0.33
13	0.21
$15 \leq h \leq 39$	$0.15 \cdot 15/h$
Harmoniques paires	
2	1.08
4	0.43
6	0.3
$8 \leq h \leq 40$	$0.23 \cdot 8/h$

**Tableau 1.3** Limite des composantes harmoniques en courant (Norme CEI 61000-3-2) [9].

## 6. Types de charges :

### 6.1. Charge linéaire :

Si l'on alimente une charge linéaire par une tension sinusoïdale, le courant circulant dans cette charge est aussi sinusoïdal [8].



**Figure 1.7** Schéma de principe d'une charge linéaire.

Les figures (1.8) et (1.9) montrent respectivement le courant de charge et l'analyse spectrale pour le cas d'une charge linéaire (charge RL) alimentée par une source triphasée sinusoïdale.

Dans ce cas, on remarque que la forme des courants sont purement sinusoïdaux et la présence, seulement, de la raie de la fondamentale (50 Hz et de rang 1).

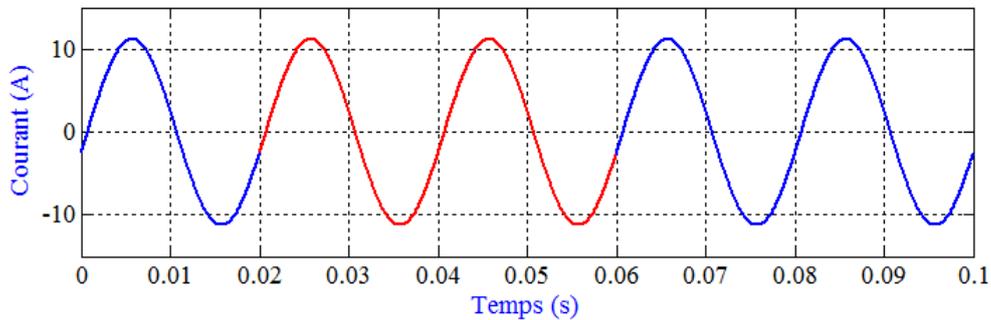


Figure 1.8 Courant d'une charge linéaire.

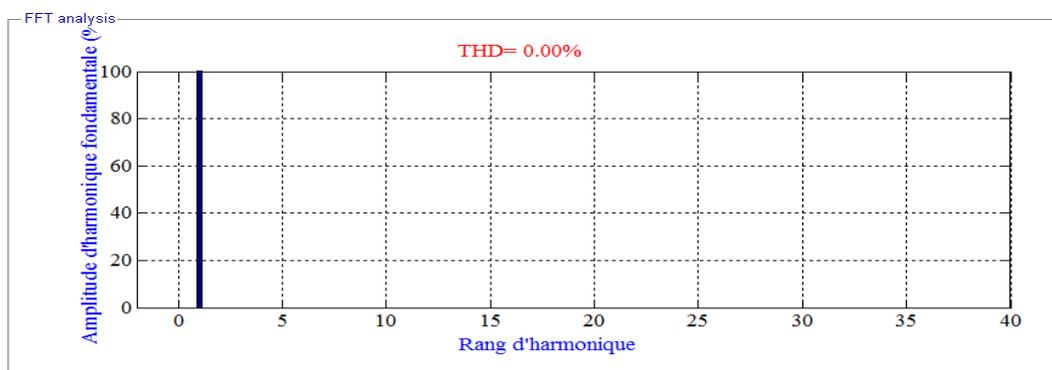


Figure 1.9 Analyse spectrale d'harmoniques du courant d'une charge linéaire.

## 6.2. Charge non linéaire :

Si on alimente une charge non linéaire (par exemple un pont redresseur triphasé non commandé), par une tension sinusoïdale, le courant circulant dans la charge n'est plus sinusoïdal, il contient donc une composante fondamentale et des composantes harmoniques [10].

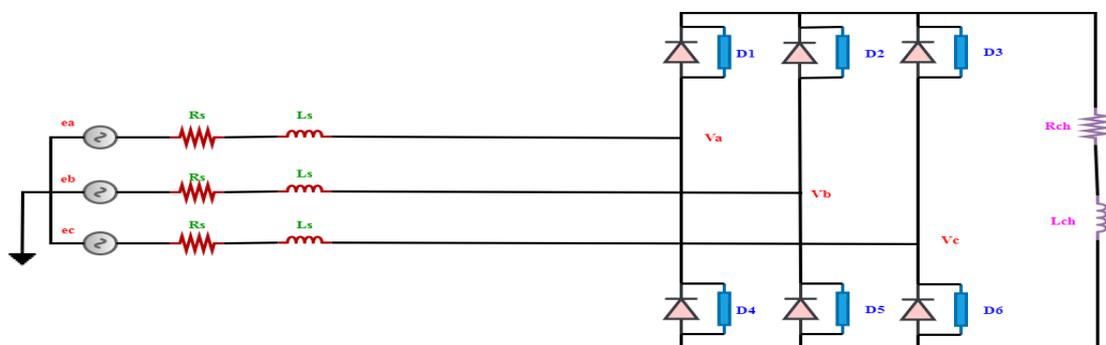


Figure 1.10 Schéma de principe d'une charge non linéaire.

La figure (1.11) et (1.12) représentent le courant et le spectre harmonique du courant pour une charge non linéaire et montre la forme non sinusoïdale des trois courants du réseau  $I_{sa}$ ,  $I_{sb}$  et  $I_{sc}$ . La charge linéaire absorbe des courants purement sinusoïdaux, et le spectre des harmoniques ne présente qu'une seule composante à 50Hz, c'est la composante fondamentale (rang1), le Taux de distorsion Harmonique du courant (THD) dans ce cas est nulle. Par conséquent la charge non linéaire génère des courants rectangulaire vers le réseau contenant des harmoniques d'ordre  $6k \pm 1$  avec  $k$  : entier naturel, tel que les harmoniques impaires non multiples de trois à savoir  $h_5, h_7, h_{11}, h_{13}, h_{17}, h_{19}, h_{23}, h_{25}$ , ce qui provoque la déformation dans la forme des courants  $I_{sa}, I_{sb}, I_{sc}$ , en affectant la qualité de l'énergie du réseau, ce dernier est caractérisé dans ce cas par un THD I qui vaut 10.54%.

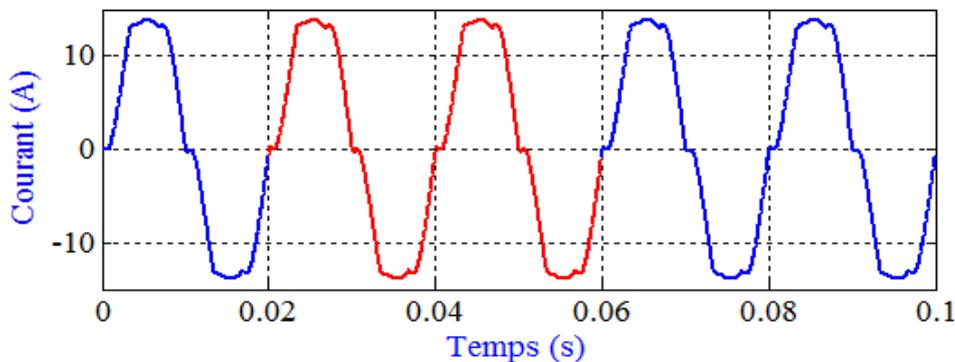


Figure 1.11 Courant d'une charge non linéaire.

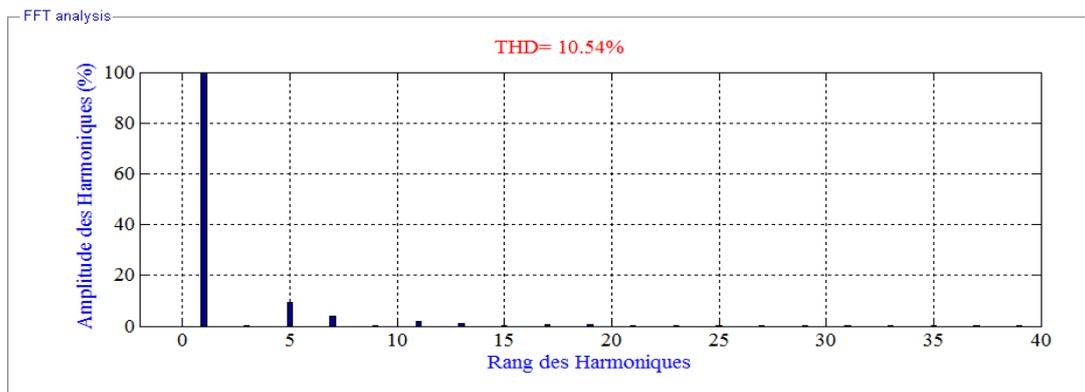


Figure 1.12 Analyse spectrale d'harmoniques du courant d'une charge non linéaire.

## 7. Solutions possibles pour réduire les harmoniques :

Plusieurs solutions, basées sur le filtrage d'harmoniques, ont été envisagées pour limiter la propagation des harmoniques dans le réseau électrique. La solution la plus classique et largement utilisée dans l'industrie consiste à utiliser des filtres passifs. Plus tard, afin de

surmonter les limitations des filtres passifs, les filtres actifs ont été conçus et commercialisés. Ces dernières années, la combinaison de filtres passifs et actifs, appelée filtres actifs hybrides, est devenue de plus en plus répandue grâce à ses avantages par rapport aux filtres passifs ou actifs. Cependant, pour l'instant, ces filtres hybrides ont eu une pénétration très limitée sur le marché.

### 7.1. Filtrage passif :

Deux types de filtres passifs sont généralement utilisés, le filtre résonnant et le filtre amorti :

#### 7.1.1. Filtre résonant :

Il est constitué d'un circuit RLC en série accordé sur une fréquence déterminée. Ce filtre est très sélectif [10]. La figure (1.13) présente le schéma de branchement du filtre et l'évolution de leur impédance en fonction de la fréquence.

Le filtre à une impédance équivalente  $Z_{eq}$  donnée par :

$$Z_{eq}(w) = \frac{1-LCw^2+jRCw}{jCw} \quad (1.5)$$

Avec :  $w = 2\pi f$

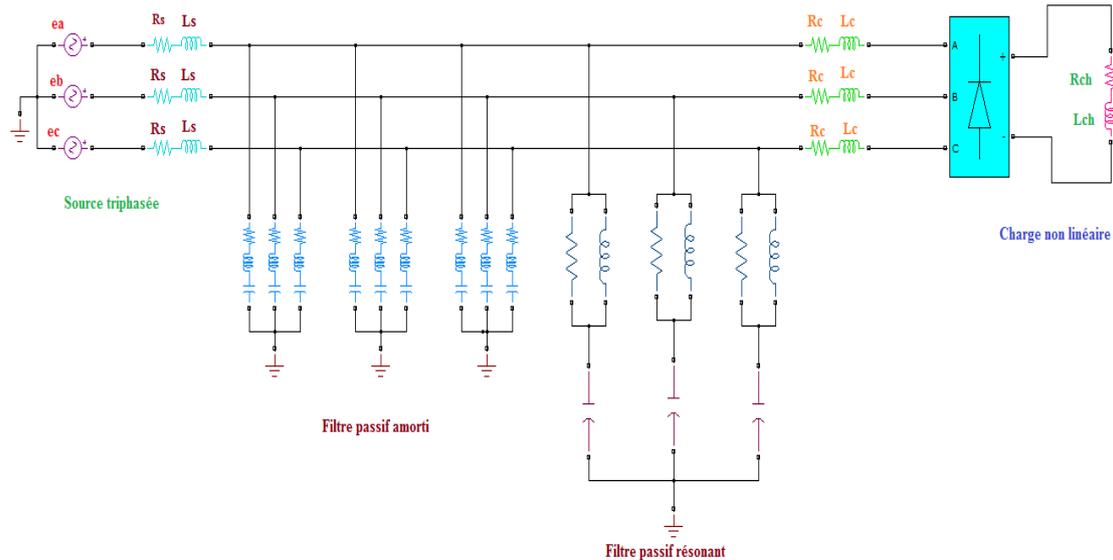
$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (1.6)$$

#### 7.1.2. Filtre amorti :

Ce filtre présente une faible impédance sur une large bande de fréquence. Il est beaucoup moins sélectif et réduit les harmoniques supérieures au voisinage de leurs rangs d'accord. La figure (1.13) représente le schéma de branchement d'un filtre amorti et l'évolution de son impédance en fonction du rang harmonique. Ce filtre présente des performances moins bonnes que celles du filtre résonnant. En revanche, les conséquences d'une variation de la capacité ou de la fréquence sont très limitées.

Le filtre à une impédance équivalente  $Z_{eq}$  donnée par [10] :

$$Z_{eq}(w) = \frac{1-LCw^2+j\frac{L}{R}w}{-\frac{L}{R}Cw^2+jCw} \quad (1.7)$$



**Figure 1.13** Filtre résonant et amorti branchés au réseau.

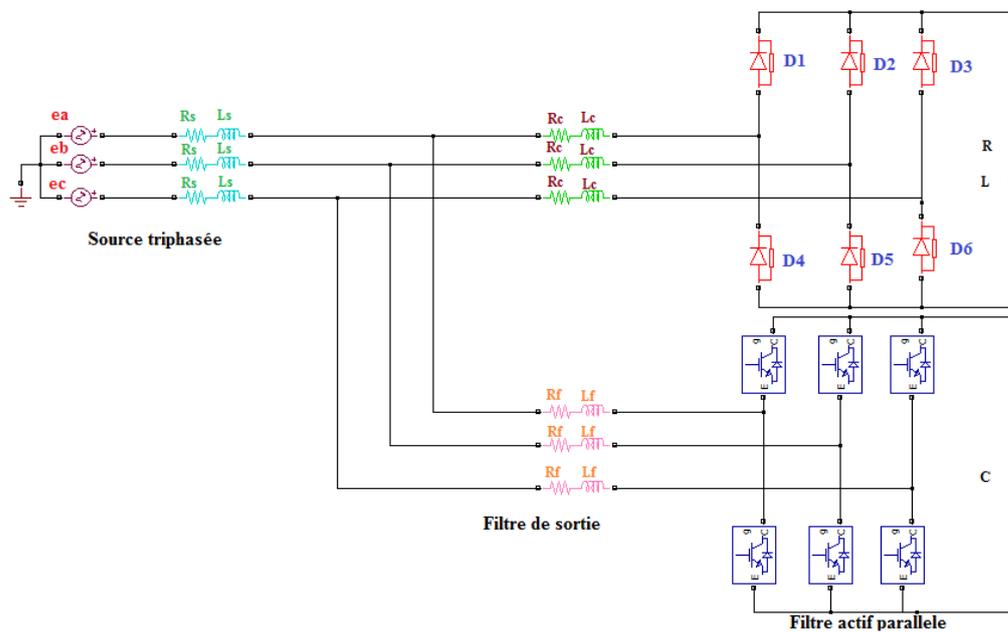
## 7.2. Filtres actifs :

Deux raisons principales ont conduit à concevoir une nouvelle structure de filtrage moderne et efficace appelée filtre actif. La première raison est due aux inconvénients inhérents des solutions traditionnelles de dépollution qui ne répondent plus à l'évolution des charges et des réseaux électriques. La seconde raison fait suite à l'apparition de nouveaux composants semi-conducteurs, comme les thyristors GTO et les transistors IGBT. Le but de ces filtres est de générer soit des courants, soit des tensions harmoniques de manière à compenser les perturbations responsables de la dégradation des performances des équipements et installations électriques. On cite trois topologies possibles de filtres actifs :

### 7.2.1. Filtre actif parallèle (FAP) :

Le filtre actif parallèle est un générateur de courant conçu pour compenser toutes les perturbations dues aux courants harmoniques, les déséquilibres et la puissance réactive. Il est connecté en parallèle sur le réseau de distribution. Comme montré dans la figure (1.14), il est habituellement commandé comme un générateur de courant. Son principe est d'injecter dans le réseau électrique des courants harmoniques égaux à ceux absorbés par la charge non linéaire mais en opposition de phase, de telle sorte que le courant fourni par le réseau soit sinusoïdal. Ainsi, il empêche les courants harmoniques, réactifs et déséquilibrés de circuler à

travers l'impédance du réseau. Par conséquent, Il améliore le taux de distorsion harmonique en courant [10].



**Figure 1.14** Montage d'un filtre actif parallèle (FAP) avec le réseau électrique.

### 7.2.2. Filtre actif série (FAS) :

Le filtre actif série est connecté en série sur le réseau comme le montré la figure (1.15). Il se comporte comme une source de tension qui engendre des tensions harmoniques dont la somme avec la tension réseau est une onde sinusoïdale. Le filtre actif série est destiné à protéger les installations qui sont sensibles aux tensions perturbatrices (harmoniques, creux, bourse de tension déséquilibrés) provenant de la source et également celles provoquées par la circulation des courants perturbateurs à travers l'impédance du réseau. Cette structure est proche, dans le principe, des conditionneurs de réseau. Toutefois, cette topologie présente quelques difficultés et inconvénients lors de sa mise en œuvre. Elle ne permet pas de compenser les courants harmoniques consommés par la charge [10].

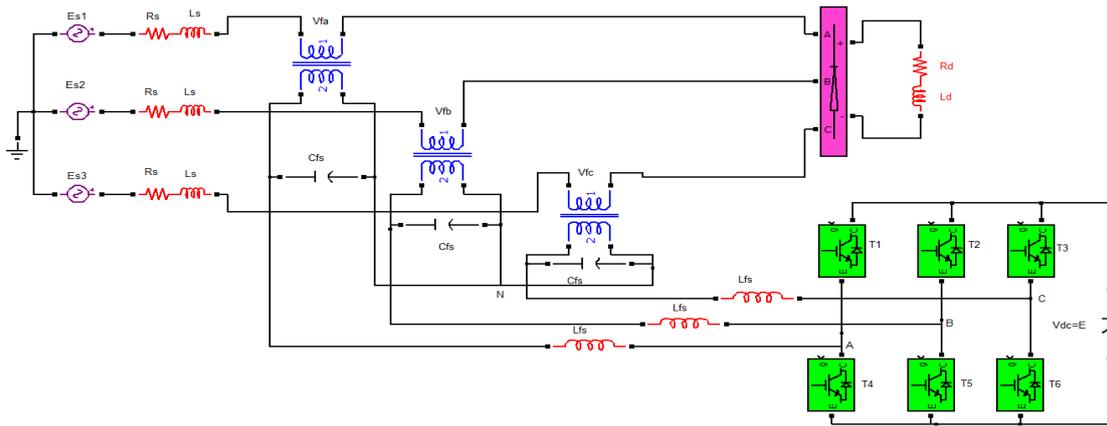


Figure 1.15 Montage d'un filtre actif série (FAS) avec le réseau électrique.

### 7.2.3. Combinaison parallèle-série actifs (UPQC) :

Est la combinaison de deux filtres actifs série et parallèle qui permet de compenser toutes les perturbations en courant et tension harmoniques. Ce type de dispositif est capable à la fois de régler la tension du réseau et d'éliminer les harmoniques, figure (1.16) Ce type de filtrage possède les avantages cumulés des filtres actifs parallèles et série. Cette nouvelle topologie est appelée "combinaison parallèle série actif" ou en anglais Unified Power Quality Conditioner (UPQC). Un filtre actif série placé en amont du filtre actif parallèle, comme il est montré ci-dessous, permet de dépolluer la source des tensions perturbatrices ; or s'il est placé en aval, il permet d'isoler la charge de la source perturbée [10].

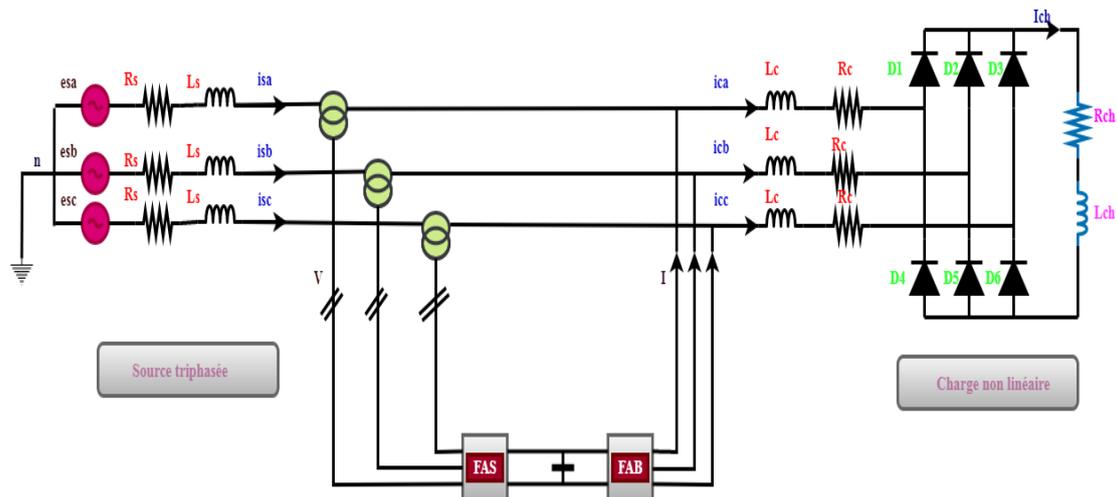


Figure 1.16 Combinaison parallèle -série actif (UPQC).

### 7.2.4. Filtres hybrides :

Il faut noter l'existence de plusieurs autres combinaisons mixtes de filtres actifs avec cette fois-ci les filtres passifs. Ces combinaisons dites combinaisons hybrides active et passive. Ces structures sont conçues pour réduire le dimensionnement et par conséquent le prix des filtres actifs. Dans ce cas, les filtres passifs qui ont pour rôle d'éliminer les harmoniques prépondérantes permettent de réduire le dimensionnement des filtres actifs qui ne compensent que le reste des perturbations. Plusieurs configurations ont été présentées dans la littérature dont les plus étudiées sont [10] :

- ✓ *Filtre actif série avec des filtres passifs parallèles.*
- ✓ *Filtres actifs séries connecté en série avec des filtres passifs parallèles.*
- ✓ *Filtre actif parallèle avec un filtre passif parallèle.*

## 8. Autres solutions modernes de dépollution harmonique :

### 8.1. Redresseurs polyphasés à diodes :

Le principe de ce convertisseurs consiste à utiliser un transformateur dont les couplages entre les primaires et les secondaires doivent être couplés différemment (Y/Y et Y/D ou D/D et D/Y), ou un transformateur à trois enroulements dont les deux enroulements secondaires sont déphasés de  $30^\circ$  entre eux. Chacun de ces secondaires alimente un redresseur en pont de Grêtz. Les redresseurs polyphasés à diodes considérés sont à 6, 9, 12, 15, 18, 21, 24 phases qui produisent à la sortie une tension continue ayant des ondulations de fréquence égale à respectivement 12, 18 et 24, 30, 36, 42, 48 fois la fréquence d'alimentation[10].

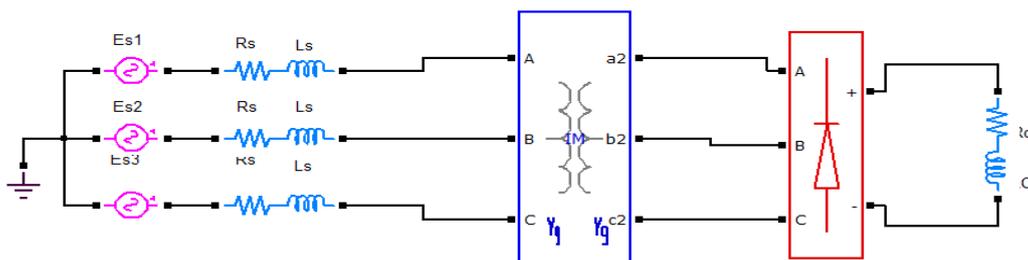


Figure 1.17 Redresseur 06 pulses.

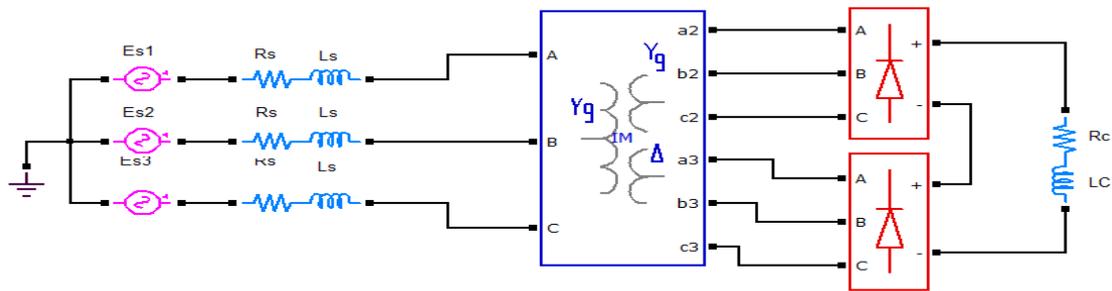


Figure 1.18 Redresseur 12 pulses.

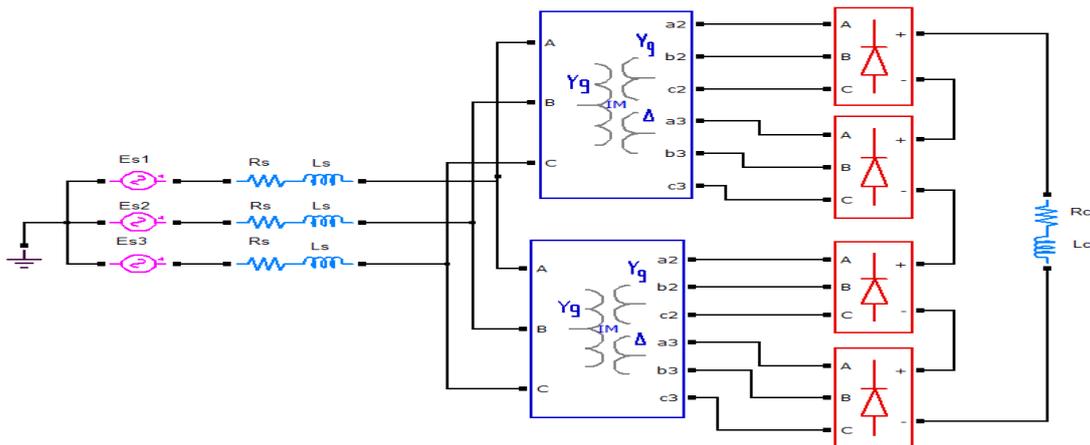
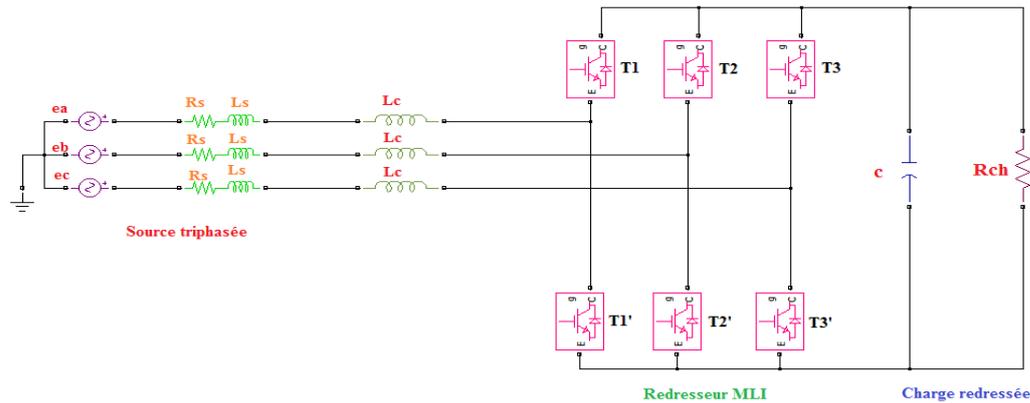


Figure 1.19 Redresseur 24 pulses.

## 8.2. Redresseurs à MLI :

Grâce à la stratégie de modulation de largeur d'impulsion, un convertisseur AC- DC absorption sinusoïdale a été rendu possible. C'est une solution très efficace, donc elle doit être généralisée, ce qui n'est pas le cas malheureusement de nos jours. Dans le cas monophasé, la structure la plus répandue est une mise en parallèle d'un pont redresseur monophasé à diodes et d'un hacheur, tandis que dans le cas triphasé, c'est la structure en pont triphasé à base de GTO ou IGBT qui est la plus répandue. Ce convertisseur permet de réduire les harmoniques produits par les convertisseurs AC- DC conventionnels [8], il absorbe des courants sinusoïdaux et il à fonctionner avec un facteur de puissance proche de l'unité, il permet aussi de contrôler l'écoulement de puissance active et réactive dans les deux directions [11].



**Figure 1.20** Redresseur à MLI.

### 9. Conclusion :

Dans ce chapitre, nous avons exposé les différentes perturbations qui affectent le réseau électrique et qui dégradent la qualité de la tension. Après avoir recensé les origines et les conséquences néfastes des harmoniques, nous avons mis l'accent sur les harmoniques produits par les convertisseurs statiques notamment les redresseurs à commutation naturelle (pont de diodes), ces derniers sont considérés comme des charges non linéaires. A la fin du chapitre, nous avons présenté des solutions passive et actives pour remédiées les phénomènes des perturbations harmoniques. Le redresseur à MLI (PWM rectifier) est l'une des solutions modernes qui a été développé avec souci. Ce type du convertisseur fait l'objet des prochains chapitres.



**CHAPITRE II**  
**MODELISATION ET SIMULATION D'UN**  
**REDRESSEUR A MLI TRIPHASE**

## 1. Introduction :

La conversion AC/DC a pour but de délivrer une tension continue à partir d'un réseau alternatif [8]. Cette conversion doit assurer une absorption sinusoïdale du courant coté source et une tension continue constante à la sortie (cotée charge) [12]. Dans ce contexte, le redresseur à MLI est un convertisseur statique assurant la conversion AC/DC, il est capable de produire à la sortie une tension continue réglable.

Actuellement, le redresseur à MLI est le convertisseur statique le plus répandue, il est intégré dans des nombreuses applications industrielles, notamment dans les systèmes de dépollution harmonique. il nécessite donc une stratégie de contrôle adéquate, sa topologie est idéale pour fonctionner dans toutes les installations, en plus il est permis la régulation de la tension de sortie, la compensation des courants harmoniques et la puissance réactive dans le point de raccordement au réseau et il fonctionne avec un facteur de puissance unitaire [11].

Le présent chapitre est consacré à l'étude du redresseur à MLI. On parlera donc sur leur principe de fonctionnement, sa modélisation dans le repère (a, b, c) et (d, q) et sur sa commande. Une description du principe de contrôle de courant par hystérésis, MLI et SVM seront effectuées afin de parvenir à une absorption de courant sinusoïdal. Nous terminerons ce chapitre par des résultats de simulation comparatifs afin d'évaluer les performances de ce type de redresseur avec ces différentes stratégies de commande.

## 2. Redresseur à MLI :

Les redresseur à MLI peuvent s'adaptés aux évolutions de la charge et du réseau électrique est ceci sans modifier les installations [13]. C'est un convertisseur à modulation de largeur d'impulsions (MLI) utilisant des composants à commutation forcée tel que les IGBT, MOSFET ou les thyristors GTO. L'emploi de cette technique 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 [3]. Ces redresseurs sont appliqué dans plusieurs domaines, exemple le chargement des batteries, entraînements électriques des machines, les énergies renouvelables, le chargement des véhicule électriques, ...etc. La figure (2.1) montre le schéma de principe d'un redresseur MLI.

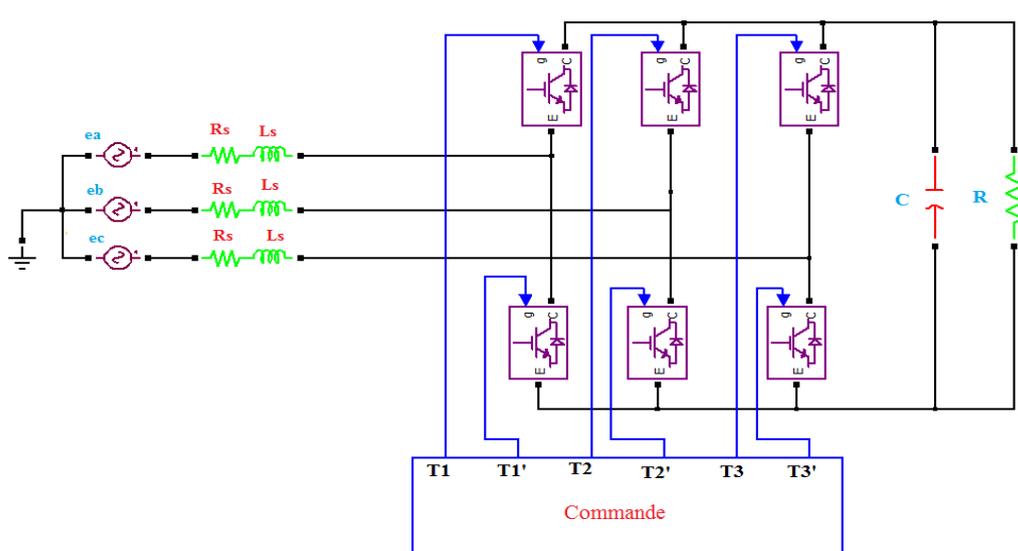


Figure 2.1 Schéma de principe du redresseur.

### 3. Type de redresseur :

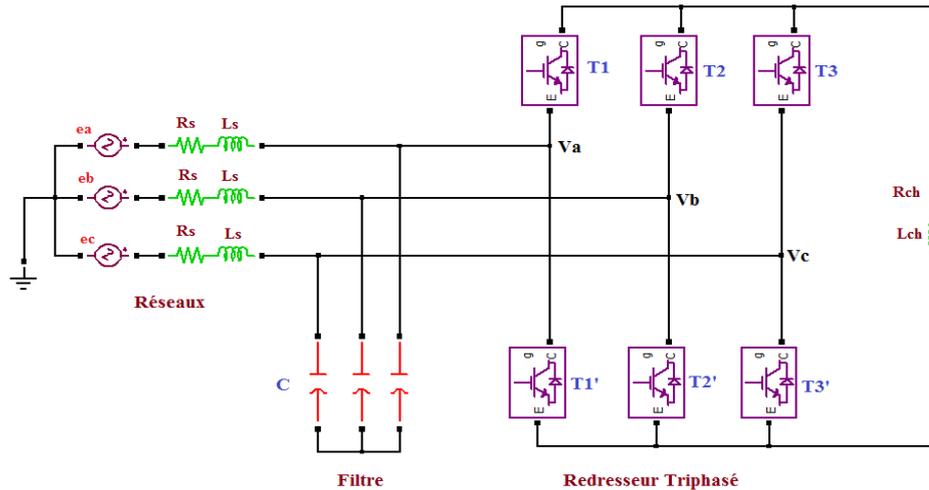
On peut distinguer deux structures :

- *Redresseur MLI de courant.*
- *Redresseur MLI de tension.*

#### 3.1. Redresseur à MLI de courant :

La topologie du redresseur à MLI de courant est illustrée à la figure (2.2). IL permet d'assurer 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 [3]. L'utilisation de la technique de commande MLI conduit à un courant coté alternatif sinusoïdal et ayant une pollution harmonique contrôlée. Cette structure est souvent dotée d'un filtre de second ordre LC du coté alternatif [9].

Pour que l'entrée du redresseur soit alimentée par une source de courant, on y ajoute une inductance supplémentaire placée entre le réseau et le redresseur. Dans le fonctionnement en redresseur à MLI de courant, le réseau alternatif impose la valeur de la tension à l'entrée du convertisseur.



**Figure 2.2** Topologie d'un redresseur triphasé à MLI de courant.

### 3.2. Redresseur à MLI de tension :

Un redresseur à MLI de tension est simplement un onduleur de tension utilisé à l'inverse permet de produire une tension continue à partir d'un réseau alternatif, mais en absorption sinusoïdale de courant, et avec un facteur de puissance unitaire. Il est alimenté par une source de tension sinusoïdale, et débite sur un récepteur de courant continu. Il a donc la structure d'un onduleur de courant [14]. Le redresseur à MLI de tension peut fonctionner en abaisseur de tension. Il peut aussi être directement utilisé pour alimenter à tension variable une charge à courant continu [14].

La figure (2.3) montre le principe d'un redresseur à MLI. Chaque interrupteur est constitué d'un IGBT et une diode en antiparallèle. Cet interrupteur est unidirectionnel en tension et bidirectionnel en courant. Ainsi, ce convertisseur de par sa structure, est réversible en courant, il peut donc contrôler de façon instantanée la forme d'onde des courants prélevés sur le réseau [15]. Il a l'avantage d'alimenter une charge en continu à partir d'un réseau alternatif, le courant absorbé étant sinusoïdale et éventuellement en phase avec la tension du réseau correspondante. Ce redresseur à MLI permet d'atteindre un facteur de puissance très proche de l'unité et réglable via la commande de ces interrupteurs [14]. Dans le suivant travail on s'intéresse à l'étude de ce type de convertisseur.

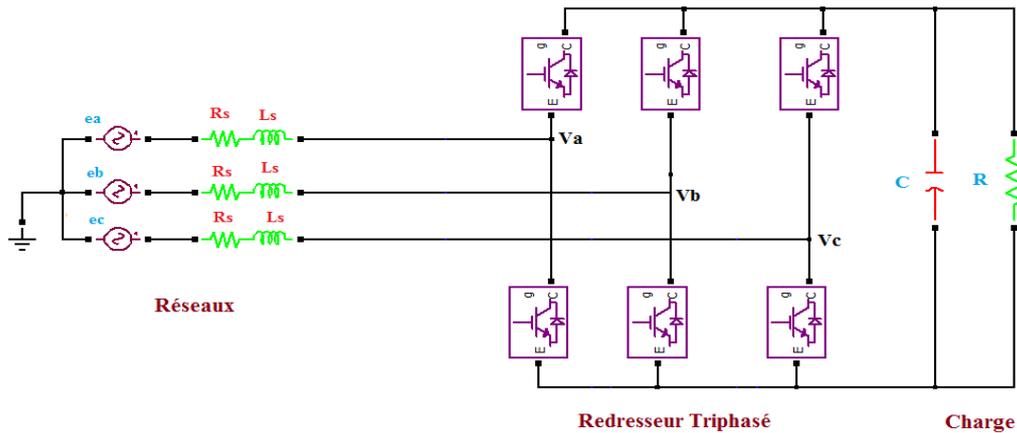


Figure 2.3 Topologie d'un redresseur triphasé à MLI de tension.

#### 4. Constitution d'un redresseur à MLI de tension :

Le redresseur MLI est constitué de trois bras de commutations à transistors avec diode antiparallèle. Chaque bras composé de deux cellules comportant chacune une diode et un transistor. Tous ces éléments sont considérés comme des interrupteurs idéaux, le bras est un commutateur à deux positions qui permet d'obtenir à la sortie deux niveaux de tension [16]. Un bras de redresseur à MLI est représenté par la figure (2.4) suivante.

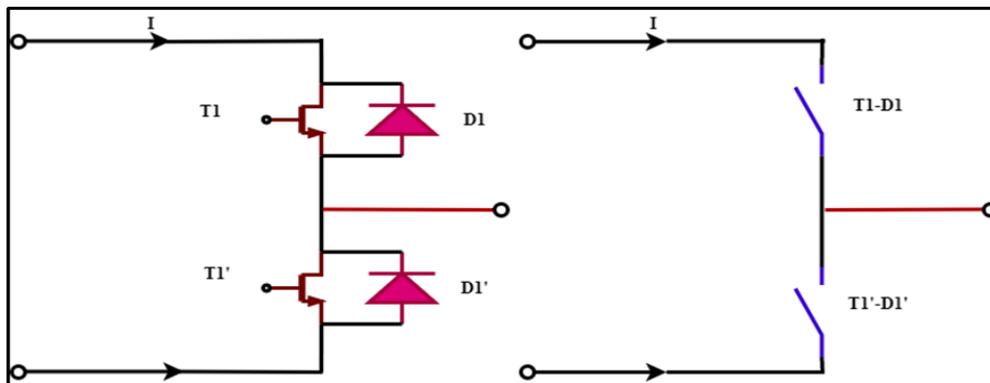
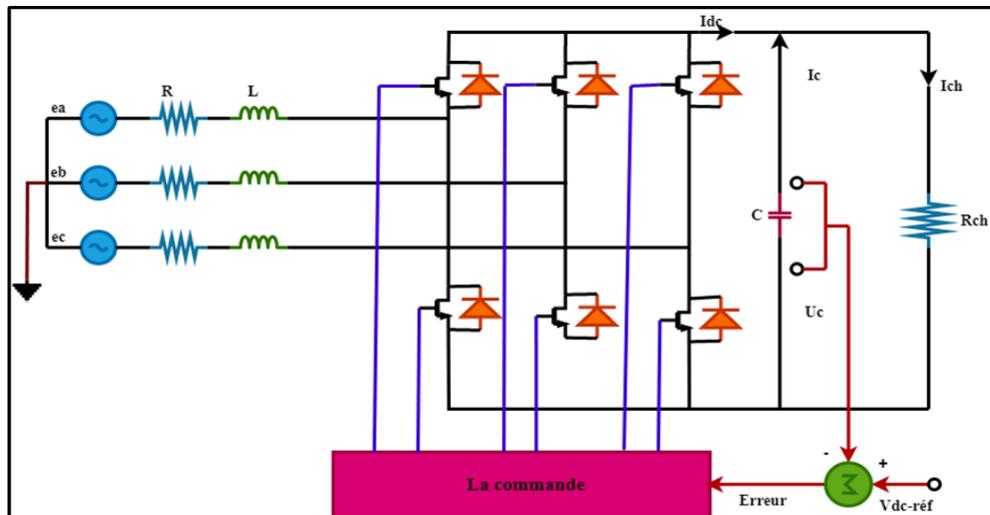


Figure 2.4 Schéma d'un bras du redresseur.

#### 5. Principe de fonctionnement d'un redresseur à MLI de tension :

Le redresseur de tension fonctionne en gardant la tension du bus continu à une valeur de référence désirée, en utilisant une commande en boucle fermée, comme le montre la figure (2.5). Pour accomplir cette tâche, la tension du bus continu  $V_{dc}$  est mesurée et comparée avec

une référence  $V_{dc-ref}$ , le signal d'erreur produit de cette comparaison est employé pour commuter les six interrupteurs du redresseur à la fermeture ou à l'ouverture. De cette façon, la puissance peut s'écouler dans les deux sens selon les conditions sur la tension du bus continu  $V_{dc}$  mesurée aux bornes du condensateur [17,18].



**Figure 2.5** Topologie de base d'un redresseur de tension.

Le redresseur à MLI est réversible, dont le fonctionnement redresseur, le courant de charge  $i_{ch}$  est positif, le condensateur C est déchargé, et le signal d'erreur demande au bloc de commande de plus de puissance de la source alternative. Le bloc de commande prend la puissance de la source alternative en produisant un signal MLI approprié pour les six interrupteurs. De cette façon, un écoulement plus de courant de la source alternative au côté continu, et la tension de condensateur est récupérée.

Inversement, dont le cas où le convertisseur fonctionne en onduleur, alors le courant de charge ( $i_{ch}$ ) devient négatif, le condensateur C est surchargé, et le signal d'erreur demande au bloc de commande pour décharger le condensateur, et la puissance retourne à la source alternative.

## 6. Modélisations du redresseur MLI :

La modélisation du convertisseur nécessite la modélisation de l'ensemble de [19] :

- ❖ *Bloc source ;*
- ❖ *Filtre passif d'entrée ;*
- ❖ *Bloc convertisseur ;*
- ❖ *Bloc charge ;*
- ❖ *Bloc commande.*

Dans notre étude, nous nous intéressons à la modélisation et la simulation numérique de l'ensemble source-convertisseur-charge, Représentée par la figure (2.8) par une source triphasé sinusoïdale en série avec une inductance L et une résistance R représentant l'impédance totale de la ligne.

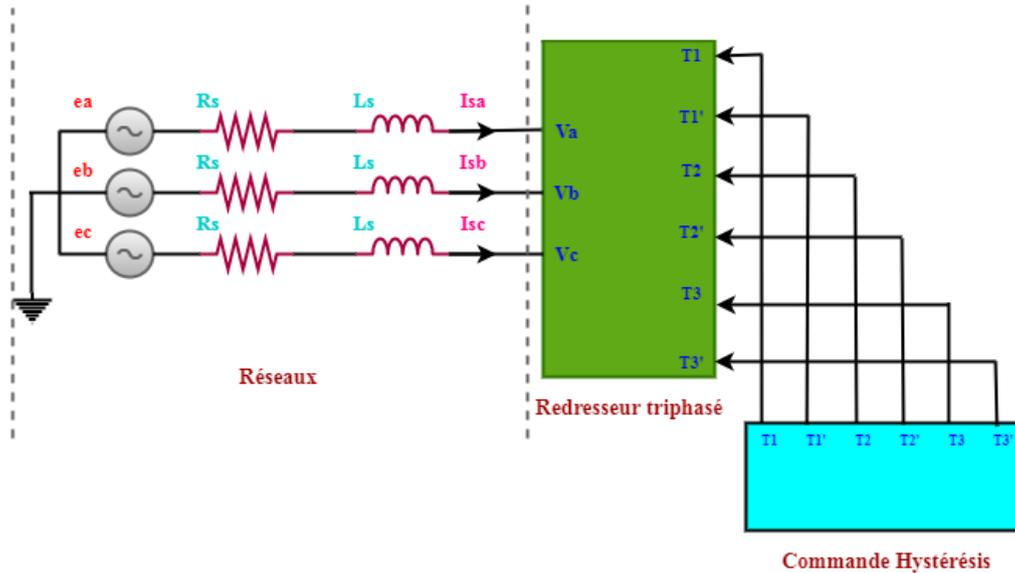


Figure 2.6 Schéma du système simulé.

### 6.1. Bloc source :

Bloc source est composé de trois forces électromotrices (f.é.m.) triphasées purement sinusoïdale en série avec une résistance  $R_s$  et inductance  $L_s$  sur chaque phase. Le réseau est supposé parfaitement équilibré. Les impédances des trois phases sont identiques [14].

On a:

$$\begin{cases} e_a = E_m \cos \omega t \\ e_b = E_m \cos \left( \omega t - \frac{2\pi}{3} \right) \\ e_c = E_m \cos \left( \omega t + \frac{2\pi}{3} \right) \end{cases} \quad (2.1)$$

On note par  $V_a, V_b, V_c$  les tensions simples (par rapport au neutre de la source) aux bornes de sortie de chaque phase. Le système d'équations différentielles donnant le courant dans chaque phase [14].

On a:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_s} & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{R_s}{L_s} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{R_s}{L_s} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \frac{1}{L_s} \begin{bmatrix} e_a - v_a \\ e_b - v_b \\ e_c - v_c \end{bmatrix} \quad (2.2)$$

## 6.2. Bloc convertisseur :

Le convertisseur est un onduleur travaillé comme un redresseur commandé avec une tension de sortie réglable, figure (2.7) .Les IGBT et les diodes constituant le pont, sont supposés idéaux. Les commutations sont supposés instantanées et les pertes par conductions et par commutation sont négligées.

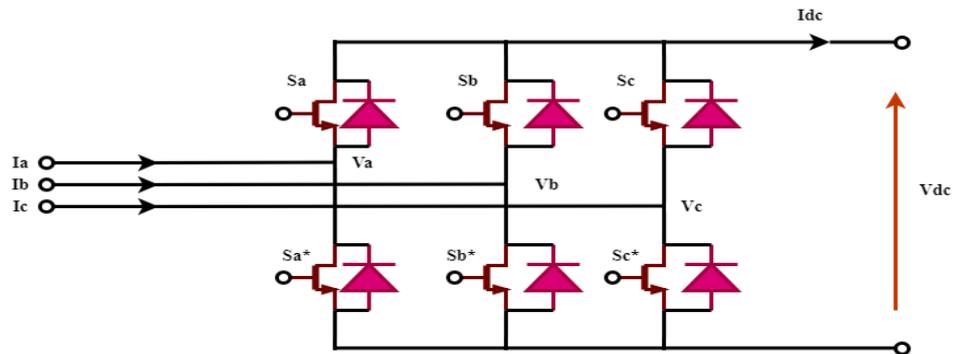


Figure 2.7 Schéma du convertisseur AC/DC.

Connaissant l'état de chaque interrupteur, on peut définir la matrice de connexion du pont. On en déduit alors l'expression des grandeurs d'entrée en fonction des grandeurs de sortie [20].

Les tensions d'entrée du redresseur en fonction de la tension de sortie et des états des interrupteurs sont données par le système :

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} [V_{dc}] \quad (2.3)$$

$V_{abc}$  Sont les trois tensions simples.

De même on peut exprimer le courant de sortie  $I_{rd}$  en fonction des courants d'entrée par la relation:

$$i_{dc} = [S_a \quad S_b \quad S_c] \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (2.4)$$

### 6.3. Bloc charge :

Ce bloc est composé d'une capacité  $C$  en parallèle sur une résistance  $R_d$  et une inductance  $L_d$ .

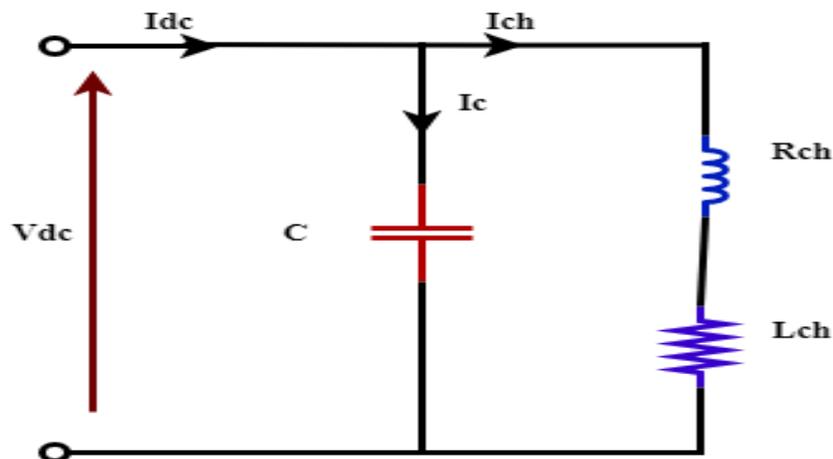


Figure 2.8 Schéma coté charge.

La tension  $V_{dc}$  aux bornes de la charge est donnée par l'équation suivante :

$$\begin{cases} \frac{dv_{dc}}{dt} = \frac{i_{dc} - i_{ch}}{C} \\ \frac{di_{ch}}{dt} = \frac{v_{dc} - R_{ch}i_{ch}}{L_{ch}} \end{cases} \quad (2.5)$$

### 7. Mise en équations de l'association redresseur à MLI – Charge :

Les équations donnant le courant d'entrée et la tension de sortie du convertisseur sont les suivantes:

$$\begin{cases} \frac{di_a}{dt} = \frac{e_a - R_s i_a - V_a}{L_s} \\ \frac{di_b}{dt} = \frac{e_b - R_s i_b - V_b}{L_s} \\ \frac{di_c}{dt} = \frac{e_c - R_s i_c - V_c}{L_s} \\ \frac{dv_c}{dt} = \frac{i_{dc} - i_{ch}}{C} \end{cases} \quad (2.6)$$

$i_{ch}$ : est le courant absorbé par la charge (cas triphasé), son équation dépend de la nature de celle-ci.

Fonctionnement à vide

$$i_{ch} = 0 \quad (2.7)$$

Pour une charge résistive  $R_d$ :

$$i_{ch} = \frac{V_{dc}}{R_d} \quad (2.8)$$

Pour une charge résistive inductive ( $R_d, L_d$ ):

$$\frac{di_{ch}}{dt} = \frac{V_{dc} - R_d i_{ch}}{L_d} \quad (2.9)$$

Pour une charge active ( $R_d, L_d, E$ ):

$$\frac{di_{ch}}{dt} = \frac{V_{dc} - R_d i_{ch} - E}{L_d} \quad (2.10)$$

## 8. Modèle mathématique du redresseur PWM triphasé :

### 8.1. Modèle dans le repère (a, b, c) :

L'équation de tension par phase du redresseur triphasé est donnée par le système suivant :

$$\begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} = R \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + L \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} \quad (2.11)$$

Les tensions  $V_{abc}$  en amont du redresseur sont comme suit:

$$v_n = V_{dc} (S_n - \frac{1}{3} \sum_{n=0}^c S_n) \quad (2.12)$$

Par ailleurs, on peut écrire le courant du bus continu de la sorte :

$$C \frac{dV_{dc}}{dt} = i_c \quad (2.13)$$

Le courant à travers la capacité est alors:

$$i_c = i_{dc} - i_{ch} \quad (2.14)$$

$$C \frac{dV_{dc}}{dt} = S_a i_a + S_b i_b + S_c i_c \quad (2.15)$$

Donc, pour le coté alternatif du redresseur on peut écrire:

$$\begin{cases} L \frac{di_a}{dt} + R i_a = e_a - V_{dc} (S_a - \frac{1}{3} \sum_{n=a}^c S_n) = e_a - v_{dc} (S_a - \frac{1}{3} (S_a + S_b + S_c)) \\ L \frac{di_b}{dt} + R i_b = e_b - V_{dc} (S_b - \frac{1}{3} \sum_{n=a}^c S_n) = e_b - v_{dc} (S_b - \frac{1}{3} (S_a + S_b + S_c)) \\ L \frac{di_c}{dt} + R i_c = e_c - V_{dc} (S_c - \frac{1}{3} \sum_{n=a}^c S_n) = e_c - v_{dc} (S_c - \frac{1}{3} (S_a + S_b + S_c)) \end{cases} \quad (2.16)$$

Où :

$e_a, e_b, e_c$ : Tension du réseau.

$i_a, i_b, i_c$ : Courants de ligne.

$S_a, S_b, S_c$ : Etats des interrupteurs.

La combinaison des équations (2.15), (2.16) nous permet de tracer le schéma fonctionnel triphasé dans le repère (a, b, c) donné par la figure (2.9).

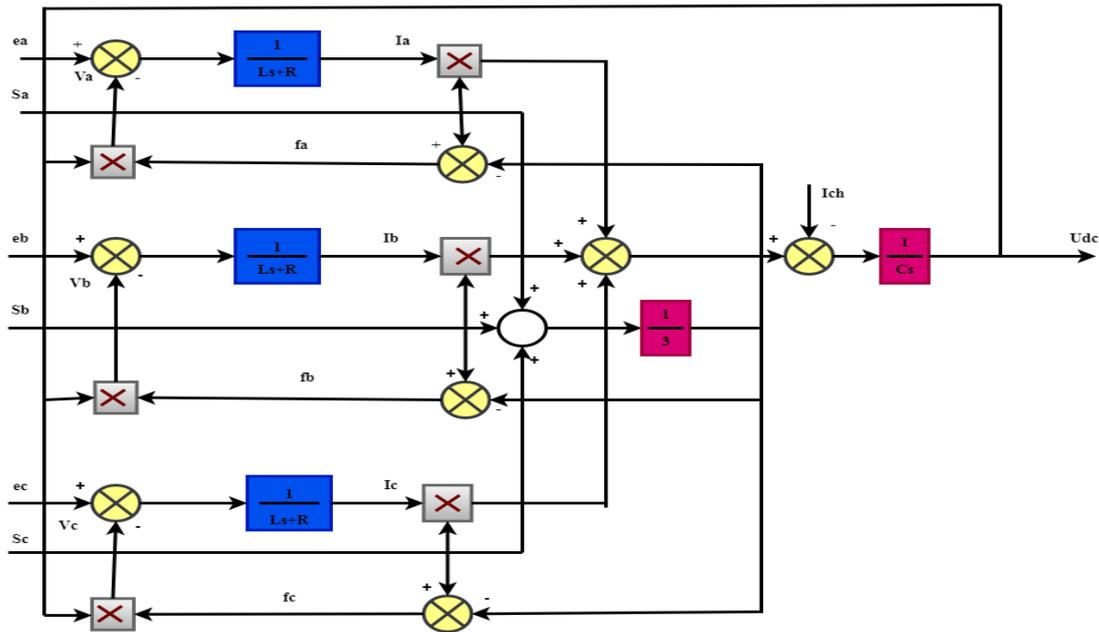


Figure 2.9 Schéma fonctionnel d'un redresseur MLI dans le repère (a, b, c).

## 8.2. Modèle dans le repère (d, q) :

On peut aussi modéliser le redresseur MLI, dans un repère tournant (d, q) lié au champ tournant, en utilisant la transformation de Park (voir annexe) de chaque grandeur. Les équations de tension obtenues sont [21] :

$$\begin{cases} e_d = R i_d + L \frac{di_d}{dt} - \omega L i_q + v_d \\ e_q = R i_q + L \frac{di_q}{dt} + \omega L i_d + v_q \end{cases} \quad (2.17)$$

Les équations des tensions dans le repère tournant (d, q) sont obtenues à l'aide de la transformation de Park suivant la méthodologie suivante :

On a :

$$e_{abc} = R i_{abc} + L \frac{d}{dt} i_{abc} + V_{abc} \quad (2.18)$$

Nous écrivons d'autre part la transformation directe de Park modifiée :

$$\begin{cases} [e_{abc}] = [P(\theta)]^{-1} [e_{odq}] \\ [i_{abc}] = [P(\theta)]^{-1} [i_{odq}] \\ [v_{abc}] = [P(\theta)]^{-1} [v_{odq}] \end{cases} \quad (2.19)$$

Nous remplaçons (2.18) dans l'équation triphasée (2.19), comme suit :

$$[P(\theta)]^{-1} [e_{odq}] = R [P(\theta)]^{-1} [i_{odq}] + L \frac{d}{dt} ([P(\theta)]^{-1} [i_{odq}]) + [P(\theta)]^{-1} [v_{odq}] \quad (2.20)$$

On multiplie les deux membres de l'égalité (2.20) par  $P(\theta)$ , nous obtenons alors l'équation (2.21) :

$$[e_{odq}] = R[i_{odq}] + [P(\theta)]L \frac{d[P(\theta)]^{-1}}{dt} [i_{odq}] + L \frac{d[i_{odq}]}{dt} + [v_{odq}] \quad (2.21)$$

Sachant que nous pouvons démontrer que :

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} [P(\theta)]^{-1} = \frac{d\theta}{dt} \frac{d[P(\theta)]^{-1}}{dt} \\ [P(\theta)] \frac{d[P(\theta)]^{-1}}{dt} = \frac{d\theta}{dt} \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -1 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \end{cases} \quad (2.22)$$

Remplaçant l'équation (2.22) dans l'équation (2.21), nous aurons l'équation (2.23) :

$$\begin{cases} [e_{odq}] = R[i_{odq}] + L \frac{d\theta}{dt} \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -1 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} [i_{odq}] + L \frac{d}{dt} [i_{odq}] + [v_{odq}] \\ \begin{bmatrix} e_o \\ e_d \\ e_q \end{bmatrix} = R \begin{bmatrix} i_o \\ i_d \\ i_q \end{bmatrix} + L \frac{d\theta}{dt} \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -1 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_o \\ i_d \\ i_q \end{bmatrix} + L \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_o \\ i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_o \\ v_d \\ v_q \end{bmatrix} \end{cases} \quad (2.23)$$

Après développement, nous aboutissons aux équations dans le repère d-q de Park en prenant en considération la composante homopolaire.

$$\begin{cases} e_o = Ri_o + L \frac{di_o}{dt} + v_o \\ e_d = Ri_d - L \frac{d\theta}{dt} i_q + L \frac{di_d}{dt} + v_d \\ e_q = Ri_q + L \frac{d\theta}{dt} i_d + L \frac{di_q}{dt} + v_q \end{cases} \quad (2.24)$$

$$\text{Nous connaissons que : } \frac{d\theta}{dt} = \omega \quad (2.25)$$

Finalement nous déduisons les trois équations (2.26), qui nous permettent d'élaborer notre schéma fonctionnel du redresseur MLI dans le repère d-q .

$$\begin{cases} e_d = Ri_d + L \frac{di_d}{dt} - \omega Li_q + v_d \\ e_q = Ri_q + L \frac{di_q}{dt} + \omega Li_d + v_q \\ C \frac{dV_{dc}}{dt} = S_d i_d + S_q i_q - i_{ch} \end{cases} \quad (2.26)$$

Le schéma fonctionnel est donc comme suit :

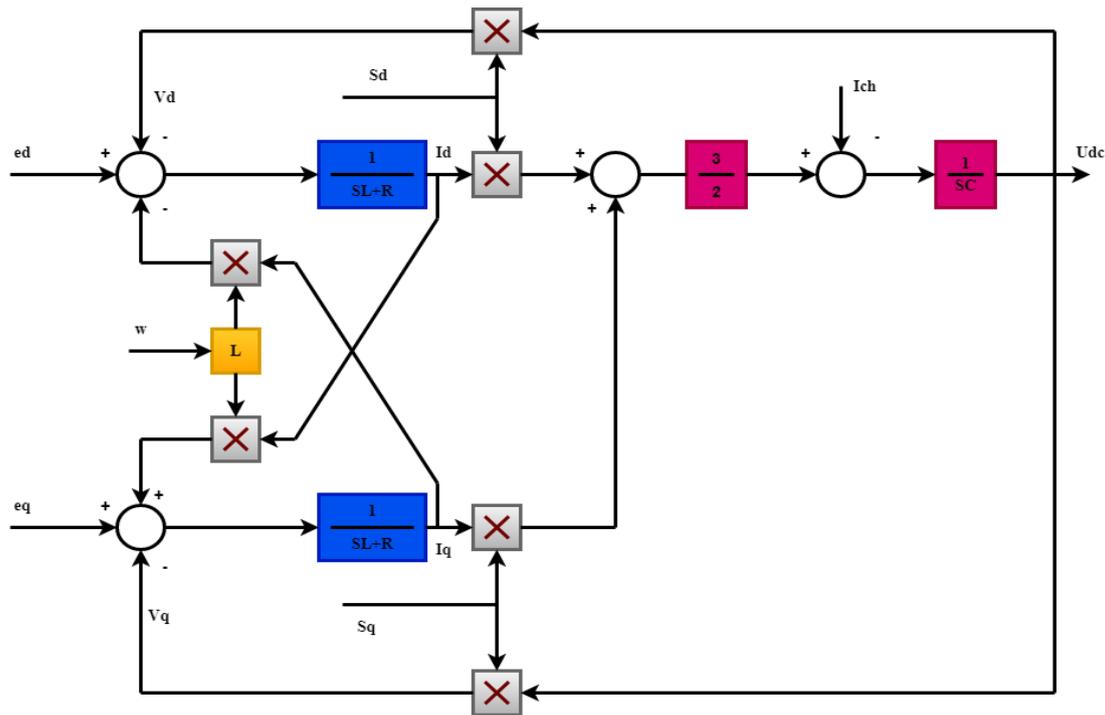


Figure 2.10 Schéma fonctionnel d'un redresseur MLI dans le repère tournant (d, q).

## 9. Méthode d'estimation des courants de références :

### 9.1. Contrôle en courant d'un redresseur à MLI :

Le contrôle de la tension continue  $V_{dc}$  exige une boucle d'asservissement fermée. La tension continue  $V_{dc}$  est mesurée et comparée à une référence  $V_{dc\_ref}$  et le signal d'erreur obtenu est employé pour produire une référence du courant  $i_{ref}$ . Cette référence à une forme d'onde sinusoïdale même de la source avec une amplitude  $I_{max}$  évaluée par le correcteur de tension de bus continu selon l'équation [9,22] :

$$I_{max} = G(V_{dc} - V_{dc\_ref}) \quad (2.27)$$

Où  $G$  est un correcteur se compose d'un terme proportionnel et d'un terme intégral.

Le contrôle de la figure (2.11) consiste à mesurer les courants instantanés  $i_{abc}$  puis on les oblige à suivre les courants de références produites  $i_{ref}$ . Une fois que l'erreur se manifeste, la commande MLI est produite en utilisant un régulateur à hystérésis, pour commuter les interrupteurs [8].

La structure globale de l'estimation des courants de références d'un pont redresseur à MLI de tension est présentée sur la figure (2.11). Cette méthode consiste à utiliser un détecteur de l'amplitude (crête) des trois tensions de la source :

$$\begin{cases} e_{sa}(t) = E_{\max} \sin(\omega t) \\ e_{sb}(t) = E_{\max} \sin(\omega t - \frac{2\pi}{3}) \\ e_{sc}(t) = E_{\max} \sin(\omega t - \frac{4\pi}{3}) \end{cases} \quad (2.28)$$

L'extraction de l'amplitude des trois tensions s'exprime par la relation suivante :

$$E_{\max} = \sqrt{\frac{2}{3} (e_{sa}^2 + e_{sb}^2 + e_{sc}^2)} \quad (2.29)$$

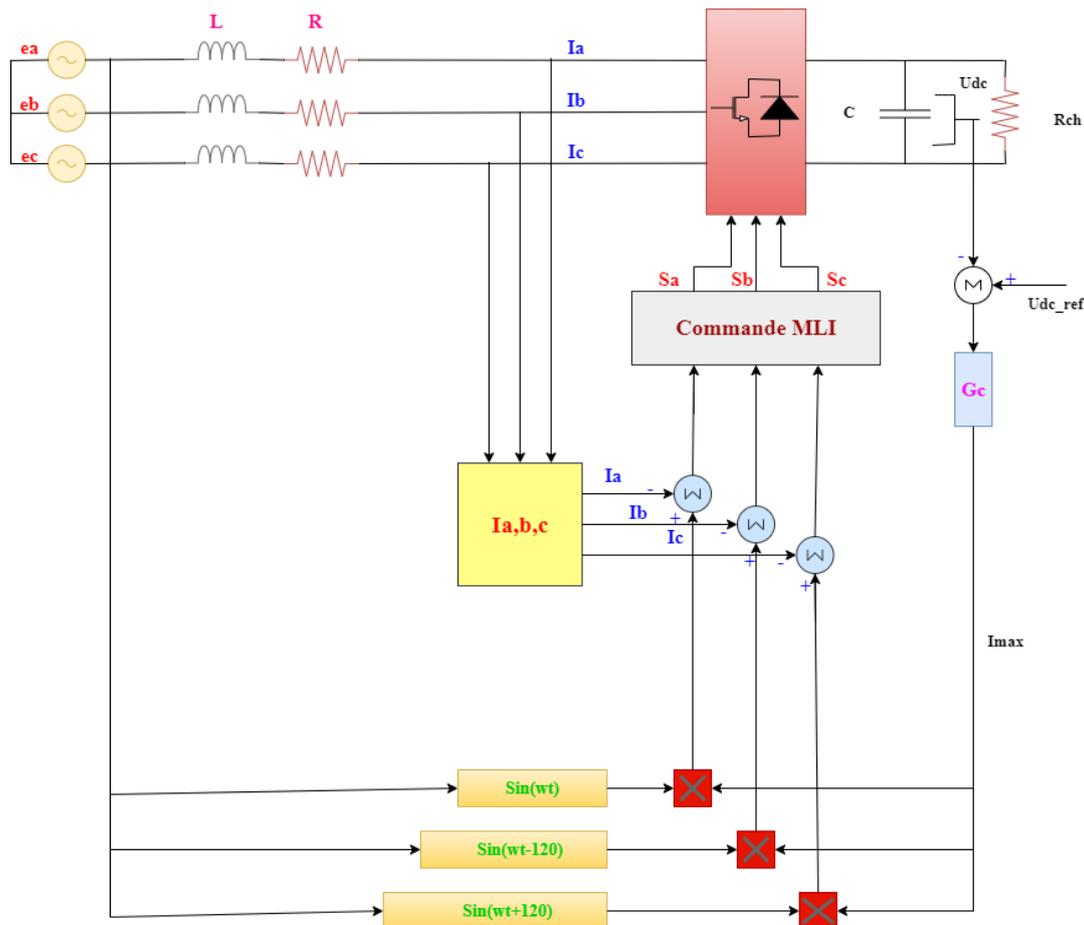


Figure 2.11 Commande du redresseur MLI.

## 9.2. Régulation de la tension du bus continu d'un redresseur à MLI :

La variation de la tension à la sortie du redresseur à MLI est due essentiellement aux pertes par conduction, commutations, la présence des inductances de lissage et la variation de la charge [23]. Pour pallier à ces variations, une boucle de régulation de la tension du bus continu est prévue pour maintenir la tension égale à sa valeur de référence, en contrôlant le processus de chargement et de déchargement du condensateur. En effet, la tension continue ( $V_{dc}$ ) est mesurée et comparée à une tension de référence. Le résultat de cette comparaison (erreur

de tension) est appliqué à ce régulateur pour obtenir l'amplitude et par la suite les trois courants instantanées de références[24,22].

### 9.3. Régulateur PI :

Le correcteur Proportionnelle Intégrale (PI) utilisé pour le réglage des courants de redresseur à MLI, et la tension de bus continu  $V_{dc}$  est simple et rapide à mettre en œuvre tout en offrant des performances acceptables. L'action proportionnelle sert à régler la rapidité de la dynamique du système, alors que l'action intégrale permet d'éliminer l'écart entre la grandeur de consigne et celle que l'on désire asservir [25]. Dans ce cas, la valeur de la tension mesurée  $V_{dc}$  est comparée à sa référence  $V_{dc\_ref}$ . Le signal d'erreur est ensuite appliqué à l'entrée du régulateur PI [16].

Les paramètres de ce régulateur PI sont déterminés à partir de la relation entre la puissance absorbée par le condensateur et la tension à ses bornes [20]. La figure (2.12) illustre le schéma de la boucle de régulation de la tension continue.

$$P_{dc} = \frac{d}{dt} \left( \frac{1}{2} C_{dc} \cdot V_{dc}^2 \right) \quad (2.30)$$

Soit après la transformation de Laplace, on obtient :

$$V_{dc}^2 = P_{dc} \frac{2}{C_{dc} \cdot P} \quad (2.31)$$

La fonction de transfert du régulateur PI peut être exprimée par la relation :

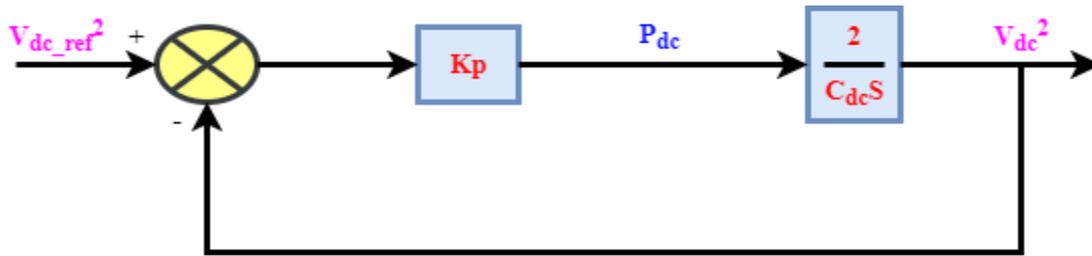
$$k_p + \frac{k_i}{P} = \frac{1 + \tau P}{T_i P} \quad (2.32)$$

Après le calcul, la fonction de transfert en boucle fermée du système global est donnée par :

$$F(P) = \frac{\omega_0^2 (1 + \tau)}{P^2 + 2\varepsilon_0 \omega_0 P + \omega_0^2} \quad (2.33)$$

Avec :

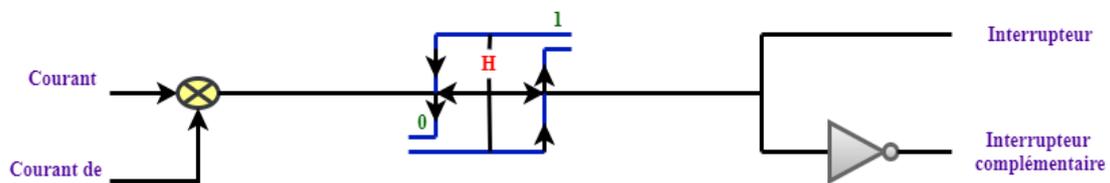
$$\left\{ \begin{array}{l} \omega_0 = \sqrt{\frac{2}{C_{dc} T_i}} \\ \varepsilon_0 = \frac{\tau}{\sqrt{2 C_{dc} T_i}} \\ k_p = \frac{\tau}{T_i} \\ k_i = \frac{1}{T_i} \end{array} \right. \quad (2.34)$$



**Figure 2.12** Représente la structure interne du régulateur PI utilisé pour la régulation de la tension du bus continu d'un redresseur à MLI.

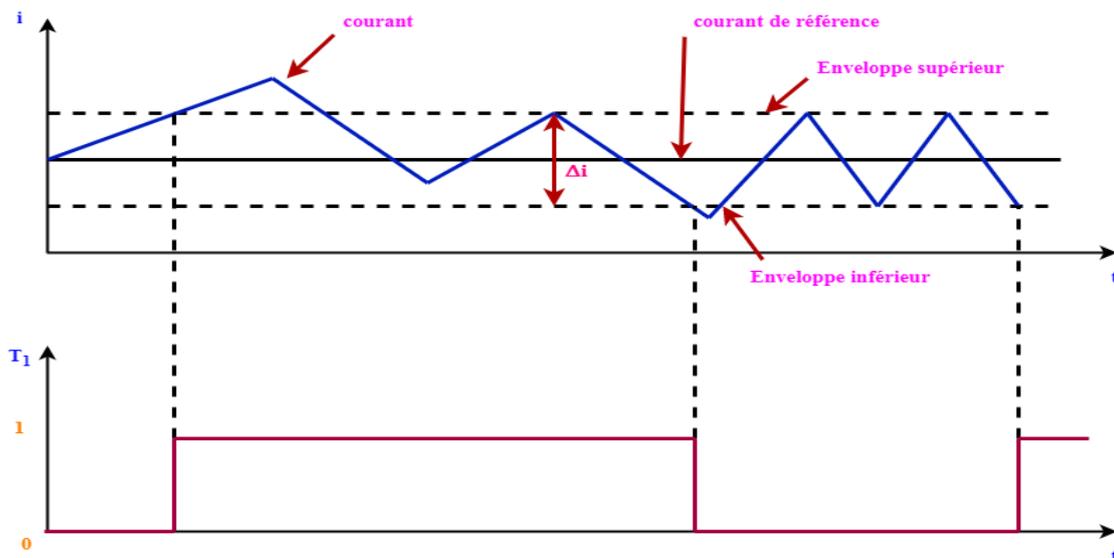
## 10. Commande à hystérésis :

La stratégie de commande du courant par hystérésis est la solution la plus convenable pour toutes les applications de contrôle du courant des redresseurs ou les besoins en performance sont de plus en plus recherchés en particulier pour le cas des redresseurs de courant [8]. Comme il est bien connu, cette technique de contrôle du courant la plus directe que l'on puisse imaginer, est qualifiée d'avoir une bonne précision. La commande à hystérésis consiste à maintenir le courant dans une bande enveloppant sa référence. Chaque dépassement des limites de la bande génère un ordre de commutation aux interrupteur [26].



**Figure 2.13** Principe du contrôle par hystérésis à bande fixe.

Le principe de commande à hystérésis consiste à maintenir chacun des courants générés à l'intérieur d'une bande [27]. La différence entre le courant et sa référence est comparée à une bande fixe de largeur  $H$  appelée bande d'hystérésis. Cette méthode assure le contrôle de la fréquence de commutation des interrupteurs par action sur la  $H$ . Chaque violation de cette bande entraîne un ordre de commutation des interrupteurs [28], Les figures (2.19) et (2.20) et (2.21) illustrent ce principe.



**Figure 2.14** Principe du contrôle par hystérésis.

Soit  $\epsilon_k$  l'écart entre le courant de référence et le courant réel de ligne mesurer.

Défini par :

$$\epsilon_k = I_k^* - I_k \quad (2.35)$$

Avec :

$$k = 1, 2, 3$$

Les ordres de commande des interrupteurs sont déterminés alors comme suit :

$$\text{Si } \begin{cases} \epsilon_k \geq \Delta_i \text{ alors } B_{k1} = 1 \text{ (ou faux)} \\ \epsilon_k \leq -\Delta_i \text{ alors } B_{k1} = 0 \text{ (ou vrai)} \end{cases} \quad (2.36)$$

Si non la commande des semi- conducteurs reste inchangée.

$\Delta_i$ :Étant la largeur de la bande d'hystérésis

## 11. Commande par modulation de largeur d'impulsion (MLI) :

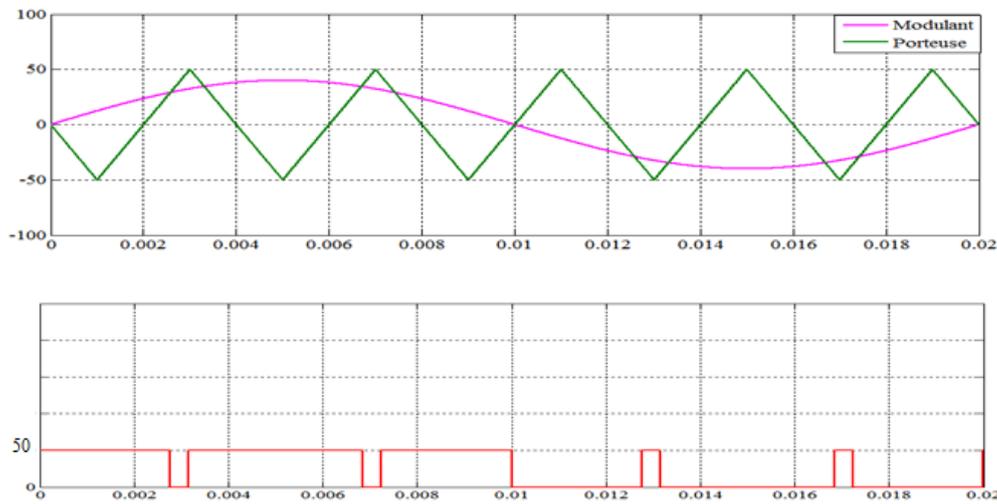
Le bloc de commande du convertisseur reçoit les tensions de référence pour les trois phases. Ces tensions sont comparées avec un signal triangulaire et, en fonction du signal d'erreur, on commande les semi-conducteurs de redresseur. Le mode de fonctionnement est très simple :

Si:  $V_{ref} > V_p$  : l'interrupteur supérieur du bras de pont conduit ;

Si:  $V_{ref} < V_p$  : l'interrupteur inférieur du bras de pont conduit ;

Où  $V_{ref}$  représente une des trois tensions de référence et  $V_p$  représente le signal triangulaire ou l'onde porteuse, Ce type de commande est appelé commande à modulation de largeur d'impulsion ou commande MLI (PWM en anglais). Cette technique exige une commande séparée pour chaque phase de redresseur. La détermination des instants d'ouverture et de

fermeture des interrupteurs est réalisée en temps réel, par une électronique de commande analogique ou numérique ou parfois hybride. La Figure (2.15) illustre le principe de base de cette technique [29].



**Figure 2.15** Principe de la commande MLI.

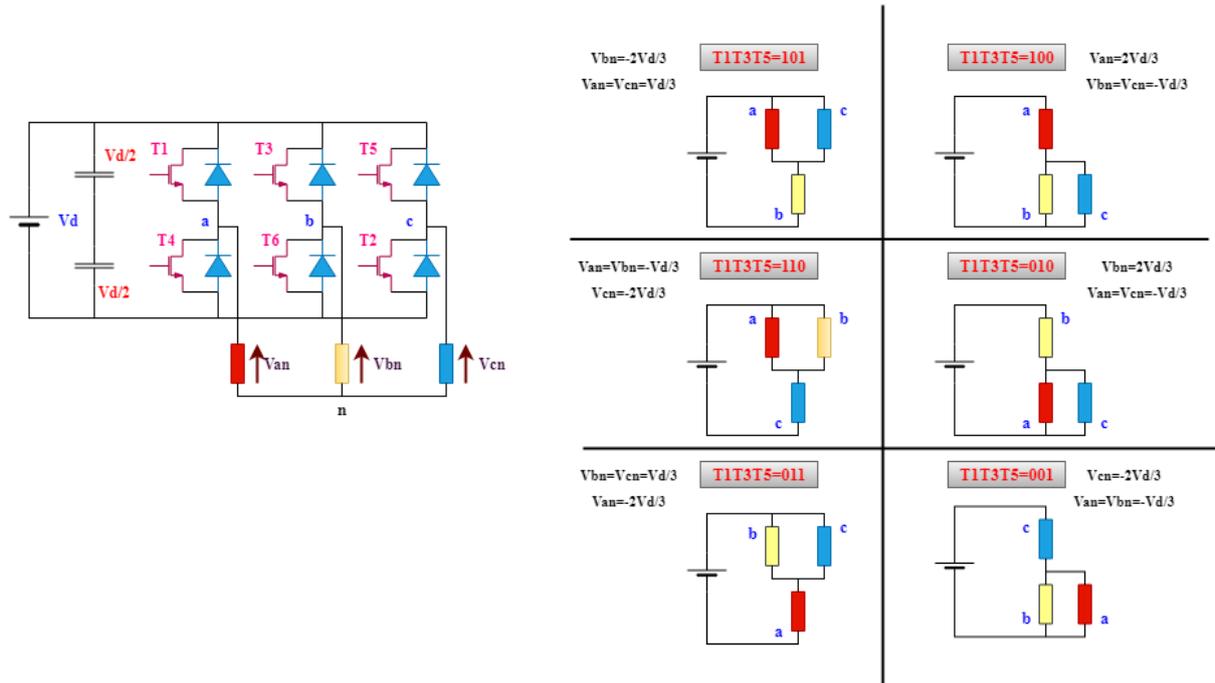
## 12. MLI vectorielle SVM :

La modulation de largeur d'impulsion vectorielle (en anglais SpaceVector Modulation: SVM) utilise un algorithme numérique afin d'obtenir une séquence de commande des interrupteurs de onduleur permettant de générer un vecteur tension de sortie qui s'approche le mieux possible du vecteur tension de référence. Cette technique de MLI suit les principes suivants [30] :

- Echantillonnage du signal de référence à intervalles réguliers  $T$  appelé période de modulation.
- Réalisation dans chaque période de modulation, d'une impulsion de largeur  $T$  centrée sur la période, et dont la valeur moyenne est égale à la valeur de la tension de référence au milieu de la période de modulation (MLI symétrique).
- Tous les interrupteurs d'un même demi pont ont un état identique au centre et aux extrémités de la période (pour une MLI discontinue, l'état d'un des interrupteurs de chaque demi pont reste constant ce qui diminue les pertes de commutation mais augmente les harmoniques).

Puisque le vecteur de commande d'onduleur possède trois composantes booléennes et que chaque composante peut prendre le niveau 0 ou 1, donc on peut générer huit vecteurs de

commande distincts. La figure suivante définit les configurations possibles de l'onduleur, on représente chaque bras par un interrupteur bipolaire [27] :

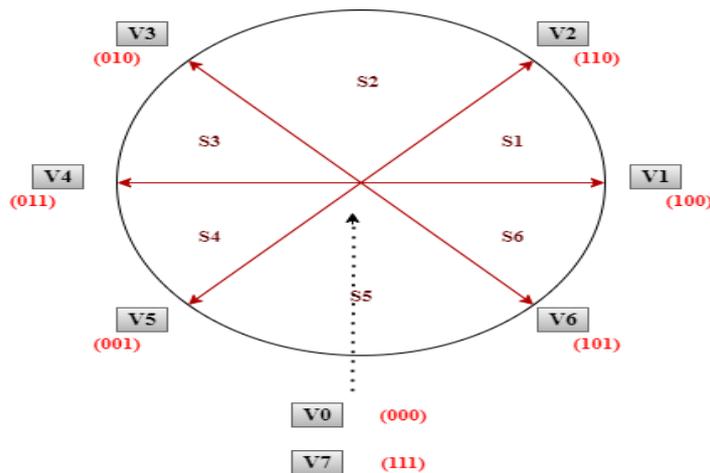


**Figure 2.16** Configurations des interrupteurs pour les vecteurs de tension.

Les vecteurs de tension sont représentés par la relation suivante :

$$\vec{v}_k = \begin{cases} \frac{2}{3} U_c e^{j(K-1)\frac{\pi}{3}} & K = 1 \dots 6 \\ 0 & K = 0, 7 \end{cases} \quad (2.37)$$

Cette équation forme un hexagone et divise le plan en six secteurs numérotés de (1 à 6) comme montré à la figure (2.17).



**Figure 2.17** Représentation des vecteurs de tension dans le plan  $\alpha\beta$ .

$T_1$	$T_3$	$T_5$	$V_{an}$	$V_{bn}$	$V_{cn}$	$\vec{V}_s$	Vecteur
0	0	0	0	0	0	0	$V_0$
1	0	0	$-\frac{2}{3}V_d$	$-\frac{1}{3}V_d$	$-\frac{2}{3}V_d$	$\frac{2}{3}V_d < 0^\circ$	$V_1$
0	1	0	$-\frac{1}{3}V_d$	$\frac{2}{3}V_d$	$-\frac{1}{3}V_d$	$\frac{2}{3}V_d < 120^\circ$	$V_3$
1	1	0	$\frac{1}{3}V_d$	$\frac{1}{3}V_d$	$-\frac{2}{3}V_d$	$\frac{2}{3}V_d < 60^\circ$	$V_2$
0	0	1	$-\frac{1}{3}V_d$	$-\frac{1}{3}V_d$	$\frac{2}{3}V_d$	$\frac{2}{3}V_d < -120^\circ$	$V_5$
1	0	1	$\frac{1}{3}V_d$	$-\frac{2}{3}V_d$	$\frac{1}{3}V_d$	$\frac{2}{3}V_d < -60^\circ$	$V_6$
0	1	1	$-\frac{2}{3}V_d$	$\frac{1}{3}V_d$	$\frac{1}{3}V_d$	$\frac{2}{3}V_d < 180^\circ$	$V_4$
1	1	1	0	0	0	0	$V_7$

**Tableau 2.1** Calcul des vecteurs de tension.

### 12.1. Modélisation d'un SVM :

La MLI vectorielle consiste à déterminer la position du vecteur de la consigne dans le repère  $(\alpha, \beta)$  et le secteur dans lequel il se trouve. Puis calcul des temps active et nul pour chaque vecteur de tension à appliquer pendant un cycle.

#### 12.1.1. Définition du vecteur tension de contrôle :

Le vecteur tension de contrôle peut être définie de plusieurs manières figure (2.17) dans le plan des tensions :

❖ en coordonnées polaires :

$$\vec{V}_{ref} = r \sqrt{\frac{3}{2}} \frac{U_c}{2} e^{j\theta} \quad (2.38)$$

$r$  : Taux de modulation.

❖ en coordonnées cartésiennes (référentiel correspondant à la transformation de Clark-Concordia) :

$$\vec{V}_{ref} = V_{ref\alpha} + jV_{ref\beta} \quad (2.39)$$

Avec

$$\begin{cases} v_{\alpha n} = r \sqrt{\frac{3}{2}} \frac{U_c}{2} \cos \theta \\ v_{\beta n} = r \sqrt{\frac{3}{2}} \frac{U_c}{2} \sin \theta \end{cases} \quad (2.40)$$

❖ en coordonnées triphasées :

$$\begin{cases} v_{an} = r \frac{U_c}{2} \cos \theta \\ v_{bn} = r \frac{U_c}{2} \cos \left( \theta - \frac{2\pi}{3} \right) \\ v_{cn} = r \frac{U_c}{2} \cos \left( \theta - \frac{4\pi}{3} \right) \end{cases} \quad (2.41)$$

### 12.1.2. Approximation du vecteur tension de contrôle :

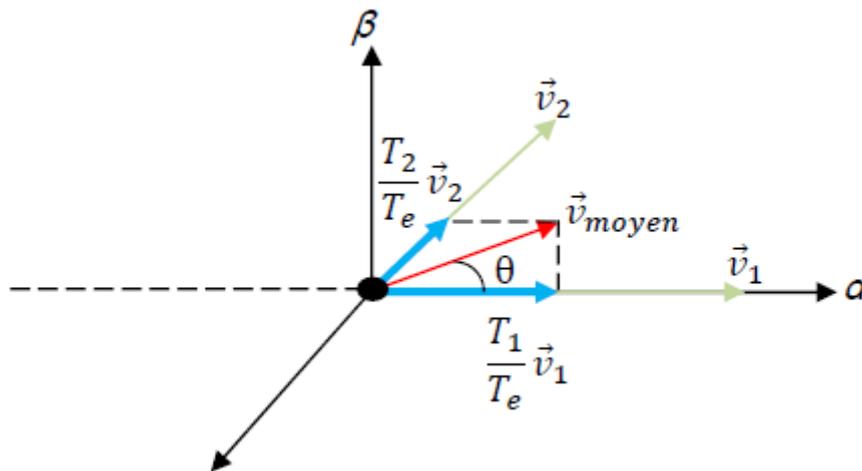


Figure 2.18 Définition du vecteur moyen [27].

Le vecteur tension de contrôle est approché, sur la période de modulation, par un vecteur de tension moyen élaboré par application des vecteurs d'état de l'onduleur et adjacents pendant les temps, respectivement et des vecteurs nuls et pendant.

### 12.1.3. Détermination des durées d'utilisation des interrupteurs :

A partir des équations suivantes on calcule les temps d'application des vecteurs:

$$\vec{V}_{moyenne} = \int_0^{\frac{T_0}{2}} \vec{V}_0 dt + \int_{\frac{T_0}{2}}^{\frac{T_0}{2}+T_k} \vec{V}_k dt + \int_{\frac{T_0}{2}+T_k}^{\frac{T_0}{2}+T_k+T_{k+1}} \vec{V}_{k+1} dt + \int_{\frac{T_0}{2}+T_k+T_{k+1}}^{\frac{T_e}{2}} \vec{V}_7 dt \quad (2.42)$$

Avec :

$$T_0 + T_k + T_{k+1} = \frac{T_e}{2} \quad (2.43)$$

La décomposition de (2.41) sur les deux axes du plan ( $\alpha$ ,  $\beta$ ) est la suivante:

$$\frac{T_e}{2} \begin{bmatrix} V_{ref\alpha} \\ V_{ref\beta} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} U_c \left[ T_K \begin{bmatrix} \cos\left(\frac{K-1}{3}\pi\right) \\ \sin\left(\frac{K-1}{3}\pi\right) \end{bmatrix} + T_{K+1} \begin{bmatrix} \cos\left(\frac{K}{3}\pi\right) \\ \sin\left(\frac{K}{3}\pi\right) \end{bmatrix} \right]$$

(2.44)

$$T_e = \sqrt{\frac{2}{3}} U_c \begin{bmatrix} \cos\left(\frac{K-1}{3}\pi\right) & \cos\left(\frac{K}{3}\pi\right) \\ \sin\left(\frac{K-1}{3}\pi\right) & \sin\left(\frac{K}{3}\pi\right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} T_K \\ T_{K+1} \end{bmatrix}$$

(2.45)

La résolution de cette dernière équation aboutit à :

$$\begin{bmatrix} T_k \\ T_{k+1} \end{bmatrix} = \frac{\sqrt{2}T_e}{2U_c} \begin{bmatrix} \cos\left(\frac{k-1}{3}\pi\right) & -\cos\left(\frac{k}{3}\pi\right) \\ -\sin\left(\frac{k-1}{3}\pi\right) & \sin\left(\frac{k}{3}\pi\right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{ref\alpha} \\ V_{ref\beta} \end{bmatrix}$$

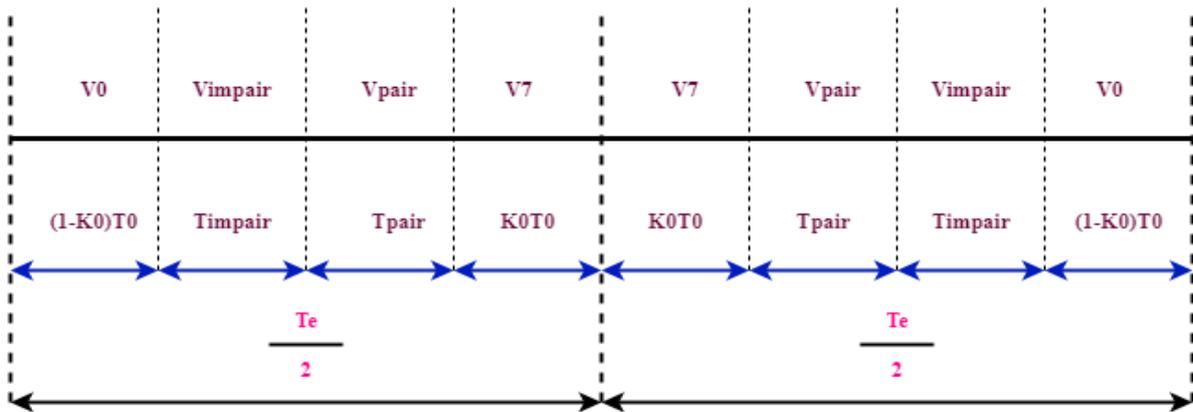
(2.46)

$T_K$ : Intervalle de temps alloué au vecteur  $\vec{v}_K$ .

$T_{K+1}$ : Intervalle de temps alloué au vecteur  $\vec{v}_{K+1}$ .

$T_0$ : Temps alloué aux deux vecteurs  $\vec{v}_0$  et  $\vec{v}_7$ .

$T_e$ : Période d'échantillonnage  $\vec{v}_7$ .



**Figure 2.19** Séquence d'application des vecteurs sur une période  $T_e$  ( $K_0$  facteur  $\in [0,1]$ ).

Pour réduire le nombre des commutations (et donc de minimiser les pertes). La transition d'un état à état suivant est réalisée par la commutation d'un seul interrupteur, donc un interrupteur ne commute alors que deux fois pendant la période de commutation. Cette condition est réalisée quant en démarrant par l'état nul et termine par l'état nul. Les séquences temporelles de vecteurs d'état appliqués sont celles montrés sur la figure (2.19) lorsque en rangeant les vecteurs à appliquer, premier mot pour les secteurs impair ( $\vec{v}_0, \vec{v}_K, \vec{v}_{K+1}, \vec{v}_7, \vec{v}_{K+1}, \vec{v}_K, \vec{v}_0$ ), et pour le secteur pair en inversant les vecteurs actives : ( $\vec{v}_0, \vec{v}_{K+1}, \vec{v}_K, \vec{v}_7, \vec{v}_K, \vec{v}_{K+1}, \vec{v}_0$ ).

La figure (2.20) illustre l'ordre de succession de configurations correspondantes aux vecteurs  $(\vec{v}_K, \vec{v}_{K+1})$  et du vecteurs  $\vec{v}_0$  et  $\vec{v}_7$  durant la période de modulation.



**Figure 2.20** Représentation des séquences de conduction des interrupteurs.

On résume les calculs des temps de commutation pour chaque secteur par les relations suivantes :

Secteur 01	Secteur 02	Secteur 03
$T_1 = \frac{\sqrt{6}v_{s\alpha} - \sqrt{2}v_{s\beta}}{2E} T$	$T_2 = \frac{\sqrt{6}v_{s\alpha} - \sqrt{2}v_{s\beta}}{2E} T$	$T_3 = \frac{\sqrt{2}v_{s\beta}}{E} T$
$T_2 = \frac{\sqrt{2}v_{s\beta}}{E} T$	$T_3 = \frac{-\sqrt{6}v_{s\alpha} + \sqrt{2}v_{s\beta}}{2E} T$	$T_4 = \frac{-\sqrt{6}v_{s\alpha} - \sqrt{2}v_{s\beta}}{2E} T$
$T_i = \frac{T - T_1 - T_2}{4}$	$T_i = \frac{T - T_2 - T_3}{4}$	$T_i = \frac{T - T_3 - T_4}{4}$
Secteur 04	Secteur 05	Secteur 06
$T_4 = \frac{-\sqrt{6}v_{s\alpha} + \sqrt{2}v_{s\beta}}{2E} T$	$T_5 = \frac{-\sqrt{6}v_{s\alpha} - \sqrt{2}v_{s\beta}}{2E} T$	$T_6 = \frac{-\sqrt{2}v_{s\beta}}{E} T$
$T_5 = \frac{-\sqrt{2}v_{s\beta}}{E} T$	$T_6 = \frac{\sqrt{6}v_{s\alpha} - \sqrt{2}v_{s\beta}}{2E} T$	$T_1 = \frac{\sqrt{6}v_{s\alpha} + \sqrt{2}v_{s\beta}}{2E} T$
$T_i = \frac{T - T_4 - T_5}{4}$	$T_i = \frac{T - T_5 - T_6}{4}$	$T_i = \frac{T - T_6 - T_1}{4}$

**Tableau 2.2** Temps de commutation pour chaque secteur.

### 13. Simulation :

Nous exposons dans cette partie les différents résultats obtenus en simulation. Ces résultats ont été relevés pour un réglage classique à l'aide d'un régulateur PI de la tension du bus continu pour différentes techniques de commande telles que : la commande à hystérésis, commande à MLI et la commande vectorielle (SVM). Les paramètres de simulation sont identiques pour les différents tests. La figure (2.22) montre le schéma bloc de simulation d'un redresseur à MLI connecté au réseau sous l'environnement MATALB/Simulink.

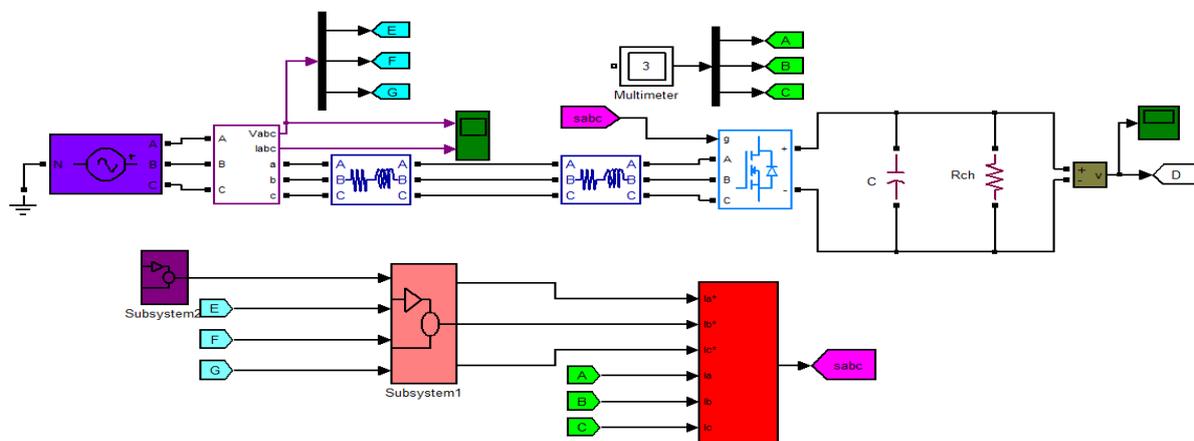
Les paramètres de simulation utilisés sont représentés dans le Tableaux (2.4).

<i>Paramètres</i>	<i>Valeurs</i>
Tension d'alimentation simple(rms)	380V
Résistance totale de la ligne	0.1Ω
Inductance totale de la ligne	0.5e-3 H
Résistance de charge	45 Ω
Capacité de charge	1100e-6 Mf

**Tableau 2.3** Paramètres de simulation.

#### 13.1. La Commande à hystérésis :

##### 13.1.1. Bloc de simulation :



**Figure 2.21** Système de commande du redresseur à hystérésis.

##### 13.1.2. Résultats de simulation :

Le redresseur MLI de la figure (2.21) est commandé à hystérésis, dont la bande passante est fixé tel que  $\Delta_i = 0.01A$ .

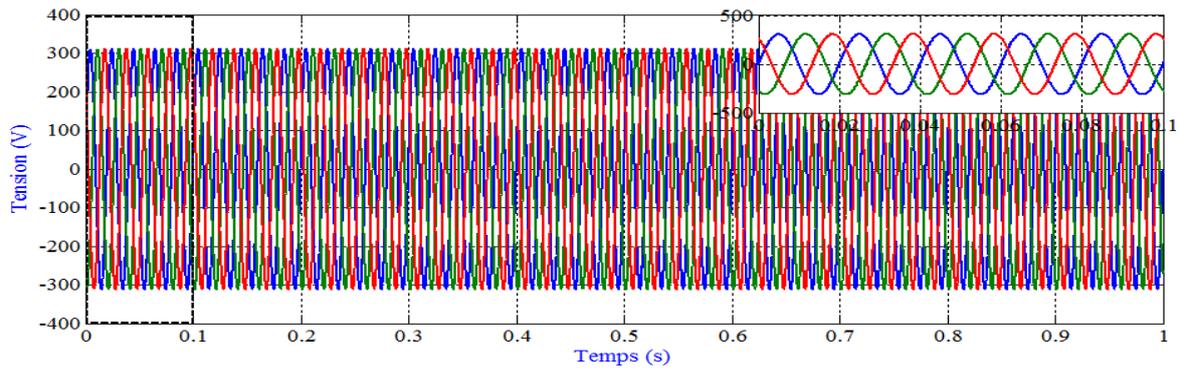


Figure 2.22 Tensions de source (commande hystérésis)

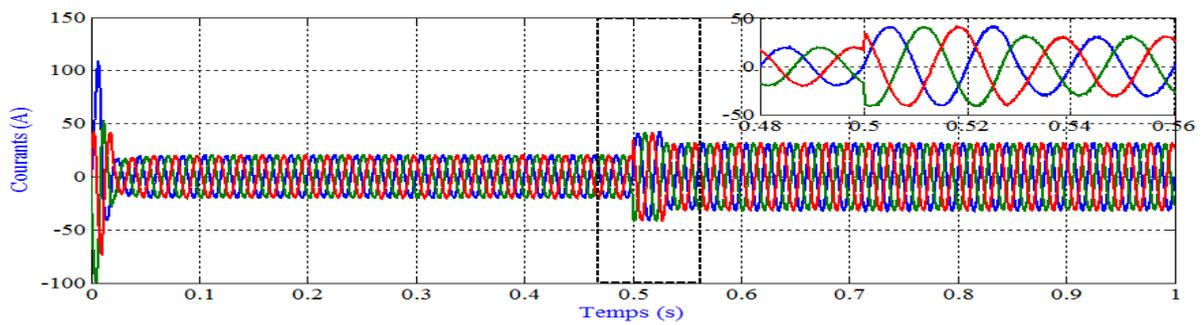


Figure 2.23 Courants de source (commande hystérésis)

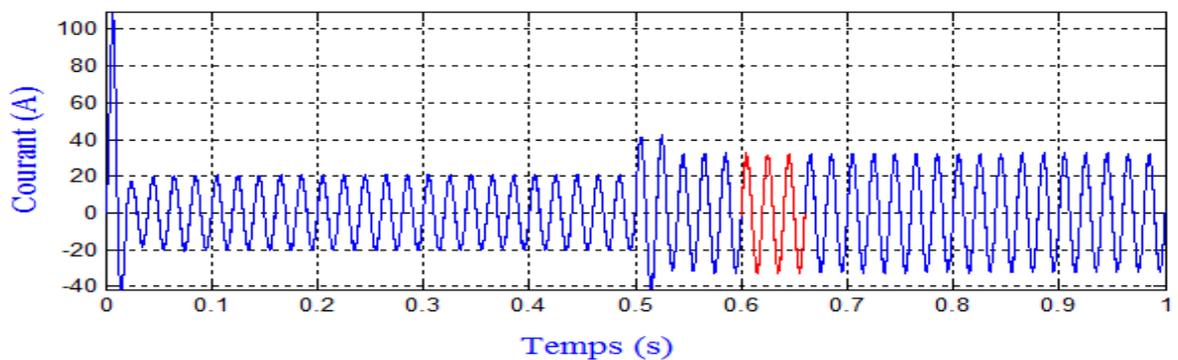


Figure 2.24 Courant de source de la phase a (commande hystérésis)

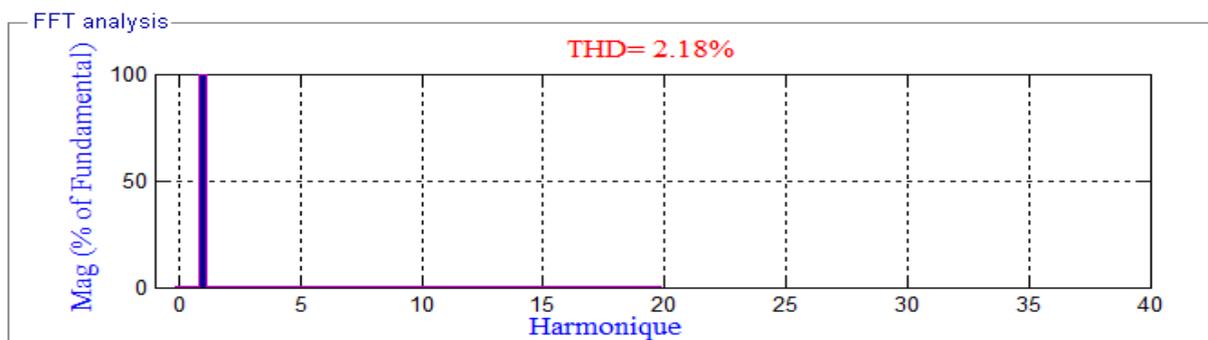
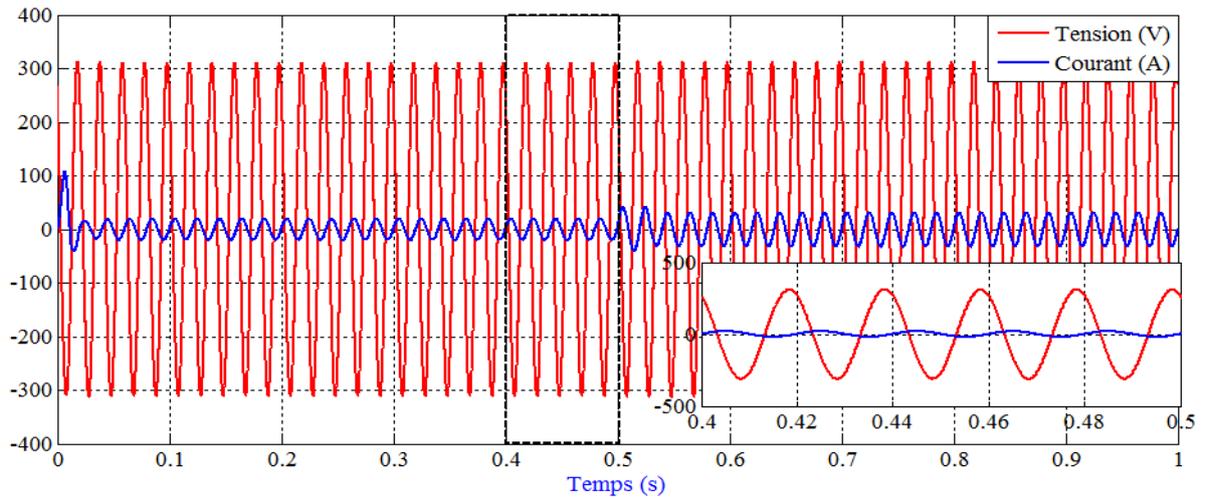
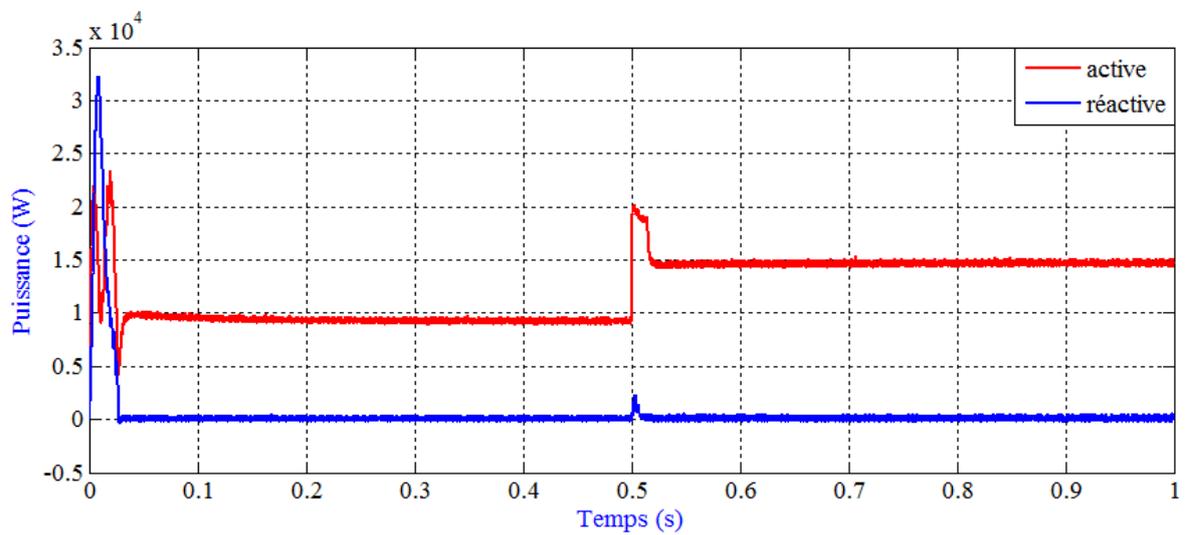


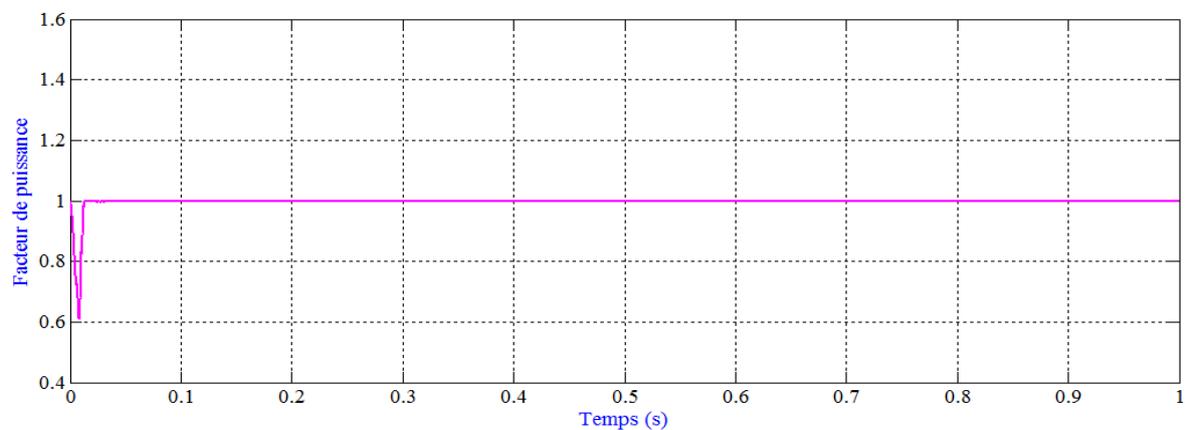
Figure 2.25 Spectre des harmoniques (commande hystérésis)



**Figure 2.26** L'allure de la tension et du courant de source par phase (commande hystérésis)



**Figure 2.27** Allure de la puissance active et réactive du réseau (commande hystérésis)



**Figure 2.28** Facteur de puissance (commande hystérésis)

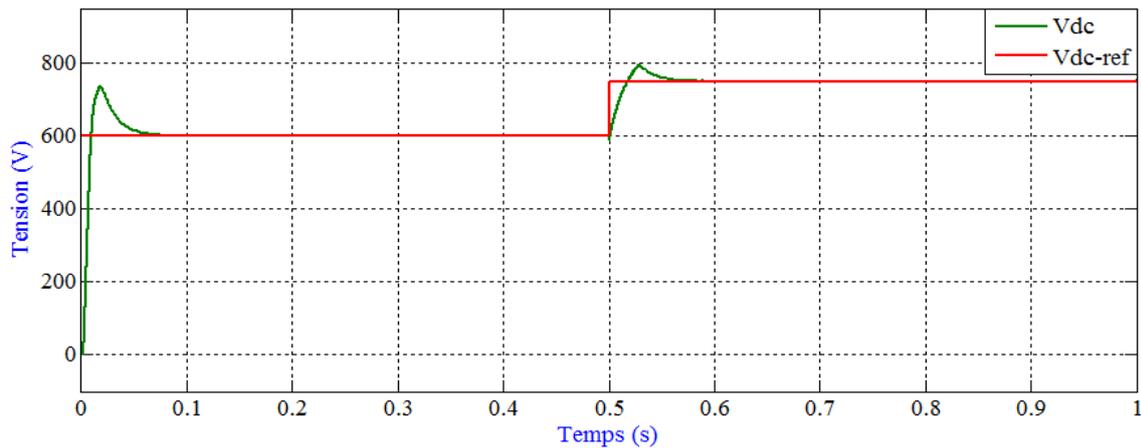


Figure 2.29 Tension redressé  $V_{dc}$  et  $V_{dc}$  référence (commande hystérésis)

### 13.1.3. Interprétation des résultats :

Les résultats de la figure (2.22) et la figure (2.23) montrent les formes d'ondes de la tension d'entrée et les courants de source, nous remarquons que l'allure de la tension et du courant de source sont purement sinusoïdaux. Les figures (2.29) représentent la tension continue qui est constante et stable à une valeur égale à sa valeur de référence (erreur statique nulle), la figure (2.26) montre que la puissance active à une valeur positive cela signifie que la charge absorbe seulement de la puissance active par contre la puissance réactive est totalement nulle donc le facteur de puissance est unitaire, figure (2.28). Par ailleurs, la figure (2.25) montre que le taux de distorsion du courant ( $THD_I$ ) est très faible et qui vaut 2.18%, Et le déphasage entre le courant et la tension idéale est totalement nulle figure (2.27). Cela justifié que le redresseur à MLI à commande Hystérésis permet nous d'obtenir des résultats avec des bonnes performances.

## 13.2. La commande à MLI sinus triangle :

### 13.2.1. Bloc de simulation :

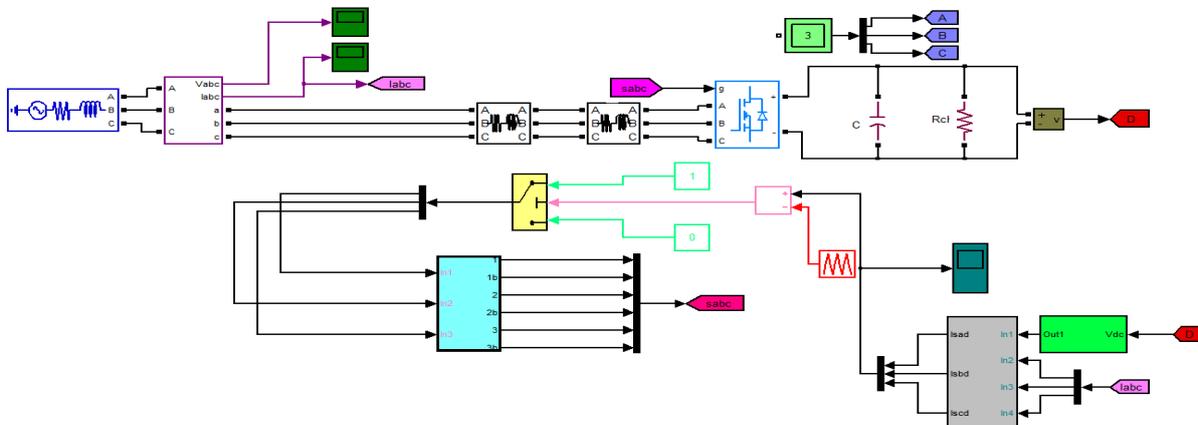
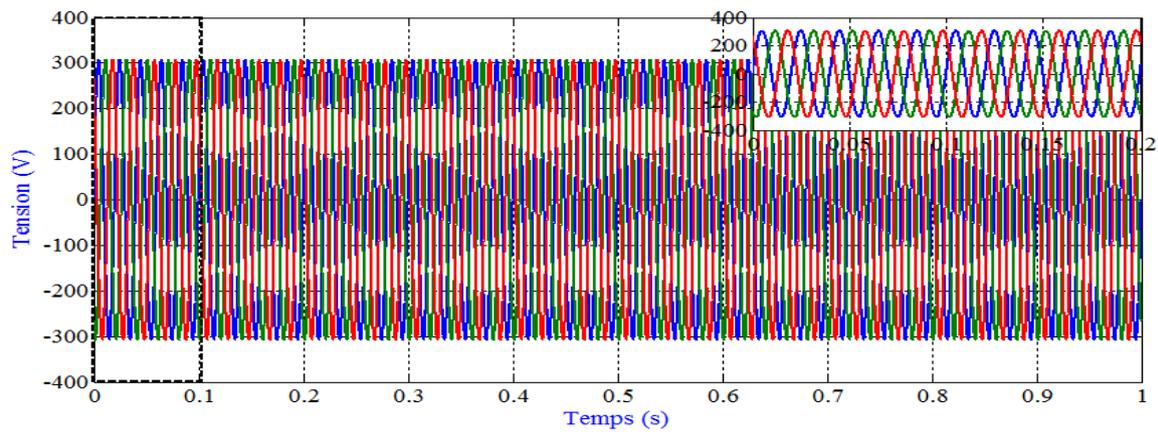
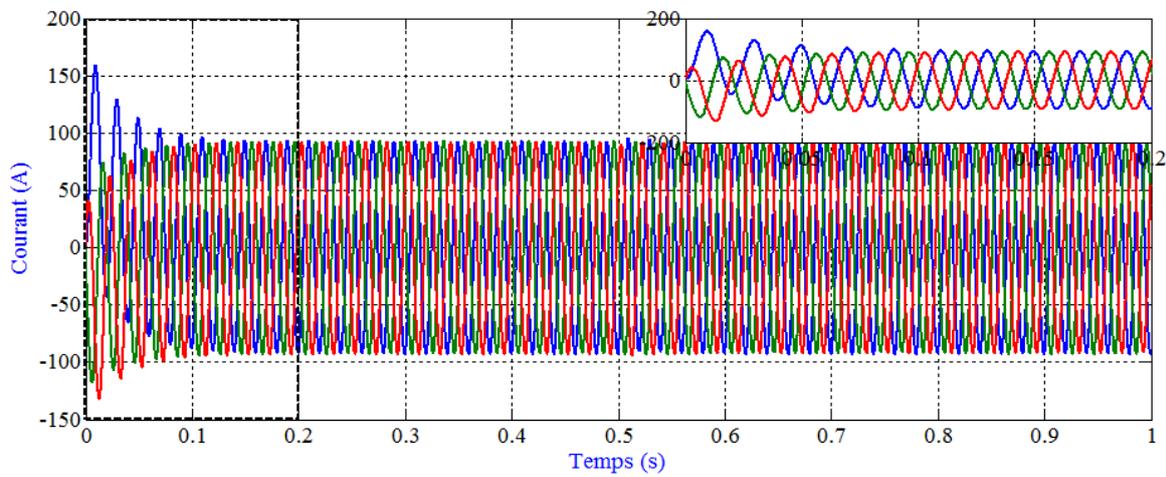
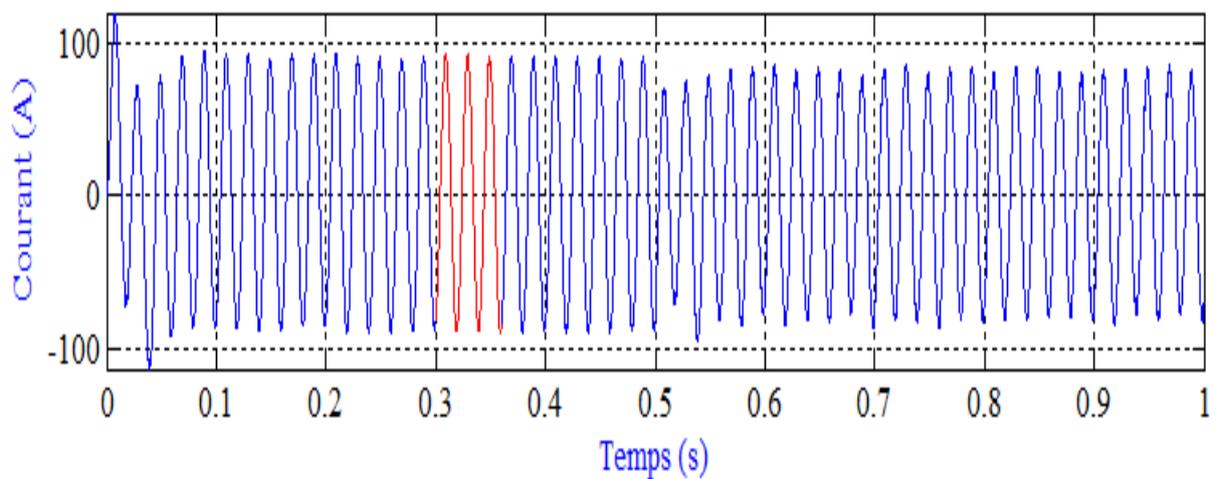


Figure 2.30 Système de commande du redresseur à MLI.

**13.2.2. Résultats de simulation :****Figure 2.31** Tensions de source (commande à MLI)**Figure 2.32** Courants de source (commande à MLI)**Figure 2.33** Courant de source de la phase a (commande à MLI)

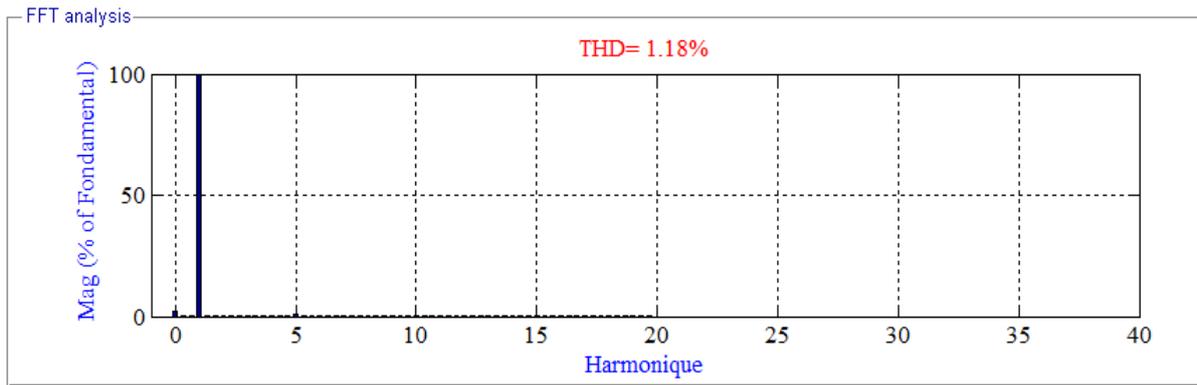


Figure 2.34 Spectre des harmoniques (commande à MLI)

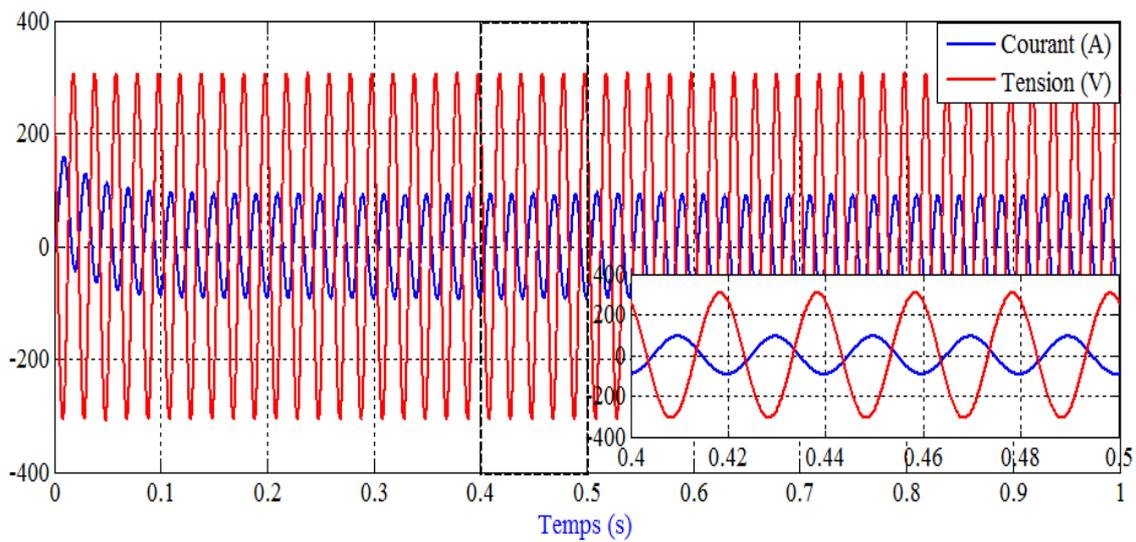


Figure 2.35 L'allure de la tension et du courant de source par phase (commande à MLI)

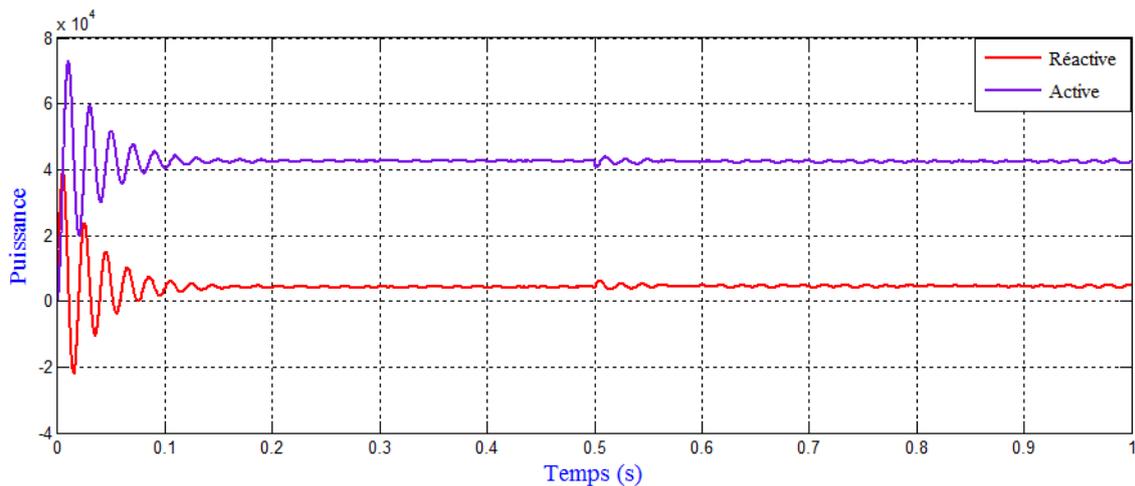
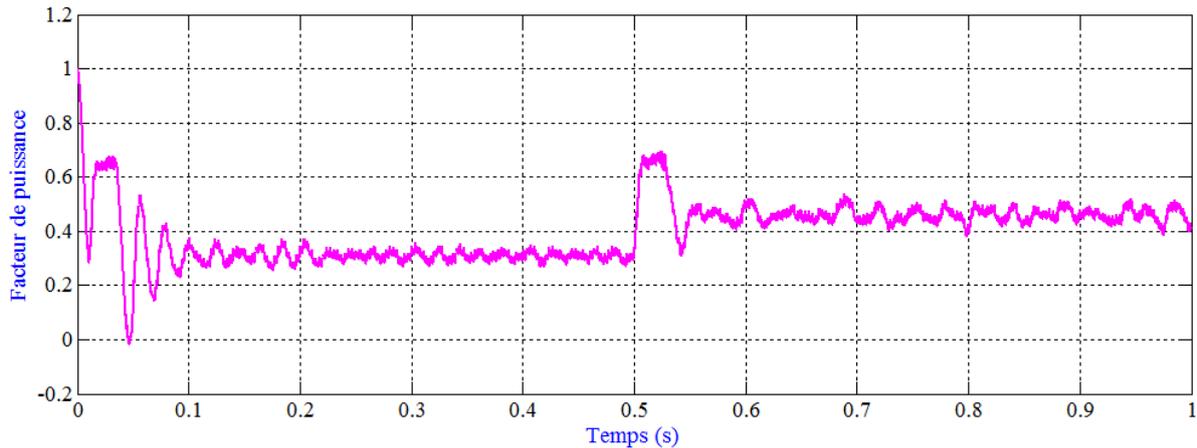
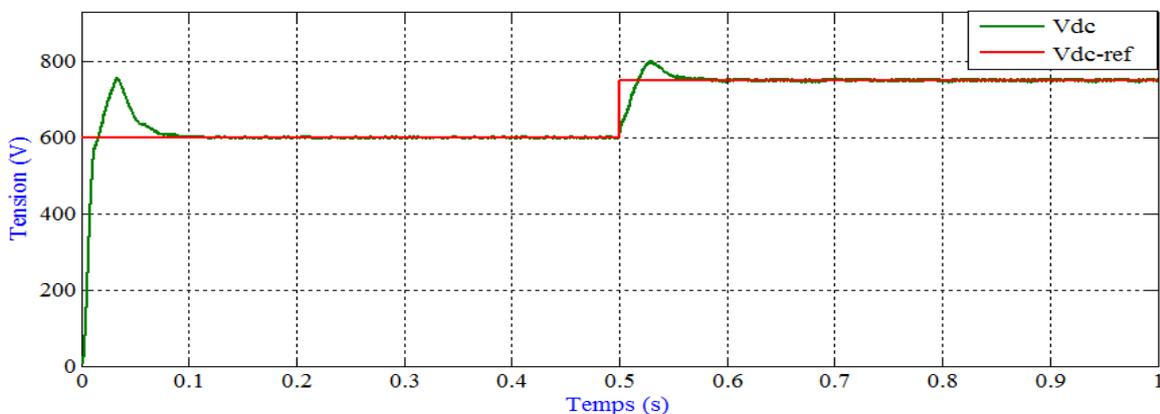


Figure 2.36 Allure de la puissance active et réactive du réseau (commande à MLI)



**Figure 2.37** Facteur de puissance (commande à MLI)



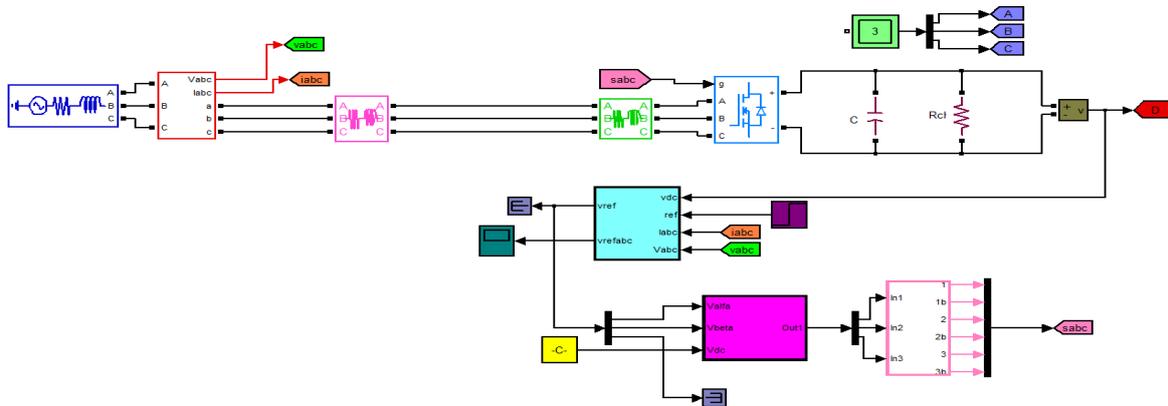
**Figure 2.38** Tension redressé  $V_{dc}$  et  $V_{dc}$  référence (commande à MLI)

### 13.2.3. Interprétation des résultats :

Les résultats des deux figures (2.31), (2.32) montrent respectivement les formes d'ondes de la tension et le courant de source, nous remarquons que l'allure de la tension et du courant de source par trois phases sont purement sinusoïdaux. Les figures (2.38) représentent la tension du bus continu qui se stabilise à une valeur confondue avec sa valeur de référence (erreur statique nulle), la figure (2.33) représentent l'allure du courant de la phase a, la figure (2.36) montre que la puissance active est positive par contre la puissance réactive est totalement nulle donc le facteur de puissance est unitaire, figure (2.37), la figure (2.34) montre que le déphasage entre le courant et la tension idéale est totalement nulle, Par ailleurs, la figure (2.35) montre que le taux de distorsion du courant ( $THD_I$ ) est très faible et qui vaut 1.18 %. Cela justifié que la commande à MLI permet nous d'obtenir de bonnes performances.

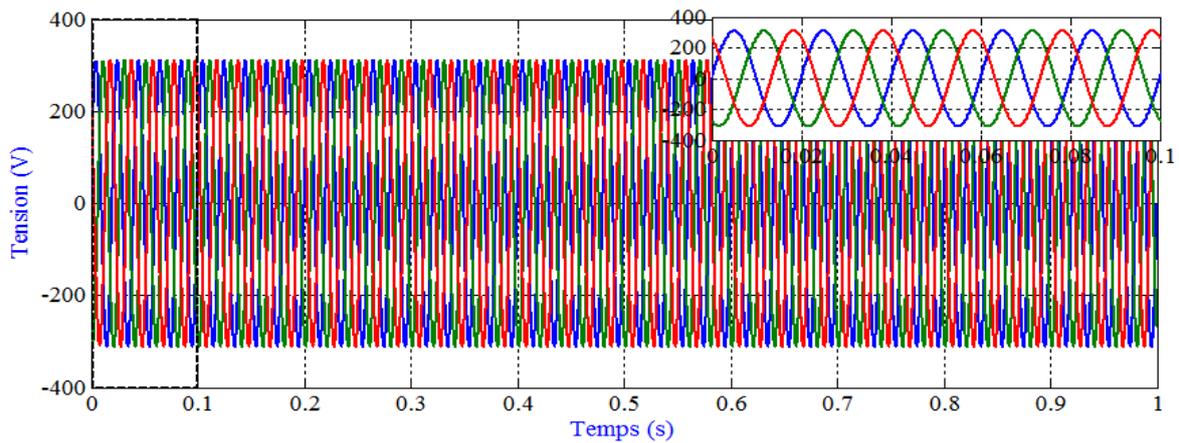
**13.3. La commande à MLI vectorielle (SVM) :**

**13.3.1. Bloc de simulation :**

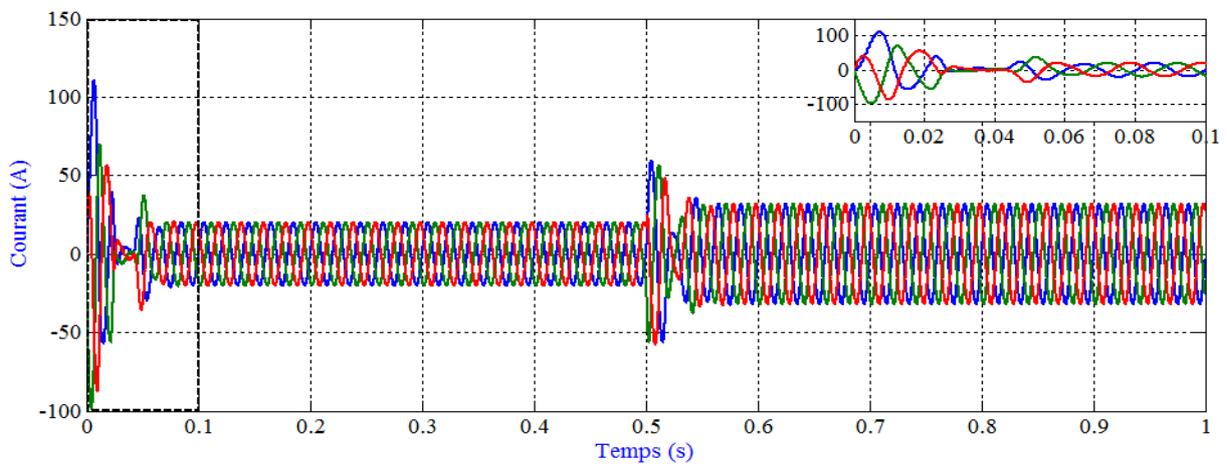


**Figure 2.39** Système de commande du redresseur à MLI vectorielle.

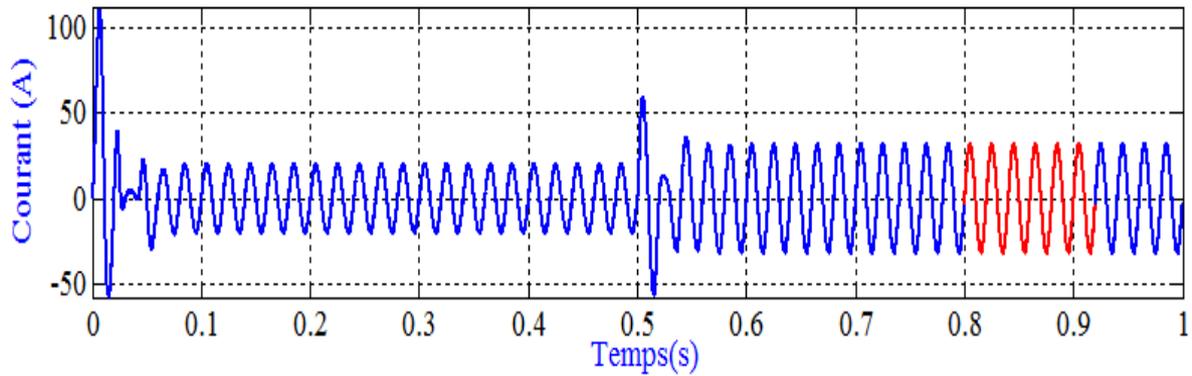
**13.3.2. Résultats de simulation :**



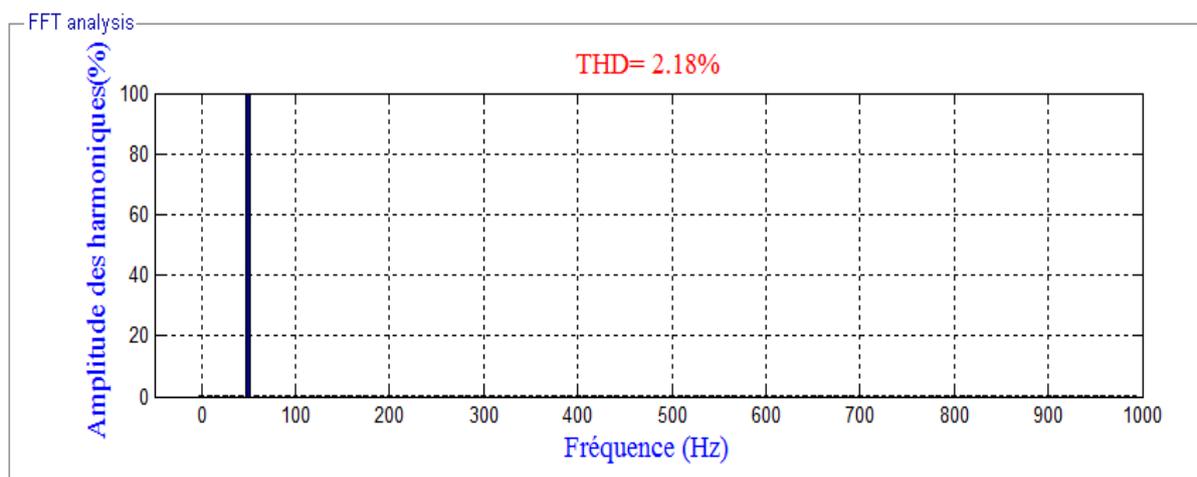
**Figure 2.40** Tensions de source (commande SVM)



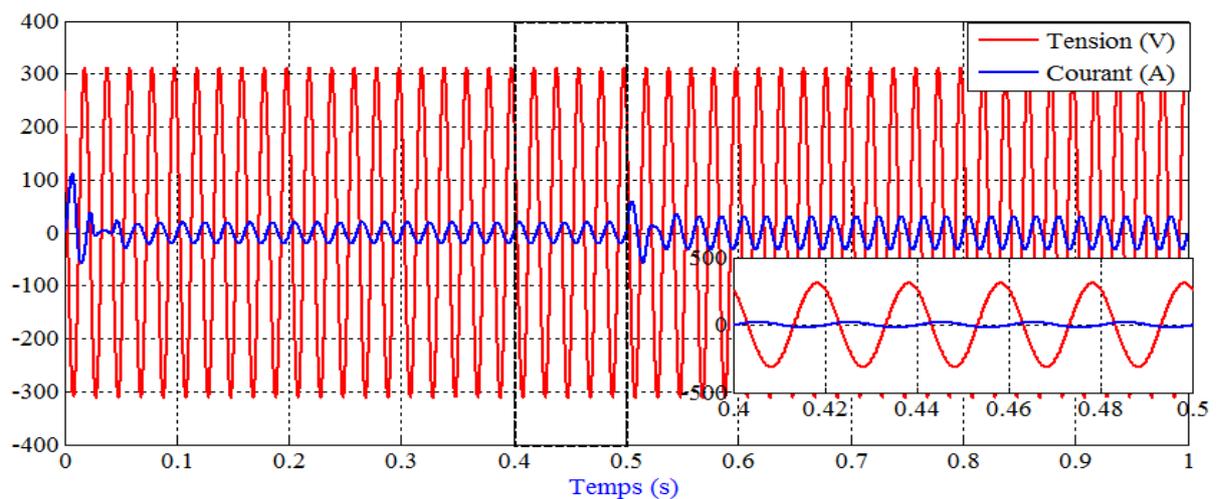
**Figure 2.41** Courants de source (commande SVM)



**Figure 2.42** Courant de source de la phase a (commande SVM)



**Figure 2.43** Spectre des harmoniques (commande SVM)



**Figure 2.44** L'allure de la tension et du courant de source par phase (commande SVM)

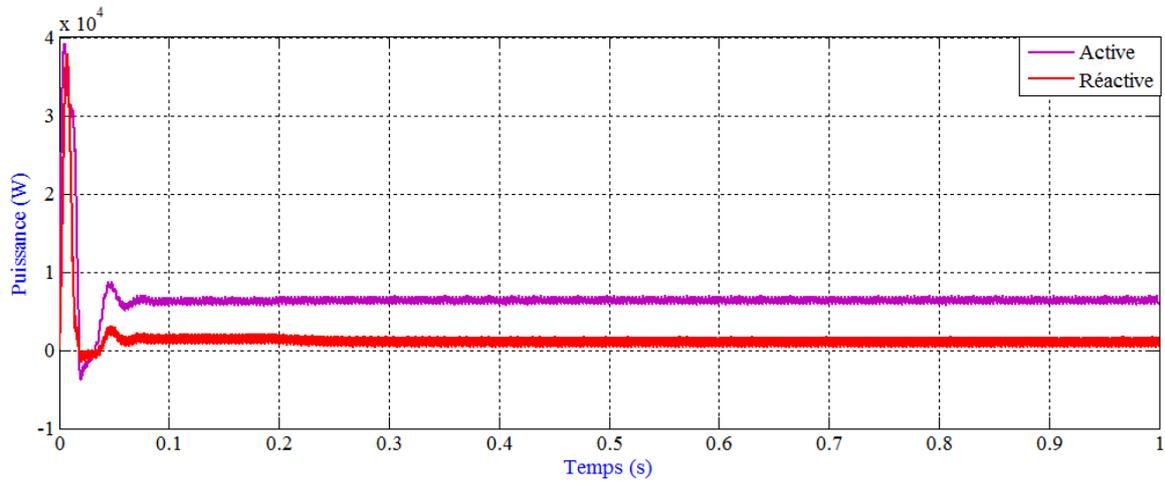


Figure 2.45 Allure de la puissance active et réactive du réseau (commande SVM)

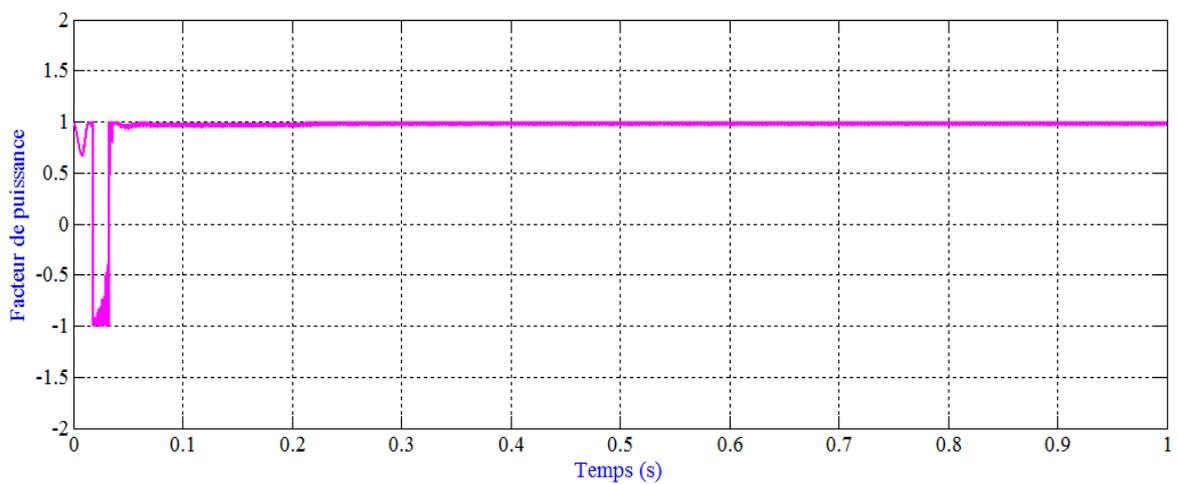


Figure 2.46 Facteur de puissance (commande SVM)

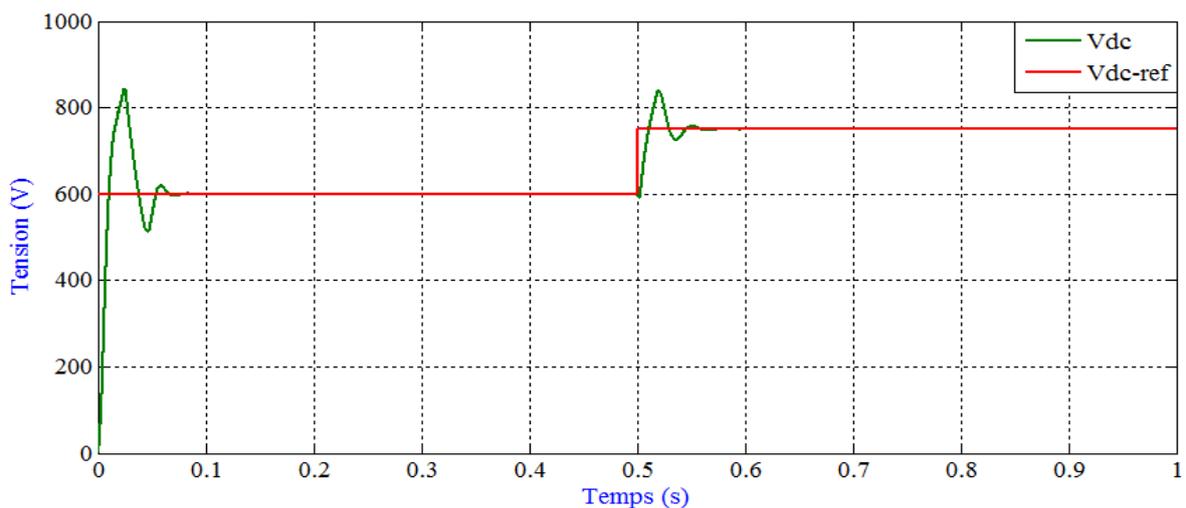


Figure 2.47 Tension redressé  $V_{dc}$  et  $V_{dc}$  référence (commande SVM)

### 13.3.3. Interprétation des résultats :

Les résultats obtenus pour La commande à MLI vectorielle (SVM) sont représentés dans les figures ci-dessus, les deux figures (2.40), (2.41) montrent les formes d'ondes des tensions et courants de source, nous remarquons que l'allure de la tension et du courant de source par trois phases sont purement sinusoïdaux, La tension du bus continu est correctement régulée à sa tension de référence (erreur statique nulle), figure (2.47) , la figure (2.45) montre que la puissance active est positive par contre la puissance réactive est totalement nulle donc le facteur de puissance est unitaire figure (2.46), ainsi que la figure (2.44) montre que le déphasage entre le courant et la tension idéale est totalement nulle. Sur la figure (2.39), on remarque que la tension continue  $V_{dc}$  suit toujours et parfaitement sa référence (600V à 750V), la figure (2.43) montre que l'analyse spectrale du courant de source, montre que le (THD<sub>1</sub>) est de 2.18%, Cela justifié que la commande à SVM du redresseur à MLI permet d'obtenir de très bonnes performances.

### 14. Comparaison entre les trois techniques de commande :

La figure 2.48 montre l'allure de la comparaison des trois tensions continues d'un redresseur à MLI avec les trois techniques de commande proposées : hystérésis, MLI et SVM, on remarque que les trois techniques de commande donnent de bon résultat entre elles et par rapport à une référence imposée, un temps de réponse rapide et un dépassement rapide caractérisent la propriété de chaque technique.

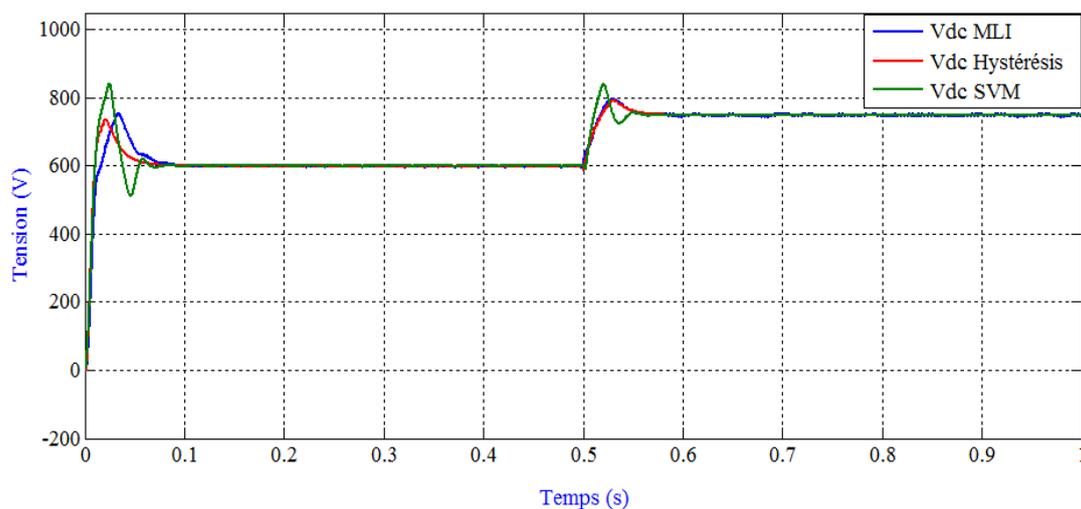


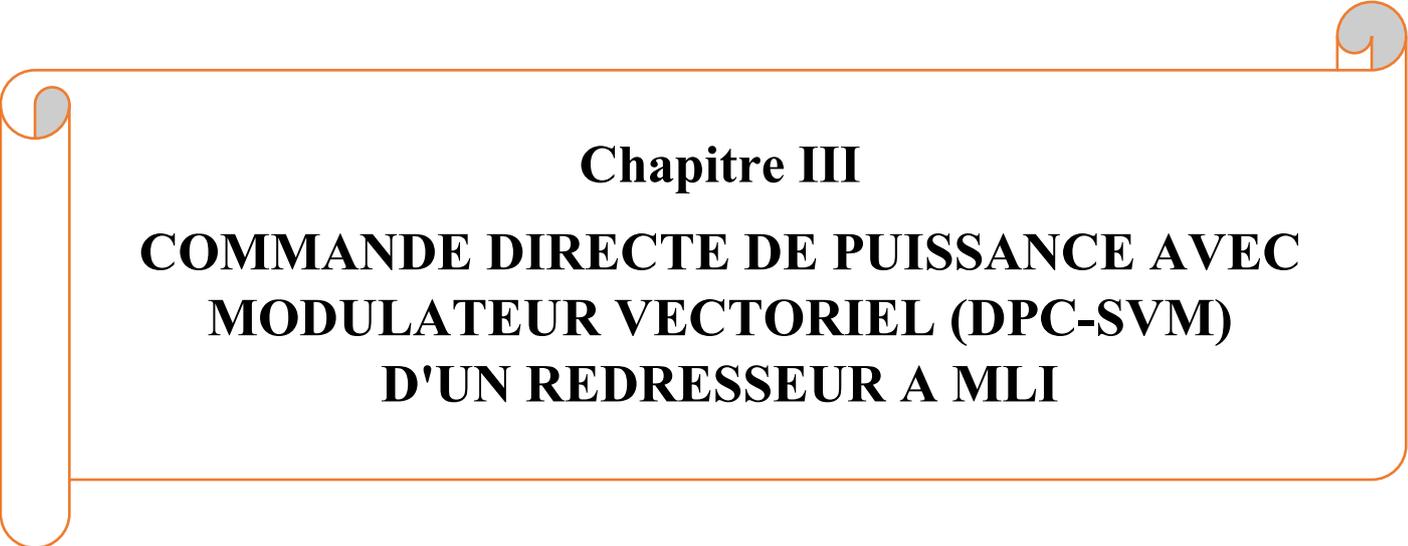
Figure 2.48 Comparaison des trois techniques de commande.

**En termes de (THD<sub>i</sub>)**

Technique de commande	Valeur du THD <sub>i</sub>
Hystérésis	2.18%
MLI	1.18 %
SVM	2.18%

**Tableau 2.4** THD des trois techniques de commande proposées.**15. Conclusion :**

Dans ce chapitre, nous avons parlé sur la structure de base d'un redresseur à MLI. En particulier sur la structure de base d'un redresseur à MLI de tension, son principe de fonctionnement et sa modélisation. Nous avons préposée trois techniques de commande telles que : la commande hystérésis, la commande à MLI et la commande SVM. Les trois techniques à commande sont appliquées pour la commande du redresseur dont la régulation de la tension de sortie est assurée par un régulateur PI. Le choix entre les trois techniques dépend aux temps de réponse et dépassement de la tension continue par rapport à sa référence ainsi que la valeur du THD, Les résultats obtenus sont efficaces et performantes.



**Chapitre III**  
**COMMANDE DIRECTE DE PUISSANCE AVEC**  
**MODULATEUR VECTORIEL (DPC-SVM)**  
**D'UN REDRESSEUR A MLI**

## 1. Introduction :

Dans ce chapitre nous allons étudier la commande DPC classique basée sur la commande à hystérésis et la commande DPC-SVM d'un redresseur à MLI. Pour la commande DPC classique, nous développons, l'estimation des deux grandeurs de contrôle qui sont la puissance active et réactive [27]. Puis, nous donnons les résultats de simulation qui mettent en évidence les performances de commande DPC classique d'un redresseur MLI. Après avoir un problème avec la fréquence de commutation qui est variable dans la commande DPC classique à commande hystérésis, les recherches proposant une solution pour obtenu une fréquence fixe c'est le remplacement du tableau de commutation avec des modulateurs de tension ce commande est le contrôle direct de puissance avec modulation vectorielle (DPC - SVM). Cette technique de commande permet de travailler à une fréquence de commutation constante et avec une fréquence d'échantillonnage et une inductance plus réduites [27], elle permet aussi d'obtenir de très bonnes performances.

## 2. Commande directe de puissance (DPC) :

La commande directe de puissance (DPC) à été proposée premièrement par Ohnishi (1991) et développée ensuite par Noguchi et Takahachi en 1998 [31]. Cette technique de commande, est largement utilisée dans la commande directe de puissance d'un convertisseur à MLI (AC/DC) triphasé. On la trouve plus souvent, dans la littérature et les travaux de recherche, sous l'abréviation anglaise de DPC (Direct Power Control). Dans cette technique de commande, les variables contrôlées sont les puissances active et réactive instantanées.

### 2.1 Principe de fonctionnement du DPC classique :

Le principe du DPC classique 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,  $S_{pet}, S_q$  entre les références des puissances active et réactive ( $P^*$  et  $q^*$ ), la référence de la puissance active est obtenue par régulation de la tension continue, en utilisant un régulateur PI. Tandis que pour assurer un facteur de puissance unitaire un contrôle de la puissance réactive à zéro 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 (12) secteurs égaux de 30°. Chacune des séquences de commande ( $S_a, S_b, S_c$ ) correspond à un vecteur de tension à l'entrée du redresseur  $v_i$  [9] [33].

Le contrôle direct de puissance (DPC) est basé sur le concept du contrôle direct du couple appliqué aux machines électriques. Le but est de contrôler directement la puissance active et réactive dans un redresseur à MLI, le même principe a été appliqué pour contrôler le couple et le flux dans les machines alternatives [34]. Les erreurs entre les valeurs de référence des puissances active et réactive instantanées et leurs mesures sont introduites dans deux comparateurs à hystérésis qui déterminent, avec l'aide d'un tableau de commutations et la valeur du secteur où se trouvent la tension du réseau, l'état de commutation des semi-conducteurs. La boucle de tension du bus continu est réglée avec un correcteur PI [35], pour contrôler l'erreur entre la tension captée (continue) et sa référence. Tandis que celle de la puissance réactive de référence est directement 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 [9].

### 3. Elaboration des contrôleurs :

Contrôleur de puissances active et réactive à quatre niveaux :

#### 3.1. Estimation de la puissance instantanée :

La puissance active instantanée est définie par le produit scalaire entre les courants et les tensions de ligne. Donc, la puissance réactive est définie par le produit vectoriel entre eux [36] [37].

$$\bar{S} = P + jQ \quad (3.1)$$

$$\bar{S} = e_a I_{sa} + e_b I_{sb} + e_c I_{sc} + \frac{1}{\sqrt{3}} [(e_b - e_c) I_{sa} + (e_c - e_a) I_{sb} + (e_a - e_b) I_{sc}] \quad (3.2)$$

Pendant, l'expression (3.2) exige la connaissance des tensions du réseau. De ce fait, il faut exprimer les puissances par des autres expressions indépendantes des tensions du réseau. Alors, les expressions qui donnent l'estimation des puissances active et réactive instantanées sans capteur de tensions sont comme suit [36] [38] :

$$\left\{ \begin{array}{l} \hat{P} = L \left( \frac{dI_{sa}}{dt} I_{sa} + \frac{dI_{sb}}{dt} I_{sb} + \frac{dI_{sc}}{dt} I_{sc} \right) + v_{dc} (S_a I_{sa} + S_b I_{sb} + S_c I_{sc}) \\ \hat{Q} = \frac{1}{\sqrt{3}} \left[ 3L \left( \frac{dI_{sa}}{dt} I_{sb} - \frac{dI_{sc}}{dt} I_{sa} \right) - v_{dc} (S_a (I_{sb} - I_{sc}) + S_b (I_{sc} - I_{sa}) + S_c (I_{sa} - I_{sb})) \right] \end{array} \right. \quad (3.3)$$

Les premières parties des deux expressions représentées précédemment présentent la puissance dans les inductances de ligne, notant ici que les résistances internes de ces

inductances sont négligeables car la puissance active dissipée dans ces résistances est en fait beaucoup plus faible devant la puissance mise en jeu. Les autres parties représentent la puissance dans le convertisseur [39].

### 3.2. Estimation de la tension du réseau :

Le secteur de la tension est nécessaire pour utiliser la table de commutation, donc la connaissance de la tension de ligne est essentielle. L'expression suivante donne les courants de ligne  $I_{sa}, I_{sb}, I_{sc}$  dans les coordonnées stationnaires  $\alpha\beta$  [39]:

$$\begin{bmatrix} I_{\alpha} \\ I_{\beta} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{sa} \\ I_{sb} \\ I_{sc} \end{bmatrix} \quad (3.4)$$

Alors, On peut écrire les expressions des puissances active et réactive comme suit :

$$\begin{cases} \widehat{P} = \bar{v}_{s(abc)} \bar{i}_{(abc)} = v_{s\alpha} i_{\alpha} + v_{s\beta} i_{\beta} \\ \widehat{Q} = \bar{v}_{s(abc)} \bar{i}_{(abc)} = v_{s\beta} i_{\alpha} - v_{s\alpha} i_{\beta} \end{cases} \quad (3.5)$$

L'écriture matricielle des expressions (3.5) est :

$$\begin{bmatrix} \widehat{P} \\ \widehat{Q} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{s\alpha} & v_{s\beta} \\ v_{s\beta} & -v_{s\alpha} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{\alpha} \\ i_{\beta} \end{bmatrix} \quad (3.6)$$

La tension peut être estimée par l'équation suivante :

$$\begin{bmatrix} \widehat{v}_{s\alpha} \\ \widehat{v}_{s\beta} \end{bmatrix} = \frac{1}{(i_{\alpha}^2 + i_{\beta}^2)} \begin{bmatrix} i_{\alpha} & -i_{\beta} \\ i_{\beta} & i_{\alpha} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \widehat{P} \\ \widehat{Q} \end{bmatrix} \quad (3.7)$$

La transformée inverse de Concordia de la tension de ligne s'écrit :

$$\begin{bmatrix} \widehat{v}_{sa} \\ \widehat{v}_{sb} \\ \widehat{v}_{sc} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \widehat{v}_{s\alpha} \\ \widehat{v}_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (3.8)$$

### 3.3. Régulateur à hystérésis (Commutation optimale) :

Le choix du mode de commutation du redresseur est réalisé de façon à ce que l'erreur entre la valeur de référence de la puissance active instantanée, et la valeur mesurée  $p$ , rentre dans la bande d'hystérésis. De la même façon, l'erreur de la puissance réactive doit rester dans la bande d'hystérésis.

Pour parvenir à ce but, les erreurs des puissances active et réactive instantanées sont traitées par deux comparateurs à hystérésis de deux niveaux, dont les sorties ( $V_{dc}$ ) sont mises

à 1 lorsqu'il faut augmenter la variable de contrôle (p ou q) et à 0 lorsque la variable de contrôle doit rester inchangée ou doit diminuer [35] [39].

$$\begin{cases} d_p = 1 & p \leq p_{\text{ref}} - \Delta_p \\ d_p = 0 & p \geq p_{\text{ref}} + \Delta_p \\ d_q = 1 & q \leq q_{\text{ref}} - \Delta_q \\ d_q = 0 & q \geq q_{\text{ref}} + \Delta_q \end{cases} \quad (3.9)$$

### 3.4. Détermination du secteur :

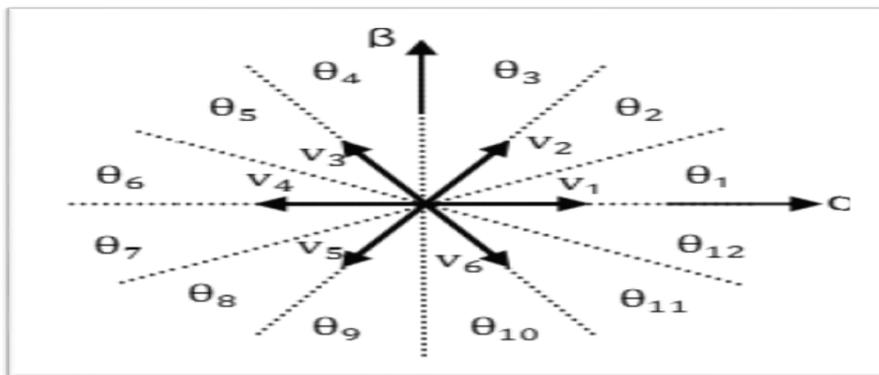
La connaissance du secteur de la tension estimée est importante pour déterminer les états de commutation optimale. Pour cela, le plan de travail  $(\alpha, \beta)$  est divisé en 12 secteurs figure (3.3), Le numéro du secteur où se trouve le vecteur des tensions est déterminé en comparant l'angle  $\theta$  avec les bornes de chacun des douze (12) secteurs qui sont définies par la formule ci-dessous:

$$\begin{cases} (n-2)\frac{\pi}{6} < \theta_n < (n-1)\frac{\pi}{6} & n = 1 \dots \dots \dots 12, \\ (2n-3)\frac{\pi}{6} < \theta_n < (2n-1)\frac{\pi}{6} & n = 1 \dots \dots \dots 6, \end{cases} \quad (3.10)$$

Ou : n est le numéro du secteur.

Le calcul de la position angulaire du vecteur des tensions du réseau dans le plan stationnaire  $(\alpha, \beta)$ , nécessite la connaissance des composantes et que peut être soit calculées à partir des mesures des tensions du réseau, soit être estimées à partir de l'estimation des puissances instantanées et des courants absorbés. Cette position est définie par la relation suivante:

$$\theta = \text{Arctg}\left(\frac{v_\beta}{v_\alpha}\right) \quad (3.11)$$



**Figure 3.1** Représentation du vecteur de la tension dans le plan de l'espace vectoriel  $(\alpha, \beta)$  divisé en douze (12) secteurs [27].

### 3.5. Table de commutation :

Les signaux numériques d'erreurs  $S_p$  et  $S_q$ , et le secteur de travail sont les entres de la table de commutation Tableau (3.1), où les états de commutations  $S_a, S_b$  et  $S_c$  du redresseur à MLI sont mémorisés.

En employant la table, l'état optimum de commutation du convertisseur peut être choisi à chaque état de commutation selon la combinaison des signaux numérique,  $S_p, S_q$  et le numéro du secteur, c'est-à-dire, que le choix de l'état optimum de commutation est effectué de sorte que l'erreur de la puissance active puisse être restreinte dans une bande à hystérésis de largeur  $2H_p$ , et de même pour l'erreur de la puissance réactive, avec une bande de largeur  $2H_q$  [40].

La table de commutation classique est indiquée comme suit:

$S_p$	$S_q$	$\theta_1$	$\theta_2$	$\theta_3$	$\theta_4$	$\theta_5$	$\theta_6$	$\theta_7$	$\theta_8$	$\theta_9$	$\theta_{10}$	$\theta_{11}$	$\theta_{12}$
1	0	$V_7$	$V_7$	$V_1$	$V_0$	$V_2$	$V_7$	$V_3$	$V_0$	$V_4$	$V_7$	$V_5$	$V_0$
	1	$V_7$	$V_7$	$V_0$	$V_0$	$V_7$	$V_7$	$V_0$	$V_0$	$V_7$	$V_7$	$V_0$	$V_0$
0	0	$V_6$	$V_1$	$V_1$	$V_2$	$V_2$	$V_3$	$V_3$	$V_4$	$V_4$	$V_5$	$V_5$	$V_6$
	1	$V_1$	$V_2$	$V_2$	$V_3$	$V_3$	$V_4$	$V_4$	$V_5$	$V_5$	$V_6$	$V_6$	$V_1$

Tableau 3.1 table de commutation classique.

### 3.6. Régulation de la tension continue :

La régulation de la tension continue est assurée par un régulateur PI. Le régulateur PI permet corrige l'erreur entre la tension continue mesurée et la tension de référence. Le produit du courant Continu et de référence avec la tension continue ( $V_{dc}$ ) donne la puissance active de référence ( $P_{ref}$ ) [41].

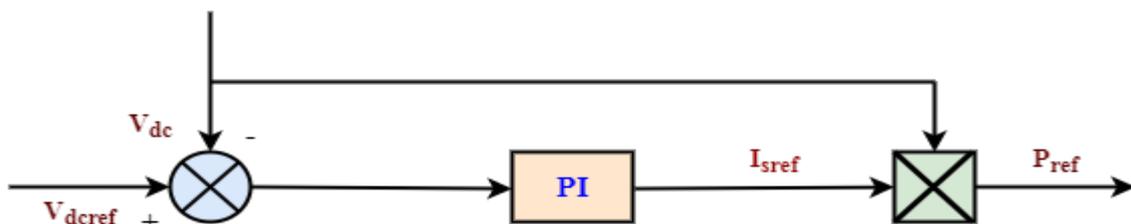


Figure 3.2 Régulation de la tension continue.

#### 4. Le Principe de la commande DPC-SVM :

Dans le schéma bloc figure (3.5) du contrôle direct de puissance avec modulation vectorielle (DPC-SVM), on a remplacé les comparateurs à hystérésis de la DPC classique, par le régulateur PI, de cette sortie vers une transformation de coordonnées ( $dq_{\alpha\beta}$ ), puis une modulation vectorielle a été introduite. Qui en concerne c'est le calcul des puissances instantanées, les mêmes techniques que celles proposées pour le cas du DPC classique peuvent être utilisées, mais on travaille avec la méthode par flux virtuelle. Le schéma ci-dessous présente redresseur à MLI (DPC avec modulation vectorielle SVM).

#### 5. Modélisation de DPC-SVM :

##### 5.1. Calcul des puissances instantanées par estimation du flux virtuel :

Le flux virtuel, en plus d'être présent pour la synchronisation, est aussi utilisé pour le calcul des puissances instantanées. Ainsi, l'intégration de la tension de réseau (à partir de la tension du filtre et du convertisseur) génère un vecteur de flux virtuel dans le plan( $\alpha\beta$ ). Ainsi, la chute de tension de la résistance est considérée négligeable.

$$\begin{cases} \phi_{\alpha} = \int e_{\alpha} dt = \int \left( v_{\alpha} - L \frac{di_{\alpha}}{dt} \right) dt \\ \phi_{\beta} = \int e_{\beta} dt = \int \left( v_{\beta} - L \frac{di_{\beta}}{dt} \right) dt \end{cases} \quad (3.12)$$

$\phi$  et  $v$  : sont respectivement le flux estimé et la tension du convertisseur.

On obtient la tension à partir du flux estimé :

$$\bar{e} = \frac{d\bar{\phi}}{dt} = \frac{d\phi}{dt} e^{j\omega t} + j\omega |\phi| e^{j\omega t} = \frac{d\phi}{dt} e^{j\omega t} + j\omega \bar{\phi} \quad (3.13)$$

Sachant que pour des tensions presque sinusoïdales et équilibrées les dérivés de l'amplitude du flux sont nuls, les puissances actives et réactives instantanées en fonction (3.14) du flux sont calculées par l'équation ci-dessous :

$$\begin{cases} \hat{P} = \omega(\phi_{\alpha} i_{\beta} - \phi_{\beta} i_{\alpha}) \\ \hat{Q} = \omega(\phi_{\alpha} i_{\alpha} + \phi_{\beta} i_{\beta}) \end{cases} \quad (3.14)$$

Cette méthode présente des avantages par rapport à la méthode d'estimation de la tension et par conséquent elle permet de travailler avec une fréquence d'échantillonnage plus réduite (Les discontinuités de l'estimation de la tension du convertisseur sont filtrées par l'intégrateur qui se comporte comme un filtre passe-bas) et d'obtenir des meilleures performances lorsque la tension du réseau est perturbée [42, 43, 44].

### 5.2 Le réglage des correcteurs des puissances instantanées :

Le réglage des correcteurs des puissances active et réactive instantanées peut-être réalisé analytiquement en utilisant un modèle idéal du convertisseur [45]. Pour que le facteur de puissance soit unitaire, on doit imposer à la puissance réactive une référence nulle. Alors que la référence  $P_{ref}$  est récupérée à partir du régulateur de la tension continue du redresseur. Les erreurs des puissances active et réactive sont fournies à des régulateurs PI. Les sorties de ces régulateurs sont des tensions ( $U_{cd}, U_{cq}$ ) continues dans le repère (dq). Dans ce cas, le réglage des correcteurs PI est réalisé dans le domaine continu sans considérer le retard de calcul. Les coefficients des régulateurs PI de la puissance peuvent être calculés par l'équation simplifiée du redresseur dans le repère (dq). Le modèle dans ce repère donne  $V_d$  et  $V_q$  comme suit :

$$\begin{cases} v_d = Ri_d + L \frac{di_d}{dt} - \omega Li_q + e_d \\ v_q = Ri_q + L \frac{di_q}{dt} + \omega Li_d + e_q \end{cases} \quad (3.15)$$

Le modèle peut-être simplifié d'après la figure (3.2), le vecteur de la tension de réseau est confondu sur l'axe (d) du repère (dq) comme suit [33]:

$$\begin{cases} v_d = E = \sqrt{\frac{3}{2}} E_m \\ v_q = 0 \end{cases} \quad (3.16)$$

La fonction de puissance active et réactive est:

$$\begin{cases} P = Ei_q \\ Q = Ei_d \end{cases} \quad (3.17)$$

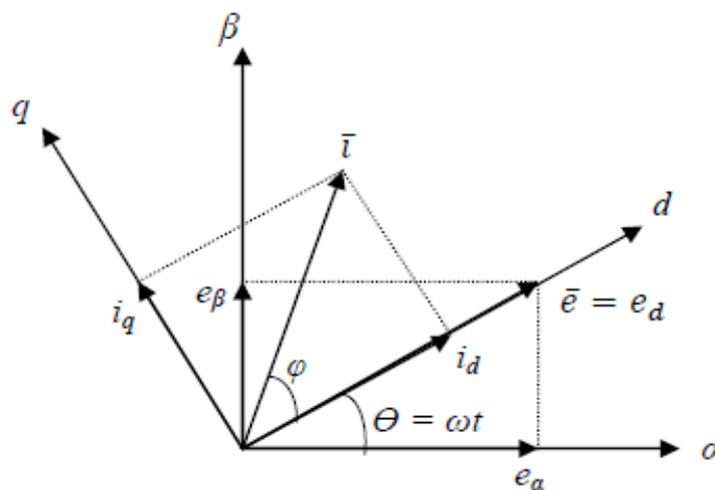


Figure 3.3 diagramme vectorielle de la tension de réseau et courant de ligne [27].

$$\begin{cases} E = Ri_d + L \frac{di_d}{dt} - \omega Li_q + e_d \\ 0 = Ri_q + L \frac{di_q}{dt} + \omega Li_d + e_q \end{cases} \quad (3.18)$$

La Figure (3.7) représente le schéma bloc des boucles de contrôle des puissances active et réactive instantanées avec les régulateurs PI [46].

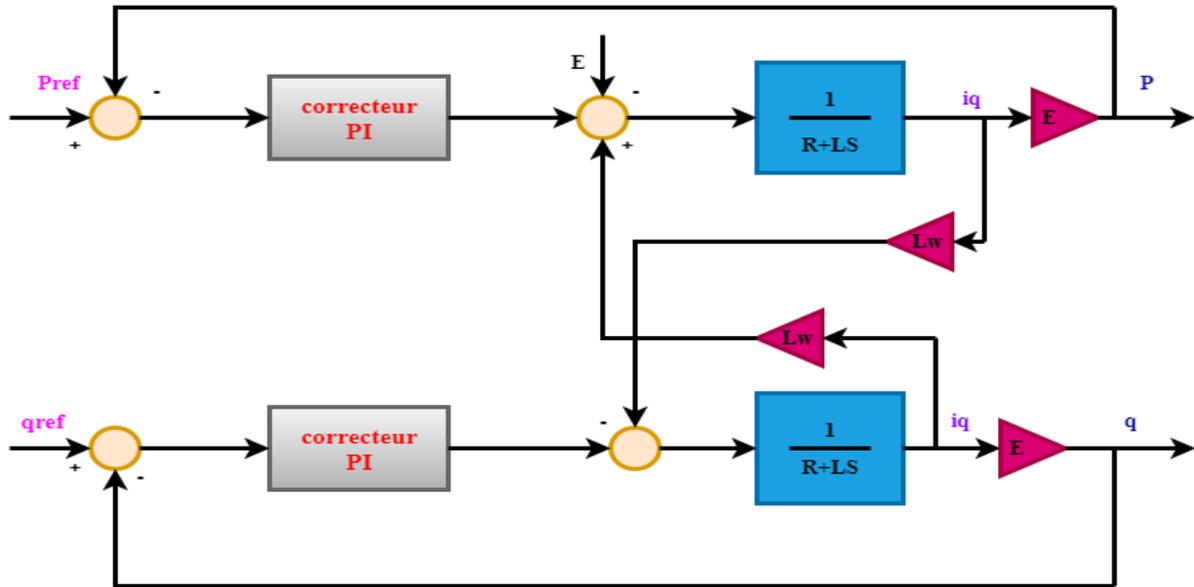


Figure 3.4 Le schéma bloc des boucles de p et q avec deux correcteurs PI.

Si on suppose que la puissance réactive est nulle, alors ( $i_q = 0$ ), la boucle de régulation de la puissance active devient indépendante de la boucle de la puissance réactive. On peut régler les paramètres du régulateur PI sur la base du théorème de superposition. La Figure (3.8) représente le schéma bloc simplifié de la boucle de contrôle de la puissance active instantanée.

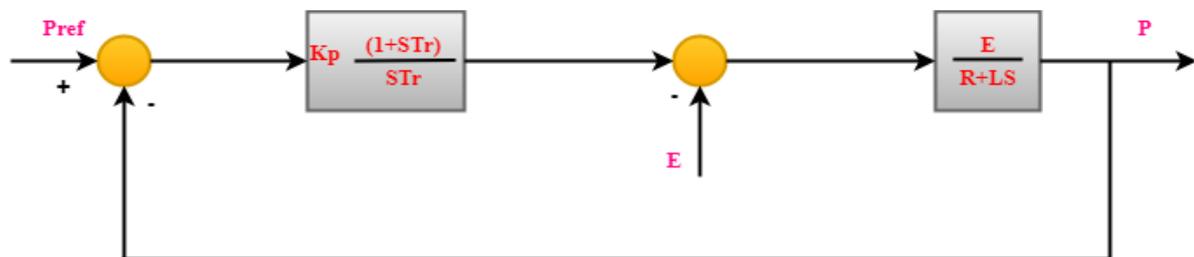
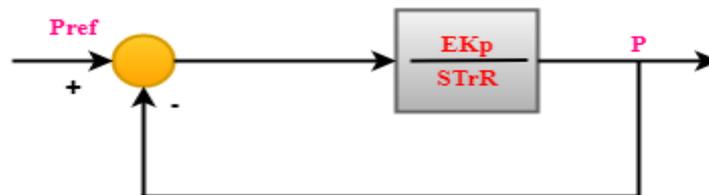


Figure 3.5 Le schéma bloc de la boucle de contrôle de la puissance active instantanée.

La tension de la ligne est considérée comme une perturbation constante et devra être compensée par la partie intégrale du régulateur PI. Pour le réglage, on a considéré que la nulle du régulateur est placé sur le pôle du système :

$$T_r = \frac{L}{R} + T_{b0} \quad (3.19)$$

Où :  $T_{b0}$  est la constante du temps du système en boucle ouverte. Avec ce réglage, le système en boucle fermée devient le suivant [47]:



**Figure 3.6** Le schéma bloc du système en boucle fermée.

Ainsi, la constante de temps du système en boucle fermée est la suivante :

$$T_{bf} = \frac{T_r R}{E k_p} \quad (3.20)$$

Cette constante de temps est utilisée dans le réglage du régulateur. Les paramètres du régulateur PI sont donnés par l'expression suivante :

$$\begin{cases} k_p = \frac{L}{E T_{bf}} \\ k_i = \frac{R}{E T_{bf}} \end{cases} \quad (3.21)$$

La valeur de  $T_{bf}$  doit être choisie tant pour obtenir une bonne réponse comme pour éliminer l'effet du raccordement entre les deux régulateurs. Le ratio  $\left(\frac{k_p}{k_i}\right)$  est constant pour différentes constantes de temps en boucle fermée est égal à la valeur de la constante de temps en boucle ouverte. Les boucles des puissances instantanées étant similaires, l'équation (3.21) est valable pour les deux régulateurs [45, 48].

## 6. Simulation :

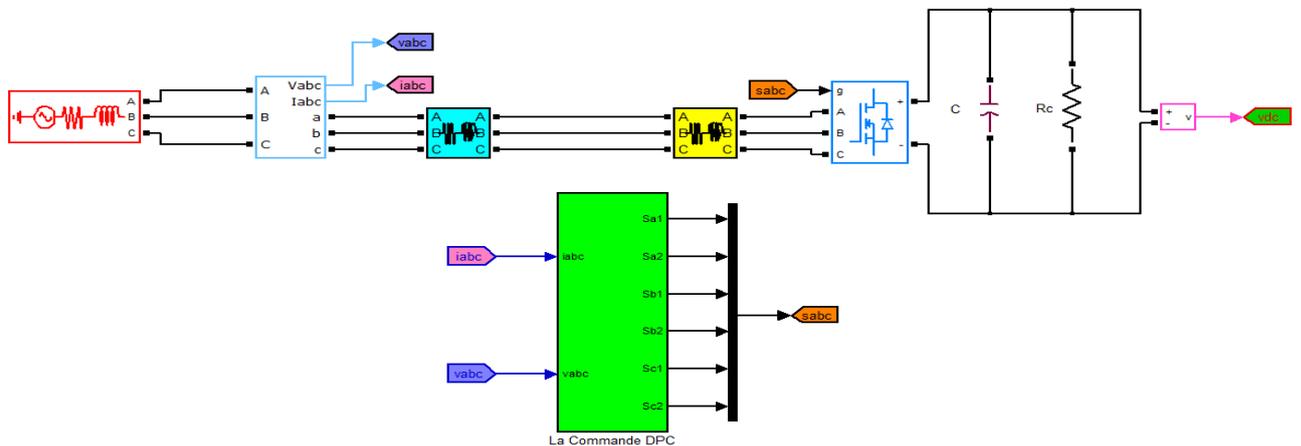
Le contrôle direct de puissance du redresseur MLI triphasé, à l'aide de la table de commutation classique, a été simulé à l'aide du logiciel Matlab/Simulink, les paramètres du circuit électrique ainsi que les données de la commande utilisés en simulation sont mentionnés dans le tableau suivant :

<i>Paramètres</i>	<i>Valeurs</i>
Résistance de l'inductance de couplage $r$	0.56 $\Omega$
Self de l'inductance de couplage $L$	19.5mH
Capacité du bus continu $C$	1100 $\mu\text{F}$
Résistance de la charge	100 $\text{K}\Omega$
Tension composée efficace du réseau $E$	85 V
Fréquence du réseau $f$	50Hz
Référence de la tension continue de sortie	220V

**Tableau 3.2** Les paramètres de la simulation.

## 6.1. La Commande DPC :

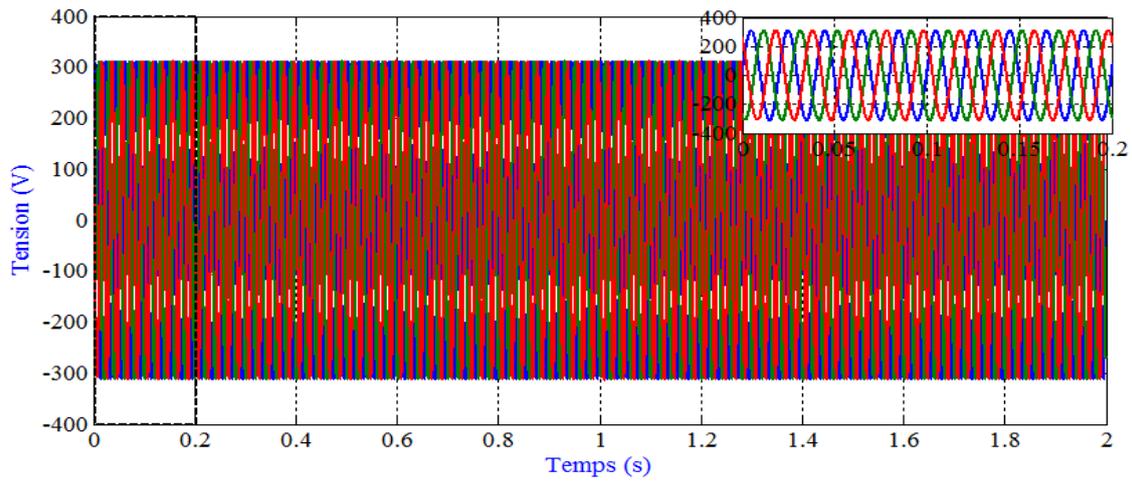
### 6.1.1. Bloc de simulation :



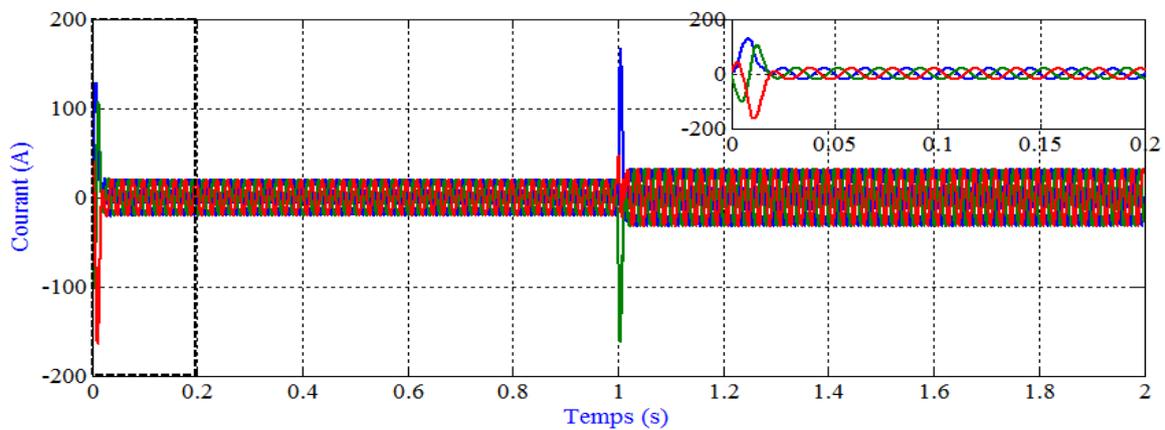
**Figure 3.7** Système de commande DPC du redresseur à MLI.

### 6.1.2. Résultats de simulation :

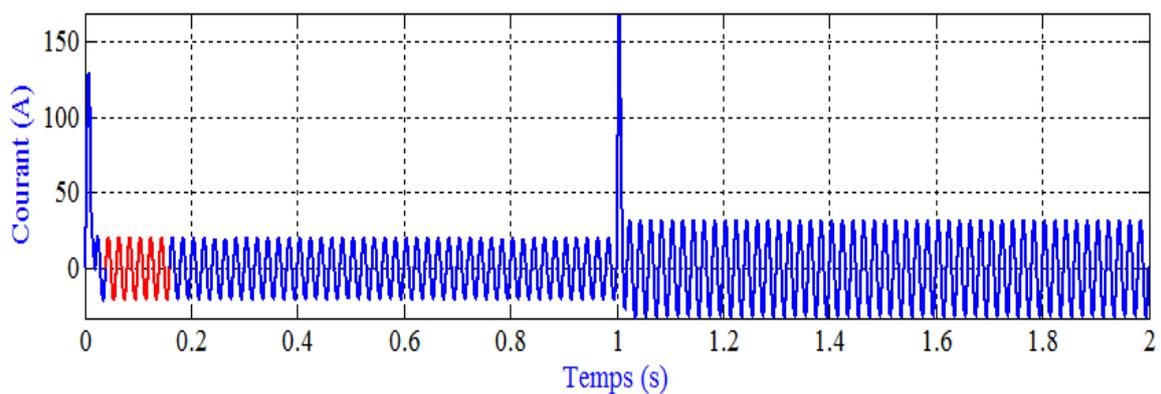
Les figures ci-dessous donnent les résultats de simulation d'un redresseur à MLI à commande directe de puissance et à bande hystérésis fixe.



**Figure 3.8** Tensions de source (commande DPC)



**Figure 3.9** Courants de source (commande DPC)



**Figure 3.10** Courant de source de la phase a (commande DPC)

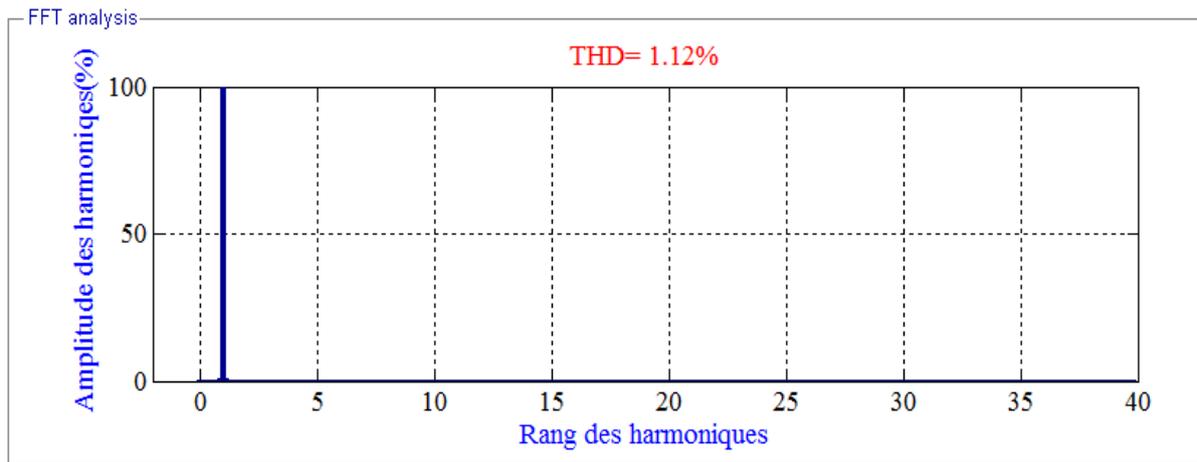


Figure 3.11 Spectre des harmoniques (commande DPC)

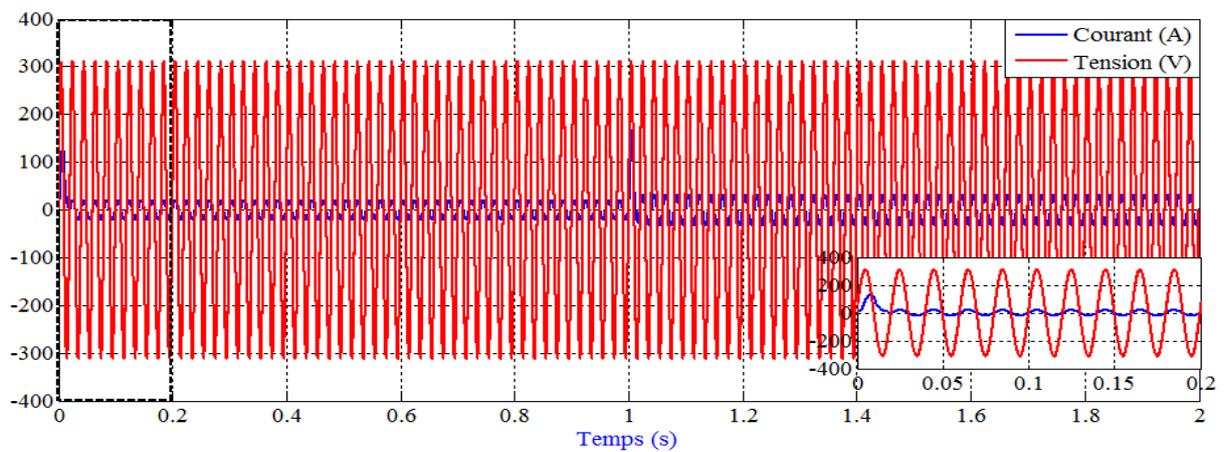


Figure 3.12 L'allure de la tension et du courant de source par phase (commande DPC)

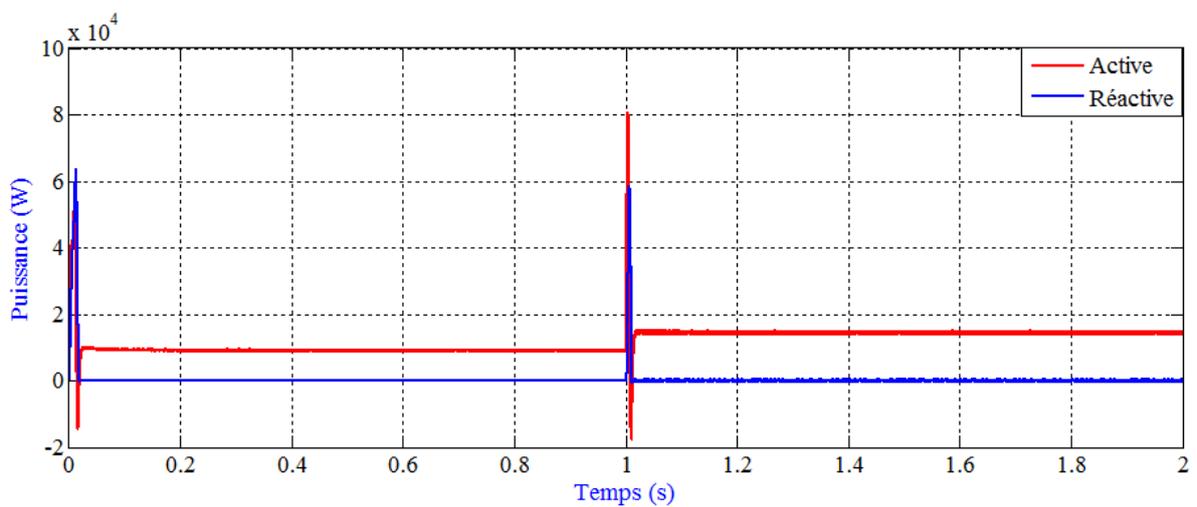
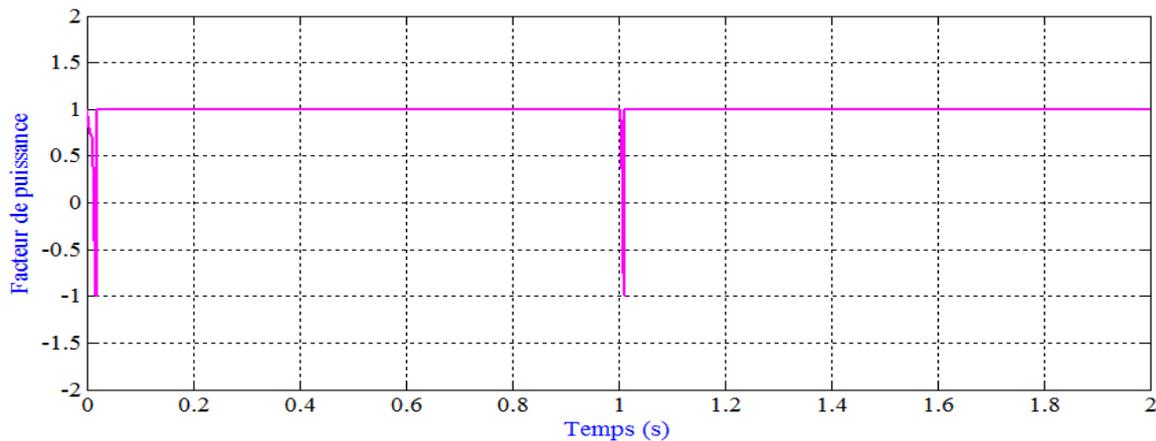
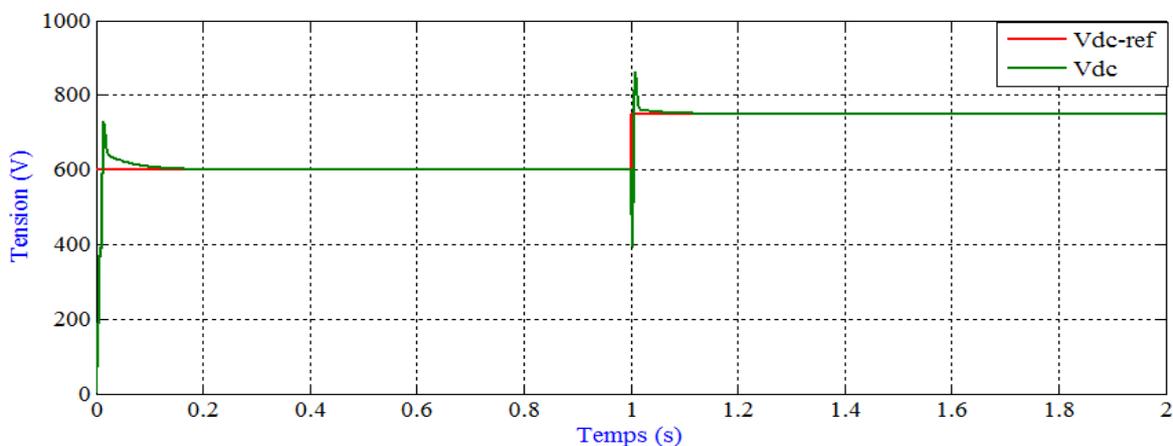


Figure 3.13 Allure de la puissance active et réactive du réseau (commande DPC)



**Figure 3.14** Facteur de puissance unitaire (commande DPC)



**Figure 3.15** Tension redressé  $V_{dc}$  et  $V_{dc}$  référence (commande DPC)

### 6.1.3. Interprétation des résultats :

La figure 3.8, 3.9, 3.10, 3.11 montrent respectivement, l'allure des trois tensions, les trois courants de source à l'entrée du redresseur à MLI et l'analyse spectrale de la phase a. On note que les tensions et les courants sont sinusoïdaux et le taux de distorsion harmonique à une valeur de 1.12%. La figure 3.12 montre une nette superposition de la tension et du courant de la phase à, cela signifie que le déphasage entre la tension et le courant de source est nul, alors le redresseur fonctionne sous un facteur de puissance unitaire comme montre la figure 3.13. Les puissances active et réactive instantanées sont données par la figures 3.13, on remarque que la active à une valeur positive constante et que puissance réactive reste toujours nulle, La figure 3.14 montre la réponse du redresseur lors d'un changement de référence de la tension de sortie de 600V à 750V à  $t = 1s$ , on remarque clairement que la valeur mesurée de la

tension suit parfaitement sa référence et sa référence, elle s'adapte rapidement à sa variation. On conclure, que la commande DPC classique assure une bonne dynamique du système et garde sa robustesse pour des changements au niveau de la référence du bus continu.

## 6.2. La commande DPC-SVM :

### 6.2.1. Bloc de simulation :

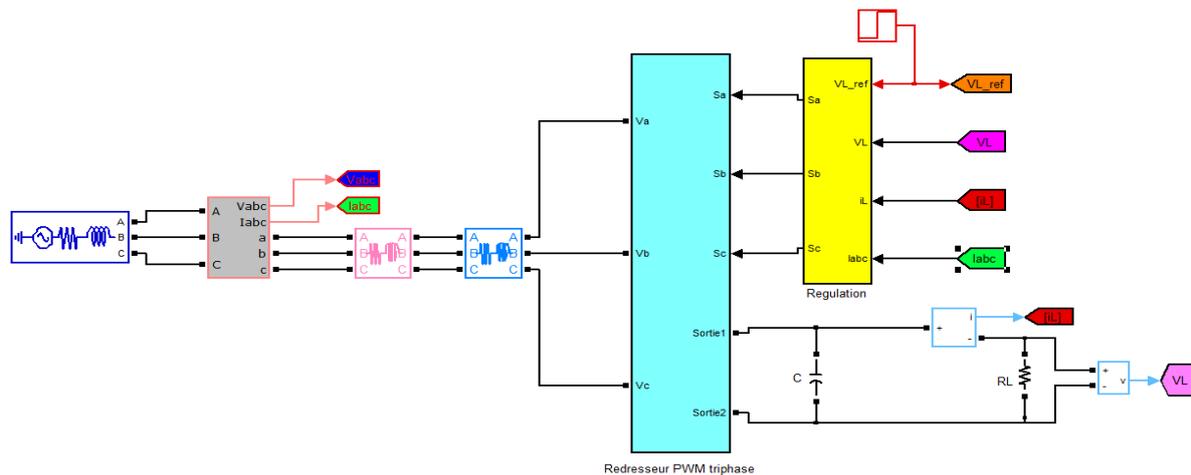


Figure 3.16 Schéma Block de redresseur MLI avec commande DPC-SVM.

### 6.2.2. Résultats de simulation :

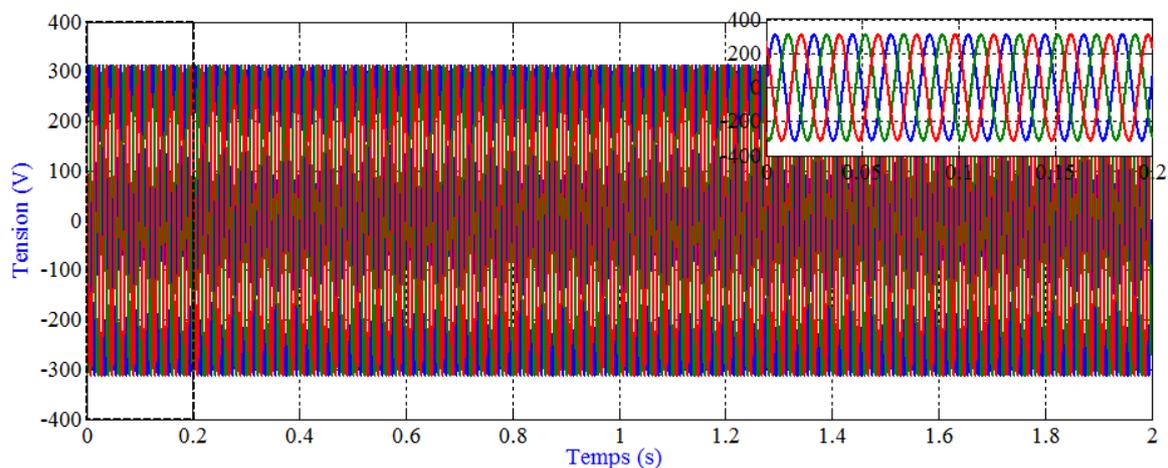
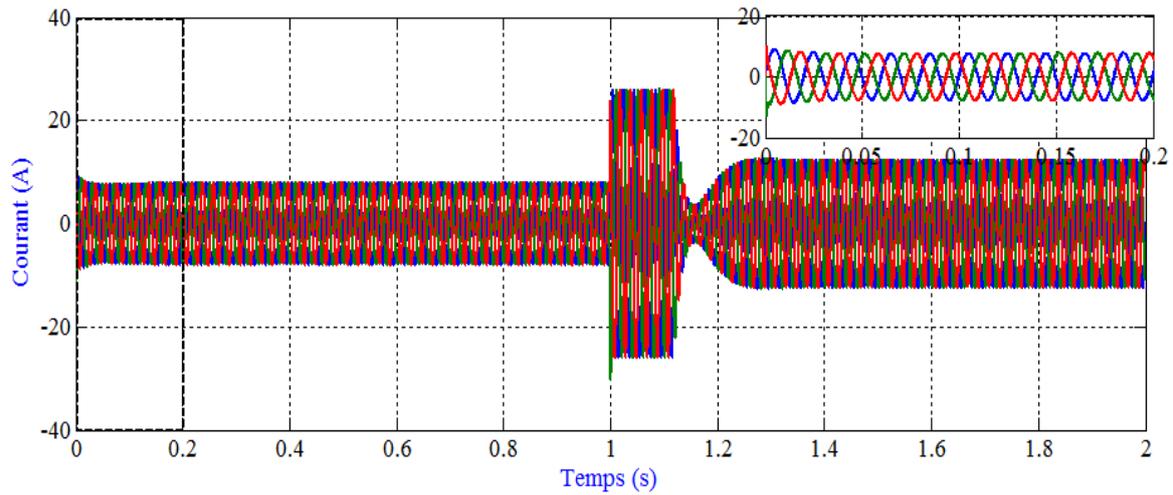
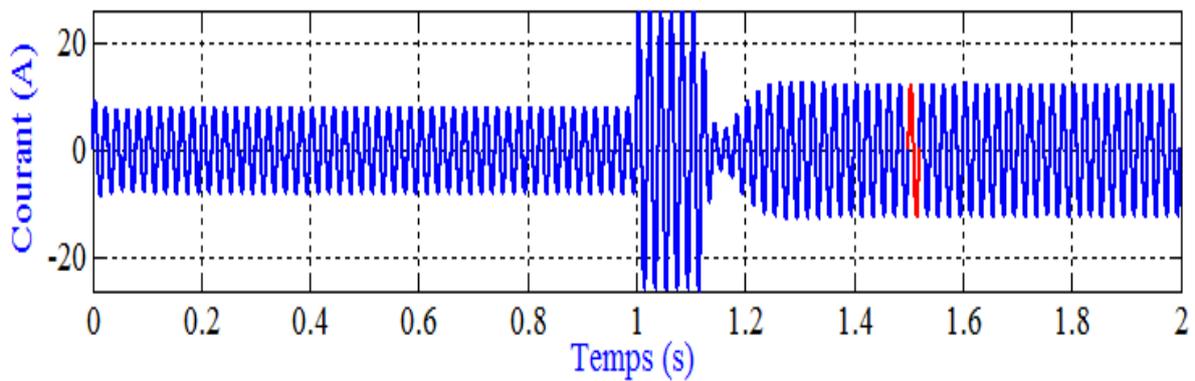


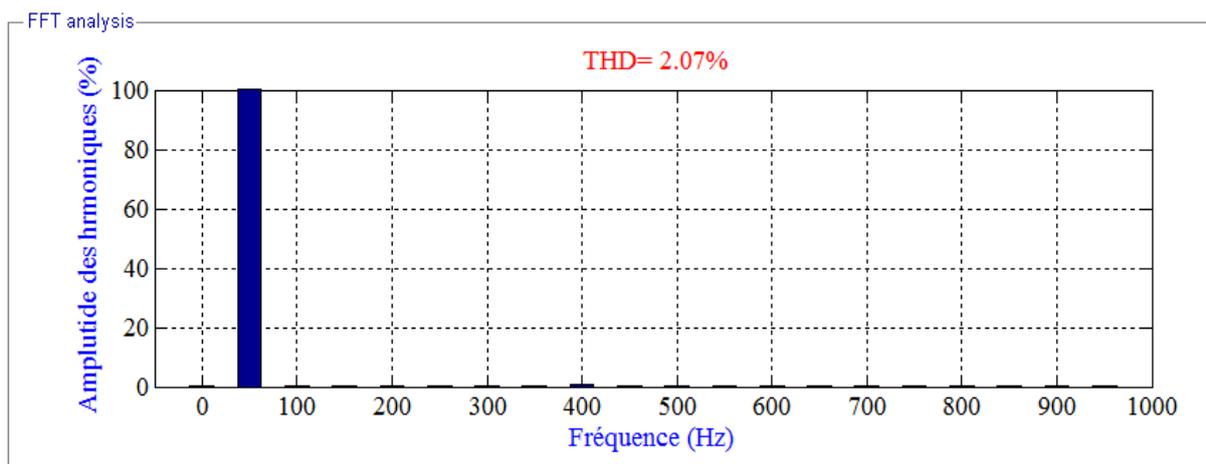
Figure 3.17 Tensions de source (commande DPC-SVM)



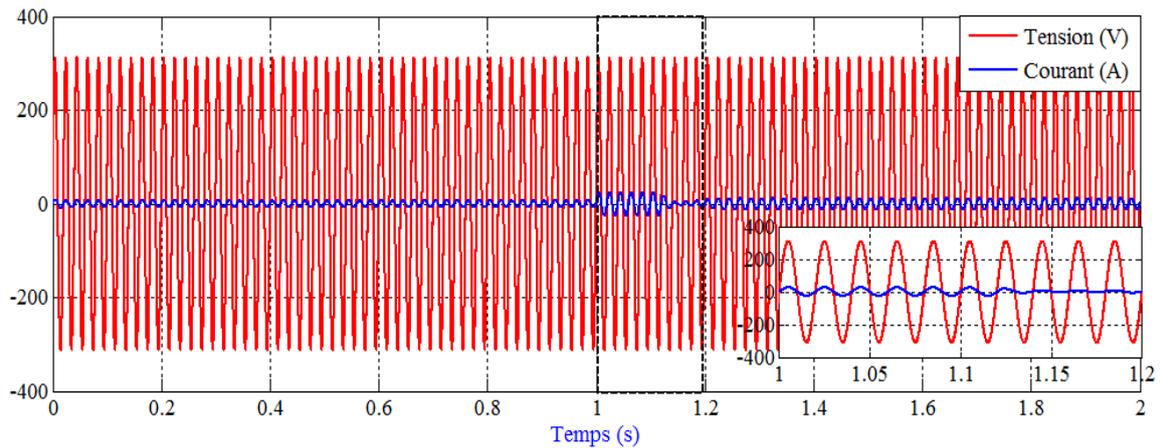
**Figure 3.18** Courants de source (commande DPC-SVM)



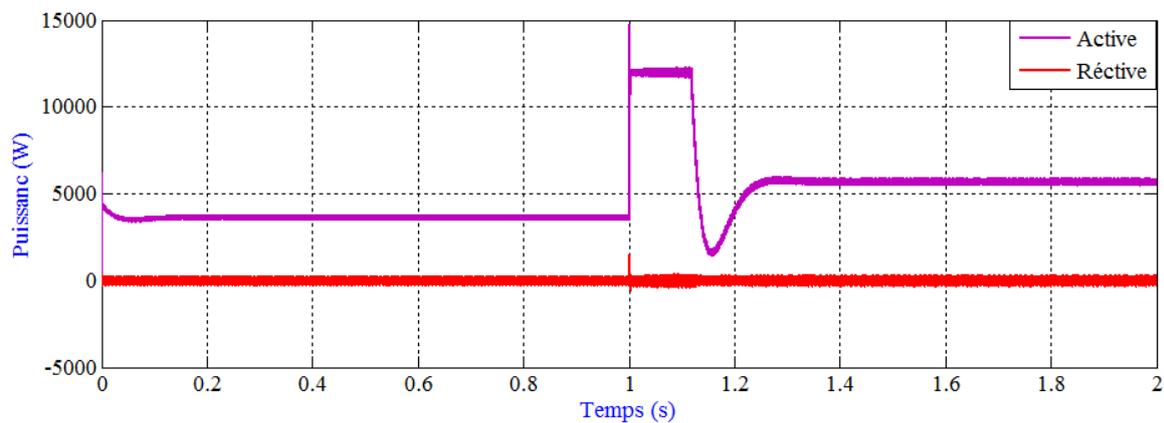
**Figure 3.19** Courant de source de la phase a (commande DPC-SVM)



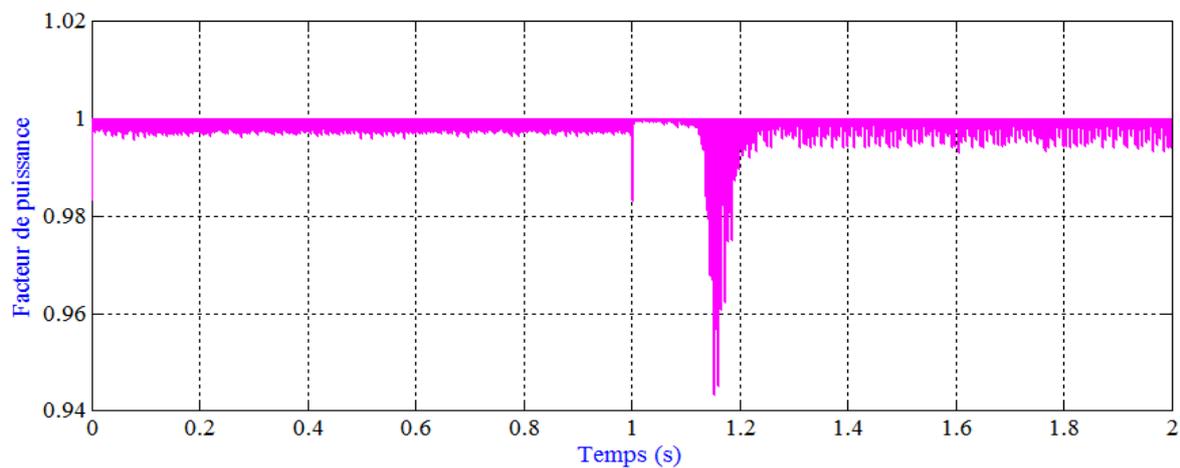
**Figure 3.20** Spectre des harmoniques (commande DPC-SVM)



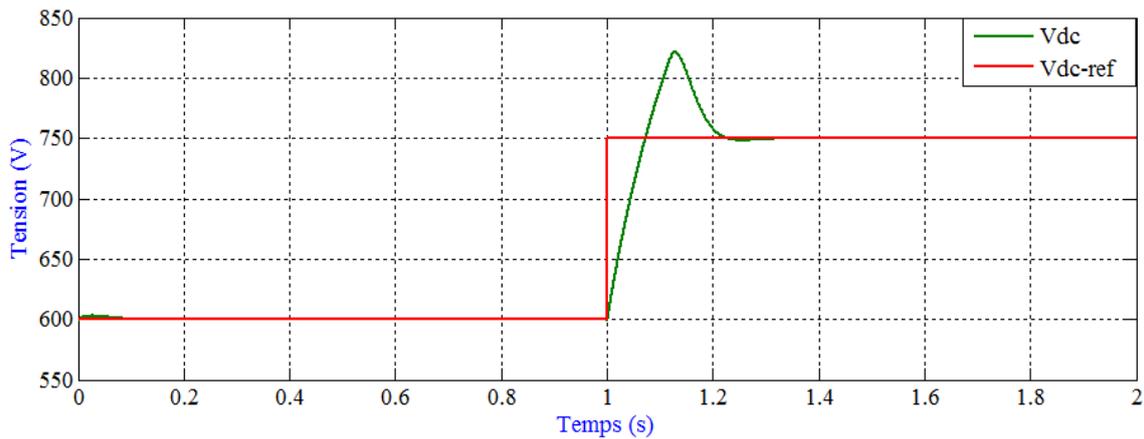
**Figure 3.21** L'allure de la tension et du courant de source par phase (commande DPC-SVM)



**Figure 3.22** Allure de la puissance active et réactive du réseau (commande DPC-SVM)



**Figure 3.23** Facteur de puissance (commande DPC-SVM)



**Figure 3.24** Tension redressé  $V_{dc}$  et  $V_{dc}$  référence (commande DPC-SVM)

### En termes de (THD<sub>i</sub>)

Technique de commande	Valeur du THD <sub>i</sub>
DPC	1.12%
DPC-SVM	2.07 %

**Tableau 3.3** THD des deux techniques de commande DPC et DPC-SVM proposées.

### 6.2.3. Interprétation des résultats :

La même chose pour la commande DPC-SVM, les résultats obtenus sont représentés dans les figures 3.17, 3.18, 3.19, 3.20 concernant l'allure des tensions et les courants de source, courant de source de la phase a et son analyse spectrale. On note que les trois tensions et courants sont sinusoïdaux et le taux de distorsion harmonique à une valeur de 2.07%. La figure 3.21 montre une nette superposition de la tension et du courant de la phase à, cela signifie que le déphasage entre la tension et le courant est nul et par conséquent le redresseur fonctionne avec un facteur de puissance unitaire comme montre la figure 3.22. Les puissances active et réactive instantanées sont données par la figures 3.23, on remarque que la active à une valeur positive constante et que la puissance réactive reste toujours nulle, La figure 3.24 montre la réponse du redresseur lors d'un changement de référence de la tension de sortie de 600V à 750V à  $t = 1s$ , on remarque clairement que la valeur mesurée de la tension suit parfaitement sa référence, et elle s'adapte rapidement au changement de référence.

## 7. Conclusion :

Dans ce chapitre nous avons présenté la description de la commande directe de puissance (DPC) et la commande directe de puissance avec modulation vectorielle (DPC\_SVM). Nous effectuons la simulation de redresseur à deux niveaux par une commande DPC. Les résultats obtenus sont prometteuses, pendant l'essai de simulation nous remarquons que la fréquence de commutation n'est pas constante, et la valeur de l'inductance doit être assez élevée pour obtenir une forme sinusoïdale du courant de source. Pour remède résoudre ces problèmes on étudiera la commande directe de puissance avec modulation vectorielle (DPC\_SVM), des résultats de simulation ont été effectués, à partir de ces résultats, on remarque que la fréquence de commutation des interrupteurs est constante, on observe une amélioration dans la forme d'onde du courant et de la tension de source qui sont presque sinusoïdaux, le taux distorsion d'harmonique à une valeur faible et que la tension continue à la sortie est parfaitement constante. On conclue que la commande DPC-SVM donne des meilleures performances pour le contrôle d'un redresseur à MLI.

## CONCLUSION GENERALES :

Le travail présenté dans ce mémoire est consacré à l'étude de la modélisation et la simulation d'un redresseur à MLI pour différentes techniques de commande, ce type de convertisseur est utilisé particulièrement pour la compensation des harmonique casés par des charges non linéaire, il remplace de plus en plus le pont redresseur à diode dans divers application, ce dernier est l'une des principale source d'harmoniques qui affecte la forme d'onde de la tension et de courant.

Plusieurs avantages du redresseur à MLI ont été enregistrés, sa structure à deux niveaux offrant la diminution des contraintes en tension sur les interrupteurs de puissance, la régulation de la tension du bus continu de sortie et la diminution des courants harmoniques à l'entrée, ce qui permet d'améliorer le facteur de puissance de la source d'alimentation avec exploitation d'une puissance relativement importante.

Dans ce contexte, nous avons exposé dans le premier chapitre les différentes perturbations dans les réseaux électriques, notamment qui sont due aux montages des redresseurs, les solutions proposées pour les remédies, on terminera ce chapitre par un exposé sur les nouveaux types de convertisseurs AC/DC dites non polluants, c'est-à-dire celles qui, tout en réalisant la fonction de redressement, n'introduisent pas une dégradation notable de la qualité d'onde du réseau.

Ensuite, dans le deuxième chapitre nous avons présenté une étude théorique et simulation qui montre le principe de fonctionnement de la structure du redresseur à MLI avec sa partie commande en utilisant la technique de commande hystérésis, commande MLI et MLI vectorielle. Les résultats de simulation obtenus montrent que la technique de commande MLI vectorielle offre une grande efficacité pour le fonctionnement de ce redresseur à deux niveaux à fréquence de commutation constante. Ce redresseur permet de fournir une tension continue stable avec un facteur de puissance unitaire.

A la fin, dans le troisième chapitre nous avons présenté une étude en simulation du redresseur à MLI commandé par la technique de commande DPC à bande d'hystérésis fixe et à commande DPC\_SVM.

La commande directe de puissance (DPC) est basée sur le contrôle direct des puissances active et réactive instantanées, cette technique basée sur des boucles de régulation des puissances instantanées et non sur celles des courants. La DPC permet sans capter la tension et le courant, de contrôler l'échange d'énergie entre le redresseur et le réseau électrique avec un facteur de puissance unitaire. Afin de vérifier la validité cette technique de cette technique de commande, un modèle de simulation a été mis au point. Les résultats obtenus montrent que cette technique de contrôle offre de bonnes performances dynamiques. Cependant, la commande DPC présente certains inconvénients à savoir une fréquence de commutation variable des interrupteurs, c'est pourquoi la commande directe de puissance avec modulateur vectorielle (DPC-SVM) est plus fiable que les commandes DPC, la commande (DPC-SVM) présenté dans ce travail donne des meilleurs résultats au niveau de la qualité de la tension et courant de source ainsi que la tension continue de sortie, elle fonctionne avec fréquence de commutation fixe..

En perspectives, nous espérons que notre travail pourra être élargi à :

- ❖ Réaliser des tests expérimentaux afin de valider les résultats de simulation obtenus.
- ❖ Utiliser d'autres dispositifs qui n'introduisent pas une dégradation de la qualité de l'énergie électrique.
- ❖ Proposition une nouvelle technique de commande pour le redresseur à MLI
- ❖ Application dans un système de conversion d'énergie renouvelable.

## Références Bibliographiques :

- [1] **CHEBABI KAMILIA**, «Etude d'une loi de commande en courant par hystérésis à bande adaptative pour un onduleur de tension», Mémoire de master, Université Mohamed Khider de Biskra, Dimanche 07 juillet 2019.
- [2] **M. SHAFIEE KHOOR**, « 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, Université de Nantes, Nantes, 2006.
- [3] **M.KAHIA BILLEL**, « Commande MLI Vectorielle d'un Redresseur Triphasé à Trois Niveaux», Mémoire de Master, Université Sétif, 2013.
- [4] **B. CHARIER**, « La qualité de l'énergie électrique: critères et définitions », Revue de Technologie, 2009.
- [5] **DJAFFAR OULD ABDESL AM**, «Techniques neuromimétiques pour la commande dans les systèmes électriques : application au filtrage actif parallèle dans les réseaux électriques basse tension», thèse de doctorat, Université de Haut-Alsace 08 décembre, 2005.
- [6] **YOUSFI ABDELKADER**, « Amélioration de la qualité d'énergie électrique en utilisant un onduleur de tension à cinq niveaux», Mémoire de magister en électrotechnique, université de Chleff ,2008.
- [7] **V. IGNATOVA**, « Méthodes d'analyse de la qualité de l'énergie électrique Application aux creux de tension et à la pollution harmonique », Thèse de Doctorat, Université de Grenoble, 2006.
- [8] **M. M. ABDUSALAM**, « Structures et stratégies de commande des filtres actifs parallèle et hybride avec validations expérimentales», Thèse de doctorat, Université de Nancy, France, 2008.
- [9] **BOUAFIA ABDELOUAHAB**, « techniques de commande prédictive et floue pour les systèmes d'électronique de puissance: application aux redresseurs a mli», Thèse de doctorat en sciences, Université Ferhat Abbas – Sétif Ufas (Algérie), 2010.
- [10] **BOUKADOUM AZIZ**, « Contribution à l'étude des stratégies d'identification harmoniques et de commande basées sur les techniques avancées pour les compensateurs actifs des réseaux électriques», Thèse de doctorat, Université BADJI MOKHTAR Annaba
- [11] **L. ZARRI**, « Control of Matrix Converters », thèse de doctorat, université de Bologne, 2010.
- [12] **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.
- [13] **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.
- [14] **A.MOHAMED MUFTAH**, «Structures et stratégie de commande des filtres actifs parallèle et hybride avec validations expérimentales» Thèse de Doctorat, Université Henri Poincaré, Nancy-I, Mai 2008.
- [15] **A.BOULAHIA**, « Etude des convertisseurs statique destinés à la qualité d'énergie électrique» thèse de Magistère en Electrotechnique, Université de Constantine, Avril 2009.

- [16] **H. MARKIEWICZ, A. KLAJN**, « Caractéristiques de la tension dans les réseaux publics de Distribution, Norme EN 50160 », Université de technologie de Wroclaw, Juillet 2004.
- [17] **ABDELMALEK.B**, «Etude des Convertisseurs Statiques destinés à la Qualité de l'Energie Electrique», mémoire de magister, Université de Constantine, 2009.
- [18] **KEDDARLB et KOT.Y**, «Modélisation et Simulation D'un Convertisseur AC/DC triphasé», mémoire de master, Université d'EL-Oued, 2014.
- [19] **HAY YOUSEF OMAR HASSAN JAMIL**, «Etude d'un Redresseur à MLI à base d'un régulateur flow», mémoire de master, Université Larbi Tébessi – Tébessa, 2016.
- [20] **A. BOUKADOUM, T. BAHI**, « Compensation Harmonic Based on Fuzzy Logic Controller For Shunt Active Power Filter to improve power quality » 2nd International Conference On Electrical Energy and Systems, October 28-30, 2014, Annaba, Algeria.
- [21] **MEGHERBI HICHAM HAMRI SOFIANE**, «Etude et modélisation des convertisseurs statiques destinés à améliorer la qualité de l'énergie électrique », mémoire de master, Université Dr. Tahar Moulay de Saida, 2016.
- [22] **BELHAOUCHET 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 doctorat, 2011, Université FERHAT ABBAS – SETIF, Algérie.
- [23] **N. VASQUEZ, H. RODRIGUEZ, C. HERNANDEZ, E. RODRIGUEZ AND J. ARAU**, «Three-phase rectifier with active current injection and efficiency», IEEE Trans. On Industrial Electronics, vol. 56, no. 1, pp. 110-119, Jan. 2009.
- [24] **L. MARROYO**, «Contribution à l'étude des redresseurs triphasés à absorption de courants sinusoïdaux», Thèse de docteur, Institut National Polytechnique de Toulouse (INPT), Toulouse, 1999.
- [25] **KH. Belgacem**, « Optimisation des performances des systèmes énergétiques dans la production d'énergie éolienne à vitesse variable », Thèse de Doctorat en Electrotechnique, Université Djillali Liabes, Sidi-Bel-Abbès (Algérie), 2014.
- [26] **A. BOUKADOUM, T. BAHI, A. BOUGUERNE, Y. SOUFI, S. OUDINA**, « Hysteresis Band Current and Fuzzy Logic Control for Active Power Filter » 978-1-4673-5271-0/13/\$31.00 ©2013 IEEE explore. 2013.
- [27] **A.BELAOURA.I.BOUSSAID**, «Contrôle directe de puissance avec modulateur vectoriel (DPC\_SVM) d'un redresseur PWM triphasé», Mémoire Master, Université d'Adrar, Mai 2017.
- [28] **A. BOUKADOUM, T. BAHI** « Harmonic current suppression by shunt active power filter using fuzzy logic controller», Journal of Theoretical and Applied Information Technology , Vol. 68, N°3, pp 651-656, 2014.
- [29] **K. HARTANI, Y. MILOUD**, «Control strategy for three phase voltage source PWM rectifier based on the space vector modulation», Advances in Electrical and Computer Engineering, Vol. 10, N°3, pp. 61-65, August 2010.

- [30] OULEDAL. O, «commande directe du couple d'un moteur synchrone a aimants permanents sans capteur mécanique», mémoire de magister, Ecole Normale Supérieure de l'Enseignement Technologique d'Oran, 2009.
- [31] A. Chebabhi, MK .Fellah, N. Rouabah, Dj. Khodja, «Commande d'un filtre actif shunt par la technique de control directe de puissance basée sur le flux virtuel», faculté des Sciences de l'Ingénieur, département électrotechnique, université Djilali Liabes BP 98 Sidi Bel Abbes 22000 Algérie.
- [33] BENGANA.S, «Stratégies de Contrôle Direct de Puissance d'un Redresseur PWM Triphasé», mémoire de master, Université KASDI – Ouargla, 2013.
- [34] Abdelmalek. B, «Filtrage actif d'un réseau Électrique», mémoire de master, Université Mohamed Khider Biskra, 2014.
- [35] L. BELHADJI, « Commande Directe de Puissance Basée sur le Flux Virtuel d'un Convertisseur AC/DC Triphasé sans Capteur de Tension » Mémoire de Magister, Ecole Militaire poly technique (EMP), Alger, 2007.
- [36] A.BOUAFIA , F. KRIM , J. GAUBERT, «Predictive direct power control of three-phase pulse width modulation (PWM) rectifier using space-vector modulation (SVM) », IEEE Trans. Power Electron., vol. 25, no. 1,pp. 1945–1955, JANUARY. 2010.
- [37] M. MALINOWSKI, M.P. KAZMIERKOWSKI, A. TRZYNADLOWSK, «Review and comparative study of control techniques for three-phase PWM rectifiers», Science Direct, M. Malinowski et al. / Mathematics and Computers in Simulation 63 (2003) 349–36 03, 2003.
- [38] S. BOUCHAKOUR, « Commande Directe de Puissance d'un Convertisseur AC/DC Triphasé Sans Capteurs de Tension», in école militaire e poly technique juin. 2005.
- [39] M. TEDJANI, «Gestion des flux énergétiques dans un système de conversion éolienne», Mémoire de Magister, Université. D'Annaba 2011.
- [40] KEDDARI.B et KOT.Y, «Modélisation et Simulation D'un Convertisseur AC/DC triphasé», mémoire de master, Université d'EL-Oued, 2014.
- [41] B. MANSOUR, S. BARKAT, «Commande par Orientation de la Tension d'un Redresseur PWM Utilisant la Commande Non Linéaire Adaptative», le premier séminaire national sur le génie électrique appliqué aux énergies renouvelables, Chleff, 2010.
- [42] M. Malinowski, «Sensor less Control Strategies for Three - Phase PWM Rectifier » , Thèse de doctorat, faculté d'électrotechnique, 2001.
- [43] A. Moualdia, L. Nezli, MO. Mahmoudi, K. Benmanssour, «Modeling and Control of Wind Power Conversion System Based on the Doubly Fed Asynchronous Generator», 2nd International symposium (EFEA2012), Université de Northumbria , New Castle Upon Tune, UK, June 25-27, pp. 658 -663, 2012.

- [44] **A. Moualdia, MO. Mahmoudi, L. Nezli**, «Direct Torque Control of the DFIG and Direct Power Control for Grid Side Converter in a Wind Power Generation System», le journal Mediterranean de mesure et de contrôle MEDJMC, vol. 9, No.3, pp. 101-108, 2013.
- [45] **M. Malinowski, G. Marques, M. Cichowlas, M. P. Kazmierkowski**, « New Direct Power Control of Three-Phase PWM Boost Rectifiers under Distorted and Imbalanced Line Voltage Conditions ». Conférence ISIE'03, vol. 1, p.438-443, Juin 2003.
- [46] **Amaia. L**, « commandes avancées des systèmes dédiés a l'amélioration de la qualité de l'énergie : de la basse tension a la montée en tension », Energie électrique. Institut National Polytechnique de Grenoble - INPG, 2006. Français.
- [47] **KENDOULLI.F**, « centrale éolienne et qualité de l'énergie électrique », thèse de doctorat, Université Mentouri de Constantine, 2012.
- [48] **Abdelmalek .B**, «Etude des Convertisseurs Statiques destinés à la Qualité de l'Energie Electrique», mémoire de magister, Université de Constantine, 2009.

**Annexe A :**

**Matrices de transformation :**

Le passage des tensions simples triphasées  $(e_a, e_b, e_c)$  aux tensions biphasées  $(e_\alpha, e_\beta)$  s'effectue par l'intermédiaire de la matrice suivante :

$$\begin{bmatrix} e_\alpha \\ e_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix}$$

Ce passage peut s'effectuer en fonction des deux tensions composées  $e_{ab}$  et  $e_{ca}$  par le biais de la matrice suivante :

$$\begin{bmatrix} e_\alpha \\ e_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1/2 & -1/2 \\ -\sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_{ab} \\ e_{ca} \end{bmatrix}$$

D'autre part, le passage des coordonnées  $(\alpha_\beta)$  aux coordonnées  $(d_q)$  se réalise par la matrice suivante :

$$\begin{bmatrix} e_d \\ e_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sin(\omega t) & -\cos(\omega t) \\ \cos(\omega t) & \sin(\omega t) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_\alpha \\ e_\beta \end{bmatrix}$$

Le passage inverse est exprimé par :

$$\begin{bmatrix} e_\alpha \\ e_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sin(\omega t) & \cos(\omega t) \\ -\cos(\omega t) & \sin(\omega t) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_d \\ e_q \end{bmatrix}$$

Le passage direct des tensions simples triphasées  $(e_a, e_b, e_c)$  aux tensions biphasées dans le repère tournant  $(e_d, e_q)$  s'effectue par l'intermédiaire de la matrice suivante :

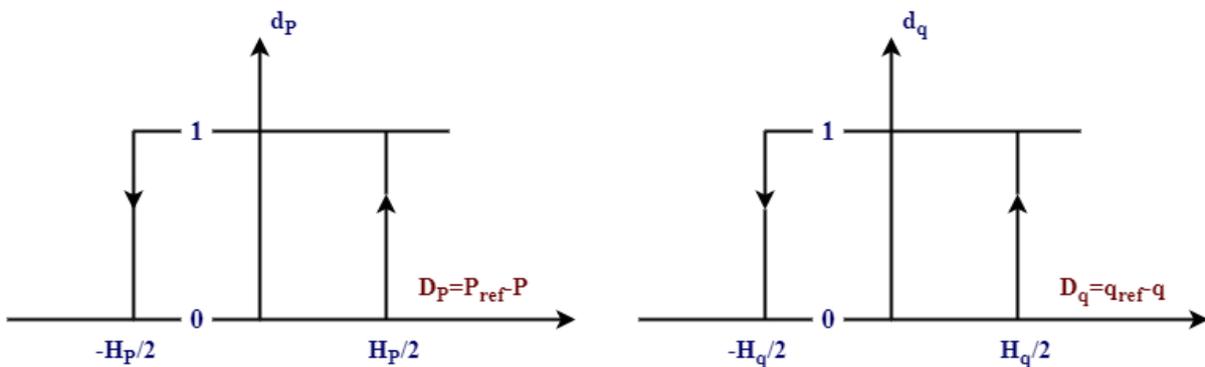
$$\begin{bmatrix} e_d \\ e_q \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \sin(\omega t) & \sin(\omega t - 2\pi/3) & \sin(\omega t - 4\pi/3) \\ \cos(\omega t) & \cos(\omega t - 2\pi/3) & \cos(\omega t - 4\pi/3) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix}$$

Ce passage peut être aussi exprimé en fonction des tensions composées sous la forme ci-dessous :

$$\begin{bmatrix} e_d \\ e_q \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \sin(\omega t + \pi/3) & -\sin(\omega t - \pi/3) \\ \cos(\omega t + \pi/3) & -\cos(\omega t - \pi/3) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_{ab} \\ e_{ca} \end{bmatrix}$$

**Annexe B :**

Le schéma de principe de la figure (A.1) donne deux régulateurs à hystérésis à deux niveaux. Pour réaliser le réglage des puissances active et réactive .L'un est influencé par l'erreur ( $\Delta_p = P_{ref} - P$ ) pour la puissance active. L'autre est influencé par l'erreur ( $\Delta_q = q_{ref} - q$ ) pour la puissance réactive.



**Figure A.1**Caractéristique des régulateurs à hystérésis à deux niveaux.

Les larges de la bande d'hystérésis ont une influence sur la performance du redresseur en particulier, sur la distorsion du courant harmonique, et sur la fréquence moyenne de commutation.

Le régulateur à hystérésis à deux niveaux pour la puissance instantanée réactive peuvent être décrits comme :

$$\begin{cases} \Delta_q > H_q & \text{donc } d_q = 1 \\ -H_q \leq \Delta_q \leq H_q \text{ et } \frac{d\Delta_q}{dt} > 0 & \text{donc } d_q = 0 \\ -H_q \leq \Delta_q \leq H_q \text{ et } \frac{d\Delta_q}{dt} < 0 & \text{donc } d_q = 1 \\ \Delta_q < -H_q & \text{donc } d_q = 0 \end{cases}$$

Et le même pour le régulateur à hystérésis à deux niveaux pour la puissance active :

$$\begin{cases} \Delta_p > H_p & \text{donc } d_p = 1 \\ -H_p \leq \Delta_p \leq H_p \text{ et } \frac{d\Delta_p}{dt} > 0 & \text{donc } d_p = 0 \\ -H_p \leq \Delta_p \leq H_p \text{ et } \frac{d\Delta_p}{dt} < 0 & \text{donc } d_p = 1 \\ \Delta_p < -H_p & \text{donc } d_p = 0 \end{cases}$$

**Annexe C :**

**Synthèse de la table de commutation :**

La synthèse de la table commutation est basée sur les signes des dérivées des puissances actives et réactive dans chaque secteur. Pour chaque secteur, le changement de la puissance réactive est positif pour trois vecteurs, négatif pour trois vecteur, et zéro pour  $V_0, V_7$ . Le signe du changement de la puissance active est positif pour quatre vecteurs, négatif pour deux ou trois vecteurs.

**Secteur 01 :**

$\hat{P} > 0$	$\hat{P} < 0$	$\hat{q} > 0$	$\hat{q} < 0$	$\hat{P} = 0$
$V_3, V_4, V_5, V_0$	$V_1, V_6$	$V_1, V_2, V_3$	$V_4, V_5, V_6$	$V_0, V_7$

Pour chaque combinaison des signaux de sortie d'hystérésis,  $S_p, S_q$  les vecteurs de tension choisie pour le secteur  $\theta_1$ , sont montré dans le tableau suivant :

<b>Secteur 1</b>		$\hat{q}$	
		$> 0 \text{ donc } S_q = 1$	$< 0 \text{ donc } S_q = 0$
$\hat{P}$	$> 0 \text{ donc } S_p = 1$	$V_3$	$V_4, V_5$
	$< 0 \text{ donc } S_p = 0$	$V_1$	$V_6$

**Secteur 02 :**

$\hat{P} > 0$	$\hat{P} < 0$	$\hat{q} > 0$	$\hat{q} < 0$	$\hat{P} = 0$
$V_3, V_4, V_5, V_0$	$V_1, V_2$	$V_2, V_3, V_4$	$V_1, V_5, V_6$	$V_0, V_7$

Pour chaque combinaison des signaux de sortie d'hystérésis,  $S_p, S_q$  les vecteurs de tension choisie pour le secteur  $\theta_2$ , sont montré dans le tableau suivant :

<b>Secteur 2</b>		$\hat{q}$	
		$> 0$ donc $S_q = 1$	$< 0$ donc $S_q = 0$
$\hat{P}$	$> 0$ donc $S_p = 1$	$V_3, V_4$	$V_5$
	$< 0$ donc $S_p = 0$	$V_2$	$V_1$

**Secteur 03 :**

$\hat{P} > 0$	$\hat{P} < 0$	$\hat{q} > 0$	$\hat{q} < 0$	$\hat{P} = 0$
$V_4, V_5, V_6, V_0$	$V_1, V_2$	$V_2, V_3, V_4$	$V_1, V_5, V_6$	$V_0, V_7$

Les vecteurs de tension choisis pour le secteur  $\theta_3$ , sont montrés dans le tableau suivant :

<b>Secteur 3</b>		$\hat{q}$	
		$> 0$ donc $S_q = 1$	$< 0$ donc $S_q = 0$
$\hat{P}$	$> 0$ donc $S_p = 1$	$V_4$	$V_5, V_6$
	$< 0$ donc $S_p = 0$	$V_2$	$V_1$

**Secteur 04 :**

$\hat{P} > 0$	$\hat{P} < 0$	$\hat{q} > 0$	$\hat{q} < 0$	$\hat{P} = 0$
$V_4, V_5, V_6, V_0$	$V_2, V_3$	$V_3, V_4, V_5$	$V_1, V_2, V_6$	$V_0, V_7$

Les vecteurs de tension choisis pour le secteur  $\theta_4$ , sont montrés dans le tableau :

<b>Secteur 4</b>		$\hat{q}$	
		$> 0$ donc $S_q = 1$	$< 0$ donc $S_q = 0$
$\hat{P}$	$> 0$ donc $S_p = 1$	$V_4, V_5$	$V_6$
	$< 0$ donc $S_p = 0$	$V_3$	$V_2$

**Secteur 05 :**

$\hat{P} > 0$	$\hat{P} < 0$	$\hat{q} > 0$	$\hat{q} < 0$	$\hat{P} = 0$
$V_1, V_5, V_6, V_0$	$V_2, V_3$	$V_3, V_4, V_5$	$V_1, V_2, V_6$	$V_0, V_7$

Les vecteurs de tension choisis pour le secteur  $\theta_5$ , sont montrés dans le tableau :

<b>Secteur 5</b>		$\hat{q}$	
		$> 0$ donc $S_q = 1$	$< 0$ donc $S_q = 0$
$\hat{P}$	$> 0$ donc $S_p = 1$	$V_5$	$V_6, V_1$
	$< 0$ donc $S_p = 0$	$V_3$	$V_2$

**Secteur 06 :**

$\hat{P} > 0$	$\hat{P} < 0$	$\hat{q} > 0$	$\hat{q} < 0$	$\hat{P} = 0$
$V_1, V_5, V_6, V_0$	$V_2, V_4$	$V_6, V_4, V_5$	$V_1, V_2, V_3$	$V_0, V_7$

Les vecteurs de tension choisis pour le secteur  $\theta_6$ , sont montrés dans le tableau :

<b>Secteur 6</b>		$\hat{q}$	
		$> 0$ donc $S_q = 1$	$< 0$ donc $S_q = 0$
$\hat{P}$	$> 0$ donc $S_p = 1$	$V_5, V_6$	$V_1$
	$< 0$ donc $S_p = 0$	$V_4$	$V_3$

**Secteur 07 :**

$\hat{P} > 0$	$\hat{P} < 0$	$\hat{q} > 0$	$\hat{q} < 0$	$\hat{P} = 0$
$V_1, V_2, V_6, V_0$	$V_3, V_4$	$V_4, V_6, V_5$	$V_1, V_2, V_3$	$V_0, V_7$

Les vecteurs de tension choisis pour le secteur  $\theta_7$ , sont montrés dans le tableau :

Secteur 7		$\hat{q}$	
		$> 0$ donc $S_q = 1$	$< 0$ donc $S_q = 0$
$\hat{P}$	$> 0$ donc $S_p = 1$	$V_6$	$V_1, V_2$
	$< 0$ donc $S_p = 0$	$V_4$	$V_3$

**Secteur 08 :**

$\hat{P} > 0$	$\hat{P} < 0$	$\hat{q} > 0$	$\hat{q} < 0$	$\hat{P} = 0$
$V_1, V_2, V_6, V_0$	$V_5, V_4$	$V_1, V_5, V_6$	$V_2, V_3, V_4$	$V_0, V_7$

Les vecteurs de tension choisis pour le secteur  $\theta_8$ , sont montrés dans le tableau :

Secteur 8		$\hat{q}$	
		$> 0$ donc $S_q = 1$	$< 0$ donc $S_q = 0$
$\hat{P}$	$> 0$ donc $S_p = 1$	$V_1, V_6$	$V_2$
	$< 0$ donc $S_p = 0$	$V_5$	$V_4$

**Secteur 09 :**

$\hat{P} > 0$	$\hat{P} < 0$	$\hat{q} > 0$	$\hat{q} < 0$	$\hat{P} = 0$
$V_1, V_2, V_3, V_0$	$V_5, V_4$	$V_1, V_5, V_6$	$V_2, V_3, V_4$	$V_0, V_7$

Les vecteurs de tension choisis pour le secteur  $\theta_9$ , sont montrés dans le tableau :

Secteur 9		$\hat{q}$	
		$> 0$ donc $S_q = 1$	$< 0$ donc $S_q = 0$
$\hat{P}$	$> 0$ donc $S_p = 1$	$V_1$	$V_3, V_2$
	$< 0$ donc $S_p = 0$	$V_5$	$V_4$

**Secteur 10 :**

$\hat{P} > 0$	$\hat{P} < 0$	$\hat{q} > 0$	$\hat{q} < 0$	$\hat{P} = 0$
$V_1, V_2, V_3, V_0$	$V_5, V_4$	$V_1, V_5, V_6$	$V_2, V_3, V_4$	$V_0, V_7$

Les vecteurs de tension choisis pour le secteur  $\theta_{10}$ , sont montrés dans le tableau :

<b>Secteur 10</b>		$\hat{q}$	
		$> 0 \text{ donc } S_q = 1$	$< 0 \text{ donc } S_q = 0$
$\hat{P}$	$> 0 \text{ donc } S_p = 1$	$V_1$	$V_3, V_2$
	$< 0 \text{ donc } S_p = 0$	$V_5$	$V_4$

**Secteur 11 :**

$\hat{P} > 0$	$\hat{P} < 0$	$\hat{q} > 0$	$\hat{q} < 0$	$\hat{P} = 0$
$V_4, V_2, V_3, V_0$	$V_5, V_6$	$V_1, V_2, V_6$	$V_5, V_3, V_4$	$V_0, V_7$

Les vecteurs de tension choisis pour le secteur  $\theta_{11}$ , sont montrés dans le tableau :

<b>Secteur 11</b>		$\hat{q}$	
		$> 0 \text{ donc } S_q = 1$	$< 0 \text{ donc } S_q = 1$
$\hat{P}$	$> 0 \text{ donc } S_p = 1$	$V_2$	$V_3, V_4$
	$< 0 \text{ donc } S_p = 0$	$V_6$	$V_5$

**Secteur 12 :**

$\hat{P} > 0$	$\hat{P} < 0$	$\hat{q} > 0$	$\hat{q} < 0$	$\hat{P} = 0$
$V_4, V_2, V_3, V_0$	$V_1, V_6$	$V_1, V_2, V_3$	$V_4, V_5, V_6$	$V_0, V_7$

Les vecteurs de tension choisis pour le secteur  $\theta_{12}$ , sont montrés dans le tableau :

Secteur 12		$\hat{q}$	
		$> 0$ donc $S_q = 1$	$< 0$ donc $S_q = 0$
$\hat{p}$	$> 0$ donc $S_p = 1$	$V_2, V_3$	$V_4$
	$< 0$ donc $S_p = 0$	$V_1$	$V_6$

## Résumé :

*Dans ce travail, nous avons étudié une structure du redresseur triphasé à deux niveaux offrant la diminution des contraintes en tension sur les interrupteurs de puissance, la régulation de la tension du bus continu de sortie et la diminution des courants harmoniques à l'entrée, ce qui permet d'améliorer le facteur de puissance de la source d'alimentation avec exploitation d'une puissance relativement importante. La commande de ce convertisseur est assurée par des différentes techniques. L'objectif de notre travail est l'étude d'un redresseur MLI avec plusieurs techniques de commande telle que, la commande en courant par hystérésis, la commande MLI, MLI vectoriel, la commande directe de puissance DPC et la commande directe de puissance avec un modulateur vectoriel DPC-SVM. Les résultats de simulation sous Matlab/Simulink montrent que le redresseur fonctionnant à un facteur de puissance unitaire et permet de fournir une tension continue stable sans pollution harmonique à son entrée.*

Mots clés :

*Redresseur a MLI, Commande en courant par hystérésis, Commande MLI, MLI vectorielle (SVM), Commande directe de puissance (DPC), Commande directe de puissance avec MLI vectorielle (DPC-SVM), harmonique, Performances*

## ملخص

في هذا العمل. قمنا بدراسة بنية مقوم ثنائي الطور ذو ثلاث مستويات الذي يقوم بتقليل الضغط على قاطعات القدرة. تعديل التوتر المستمر التقليل من التيارات التوافقية عند المدخل, هذا ما يسمح بتحسين عامل قوة منبع التغذية باستغلال الطاقة العالية. المحول تم باستعمال تقنية التحكم في التيار بالتباطؤ, تقنية التحكم وتقنية التحكم بالأشعة. المراقبة المباشرة في الاستطاعة والمراقبة المباشرة في الاستطاعة مع التحكم بالأشعة. فهي تعطي نتائج قياسية لهذا النوع من المحولات. Matlab/Simulink الدراسة كانت عن طريق المحاكاة باستعمال برنامج حيث بينت لنا ان تقنية هذا التحكم تمنح فعالية معتبرة لتشغيل هذا المحول ذو ثلاث مستويات هذا المحول يسمح بإعطاء طاقة عالية وثابتة دون وجود تلوث عند المدخل.. كلمات مفتاحية التوافقيات, تقنية التحكم في التيار بالتباطؤ, محول ثنائي الطور, تقنية التحكم, تقنية التحكم بالأشعة, المراقبة المباشرة في الاستطاعة, المراقبة المباشرة في الاستطاعة مع التحكم في الأشعة.

## الكلمات المفتاحية

مقوم PWM ، التحكم الحالي في نطاق التباطؤ ، تعديل عرض النبضة (PWM) ، تعديل ناقل الفضاء (SVM) ، التحكم المباشر في القدرة (DPC) ، التحكم المباشر في القدرة مع تعديل المتجه (DPC-SVM) ، التوافقيات ، الأداء .

## Abstract:

*In this work, we studied a topology of two-phase three-level rectifier; this topology limits the stress in voltage on power switches, regulates the DC bus voltage and reduces the harmonics current in the input with high power operation. The control of this converter is assumed by the different*

*technique of PWM which seems the most promising, because it is well suited for numerical implementation and shows superior performance for this type of converters.*

*The objective of our work is the study of a three-phase PWM rectifier operating with unit power factor. The rectifier is controlled by several control strategies such as developed a new rule of adaptive hysteresis current control and the ordre Pulse Width Modulation PWM, and Space vector modulation, and direct power control, and direct power control with vector modulation.*

*The simulation study using Matlab/Simulink software showed that the technique of all orders devolved fers a great efficiency for operation of two-phase three-level rectifier. This convertor provides a constant DC bus voltage without harmonic pollution at the input.*

**Key Words:**

*PWM rectifier, Hysteresis band current control, Pulse Width Modulation (PWM), Space vector modulation (SVM), direct power control (DPC), direct power control with vector modulation (DPC-SVM), Harmonics, performances.*