

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE
MINISTRE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA RECHERCHE
SCIENTIFIQUE

UNIVERSITE MOHAMED BOUDIAF - M'SILA

FACULTE DE TECHNOLOGIE
DEPARTEMENT : GENIE ELECTRIQUE



FILIERE : ELECTROTECHNIQUE
OPTION : COMMANDE ELECTRIQUE

N°

Mémoire présenté pour l'obtention du diplôme de Master Académique

Par:

- BELAL SAID MOHAMED MASOOD
- NESRINE AMMARI

Intitulé

Commande par Logique Floue d'un Redresseur de Tension à MLI

- **Encadré par : Dr. BEDBOUDI MOHAMED**
- **Soutenu devant le jury composé de :**

.....	Université Mohammed Boudiaf – M'sila	Président
.....	Université Mohammed Boudiaf – M'sila	Rapporteur
.....	Université Mohammed Boudiaf – M'sila	Examineur

Année universitaire : 2021/2022

شكر وتقدير

الحمد لله وكفى والصلاة على الحبيب المصطفى ومن وفى أما بعد

تقول رسولنا الكريم محمد ﷺ « لا يشكر الله من لا يشكر الناس »

الحمد لله الذي وفقنا لثمين هذه الخطوة في مسيرتنا الدراسية بمذكرتنا هذه ثمرة الجهد والنجاح بفضلته تعالى .

تتقدم بالشكر إلى أولياء أمورنا فهم حجر الأساس وبذرة الخير والعطاء وتتمنى من الله دوام صحتهم وأن يبقوا تاجاً على رؤوسنا .

بداية نشكر المشرف الدكتور بدودي محمد لما بذله معنا من عطاء وتوجيهات طيبة فترة الدراسة وكان حريصاً على صنع طلبة علم ذو مستوى يليق بالمستوى الأكاديمي .

وكما نكن الشكر والاحترام تقديراً لجهود اللجنة العلمية التي سبذل مجهوداً في قراءة هذه المذكرة وتقييمها

وشكر خاص وتحية تقدير للدكتور عبد الوهاب بو عافية لحسن استقباله وحرصه لإظهار الحقائق العلمية ومساعدتنا علمياً ومعنوياً لإكمال هذه الدراسة يمثل هؤلاء الأشخاص تنهض الأمم ويعلو شأنها .

كما أننا نشكر كلا من الدكتورة الأفاضل الذين بذلوا معنا مجهوداتهم وأظهروا لنا حُبهم للطلاب وإخلاصهم لعملهم الدكتور عبد الغاني العايب

والدكتور شودار عيسى .

تحية شكر وامتنان لطواقم الجامعة كل باسمه ولقبه ومنصبه

وتحية حب للأذن الصاغية وأخ الطلبة العم مراد

شكراً لكم جميعاً

الإهداء

من اتسع قلبه ليحتوي حلمي حين ضاقت الدنيا والدي الحبيب، الرجل الذي احترق لأضيء فكانت نظرته إلى فرحتي وحيي له حياتي، حملت اسمه بكل فخر، عظيم وفي عيني أعظم الآباء، الرجل الذي لطالما تقطر قلبه شوقاً أن يراني هنا، وها نحن نحصد نجاحنا سوياً فلا أحد يستحق الإهداء قبلك أبي الحبيب (أبو نائل مسعود).

إلى سيدتي وسيدة الكون أُمي الحبيبة، قد لا أجد كلمات لأعبر عن دموع غرتنا فكيف ولا وهي مصدر طاقتي، أهديك ثمرة جهدي وأنا مرفوع الرأس فكلني حب وحنين وانتظار فما أطيب اللقمة بعد ميعاد.

أخوتي وأخواتي، السند وحماة ظهري أصدقاء حياتي، لم أختاركم أنا فاختاركم الله إلي أن تكبوا في حياتي فعرف في علمه أنكم نعم الأخوة والسند، وكما اتفقنا لم يكن نجاحي بل نجاحنا جميعاً دتم على الوعد.

إلى وطني الحزين فلسطين، إلى قدسنا الأسير، إلى مدينتي الجريحة غزة هاشم، إلى مخيمي الصامد جباليا، إلى جنين القسام، إلى شعبنا الصامد ندعو الله أن يوفقنا في علمنا لكي نشعل الشموع سوياً ونرفع راية النصر ونشارك في مسيرة كفاحنا ونسطر سطور الحرية بالعلم والفداء.

إلى شهدائنا وأسرانا وجرحانا، إليكم أيها الأبطال أتم مجدنا وعزنا وكرامتنا والحياة أتم من ضحيتهم لنعيش نحن فلا خير في علمنا أن لم تقدمه فداء لأرواحكم، أتم من رصدتم الطريق ونحن من نعبد به بإذن الله.

إلى الأب الروحي للهندسة الكهربائية في فلسطين الشهيد المهندس يحيى عياش رحمك الله دمت قائداً ودمت حياً في قلوبنا.

إلى أصدقائي في فلسطين أرض الشهداء وفي الجزائر بلد الشهداء كانت رحلة عظيمة برفقتكم ومجداً جديداً صنعناه سوياً أتمنى أن أراكم في أفضل حال.

الإهداء

لك الحمد ربي على كثير فضلك وجميل عطائك وجودك، والصلاة والسلام على من لا نبي بعده،

إلى من علمني كيف يكون الصبر طريقاً للنجاح، إلى السند والقوة، جدي حفظه الله

ورعاه .

إلى الذي وهبني كل ما يملك في سبيل تحقيق آماله، إلى من كان يدفعني قدماً نحو الأمام لنيل المبتغى، إلى الإنسان الذي امتلك الإنسانية، قدوتي

في هذه الحياة أبي الغالي حفظه الله ورعاه وأمد في

عمره .

إلى جنتي ، إلى اعظم نعمة انعمني الله بها و اوصاني، إلى من قال فيها النبي الجنة تحت قدميها، إلى مصدر قوتي وعزّي و اقتخاري، إلى من

بتعليماتها نلت عزا و شرفا و شهادة، إلى من علمتني فاتحة القرآن وبها سلكت دروب العلم والنجاح.

إلى من لم تمنعه مشاغل الحياة عن مساندتي، إلى من زادتة الغربة قربا و محبة، إلى من شددت به ازري، إلى من دعى به موسى عليه السلام ربي

" اشدد به ازري"، إلى من قال فيه عز وجل "سنشد عضدك بأخيك"

إلى أخي سندي اليمن .

إلى أخي نسيم، إلى سندي في هذه الحياة اختامي ونيسلامي صليحة و دنيا، وإلى كل عائلتي عائلة عماري

إلى كل الأصدقاء الذين رافقوني دربالي جزائرنا الحبيبة، إلى قدسنا الجريح، إلى اقصادنا الاسير، إلى غزة هاشم، إلى

كل أرض الأنبياء فلسطين.

SOMMAIRE

Liste des Figures.....	v
Liste des Tableaux	viii
Listes des Symboles	ix
Acronymes	x
Introduction générale.....	1

CHAPITRE I : Les perturbations électriques

I.1.Introduction	4
I.2 Qualité de l'énergie électrique.....	5
I.3 Problématique des harmoniques.....	5
I.3.1. Origine des harmoniques	5
I.3.1.1. Types des harmoniques.....	6
I.3.2. Sources harmoniques	7
I.3.2.1. Sources harmoniques identifiables.....	7
I.3.2.2. Sources harmoniques non identifiables.....	7
I.3.3. Caractéristiques des harmoniques.....	8
I.3.3.1. Taux de distorsion harmonique.....	8
I.3.3.2 Facteur de puissance	9
I.3.4. Conséquences néfastes des harmoniques.....	9
I.3.4.1. Echauffement	9
I.3.4.2. Interférence avec les réseaux de télécommunication	10
I.3.4.3. Défauts de fonctionnements de certains équipements électriques	10
I.3.4.4. Risque d'excitation de résonance.....	10
I.4.Perturbations produites par les redresseurs à commutation.....	10
I.5. Solutions de dépollution harmonique des réseaux électriques	13

SOMMAIRE

I.5.1. Solutions traditionnelles de dépollution.....	13
I.5.1.1. Filtrage passif.....	13
I.5.1.1.1. Filtre passif parallèle.....	14
I.5.1.1.2. Filtre passif série.....	14
I.5.1.1.3. Filtre passe-haut.....	14
I.5.1.1.4. Les avantages des filtres passifs.....	15
I.5.1.1.5. Les inconvénients des filtres passifs.....	15
I.5.2. Solutions modernes à base d'électronique de puissance.....	16
I.5.2.1. Filtres actifs.....	16
I.5.2.1.1. Filtre actif parallèle.....	16
I.5.2.1.2. Filtre actif série.....	17
I.5.2.1.3. Les avantages des filtres actifs.....	17
I.5.2.1.4. Les inconvénients des filtres actifs.....	18
I.6. Conclusion.....	18

CHAPITRE II : Redresseur PWM (MLI)

II.1. Introduction.....	20
II.2. Redresseur PWM.....	21
II.2.1. Redresseur PWM de Courant.....	21
II.2.2. Redresseur PWM de tension :.....	22
II.2.2.1. La structure du redresseur à MLI.....	22
II.2.2.2. Modes d'opération redressement/régénération :.....	24
II.3. Modélisation du redresseur à PWM.....	25
II.3.1. Redresseur à PWM monophasé.....	25
II.3.1.1. Description du redresseur MLI monophasé.....	25
II.3.1.2. Caractéristiques statiques du redresseur monophasé.....	26
II.3.1.3. Analyse de fonctionnement du redresseur monophasé.....	27
II.3.1.4. Fonctionnement à tension de sortie constante.....	29
II.3.1.5. Fonctionnement avec charge résistive.....	30
II.3.2. Redresseur à PWM triphasé.....	33

II.3.2.1. Bloc Source	33
II.3.2.2. Redresseur PWM.....	34
II.3.2.3. Bloc Charge	35
II.4. Les Technologies de contrôle du redresseur à MLI triphasé	36
II.5. Contrôle par hystérésis des courants prélevés.....	36
II.5.1. Structure du contrôle de courant par hystérésis	37
II.5.2. Boucle de régulation de la tension du bus continu	38
II.6. Simulation de la commande par hystérésis.....	41
II.6.1. Résultats de simulation.....	41
II.6.2. Interprétation des résultats de simulation	44
II.7. Conclusion.....	44

CHAPITRE III : Contrôle direct de puissance du redresseur triphasé à MLI

III.1. Introduction	46
III.2. La Commande Directe de Puissance DPC.....	47
III.2.1 Principe du commande direct de puissance (DPC)	47
III.3. DPC classique avec table de commutation prédéfinie.....	48
III.3.1 Expressions des puissances instantanées.....	48
III.3.2 Détermination du secteur	49
III.3.3 Contrôleurs d'hystérésis	50
III.3.4 Table de commutation.....	51
III.4. Simulation contrôle DPC (avec table de commutation prédéfinie).....	52
III.4.1 Résultats de simulation :	52
III.4.2 Interprétation des résultats de simulation.....	56
III.5. DPC classique avec une nouvelle table de commutation.....	57
III.5.1 L'étude de la variation des puissances instantanées	57
III.5.2. Elaboration de la nouvelle table de commutation.	59
III.5.3. Caractéristiques générales des contrôleurs de table de commutation	61
III.6. Simulation contrôle DPC (avec une nouvelle table de commutation).....	61
III.6.1 Résultats de simulation	61
III.6.2 Interprétation des résultats de simulation.....	65

III.7. Les avantages et les inconvénients de contrôle DPC	66
III.8. Conclusion	66

CHAPITRE IV : Contrôle direct de puissance du redresseur triphasé à MLI basé sur une table de commutation avec logique floue (FDPC)

IV.1. Introduction.....	67
IV.2. Principes du FDPC	68
IV.3. Variables floues.....	69
IV.4. Structure du contrôle FDPC.....	71
IV.4.1 Synthèse des règles floues.....	71
IV.4.2 Écriture de tableau	71
IV.4.3 Inférence floue	72
IV.5. Simulation contrôle FDPC	73
IV.5.1 Résultats de simulation	73
IV.5.2 Interprétation des résultats de simulation.....	77
IV.6. Etude comparative.....	77
IV.7. Conclusion	80
Conclusion generale	81
Annexe.....	83
Références bibliographiques	95
Résumé.....	96

Liste des Figures

CHAPITRE I

Figure I.1 : Synthèse d'une tension distordue à partir des harmoniques.	6
Figure I.2 : Arrangement d'inter-harmoniques et d'infra-harmoniques.....	7
Figure I.3 : Diagramme de fresnel des puissances	9
Figure I.4 : Pont redresseur triphasé à diodes.....	12
Figure I.5 : Courants absorbés par le pont redresseur à diodes et spectre associé.....	13
Figure I.6 : Différents types de filtres harmoniques passifs (Filtre passe bande (a) passe haut 1er ordre (b),passe haut 2eme ordre(c) Parmi les filtres passifs en peut citer.....	14

CHAPITRE II

Figure II.1 : Topologie du redresseur PWM de courant.	21
Figure II.2 : Topologie du redresseur PWM de tension.	22
Figure II.3 : Structure générale du redresseur MLI triphasé de tension.....	23
Figure II.4 : Circuit équivalent du redresseur à MLI à absorption de courant sinusoïdal et principe du transit bidirectionnel de la puissance active.	25
Figure II.5: Schéma de principe du redresseur MLI monophasé de structure tension.....	26
Figure II.6: Diagramme vectoriel.	27
Figure II.7 : Fonctionnement à V_{dc} constante pour un fonctionnement à facteur de puissance unitaire, la puissance réactive Q_c est nulle.	29
Figure II.8 : Fonctionnement avec charge résistive	32
Figure II.9: Schéma du système d'ensemble source - redresseur-charge.	33
Figure II.10 : Modèle du redresseur à MLI.....	36
Figure II.11 : Principe du contrôle de courant par hystérésis.	37
Figure II.12 : Principe de génération des ordres de commande.....	38
Figure II.13 : Structure du contrôle par hystérésis des courants absorbés par redresseur à MLI.....	39
Figure II.14 : Schéma bloc de la boucle de régulation du carrée de la tesion du bus continu.....	41

Figure II.15: Schéma bloc de la boucle de régulation de la tension du bus continu..... 41

Figure II.16 : Performances du redresseur MLI commandé par hystérésis pour $V_{dc}^*=180V$ 43

Figure II.17: Performances du redresseur pour une tension continue de référence..... 44

Figure II.18 : Test de robustesse de la commande vis-à-vis la variation de la charge. 45

CHAPITRE III

Figure III.1 : Configuration de la DPC du redresseur à MLI triphasé avec table de commutation prédéfinie 47

Figure III.2: Secteurs et vecteurs des tensions du redresseur. 49

Figure III.3: Contrôleurs d'hystérésis : à deux niveaux 50

Figure III.4: Bloc de commande du redresseur MLI 51

Figure III.5: La puissance active, puissance réactive et secteur 53

Figure III.6 : Performances du redresseur MLI commandé par la stratégie DPC avec table prédéfinie pour $v_{dc}^*=180V$ 54

Figure III.7 : Performances du redresseur MLI commandé par la stratégie DPC avec table prédéfinie pour une tension de référence v_{dc}^* variable. 55

Figure III.8: Test de robustesse de la commande vis-à-vis la variation de la charge. 56

Figure III.9 : Variations normalisées de la puissance active ΔP_i 59

Figure III.10 : Variations normalisées de la puissance réactive Δq_i 59

Figure III.11: La puissance active, puissance réactive et secteur 62

Figure III.12 : Performances du redresseur MLI commandé par la stratégie DPC avec nouvelle table pour $V_{dc}^*=180V$.63

Figure III.13 : Performances du redresseur MLI commandé par la stratégie DPC avec nouvelle table pour une tension de référence pour v_{dc}^* variable..... 64

Figure III.14: Test de robustesse de la commande vis-à-vis la variation de la charge..... 65

CHAPITRE IV

Figure IV.1 Configuration du DPC avec sélection floue..... 68

Figure IV.2 Structure interne du contrôleur à base de la logique floue de V_{dc}^* 69

Figure IV. 3 les distributions des fonctions d'appartenance pour les variables d'entrées floues la variable de sortie du contrôleur flou 70

Figure IV.4 Les fonctions d'adhésion des États à sortie 70

Figure IV.5 Organigramme du système de logique floue 72

Figure IV.6: La puissance active, puissance réactive et secteur 73

Figure IV.7: Performances du redresseur MLI commandé par la stratégie FDPC pour $V_{dc}^*=180V$ 75

Figure IV.8 : Performances du redresseur MLI commandé par la stratégie DPC pour une tension de référence v_{dc}^* variable. 75

Figure IV.9: Test de robustesse de la commande vis-à-vis la variation de la charge. 76

Figure IV.10 : Taux de distorsion des courants en fonction de la tension V_{dc}^* pour $q^* = 0$ 78

Figure IV.11 Taux de distorsion des courants en fonction de la puissance de la charge pour $V_{dc}^*=180V$ et $q^*=0$ 79

Liste des Tableaux :

Tableau II.1 : Tensions simples en fonction des différents ordres de commande	35
Tableau III.1: Table de commutation classique prédéfinie	51
Tableau III.2: Paramètres du circuit électrique et données de la commande.	52
Tableau III. 3 : Vecteurs des tensions à l'entrée du redresseur.....	59
Tableau III. 4 : Vecteurs de commande sélectionnés pour θ_1	60
Tableau III. 5 : La nouvelle table de commutation.....	60
Tableau IV.1: Table de règles floues synthétisées pour tous les secteurs.....	72

Listes des Symboles :

Symbole	Signification	Unité
V_{s1}, V_{s2}, V_{s3}	Tensions simples du réseau	[V]
v_{dc}, i_{dc}	Tension et courant du bus continu	[V] [A]
$i_{res1}, i_{res2}, i_{res3}$	Courants du réseau	[A]
C	Capacité de sortie permettant de filtrer la tension continue de sortie.	[F]
W	Pulsation fondamentale du réseau	[rad/s]
V_{c1}, V_{c2}, V_{c3}	Tensions simples à l'entrée du pont redresseur	[V]
i_{ch}	Courant de charge	[A]
l	Inductance totale de couplage	[H]
R	Résistance totale de couplage	[Ω]
R_{ch}	Résistance de la charge	[Ω]
F_{11}, F_{21}, F_{31}	Etats de commutation du redresseur	/
p^*, q^*	Référence de la puissance active et réactive	[W] [VAR]
α - β	Repère stationnaire	/
S_a, S_b, S_c	Signaux de commande des interrupteurs de puissance	/
P	Puissance active	[W]
Q	puissance reactive	[VAR]
S	Puissance apparente	[VA]
I_1, I_h	Valeur efficace du courant fondamental et du courant harmonique de rang h	[A]
V_1, V_h	Valeur efficace de la tension fondamentale et de l'harmonique de rang h	[V]
e_α, e_β	Les tensions de la ligne dans le repère α, β	[V]
i_α, i_β	Les courants de la ligne dans le repère α, β	[A]
θ	Position du vecteur de tension dans le repère stationnaire	[RAD]
θ_i	Secteur numéro i	/
$\Delta p, \Delta q$	Variation de la puissance active et réactive	[W] [VAR]
e_p, e_q	Les erreurs de puissance active et réactive	[W] [VAR]
+++	Plus positif	/
+-	Positif négatif	/
---	Plus négatif	/
T	Le temps	[S]
T_s	Période de commutation	[S]
h_p	Bande d'hystérésis pour la puissance active	[W]
h_q	Bande d'hystérésis pour la puissance réactive	[VAR]

Acronymes :

Acronymes	Signification en anglais	Signification en français
FACTS	Flexible Alternating Current Transmission Systems	Systèmes Flexibles De Transport De Courant Alternatif
FAP	Parallel Active Filter	Filtre Actif Parallèle
FAS	Series Active Filter	Filtre Actif Série
PLL	Phase Locked Loop	Boucle A Verrouillage De Phase
THD	Total Harmonic Distortion	Distorsion Harmonique Totale
MLI / PWM	Pulse Width Modulation	Modulation De Largeur d'Impulsion
HCC	Hysteresis Current Control	Contrôle Du Courant D'hystérésis
DPC	Direct Power Control	Contrôle Direct De La Puissance
DTC	Direct Torque Control	Contrôle Direct Du Couple
AC/DC	Conversion Alternative Continue	Conversion Alternative Continue
PI	Integral Proportional Regulator	Régulateur Proportionnel Intégral
FP	Power Factor	Facteur De Puissance
FLC	Fuzzy Logic Controller	Contrôleur A Logique Floue
FDPC	Fuzzy Direct Power Control	Contrôle De Puissance Direct Flou
UPF	Unit Power Factor	Facteur De Puissance Unitaire
FFT	Fast Fourier Transform	Transformation De Fourier Rapide

INTRODUCTION GENERALE

L'évolution du domaine industriel et la croissance de la population sont les facteurs primordiaux pour lesquels la consommation de l'énergie électrique augmente régulièrement. Alors, il est exigé des distributeurs d'énergie d'assurer la satisfaction en besoin énergétique de ses clients en qualité acceptable, du moment qu'une progression considérable ; en unité et en puissance des équipements d'électronique de puissance ; est recensée sur les réseaux électriques. Ces équipements posent de sérieux problèmes aux distributeurs d'énergie électrique qui voient ces convertisseurs comme des sources polluantes.

En effet, les perturbations provoquées par ces convertisseurs sont bien connues ; il s'agit d'une dégradation du facteur de puissance et d'une génération de courants alternatifs non sinusoïdaux riches en harmoniques. Les incidences sont à l'origine de la déformation de sa tension, de la réduction de sa capacité de transport et de l'augmentation des pertes. Les convertisseurs statiques classiques représentent la principale source d'injection de courants harmoniques dans le réseau. Ils requièrent donc une attention particulière afin de réduire leurs taux d'harmonique en courant. Actuellement, les solutions modernes préventives adoptées consistent à remplacer les redresseurs classiques par de nouvelles structures de convertisseurs AC/DC non polluants, redresseurs à PWM, dont le comportement vis-à-vis du réseau est de nature résistive. Le redresseur à modulation de la largeur d'impulsion (MLI) (PWM rectifier en anglais) est une solution intéressante de plus en plus utilisée dans les applications industrielles, et 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.

La recherche dans ce domaine considère plusieurs aspects, notamment les topologies des convertisseurs, les structures et les performances des interrupteurs de puissance et ainsi que les techniques de commande. Il existe différentes techniques de contrôle pour ce type de convertisseurs. La technique de commande par hystérésis est très utilisée dans le domaine de l'électronique de puissance, elle consiste à élaborer le signal de modulation de largeur d'impulsions MLI directement à partir de la grandeur à contrôler, par des décisions de type tout ou rien [Bouk 07].

Il existe un autre type de technique de contrôle DPC appelé contrôle direct de puissance du redresseur triphasé à MLI à base d'une table de commutation avec logique floue.

Afin d'améliorer les inconvénients des résultats des techniques de contrôle précédentes, nous avons proposé une autre stratégie qui combine entre la DPC et la commande par logique floue.

Les différents développements théoriques et les résultats obtenus durant ce travail sont organisés en quatre chapitres :

- ✓ Dans le premier chapitre on présentera un débutera avec les notions sur la qualité de l'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, est ensuite seront présenté . Il se terminera par les différentes solutions, traditionnelles et modernes, de dépollution harmonique.
- ✓ Dans le deuxième chapitre,on présentera l'étude générale de redresseur PWM, le modèle et le principe de fonctionnement en plus les différentes caractéristiques importantes du redresseur PWM, la stratégie de commande du pont redresseur de tension à MLI par hystérésis.
- ✓ Dans le troisième chapitre,on présentera une étude et simulation de la technique de commande DPC des redresseurs à PWM (DPC avec une table de commutation prédéfinie et avec une nouvelle table).
- ✓ Dans le quatrième chapitre,on présentera généralités sur la logique floue (le principe, les avantages et les inconvénients de la commande floue,), la DPC avec sélection floue (le principe,

résultats de simulation), étude comparative entre les résultats des trois types de contrôle DPC (DPC avec une table de commutation prédéfinie et DPC avec une nouvelle table et DPC avec table floue).

Enfin, on terminera ce mémoire par une conclusion générale et des perspectives.

CHAPITRE I :

Les perturbations électriques

I.1.Introduction

L'objectif fondamental des réseaux électriques est de fournir aux clients de l'énergie électrique avec une parfaite continuité, sous une forme de tension sinusoïdale, avec des valeurs d'amplitude et de fréquence anticipées. Cependant cet objectif semble idéal et n'est jamais facile à assurer, car le réseau électrique aujourd'hui est appelé à fonctionner sous un environnement de plus en plus agressif, et par conséquent, il doit faire face à de nombreux types de perturbations qui peuvent être d'origine interne comme l'évolution et la complexité du réseau et des charges qui lui sont connectées, ou externes liées aux phénomènes des changements climatiques. Afin d'éviter le dysfonctionnement, voir la destruction des composants du réseau électrique ou des récepteurs finaux, il est indispensable de comprendre l'origine des perturbations et de chercher les solutions adéquates pour les supprimer [Ben 13].

Donc dans ce chapitre nous étudierons la problématique des harmoniques et l'origine des perturbations puis nous présenterons les solutions possibles pour réduire les harmoniques et d'améliorer la qualité de l'énergie.

I.2 Qualité de l'énergie électrique

La qualité de l'énergie est une notion assez large qui recouvre à la fois la qualité de la fourniture électrique, la qualité de l'onde de tension et la qualité des courants. Lorsque la tension est présente, les principaux phénomènes pouvant l'affecter sont d'une part les variations lentes : creux de tension, surtensions, coupures, déséquilibres et d'autre part des variations rapides : surtensions transitoires, 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. C'est pourquoi certains considèrent que la qualité de l'électricité se réduit à la qualité de la tension [Boua 10].

La qualité de l'alimentation électrique ou qualité de l'onde fait référence à la mesure du degré de conformité d'une source d'alimentation électrique par rapport à un certain nombre de critères ou de normes à caractère quantitatif et absolu. L'énergie électrique est délivrée sous forme d'un système triphasé de tensions sinusoïdales.

Les paramètres caractéristiques de ce système sont les suivants :

- La fréquence.
- L'amplitude.
- La forme d'onde qui doit être sinusoïdale.
- La symétrie du système triphasé, caractérisée par l'égalité des modules des trois tensions et de leurs déphasages relatifs.

I.3 Problématique des harmoniques

La problématique des harmoniques est devenue très rependue avec l'augmentation des charges non linéaires connectées au réseau. Les charges non linéaires provoquent une distorsion des courants et donc des tensions, ce que peut entraîner un mauvais fonctionnement des équipements raccordés au réseau. D'où l'intérêt d'éliminer ou de minimiser ces harmoniques [Bou 18].

I.3.1. Origine des harmoniques

Les harmoniques peuvent être définies comme des composantes sinusoïdales d'une onde périodique ayant des fréquences multiples entières de celle de l'onde fondamentale. Lorsqu'ils sont additionnés,

ils donnent lieu à une forme d'onde déformée [Bou 18].

La figure I.1 illustre la forme d'onde déformée résultante de l'addition du terme fondamentale de fréquence 50 Hz avec les harmoniques d'ordre impair de degré 1,3,5,7.

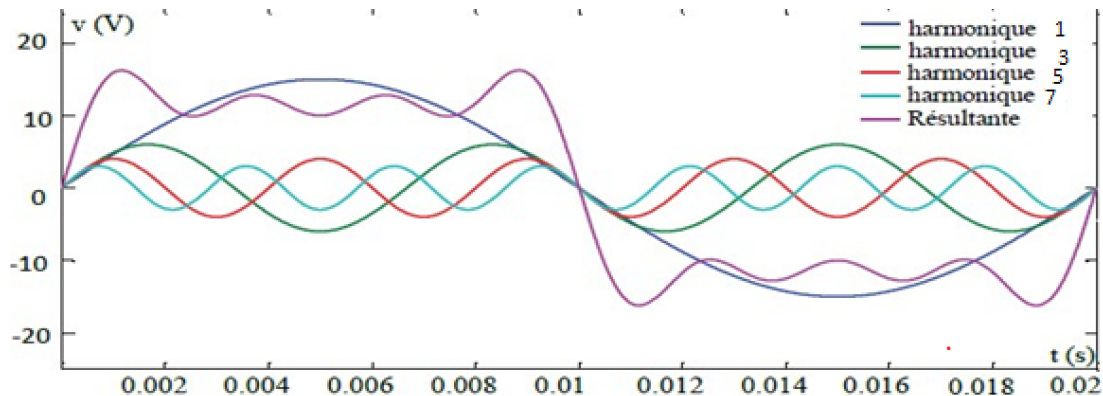


Figure I.1 : Synthèse d'une tension distordue à partir des harmoniques.

I.3.1.1. Types des harmoniques

Les harmoniques se divisent particulièrement par leur ordre ; il existe des harmoniques de type pair ou impair. Les harmoniques d'ordre pair (2, 4, 6, ...) très fréquemment négligeables dans un milieu industriel, ils s'annulent en raison de la symétrie du signal. Ils n'existent qu'en présence d'une composante continue. Par contre, les harmoniques d'ordre impair (3, 5, 7...) sont souvent rencontrés sur un réseau électrique [Bou 18]. Dans les cas où il existe des changements périodiques ou aléatoires de la puissance absorbée par certains récepteurs, on remarque qu'il existe d'autres types des composantes harmoniques :

- **Infra-harmoniques** : Ce sont des composantes sinusoïdales qui sont à des fréquences inférieures à celle du fondamentale : 10 Hz, 20 Hz.
- **Inter-harmoniques** : Ce sont des composantes sinusoïdales qui ne sont pas à des fréquences multiples de celle du fondamentale : 130 Hz, 170 Hz, 220 Hz. L'arrangement des inter-harmoniques et des infra-harmoniques est présenté sur la Figure I.2 [Bou 18]. :

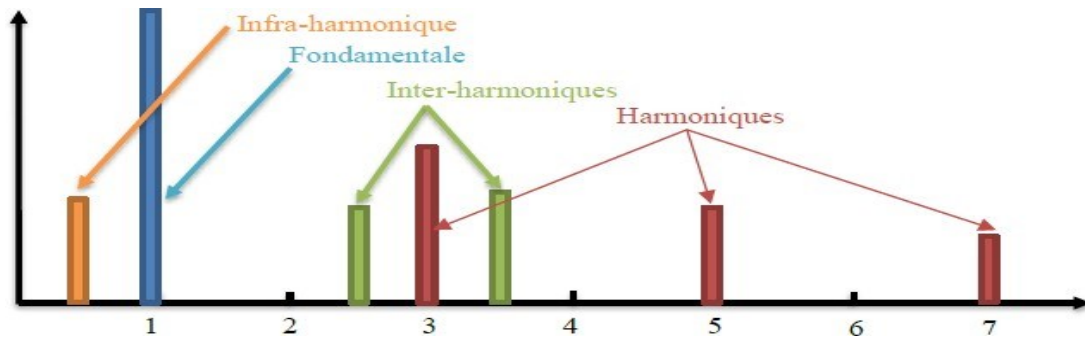


Figure I.2 : Arrangement d'inter-harmoniques et d'infra-harmoniques

I.3.2. Sources harmoniques

I.3.2.1. Sources harmoniques identifiables

Les équipements dotés de dispositifs à base d'électronique de puissance, notamment les redresseurs et les cyclo-convertisseurs de puissances importantes, installés sur les réseaux haute et moyenne tension sont typiquement des sources harmoniques identifiables. Avec ce type de charge non linéaire, le distributeur d'énergie est capable d'identifier le point d'injection des harmoniques et de quantifier la perturbation provoquée. Dans ce cas, c'est l'utilisateur qui doit se procurer les moyens nécessaires afin de réduire cette perturbation au-dessous du seuil exigé par le distributeur de l'énergie sous peine d'être pénalisé [Dah 19].

I.3.2.2. Sources harmoniques non identifiables

Ce type de générateur de courants harmoniques est principalement représenté par les appareils utilisés dans les domaines électrodomestiques ou tertiaires tels que les téléviseurs et les micro-ordinateurs. Vu leur très large diffusion, ces équipements comportant souvent un redresseur monophasé à diodes avec un condensateur de lissage, prélèvent des courants harmoniques non négligeables. Dans ce cas, il est de la responsabilité du distributeur de l'énergie électrique d'empêcher la propagation harmonique sur le réseau puisqu'individuellement chaque utilisateur génère un faible taux d'harmonique [Dah 19].

I.3.3. Caractéristiques des harmoniques

La perturbation harmonique est généralement caractérisée par le taux de distorsion harmonique (THD) défini pour la tension ou le courant. Ce critère est le plus souvent employé pour quantifier le contenu harmonique d'un signal distordu. Il mesure également le degré de déformation du signal apporté par les harmoniques par rapport à une onde sinusoïdale. Il va de soit que la répartition spectrale complète généralement l'information sur le THD en indiquant le rang des harmoniques dominants. Pour chiffrer la consommation de puissance réactive le facteur de puissance (FP) est généralement utilisé [Boua 10].

Le courant absorbé par une charge non linéaire (convertisseur statique) n'est pas sinusoïdal, mais sa valeur moyenne sur chaque phase est souvent nulle. Dans ce cas, la décomposition en série de Fourier du courant donne :

$$i(t) = \sqrt{2}I_1 \sin(\omega t + \alpha_1) + \sum_{h=2}^{\infty} \sqrt{2} I_h \sin (h\omega t + \alpha_h) \quad (\text{I.1})$$

I.3.3.1. Taux de distorsion harmonique

L'impact harmonique est caractérisé par le taux de distorsion harmonique globale (THD). C'est un indice important largement utilisé pour quantifier le contenu harmonique d'un signal distordu. Il mesure le degré de déformation du signal apporté par les harmoniques par rapport à une onde sinusoïdale. Le THD est défini comme la valeur efficace des harmoniques au-dessus de la fondamentale, divisée par la valeur efficace de cette dernière.

Le THD est définie pour les signaux de tension et de courant, respectivement, comme suite :

- ✓ Le taux de distorsion harmonique en courant

$$THD_i(\%) = \sqrt{\sum_{h=2}^{\infty} \frac{I_h^2}{I_{h=1}^2}} \quad (\text{I.2})$$

- ✓ Le taux de distorsion harmonique en tension

$$THD_V(\%) = \sqrt{\sum_{h=2}^{\infty} \frac{V_h^2}{V_{h=1}^2}} \quad (I.3)$$

I.3.3.2 Facteur de puissance

Normalement, pour un signal sinusoïdal le facteur de puissance est donné par le rapport entre la puissance active (P) et la puissance apparente (S). Les générateurs, les transformateurs, les lignes de transport et les appareils de contrôle et de mesure sont dimensionnés pour la tension d'utilisation de ces équipements [Ben 19]. Dans le cas où il y a des harmoniques en triphasé, une puissance supplémentaire appelée la puissance déformante D Donnée par la relation (I.4), apparait comme le montre le diagramme de Fresnel de la Figure (I. 3).

$$D = 3.V_1 \sqrt{\sum_{h=2}^{\infty} i_h^2} \quad (I.4)$$

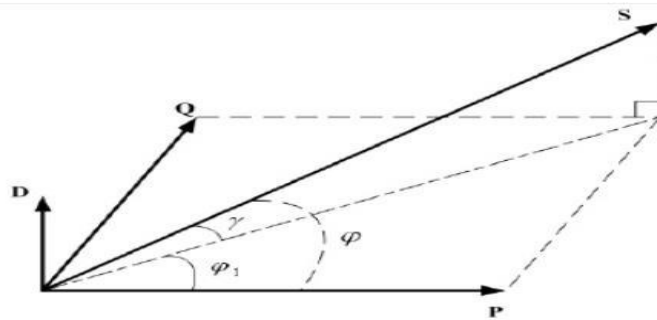


Figure.I.3 : Diagramme de fresnel des puissances

I.3.4. Conséquences néfastes des harmoniques

Les courants et les tensions harmoniques ont des effets néfastes sur le fonctionnement, la rentabilité et la durée de vie des équipements électriques. Bien que les susceptibilités des différents équipements et appareils électriques, raccordé à un réseau pollué.

I.3.4.1. Echauffement

Les pertes totales par effet Joule sont la somme de celles du fondamental et des harmoniques

$$Ri^2 = \sum_{h=2}^{\infty} i_h^2 R \quad (I.5)$$

Avec i le courant total, i_h le courant harmonique de rang h qui représente la fondamentale pour $h=1$, et R est la résistance traversée par le courant (i).

I.3.4.2. Interférence avec les réseaux de télécommunication

Le couplage électromagnétique entre les réseaux électriques et de télécommunication peut induire dans ces derniers des bruits importants. Dans le cas de résonances, une partie des réseaux de télécommunication peut être rendue inutilisable [Dah 19].

I.3.4.3. Défauts de fonctionnements de certains équipements électriques

En présence des harmoniques, la tension (ou le courant) peut changer plusieurs fois de signe dans une demi-période ; par conséquent, tout appareil dont le fonctionnement est basé sur le passage par zéro des grandeurs électriques (appareils utilisant la tension comme référence) peut être perturbé [Ben 19].

I.3.4.4. Risque d'excitation de résonance

Lorsque des batteries de capacité sont raccordées au réseau pour relever le facteur de puissance ; les fréquences de résonance peuvent devenir assez faibles, et coïncider ainsi avec celles des harmoniques engendrés par les convertisseurs statiques. Dans ce cas, il y aura des phénomènes d'amplification des harmoniques [Ben 19].

I.4. Perturbations produites par les redresseurs à commutation naturelle

Avant l'apparition des convertisseurs statiques de l'électronique de puissance, les courants de magnétisation des transformateurs, des machines électriques et des ballasts constituaient l'essentiel des charges non linéaires présentes sur le réseau électrique. Mais aujourd'hui, avec le développement de l'électronique de puissance, les convertisseurs statiques deviennent les sources d'harmoniques les plus répandues sur le réseau [Bel 11] [Dah 19]. Les redresseurs non contrôlés à diodes et contrôlés à thyristors, fonctionnant en commutation naturelle, représentent la charge non linéaire la plus usitée. Ces convertisseurs sont présents dans de nombreux équipements industriels et domestiques ainsi que dans les dispositifs de conversion de l'énergie électrique. Nous citons ci-dessous les applications les plus courantes :

- Variateurs de vitesse pour moteurs alternatifs et à courant continu.
- Circuit d'excitation des alternateurs.
- Chargeurs de batterie. Liaison à courant continu (HVDC).
- Alimentation des systèmes informatiques et audio visuels.
- Dispositifs d'éclairage de nouvelle génération.

Nous distinguons deux structures de redresseurs :

- a) Pont de diodes : constitue l'étage de conversion d'énergie AC/DC (alimentation du bus continu des onduleurs pour les variateurs de vitesse des machines à courant alternatif par exemple).
- b) Ponts de thyristors : même rôle que le pont à diodes avec la possibilité de contrôler le niveau de tension continu en sortie et l'ajout de la réversibilité de l'énergie.

La figure (I.4) représente le montage du pont redresseur triphasé à diodes. Celui du pont à thyristors est obtenu par substitution des diodes par des thyristors. Une inductance de couplage est souvent placée à l'entrée du redresseur pour limiter les courants de court-circuit entre phases pendant les commutations des semi-conducteurs dus aux phénomènes d'empiètement.

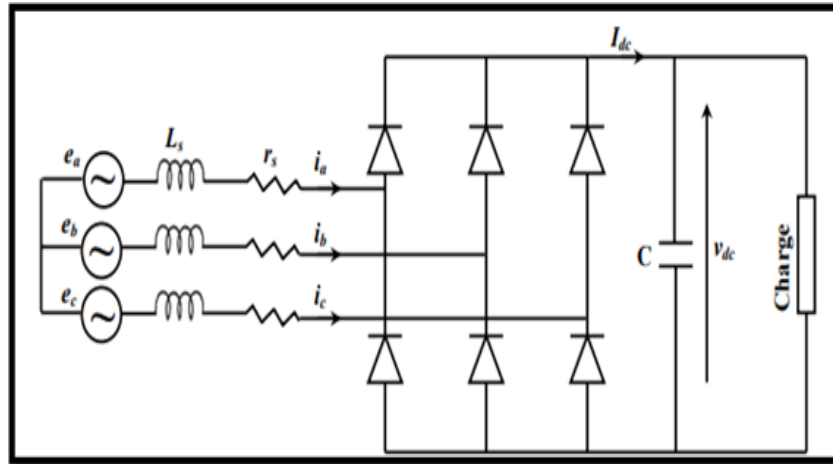


Figure I.4 : Pont redresseur triphasé à diodes.

La figure (I.5.a) illustre les formes d'ondes des courants non sinusoïdaux absorbés par le pont redresseur triphasé à diodes. La figure (I.5.b) représente le spectre associé où apparaît la prédominance des harmoniques de rang 5, 7, 11 et 13 et l'importance de la distorsion harmonique en courant (THD_i= 20.26%) [Dah 19].

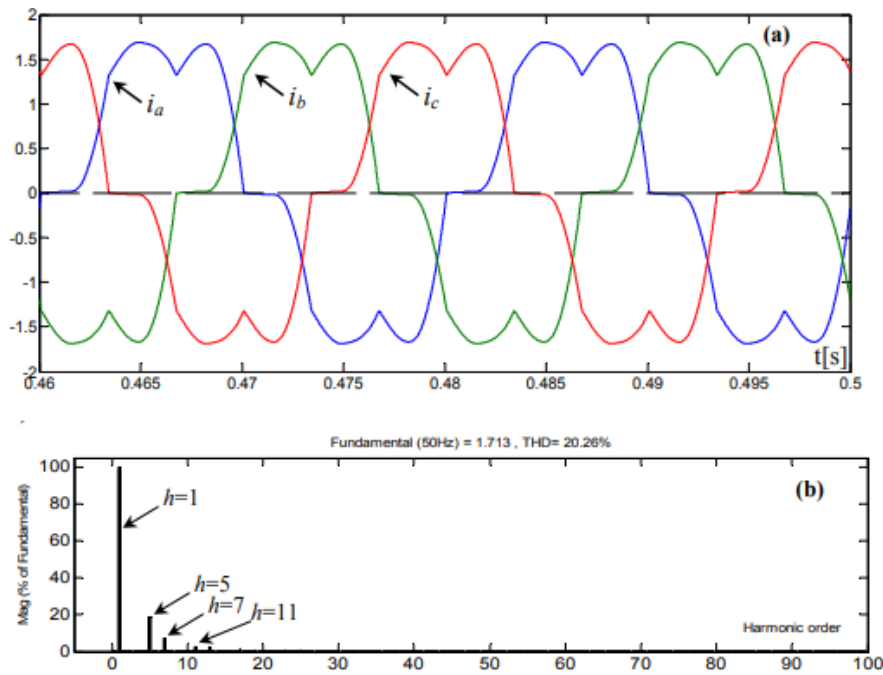


Figure I.5 : Courants absorbés par le pont redresseur à diodes et spectre associé.

I.5. Solutions de dépollution harmonique des réseaux électriques

Afin de diminuer les perturbations en tension ou en courant, il est possible d'agir à deux niveaux :

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

Plusieurs solutions ont été envisagées pour limiter la propagation des harmoniques et améliorer la qualité et la gestion de l'énergie électrique. Elles peuvent être classées en deux catégories, traditionnelles et modernes (à base de l'électronique de puissance) [Beng 13].

I.5.1. Solutions traditionnelles de dépollution

Les moyens de dépollution traditionnelles sont nombreux et se résument dans les points suivants [Bel 11] :

- Inductance anti-harmonique de protection des condensateurs.
- Inductance de lissage des courants.
- Confinement des harmoniques.
- L'utilisation de transformateurs à couplage approprié permettant de limiter la circulation des courants harmoniques.
- Augmentation de l'indice de modulation.
- Filtres passifs utilisant des éléments réactifs en l'occurrence des inductances et des condensateurs .

I.5.1.1. Filtrage passif

Il s'agit des premiers dispositifs utilisés pour l'élimination d'harmoniques. Ils sont composés par des éléments passifs comme des inductances, des capacités et des résistances. En général, les filtres d'harmoniques sont connectés en parallèle avec les charges injectant des courants harmoniques (les redresseurs à diodes ou à thyristors, fours à arcs électrique, etc.). L'association d'éléments capacitifs et inductifs en parallèle avec la charge polluante permet d'obtenir une résonance série accordée sur

les rangs harmoniques à éliminer.

Différents types possibles de filtres passifs destinés à compenser les courants harmoniques sont représentés sur **la figure I.6**.

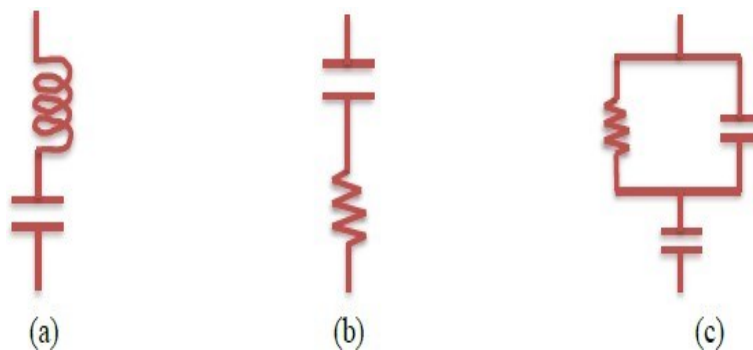


Figure I.6 : Différents types de filtres harmoniques passifs (Filtre passe bande (a) passe haut 1er ordre (b), passe haut 2ème ordre(c))

Parmi les filtres passifs en peut citer

I.5.1.1.1. Filtre passif parallèle

On place en parallèle avec le réseau d'alimentation une impédance très faible accordée à la fréquence d'harmonique à piéger.

I.5.1.1.2. Filtre passif série

Le principe est le même que le précédent, mais au lieu de piéger les harmoniques, on les empêche de remonter à la source.

I.5.1.1.3. Filtre passe-haut

Compense les harmoniques supérieurs ou égales à sa fréquence propre. Il peut se connecter en parallèle avec d'autres résonants. Ces dispositifs sont utilisés pour empêcher les courants harmoniques de se propager dans les réseaux électriques, et pour compenser la puissance réactive. Leurs inconvénients sont les suivants :

- Manque de souplesse à s'adapter aux variations du réseau et de la charge.
- Equipement volumineuse.
- Problèmes de résonance avec l'impédance du réseau ; ce principe demande une étude soignée, car si le filtre se comporte bien comme un court-circuit pour une fréquence désirée, il peut présenter des risques de résonance avec les autres inductances du réseau sur d'autres fréquences et ainsi fait augmenter des niveaux d'harmoniques non gênants avant sa mise en place.

I.5.1.1.4. Les avantages des filtres passifs

Bien que les filtres passifs n'éliminent pas les harmoniques dans une grande plage, néanmoins, il est utilisé en raison de certaines caractéristiques importantes qui sont décrits comme suit :

- Ils sont plus simples à configurer et à construire.
- Ils possèdent un faible coût initial et de maintenance (par rapport au filtre actif).

I.5.1.1.5. Les inconvénients des filtres passifs

Certains inconvénients majeurs des filtres passifs sont cités ci-dessous :

- La propriété et les caractéristiques du filtre dépendent de l'impédance de la source qui sont soumises à des variations dues à une condition externe ;
- L'état de résonance dans le filtre peut créer un problème avec les charges et le réseau, entraînant des fluctuations de tension ;
- Il est fondamentalement capable d'enlever certaines composantes harmoniques particulières par le raccordement chaque fois que l'ampleur de cette composante harmonique est constante et le facteur de puissance PF du système est faible ;
- La réponse du filtre est statique, c'est-à-dire, si la variation de charge introduit de nouvelles composantes harmoniques, le filtre doit être redessiné, ce qui augmente les coûts de maintenance et d'exploitation du filtre.
- Les problèmes de déséquilibre de la charge ne peuvent pas être résolus.

En raison des inconvénients cités ci-dessus et l'apparition de nouveaux composants semi-conducteurs comme les thyristors GTO et les transistors IGBT, une nouvelle structure de filtres, appelée filtre actif de puissance est conçu pour générer des courants ou des tensions harmoniques de manière à ce que le courant est la tension du réseau soient sinusoïdaux et parfois opérant avec un facteur de puissance unitaire [Bou 18].

I.5.2. Solutions modernes à base d'électronique de puissance

Les progrès remarquables réalisés d'une part dans le domaine des composants semi-conducteurs, comme les IGBT, IGCT, GTO et MOSFET, ainsi que la maîtrise de leur mise en œuvre et d'autre part l'existence de nouvelles méthodes de traitement analogique et numérique du signal, ont permis l'émergence de moyens modernes et efficaces pour faire face aux différentes perturbations (harmoniques, puissance réactive, fluctuations, creux de tension) affectant les systèmes électriques [Boua 10] [Ala 02].

Parmi ces moyens modernes, nous pouvons citer :

- Les filtres actifs : parallèles, séries, hybrides et combinaisons des structures.
- Les alimentations sans interruption.
- Les dispositifs FACTS.
- Les convertisseurs à prélèvement sinusoïdal.
- Les redresseurs PWM.

I.5.2.1. Filtres actifs

Les filtres actifs de puissance sont composés d'un onduleur connecté au réseau par l'intermédiaire d'un filtre passif, les avantages les plus importants de ces filtres actifs par rapport au filtre passif sont les suivants [Fek 18] :

- Le volume du filtre est plus réduit ;
- La capacité de filtrage est supérieure ;
- Flexibilité et adaptabilité très supérieures.

Ces filtres actifs présentent aussi des inconvénients

- Leurs coûts élevés a limité leur implémentation dans l'industrie
- Les pertes sont plus élevées.

Deux différents types de filtres actifs sont distingués :

I.5.2.1.1. Filtre actif parallèle

Ce filtre est le plus souvent commandé comme un générateur de courant, il génère des courants harmoniques, en opposition de phase avec les courants harmoniques propagent dans le réseau électrique, afin que la somme avec ceux-ci soit nulle. On obtient alors des courants sinusoïdaux au niveau du réseau. Il permet donc de supprimer au point de raccordement tous les harmoniques de courants de charge non linéaire. En générale, le filtre actif parallèle est utilisé pour la dépollution des réseaux T et MT. Son impédance totale vis à vis de la source et de la charge lui confère une bonne auto-adaptabilité avec les performances appréciables [Ben 19].

I.5.2.1.2. Filtre actif série

Ce filtre sert à filtrer les perturbations provenant du réseau, et se comporte comme une source de tension qui s'oppose aux perturbations de la tension harmonique venant du réseau en protégeant la charge des imperfections de la tension du réseau. Il empêche les courants harmoniques consommés par la charge non linéaire de remonter vers la source Ainsi la tension aux bornes de la charge à protéger est purement sinusoïdale. L'élément de stockage de l'énergie d'un filtre actif série est conçu pour répondre aux exigences de compensation les plus sévères, notamment dans le cas de creux de tension de longue durée [Fek 18].

I.5.2.1.3. Les avantages des filtres actifs

Le filtre actif offre de nombreux avantages par rapport aux filtres passifs

- Il s'adapte automatiquement à l'évolution des charges et du réseau.
- Il peut réaliser une compensation globale ou sélective des composantes harmoniques dans la limite de sa bande passante.
- Il n'y a aucun risque de surcharge lorsque le niveau de pollution harmonique à compenser dépasse le dimensionnement du filtre actif. Le filtre fonctionne au maximum de ses capacités et tout risque de destruction est écarté.
- Le risque de résonance entre filtre actif et impédance du réseau est atténué (contrairement au filtrage passif).
- La compensation simultanée de la pollution harmonique et de la puissance réactive ou des déséquilibres sont envisageables.
- Le volume physique du filtre est plus réduit.

Pourtant, ils possèdent aussi quelques inconvénients

I.5.2.1.4. Les inconvénients des filtres actifs

- Leur coût élevé a limité leur implantation dans l'industrie.
- L'absence de réglementation spécifique n'incite pas leur intégration.
- Les pertes sont légèrement plus élevées.

I.6.Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons exposé le problème des harmoniques et des perturbations affectant la tension du réseau et dégradant la qualité de l'énergie électrique. Après nous avons vu les origines et les conséquences néfastes des harmoniques sur les différents éléments constitutifs du réseau et sur les récepteurs raccordés à un réseau pollué, nous avons mis l'accent sur les harmoniques produits par les convertisseurs statiques, insistant sur les harmoniques générés par les redresseurs à commutation naturelle (pont de diodes). Ensuite, nous avons présenté les différentes solutions, traditionnelles et modernes, de réduction des harmoniques. Dans ce contexte, nous avons pu mettre en évidence la contribution de l'électronique de puissance dans la lutte contre les harmoniques et l'amélioration de la qualité de l'énergie électrique.

Dans le souci de fournir aux consommateurs une bonne qualité de l'énergie électrique même dans les conditions de fonctionnement les plus perturbées, les redresseurs à PWM sont proposés comme solution avancée de dépollution des réseaux électriques. En effet, les redresseurs à PWM peuvent s'adapter aux évolutions de la charge et du réseau électrique et ceci sans toucher aux installations du fournisseur d'énergie et du consommateur. La suite de ce mémoire sera consacrée à l'étude théorique à PWM, plus particulièrement de structure tension, dont le but est de concevoir un convertisseur AC/DC commandé en PWM non polluant, qui prélève des courants sinusoïdaux sur le réseau et fonctionne avec un facteur de puissance proche de l'unité.

CHAPITRE II :

Redresseur PWM (MLI)

II.1. Introduction

L'utilisation des redresseurs classiques produit un haut taux de distorsion dans le réseau ce qui provoque des distorsions dans l'onde de tension, ce qui conduit à un dysfonctionnement du facteur de puissance dans le réseau. Pour éliminer les problèmes des perturbations, la majorité tend vers une solution de remplacement des redresseurs classiques par des redresseurs à modulation de largeur d'impulsions (redresseurs PWM) capables de :

- Imposer une forme de courant sinusoïdale quel que soit le type de charge.
- Contrôler le facteur de puissance.
- Assurer la réversibilité fonctionnement .

Donc dans ce chapitre nous étudierons le redresseur PWM. On présente une étude générale, le modèle et le principe de fonctionnement en plus les différentes caractéristiques importantes du redresseur PWM. Ensuite on s'attache à présenter la stratégie de commande du pont redresseur de tension à MLI par hystérésis, avec un réglage classique (PI).

II.2. Redresseur PWM

Les redresseurs à PWM (Pulse Width Modulation) sont des onduleurs exploitant leurs réversibilités en courant dans le deuxième mode de fonctionnement. Grâce à la commande PWM, ces convertisseurs peuvent prélever des courants sinusoïdaux sur le réseau alternatif et assurer aussi un facteur de puissance unitaire [Boua 10].

Il y a deux manières de mettre en application des redresseurs PWM :

1. Redresseur PWM de courant.
2. Redresseur PWM de tension.

II.2.1. Redresseur PWM de Courant

La figure (II.1) illustre la topologie du redresseur PWM de courant. Il assure la conversion d'énergie entre une source de tension alternative et un récepteur de courant continu. Les interrupteurs sont unidirectionnels en courant mais bidirectionnels en tension. L'utilisation des techniques PWM conduit à un courant côté alternatif ayant une pollution harmonique contrôlée. Cette structure est souvent dotée d'un filtre de second ordre LC du côté alternatif [Beng 13].

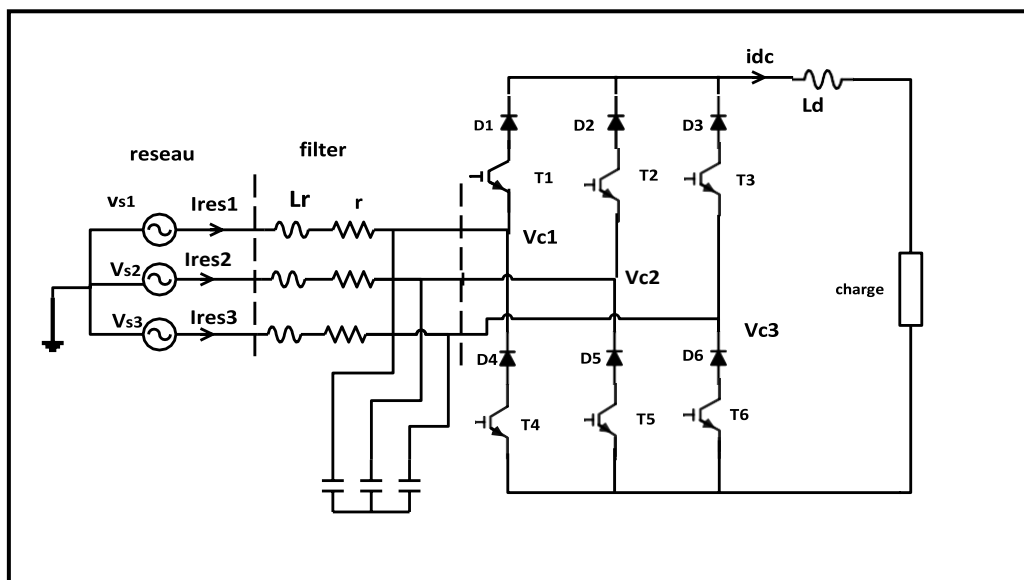


Figure II.1 : Topologie du redresseur PWM de courant.

II.2.2. Redresseur PWM de tension :

Le redresseur PWM de tension est basé sur une structure d'onduleur de tension représenté sur la figure (II.2) Chaque interrupteur est constitué d'un IGBT (composant commandé à l'amorçage et au blocage) et d'une diode en antiparallèle. Cet interrupteur est unidirectionnel en tension et bidirectionnel en courant. Ainsi, ce convertisseur, de part sa structure, est réversible en courant. Il peut donc contrôler de façon instantanée la forme d'onde des courants prélevés sur le réseau. Il alimente alors une charge (active ou passive) en continu à partir d'un réseau alternatif, le courant absorbé étant sinusoïdal et, éventuellement, en phase avec la tension réseau correspondante. Ce redresseur PWM permet d'atteindre un facteur de puissance très proche de l'unité et régler, via la commande, la direction du flux de l'énergie réactive : absorbée ou fournie [Beng 13].

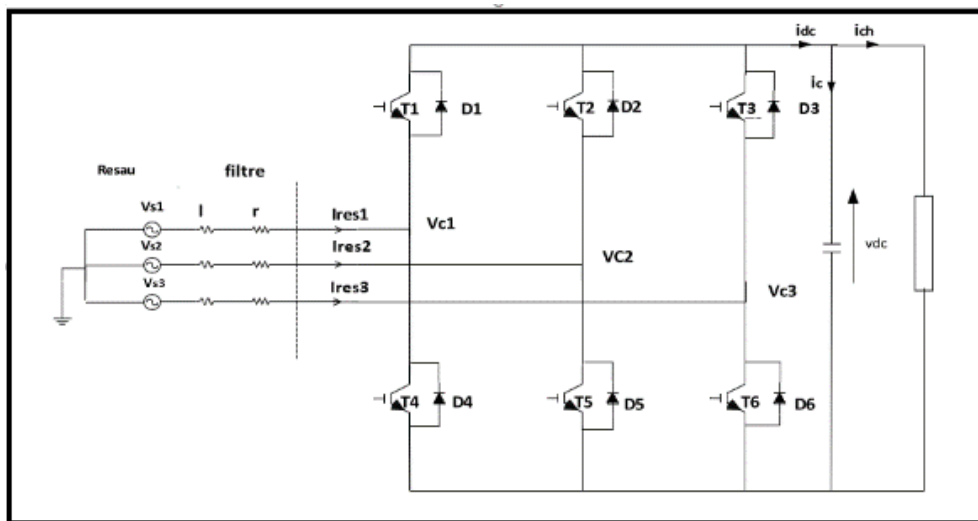


Figure II.2 : Topologie du redresseur PWM de tension.

II.2.2.1. La structure du redresseur à MLI

La réversibilité en courant de l'onduleur de tension autorise son fonctionnement en redresseur à MLI. La structure associée à un filtre (L, r) d'entrée, illustrée sur la figure (II.3), est alors celle de l'onduleur de tension où le côté continu, constitué par un condensateur, est équivalent à une source de tension. Afin de respecter les règles d'interconnexion des sources, l'entrée est une source de courant, car ce convertisseur n'est constitué que d'interrupteurs semi-conducteurs, chaque interrupteur est constitué

d'un IGBT et d'une diode antiparallèle assurant la conduction du courant en sens inverse. De plus, la présence des inductances de couplage est indispensable pour assurer le contrôle des courants absorbés par le redresseur. En effet, quel que soit la technique utilisée pour générer les ordres de commande (F_{11} , F_{21} et F_{31}), le redresseur peut imposer de manière indirecte, la forme du courant dans ces inductances en contrôlant les tensions V_a , V_b et V_c mesurées par rapport au neutre du réseau [Boua10].

Les deux éléments de chaque bras (T_1 et T_4 ; T_2 et T_5 ; T_3 et T_6) doivent être contrôlés de manière complémentaire afin d'assurer la continuité des courants alternatifs i_a , i_b et i_c et d'éviter un court-circuit sur la source continue.

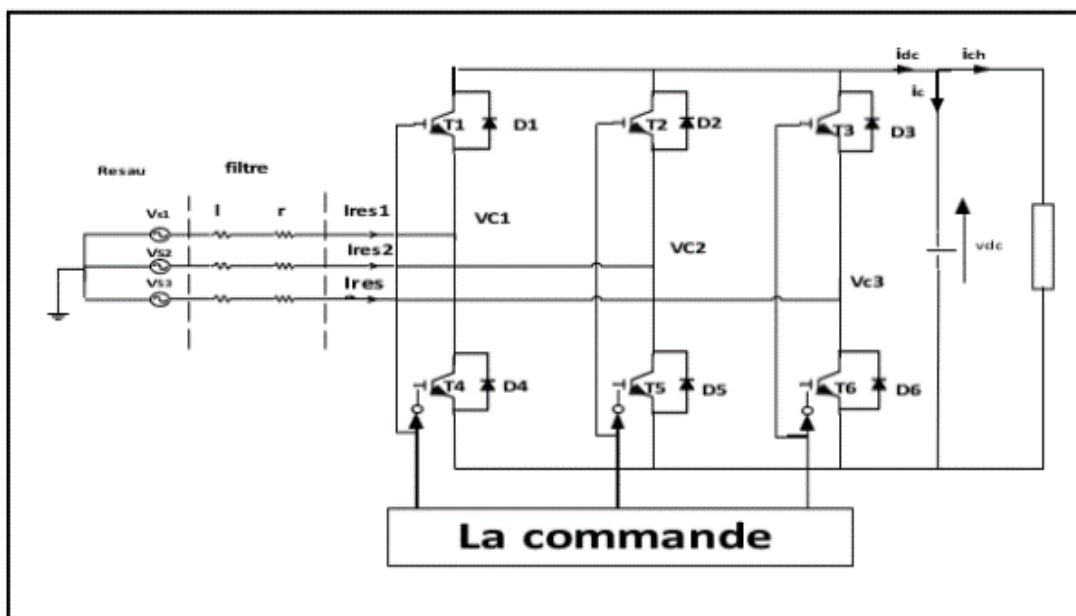


Figure II.3 : Structure générale du redresseur MLI triphasé de tension.

II.2.2.2. Modes d'opération redressement/régénération :

L'avantage principal du redresseur de tension à MLI, par rapport aux autres convertisseurs à absorption de courant sinusoïdal, vient de sa capacité à fonctionner en mode redressement et en mode régénération. En effet, si la charge connectée au bus continu consomme de la puissance active, le convertisseur fonctionne en mode redressement (il prélève au réseau de la puissance active). Si elle produit de la puissance active, le convertisseur fonctionne en mode régénération (il fournit de la puissance active au réseau). Lors de ces deux modes de fonctionnement, la tension du bus continu est

contrôlable en échangeant une partie de la puissance transitée pour charger ou décharger le condensateur. Le schéma équivalent global du redresseur à MLI triphasé à absorption de courant sinusoïdal, illustrant les deux modes de son fonctionnement de redressement et de régénération, le processus de chargement et de déchargement du condensateur et le diagramme de Fresnel correspondant est représenté sur la figure (II.5). Notons que pour un fonctionnement idéal du redresseur, l'onduleur doit se comporter comme une source de tension côté réseau et comme une source de courant côté charge. Le respect de l'équilibre des puissances nécessite le contrôle des puissances fondamentales active et réactive et de la minimisation de celles dues aux harmoniques. De plus, la composante continue de la tension du bus continu doit être contrôlable quelque soit la nature de la charge connectée en sortie du redresseur, linéaire ou non linéaire, passive ou active [Bens 14].

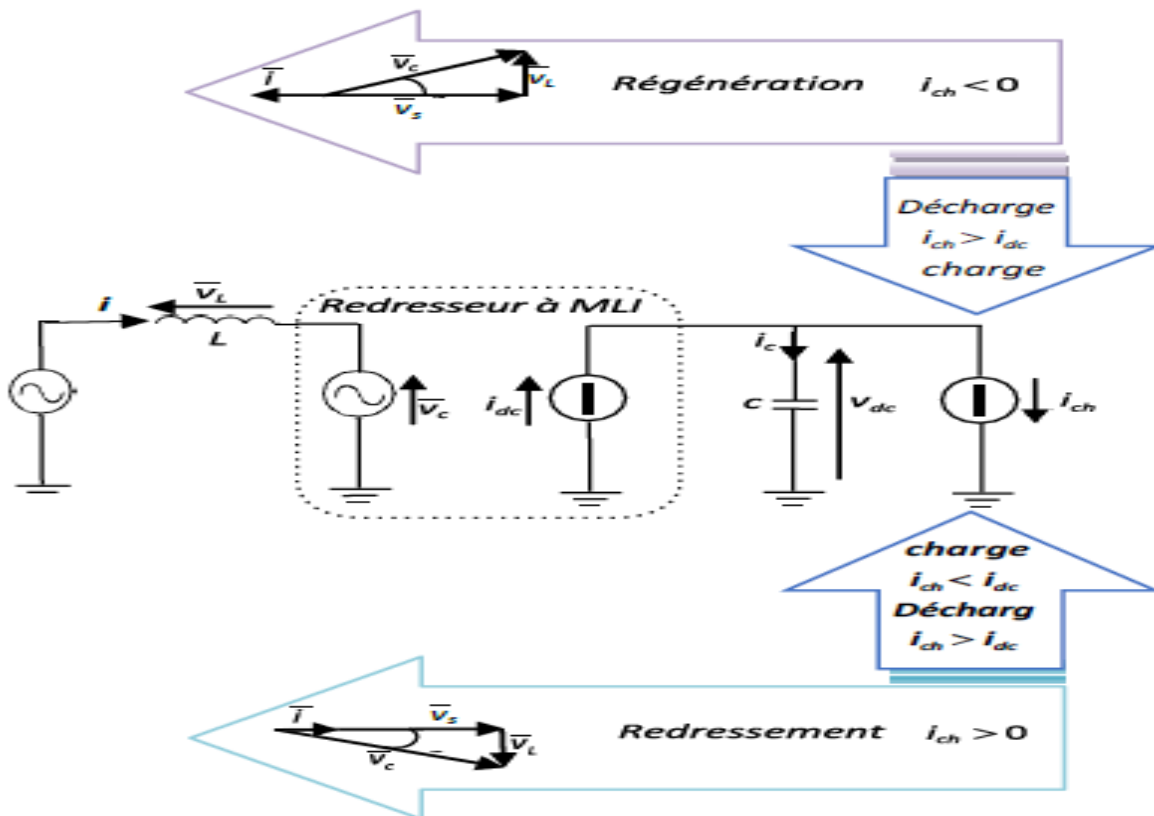


Figure II.4 : Circuit équivalent du redresseur à MLI à absorption de courant sinusoïdal et principe du transit bidirectionnel de la puissance active.

La première application du redresseur à MLI est dans le remplacement des redresseurs à diodes constituant l'étage d'entrée des variateurs de vitesse. Il peut être également utilisé dans le domaine de la production d'énergie éolienne. Les deux cas les plus répandues sont :

Les machines asynchrones à double alimentation, où le redresseur relie le rotor au réseau

Les machines synchrones à aimants permanents, où le redresseur est relié au stator.

Il est possible d'imaginer d'autres applications, comme celle de contrôler la tension d'un bus continu où d'autres systèmes peuvent venir se connecter [Bens 14].

II.3. Modélisation du redresseur à PWM

II.3.1. Redresseur à PWM monophasé

II.3.1.1. Description du redresseur MLI monophasé

Dans ce travail, nous nous intéressons plus particulièrement à la structure tension. L'ensemble source - redresseur - charge est représenté par la figure (II.5). La figure montre le schéma de principe et indique les notations adoptées. Le redresseur est formé de quatre interrupteurs K_i ($i=1,4$) commandés bidirectionnels en courant. Chaque interrupteur est composé d'un transistor IGBT T_i et une diode D_i montée de manière à assurer la continuité des courants de source.

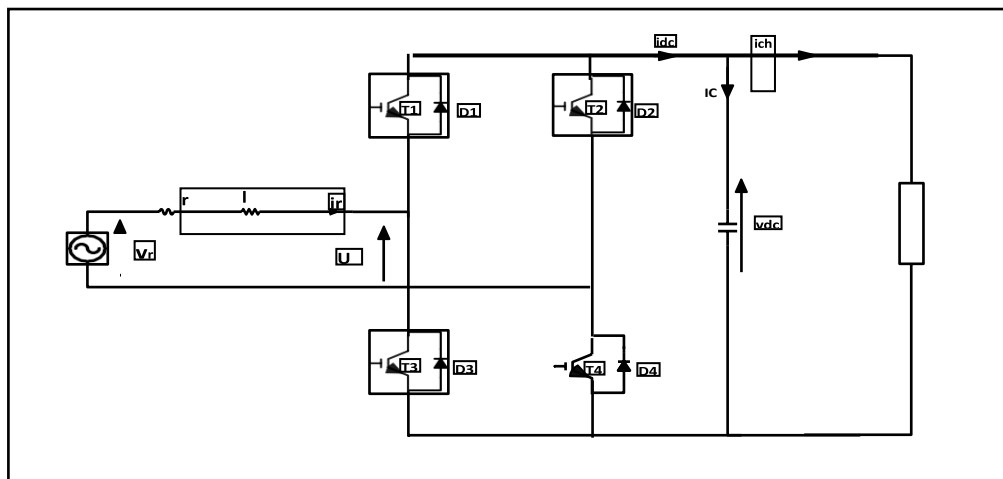


Figure II.5: Schéma de principe du redresseur MLI monophasé de structure tension.

Le réseau est modélisé par une source de tension monophasée sinusoïdale (V_r) avec (l), et résistance (r). Du côté continu, on trouve une capacité (C) de filtrage de tension (V_c) en parallèle sur la charge caractérisant ainsi une source de tension. Le redresseur est alimenté par une source de courant à cause de l'inductance (l).

II.3.1.2. Caractéristiques statiques du redresseur monophasé

La relation entre la valeur moyenne de la tension de sortie V_{co} et la valeur efficace du fondamental de la tension d'entrée U_e , peut être exprimée en fonction du rapport cyclique r qui varie de zéro à un et le facteur k_{dt} qui définit le déchet de tension produit par la modulation de largeur d'impulsions [Mez 12]. Ce facteur dépend de la stratégie de modulation utilisée et de la fréquence des commutations effectuées. En conséquence, la relation entre U_e et V_{co} peut être donnée par :

$$U_e = \frac{rk_{dt}v_{co}}{\sqrt{2}} \quad (\text{II.1})$$

Étant donné que r est inférieur ou égal à 1, donc :

$$V_{co} \geq \frac{\sqrt{2}U_e}{k_{dt}} \quad (\text{II.2})$$

Cette expression montre que V_{co} est supérieur à U_e . Cela nous permet de conclure que contrairement aux convertisseurs classiques qui fonctionnent en abaisseur de tension, ce convertisseur fonctionne en redresseur élévateur de tension.

L'expression de valeur moyenne du courant de sortie I_s en fonction de la valeur efficace du courant d'entrée I_r , se déduit de la conversion de la puissance active entre l'entrée et la sortie du convertisseur.

En supposant que le convertisseur est parfait (convertisseur sans pertes), on peut écrire :

$$U_e I_r \cos(\varphi - \delta) = \bar{I}_s v_{co} \quad (\text{II.3})$$

A partir de cette équation et tenons compte de l'inégalité (II.2), la valeur moyenne I_s peut être exprimée par :

$$\bar{I}_s \geq \frac{I_r}{\sqrt{2}} \quad \text{(II.4)}$$

Cette expression montre que le courant de sortie a une valeur moyenne inférieure à la valeur efficace du courant d'entrée. Ce convertisseur est un abaisseur de courant.

II.3.1.3. Analyse de fonctionnement du redresseur monophasé

Dans cette analyse, nous supposons que :

- Toutes les variables alternatives sont sinusoïdales.
- Toutes les variables continues assimilées à leurs valeurs moyennes.
- L'indice de modulation a une valeur suffisante pour que l'harmonique de rang 3 de soit U_e négligeable. Cela nous permet de mettre $k_{at}=1$ [Ala 02]

Soit V_r, U_e, I_r les représentations complexes des V_r, U_e et i_r respectivement. En négligeant R_r . i_r devant $Lr\omega i_r$, l'équation électrique à l'entrée du convertisseur peut être écrite sous la forme

$$\bar{V}_r = \bar{U}_e + jL_r\omega\bar{I}_r \quad \text{(II.5)}$$

Cette équation traduit le diagramme vectoriel représenté à la figure (II.6)

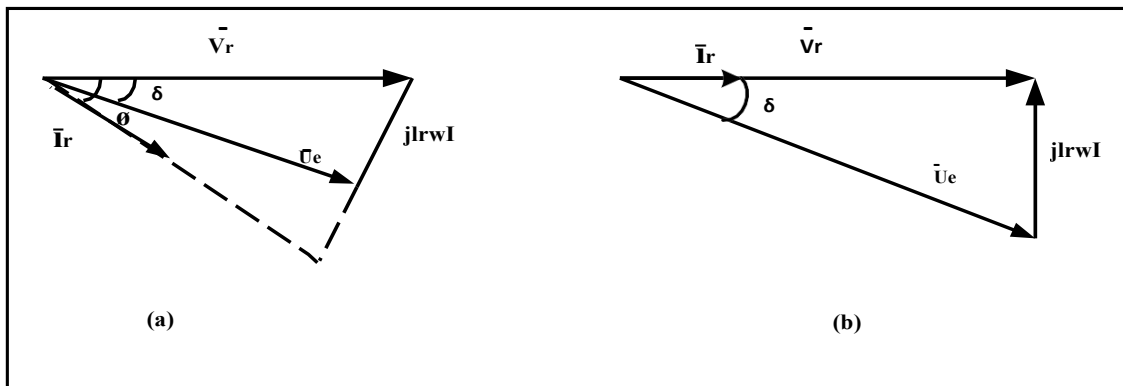


Figure II.6: Diagramme vectoriel.

CHAPITRE II

D'ordinaire, on cherche à mettre le courant d'entrée i_r en phase avec la tension V_r , le digramme vectoriel est alors celui de la figure (II.6.b).

Dans ce cas, nous avons :

$$U_r = \sqrt{V_r^2 + (l\omega I_r)^2} \quad (\text{II.6})$$

L'angle δ qui désigne le déphasage du fondamental de la tension d'entrée U_r par rapport à la tension V_r est donnée par la relation :

$$tg\delta = \frac{L_r\omega I_r}{V_r} \quad (\text{II.7})$$

Pour une commande en modulation de largeur d'impulsions, δ représente le déphasage de la référence servant à déterminer les instants de commutation des interrupteurs, par rapport à la tension d'alimentation.

Le sens de déphasage dépend du sens d'écoulement de puissance :

- Il s'agit d'un déphasage arrière si la source fournit de la puissance à la charge à travers le convertisseur
- Il s'agit d'un déphasage avant lorsque la charge renvoie de la puissance à la source (fonctionnement onduleur).

Le courant i_r peut être exprimé en fonction de ses composantes réelles et imaginaire par :

$$\bar{i}_r = I_r + I_{reel} \quad (\text{II.8})$$

En se basant sur le diagramme vectoriel donné par la figure (II.6.a) on peut déduire l'expression de $I_{réel}$ et I_{img} par :

$$\begin{cases} I_{réel} = \frac{U_e \sin \delta}{l\omega} \\ I_{img} = \frac{V_r - U_e \cos \delta}{l\omega} \end{cases} \quad (\text{II.9})$$

La puissance active P_e et réactive Q_e à l'entrée du convertisseur peuvent être données par :

$$\begin{cases} P_e = V_r I_{reel} \\ Q_e = V_r I_{img} \end{cases} \quad (II.10)$$

On substitue les expressions d'I_{réel} et I_{imag} données par (II.9) dans l'équation (II.6). Les expressions de P_e et Q_e deviennent alors :

$$\begin{cases} P_e = \frac{V_r U_e \sin \delta}{L_r \omega} \\ Q_e = \frac{V_r^2}{L_r \omega} - \frac{V_r U_e \cos \delta}{L_r \omega} \end{cases} \quad (II.11)$$

Par une combinaison de ces deux expressions, on obtient l'équation :

$$P_e^2 + (Q_e - Q_{e0})^2 = \left(\frac{U_e V_r}{\omega L_r} \right)^2 \quad (II.12)$$

Avec : $Q_{e0} = \frac{V_r^2}{\omega L_r}$

II.3.1.4. Fonctionnement à tension de sortie constante

En remplaçant U_e par son expression donnée par (II.1) et en posant

$$(P_e)_{max} = \frac{V_r V_{co}}{\sqrt{2} \omega L_r} \quad (II.13)$$

L'équation (II.12) devient :

$$P_e^2 + (Q_e - Q_{e0})^2 = r^2 (P_e)_{max}^2 \quad (II.14)$$

Dans le plan (P, Q), cette expression traduit l'équation d'un cercle de centre (0, Q_{e0}) et de rayon égal à r(P_e)_{max}. Lorsqu'on fait varier r de 0 à 1 et δ de 0 à 2π, tous les points décrits par ce cercle présentent un fonctionnement stable du convertisseur dans les quatre quadrants figure (II.7).

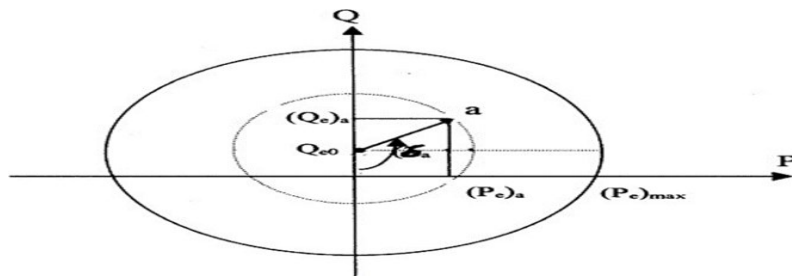


Figure II.7 : Fonctionnement à V_{dc} constante pour un fonctionnement à facteur de puissance unitaire, la puissance réactive Q_e est nulle.

A partir de l'équation (II.13), on peut déterminer la largeur de l'intervalle de la puissance active pour lequel ce type de fonctionnement est possible. Cette largeur est égale à :

$$2(P_e)_{max} \sqrt{r^2 - \frac{Q_{e0}^2}{(P_e)_{max}^2}} \quad (\text{II.15})$$

A partir de cette expression, nous remarquons que :

- Ce type de fonctionnement est possible si Q_e est inférieure à $(P_e)_{max}$ Plus Q_{e0} est inférieure à $(P_e)_{max}$ Plus la largeur de l'intervalle est grande.

La puissance réactive exprimée par l'équation (II-11) peut être réécrite sous la forme :

$$Q_e = Q_{e0} - r(P_e)_{max} \cos \delta \quad (\text{II.16})$$

Cette expression nous permet de déterminer la relation entre l'angle δ et la rapport cyclique r par :

$$r \cos \delta = \frac{Q_{e0}}{(P_e)_{max}} = C^{st} \quad (\text{II.17})$$

La relation (II.17) peut être considérée comme une loi de commande du convertisseur fonctionnant à facteur de puissance unitaire et contrôler par la stratégie triangulo-sinusoïdale.

Pour le fonctionnement en compensateur, la puissance active est nulle. A partir de l'équation (II.11), cette puissance peut être exprimée par :

$$P_e = r(P_e)_{max} \sin \delta \quad (\text{II.18})$$

Cette expression est égale à 0 lorsque $\sin \delta$ est nul. D'où :

$$\begin{cases} \cos \delta = 1 & \text{pour } Q_e < Q_{e0} \\ \cos \delta = -1 & \text{pour } Q_e > Q_{e0} \end{cases} \quad (\text{II.19})$$

Le terme Q_{e0} est toujours positif, ce qui montre que ce convertisseur produit plus d'énergie réactive qu'il en absorbe.

II.3.1.5. Fonctionnement avec charge résistive

Notons par R_d la résistance associée au convertisseur. En tenant compte que le convertisseur est parfait, la puissance à l'entrée du convertisseur est totalement transférée à sa sortie et vaut :

$$P_e = \frac{V_{c0}^2}{R_d} \quad (\text{II.20})$$

On substitue cette dernière équation dans (II-11), les expressions de P_e et de Q_e deviennent :

$$\begin{cases} P_r = \left(\frac{V_r}{\sqrt{2}L_r w}\right)^2 R_d r^2 \sin^2 \delta \\ Q_e = Q_{e0} - \left(\frac{V_r}{\sqrt{2}L_r w}\right)^2 R_d r^2 \sin \delta \cos \delta \end{cases} \quad (\text{II.21})$$

En posant : $(P_e)_{max} = \left(\frac{V_r}{\sqrt{2}L_r w}\right)^2 R_d$

L'équation (II.21) peut être écrite sous la forme :

$$\begin{cases} P_e = r^2(1 - \cos 2\delta) \frac{(P_e')_{max}}{2} \\ Q_e = Q_{e0} - r^2 \sin 2\delta \frac{(P_e')_{max}}{2} \end{cases} \quad (\text{II.22})$$

Par la combinaison de ces deux expressions, on obtient la nouvelle équation du cercle qui définit ce type de fonctionnement. Cette équation est donnée par :

$$(Q_e - Q_{e0})^2 + \left(P_e - r^2 \frac{(P_e')_{max}}{2}\right)^2 = \left(r^2 \frac{(P_e')_{max}}{2}\right)^2 \quad (\text{II.23})$$

Ce cercle a $(r^2(P_e')_{max}/2Q_{e0})$ comme centre variable et $r^2(P_e')_{max}/2$ comme rayon. Il est situé unique dans les deux quadrants du plan (P, Q), comme le montre de la figure (II.8).

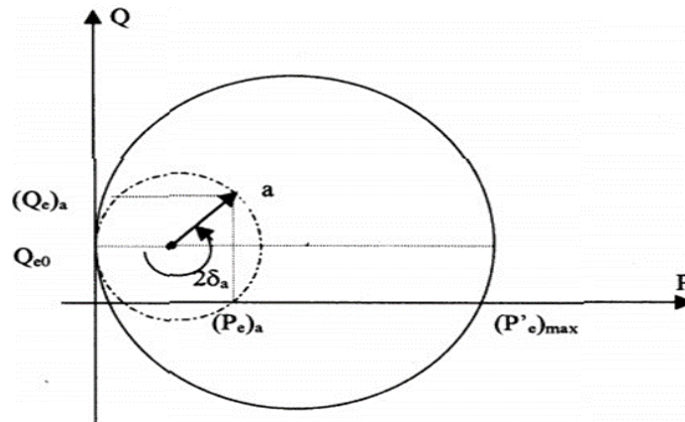


Figure II.8 : Fonctionnement avec charge résistive

A partir de ce diagramme (figure II-8), nous remarquerons que :

- Tous les points délimités par le cercle de rayon maximal égal à $r^2(P'_e)_{max}$ sont fonction de 2δ
- Pour un rapport cyclique r fixe, le cercle a un rayon égal à l'abscisse de son centre
- Pour ce type de charge, le fonctionnement en mode compensateur seul est impossible. Cependant, le convertisseur fonctionne en redresseur et en compensateur simultanément.

Le fonctionnement à facteur de puissance unitaire pour ce type de charge est possible si Q_{e0} est inférieure à $(P'_e)_{max}$.

En substituant l'expression de Q_{e0} est de $(P'_e)_{max}$ on peut déterminer à partir de cette condition la résistance qu'il faut mettre pour assurer un tel fonctionnement. Cette résistance doit vérifier

$$R_d \geq 16L_r w \quad \text{(II.24)}$$

La largeur de l'intervalle de la puissance active pour ce type de fonctionnement est obtenue à partir de l'équation (II.23), en mettant $Q_e=0$.

Ainsi, cette largeur vaut :

$$r^2 (P'_e)_{max} \sqrt{1 - \frac{2Q_{e0}^2}{r^4 (P'_e)_{max}^2}} \quad (II.25)$$

A partir de l'expression de la puissance réactive (équation (II.22)), on détermine la relation entre le rapport cyclique r et l'angle δ par :

$$r^2 \sin 2\delta = \frac{2Q_{e0}}{r^4 (P'_e)_{max}} = C^{st} \quad (II.26)$$

Cette relation peut être prise comme une loi de commande pour ce type de fonctionnement [Mez 12].

II.3.2. Redresseur à PWM triphasé

Le Figure (II.9) donne les trois blocs du circuit de puissance, le réseau, la charge et le convertisseur à PWM, chaque bloc présenté par la suite :

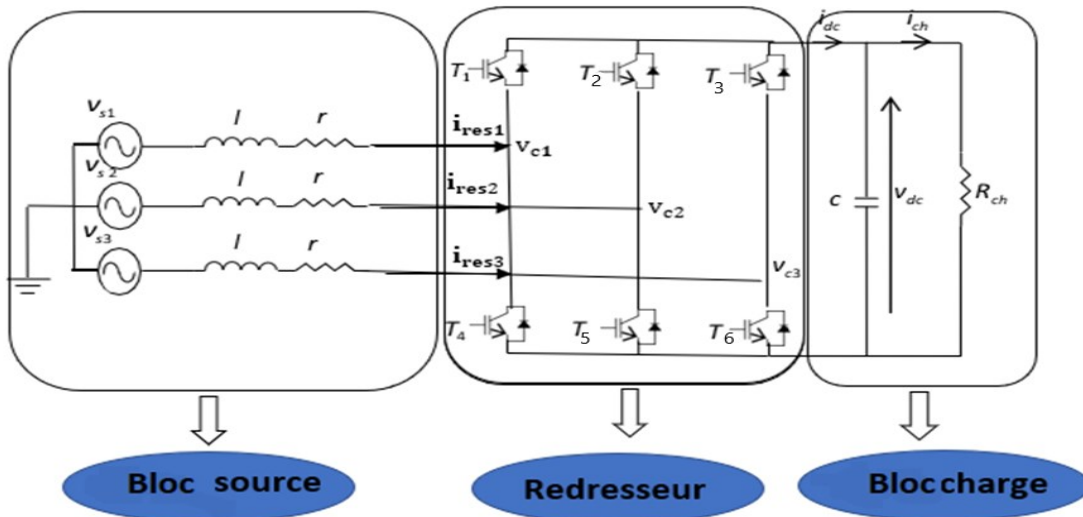


Figure II.9: Schéma du système d'ensemble source - redresseur-charge.

II.3.2.1. Bloc Source

La source est modélisée par une FEM triphasée sinusoïdale en série avec une inductance " l " et une résistance " r " qui représente l'impédance totale de la ligne [Bens 14]. On suppose que le réseau équilibré, avec les mêmes impédances dans les trois phases, les tensions de ligne sont exprimées comme suit :

$$\begin{cases} v_{S1} = r \cdot i_{res1} + l \cdot \frac{di_{res1}}{dt} + v_{c1} \\ v_{S2} = r \cdot i_{res2} + l \cdot \frac{di_{res2}}{dt} + v_{c2} \\ v_{S3} = r \cdot i_{res3} + l \cdot \frac{di_{res3}}{dt} + v_{c3} \end{cases} \quad (II.27)$$

Et les courants de chaque phase du réseau sont alors donnés par le système d'équation d'état suivant :

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{res1} \\ i_{res2} \\ i_{res3} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{r}{l} & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{r}{l} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{r}{l} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{res1} \\ i_{res2} \\ i_{res3} \end{bmatrix} + \frac{1}{l} \begin{bmatrix} V_{s1} & -V_{c1} \\ V_{s2} & -V_{c2} \\ V_{s3} & -V_{c3} \end{bmatrix} \quad (II.28)$$

II.3.2.2. Redresseur PWM

Il est représenté au schéma de la Figure II.2. Les IGBTs et les diodes constituant le pont sont supposées idéales. C'est à dire que l'on néglige les phénomènes de commutation [Boua 10].

Il est modélisé en associant à chaque bras une fonction logique F_{i1}

$$F_{i1} = 1 \text{ si } T_i \text{ fermé et } T_{i+3} \text{ et ouvert}$$

$$F_{i1} = 0 \text{ si } T_{i1} \text{ ouvert et } T_{i+3} \text{ et fermé}$$

Le tableau ci-dessous représente toutes les configurations possibles du convertisseur en fonction des ordres de commande $[F_{11} \quad F_{21} \quad F_{31}]$ ainsi que les tensions simples à l'entrée du pont, pour une tension constante du bus continu v_{dc} . Notons que les deux interrupteurs de chaque bras sont à commande complémentaire [Boul 09].

N°	F_{11}	F_{21}	F_{31}	V_{C1}	V_{C2}	V_{C3}
0	0	0	0	0	0	0
1	1	0	0	$2v_{dc}/3$	$-v_{dc}/3$	$-v_{dc}/3$
2	1	1	0	$v_{dc}/3$	$v_{dc}/3$	$-2v_{dc}/3$
3	0	1	0	$-v_{dc}/3$	$2v_{dc}/3$	$-v_{dc}/3$
4	0	1	1	$-2v_{dc}/3$	$v_{dc}/3$	$v_{dc}/3$
5	0	0	1	$-v_{dc}/3$	$-v_{dc}/3$	$2v_{dc}/3$
6	1	0	1	$v_{dc}/3$	$-2v_{dc}/3$	$v_{dc}/3$
7	1	1	1	0	0	0

Tableau II.1 : Tensions simples en fonction des différents ordres de commande

Dans la table (II.1), les tensions simples s’expriment en fonction des ordres de commande par la relation ci-dessous : V_{dc} La tension continue à la sortie de redresseur à PWM.

De même on peut exprimer le courant continu i_{dc} en fonction des courants d’entrées.

$$i_{dc} = [F_{11} \quad F_{21} \quad F_{31}] \begin{bmatrix} i_{res1} \\ i_{res2} \\ i_{res3} \end{bmatrix} \quad \text{(II.29)}$$

II.3.2.3. Bloc Charge

Ce bloc est constitué d’une capacité C (pour diminuer les ondulations de la tension redressée) placée en parallèle avec une résistance R, modélisant la charge continue [Bens 14][Boua 10].

La tension v_{dc} aux bornes de la charge est donnée par l’équation suivant :

$$\begin{cases} \frac{dv_{dc}}{dt} = \frac{1}{C}(i_{dc} - i_{ch}) \\ v_{dc} = R_{ch}i_{ch} \end{cases} \quad \text{(II.30)}$$

A partir des relations (II.27), (II.28), (II.29), (II.30) on peut établir le schéma fonctionnel global du redresseur à MLI ayant comme entrée la commande des gâchettes des interrupteurs du haut ($F_{11} \ F_{21} \ F_{31}$) et comme sortie la tension redressée v_{dc} .

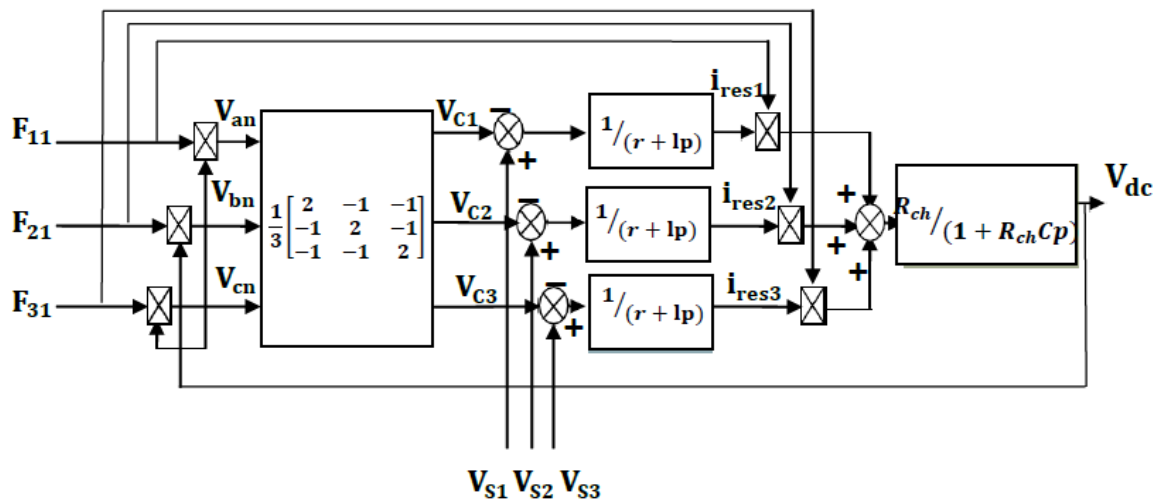


Figure II.10 : Modèle du redresseur à MLI.

II.4. Les Technologies de contrôle du redresseur à MLI triphasé

Pour le type de convertisseur MLI il ya plusieurs techniques de contrôle. Bien que ces techniques de contrôle puissent atteindre le même but global, tel qu'un facteur de puissance élevé et un courant de forme proche de la sinusoïde, mais leurs principes diffèrent [Mez 12].

II.5. Contrôle par hystérésis des courants prélevés

Le contrôle du courant par hystérésis (Hystérésis Current Control : HCC) consiste à maintenir le courant dans une bande enveloppant sa référence. Chaque violation de cette bande donne un ordre de commutation aux interrupteurs. La figure (II.12) illustre le principe de contrôle du courant par hystérésis à bande fixe à deux niveaux. La différence entre le courant de référence et celui mesuré est appliquée à l'entrée d'un comparateur à hystérésis dont la sortie fournit l'ordre de commande du bras correspondant du pont [Boua 10].

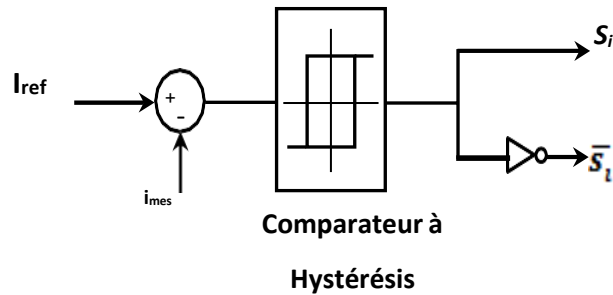


Figure II.11 : Principe du contrôle de courant par hystérésis.

Cette technique de contrôle fait partie des commandes non linéaires parce qu'elle fonctionne en tout ou rien. Elle est bien connue et présente de gros avantages au niveau de la robustesse et de la simplicité de mise en œuvre. Elle possède un temps de réponse rapide en régime dynamique, une stabilité et une précision satisfaisante et de plus limite automatiquement le courant. Le seul paramètre de régulation dans cette commande est la largeur de la bande d'hystérésis qui détermine l'erreur sur les courants et la fréquence de commutation bien que cette dernière reste inconnue et variable. La technique de régulation par bande hystérésis est une des méthodes les plus appropriées pour les différentes applications d'onduleurs contrôlés en courant telles que les entraînements électriques et les filtres actifs. Le principe de génération des ordres de commande est représenté sur la figure (II.12), où ΔI est la largeur de la bande hystérésis :

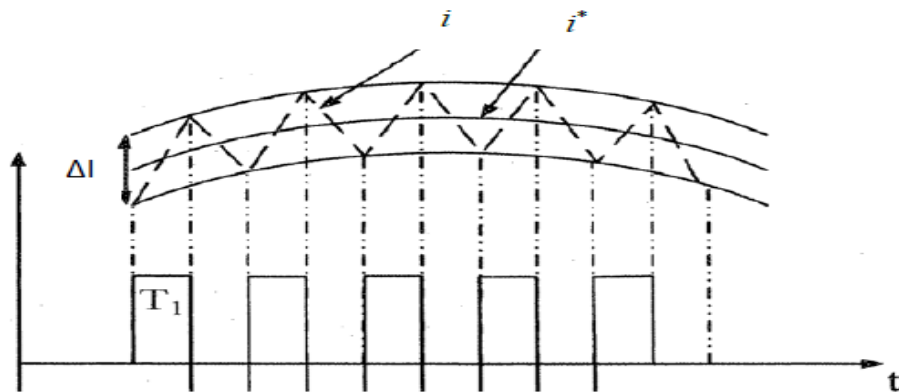


Figure II.12 : Principe de génération des ordres de commande.

Le principal inconvénient de cette technique de modulation réside dans la fréquence du changement d'état des interrupteurs qui est fortement irrégulière et incontrôlable, ce qui génère un spectre d'harmoniques étendu et très perturbé, donc difficilement filtrable. De ce fait, elle s'avère être mal perçue par les industriels. Plusieurs travaux présentent des commandes par hystérésis améliorées, ce qui permet de maîtriser la durée minimale entre deux commutations successives ou de travailler à fréquence de commutation constante. Cependant, ces modifications limitent profondément l'intérêt de ce type de contrôle (perte de simplicité et de robustesse) et nécessitent de disposer d'une bonne connaissance des paramètres du système, ce qui réduit considérablement les performances [Boua 10].

II.5.1. Structure du contrôle de courant par hystérésis

La structure globale du contrôle par hystérésis des courants prélevés sur le réseau par un pont redresseur de tension triphasé à MLI est présentée sur la figure (II.13). Les trois courants à l'entrée du pont sont contrôlés à l'aide de trois comparateurs à hystérésis à bande fixe. L'ensemble des trois sorties de ces comparateurs détermine les ordres de commande des interrupteurs constituant le pont. En effet, la détermination des instants de commutation suit la logique suivante :

$$\left\{ \begin{array}{ll} i_i^* - i_i = \frac{\Delta I}{2} & S_i = 1 \\ i_i^* - i_i = -\frac{\Delta I}{2} & S_i = 0 \end{array} \right. \quad i = a, b, c \quad (\text{II.31})$$

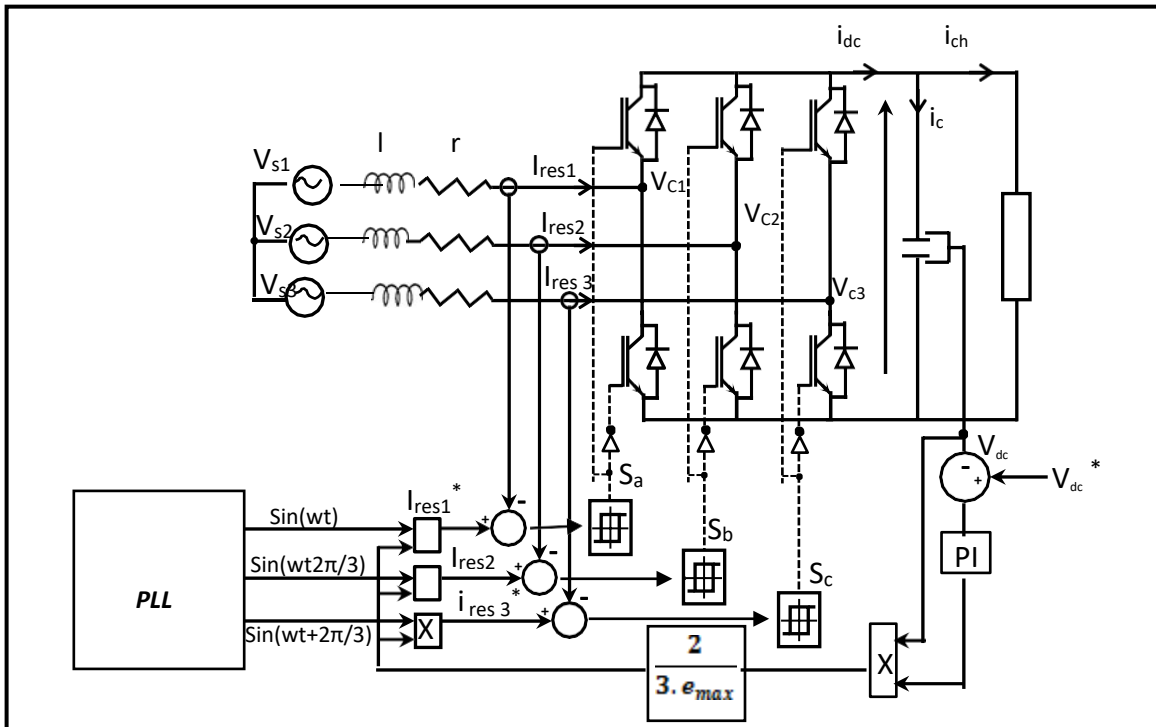


Figure II.13 : Structure du contrôle par hystérésis des courants absorbés par redresseur à MLI.

II.5.2. Boucle de régulation de la tension du bus continu

Le rôle de la boucle de régulation de la tension du bus continu est de maintenir cette tension à une valeur de référence constante, en contrôlant le processus de chargement et de déchargement du condensateur. Les causes de sa variation sont essentiellement les pertes dans les interrupteurs du convertisseur (en conduction et en commutation), dans les inductances de couplage et la variation de la charge connectée au bus continu. La régulation de cette tension s'effectue par ajustement de l'amplitude des références des courants prélevés pour contrôler le transit de puissance active entre le réseau et le bus continu. A cet effet, elle est destinée à compenser toutes les perturbations provenant du côté convertisseur et du côté charge, provoquant une variation de l'énergie stockée dans le condensateur. Cette boucle a comme entrée la tension de référence v_{dc}^* et la tension mesurée V_{dc} . Il est également possible de dimensionner le régulateur

pour régler le carré de la tension v_{dc} . Un régulateur de type PI est souvent utilisé pour contrôler cette tension.

En négligeant les pertes actives dans le convertisseur et dans les inductances de couplage, l'application du principe de conservation de la puissance donne la relation entre la puissance active débitée par le réseau et celle reçue en sortie du pont [Boua 10]. Elle s'écrit sous la forme suivante :

$$P = V_{dc} \cdot I_{dc} = \frac{1}{2} C \frac{V_{dc}^2}{dt} + \frac{V_{dc}^2}{R} \quad (\text{II.32})$$

A partir de cette équation, nous déduisons la fonction de transfert de premier ordre suivante :

$$\frac{V_{dc}^2(S)}{P(S)} = \frac{R}{1 + \frac{R \cdot C}{2} S} \quad (\text{II.33})$$

D'autre part, la puissance active fournie par le réseau est définie par la relation ci-dessous :

$$P = \frac{3}{2} \cdot e_{max} \cdot I_{max} \quad (\text{II.34})$$

Nous prenons comme grandeur à régler, pour raison de simplicité, le carré de la tension du bus continu, et en supposant constante l'amplitude de la tension du réseau, la fonction de transfert précédente se transforme sous la forme suivante :

$$\frac{V_{dc}^2(S)}{I_{max}(S)} = \frac{3}{2} e_{max} \cdot \frac{R}{1 + \frac{R \cdot C}{2} S} \quad (\text{II.35})$$

Le synoptique de la boucle de régulation du carré de la tension du bus continu est alors représenté sur la figure (II.14). Dans cette structure, la boucle de courant est considérée parfaite (unitaire) en supposant qu'elle est beaucoup plus rapide que celle de la tension et que le courant réel est assimilé à sa valeur de référence. Il est à noter que dans ce cas, la tension continue se présente comme un gain variable dans la chaîne directe, ce qui peut créer des instabilités dans

la boucle de régulation. Pour éviter ceci, on propose de réaliser une compensation de cette tension en contrôlant la tension V_{dc} . Pour cette structure, nous choisissons le régulateur pour qu'il fournisse la valeur du courant du bus continu I_{dc} nécessaire pour maintenir la charge du condensateur et répondre au besoin de la charge. L'amplitude des courants de référence est alors calculée sur la base de la relation ci-après :

$$\frac{3}{2} e_{max} \cdot I_{max} = V_{dc} \cdot I_{dc} \quad (II.36)$$

Le schéma synoptique proposé pour le réglage de la tension v_{dc} donné sur la figure (II.14).

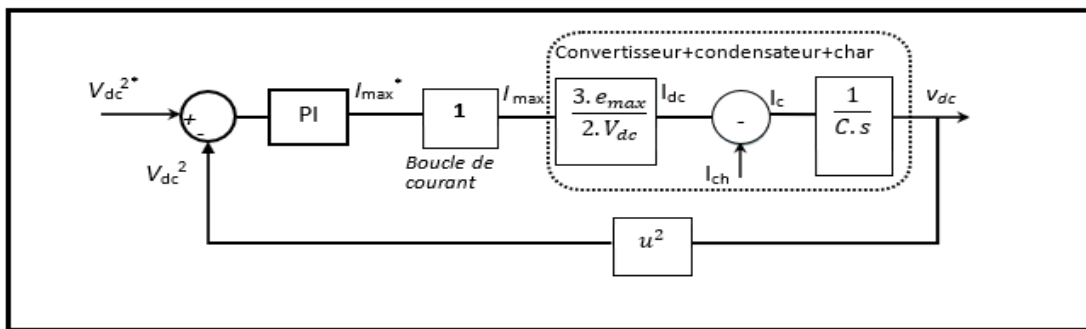


Figure II.14 : Schéma bloc de la boucle de régulation du carrée de la tension du bus continu

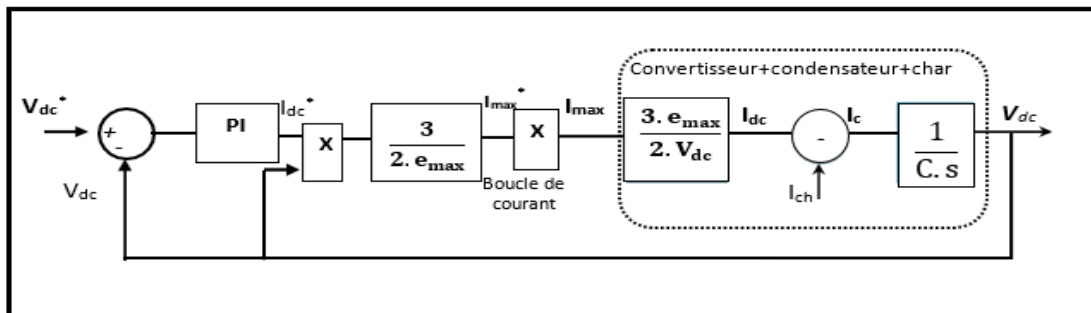


Figure II.15: Schéma bloc de la boucle de régulation de la tension du bus continu.

Dans ce travail, nous avons utilisé la boucle de régulation de la tension V_{dc} dont les paramètres du régulateur PI sont calculés sur le principe de compensation du pôle dominant. Ils sont donnés par les expressions suivantes :

$$\begin{cases} T_i = \frac{3.R.e_{max}}{4.\pi.f_c} \\ K_p = \frac{C.R}{2.T_i} \end{cases} \quad \text{Avec : } f_c \text{ la fréquence de coupure.} \quad \text{(II.37)}$$

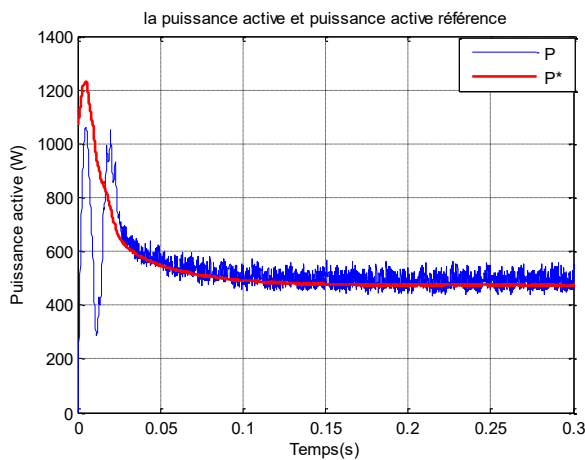
II.6. Simulation de la commande par hystérésis

II.6.1. Résultats de simulation

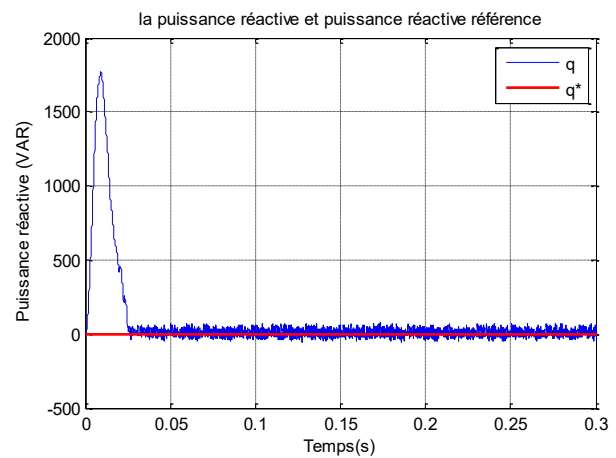
Afin de montrer les performances du contrôle de courant par hystérésis appliqué au pont redresseur de Tension à MLI, nous exposons dans cette section les différents résultats obtenus en simulation. Ces résultats ont été relevés en régime permanent et transitoire, en boucle fermée avec boucle de régulation de la tension du bus continu. Différents tests ont été effectués en boucle fermée, en régime transitoire et permanent.

➤ Réponse à une référence V_{dc}^* et charge constante

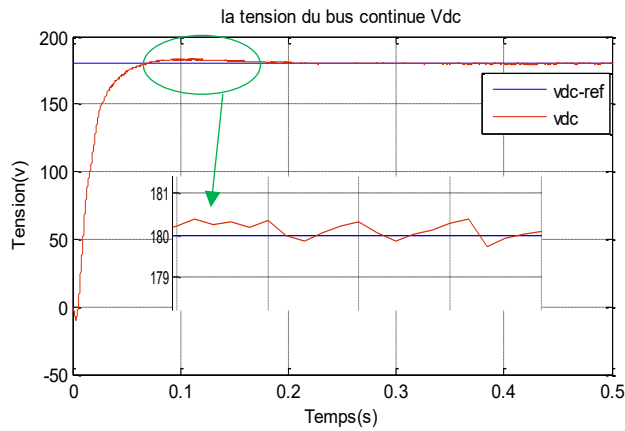
Source équilibrée	85 V
Résistance de charge	68.6 Ω
Tension continue de référence	180 V



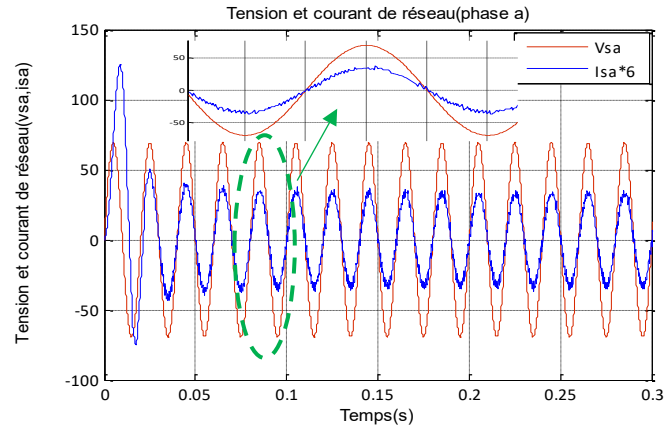
(a)



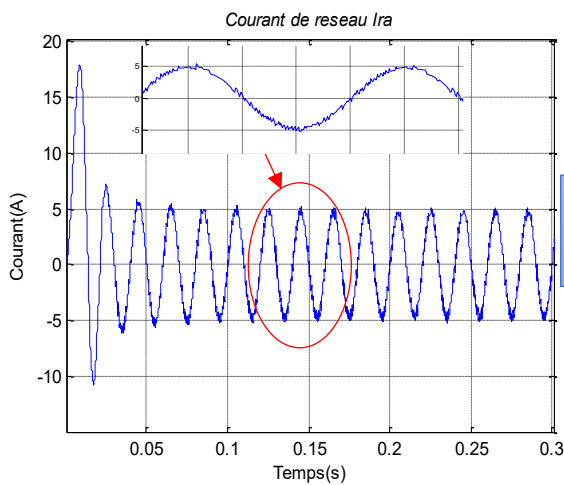
(b)



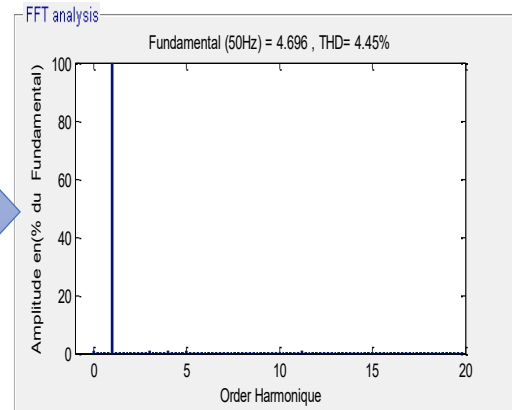
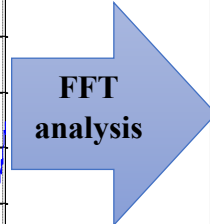
(c)



(d)



(e)



(f)

Figure II.16: Performances du redresseur MLI commandé par hystérésis pour $V_{dc}^*=180V$

➤ Réponse à une référence V_{dc}^* variable et charge constante

Source équilibrée	85 V
Résistance de charge	68.6 Ω
Tension continue de référence	180V puis augmente à 220V (au temps de 0.6 s)

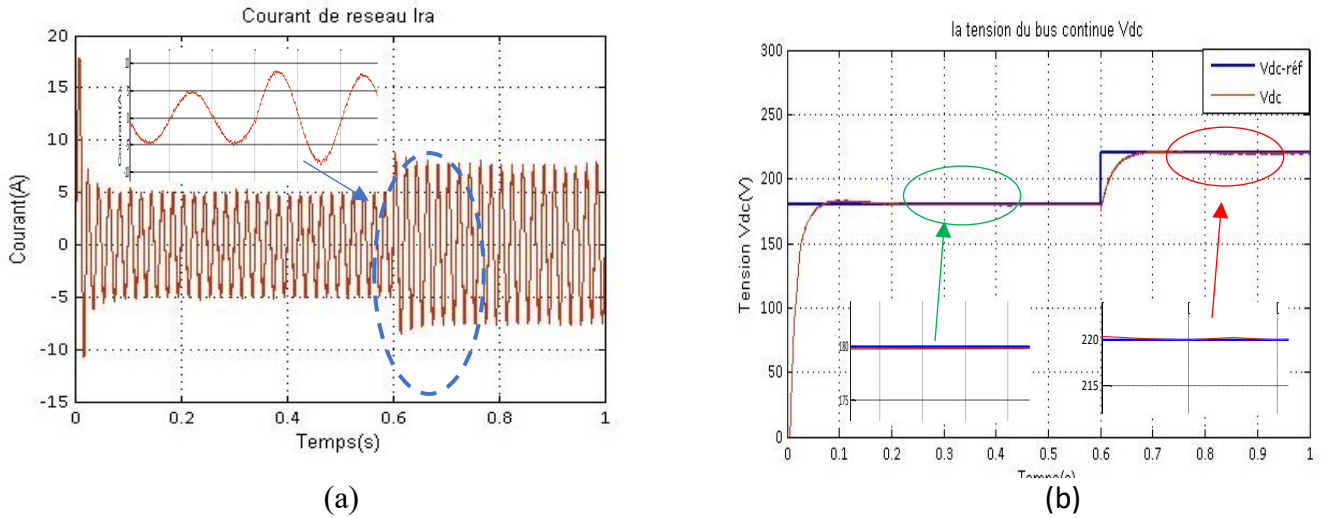


Figure II.18: Performances du redresseur pour une tension continue de référence Variable de 180V à 220V.

- Réponse à une tension de référence v_{dc} constante et charge variable

Source équilibrée	85 V
Résistance de charge	68.6 Ω puis augmente à 100 Ω (au temps de 0.6s).
Tension continue de référence	180V

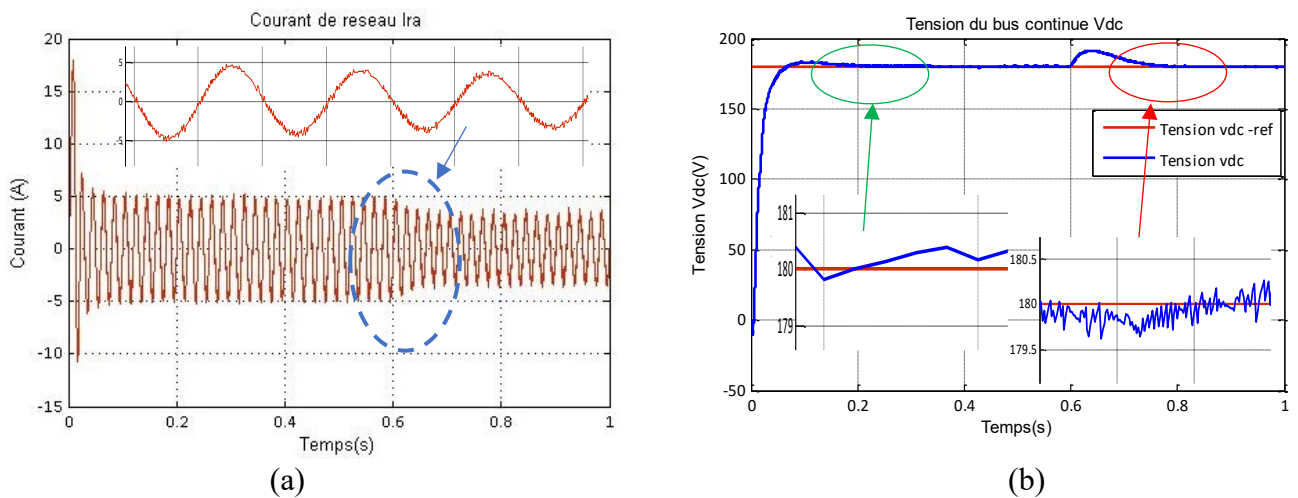


Figure II.18 : Test de robustesse de la commande vis-à-vis la variation de la charge.

II.6.2. Interprétation des résultats de simulation

- **La figure (II.16)** représente les résultats de simulation pour une tension de référence de sortie constante, on remarque que Le taux de distorsion harmonique de courant est faible (4.45%) et la tension de réseau est en phase avec le courant (puissance réactive nulle). La puissance active est presque constante (500 watt), la tension du bus continue atteint la référence.
- **La figure (II.17)** représente les résultats pour une référence de tension de sortie variable (la charge est constante), on remarque que le courant de réseau augmente avec l'augmentation de la référence. La tension du bus continue atteint la référence (au bout de 0.1 s).
- **La figure (II.18)** représente les résultats pour le cas d'une charge variable (la tension de référence reste constante), on remarque que le courant de réseau diminue avec l'augmentation de la charge, la tension du bus continue reste constante.

II.7. Conclusion

Dans ce chapitre nous avons présenté une étude sur les redresseurs PWM et sa technique de contrôle (contrôle par hystérésis des courants absorbés par redresseur PWM). Nous avons présenté premièrement le redresseur PWM, sa topologie, sa structure puis on à présenté la modélisation, le principe de fonctionnement et le mode d'opération du convertisseur. Deuxièmement nous avons expliqué le principe du contrôle du courant par hystérésis et nous avons l'appliqué au pont redresseur PWM.

Finalement nous avons constaté que ce type de contrôle (par hystérésis) a des avantages et des inconvénients, les avantages sont :

- Simple et facile.
- Assure un facteur de puissance unitaire.
- Assure un taux de distorsion harmonique faible.

L'inconvénient majeur du contrôle par hystérésis est la fréquence de commutation variable qui dépend de la largeur de la bande.

CHAPITRE III :

Contrôle direct de puissance du redresseur triphasé à MLI

III.1. Introduction

L'idée principale du contrôle direct de la puissance (DPC) a été donnée à l'origine par Onishi (1991) et développée par Noguchi et Takahachi en 1998, similaire au contrôle direct du couple (DTC) des moteurs asynchrones. Cette nouvelle structure de contrôle, communément appelée : contrôle direct de la puissance des convertisseurs triphasés AC/DC PWM, dans la nouvelle littérature, il apparaît plutôt sous l'acronyme DPC (Direct Power Control) [Cha 08]. Dans cette nouvelle technologie de régulation, la quantité de régulation est la puissance active et réactive instantanée. Outre la simplicité, cela est dû à la suppression du bloc de modulation et de la boucle de régulation interne (courant) et sans l'utilisation d'un changement de coordonnées, ce contrôle fournit un contrôle de puissance découplé et une correction dynamique des performances. Étant donné que l'état de commutation du convertisseur est la table de commutation en fonction de l'erreur entre la sélection instantanée du contrôle et de la mesure de la puissance active et réactive appropriée.

➤ **Ce chapitre est subdivisé comme suit :**

- DPC classique avec table de commutation prédéfinie.
- DPC classique avec une nouvelle table de commutation.

Nous étudierons chacune de ces méthodes, élaborer le principe de fonctionnement et nous découvrirons les avantages et les inconvénients de chaque méthode.

III.2. La Commande Directe de Puissance DPC

III.2. 1 Principe de commande direct de puissance (DPC)

Le principe du DPC consiste à sélectionner une séquence des ordres de commutation (S_a, S_b, S_c) des semi-conducteurs constituant le redresseur à MLI, à partir d'une table de commutation. La sélection s'effectue sur la base des erreurs numérisées S_p et S_q , entre les références des puissances active et réactive (p^* et q^*), 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^{\rightarrow} [Boua 10][Beng13].

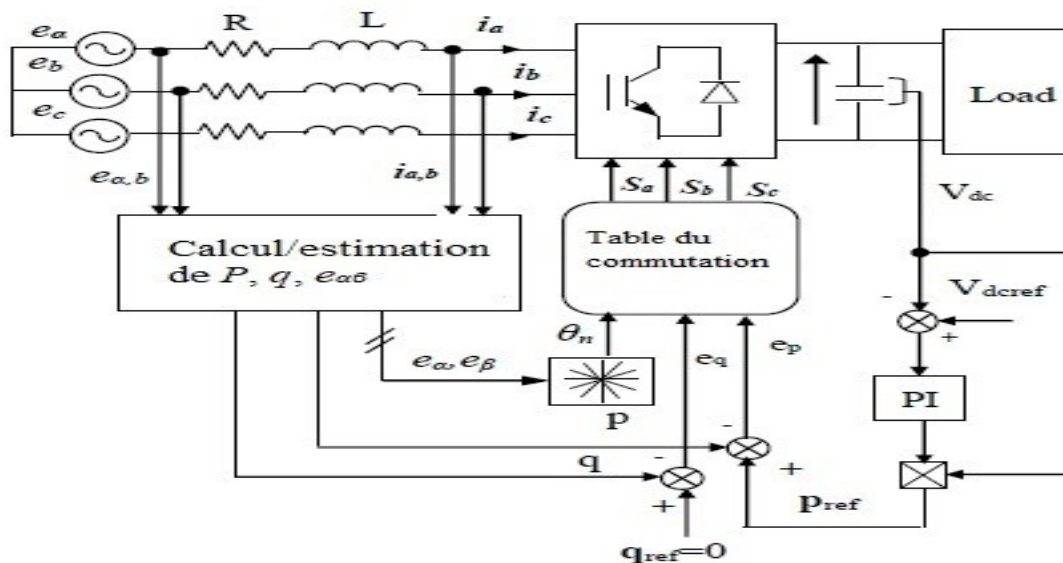


Figure III.1 : Configuration de la DPC du redresseur à MLI triphasé avec table de commutation prédéfinie

III.3. DPC classique avec table de commutation prédéfinie

La table de commutation désignée dans ce mémoire est faite par l'initiateur de DTC, d'abord proposé dans [Nog 98]. et plus tard dans [Mal 01]. Le vecteur la tension v à l'entrée du redresseur PWM dépend des états de commutation (S_a , S_b et S_c) des semi-conducteurs.

Selon les différentes combinaisons possibles de ces trois états, les huit vecteurs tension entrées pouvant être appliquées au redresseur : deux vecteurs vides nommés (v_0 et v_7) et six vecteurs non vides (v_1 , v_2 , v_3 , v_4 , v_5 , v_6). Ces vecteurs sont représentés dans le repère stationnaire (α - β) comme indiqué six vecteurs non nuls divisent le plan alpha-bêta en six secteurs, chacun étant ensuite divisé en deux secteurs égaux.

III.3.1 Expressions des puissances instantanées

La puissance active est définie par le produit scalaire entre le courant et la tension de ligne tandis que la puissance réactive est définie par le produit croisé entre eux [Sri 05].

➤ **Calcul des courants dans le repère α, β .**

$$i_\alpha = \sqrt{\frac{2}{3}} \left(i_a - \frac{1}{2} i_b - \frac{1}{2} i_c \right) \quad \text{(III.1)}$$

$$i_\beta = \sqrt{\frac{2}{3}} \left(\sqrt{\frac{3}{2}} i_b - \sqrt{\frac{3}{2}} i_c \right) \quad \text{(III.2)}$$

➤ **Calcul des tensions dans le repère α, β**

$$e_\alpha = \sqrt{\frac{2}{3}} \left(e_a - \frac{1}{2} e_b - \frac{1}{2} e_c \right) \quad \text{(III.3)}$$

$$e_\beta = \sqrt{\frac{2}{3}} \left(\sqrt{\frac{3}{2}} e_b - \sqrt{\frac{3}{2}} e_c \right) \quad \text{(III.4)}$$

➤ **Calcul de la puissance instantanée**

$$p = e_\alpha i_\alpha + e_\beta i_\beta \quad \text{(III.5)}$$

$$q = e_\beta i_\alpha - e_\alpha i_\beta \quad \text{(III.6)}$$

III.3.2 Détermination 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 (e_α et e_β) qui peuvent 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 :

$$(n-2) \frac{\pi}{6} \leq \theta_n \leq \frac{\pi}{6} (n-1) \quad \text{avec : } n= 1, 2, 3, \dots, 12 \quad \text{(III.7)}$$

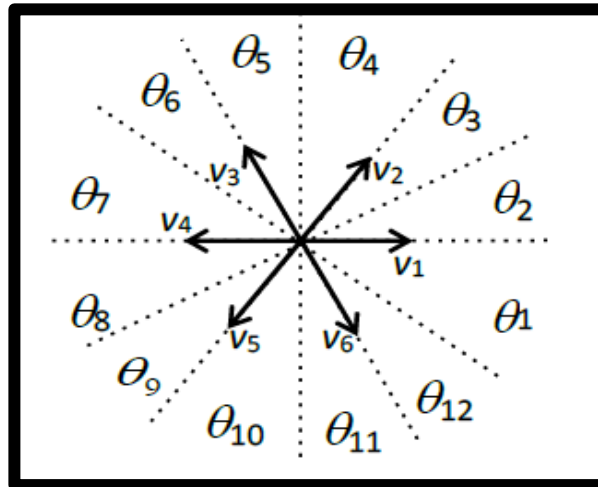


Figure III.2: Secteurs et vecteurs des tensions du redresseur.

Alors que le vecteur tension V_i , requis est déterminé à partir de la table de commutation Tableau III.1 selon le signe des dérivées des puissance active et réactive dans chaque secteur.

Le numéro du secteur est déterminé instantanément par la position de vecteur tension donnée par :

$$\theta = \arctg \left(\frac{e_\beta}{e_\alpha} \right) \quad \text{(III.8)}$$

III.3.3 Contrôleurs d'hystérésis

La largeur de la bande d'hystérésis active et réactive instantanée a un effet pertinent sur les performances du convertisseur. En particulier, la distorsion du courant harmonique, la fréquence de commutation moyenne du convertisseur, la pulsation de puissance et les pertes sont fortement affecté par l'hystérésis large. Les contrôleurs proposés par [Nog 98], pour la DPC classique sont deux comparateurs de niveau pour la puissance instantanée active et réactive (Figure III.3).

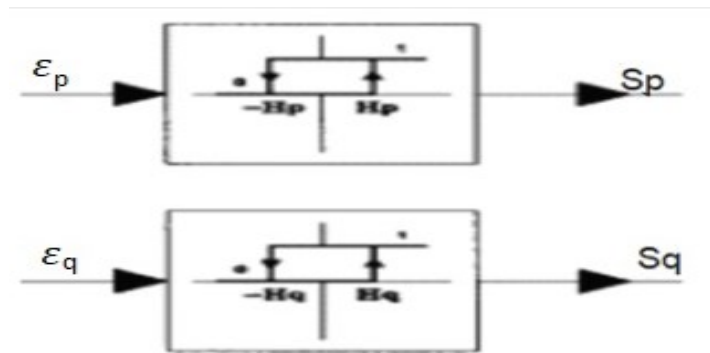


Figure III.3: Contrôleurs d'hystérésis : à deux niveaux

Les contrôleurs d'hystérésis à deux niveaux pour la puissance réactive instantanée peuvent être écrits comme suit :

$$✓ \begin{cases} \text{Si } p^* - p \geq h_p \text{ alors : } S_p = 1 \\ \text{Si } p^* - p \leq -h_p \text{ donc } S_p = 0 \end{cases}$$

$$✓ \begin{cases} \text{Si } q^* - q \geq h_q \text{ alors : } S_q = 1 \\ \text{Si } q^* - q \leq -h_q \text{ donc } S_q = 0 \end{cases}$$

III.3.4 Table de commutation

La table de commutation indique que les impulsions (F_{11}, F_{21}, F_{31}) sont appliquées à redresseur, la table de tête est (S_p, S_q) et le numéro de secteur de travail. La commutation optimale du redresseur peut être sélectionnée en fonction de chaque état de commutation Combinaison de signaux numériques (S_p, S_q) et quantité, c'est-à-dire sélection effectuer une commutation optimale afin que la puissance active puisse être limitée à un une bande d'hystérésis d'une largeur de $2hp$, également pour la puissance réactive, a une largeur des régulateurs à hystérésis a deux niveaux. [Gau 08]:

➤ La table de commutation classique est indiquée comme suit :

S_p	S_q	θ_1	θ_2	θ_3	θ_4	θ_5	θ_6	θ_7	θ_8	θ_9	θ_{10}	θ_{11}	θ_{12}
1	0	v_6	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 III.1: Table de commutation classique prédéfinie

Tel que : $V_0(000), V_1(100), V_2(110), V_3(010), V_4(011), V_5(001), V_6(101), V_7(111)$.

• Que sont les impulsions (S_a, S_b, S_c)?

Le terme impulsions de contrôle est représenté par (S_a, S_b, S_c), Obtenu à partir du système de contrôle dans ce chapitre, Après avoir été représenté en (S_a, S_b, S_c) Ce sont trois impulsions des commandes supérieures qui seront automatiquement Complémentaire par leurs suppléments dans les commandes inférieures comme indiqué dans la figure suivante :

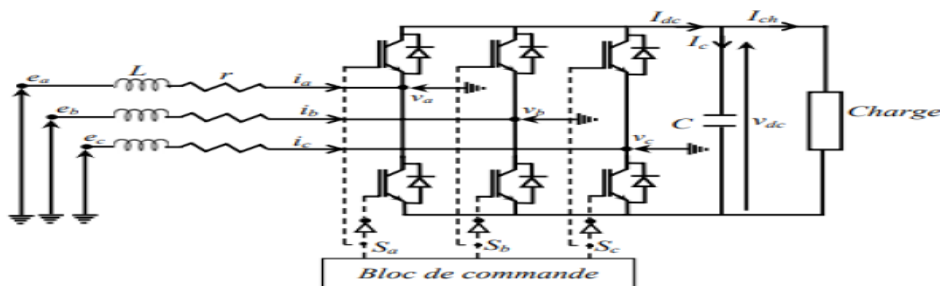


Figure III.4: Bloc de commande du redresseur MLI

III.4. Simulation contrôle DPC (avec table de commutation prédéfinie)

III.4.1 Résultats de simulation :

Le contrôle direct de puissance du redresseur à MLI triphasé, à l'aide de la table de commutation classique, les résultats obtenus pour le système ont été utilisés les valeurs indiquées sur la figure que l'utilisation du programme MATLAB (simulation et programmation) et les données ont été utilisés par le tableau (III.2).

Résistance de l'inductance de couplage r	0.56 Ω
Self de l'inductance de couplage L	19.5 mH
Capacité du bus continu C	1100 μ F
Résistance de la charge	68.6 Ω
Tension composée efficace du réseau E	85 V
Fréquence du réseau f	50Hz
Référence de la tension continue de sortie v_{dc}	180 V

Tableau III.2: Paramètres du circuit électrique et données de la commande.

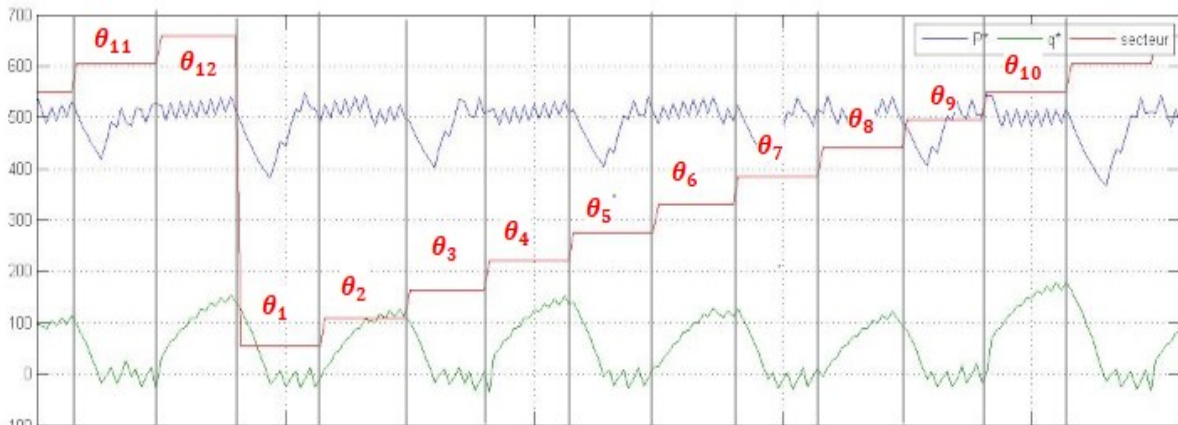
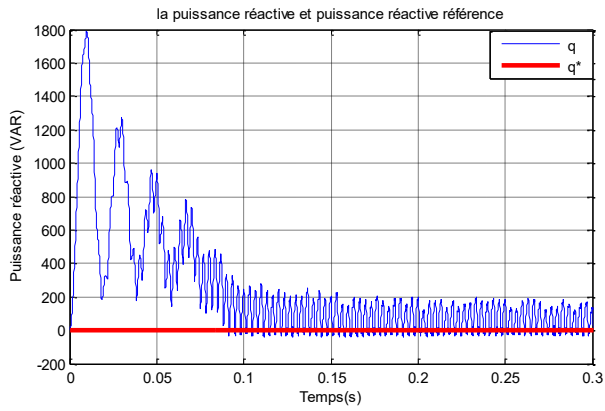
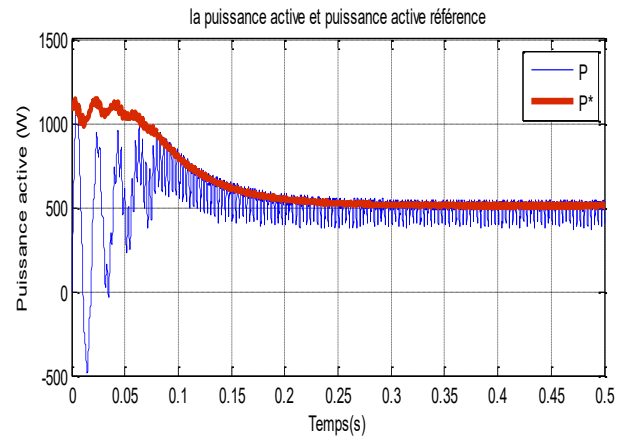


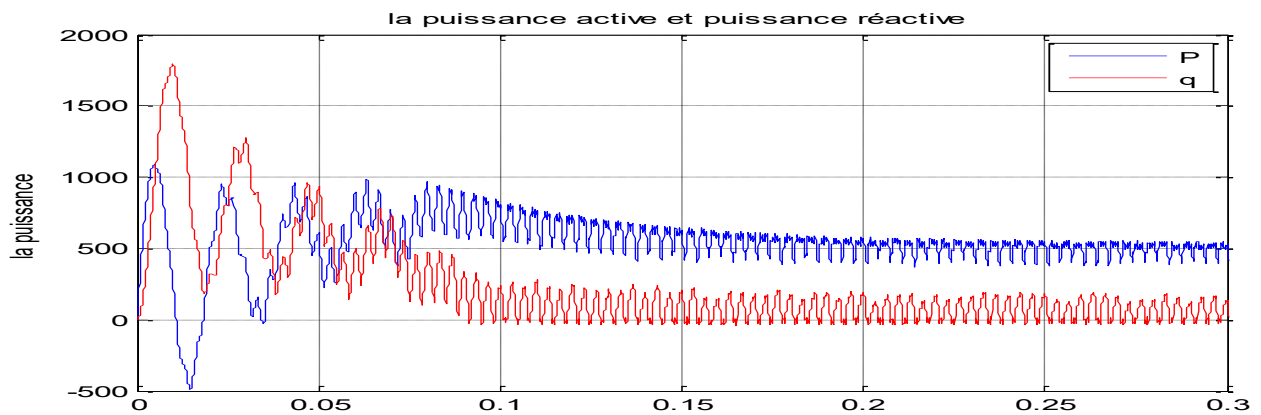
Figure III.5: La puissance active, puissance réactive et secteur



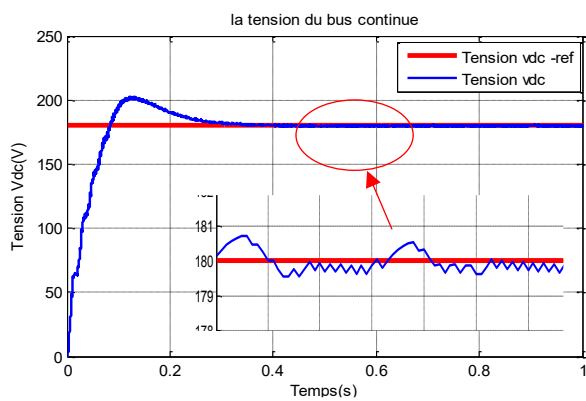
(a)



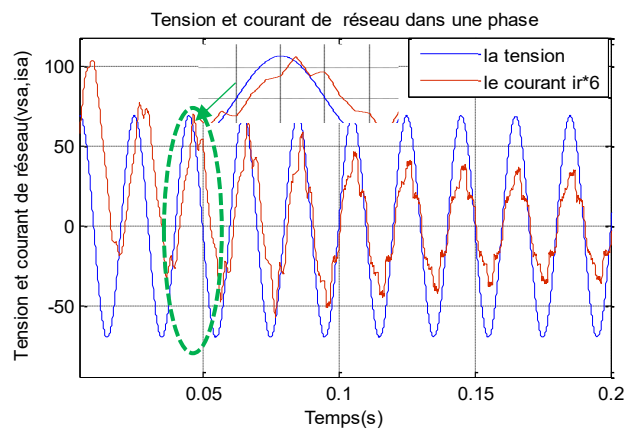
(b)



(c)



(d)



(e)

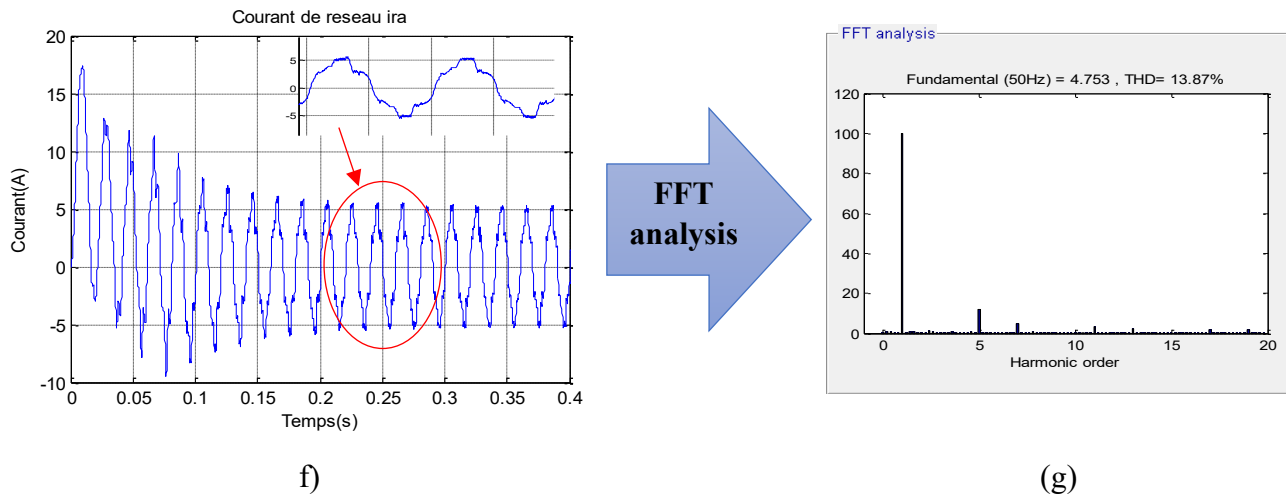
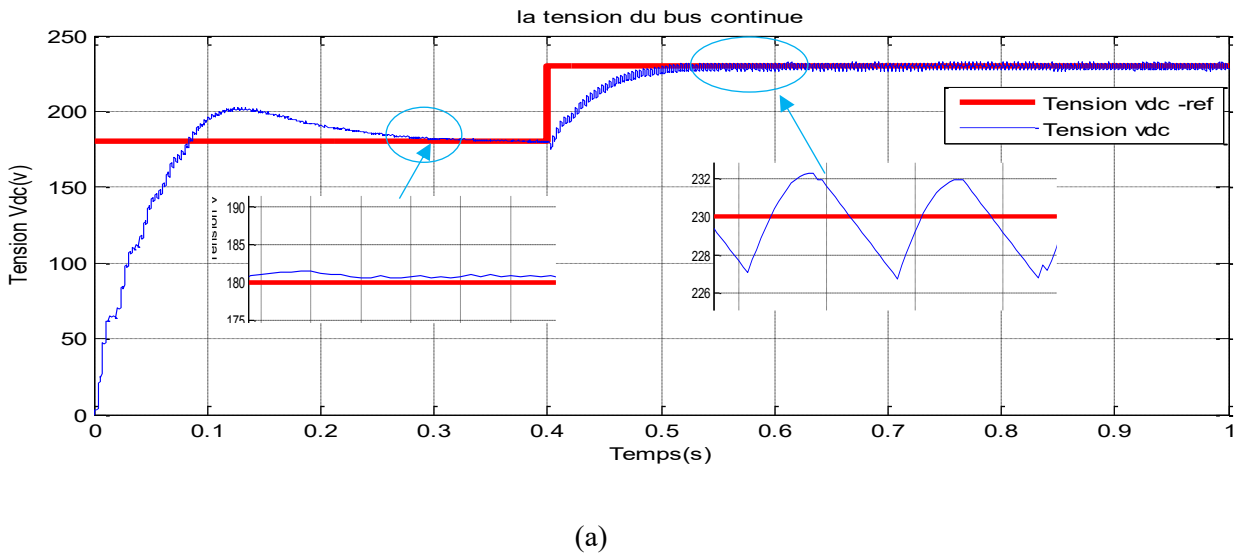


Figure III.6 : Performances du redresseur MLI commandé par la stratégie DPC avec table prédéfinie pour $v_{dc}^*=180V$.

- Ici, nous avons changé la tension de référence de la valeur de 180 v à 230 v à $t=0,4$ s pour observer les changements qui se produiront sur le courant, la tension et le THD. Ainsi nous obtenons les résultats suivants :



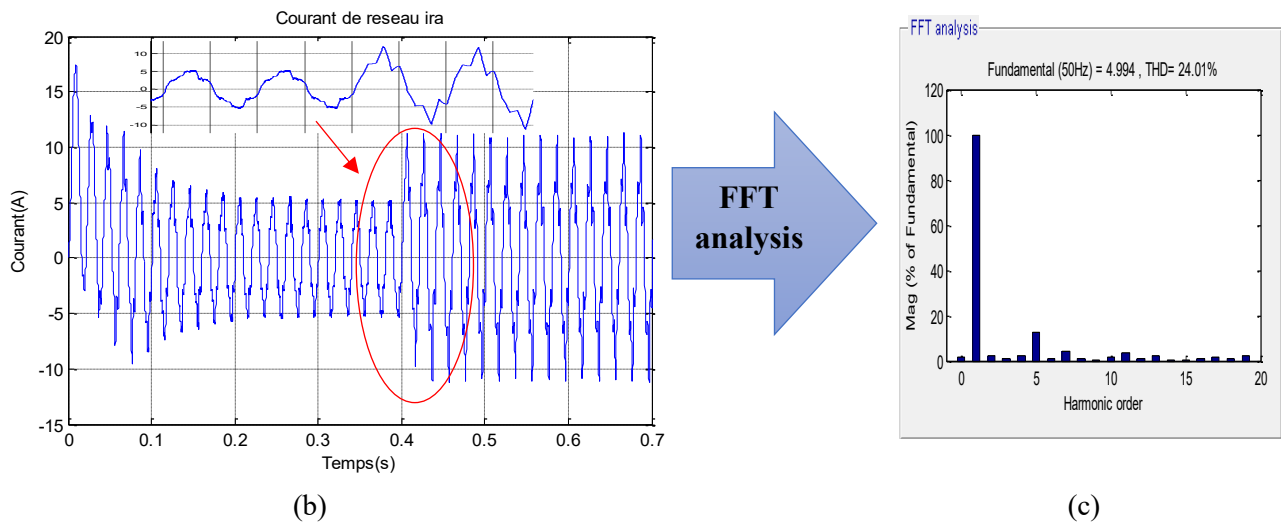
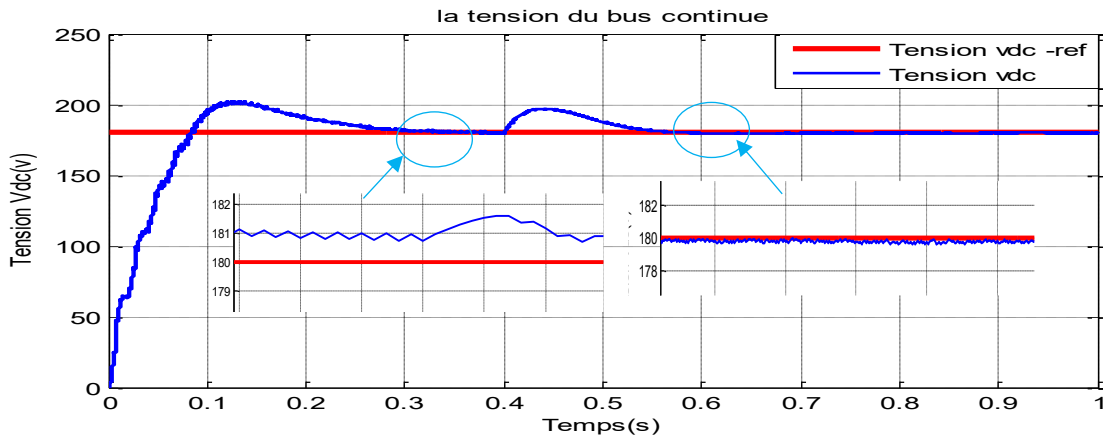


Figure III.7 : Performances du redresseur MLI commandé par la stratégie DPC avec table prédéfinie pour une tension de référence v_{dc}^* variable.

- Ici, nous avons changé la charge de $68,6\Omega$ à 120Ω à $t = 0,4$ s pour observer les mêmes changements dans le système et obtenir les résultats suivants :



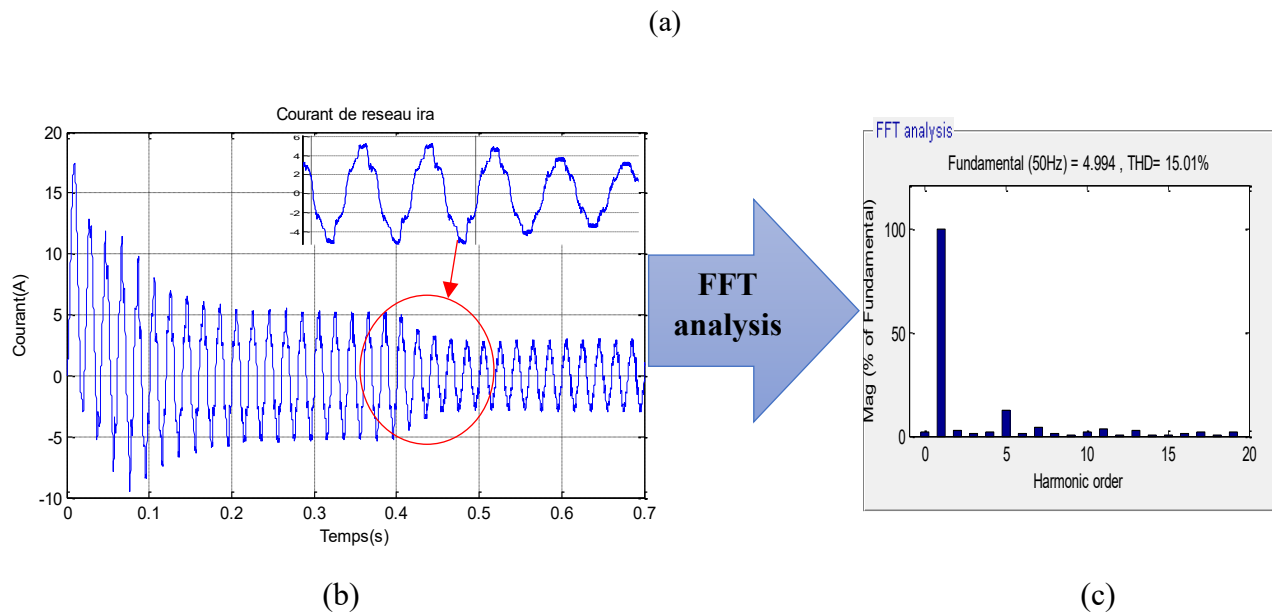


Figure III.8: Test de robustesse de la commande vis-à-vis la variation de la charge.

III.4.2 Interprétation des résultats de simulation

- **La figure (III.5)** représente les trois courbes de P, Q et secteur en trouve que la consommation d'énergie de P, Q et secteur impair mais aucune consommation n'a eu lieu dans secteur paire.
- **La figure (III.6)** représente les résultats de simulation pour une tension de référence de sortie constante, on remarque que Le taux de distorsion harmonique de courant est faible très(13.87%) et un déphasage entre la tension de réseau et le courant (la puissance réactive est presque constant être deux valeur 100VAR et 200VAR). La puissance active est presque constante (500 watt), la tension du bus continue atteint la référence.
- **La figure (III.7)** représente les résultats pour une référence de tension de sortie variable (la charge est constante), on remarque que le courant de réseau augmente avec l'augmentation de la référence avec taux de distorsion harmonique (THD_i=24.01%). La tension du bus continue atteint la référence (au bout de 0.28 s).
- **La figure (III.8)** représente les résultats pour le cas d'une charge variable (la tension de référence reste constante), on remarque que le courant de réseau diminue avec l'augmentation de la charge avec un taux de distorsion harmonique (THD_i=24.01%) , la tension du bus continue atteint la référence.

III.5. DPC classique avec une nouvelle table de commutation

III.5.1 L'étude de la variation des puissances instantanées :

Nous allons étudier la variation des puissances instantanées pour obtenir une nouvelle table de commutation car dans les états, la méthode précédente atteignait la zone de non-contrôle

[Boub 21] :

- Dans le repère $(\alpha-\beta)$ les courants sont donnés par l'expression ci-dessous :

$$\frac{di_\alpha}{dt} = \frac{1}{L}(e_\alpha - V_\alpha - r \cdot i_\alpha) \quad \text{(III.9)}$$

$$\frac{di_\beta}{dt} = \frac{1}{L}(e_\beta - V_\beta - r \cdot i_\beta) \quad \text{(III.10)}$$

- L'équation de variations des composantes du vecteur de courant est exprimée par la relation suivante :

$$\Delta i_\alpha = i_\alpha(k+1) - i_\alpha(k) = \frac{T_s}{L}(e_\alpha(k) - V_\alpha(k)) \quad \text{(III.11)}$$

$$\Delta i_\beta = i_\beta(k+1) - i_\beta(k) = \frac{T_s}{L}(e_\beta(k) - V_\beta(k)) \quad \text{(III.12)}$$

- Dans le repère stationnaire $\alpha-\beta$ les puissances instantanées active et réactive sont données par l'expression ci-dessous :

$$\begin{bmatrix} p \\ q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e_\alpha & e_\beta \\ e_\beta & -e_\alpha \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad \text{(III.13)}$$

- Si la période de commutation est très faible par rapport à la période de la tension du réseau, on peut considérer que la variation du vecteur tension pendant la période de commutation est négligeable, et donc les variations de puissance active et réactive en fin de période de commutation sont données par la relation suivante :

$$\begin{cases} \Delta P = e_\alpha(k) \cdot \Delta i_\alpha + e_\beta(k) \cdot \Delta i_\beta \\ \Delta Q = e_\beta(k) \Delta i_\alpha + e_\alpha(k) \cdot \Delta i_\beta \end{cases} \quad \text{(III.14)}$$

$$\Delta P = \frac{T_s}{L} [e_\alpha(k)^2 + e_\beta(k)^2] - \frac{T_s}{L} [e_\alpha(k) \cdot v_\alpha(k) - e_\beta(k) \cdot v_\beta(k)]$$

$$\Delta Q = \frac{T_s}{L} [e_\alpha(k) \cdot v_\beta(k) - e_\beta(k) \cdot v_\alpha(k)] \quad \text{(III.15)}$$

- Selon les équations (III.9) et (III.10), la variation de chaque composante du vecteur courant dépend principalement du vecteur tension réseau $e_{\alpha\beta}$, du vecteur de commande appliqué $V_{\alpha\beta}$
- Les équations (III.14) et (III.15) montrent que la variation des puissances active et réactive dépend du vecteur tension redresseur appliqué (vecteur commande) et du vecteur tension réseau.

Pour $i=0,1,\dots,7$, ces variations instantanées de puissance peuvent s'écrire :

$$\begin{aligned} \Delta p_i &= \frac{T_s}{L} [e_\alpha(k)^2 + e_\beta(k)^2] - \frac{T_s}{L} [e_\alpha(k) \cdot v_{\alpha_i} - e_\beta(k) \cdot v_{\beta_i}] \\ \Delta q_i &= \frac{T_s}{L} [e_\alpha(k) \cdot v_{\alpha_i} - e_\beta(k) \cdot v_{\beta_i}] \end{aligned} \quad \text{(III.16)}$$

Avec : $i = 0, 1 \dots \dots \dots 7$

- On peut écrire les valeurs V_{α_i} et V_{β_i} par la manière suivante :

$$\begin{aligned} \overline{v_{\alpha_i}} &= \cos((i-1) \cdot \frac{\pi}{3}) & \overline{v_{\alpha_0}} &= 0 & \text{(III.17)} \\ \overline{v_{\beta_i}} &= \sin((i-1) \cdot \frac{\pi}{3}) & \overline{v_{\beta_0}} &= 0 & \text{(III.18)} \end{aligned}$$

- Les variations des puissances instantanées sont exprimées comme suite :

$$\overline{\Delta p_i} = \frac{\Delta p_i}{(\frac{T_s}{L}) \cdot \|e_{\alpha\beta}\| \cdot \|v_{\alpha\beta}\|} = \frac{\|e_{\alpha\beta}\|}{\|v_{\alpha\beta}\|} - \cos \theta \cdot \overline{v_{\alpha_i}} \sin \theta \cdot \overline{v_{\beta_i}} \quad \text{(III.19)}$$

$$\overline{\Delta q_i} = \frac{\Delta q_i}{(\frac{T_s}{L}) \cdot \|e_{\alpha\beta}\| \cdot \|v_{\alpha\beta}\|} = \frac{\|e_{\alpha\beta}\|}{\|v_{\alpha\beta}\|} - \cos \theta \cdot \overline{v_{\beta_i}} \sin \theta \cdot \overline{v_{\alpha_i}} \quad \text{(III.20)}$$

- En substituant les équations (III.17) et (III.18) dans (III.19) et (III.20), nous trouvons :

$$\begin{aligned} \overline{\Delta p_i} &= \frac{\|e_{\alpha\beta}\|}{\|v_{\alpha\beta}\|} - \cos(\theta - (i-1) \cdot \frac{\pi}{3}) & \overline{\Delta p_0} &= \frac{\|e_{\alpha\beta}\|}{\|v_{\alpha\beta}\|} & \text{(III.21)} \\ \overline{\Delta q_i} &= \sin(\theta - (i-1) \cdot \frac{\pi}{3}) & \overline{\Delta q_0} &= 0 & \text{(III.22)} \end{aligned}$$

Avec : $i = 0, 1 \dots \dots \dots 7$ avec : $-\frac{\pi}{6} \leq \theta \leq \frac{11\pi}{6}$

S_a	S_b	S_c	v_{ao}	v_{bo}	v_{co}	v_{ao}	v_{bo}	v_{co}	v_{α}	v_{β}	\bar{v}_x
0	0	0	$-\frac{V_{dc}}{2}$	$-\frac{V_{dc}}{2}$	$-\frac{V_{dc}}{2}$	0	0	0	0	0	\bar{v}_0
1	0	0	$+\frac{V_{dc}}{2}$	$-\frac{V_{dc}}{2}$	$-\frac{V_{dc}}{2}$	$+\frac{2V_{dc}}{3}$	$-\frac{V_{dc}}{3}$	$-\frac{V_{dc}}{3}$	$+\frac{\sqrt{3}V_{dc}}{3}$	0	\bar{v}_1
1	1	0	$+\frac{V_{dc}}{2}$	$+\frac{V_{dc}}{2}$	$-\frac{V_{dc}}{2}$	$+\frac{V_{dc}}{3}$	$+\frac{V_{dc}}{3}$	$-\frac{2V_{dc}}{3}$	$+\frac{V_{dc}}{\sqrt{6}}$	$+\frac{V_{dc}}{\sqrt{2}}$	\bar{v}_2
0	1	0	$-\frac{V_{dc}}{2}$	$+\frac{V_{dc}}{2}$	$-\frac{V_{dc}}{2}$	$-\frac{V_{dc}}{3}$	$+\frac{2V_{dc}}{3}$	$-\frac{V_{dc}}{3}$	$-\frac{V_{dc}}{\sqrt{6}}$	$+\frac{V_{dc}}{\sqrt{2}}$	\bar{v}_3
0	1	1	$-\frac{V_{dc}}{2}$	$+\frac{V_{dc}}{2}$	$+\frac{V_{dc}}{2}$	$-\frac{2V_{dc}}{3}$	$+\frac{V_{dc}}{3}$	$+\frac{V_{dc}}{3}$	$-\frac{\sqrt{2}V_{dc}}{\sqrt{3}}$	0	\bar{v}_4
0	0	1	$-\frac{V_{dc}}{2}$	$-\frac{V_{dc}}{2}$	$+\frac{V_{dc}}{2}$	$-\frac{V_{dc}}{3}$	$-\frac{V_{dc}}{3}$	$+\frac{2V_{dc}}{3}$	$-\frac{V_{dc}}{\sqrt{6}}$	$-\frac{V_{dc}}{\sqrt{2}}$	\bar{v}_5
1	0	1	$+\frac{V_{dc}}{2}$	$-\frac{V_{dc}}{2}$	$+\frac{V_{dc}}{2}$	$+\frac{V_{dc}}{3}$	$-\frac{2V_{dc}}{3}$	$+\frac{V_{dc}}{3}$	$+\frac{V_{dc}}{\sqrt{6}}$	$-\frac{V_{dc}}{\sqrt{2}}$	\bar{v}_6
1	1	1	$+\frac{V_{dc}}{2}$	$+\frac{V_{dc}}{2}$	$+\frac{V_{dc}}{2}$	0	0	0	0	0	\bar{v}_7

Tableau III. 3 : Vecteurs des tensions à l'entrée du redresseur.

III.5.2. Elaboration de la nouvelle table de commutation.

Afin de faciliter la synthèse de nouvelles tables de commutation, les variations de puissance active et réactive dues à l'application de tous les vecteurs de commande sont représentées par les courbes de la figure III.9 et III.10 [Ras 95].

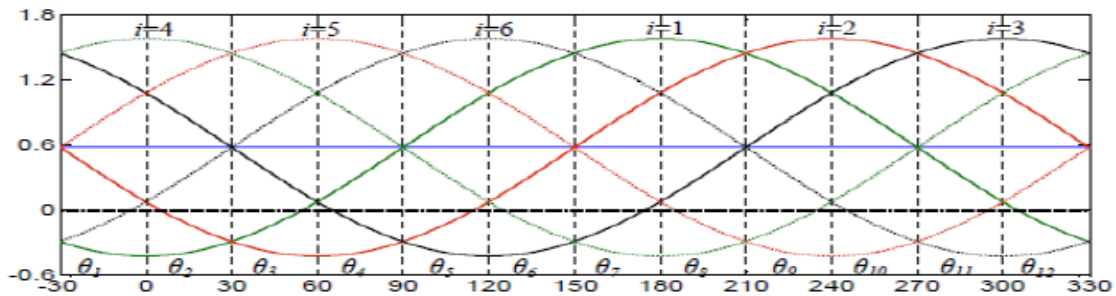


Figure III.9 : Variations normalisées de la puissance active $\overline{\Delta p_1}$

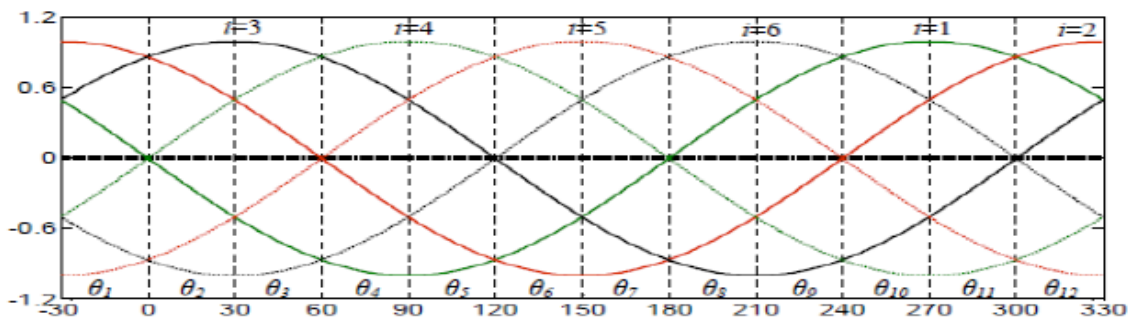


Figure III.10 : Variations normalisées de la puissance réactive $\overline{\Delta q_1}$

Le choix du vecteur de contrôle pour construire la nouvelle table d'échange, est signe basé sur les changements dus à la puissance active et réactive. Dépend de la sortie la logique S_p et S_q du comparateur hystérétique, le vecteur sélectionné doit assurer que l'augmentation ou réduisez chaque puissance active et réactive. Sur la base de la courbe d'évolution présentée auparavant, le vecteur sélectionné pour le secteur "1" était présenté dans le **tableau III. 4**.

Secteur 1		$\overline{\Delta q_i}$	
		$> 0 \leftrightarrow S_q = 1$	$< 0 \leftrightarrow S_q = 0$
$\overline{\Delta P_i}$	$> 0 \leftrightarrow S_p = 1$	V_3, V_2	V_4, V_5
	$< 0 \leftrightarrow S_p = 0$	V_1	V_6

Tableau III. 4 : Vecteurs de commande sélectionnés pour θ_1

Le même raisonnement est utilisé pour la sélection des vecteurs de commande pour les autres secteurs, ce qui donne la nouvelle table de commutation présentée par la table suivante (voir l'annexe 01) [Bou 21].

S_p	S_q	θ_1	θ_2	θ_3	θ_4	θ_5	θ_6	θ_7	θ_8	θ_9	θ_{10}	θ_{11}	θ_{12}
1	0	v_5	v_6	v_6	v_1	v_1	v_2	v_2	v_3	v_3	v_4	v_4	v_5
	1	v_3	v_4	v_4	v_5	v_5	v_6	v_6	v_1	v_1	v_2	v_2	v_3
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 III. 5 : La nouvelle table de commutation

III.5.3. Caractéristiques générales des contrôleurs de table de commutation et d'hystérésis :

1. La fréquence de commutation dépend de la plage d'hystérésis active et réactive comparateurs de puissance.
2. En utilisant des comparateurs à trois niveaux, les vecteurs nuls sont naturellement et systématiquement sélectionnés. Ainsi, le nombre de commutations est considérablement plus petit que dans le système avec comparateurs d'hystérésis à deux niveaux.
3. Les vecteurs nuls diminuent la fréquence de commutation mais fournissent un court-circuit pour la ligne à la tension de ligne.
4. Les vecteurs nuls U_0 (000) et U_7 (111) doivent être choisis de manière appropriée.
5. Pour le DPC, seuls les vecteurs voisins doivent être sélectionnés pour diminuer la dynamique mais fournir de faibles ondulations de courant et de puissance (faible THDi).
6. La table de commutation avec détection de secteur PLL (Boucle à verrouillage de phase) garantit un très fonctionnement stable et sans perturbations, même sous ligne déformée et déséquilibrée tension.
7. 12 secteurs fournissent une sélection de vecteur de tension plus précise [Gau 10].

III.6. Simulation contrôle DPC (avec une nouvelle table de commutation)

III.6.1 Résultats de simulation

Les mêmes données dans Matlab ont été appliquées au même système

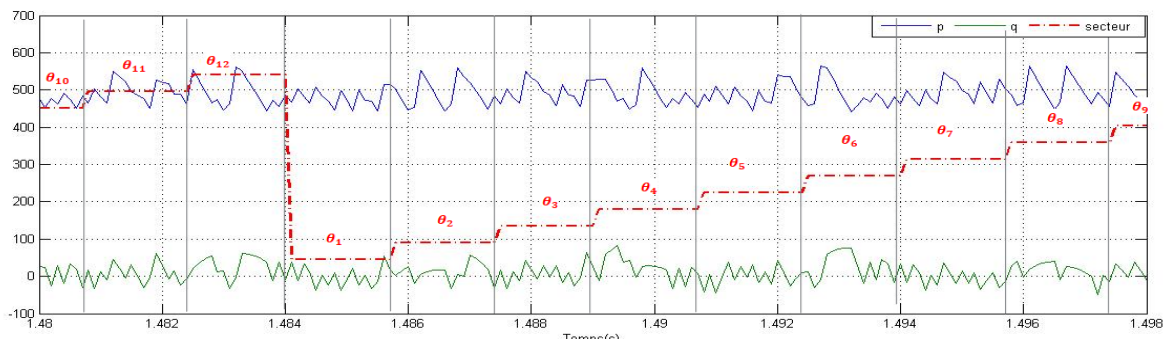
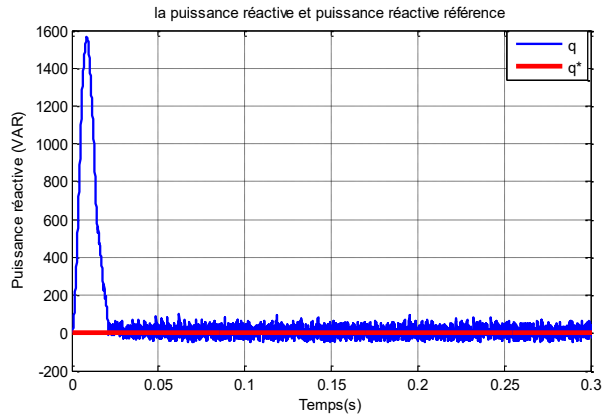
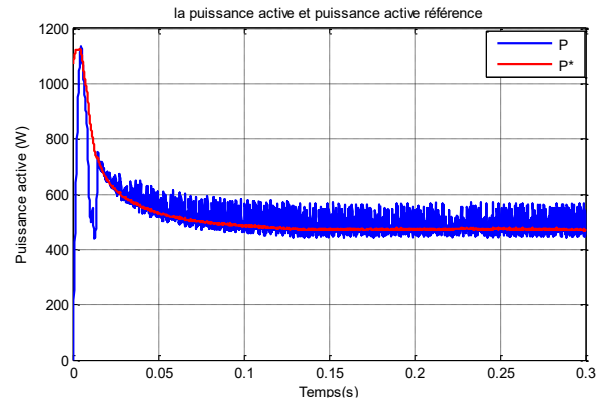


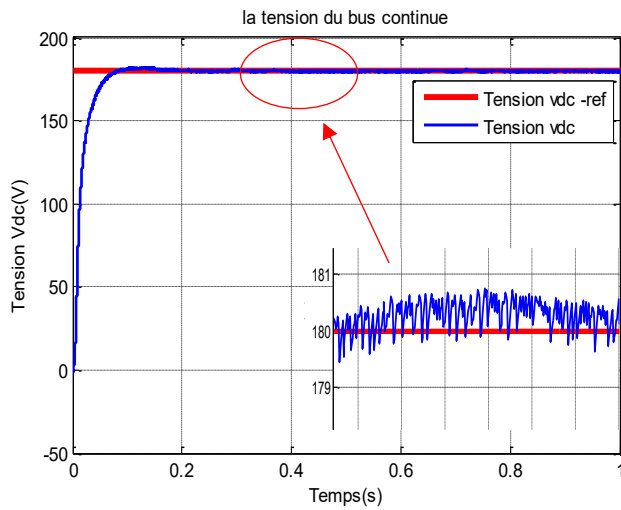
Figure III.11: La puissance active, puissance réactive et secteur



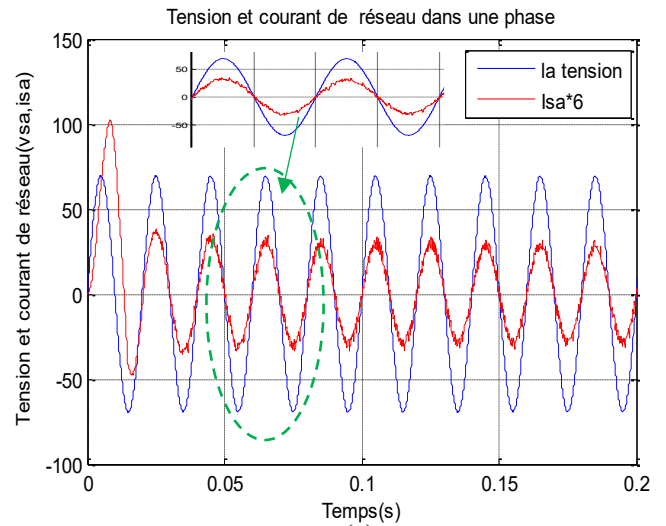
(a)



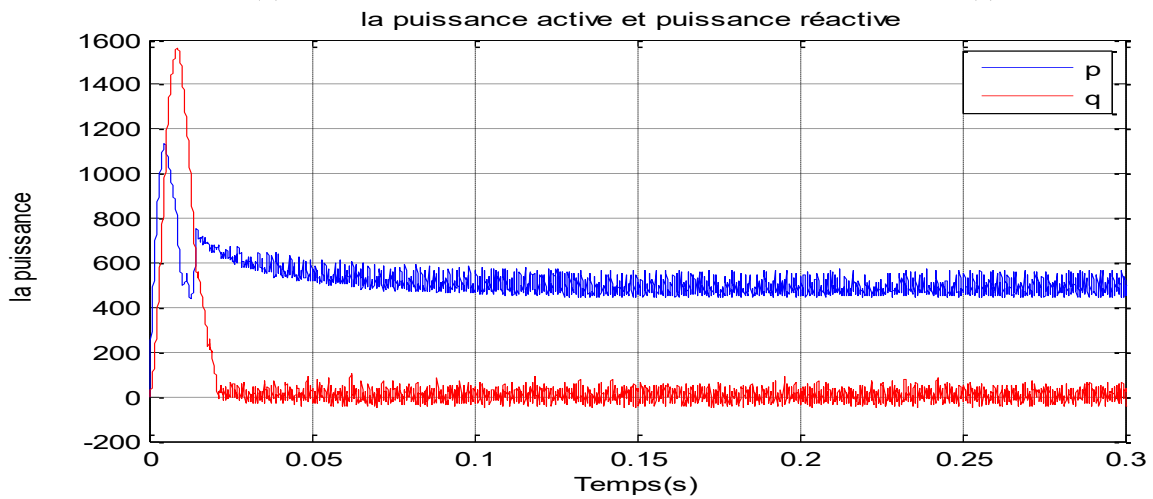
(b)



(d)



(e)



(c)

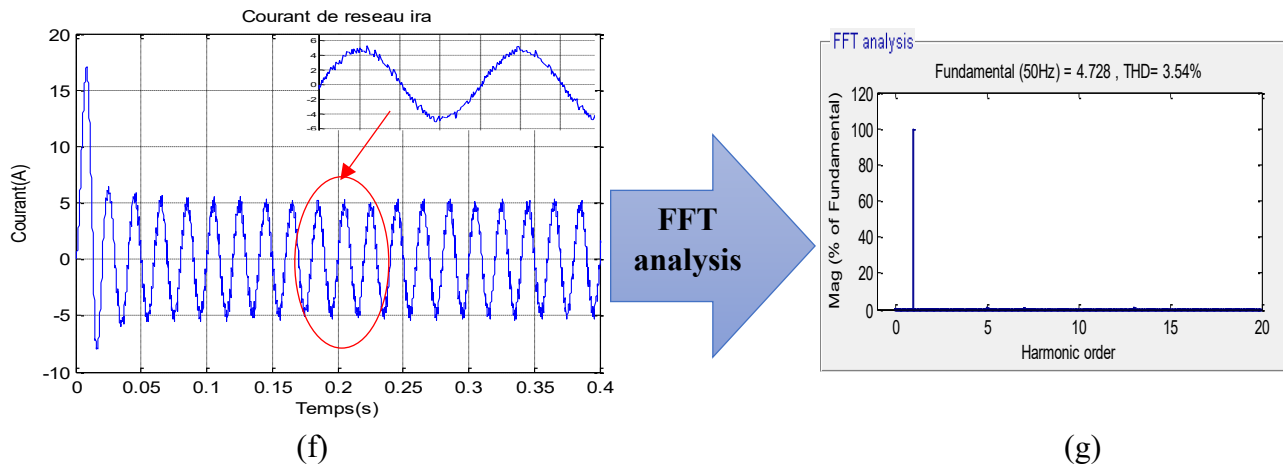
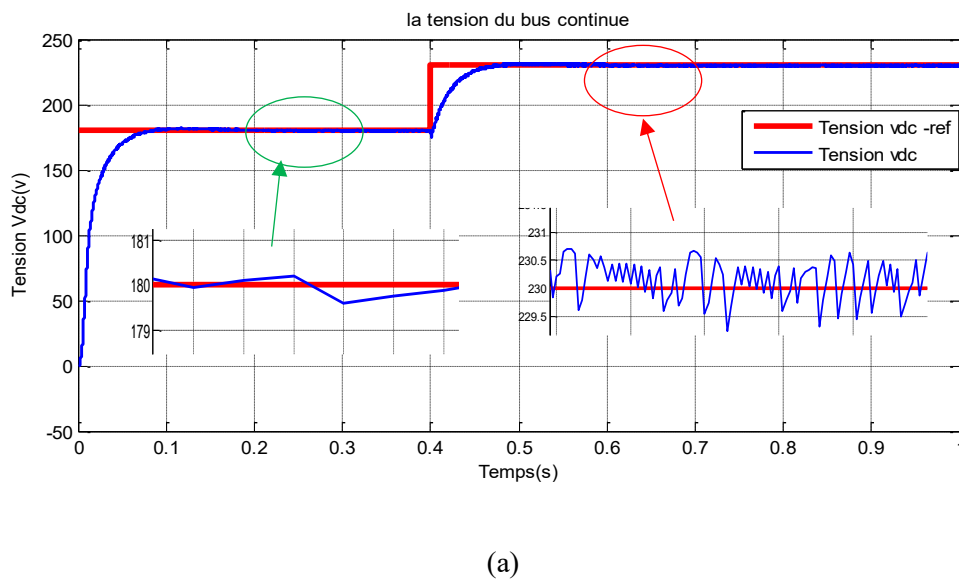


Figure III.12 : Performances du redresseur MLI commandé par la stratégie DPC avec nouvelle table pour $V_{dc}^*=180V$.

- Ici, nous avons changé la tension de référence de la valeur de 180 v à 230 v à $t=0,4$ s pour observer les changements qui se produiront sur le courant, la tension et le THD. Ainsi nous obtenons les résultats suivants :



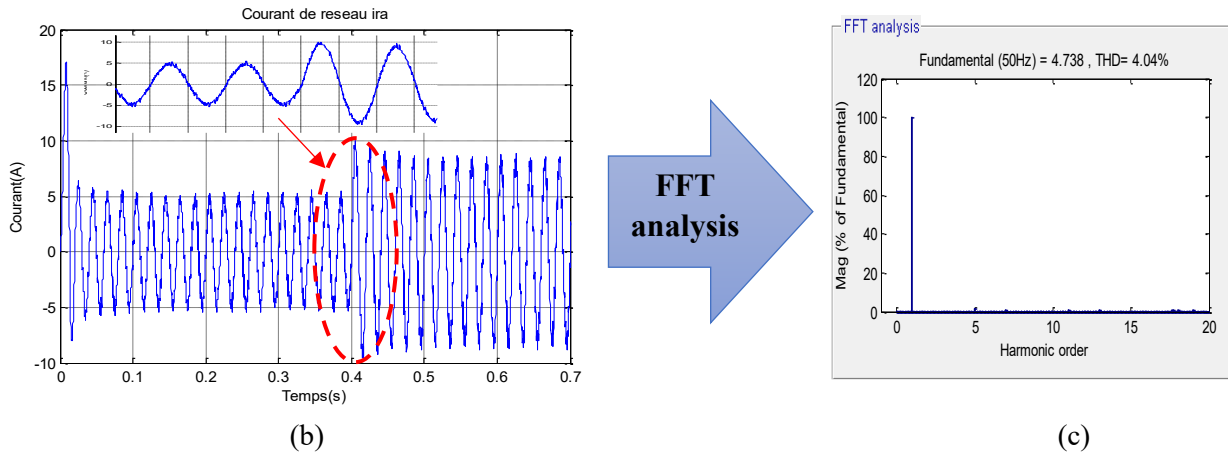
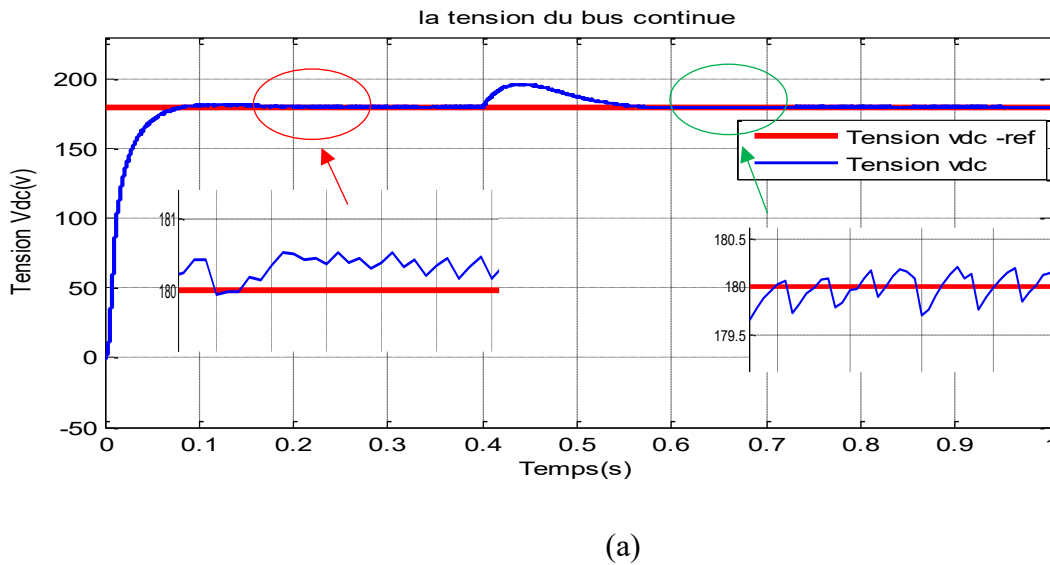


Figure III.13 : Performances du redresseur MLI commandé par la stratégie DPC avec nouvelle table pour une tension de référence V_{dc} variable.

- Ci, nous avons changé la charge de $68,6\Omega$ à 120Ω à $t = 0,4$ s pour observer les mêmes changements dans le système et obtenir les résultats suivants :



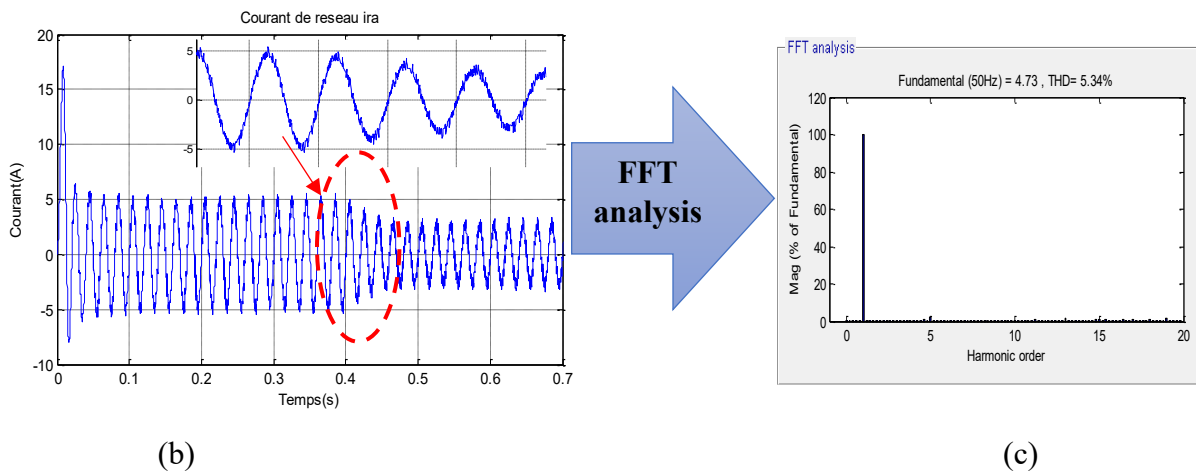


Figure III.14: Test de robustesse de la commande vis-à-vis la variation de la charge.

III.6.2 Interprétation des résultats de simulation

- **La figure (III.11)** représente la variation des puissance active P et réactive Q dans chaque secteur. On remarque que la consommation l'augmentation de consommation d'énergie que se soit active ou réactive pendant les secteurs d'ordre pair
- **La figure (III.12)** représente les résultats de simulation pour une tension de référence de sortie constante, on remarque que Le taux de distorsion harmonique de courant est faible très (3.54%) et la tension de réseau est en phase avec le courant (puissance réactive nulle). La puissance active est presque constante (500 watt), la tension du bus continue atteint la référence.
- **La figure (III.13)** représente les résultats pour une référence de tension de sortie variable (la charge est constante), on remarque que le courant de réseau augmente avec l'augmentation de la référence. La tension du bus continue atteint la référence (au bout de 0.1 s).
- **La figure (III.14)** représente les résultats pour le cas d'une charge variable (la tension de référence reste constante), on remarque que le courant de réseau diminue avec l'augmentation de la charge, la tension du bus continue reste constante.

III.7. Les avantages et Les inconvénients de contrôle DPC

❖ Les avantages

- Pas de bloc (PWM) séparé.
- Pas de boucle de régulation de courant.
- Aucune transformation de coordonnées.
- Bonne dynamique.
- Algorithme simple.
- Contrôle découplé de la puissance active et réactive.
- Variable instantanée avec toutes les harmoniques composantes estimés (Améliorer le facteur de puissance et efficacité).

❖ Les inconvénients

- Inductance élevée et fréquence d'échantillonnage nécessaire.
- L'estimation de la puissance et de la tension doit être évitée au moment de la commutation.
- Fréquence de commutation variable.
- Microprocesseur rapide et convertisseur (AC/DC) requis [Har 07].

III.8. Conclusion

Dans ce chapitre, la DPC avec la table de commutation du redresseur PWM triphasé prédéfini est nous avons mené une enquête. Table en raison de la puissance active et réagir lors de l'application de chaque vecteur de contrôle, pour une rotation complète vecteur tension réseau dans le plan (α - β). Afin d'améliorer les performances de DPC, en particulier en régime transitoire.

Une nouvelle configuration de DPC sans comparateur d'hystérésis a également été développée dans ce chapitre, pour cette configuration de DPC. La simulation et les résultats réels montrent que cette meilleure configuration que la configuration classique du DPC à base de comparateur décalage.

CHAPITRE IV :

Contrôle direct de puissance du redresseur triphasé à MLI base d'une table de commutation avec logique floue (FDPC)

IV.1. Introduction

La méthode de Contrôle direct de la puissance (DPC) est caractérisée par sa simplicité et une réponse dynamique rapide. En outre, le redresseur est directement commandé par l'algorithme ; une technique de modulation pour le redresseur n'est pas nécessaire. Cependant si le contrôle est mis en œuvre sur un système ; les valeurs réelles de la puissance active et réactive pourraient franchir leurs frontières trop loin [Dep 88], qui est basé sur un contrôle indépendant de l'hystérésis de la puissance active et réactive. Les principaux avantages du DPC sont l'absence de coordination transformateur et régulateur de courant absence de séparation bloc de modulation de tension. Le contrôle flou utilise l'expérience des connaissances des gens pour former sa base de règles de contrôle. Il y a eu beaucoup de applications du contrôle flou sur le contrôle de mouvement et la puissance électronique au cours des dernières années. Un contrôleur de logique floue a été signalé utiliser avec DTC [Xia 97]. Cependant, il se pose le problème que les numéros de règle qu'il a utilisés sont trop nombreux, ce qui affecte la vitesse du raisonnement flou. Dans ce document, nous proposons une approche pour améliorer le contrôle direct de la puissance (DPC) du redresseur PWM triphasé. Le DPC proposé est basé sur la table de commutation de technique de logique floue et la plate-forme pour effectuer la simulation en utilisant Matlab / Simulink.

IV.2. Principes du FDPC

Le principe du contrôle direct de la puissance (DPC) implique un ensemble des règles de choix pour le contrôle du pouvoir. Ce type de raisonnement correspond parfaitement au concept de logique floue. Dans cette stratégie, le contrôleur flou est conçu pour avoir trois variables d'état floues pour atteindre directe le contrôle de puissance, les erreur de puissance active (e_p), de puissance réactive (e_q) et la position du vecteur tension sont utilisées par le bloc des règles de contrôle flou pour obtenir l'état de commutation optimal (S_a, S_b, S_c) des semi-conducteurs du redresseur MLI. Ces règles sont conçues d'une manière à limiter les erreurs de puissance instantanée active et réactive simultanément pour chaque 'instant d'échantillonnage , comme indiqué dans Figure IV.1 [Kri 09] .

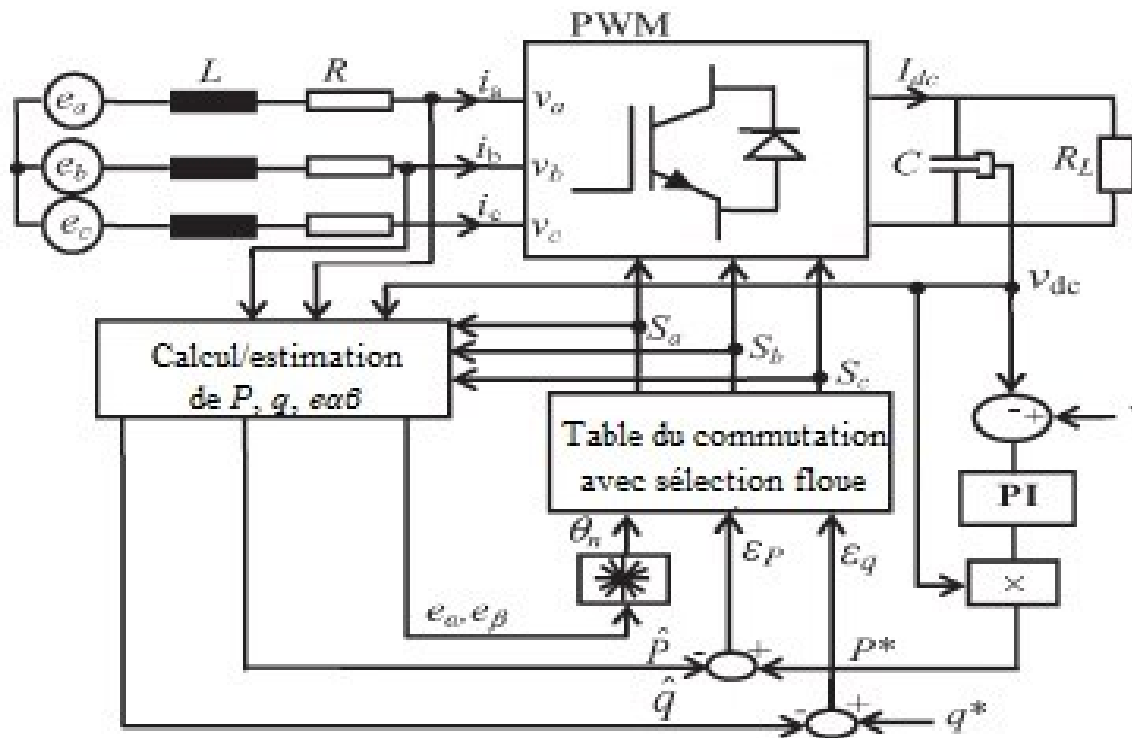


Figure IV.1 Configuration du DPC avec sélection floue.

Le contrôleur flou se compose généralement de trois parties : fuzzification, raisonnement flou et défuzzification. La fuzzification est effectuée à l'aide d'une fonction d'adhésion. Les performances du contrôleur flou sont basées sur les deux formes de la fonction d'appartenance et raisonnement flou règle.

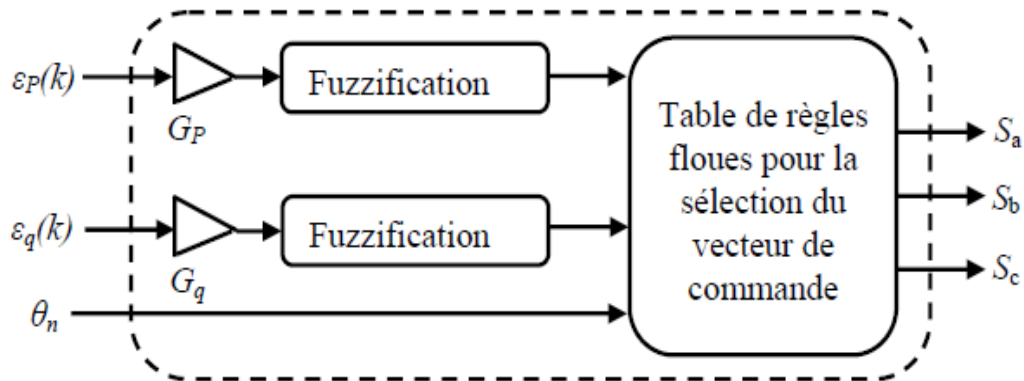


Figure IV.2 Structure interne du contrôleur à base de la logique floue de V_{dc}^* .

IV.3. Variables floues

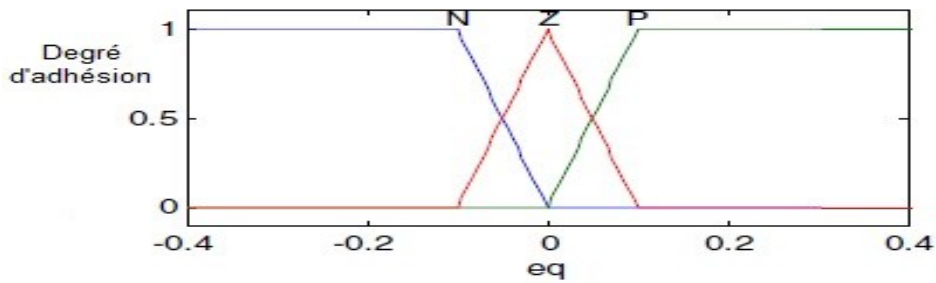
Les erreurs de puissance active (e_p) sont liées à : la valeur de puissance active référence (p_{ref}) et de puissance active réelle (p), ils sont soumis à l'équation (IV.1) :

$$e_p = p_{ref} - p \quad (IV.1)$$

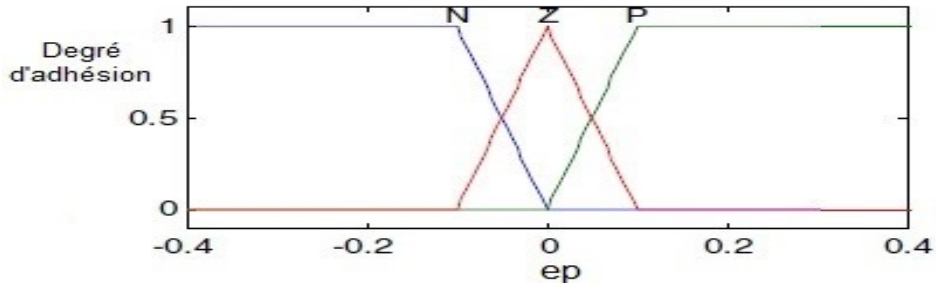
Les erreurs de puissance réactive (e_q) sont liées à : la valeur de puissance réactive référence (q_{ref}) et de puissance réactive réelle (q), ils sont soumis à l'équation (IV.2) :

$$e_q = q_{ref} - q \quad (IV.2)$$

Les erreurs numériques de puissance active (e_p) et de puissance réactive (e_q) sont représentées par les termes linguistiques suivants : négatif valeur, valeur zéro et valeur positive notées respectivement (N, ZE et P). Trois ensembles flous sont alors définis par le delta et fonctions d'adhésion trapézoïdales données par la figure IV. 3 [Lam 16].



a) Les fonctions d'adhésion pour la puissance réactive erreur



b) Les fonctions d'adhésion pour la puissance active erreur

Figure IV. 3 les distributions des fonctions d'appartenance pour les variables d'entrées floues la variable de sortie du contrôleur flou

Qu'il a sept sous-ensembles singleton, un vecteur de tension nul et six vecteurs de tension non nuls. Les fonctions d'adhésion des vecteurs de tension de l'espace de sortie sont représentées à la figure IV.4.

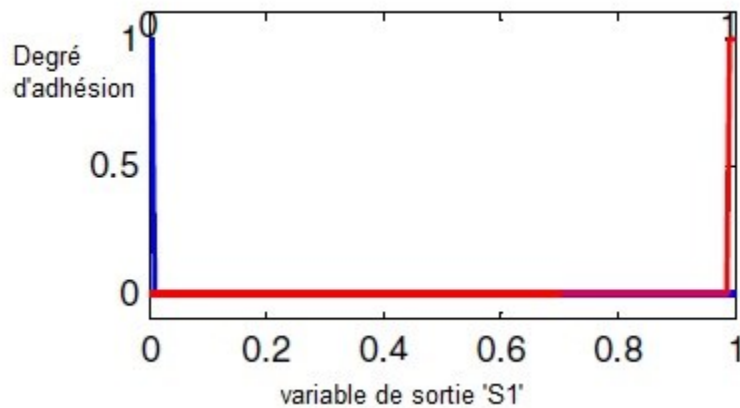


Figure IV.4 Les fonctions d'adhésion des États à sortie

IV.4. Structure du contrôle FDPC

IV.4.1 Synthèse des règles floues

La synthèse des règles floues est basée sur des recherches antérieures sur la variation puissance active et réactive causée par l'application de chaque vecteur de contrôle pendant toute la tension d'alimentation. Ces changements sont représentés sous forme de courbes dans les figure III.9 et III.10. Contrôle de la sélection des vecteurs. Chaque règle floue est basée sur le nombre de symboles et change cette fois, avec utilisez la table de commutation des sorties logiques pour le comparateur à hystérésis sur lequel la sélection est basée uniquement sur les symboles changeants. Pour cela la valeur numérique de l'erreur de poursuite les références $\varepsilon_p(k)$ et $\varepsilon_q(k)$ de puissance active et réactive sont converties en variables floues. Trois des ensembles flous sont utilisés pour implémenter cette transformation pour chaque variable (N, ZE et P) [Kri 09].

IV.4.2 Écriture de tableau

Écriture de la table à l'aide de la vérification floue la table aura trois changements d'entrée de puissance active et réactive et de tension de position vectorielle. Le calcul de la sortie se fera par le (la variation des puissances instantanées) mais chaque direction de la tension prendra sa droite du positif et du négatif et sur elle choisira notre sortie (**voir l'annexe 02**):

➤ **Par exemple, nous étudierons lorsque le vecteur de tension est en θ_1**

- **Règle 1** : Si ε_p est N et ε_q est N alors $v_i = v_6$
- **Règle 2** : Si ε_p est N et ε_q est ZE alors $v_i = v_1$
- **Règle 3** : Si ε_p est N et ε_q est P alors $v_i = v_1$
- **Règle 4** : Si ε_p est ZE et ε_q est N alors $v_i = v_6$
- **Règle 5** : Si ε_p est ZE et ε_q est ZE alors $v_i = v_7$
- **Règle 6** : Si ε_p est ZE et ε_q est P alors $v_i = v_1$
- **Règle 7** : Si ε_p est P et ε_q est N alors $v_i = v_5$
- **Règle 8** : Si ε_p est P et ε_q est ZE alors $v_i = v_7$
- **Règle 9** : Si ε_p est P et ε_q est P alors $v_i = v_6$

ε_p	ε_q	θ_1	θ_2	θ_3	θ_4	θ_5	θ_6	θ_7	θ_8	θ_9	θ_{10}	θ_{11}	θ_{12}
N	N	v_6	v_1	v_1	v_2	v_2	v_3	v_3	v_4	v_4	v_5	v_5	v_6
	Z	v_1	v_1	v_2	v_2	v_3	v_3	v_4	v_4	v_5	v_5	v_6	v_6
	P	v_1	v_2	v_2	v_3	v_3	v_4	v_4	v_5	v_5	v_6	v_6	v_1
Z	N	v_6	v_1	v_1	v_2	v_2	v_3	v_3	v_4	v_4	v_5	v_5	v_6
	Z	v_7	v_0	v_7	v_0	v_7	v_0	v_7	v_0	v_7	v_0	v_7	v_0
	P	v_1	v_2	v_2	v_3	v_3	v_4	v_4	v_5	v_5	v_6	v_6	v_1
P	N	v_5	v_6	v_6	v_1	v_1	v_2	v_2	v_3	v_3	v_4	v_4	v_5
	Z	v_7	v_0	v_7	v_0	v_7	v_0	v_7	v_0	v_7	v_0	v_7	v_0
	P	v_6	v_3	v_3	v_4	v_4	v_5	v_5	v_6	v_6	v_1	v_1	v_2

Tableau IV.1: Table de règles floues synthétisées pour tous les secteurs

IV.4.3 Inférence floue

Le composant final du contrôleur de logique floue est le défuzzification. En utilisant le mécanisme d'inférence floue. Opération transformer la valeur d'information déterminée à être appliqué à l'inférence du contrôle de processus. Inférence méthode utilisée dans la procédure du Mamdani basée sur min-max décision. Le raisonnement du système de logique floue est montré dans l'organigramme de la **figure IV.5**. Pour chaque combinaison d'entrées, généralement plus de l'un est validé. Chaque règle génère un contrôle significatif action en fonction des valeurs d'entrée des variables [Gas 11].

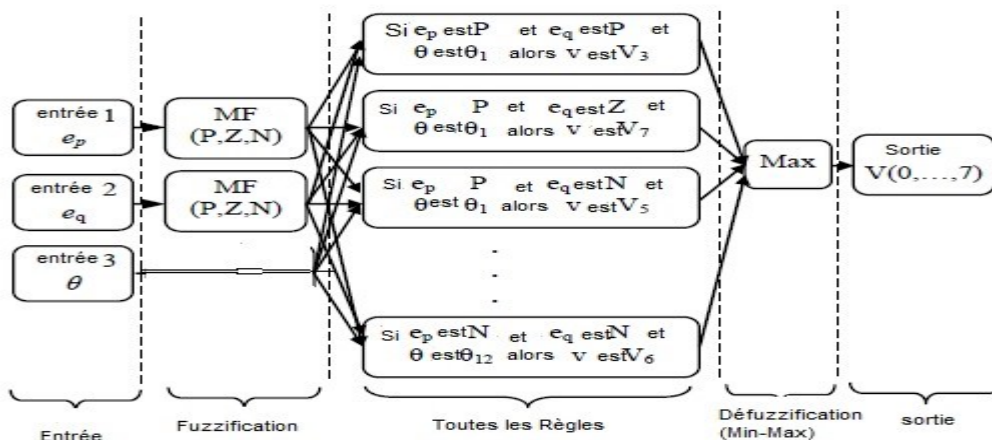


Figure IV.5 Organigramme du système de logique floue

IV.5 Simulation contrôle FDPC

IV.5.1 Résultats de simulation

La simulation et les résultats expérimentaux démontrent la faisabilité et les performances de la méthode cette section évalue la configuration DPC recommandée. La Figure IV.6 montre le résultat simuler DPC avec sélection floue dans le cas de tensions de réseau sinusoïdales pures. Cette a puissance instantanée active et réactive est correctement maîtrisée dans tous les secteurs.

Les mêmes données ont été utilisées dans le troisième chapitre du programme MATLAB.

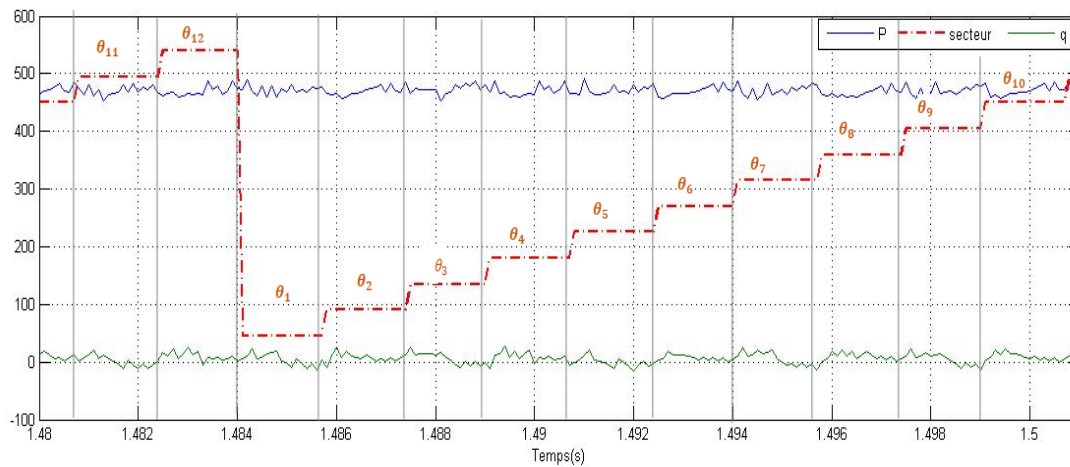
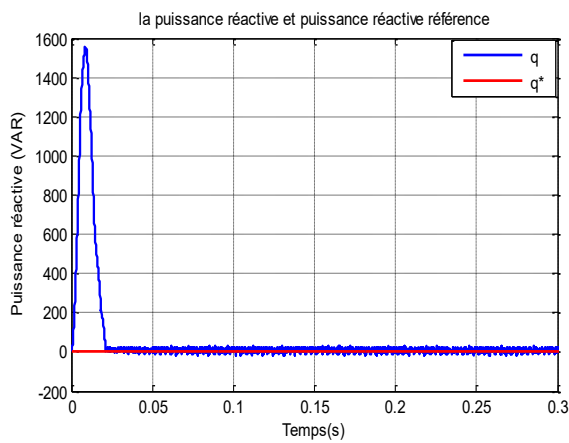
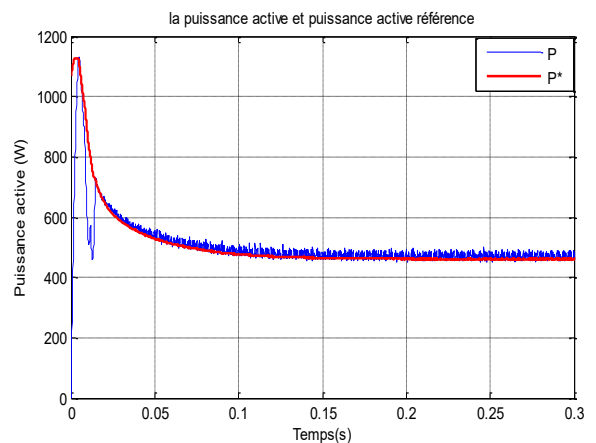


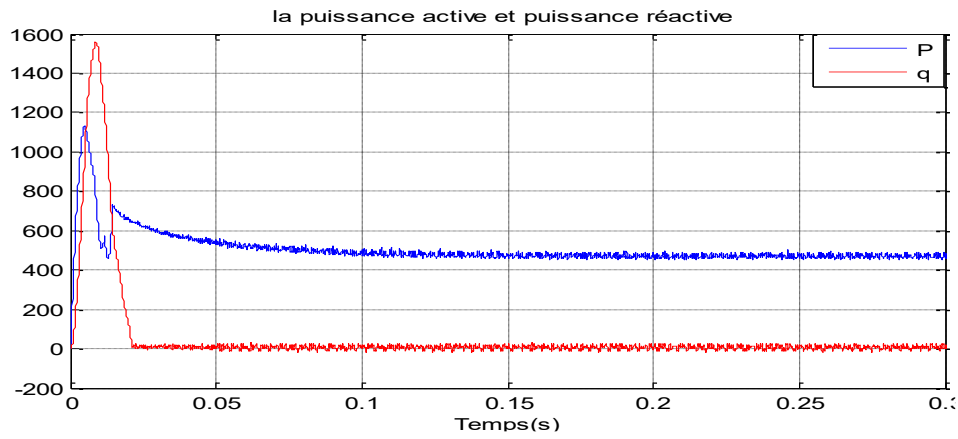
Figure IV.6: La puissance active, puissance réactive et secteur



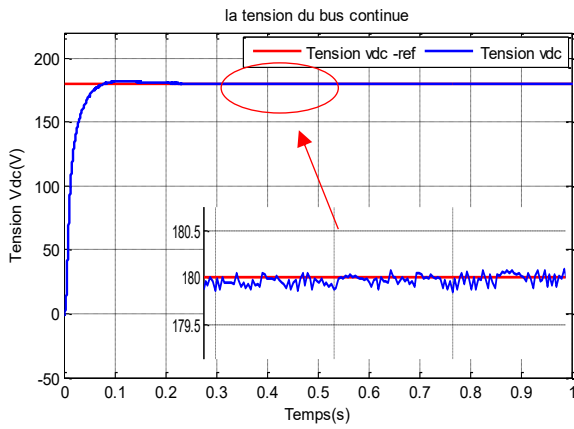
(a)



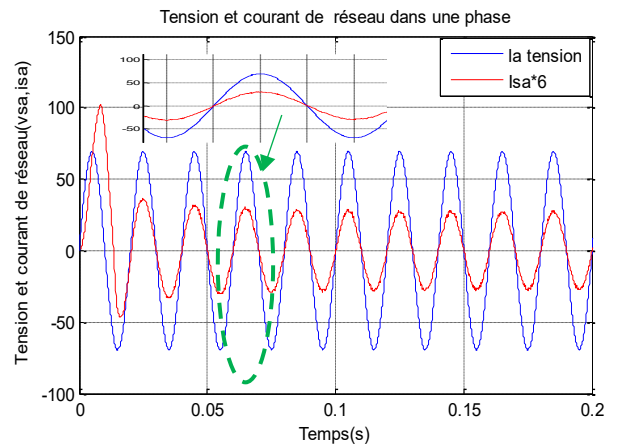
(b)



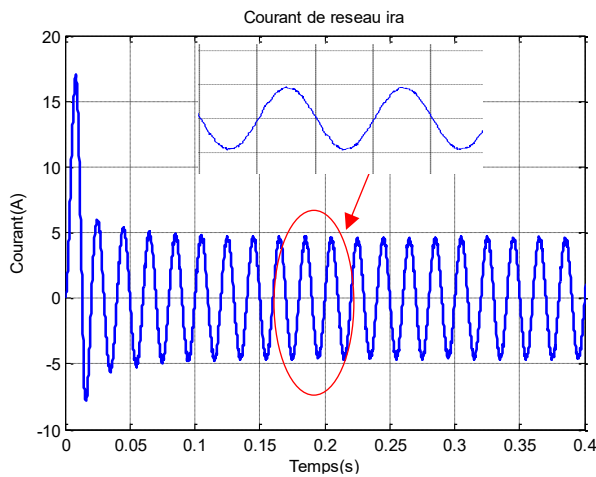
(c)



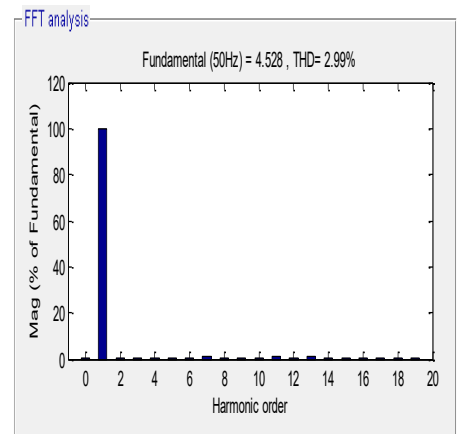
(d)



(e)



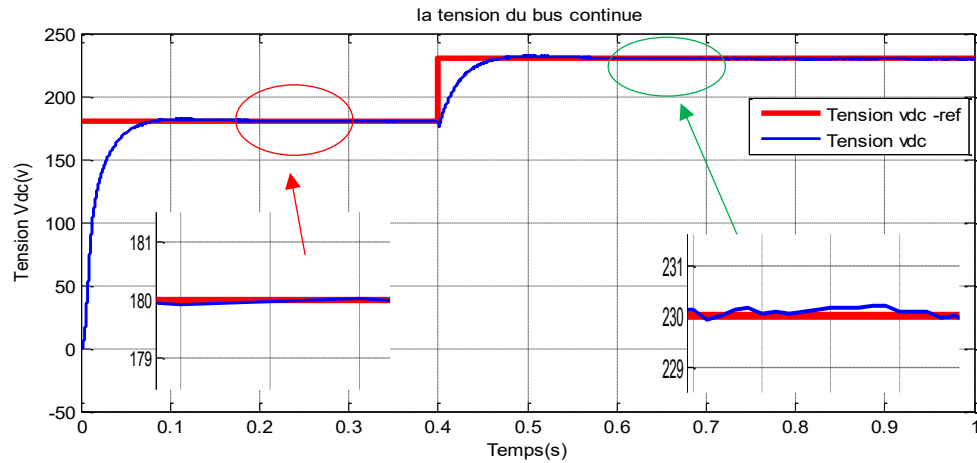
(f)



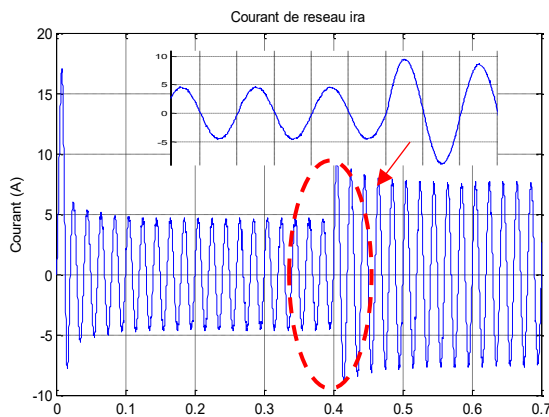
(g)

Figure IV.7: Performances du redresseur MLI commandé par la stratégie FDPC pour $V_{dc}^*=180V$.

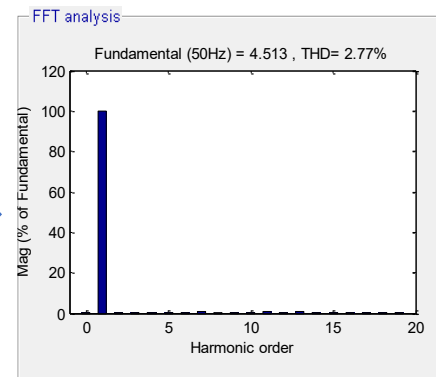
- Ici, nous avons changé la tension de référence de la valeur de 180 v à 230 v à $t=0,4$ s pour observer les changements qui se produiront sur le courant, la tension et le THD_i. Ainsi nous obtenons les résultats suivants :



(a)



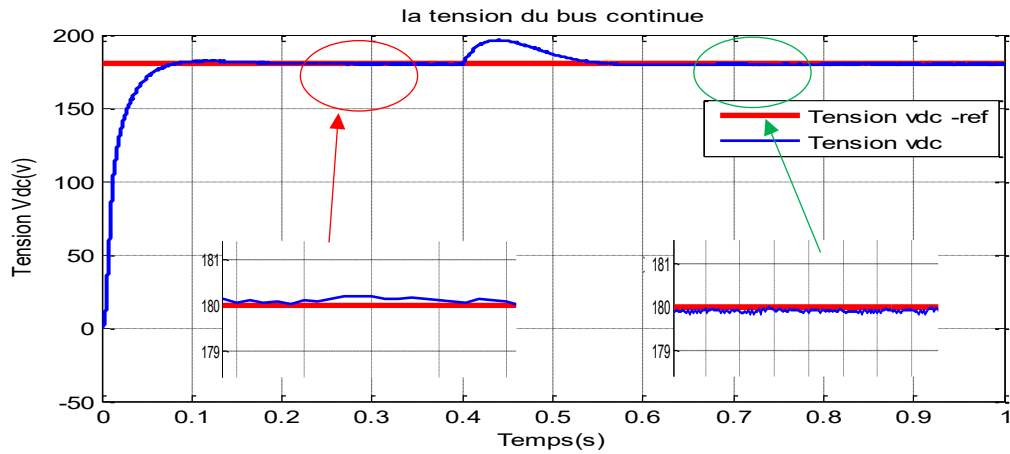
(b)



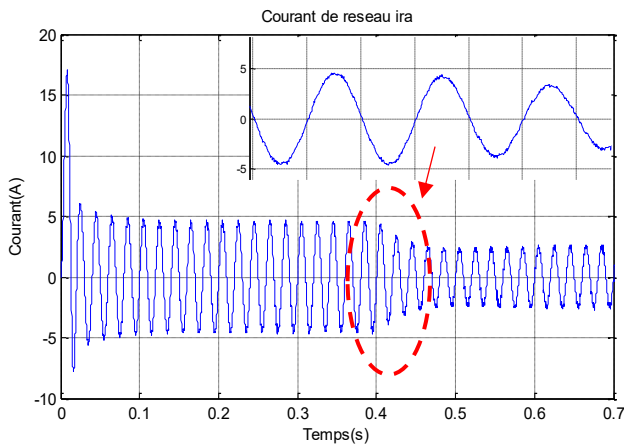
(c)

Figure IV.8 : Performances du redresseur MLI commandé par la stratégie DPC pour une tension de référence V_{dc}^* variable.

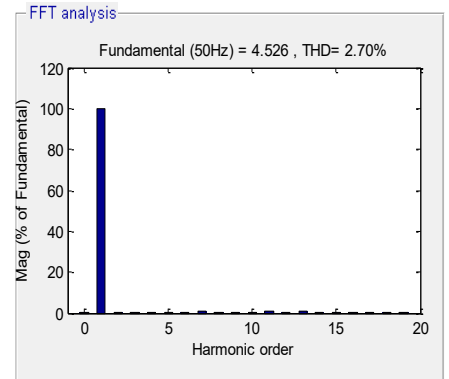
- Ici, nous avons changé la charge de $68,6 \Omega$ à 120Ω à $t = 0,4 \text{ s}$ pour observer les mêmes changements dans le système et obtenir les résultats suivants :



(a)



(b)



(c)

Figure IV.9: Test de robustesse de la commande vis-à-vis la variation de la charge.

IV.5.2 Interprétation des résultats de simulation

- **La figure (IV.6)** représente les trois courbes : puissance active P, puissance réactive Q et secteur. Il apparait clairement l'amélioration des résultats par rapport aux méthodes de contrôle étudiées précédemment (DPC à table prédéfinie et DPC avec nouvelle table).
- **La figure (IV.7)** représente les résultats de simulation pour une tension de référence de sortie constante, on remarque que le taux de distorsion harmonique de courant est très faible (2.99%) et la tension de réseau est en phase avec le courant (ce qui signifie que puissance réactive nulle). La puissance active est presque constante (480 watt), la tension du bus continu atteint la référence au bout de 0.15 s.
- **La figure (IV.8)** représente les résultats pour une référence de tension de sortie variable (la charge est constante), on remarque que le courant du réseau augmente avec l'augmentation de la tension référence (son THD est le plus faible par rapport aux autres méthodes de commande). La tension du bus continu atteint la référence (au bout de 0.08 s).
- **La figure (IV.9)** représente les résultats pour le cas d'une charge variable (la tension de référence reste constante), on remarque que le courant de réseau diminue avec l'augmentation de la charge, la tension du bus continu reste constante.

IV.6. Etude comparative

L'objectif de cette étude comparative est de montrer l'apport de chacune des trois tables de commutation présentées tout au long de ce mémoire pour le contrôle direct de puissance. Les deux critères pris en compte dans l'évaluation des performances de ces tables de commutation sont le taux de distorsion des courants absorbés " THD_i " et la précision du réglage de la tension du bus continu. A cet effet, deux tests ont été effectués en boucle fermée [Gau 09]:

➤ **Le premier test:**

Consiste à varier la référence de la tension du bus continu dans l'intervalle [120 v-240 v] pour une charge fixe ($R=68.6\Omega$). Les résultats collectés sont représentés, sous forme de courbes, sur la figure IV.10. Nous constatons que le taux de distorsion des courants obtenus par la table classique, est plus élevé et atteint des valeurs inadmissibles ($THDi>8\%$), de plus il croît avec l'augmentation de V_{dc}^* . Par ailleurs, le réglage de la tension V_{dc} est impossible pour des références supérieures à 230V. Ceci est dû à la distorsion trop forte des courants qui ne permet plus à la puissance active de suivre sa référence. Pour la nouvelle table de commutation, nous remarquons que le taux de distorsion est acceptable et s'améliore avec l'augmentation de la tension V_{dc} . De même, le taux de distorsion des courants obtenus avec la table de commutation floue est très satisfaisant ($THDi<5\%$) sur toute la plage de variation de V_{dc}^* . De plus, il décroît de façon conséquente avec l'augmentation de cette référence. La diminution du THDi lorsque la tension V_{dc} augmente (cas de la table floue et nouvelle table) est tout à fait logique, parce que plus la tension du bus continu est grande, devant la tension du réseau, plus la forme des courants est maîtrisable.

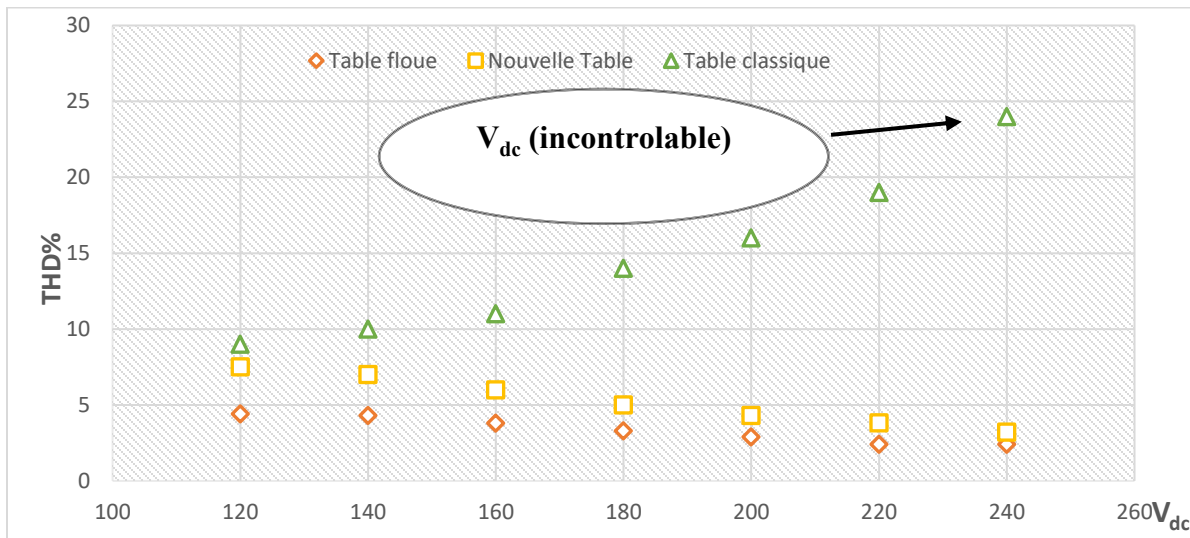


Figure IV.10 : Taux de distorsion des courants en fonction de la tension V_{dc}^* pour $q^* = 0$.

➤ *Dans le deuxième test :*

La référence de la tension du bus continu est maintenue constante ($V_{dc}^*=180V$). La puissance de la charge cette fois-ci est variable. Elle est exprimée en fonction de la puissance nominale caractérisée par : $V_{dc}^*=180V$ et $R=68.6\Omega$. La figure IV.11 traduit l'évolution du taux de distorsion d'harmonique des courants absorbés pour les trois tables de commutation. La même interprétation faite pour le test précédent peut être évoquée. Toujours la nouvelle table et la table floue sont nettement meilleures par rapport à la table classique. Pour cette dernière, le contrôle de la puissance active n'est plus valide à partir d'une augmentation de 50% par rapport à la puissance nominale. Contrairement aux deux autres tables, où le contrôle de la puissance active est très précis sur toute la plage de variation, ce qui entraîne une distorsion faible des courants. Nous notons également la supériorité de la table floue par rapport à la nouvelle table.

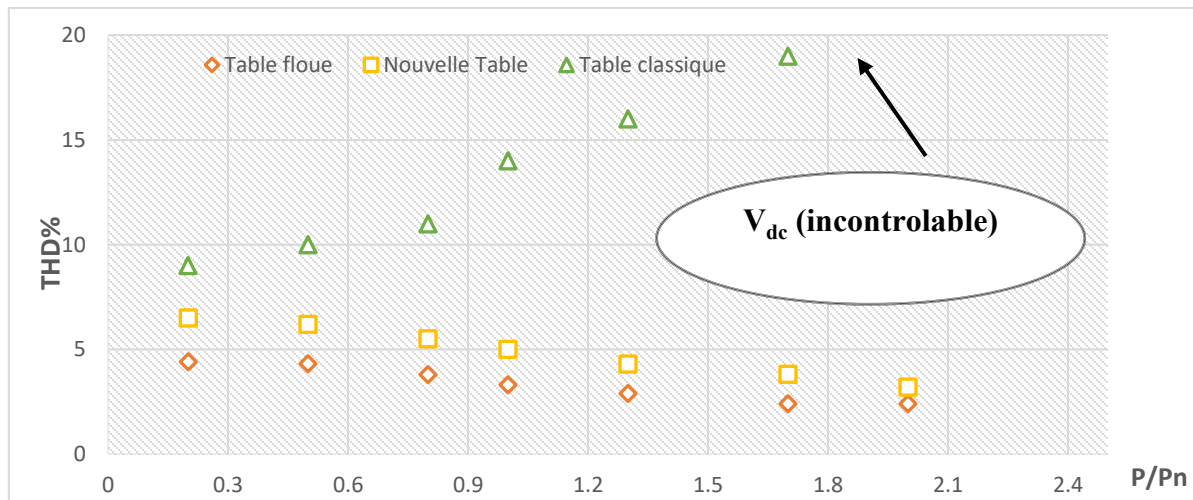


Figure IV.11 Taux de distorsion des courants en fonction de la puissance de la charge pour

$$V_{dc}^*=180V \text{ et } q^*=0.$$

IV.7. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté une nouvelle stratégie de la DPC basée sur la technique floue. Cette stratégie assure un fonctionnement à facteur de puissance unitaire avec une bonne régulation et stabilité de tension continue et faible taux de distorsion harmonique des courants du réseau. De bonnes performances sont obtenues en régimes permanent et transitoire pour le réglage appréciable des puissances instantanées active et réactive et de la tension du bus continu. Ainsi, les courants absorbés possèdent une forme sinusoïdale et les performances en régime permanent et transitoire sont nettement meilleures par rapport à la DPC classique.

CONCLUSION GENERALE

Le travail présenté dans ce mémoire s'inscrit dans le cadre de recherche de nouvelles solutions modernes, à base d'électronique de puissance, de dépollution harmonique du réseau électrique, plus particulièrement celui de distribution. L'une de ces solutions est le redresseur PWM de courant que peut remédier de lui-même à la consommation de l'énergie réactive et il offre de plus un flux de puissance bidirectionnel, un faible taux de distorsion harmonique, et une tension continue réglable. Dans ce travail, nous avons abordé le principe de fonctionnement et de contrôle d'un convertisseur AC/DC de courant associé à un réseau électrique équilibré contrôlé par plusieurs techniques de commande. Les techniques de commande sont : technique de commande à hystérésis, technique de Commande Directe de Puissance DPC (avec table de commutation, avec une nouvelle table) et aussi technique de commande DPC avec sélection floue.

Dans le premier chapitre du mémoire on a présenté, une étude sur le problème des harmoniques et des perturbations affectant la tension du réseau et dégradant ainsi la qualité de l'énergie électrique. Puis nous avons présenté les différents moyens, traditionnels et modernes, de réduction des harmoniques.

Dans le deuxième chapitre du mémoire présenté une étude et modélisation sur les redresseurs PWM (Pulse Width Modulation) et ses techniques de contrôle (contrôle par hystérésis des courants absorbés par redresseur PWM). Nous avons conclu que ce type de contrôle (contrôle par hystérésis) est Simple et facile et assure un facteur de puissance unitaire, assure un taux distorsion harmonique faible au même temps il ya des point négatifs que la fréquence de commutation variable qui dépend de la largeur de la bande .

Le troisième chapitre a montré que la commande directe de puissance (D.P.C.), en plus de sa simplicité, offre une meilleure maîtrise des puissances active et réactive instantanées. En effet, cette stratégie de contrôle est largement utilisée pour de nombreux convertisseurs, car elle contrôle

CONCLUSION GENERALE

les puissances instantanées actives en sélectionnant directement les états des interrupteurs de façon optimale. Cette DPC ne nécessite pas de boucle de courant, ou même de régulateur type PI. De plus, ce type de stratégie est doté d'une réponse très rapide. De par sa simplicité d'implémentation et considérant les hautes performances dynamiques qu'elle offre, la commande directe de puissance est l'une des stratégies de commande à envisager pour une réalisation expérimentale.

Dans le dernier chapitre, une nouvelle table configuration du DPC ,sans comparateurs à hystérésis, a été également développée et appliquée. Une table de commutation écrite sous forme de règles floues est élaborée à cet effet. Pour cette configuration du DPC, les erreurs de suivi de référence des puissances instantanées active et réactive sont utilisées comme variables floues pour la sélection du vecteur de commande adéquat par le biais des règles floues préalablement établies.

Les résultats de simulation classique du DPC (avec table prédéfinie et avec nouvelle table). Les puissances instantanées active et réactive sont parfaitement réglées vis-à-vis de leurs références et l'absorption de courants sinusoïdaux avec un facteur de puissance unitaire est obtenue avec succès.

Comme perspectives pour ce travail on peut citer :

- L'implémentation pratique des méthodes étudiées et surtout la DPC avec sélection floue.
- L'utilisation d'un autre type de charge outre que la charge résistive (une machine électrique) pour montrer la capacité du fonctionnement en quatre quadrants du redresseur PWM.
- L'extension de l'étude sur d'autres méthodes pour améliorer d'autres performances : par exemple la méthode prédictive à fréquence constante pour alléger les interrupteurs de puissance et minimiser les pertes de commutation.

Annexe

Annexe 1 : La nouvelle table de commutation :

Comme le montre le tableau ci-dessous, les signes de puissance réactive des trois vecteurs passent en positif et négatif. Pour la puissance active, les changements de signe de quatre vecteurs sont positifs et les changements de signe de deux ou trois vecteurs sont négatifs :

- **Secteur 01**

D'après les figures (III- 9), (III- 10), pour chaque combinaison des signaux de sortie S_p et S_q , les vecteurs de tension choisie pour le premier secteur Sont exprimés dans le tableau suivant :

$\Delta P_1 > 0$	$\Delta P_1 < 0$	$\Delta q_1 > 0$	$\Delta P_1 < 0$	$\Delta P_1 = 0$
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

➤ Les contrôleurs d'hystérésis à deux niveaux pour la puissance réactive instantanée peuvent être écrits comme suit :

$$\text{si } \Delta_p > 0 \text{ alors } S_p = 1 \text{ et } \Delta_p < 0 \text{ alors } S_p = 0$$

$$\text{si } \Delta_q > 0 \text{ alors } S_q = 1 \text{ et } \Delta_q < 0 \text{ alors } S_q = 0$$

$S_{p1} \backslash S_{q1}$	1	0
1	v_3	v_4, v_5
0	v_1	v_6

- **Secteur 02**

$\Delta P_2 > 0$	$\Delta P_2 < 0$	$\Delta q_2 > 0$	$\Delta P_2 < 0$	$\Delta P_2 = 0$
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

Les vecteurs de tension choisie pour le deuxième secteur Sont exprimés dans le tableau suivant

$S_{p_2} \backslash S_{q_2}$	1	0
1	v_3, v_4	v_5
0	v_2	v_1

• Secteur 03

$\Delta P_3 > 0$	$\Delta P_3 < 0$	$\Delta q_3 > 0$	$\Delta P_3 < 0$	$\Delta P_3 = 0$
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 choisie pour le troisième secteur Sont exprimés dans le tableau suivant

$S_{p_3} \backslash S_{q_3}$	1	0
1	v_4	v_5, v_6
0	v_2	v_1

• Secteur 04

$\Delta P_4 > 0$	$\Delta P_4 < 0$	$\Delta q_4 > 0$	$\Delta P_4 < 0$	$\Delta P_4 = 0$
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 choisie pour le quatrième secteur Sont exprimés dans le tableau suivant :

$S_{p_4} \backslash S_{q_4}$	1	0
1	v_4, v_5	v_6
0	v_3	v_2

• Secteur 05

$\Delta P_5 > 0$	$\Delta P_5 < 0$	$\Delta q_5 > 0$	$\Delta P_5 < 0$	$\Delta P_5 = 0$
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 choisie pour le cinquième secteur Sont exprimés dans le tableau suivant :

$S_{p_5} \backslash S_{q_5}$	1	0
1	v_5	v_1, v_6
0	v_3	v_2

• Secteur 06

$\Delta P_6 > 0$	$\Delta P_6 < 0$	$\Delta q_6 > 0$	$\Delta P_6 < 0$	$\Delta P_6 = 0$
V_1, V_5, V_6, V_0	V_3, V_4	V_4, V_5, V_6	V_1, V_2, V_3	V_0/V_7

Les vecteurs de tension choisie pour le sixième secteur Sont exprimés dans le tableau suivant :

$S_{p_6} \backslash S_{q_6}$	1	0
1	v_5, v_6	v_1
0	v_4	v_3

• Secteur 07

$\Delta P_7 > 0$	$\Delta P_7 < 0$	$\Delta q_7 > 0$	$\Delta P_7 < 0$	$\Delta P_7 = 0$
V_1, V_2, V_6, V_0	V_3, V_4	V_4, V_5, V_6	V_1, V_2, V_3	V_0/V_7

Les vecteurs tensions choisies pour le secteur 07 sont comme suite :

$S_{p_7} \backslash S_{q_7}$	1	0
1	v_6	v_2, v_1
0	v_4	v_3

• Secteur 08

$\Delta P_8 > 0$	$\Delta P_8 < 0$	$\Delta q_8 > 0$	$\Delta P_8 < 0$	$\Delta P_8 = 0$
V_1, V_2, V_6, V_0	V_5, V_4	V_1, V_5, V_6	V_4, V_2, V_3	V_0/V_7

Les vecteurs tensions choisies pour le secteur 08 sont comme suite :

$S_{p_8} \backslash S_{q_8}$	1	0
1	v_1, v_6	v_2
0	v_5	v_4

• Secteur 09

$\Delta P_9 > 0$	$\Delta P_9 < 0$	$\Delta q_9 > 0$	$\Delta P_9 < 0$	$\Delta P_9 = 0$
V_1, V_2, V_3, V_0	V_5, V_4	V_1, V_5, V_6	V_4, V_2, V_3	V_0/V_7

Les vecteurs tension choisie pour le secteur 09 sont comme suite :

S_{p_9} / S_{q_9}	1	0
1	v_1	v_2, v_3
0	v_5	v_4

• Secteur 10

$\Delta P_{10} > 0$	$\Delta P_{10} < 0$	$\Delta q_{10} > 0$	$\Delta P_{10} < 0$	$\Delta P_{10} = 0$
v_1, v_2, v_3, v_0	v_5, v_4	v_1, v_5, v_6	v_4, v_2, v_3	v_0/v_7

Les vecteurs tension choisie pour le secteur 10 sont comme suite :

$S_{p_{10}}$ / $S_{q_{10}}$	1	0
1	v_1, v_2	v_3
0	v_6	v_5

• Secteur 11

$\Delta P_{11} > 0$	$\Delta P_{11} < 0$	$\Delta q_{11} > 0$	$\Delta P_{11} < 0$	$\Delta P_{11} = 0$
v_2, v_3, v_4, v_0	v_5, v_6	v_1, v_2, v_6	v_3, v_4, v_5	v_0/v_7

Les vecteurs tension choisie pour le secteur 11 sont somme suite :

$S_{p_{11}} \backslash S_{q_{11}}$	1	0
1	v_2	v_3, v_4
0	v_6	v_5

• Secteur 12

$\Delta P_{12} > 0$	$\Delta P_{12} < 0$	$\Delta q_{12} > 0$	$\Delta P_{12} < 0$	$\Delta P_{12} = 0$
v_2, v_3, v_4, v_0	v_1, v_6	v_1, v_2, v_3	v_4, v_5, v_6	v_0/v_7

Les vecteurs tension choisies pour le secteur12 sont exprimées comme suite :

$S_{p_{12}} \backslash S_{q_{12}}$	1	0
1	v_2, v_3	v_4
0	v_1	v_6

Annexe 2 la table de Commutation avec logique floue :

On présente la méthode du choix des vecteurs de tension pour la DPC avec sélection floue .

• Secteur 1

ΔP_1	=	v_4	v_3	v_5	v_0/v_7	v_2	v_6	v_1
Degré de signal	=	+++++	++++	+++	++	++	+-	-
Δq_1	=	v_2	v_3	v_1	v_0/v_7	v_4	v_6	v_5
Degré de signal	=	+++	++	+	0	-	--	---

Dans ce tableau a été utilisé pour diviser les erreurs de l'énergie de l'actif et des autres dans les trois champs (P, Z.N) et la tension d'entrée a été déterminée par la désignation de la tension qui a permis le passage à travers les degrés positifs convergents.

Les vecteurs tensions choisies pour le secteur 01 sont comme suite :

Δp_1 / Δq_1	P	Z	N
P	v_2	v_7	v_5
Z	v_1	v_7	v_6
N	v_1	v_1	v_6

• Secteur 2

ΔP_2	=	v_4	v_5	v_3	v_0/v_7	v_6	v_2	v_1
Degré de signal	=	+++++	++++	+++	++	++	+ -	-
Δq_2	=	v_3	v_2	v_4	v_0/v_7	v_1	v_5	v_6
Degré de signal	=	+++	++	+	0	-	--	---

Les vecteurs tensions choisies pour le secteur 02 sont comme suite :

Δp_2 / Δq_2	P	Z	N
P	v_3	v_0	v_6
Z	v_2	v_0	v_1
N	v_2	v_1	v_1

• Secteur 3

ΔP_3	=	v_5	v_4	v_6	v_0/v_7	v_3	v_1	v_2
Degré de signal	=	+++++	++++	+++	++	++	+ -	-
Δq_3	=	v_3	v_4	v_2	v_0/v_7	v_5	v_1	v_6
Degré de signal	=	+++	++	+	0	-	--	---

Les vecteurs tensions choisies pour le secteur 03 sont comme suite :

$\Delta_{p_3} \backslash \Delta_{q_3}$	P	Z	N
P	v_3	v_7	v_6
Z	v_2	v_7	v_1
N	v_2	v_2	v_1

• Secteur 4

ΔP_4	=	v_5	v_6	v_4	v_0/v_7	v_1	v_3	v_2
Degré de signal	=	+++++	++++	+++	++	++	+-	-
Δq_4	=	v_4	v_3	v_5	v_0/v_7	v_2	v_6	v_1
Degré de signal	=	+++	++	+	0	-	--	---

Les vecteurs tensions choisies pour le secteur 04 sont comme suite :

$\Delta_{p_4} \backslash \Delta_{q_4}$	P	Z	N
P	v_4	v_0	v_1
Z	v_3	v_0	v_2
N	v_3	v_2	v_2

• Secteur 5

ΔP_5	=	v_6	v_5	v_1	v_0/v_7	v_4	v_2	v_3
Degré de signal	=	+++++	++++	+++	++	++	+-	-
Δq_5	=	v_4	v_5	v_3	v_0/v_7	v_6	v_2	v_1
Degré de signal	=	+++	++	+	0	-	--	---

Les vecteurs tensions choisies pour le secteur 08 sont comme suite :

$\Delta_{p_5} \backslash \Delta_{q_5}$	P	Z	N
--	---	---	---

P	v_4	v_7	v_1
Z	v_3	v_7	v_2
N	v_3	v_3	v_2

- Secteur 6

ΔP_6	=	v_6	v_1	v_5	v_0/v_7	v_2	v_4	v_3
Degré de signal	=	+++++	++++	+++	++	++	+ -	-
Δq_6	=	v_5	v_4	v_6	v_0/v_7	v_3	v_1	v_2
Degré de signal	=	+++	++	+	0	-	--	---

Les vecteurs tensions choisies pour le secteur 06 sont comme suite :

Δp_6 / Δq_6	P	Z	N
P	v_5	v_0	v_2
Z	v_4	v_0	v_3
N	v_4	v_4	v_3

- Secteur 7

ΔP_7	=	v_1	v_6	v_2	v_0/v_7	v_5	v_3	v_4
Degré de signal	=	+++++	++++	+++	++	++	+ -	-
Δq_7	=	v_5	v_6	v_4	v_0/v_7	v_1	v_3	v_2
Degré de signal	=	+++	++	+	0	-	--	---

Les vecteurs tensions choisies pour le secteur 07 sont comme suite :

$\Delta_{p7} \backslash \Delta_{q7}$	P	Z	N
P	v_5	v_7	v_2
Z	v_4	v_7	v_3
N	v_4	v_4	v_3

• Secteur 8

ΔP_8	=	v_1	v_2	v_6	v_0/v_7	v_3	v_5	v_4
Degré de signal	=	+++++	++++	+++	++	++	+-	-
Δq_8	=	v_2	v_3	v_1	v_0/v_7	v_4	v_6	v_5
Degré de signal	=	+++	++	+	0	-	--	---

Les vecteurs tensions choisies pour le secteur 08 sont comme suite :

$\Delta_{p8} \backslash \Delta_{q8}$	P	Z	N
P	v_6	v_0	v_3
Z	v_5	v_0	v_4
N	v_5	v_4	v_4

• Secteur 9

ΔP_9	=	v_2	v_1	v_3	v_0/v_7	v_6	v_4	v_5
Degré de signal	=	+++++	++++	+++	++	++	+-	-
Δq_9	=	v_6	v_1	v_5	v_0/v_7	v_2	v_4	v_3
Degré de signal	=	+++	++	+	0	-	--	---

Les vecteurs tensions choisies pour le secteur 09 sont comme suite :

$\Delta_{p_9} \backslash \Delta_{q_9}$	P	Z	N
P	v_6	v_7	v_3
Z	v_5	v_7	v_4
N	v_5	v_5	v_4

• Secteur 10

$\Delta_{P_{10}}$	=	v_2	v_3	v_1	v_0/v_7	v_4	v_6	v_5
Degré de signal	=	+++++	++++	+++	++	++	+ -	-
$\Delta_{q_{10}}$	=	v_1	v_6	v_2	v_0/v_7	v_5	v_3	v_4
Degré de signal	=	+++	++	+	0	-	--	---

Les vecteurs tensions choisies pour le secteur 10 sont comme suite :

$\Delta_{p_{10}} \backslash \Delta_{q_{10}}$	P	Z	N
P	v_1	v_0	v_4
Z	v_6	v_0	v_5
N	v_6	v_5	v_5

• Secteur 11

$\Delta_{P_{11}}$	=	v_3	v_2	v_4	v_0/v_7	v_1	v_5	v_6
Degré de signal	=	+++++	++++	+++	++	++	+ -	-
$\Delta_{q_{11}}$	=	v_1	v_2	v_6	v_0/v_7	v_3	v_5	v_4
Degré de signal	=	+++	++	+	0	-	--	---

Les vecteurs tensions choisies pour le secteur 11 sont comme suite :

$\Delta_{p_{11}} \backslash \Delta_{q_{11}}$	P	Z	N
P	v_1	v_7	v_4
Z	v_6	v_7	v_5
N	v_6	v_6	v_5

• Secteur 12

$\Delta_{P_{12}}$	=	v_3	v_4	v_2	v_0/v_7	v_5	v_1	v_6
Degré de signal	=	+++++	++++	+++	++	++	+-	-
$\Delta_{q_{12}}$	=	v_2	v_1	v_3	v_0/v_7	v_6	v_4	v_5
Degré de signal	=	+++	++	+	0	-	--	---

Les vecteurs tensions choisies pour le secteur 12 sont comme suite :

$\Delta_{p_{12}} \backslash \Delta_{q_{12}}$	P	Z	N
P	v_2	v_0	v_5
Z	v_1	v_0	v_6
N	v_1	v_6	v_6

Références bibliographiques

[Boua 10] A. Bouafia, "Techniques de commande prédictive et floue pour les systèmes d'électronique de puissance : application aux redresseurs à MLI", thèse de doctorat, université Ferhat Abbas Sétif, Algérie, 2010.

[Bou 18] B.Bouafra, S.Bouzar, « Commande floue direct de puissance d'un redresseur MLI triphasé », thèse de master, université Dr.Tahar Moulay de Saida, Algérie, 2018.

[Beng 19] A.Benabdelkader, « Filtrage Actif Série Etude et implémentation », thèse de doctorat, université des Sciences et la Technologie d'Oran, 2019.

[Dah 19] A.Dahmane, K.Bouguerra, « Etude et Commande d'un Convertisseur Statique AC/DC à Prélèvement Sinusoïdal », mémoire de master, université Mohamed Boudiaf m'sila, 2019.

[beng 13] S.Bengana, "Stratégie de contrôle de puissance d'un redresseur PWM Triphasé", mémoire master Université Kasdi Merbah Ouargla, 2013.

[Nia 96] 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, Institut National Polytechnique de Lorraine (INPL), 1996.

[Bel 11] N.Belhaouchet, « Fonctionnement à Fréquence de Commutation Constante des Convertisseurs de Puissance en Utilisant des Techniques de Commande Avancées Application : Amélioration de la Qualité de l'Energie », thèse de doctorat, université Ferhat Abbas – Sétif, 2011.

[Boul 09] A. Boulahia, « Etude des Convertisseurs Statiques destinés à la Qualité de l'Energie Electrique », mémoire magister, Université de Constantine, 2009.

[Fek 18] M. Fekik Arezki, « Commande Directe De Puissance D'un Redresseur à MLI Par DSP », thèse de doctorat, université Mouloud Mammeri de Tizi-Ouzou, 2018.

[Bens 14] K.Ben Salem, K.Yahia, « Modélisation et Simulation D'un Convertisseur AC/DC triphasé », mémoire master, Université d'EL-Oued, 2014.

[Mez 12] S. Meziani, « Etude et réalisation de la commande par DSP d'un convertisseur AC/DC », mémoire magister, université Mouloud MAMMERI de Tizi-Ouzou, 2012.

- [You 08] A.Yousfi , « Amélioration de la Qualité d'énergie électrique en utilisant un onduleur de tension à cinq niveau », mémoire magister, université de chlef, 2008.
- [Ala 02] Mohamad Alaa Eddin Alali : "Contribution à l'Etude des Compensateurs Actifs des Réseaux Electriques Basse Tension", Thèse doctorat de l'Université Louis Pasteur, Strasbourg I 2002.
- [Cha 08], A.chaoui, F.Krim, J.D.Gaubert, L.Rambault, ARTICLE, « DPC controlled three phase active filtre for power quality improvement », Laboratoire d'ELNP et commande industrielle (LEPCI), Université de SETIF, Laboratoire d'automatique et informatique industriel (LAI-ESIP), Université de POITIERS, France, 2008.
- [Nog 98]. T. Noguchi, H. Tomiki, S. Kondo, and I. Takahashi: "Direct power control of PWM converter without power-source voltage sensors", IEEE Trans. on Industry Applications, vol. 34, no. 3, pp. 473-479. 1998.
- [Mal 01]. M. Malinowski, M. P. Kazmierkowski, S. Hansen, f. Blaabjerg, and G. D. Maeques: "Virtual flux based direct power control of three phase PWM rectifiers", IEEE Trans. on Industry Applications, vol. 37, no. 4, pp. 1019-1027. 2001.
- [Sri]. S. Srianthumrong, H. Akagi: "A medium-voltage transformerless AC/DC power conversion system consisting of a diode rectifier and shunt hybrid filter", IEEE Trans.
- [Gau 08] A. Bouafia, J-P.Gaubert, F.Krim , "Analysis and design of new switching table for direct power control of three-phase PWM rectifier", 13th International Power Electronics and Motion Control Conference, Poznan, 2008.
- [Kri 08], Abdelouahab Bouafia, Jean-Paul Gaubert, Fateh Krim: "Analysis and design of new switching table for direct power control of three-phase PWM rectifier", 13th International Power Electronics and Motion Control Conference (EPE-EPESC 2008), Poznan, Poland. 2008.
- [Kri 09], Abdelouahab Bouafia, Fateh Krim, Jean-Paul Gaubert: "Fuzzy logic-based switching gstate selection for direct power control of three-phase PWM rectifier", IEEE Trans. On Industrial Electronics, vol. 56, no. 6, pp. 1984-1992. 2009.
- [Boub 21] Boubidi Yousra, " Contrôle Direct de Puissance d'un Redresseur MLI Triphasé ", Université Larbi Ben M'Hidi - Oum El Bouaghi -Faculté des Sciences et des Sciences Appliquées.mémoire de master .2021.

- [**Ras 95**], M. Rastogi, N. Mohan and A. A. Edris: "Filtering of harmonic current and damping of resonances in power systems with a hybrid-active filter", Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC '95), Dallas, USA, pp. 607-612.1995.
- [**Buj 98**], G. Buja, D. Casadei, G. Serra. Direct Stator Flux and Torque control of an induction motor: Theoretical Analysis and Experimental Results., in proc. IEEE-IECON Conf., pp. T50- T64, 1998.
- [**Bou 10**], A.Bouafia, J.D.Gaubert, « Predictive direct power contrôle of three phase pulse width modulation (PWM) rectifier using space vector modulation (SVM) », 2010.
- [**Kri 09**] Abdelouahab Bouafia, Fateh Krim, Jean-Paul Gaubert: "Fuzzy logic-based switching state selection for direct power control of three-phase PWM rectifier", IEEE Trans on Industrial Electronics, vol. 56, n°. 6, pp. 1984-1992, 2009.
- [**Dep 88**] M. Depenbrock, "Direct self – Control (DSC) of Inverter– Fed Induction Machine, " IEEE Trans. Power Electronics, Vol.3, n°.4, pp.420-429, 1988.
- [**Xia 97**] Y.Xia W.Oghanna " Study on Fuzzy Control of Induction MachineWith Direct Torque Control Approach ",IEEE Catalog Number:97TH8280- ISIE'97 - GuimarBes, Portugal.
- [**Kri 09**] Abdelouahab Bouafia, Fateh Krim, Jean-Paul Gaubert, "Fuzzy-Logic-Based Switching State Selection for Direct Power Control of Three-Phase PWM Rectifier", IEEE Transactions on Industrial Electronics, VOL. 56, n°. 6, pp. 1871–1880, 2009.
- [**Lam16**] Jawad Lamterkati, Elafia Aziz, Lahcen Ouboubker, "Fuzzy logic based improved direct power control of three-phase PWM rectifier “. no. 2, 2016.
- [**Gas 11**] B. Bouaziz, F. Bacha, M. Gasmi, , "Fuzzy DirectPower Control for PWM Converters Connected to the Grid", IEEE Transactions on Industrial Electronics, Grid 8th International Multi-Conference on Systems, Signals & Devices, 2011.
- [**Gau 09**] Abdelouahab Bouafia, Fateh Krim, Jean-Paul Gaubert, "Fuzzy-Logic-Based Switching State Selection for Direct Power Control of Three-Phase PWM Rectifier", IEEE Transactions on Industrial Electronics, VOL. 108, n°3, pp. 1985–1990 2009.
- [**Bouk 07**] Boukadoum Aziz "contrubution à l'analyse et la Réduction de la pollution harmonique dans le réseau électrique ", mémoire magister, université de Annaba, 2007

المخلص:

هذه المذكرة هي بداية البحث في مجال إلكترونيات الطاقة لحل مشكلة التلوث التوافقي لشبكة التوزيع الكهربائي هذه الطاقة والتلوث الحالي يخلق مشكلة كبيرة، وخاصة في الخدمات الصناعية وعالية الجهد، وهو نتاج الأحمال الغير خطية من الشبكات الحالية الغير جيبية. المحولات الثابتة مثل الثنائيات المتحكمة غير خطية وهي مصدر رئيسي لحقن التيار التوافقي في الشبكة. ولذلك، فإنها تتطلب اهتماما خاصا للحد من مستويات التوافقيات في عملها. في هذه الحالة، تتمثل الحلول الوقائية الحديثة المستخدمة، بالإضافة إلى التصفية النشطة، والتي تمثل حلا علاجيا، في استبدال المقومات التقليدية بهياكل جديدة لمحولات التيار المتردد /التيار المستمر نقي، والتي لها مقاومة لسلوك الشبكة. هذا العمل يجعل من الممكن السيطرة على الجهد خلال امتصاص التيار الجيبي. في الواقع، تم تطوير استراتيجيات تحكم مختلفة ومحاكاتها بهدف الحصول على تعديل فعال لجهد ناقل التيار المستمر وأخذ عينات من التيارات الجيبية. تعتمد هذه الاستراتيجيات إما على التحكم المباشر في التيار الممتص، أو على التحكم المباشر في القوة اللحظية عن طريق الاختيار الضبابي جنبا إلى جنب مع ما يسمى بالأوامر عالية المستوى حالة الجهد، لأن عملية استشعار جهد التيار المتردد أقل ضوضاء.

الكلمات المفتاحية: معامل التشويه، معامل القدرة، التحكم المباشر بالطاقة، التحكم المباشر بالطاقة باستخدام المنطق الضبابي، جدول التبديل باستخدام المنطق الضبابي.

ABSTRACT:

This thesis is an initiation research in the field of power electronics to study and eliminate harmonic pollution of the distribution network. This power and current pollution creates a major problem, especially in industrial and high-voltage services, which is a product of nonlinear loads from non-sinusoidal current networks. Stationary transformers such as thyristors are nonlinear and are a major source of harmonic current injection into the network. Therefore, they require special attention to reduce the levels of harmonics in their operation. In this case, the modern preventive solutions employed, in addition to active filtering, which represent a therapeutic solution, consist in replacing traditional rectifiers with new structures of non-polluting AC /DC transformers, which have resistance to the behavior of the network. This work makes it possible to control the nominal PWM voltage during the absorption of sinusoidal current. Indeed, different control strategies have been developed, simulated and validated on experimental test benches with the common aim of obtaining an effective modulation of DC vector voltages and a sampling of sinusoidal currents. These strategies are based either on direct control of the absorbed current, or on direct control of the instantaneous force by fuzzy selection combined with so-called high-level commands Moreover fvoc provide improved rectifier control under non-perfect line voltage condition, because AC voltage sensing process is less noise .

Keywords THD, Power Factor, DPC, FDPC, Fuzzy Table.

Résumé :

Ce mémoire est une initiation à la recherche dans le domaine de l'électronique de puissance pour étudier et éliminer la pollution harmonique du réseau de distribution. Cette pollution de puissance et de courant crée un problème majeur, en particulier dans les services industriels et à haute tension, qui est un produit de charges non linéaires provenant de réseaux de courant non sinusoïdaux. Les convertisseurs statiques tels que les thyristors sont non linéaires et constituent une source majeure d'injection de courant harmonique dans le réseau. Par conséquent, ils nécessitent une attention particulière pour réduire les niveaux d'harmoniques dans leur fonctionnement. Dans ce cas, les solutions préventives modernes employées, en plus du filtrage actif, qui représentent une solution thérapeutique, consistent à remplacer les redresseurs traditionnels par de nouvelles structures de transformateurs AC/DC non polluants, qui ont une résistance au comportement du réseau. Ce travail permet de contrôler la tension PWM nominale lors de l'absorption du courant sinusoïdal. En effet, différentes stratégies de contrôle ont été développées, simulées dans le but d'obtenir une modulation efficace des tensions vectorielles continues et un échantillonnage des courants sinusoïdaux. Ces stratégies reposent soit sur le contrôle direct du courant absorbé, soit sur le contrôle direct de la force instantanée par sélection floue combinée à des commandes dites de haut niveau condition de tension, car le processus de détection de tension alternative est moins bruyant.

Mots clés THD, Facteur de Puissance, DPC, FDPC , Table Floue

... من منطق حديث رسول الله صلى الله عليه وسلم

«مَنْ سَأَلَ عَنْ عِلْمٍ فَكَتَمَهُ، أُجِمَّ يَوْمَ الْقِيَامَةِ بِلِجَامٍ مِنْ نَارٍ»

من لديه أي إبهام فليراسلني عبر البريد الإلكتروني.

belal.masood@univ-msila.dz

معا وسويا لنبني أوطاننا



