



Ecole Nationale Polytechnique
Département d'Automatique
Laboratoire de Commande des Processus



Thèse de doctorat en
Génie Electrique
Option : Automatique

Thème

**Réduction de la pollution des
réseaux électriques basses tensions
fondée sur les compensateurs
actifs : Théorie et réalisation**

Abdelkader MORSLI

Sous la direction de : M. Abdelhalim TLEMÇANI et M. Mohamed Seghir BOUCHERIT

Présenté et soutenue publiquement le (04/11/2018)

Composition du Jury :

Président	Mohamed TADJINE	Professeur, ENP. Alger
Rapporteur	Abdelhalim TLEMÇANI	Professeur, U.Y.F. Médéa
Co-Rapporteur	Mohamed Seghir BOUCHERIT	Professeur, ENP. Alger
Examineur	Mohand Oulhadj MAHMOUDI	Professeur, ENP. Alger
Examineur	Khelifa BENMANSOUR	Professeur, U.Y.F. Médéa
Examineur	Bekheira TABACHE	MCA, EMP. Alger
Examineur	Kamal MEGHRICHE	MC-HDR, U. Versailles. France

ENP 2018



Ecole Nationale Polytechnique
Département d'Automatique
Laboratoire de Commande des Processus



Thèse de doctorat en
Génie Electrique
Option : Automatique

Thème

**Réduction de la pollution des
réseaux électriques basses tensions
fondée sur les compensateurs
actifs : Théorie et réalisation**

Abdelkader MORSLI

Sous la direction de : M. Abdelhalim TLEMÇANI et M. Mohamed Seghir BOUCHERIT

Présenté et soutenue publiquement le (04/11/2018)

Composition du Jury :

Président	Mohamed TADJINE	Professeur, ENP. Alger
Rapporteur	Abdelhalim TLEMÇANI	Professeur, U.Y.F. Médéa
Co-Rapporteur	Mohamed Seghir BOUCHERIT	Professeur, ENP. Alger
Examineur	Mohand Oulhadj MAHMOUDI	Professeur, ENP. Alger
Examineur	Khelifa BENMANSOUR	Professeur, U.Y.F. Médéa
Examineur	Bekheira TABACHE	MCA, EMP. Alger
Examineur	Kamal MEGHRICHE	MC-HDR, U. Versailles. France

ENP 2018



بِسْمِ اللَّهِ الرَّحْمَنِ الرَّحِيمِ
الْحَمْدُ لِلَّهِ رَبِّ الْعَالَمِينَ الرَّحْمَنِ الرَّحِيمِ
مَالِكِ يَوْمِ الدِّينِ أَيُّهَا الْعَبْدُ أَمَا لِنَسْتَعِينُ
أَهْدِنَا الصِّرَاطَ الْمُسْتَقِيمَ صِرَاطَ الَّذِينَ
أَنْعَمْتَ عَلَيْهِمْ غَيْرِ الْمَغْضُوبِ عَلَيْهِمْ
وَلَا الضَّالِّينَ



ملخص :

إن الهدف المتوخى في هذه الرسالة يتناول إزالة التلوث من الشبكات الكهربائية ذات الجهد المنخفض بواسطة المعوضات النشطة. وتستند هذه إلى تطور الإلكترونيك ذات الاستطاعة. و نعني بذلك أن محولات الجهد DC-AC (العاكسات) هي حلول حديثة لتقليل أكبر قدر ممكن من جميع التوافقيات حقن عن طريق الحمل غير الخطية. في عملنا هذا ، سوف نقترح نهجا للحد من معدل تشويه التوافقي (THD) من التيار المصدر ونهج آخر لتحسين معامل القدرة عن طريق المصافي الفعالة المتوازية ذات القدرة (sAPF). لهذا، سوف نقدم الاختلاف في مستويات العاكسون، اثنين، ثلاثة وخمسة مستويات ذات هيكل NPC من جهة، وتقنيات التحكم المختلفة بين الكلاسيكية والذكية من ناحية أخرى.

أولاً ، استخدمنا أسلوبين للتحكم في نظام تصفية نشط متوازي ذا مستويين ، الأول هو التحكم SVPWM ، والثاني هو التحكم DPC. بعد ذلك ، قمنا بإجراء دراسة مقارنة بين نوع التحكم المنطقي الضبابي 1- (LFT-1) ومنظم PI الكلاسيكي من خلال المقارنة بين الأنواع الثلاثة من المحولات السابقة. لقد أظهرت لنا نتائج المحاكاة تحت بيئة MATLAB/Simulink بوضوح أن عنصر التحكم LFT-1 أكثر كفاءة من جهاز التحكم PI. وأخيراً ، درسنا تقنية تحكم أخرى بواسطة نظام ذكاء اصطناعي ، وهو نوع التحكم المنطقي الضبابي 2- (LFT-2) المستخدم في مرشح نشط مواز مع خمسة مستويات من بنية NPC. بالإشارة إلى التحكم SVPWM والأوامر الثلاثة الأخيرة التي يتم استخدامها مع طريقة الطاقة النشطة والفورية PQ النشطة. أغلقنا هذا العمل باستخدام التحقق التجريبي من النظام باستخدام التحكم DPC. تسمح لنا نتائج المحاكاة بفهم أهمية زيادة مستوى العاكس واستراتيجية التحكم المستخدمة لتحسين THD وعامل الطاقة في نفس الوقت.

كلمات مفتاحية : التحكم DPC ، dSPACE 1104 ، المصفي الفعال ذو القدرة (sAPF) ، المنطق الضبابي ، المنظم PI ، عاكس التوتر ، طريقة الطاقة الفورية الفعالة و التفاعلية (PQ) ، معدل تشويه التوافقي (THD) ، الأشعة الفضائية للتعديل في عرض النبضة (SVPWM) .

Abstract :

The objective pursued in this thesis deals with the cleanup of low voltage electrical networks by active compensators. These are based on the evolution of power electronics. We mean that DC-AC voltage converters (inverters) are modern solutions to minimize the maximum possible all the harmonics injected by the non-linear load. In our work, we proposed an approach to reduce the total harmonic distortion (THD) of the source current and improve the power factor by a shunt Active Power Filter (sAPF). For this, we presented the variation of the levels of inverters, two, three and five levels with NPC topology on the one hand, and the different techniques of commands between classical and intelligent on the other hand.

First, we used two techniques for controlling a two-level shunt active filtering system, the first is the SVPWM command, and the second is the DPC command. Then, we made a comparative study between type-1 fuzzy logic control (T-1FLC) and the classical PI regulator by comparing between the three types of previous inverters. The simulation results under the MATLAB / Simulink environment have shown us clearly that the T-1FLC is more efficient than the PI controller. Finally, we have studied another control technique by an artificial intelligence system, the type-2 fuzzy logic control (T-2FLC) used in a parallel active filter with five levels NPC structure. Referring to the SVPWM command and to the last three commands that are used with the PQ active and reactive instantaneous power method. We closed this work with an experimental validation of the system using the DPC command. The simulation results allow us to understand the importance of increasing the level of the inverter and the control strategy used for the improvement of the THD and the power factor at the same time.

Key words: Direct Power Control (DPC), dSPACE 1104, shunt Active Power Filter (sAPF), Fuzzy Logic, PI Regulator, Voltage Inverter, Active and Reactive Instantaneous Power Method (PQ), Total Harmonic Distortion (THD) , Space Vectors of Pulse Width Modulation (SVPWM).

Résumé :

L'objectif poursuivi dans cette thèse porte sur la dépollution des réseaux électriques basses tensions par des compensateurs actifs. Ces derniers sont basés sur l'évolution de l'électronique de puissance. Nous voulons dire que les convertisseurs de tension DC-AC (les onduleurs) sont des solutions modernes pour minimiser le maximum possible de tous les harmoniques injectés par la charge non linéaire. Dans notre travail, nous avons proposé une approche pour diminuer le taux de distorsion d'harmoniques (THD) du courant de source et d'autre approche pour améliorer le facteur de puissance par un filtre actif parallèle de puissance (shunt Active Power Filter – sAPF en anglais). Pour cela, nous présenterons des structures d'onduleurs, deux, trois et cinq niveaux à structure NPC d'une part, et les différentes techniques de commande entre classiques et intelligentes d'autre part.

D'abord, nous avons utilisé deux techniques de commande d'un système de filtrage actif parallèle à deux niveaux, la première, c'est la commande SVPWM, et la deuxième c'est la commande DPC. Ensuite, nous avons fait une étude comparative entre la commande par logique floue type-1 (LFT-1) et le régulateur classique PI en comparant entre les trois types d'onduleurs précédents. Les résultats de simulation sous l'environnement *MATLAB/Simulink* nous ont montré clairement que la commande LFT-1 est plus performante que le régulateur PI. Enfin, nous avons étudié une autre technique de commande par un système d'intelligence artificielle, c'est la commande par logique floue type-2 (LFT-2) employé dans un filtre actif parallèle à cinq niveaux à structure NPC. En se référant à la commande SVPWM et aux trois dernières commandes qui sont employées avec la méthode des puissances instantanées active et réactive PQ. Nous avons clôturé ce travail par une validation expérimentale du système en employant la commande DPC. Les résultats de simulation nous permettent quelle importance d'augmenter le niveau de l'onduleur d'une part et la stratégie de commande utilisé d'autre part pour l'amélioration du THD et le facteur de puissance en même temps.

Mots clés : Commande directe de puissance (DPC), dSPACE 1104, Filtre actif parallèle de puissance (FAPP), Logique Floue, Régulateur PI, Onduleur de tension, Méthode des puissances instantanées active et réactive (PQ), Taux de distorsion d'harmoniques (THD), Vecteurs d'espace de la modulation de largeur d'impulsions (SVPWM).

REMERCIEMENTS

*D'abord, Je remercie **ALLAH** le tout puissant qui m'a donné la force pour achever ce projet.*

*Au terme de ce travail de thèse, je tiens à exprimer ma profonde reconnaissance à mes directeurs de thèses, Monsieur **Abdelhalim TLEMÇANI** professeur à l'université de Médéa, ainsi qu'à Monsieur **Mohamed Seghir BOUCHERIT** professeur à l'ENP, pour m'avoir proposé ce sujet et pour toute la confiance qu'ils m'ont accordé, pour leurs souci permanent, pour leurs conseils et surtout pour leurs critiques et leurs suggestions nombreuses.*

*Je tiens à exprimer mes sincères remerciements à Monsieur **M. TADJINE**, Professeur à l'ENP, pour l'honneur qu'il m'a fait en acceptant de présider le jury de cette thèse.*

*Je remercie Monsieur **M.O. MAHMOUDI**, Professeur à l'ENP, pour l'honneur qu'il m'a fait en participant à l'évaluation de ce travail.*

*J'exprime ma plus profonde gratitude à Monsieur **K. BENMANSOUR**, Professeur à l'Université de MEDEA, de m'avoir honoré en acceptant d'être examinateur.*

*Je tiens à remercier également Monsieur **B. TABACHE** maître de conférence à l'EMP, pour avoir accepté de siéger dans le jury comme examinateur.*

*J'exprime mes vifs remerciements à Monsieur **K. REGHMICHE HDR**, Université de Versailles. France, d'avoir accepté de siéger dans le jury comme examinateur.*

Je tiens à remercier également à exprimer mes sympathies à tous les enseignants de département d'automatique de l'Ecole Nationale Polytechnique (ENP) qui m'ont aidé à l'élaboration de mon projet.

*J'exprime mes vifs remerciements à Monsieur **Laid ZELLOUMA** Maître de conférence à l'Université d'Eloued et **Hind DJEGHLOUD** Maître de conférence à l'Université de Constantine pour leurs aides considérées.*

*Les travaux présentés ici n'auraient certainement pas été menés à bien sans la collaboration et l'amabilité de l'ensemble de mes collègues chercheurs du département de Génie Electrique de l'Université Yahia Farès de Médéa. Je les remercie tous pour leurs encouragements et en particulier le Docteur **Abdelhafidh MOUALDIA** pour ses aides surtout en pratique.*

Sans oublier tous ceux qui m'ont aidé de près ou de loin.

DEDICACES

Je dédie tout particulièrement ce travail :

A mes chers parents pour leurs sacrifices et encouragements ;

A ma femme et mes enfants ainsi qu'à toute ma famille ;

A tous mes amis.

TABLE DES MATIERES

<i>Résumé</i>	
<i>Remerciements</i>	
<i>Dédicaces</i>	
<i>Liste des figures</i>	
<i>Liste des tableaux</i>	
<i>Nomenclature et abréviations</i>	
<i>Introduction générale</i>	18

CHAPITRE (I)

Etat de l'art

<i>I-1. Introduction</i>	20
<i>I-2. Qualité de l'énergie électrique</i>	21
<i>I-3. Les perturbations basses fréquences (BF)</i>	21
<i>I-3.1. Creux et coupures de tension</i>	21
<i>I-3.2. Fluctuations de tension</i>	22
<i>I-3.3. Déséquilibre du système triphasé de tension</i>	22
<i>I-3.4. Variation de fréquence</i>	23
<i>I-3.5. Harmoniques et interharmoniques</i>	23
<i>I-4. Solutions de dépollution des réseaux électriques</i>	25
I-4.1. Solutions traditionnelles	25
I-4.1.1. Intervention sur la structure de l'installation	25
I-4.1.2. Surdimensionnement ou déclassement de l'installation électrique.....	25
I-4.1.3. Renforcement de la puissance de court-circuit.....	25
I-4.1.4. Rééquilibrage des courants du réseau électrique	25
I-4.1.5. Filtrage passif	25
I-4.2. Solutions modernes.....	27
I-4.2.1. Le filtre actif parallèle (FAP)	27
I-4.2.2. Le filtre actif série (FAS).....	28
I-4.2.3. La combinaison parallèle série actifs.....	28
I-4.2.4. Combinaison hybride active et passive	29
<i>I-5. Conclusion</i>	31

CHAPITRE (II)

Modélisation des onduleurs de tension triphasés à 2, à 3 et à 5 niveaux

<i>II-1. Introduction</i>	32
<i>II-2. Modélisation de l'onduleur de tension à deux niveaux</i>	33
<i>II-3. Modélisation de l'onduleur à trois niveaux à structure NPC</i>	36
II-3.1. Structure de l'onduleur triphasé à trois niveaux.....	36

II-3.2. Commande triangulo-sinusoïdale à échantillonnage naturel	39
II-3.2.1. Principe de la commande avec deux porteuses bipolaires triangulaires	39
II-3.2.2. L'algorithme de commande	40
II-3.3. Commande de l'onduleur par modélisation de largeur d'impulsions MLI	41
II-3.3.1. Structure de l'onduleur triphasé à cinq niveaux.....	41
II-3.3.2. Différentes configurations d'un bras d'onduleur cinq niveaux.....	42
II-3.4. Modèle de connaissance et de commande de l'onduleur triphasé cinq niveaux à structure NPC	44
II-3.4.1. Commandabilité des convertisseurs statiques	44
II-3.4.2. Fonction de connexion des interrupteurs	44
II-3.4.3. Fonction de connexion du demi-bras	45
II-3.4.4. Modélisation des valeurs instantannées	45
II-3.4.5. Stratégie de commande de l'onduleur à cinq niveaux (triangulo-sinusoïdale).....	47
II-4. Conclusion	49

CHAPITRE (III)

Stratégies de commande classiques d'un filtre actif parallèle de puissance

III-1. Introduction	50
III-2. Etat de l'art de différentes stratégies de commande d'un filtre actif parallèle de puissance	50
III-3. Stratégies de commande.....	54
III-4. Dimensionnement des paramètres du filtre actif parallèle.....	55
III-4.1. Dimensionnement du bus continu du condensateur C_{dc}	55
III-4.2. Dimensionnement de l'inductance du filtre de couplage L_{fa}	55
III-4.3. Régulation de la tension du bus continu	56
III-5. Méthode des puissances instantannées active et réactive (PQ).....	57
III-5.1. Modélisation de la méthode PQ	57
III-5.2. Puissance apparente, puissance réactive et puissance de distorsion	60
III-5.3. Taux de Distorsion d'Harmonique (THD)	61
III-6. Méthode de vecteur spatial à modulation de largeur d'impulsions (SVPWM)	61
III-6.1. Schéma de principe de la commande SVPWM	61
III-6.2. Principe de la commande SVPWM	62
III-6.3. Détermination du vecteur tension de contrôle (vecteur de référence)	64
III-6.4. Détermination de la séquence temporelle de vecteur d'état	64
III-6.5. Tension de référence dans les différents secteurs	66
III-6.6. Résultats de simulation	72
III-6.6.1. Avant filtrage actif parallèle	72
III-6.6.2. Après filtrage actif parallèle	74
III-7. Méthode de la Puissance de Commande Direct (Direct Power Control - DPC)	82
III-7.1. Principe de la commande DPC	82
III-7.2. Contrôleur à hystérésis.....	83
III-7.3. Choix du secteur, les vecteurs de tension de source et la table de commutation... 84	
III-7.3.1. Choix du secteur	84
III-7.3.2. Les vecteurs de tension de source	85
III-7.3.3. La table de commutation.....	89
III-7.3.4. Résultats de simulation de la technique (DPC)	89
III-8. Commande par régulateur Proportionnel-Intégral avec la méthode PQ (PQ-PI)...	95

III-8.1. Régulateur PI du courant de filtre avec la commande MLI à porteuse triangulaire	98
III-8.2. Schéma de principe de la commande	98
III-8.3. Résultats de simulation	96
III-9. Conclusion.....	98

CHAPITRE (IV)

Stratégies de commande modernes d'un filtre actif parallèle de puissance

IV-1. Introduction).....	99
IV-2. Commande par Logique Floue Type-1 avec la méthode PQ (PQ-LFT1)	99
IV-2.1. Schéma de principe de la commande PQ-LFT1	99
IV-2.2. Principe du contrôleur flou type-1	99
IV-2.3. Résultats de simulation	103
IV-3. Commande par Logique Floue Type-2 avec la méthode PQ (PQ-LFT2)	105
IV-3.1. Concept des ensembles flous de type-2 (EFT-2)	105
IV-3.2. Ensemble Flou Type-2.....	105
IV-3.2.1. Ensemble Flou Type-2 Intervalle	107
IV-3.2.2. Types d'ensembles flous type-2	108
IV-3.3. Contrôleur de Logique Floue Type-2	108
IV-3.3.1. Base de Règles	109
IV-3.3.2. Mécanisme d'inférence.....	109
IV-3.3.3. Fuzzification	110
IV-3.3.4. Processus de sortie.....	110
IV-3.3.5. Réduction de type	110
IV-3.3.6. Défuzzification	111
IV-3.3.7. Synthèse du régulateur flou type-2	111
IV-3.4. Résultats de simulation	113
IV-4. Conclusion	116

CHAPITRE (V)

Validation expérimentale

V-1. Introduction.....	117
V-2. Description de la carte DSpace 1104	117
V-2.1. Principe de la commande DPC	117
V-3. Présentation du banc d'essai de la commande PDC d'un filtre actif parallèle.....	118
V-4. Etapes d'implémentation dans la carte DSpace 1104.....	120
V-5. Résultats expérimentaux.....	120
V-6. Conclusion.....	125
Conclusion générale et perspectives	126
Annexe	128
Bibliographie	134

LISTE DES FIGURES

CHAPITRE (I)

Etat de l'art

<u>Figure I.1</u> : Creux et coupure de tension.....	21
<u>Figure I.2</u> : Fluctuation de tension	22
<u>Figure I.3</u> : Cas particulier de déséquilibre du système triphasé de tension.....	22
<u>Figure I.4</u> : Variation de fréquence	23
<u>Figure I.5</u> : Harmoniques (a) et interharmoniques (b).....	24
<u>Figure I.6</u> : Filtre passif résonnant	26
<u>Figure I.7</u> : Filtre passif amorti	26
<u>Figure I.8</u> : Filtre actif parallèle	27
<u>Figure I.9</u> : Filtre actif série	28
<u>Figure I.10</u> : Combinaison des filtres actifs série et parallèle	28
<u>Figure I.11</u> : Filtre actif série assisté par filtre passif	29
<u>Figure I.12</u> : Filtre actif série et passif parallèle connectés en série assisté	30
<u>Figure I.13</u> : Filtre actif parallèle assisté par filtre passif	30

CHAPITRE (II)

Modélisation des onduleurs de tension triphasés à 2, à 3 et à 5 niveaux

<u>Figure II.1</u> : Bras d'une phase d'un onduleur de tension. (a). Deux niveaux. (b). Trois niveaux. (c). N niveaux	32
<u>Figure II.2</u> : Structure de l'onduleur de tension à deux niveaux	33
<u>Figure II.3</u> : Structure de l'onduleur triphasé à deux niveaux avec deux bus continu.....	34
<u>Figure II.4</u> : Stratégie triangulo-sinusoidale de MLI ($m = 6, r = 0,8$).....	35
<u>Figure II.5</u> : La tension simple v_a et son spectre de l'onduleur triphasé à deux niveaux commandé par la stratégie triangulo-sinusoidale pour $m=6$ avec $r=0.8$ et $f=50\text{Hz}$	36
<u>Figure II.6</u> : Interrupteur bidirectionnel équivalent du pair transistor–diode.....	36
<u>Figure II.7</u> : Onduleur triphasé trois niveaux à structure NPC.....	37
<u>Figure II.8</u> : Séquences fonctionnelles d'un bras de l'onduleur triphasé à trois niveaux	38
<u>Figure II.9</u> : Schéma de principe de la technique triangulo-sinusoidale à deux porteuse	39
<u>Figure II.10</u> : Différents signaux pour les deux porteuses par la stratégie triangulo-sinusoidale de MLI ($m = 6, r = 0,8$).....	40
<u>Figure II.11</u> : La tension simple v_a et son spectre de l'onduleur triphasé à trois niveaux commandé par la stratégie triangulo-sinusoidale à deux porteuses bipolaires, pour $m=6$ avec $r=0.8$ et $f=50\text{Hz}$	41
<u>Figure II.12</u> : Onduleur triphasé cinq niveaux à structure NPC	41
<u>Figure II.13</u> : Structure d'un bras de l'onduleur cinq niveaux à structure NPC.....	42
<u>Figure II.14</u> : Les différentes configurations possibles pour un bras K de l'onduleur à cinq niveaux	43

<u>Figure II.15</u> : Différents signaux pour les quatre porteuses par la stratégie triangulo-sinusoidale de MLI ($m = 6, r = 0,8$)	47
<u>Figure II.16</u> : Tension de sortie de l'onduleur triphasée à 5 niveaux commandée par stratégie triangulo-sinusoidale à 4 porteuses bipolaires ($m=6, r=0.8$) et son spectre	49

CHAPITRE (III)

Stratégies de commande classiques d'un filtre actif parallèle de puissance

<u>Figure III.1</u> : Schéma classique de la méthode du référentiel synchrone pour le filtre hybride shunt.....	51
<u>Figure III.2</u> : Commande non linéaire par linéarisation exacte	51
<u>Figure III.3</u> : Commande par mode de glissement.....	52
<u>Figure III.4</u> : Commande non linéaire adaptative avec modèle de référence	52
<u>Figure III.5</u> : Commande non linéaire adaptative indirect	53
<u>Figure III.6</u> : Commande indirecte du filtre actif	54
<u>Figure III.7</u> : Schéma synoptique de commande indirecte du filtre actif triphasé	54
<u>Figure III.8</u> : Boucle de régulation de la tension du bus continue par I_{dc}	57
<u>Figure III.9</u> : Schéma de principe des filtres utilisés pour l'extraction des composantes alternatives de p et q	59
<u>Figure III.10</u> : Algorithme p - q d'extraction des courants harmoniques.....	60
<u>Figure III.11</u> : Représentation vectorielle de la puissance apparente.....	60
<u>Figure III.12</u> : Schéma de principe du filtrage actif parallèle à deux niveaux commandé par SVPWM	61
<u>Figure III.13</u> : Schéma bloc de la commande SVPWM	62
<u>Figure III.14</u> : Définition du vecteur de contrôle	64
<u>Figure III.15</u> : Séquence d'application des vecteurs sur une période T_s (K_0 facteur $\in [0,1)$). (Succession des phases de conduction)	65
<u>Figure III.16</u> : Tension de référence dans le secteur (I).....	66
<u>Figure III.17</u> : Tension de référence dans le secteur (II)	67
<u>Figure III.18</u> : Tension de référence dans le secteur (III).....	68
<u>Figure III.19</u> : Tension de référence dans le secteur (IV)	69
<u>Figure III.20</u> : Tension de référence dans le secteur (V).....	70
<u>Figure III.21</u> : Tension de référence dans le secteur (VI)	71
<u>Figure III.22</u> : Allure de la tension de source v_{sa}	73
<u>Figure III.23</u> : Allure du courant de charge i_{ca} avant filtrage actif	73
<u>Figure III.24</u> : Spectre harmonique de i_c	74
<u>Figure III.25</u> : Allure du courant de charge i_{ca} déphasé de la tension d'alimentation v_{sa}	74
<u>Figure III.26</u> : Allure de i_{sa} après l'application de la commande SVPWM au FAP	75
<u>Figure III.27</u> : Spectre harmonique de i_{sa} après l'application de la commande SVPWM au FAP.....	75
<u>Figure III.28</u> : Courant i_{sa} et la tension v_{sa}	76
<u>Figure III.29</u> : Allures des courants de source i_{sa} , de filtre i_{fa} et de charge i_{ca}	76
<u>Figure III.30</u> : Allures des courants de filtre i_{fa} et sa référence i_{fa}^*	77
<u>Figure III.31</u> : Allures de tension du bus continu V_{dc} et sa référence V_{dc}^*	77
<u>Figure III.32</u> : Localisation instantané des secteurs de V_{ref}	78
<u>Figure III.33</u> : Signal de temps d'application de V_{ref}	78
<u>Figure III.34</u> : Signal de répétition séquence	78

<u>Figure III.35</u> : Signal d'impulsion de l'interrupteur S_a	79
<u>Figure III.36</u> : Bloc des signaux de l'onduleur.....	79
<u>Figure III.37</u> : Tension de sortie entre phase et neutre v_{an}	80
<u>Figure III.38</u> : Spectre harmonique de la tension v_{an}	80
<u>Figure III.39</u> : Tension de sortie entre phase v_{ab}	80
<u>Figure III.40</u> : Spectre harmonique de la tension v_{ab}	81
<u>Figure III.41</u> : Tensions composées de sortie filtrées de l'onduleur V_{ab} , V_{bc} et V_{ca}	81
<u>Figure III.42</u> : Vecteur spatial v_α , v_β	82
<u>Figure III.43</u> : Diagramme bloc de commande de puissance directe standard.....	83
<u>Figure III.44</u> : Comportement d'un contrôleur de puissance à hystérésis à deux niveaux.....	84
<u>Figure III.45</u> : Représentation du vecteur de la tension dans le plan de l'espace vectoriel (α, β) divisé en douze (12) secteurs.....	85
<u>Figure III.46</u> : Représentation vectorielle des vecteurs \vec{v}_{1-6} quand P augmente et Q augmente.....	88
<u>Figure III.47</u> : Allures des courants de charge avant filtrage et de source après filtrage respectivement.....	90
<u>Figure III.48</u> : Le THD du courant de source après filtrage.....	90
<u>Figure III.49</u> : Allure du courant de FAP.....	91
<u>Figure III.50</u> : Allures des puissances active et sa référence.....	91
<u>Figure III.51</u> : Allures de la puissance réactive et sa référence.....	92
<u>Figure III.52</u> : Allure des secteurs.....	92
<u>Figure III.53</u> : Allures de tension du bus continu de l'onduleur et sa référence.....	93
<u>Figure III.54</u> : Allures de la tension et du courant de source.....	93
<u>Figure III.55</u> : Signaux des composantes du vecteur de la tension de source \vec{v}_s dans le repère (α, β)	93
<u>Figure III.56</u> : Résultats de simulation du vecteur de la tension de source dans le repère (α, β)	94
<u>Figure III.57</u> : La position angulaire θ	94
<u>Figure III.58</u> : Signal MLI à porteuse triangulaire du régulateur PI de courant de filtre actif parallèle de la phase (a).....	95
<u>Figure III.59</u> : Schéma de principe du filtrage actif parallèle à deux niveaux commandé par PQ-PI.....	96
<u>Figure III.60</u> : Résultats de simulation du système de la phase (a) après filtrage actif parallèle à deux, à trois et à cinq niveaux à structure NPC commandé par la méthode PQ-PI.....	97

CHAPITRE (IV)

Stratégies de commande modernes d'un filtre actif parallèle de puissance

<u>Figure IV.1</u> : Schéma de principe du filtrage actif parallèle à deux niveaux commandé par PQ-LF.....	100
<u>Figure IV.2</u> : Schéma synoptique du contrôleur flou type-1.....	100
<u>Figure IV.3</u> : Construction de contrôleur flou type-1.....	101
<u>Figure IV.4</u> : Etablissement des règles floues.....	102
<u>Figure IV.5</u> : Les fonctions d'appartenance des différentes variables linguistiques (LFT-1).....	103

<u>Figure IV.6</u> : Résultats de simulation du système de la phase (a) après filtrage actif parallèle à deux, à trois et à cinq niveaux à structure NPC commandé par la méthode PQ-LFT1	104
<u>Figure IV.7</u> : Exemple d'une fonction d'appartenance Type-2.....	107
<u>Figure IV.8</u> : Fonction d'appartenance intervalle flou type-2.....	107
<u>Figure IV.9</u> : Système d'inférence flou type-2.....	109
<u>Figure IV.10</u> : Structure d'un régulateur flou type-2	111
<u>Figure IV.11</u> : Les fonctions d'appartenance des différentes variables linguistiques (LFT-2)	112
<u>Figure IV.12</u> : Fuzzification avec le T-norm minimum	113
<u>Figure IV.13</u> : Allure de i_{sa} après filtrage AP par la commande PQ-LFT2	113
<u>Figure IV.14</u> : Spectre harmonique de i_{sa}	114
<u>Figure IV.15</u> : Allures de la tension v_{sa} et du courant i_{sa} après filtrage AP par la commande PQ-LFT2	114
<u>Figure IV.16</u> : Allures du courant de filtre i_{fa} et sa référence i_{fa}^* après filtrage AP par la commande PQ-LFT2.....	115
<u>Figure IV.17</u> : Allures des courants de source i_{sa} , de filtre i_{fa} et de charge i_{ca} après filtrage AP par la commande PQ-LFT2.....	115

CHAPITRE (V)

Validation expérimentale

<u>Figure V.1</u> : Composition de la carte DS1104	118
<u>Figure V.2</u> : Photographies du prototype du système de filtrage actif parallèle de puissance captées à LEVRES-Eloued (a) et à LREA-Médéa (b)	119
<u>Figure V.3</u> : Résultats de simulation (a) et de l'expérimentale (b) des tensions de source $v_{s,abc}$ avant filtrage actif parallèle	121
<u>Figure V.4</u> : Résultats de simulation (a) et de l'expérimentale (b) du courant de charge i_{ca} et tension du bus continu V_{dc} avant filtrage actif parallèle.....	122
<u>Figure V.5</u> : Résultats de simulation (a) et de l'expérimentale (b) des impulsions de G_1 et son inverse G_2 après filtrage actif parallèle commandé par DPC	122
<u>Figure V.6</u> : Résultats de simulation (a) et de l'expérimentale (b) des courants, de source i_{sa} et de filtre i_{fa} après filtrage actif parallèle commandé par DPC.....	123
<u>Figure V.7</u> : Résultats de simulation (a) et de l'expérimentale (b) du THD _{isa} du courant de source i_{sa} après filtrage actif parallèle commandé par DPC	123
<u>Figure V.8</u> : Résultats de simulation (a) et de l'expérimentale (b) des courants de charge i_{ca} et de sources i_{sa} et de la tension du bus continu du filtre V_{dc} avant et après filtrage actif parallèle commandé par DPC	124
<u>Figure V.9</u> : Résultats de simulation (a) et de l'expérimentale (b) des puissances active P et réactive Q avec leurs références avant et après filtrage actif parallèle commandé par DPC.....	124

LISTE DES TABLEAUX

CHAPITRE (I)

Etat de l'art

<u>Tableau I.1</u> : <i>Vue d'ensemble sur les principaux phénomènes perturbateurs, avec mention de quelques mesures préventives ou curatives.</i>	24
--	----

CHAPITRE (II)

Modélisation des onduleurs de tension triphasés à 2, à 3 et à 5 niveaux

<u>Tableau II.1</u> : <i>Tensions possibles à la sortie de l'onduleur</i>	35
<u>Tableau II.2</u> : <i>Grandeurs électriques d'un bras k de l'onduleur triphasé à trois niveaux</i>	38
<u>Tableau II.3</u> : <i>Grandeurs électriques pour chacune des configurations d'un bras K</i>	44
<u>Tableau II.4</u> : <i>Table d'excitation des interrupteurs de l'onduleur cinq niveaux à structure NPC</i>	44

CHAPITRE (III)

Stratégies de commande classiques d'un filtre actif parallèle de puissance

<u>Tableau III.1</u> : <i>Tension générées par l'onduleur</i>	63
<u>Tableau III.2</u> : <i>Temps d'application des impulsions par secteur et par bras</i>	72
<u>Tableau III.3</u> : <i>Paramètres de simulation considérée avant filtrage actif</i>	72
<u>Tableau III.4</u> : <i>Paramètres de simulation considérée après filtrage actif parallèle commandé par SVPWM</i>	75
<u>Tableau III.5</u> : <i>Table de commutation classique de la DPC</i>	89
<u>Tableau III.6</u> : <i>Paramètres du régulateur PI au filtrage actif parallèle par la commande PQ-PI</i>	96

CHAPITRE (IV)

Stratégies de commande modernes d'un filtre actif parallèle de puissance

<u>Tableau IV.1</u> : <i>Table des règles de commande par logique floue type-1</i>	101
<u>Tableau IV.2</u> : <i>Table des règles de commande par logique floue type-2</i>	112

Validation expérimentale

Tableau IV. 1 : Paramètres du système de filtrage actif parallèle par la commande

DPC.....121

NOMENCLATURE ET ABREVIATIONS

V_A, V_B, V_C	: Tensions de sortie de l'onduleur [V].
V_{An}, V_{Bn}, V_{Cn}	: Tensions simples de l'onduleur [V].
V_{AB}, V_{BC}, V_{CA}	: Tensions composées de l'onduleur [V].
m	: Taux de modulation de fréquence.
r	: Indice de modulation d'amplitude.
S_K	: Séquences fonctionnelles d'un bras de l'onduleur.
F_k	: Fonction de connexion de l'onduleur.
F_{Km}^b	: Fonction de connexion du demi-bras.
V_{ref}	: Tension de référence de l'onduleur [V].
u_p	: Tension de la porteuse [V].
B_K	: Ordre de commande des interrupteurs.
$\overline{B_K}$: Commande complémentaire des interrupteurs.
U_C	: Alimentation continue de force électromotrice de l'onduleur [V].
i_d	: Courant d'entrée de l'onduleur [A].
i	: Courant de charge de l'onduleur [A].
ω	: pulsation.
i_s	: Courant de source [A].
i_c	: Courant de charge non-linéaire [A].
i_f	: Courant de filtre [A].
i_f^*	: Courant de filtre de référence [A].
C_{dc}	: Condensateur du bus continu du filtre actif parallèle [F].
V_{dc}	: Tension du bus continu aux bornes du filtre actif parallèle [V].
P	: Puissance active [W].
Q	: Puissance réactive [VAR].
S	: Puissance apparente [VA].
D	: Puissance déformante [VAD].
W	: Energie initiale dans le condensateur [J].
ΔT	: Période des ondulations [s].
L_s	: Inductance de source [H].
L_c	: Inductance de correction de la charge non-linéaire [H].
L_{fa}	: Inductance de couplage du filtre actif parallèle [H].
R_s	: Résistance de source [Ω].
R_c	: Résistance de correction de la charge non-linéaire [Ω].
R_{fa}	: Résistance de couplage du filtre actif parallèle [Ω].
k_p	: Gain proportionnel du régulateur PI.
k_i	: Gain intégral du régulateur PI.

G_{BF}	: Gain de la fonction de transfert en boucle fermée.
(v_α, v_β)	: Composantes des tensions orthogonales du repère $\alpha - \beta$ [V].
(i_α, i_β)	: Composantes des courants orthogonaux du repère $\alpha - \beta$ [A].
$p_{\alpha p}$: Puissance instantanée active selon l'axe α [W].
$p_{\beta p}$: Puissance instantanée active selon l'axe β [W].
$p_{\alpha q}$: Puissance instantanée réactive selon l'axe α [VAR].
$p_{\beta q}$: Puissance instantanée réactive selon l'axe β [VAR].
\bar{p}	: Puissance continue liée à la composante fondamentale active du courant [W].
\bar{q}	: Puissance continue liée à la composante fondamentale réactive du courant [VAR].
\tilde{p}	: Puissance active alternatives liées à la somme des composantes harmoniques du courant [W].
\tilde{q}	: Puissance réactive alternatives liées à la somme des composantes harmoniques du courant [VAR].
φ	: Déphasage entre la tension et le courant [deg].
V_{eff}	: Tension efficace [V].
I_{eff}	: Courant efficace [A].
e	: Erreur par contrôleur flou.
de	: Dérivée de l'erreur par contrôleur flou.
c	: Commande par contrôleur flou.
\vec{V}	: Vecteur d'état de tension.
f	: Fréquence [Hz].
$Re(V)$: Composante réelle de la tension [V].
$Im(V)$: Composante imaginaire de la tension [V].
MLI	: Modulation de largeur d'impulsion.
$UPQC$: Unified Power Quality Conditioner.
FAP	: Filtre Actif Parallèle.
THD	: Total harmonic distortion.
FPB	: Filtre Passe Bas.
PLL	: Phase Locked Loop.
PI	: Proportional Integral.
LF	: Logique Floue.
$SVPWM$: Space Vector Pulse Width Modulation.
DPC	: Direct Power Controller.
RTI	: Real Time Interface.
FOU	: Footprint Of Uncertainty.
CLF	: Contrôleur de Logique Flou.
SIF	: Système d'Inférence Flou.

INTRODUCTION GENERALE

La pollution des réseaux électriques est un phénomène qui existe depuis l'apparition du premier réseau électrique alternatif ou sinusoïdal, la forme sinusoïdale étant due à la forme d'onde des tensions générées par les alternateurs. En effet, dès qu'il existe des éléments réactifs dans un circuit, il apparaît un déphasage entre la tension et le courant, ce qui induit une puissance réactive qui s'exprime par un échauffement lié au déplacement des courants circulants dans les éléments inductifs et capacitifs.

Cependant, les proliférations de charges non linéaires, avec la généralisation des convertisseurs statiques dans les activités industrielles et par les consommateurs, entraînent une dégradation de la qualité des formes de tension et de courant et affectent la fiabilité des équipements électroniques de puissance [Bet-99][Sch-01].

Les appareils issus de l'électronique de puissance, allant des ponts de diode aux ponts de Graetz jusqu'aux alimentations de secours gênent actuellement une pollution harmonique sur les courants absorbés par ces appareils. Cette pollution a un effet direct sur le courant apparent qui tend à être augmenté pour faire passer la même puissance active, la seule exploitable énergétiquement. Les perturbations ayant pour cause directement les tensions, ne font pas partie de notre étude, nous choisissons de consacrer notre étude aux courants perturbateurs [Mor-12a][Oul-05a][Aka-83].

Traditionnellement, les filtres LC passifs ont été utilisés pour éliminer les harmoniques d'ordre inférieur (5ème, 7ème, 11ème, ... etc.) du courant de ligne et ensuite limiter le flux des courants harmoniques dans le système de distribution. Néanmoins, ces filtres passifs du second ordre présentent de nombreux inconvénients tels que des résonances en série et en parallèle, des problèmes d'accord et de complexité dans le système d'alimentation, notamment en cas d'augmentation du nombre de composantes harmoniques à annuler [Pen-01][Cha-10c].

Pour améliorer tous les inconvénients dus aux filtres passifs, les chercheurs ont découvert une autre stratégie de dépollution du réseau électrique basse tension plus sophistiqué et plus fiable en se basant sur les convertisseurs statiques.

Le filtre actif parallèle de puissance (FAP) peut être utilisé pour compenser les courants harmoniques et déséquilibrés de même que la puissance réactive. Le compensateur série peut compenser à la fois les tensions harmoniques et déséquilibrées, et les creux de tension.

Ayant pour tâche principale d'améliorer la qualité de la source et de réaliser son facteur de puissance unitaire, les onduleurs de source de tension (voltage source inverter – VSI - en anglais) triphasés occupent une place de choix dans de nombreuses applications connectées au réseau telles que les filtres actifs, les systèmes d'alimentation sans coupure et les systèmes distribués utilisant des sources d'énergie renouvelable. (par exemple, photovoltaïque, énergie éolienne, etc.) [Cha-10c].

La performance du FAP dépend de la conception de la structure, du contrôle des stratégies et de la robustesse des contrôleurs [Sin-99].

Le filtre actif parallèle est connecté dans un point commun entre la source du système d'alimentation et le système de charge qui présente la source des courants polluants circulant dans les lignes du système d'alimentation. Cette insertion est réalisée via un filtre passe-bas tel que les filtres L, LC ou LCL [Mor-16][Bel-17].

La figure (1) montre le schéma de principe du filtre actif parallèle.

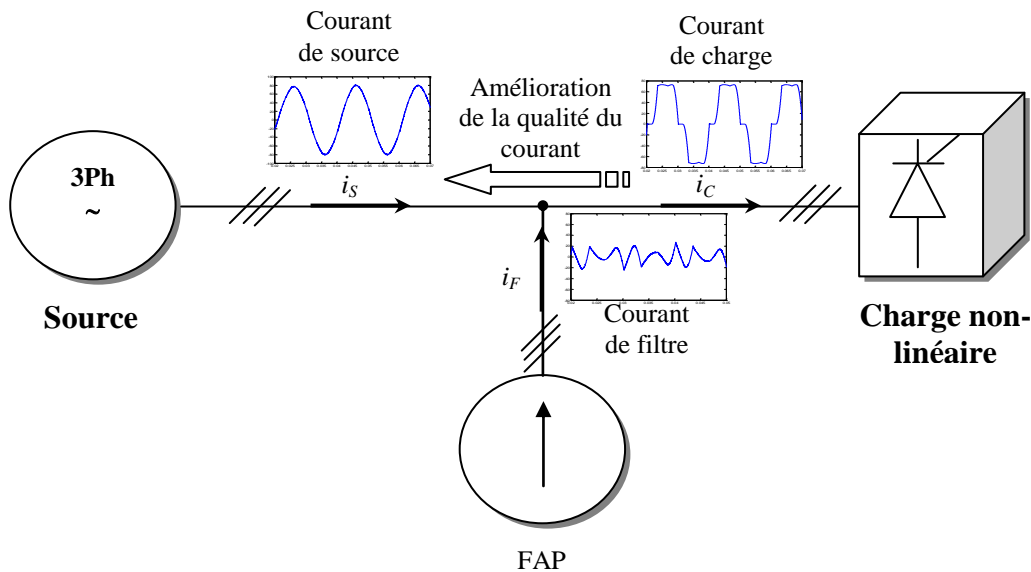


Figure 1 : Schéma de principe du filtrage actif parallèle.

La thèse est divisée en quatre chapitres, comme suit :

Le premier chapitre est consacré à la problématique posée sur la pollution des réseaux électriques et les différentes stratégies de dépollution proposées (Etat de l'art).

Dans le deuxième chapitre, une étude des convertisseurs DC-AC (onduleurs de tension à deux, à trois et à cinq niveaux) est présentée.

Au troisième chapitre, trois stratégies de commande classiques du filtre actif parallèle de puissance. Les deux premières avec un onduleur à deux niveaux par les techniques (SVPWM) et (DPC) sont appliquées sous logiciel *MATLAB/Simulink*. Nous utiliserons une méthode d'identification des harmoniques, c'est la méthode des puissances instantanées active et réactive PQ associée avec le SVPWM puis avec le régulateur PI (PQ-PI). Nous comparons les résultats de simulation obtenus par PQ-PI avec les trois types de convertisseur DC-AC (à deux, à trois et à cinq niveaux).

Le quatrième chapitre présente deux stratégies de commande à intelligence artificiel qui sont les contrôleurs flous (PQ-LFT1 et PQ-LFT2). Nous comparerons les résultats de simulation obtenus par PQ-LFT1 avec les trois types de convertisseur DC-AC (à deux, à trois et à cinq niveaux). Tandis que le contrôleur PQ-LFT2 est employé seulement avec un convertisseur à cinq niveaux. Ces deux techniques nous permettent de constater clairement l'efficacité et la robustesse des méthodes modernes par rapport aux méthodes classiques.

A la fin, dans le cinquième chapitre, nous verrons une validation des résultats obtenus expérimentalement par la carte dSPACE-1104 en utilisant la commande directe de puissance « DPC ».

Finalement nous terminerons ce travail par une conclusion générale et perspectives.

Chapitre (I)

Etat de l'art

I.1 Introduction

La problématique des harmoniques, également appelée pollution harmonique, n'est pas un phénomène nouveau, elle est actuellement la préoccupation de plusieurs groupes de recherche activant dans le domaine de l'amélioration de la qualité d'énergie électrique à cause du nombre important de charges non-linéaires connecté au réseau électrique. Ces charges non-linéaires provoquent une distorsion dans le courant, et donc dans la tension, Ce qui peut entraîner un mauvais fonctionnement des dispositifs raccordés au réseau. D'où, l'intérêt d'éliminer ces harmoniques [Lop-06][Oul-05b][Etx-03].

L'utilisation croissante des systèmes de contrôle basés sur l'électronique de puissance dans l'industrie entraîne des problèmes de perturbation de plus en plus dans le niveau des réseaux d'alimentation électrique. Des composants électroniques non linéaires tels que les redresseurs, alimentations à découpage, les fours à arc, de l'éclairage à incandescence et les moteurs sont largement utilisés dans les applications industrielles et commerciales. Ces charges non linéaires créent des harmoniques dans le réseau de transmission et de distribution. Les harmoniques induisent des dysfonctionnements dans les équipements sensibles, plus de tensions par résonance et la chute de tension harmonique à travers l'impédance du réseau qui affecte la qualité de puissance [Mor-11][Mor-12c][Mor-12d]. Le contrôleur est le cœur du filtre actif de puissance et beaucoup de recherches sont menés ces dernières années [Kar-10].

Comme tout générateur d'énergie électrique, un réseau fournit de l'énergie aux appareils utilisateurs par l'intermédiaire des tensions qu'il maintient à leurs bornes, il apparaît évident que la qualité de cette énergie dépend de celle de la tension au point de livraison. Cette tension subit généralement beaucoup de perturbations de deux origines distinctes.

- ✓ Les perturbations de tension causées par le passage, dans les réseaux électriques, des courants perturbateurs comme les courants harmoniques, déséquilibrés et réactifs ;
- ✓ Les perturbations de tension causées par des tensions perturbatrices comme les tensions harmoniques et déséquilibrées et les creux de tension [Ala-02].

I.2 Qualité de l'énergie électrique

L'énergie électrique est fournie sous forme de tension constituant un système sinusoïdal triphasé dont les paramètres caractéristiques sont les suivants :

- ✓ La fréquence ;
- ✓ L'amplitude des trois tensions ;
- ✓ La forme d'onde ;
- ✓ Le déséquilibre.

La mesure de ces paramètres permet de juger la qualité de la tension. Une détérioration de l'un d'entre eux ou de plusieurs à la fois laisse supposer la présence d'une anomalie dans le réseau électrique [Abd-10a].

I.3 Les perturbations basses fréquences (BF)

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

I.3.1 Creux et coupures de tension

Le creux de tension est une diminution brutale de la tension à une valeur située entre 10 % et 90 % de la tension nominale pendant une durée allant de 10 ms jusqu'à quelques secondes.

Les creux de tension sont dus à des phénomènes naturels comme la foudre, ou à des défauts sur l'installation ou dans les réseaux tant publics que ceux des utilisateurs. Ils apparaissent également lors de manœuvres d'enclenchement mettant en jeu des courants de fortes intensités (moteurs, transformateurs, etc.).

Une coupure de tension est provoquée quand il y'a une diminution brutale de la tension à une valeur supérieure à 90 % de la tension nominale ou disparition totale pendant une durée généralement comprise entre 10 ms et une minute pour les coupures brèves et supérieure à une minute pour les coupures longues. La plupart des appareils électriques admettent une coupure totale d'alimentation d'une durée inférieure à 10 ms. La figure (I.1) montre un exemple de creux et de coupure de tension [Oul-05b].

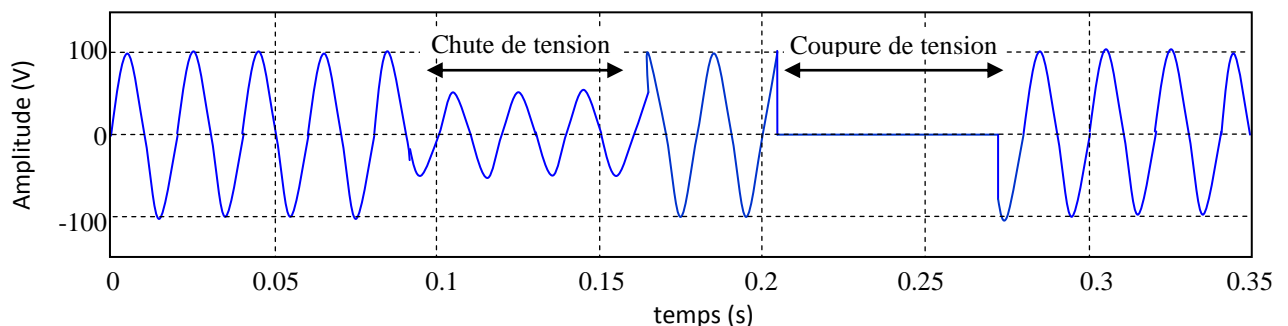


Figure I.1 : Creux et coupure de tension.

I.3.2 Fluctuations de tension

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

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

Un exemple de fluctuation de tension est montré dans la figure (I.2) [Oul-05b].

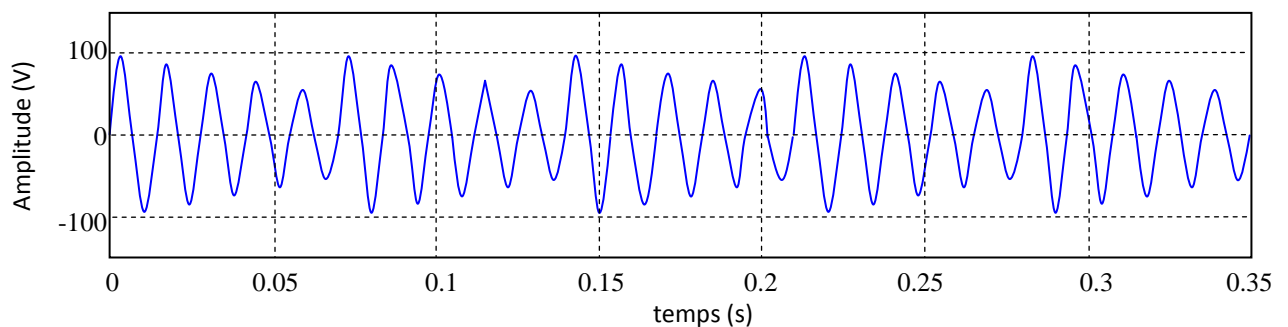


Figure I.2 : Fluctuation de tension.

I.3.3 Déséquilibre du système triphasé de tension

Lorsque les trois tensions ne sont pas identiques en amplitude et/ou ne sont pas décalées d'un angle de 120° les unes par rapport aux autres, on parlera de déséquilibre du système triphasé (Figure I.3).

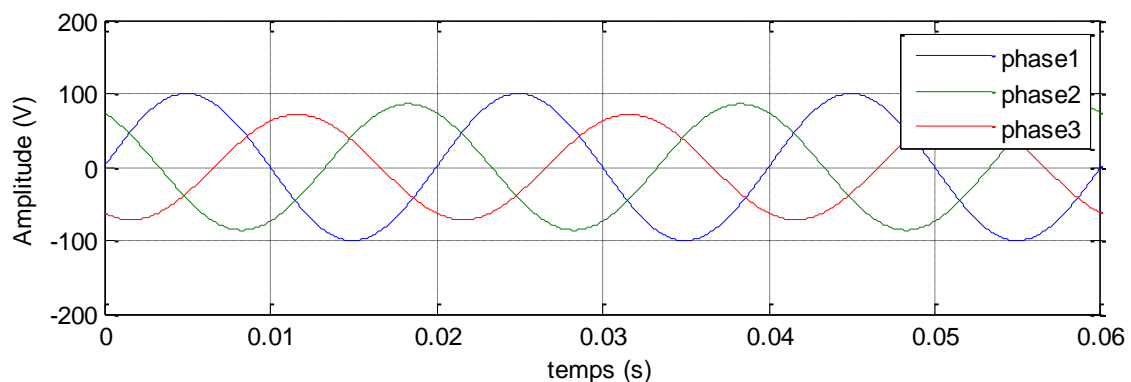


Figure I.3 : Cas particulier de déséquilibre du système triphasé de tension.

Un réseau électrique triphasé équilibré alimentant un récepteur électrique triphasé non équilibré conduit à des déséquilibres de tension dus à la circulation de courants non équilibrés dans les impédances du réseau [Oul-05b].

I.3.4 Variation de fréquence

Une variation sensible de la fréquence du réseau peut apparaître sur les réseaux des utilisateurs non interconnectés ou alimentés par une source autonome (Figure I.4).

Au niveau des réseaux de distribution ou de transport, cette variation de la fréquence est très rare et n'est présente que lors de circonstances exceptionnelles, comme dans le cas de certains défauts graves sur le réseau. Dans des conditions normales d'exploitation, la valeur moyenne de la fréquence fondamentale doit être comprise dans l'intervalle $50 \text{ Hz} \pm 1\%$ [Oul-05b].

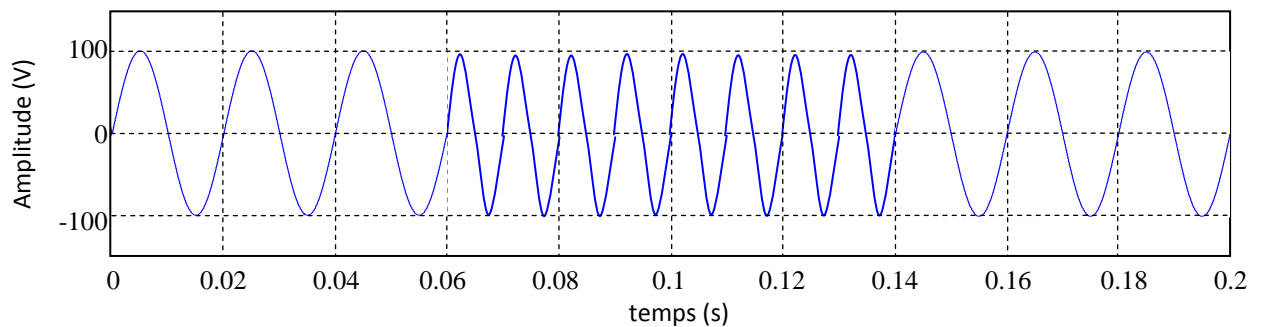
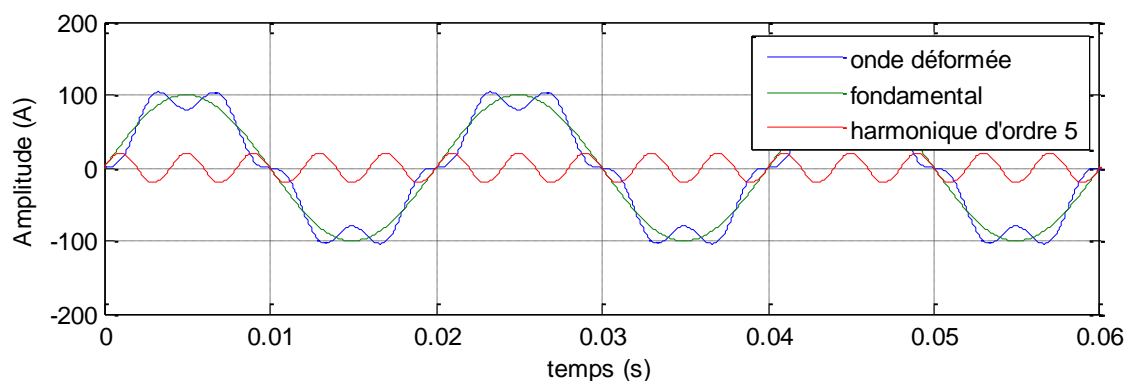


Figure I.4 : Variation de fréquence.

I.3.5 Harmoniques et interharmoniques

Les harmoniques sont une superposition sur l'onde fondamentale à 50 Hz, d'ondes également sinusoïdales mais de fréquences multiples entières de celle du fondamental. La figure (I.5-a) montre la superposition de l'harmonique d'ordre 5 sur un courant fondamental de fréquence 50 Hz. La principale source de la présence des harmoniques dans les réseaux électrique est l'utilisation de plus en plus croissante d'équipement électronique. Les interharmoniques sont superposées à l'onde fondamentale mais ne sont pas des multiples entières de la fréquence du réseau (Figure I.5-b).

L'apparition des interharmoniques est en augmentation et leurs origines principales sont les convertisseurs de fréquence, les variateurs de vitesse et d'autres équipements similaires de contrôle-commande [Oul-05b].



(a)

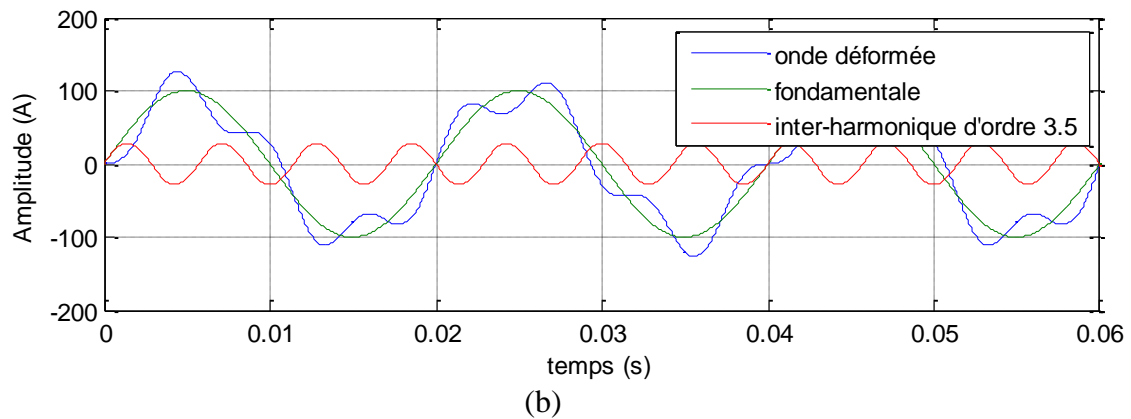


Figure 1.5 : Harmoniques (a) et interharmoniques (b).

Le Tableau résume les considérations sur les phénomènes perturbateurs et donne quelques indications sur les remèdes utilisables en cas de besoin.

Tableau I.1 : Vue d'ensemble sur les principaux phénomènes perturbateurs, avec mention de quelques mesures préventives ou curatives.

Type de perturbation	Origine	Conséquences	Solutions possibles
Coupure longue	Court-circuit, surcharge, déclenchement intempestif, (maintenance).	Arrêts d'équipements, pertes de production, dégâts.	Alimentation de secours (réseau), alimentation sans interruption (ASI).
Creux de tension et coupure brève	Court-circuit, (enclenchement de gros moteur).	Arrêts d'équipements, pertes de production, dégâts.	Conditionneur de réseau, conception de l'équipement sensible, alimentation sans interruption.
Fluctuation rapide (flicker)	Installations fluctuantes (four à arc, soudeuse, moteur à démarrage fréquent, éolienne...).	Papillotement de l'éclairage.	Compensateur synchrone, compensateur statique de puissance réactive, conditionneur actif, condensateur série.
Harmonique	Installations non linéaires (électronique de puissance, arcs électriques...)	Effets thermiques (moteurs, condensateurs, conducteurs de neutre...), diélectriques (vieillessement d'isolant) ou quasi instantanés (automatismes).	Filtrage actif ou passif, self anti-harmonique, déclassement d'appareil.
Interharmonique	Installations non linéaires et fluctuantes (four à arc, soudeuse, éolienne), changeurs de fréquence, télécommande centralisée.	Papillotement de l'éclairage fluorescent, dysfonctionnement d'automatismes, dégâts mécaniques sur machines tournantes.	Filtrage actif ou passif, amortissement de filtres anti-harmoniques, conception de l'équipement sensible.
Déséquilibre	Installations déséquilibrées (traction ferroviaire...).	Echauffement de machines tournantes, vibrations, dysfonctionnement de protections.	Dispositif d'équilibrage, conditionneur de réseau.
Surtension transitoire	Court-circuit, commutations, foudre.	Déclenchements, danger pour les personnes et pour les matériels.	Séparation galvanique, parasurtenseur, enclenchement "synchronisé", résistance de pré-insertion.

I.4 Solutions de dépollution des réseaux électriques

Pour avoir de bonne qualité d'énergie électrique, tout d'abord, il faut remédier les signaux perturbés à cause de la charge non linéaire par des solutions proposées, les solutions traditionnelles et les solutions modernes.

I.4.1 Solutions traditionnelles

Ce sont des techniques qui doivent être connues par tous les électriciens, elles apportent une solution facile et rapide pour certains cas de perturbations bien localisées et utilisent des composants passifs (inductances, condensateurs, transformateurs).

I.4.1.1 Intervention sur la structure de l'installation

Il est souhaitable d'alimenter un grand pollueur par un transformateur à part, afin de le séparer d'un récepteur sensible. Face à un pollueur moyen il est préférable d'effectuer l'alimentation par des câbles distincts au lieu de les connecter en parallèle. Une distribution en étoile permet le découplage par les impédances naturelles et/ou additionnelles.

I.4.1.2 Surdimensionnement ou déclassement de l'installation électrique

On procède généralement au surdimensionnement des équipements afin d'assurer leur tenue aux surcharges harmoniques. Cette solution n'agit pas sur les harmoniques qui ne subissent aucune action curative de la part de l'utilisateur. Par cette approche, les problèmes liés à la pollution harmoniques sont résolus pendant une durée limitée.

Le déclassement des équipements de distribution électrique soumis aux harmoniques est utilisé dans le cas des installations existantes. Cette méthode cause un surcoût de production et ne tire pas profit du potentiel réel de l'installation.

I.4.1.3 Renforcement de la puissance de court-circuit

La diminution de l'impédance totale en amont de la charge non linéaire permet de réduire la tension créée par les harmoniques de courant, et donc de diminuer le taux de distorsion harmonique en tension au point de raccordement. Cependant, les courants harmoniques ne sont pas atténués.

I.4.1.4 Rééquilibrage des courants du réseau électrique

C'est une solution qui permet de répartir les charges d'une manière équilibré sur les trois phases. En effet, les charges monophasées et biphasées mal réparties engendrent des courants déséquilibrés dans un réseau électrique basse tension.

I.4.1.5 Filtrage passif

Le principe du filtrage passif consiste à insérer en amont de la charge, un ou plusieurs circuits accordés sur les harmoniques à rejeter. Ainsi, pour filtrer un courant à une fréquence particulière, un filtre résonnant série est placé en parallèle sur le réseau (figure I.6). Cependant, ce type de filtre est très sélectif. Pour atténuer toute une bande de fréquences, un filtre passif amorti du second ordre (figure I.7) est préférable. Le dimensionnement de ces filtres dépend des harmoniques à éliminer, des performances exigées, de la structure du réseau et de la nature des récepteurs. Par cette technique, il est en général plus aisé de rejeter les harmoniques de rang élevé que celles de rang faible.

Malgré sa large utilisation dans l'industrie, ce dispositif simple a tout de même certains inconvénients :

- ✓ Une connaissance approfondie de la configuration du réseau électrique est nécessaire ;
- ✓ Les variations de l'impédance du réseau peuvent détériorer les performances du filtre ;
- ✓ Le réseau peut former un système résonnant avec le filtre et les fréquences voisines de la fréquence de résonance sont amplifiées ;
- ✓ Equipements volumineux ;
- ✓ Inadaptabilité et perte d'efficacité lorsque les caractéristiques du réseau électrique évoluent [Oul-05b].

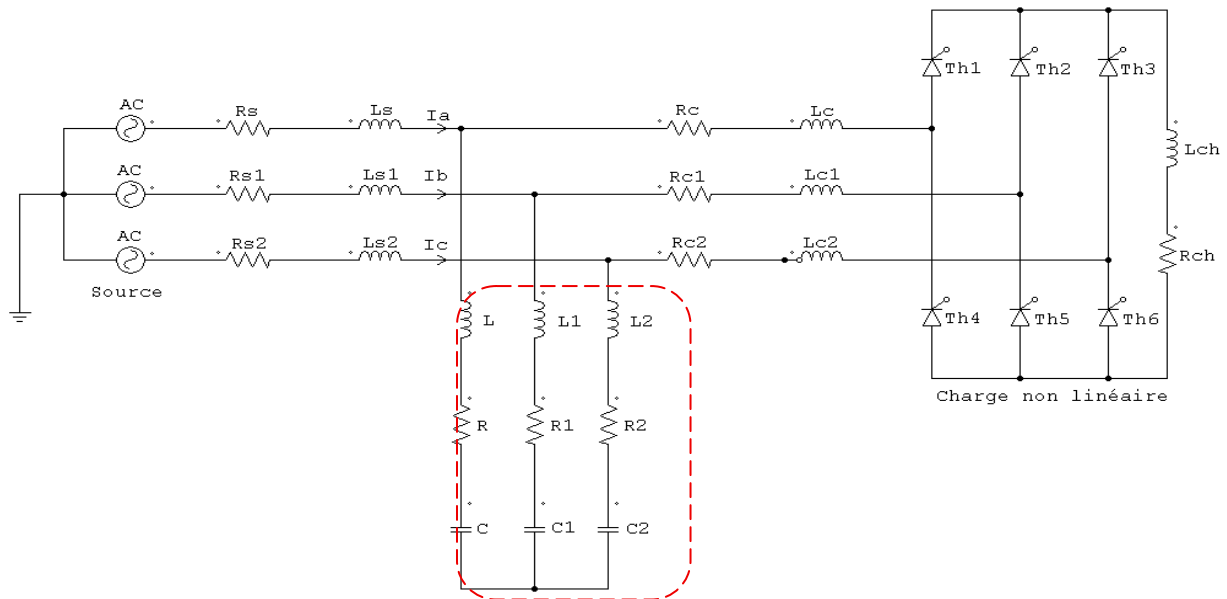


Figure I.6 : Filtre passif résonnant.

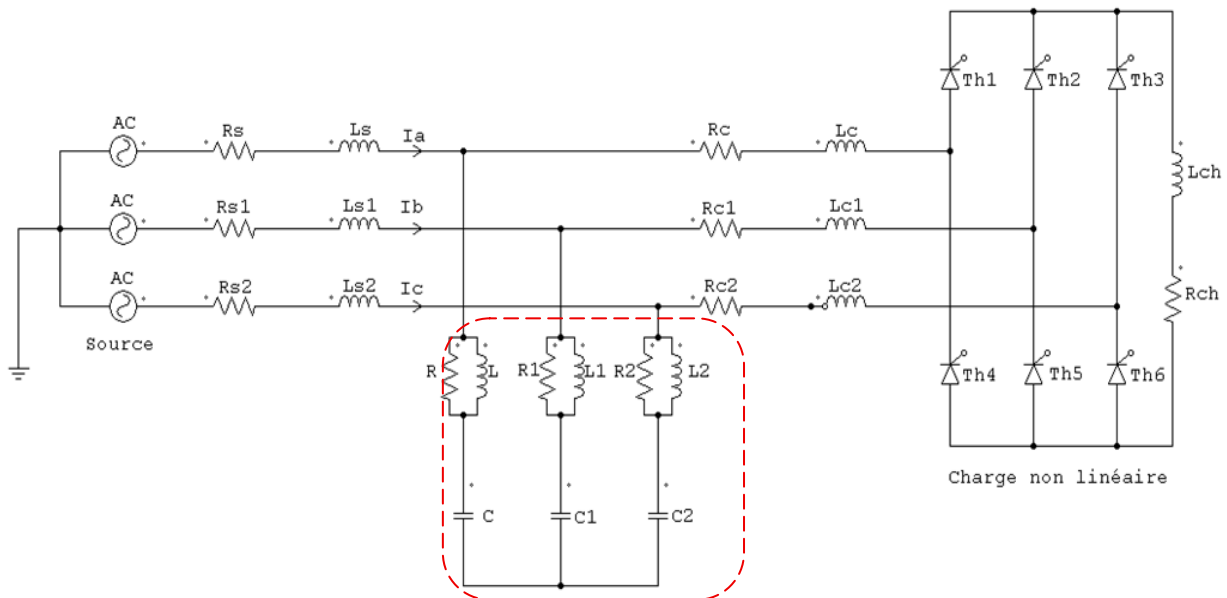


Figure I.7 : Filtre passif amorti.

I.4.2 Solutions modernes

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

Nous citerons quatre topologies possibles de filtres actifs :

- *Le filtre actif parallèle (FAP)* : conçu pour compenser toutes les perturbations de courant comme les harmoniques, les déséquilibres et la puissance réactive ;
- *Le filtre actif série (FAS)* : conçu pour compenser toutes les perturbations de tension comme les harmoniques, les déséquilibres et les creux de tension ;
- *La combinaison série-parallèle* : solution universelle pour compenser toutes les perturbations en courant et en tension ;
- *La combinaison hybride active et passive* : Ces structures sont conçues dans le but d'optimiser le rapport performance/coût [Oul-05b].

I.4.2.1 Le filtre actif parallèle (FAP)

Appelé aussi compensateur *shunt*, il est connecté en parallèle sur le réseau de distribution (figure I.8). Il est le plus souvent commandé comme un générateur de courant. Il restitue dans le réseau électrique les courants harmoniques i_f égaux à ceux absorbés par la charge non linéaire mais en opposition de phase, de telle sorte que le courant fourni par le réseau i_s soit sinusoïdal et en phase avec la tension simple correspondante. Son indépendance vis-à-vis de la source et de la charge lui assure auto-adaptabilité, fiabilité et performance.

Le filtre actif parallèle empêche les courants harmoniques, réactifs et déséquilibres de circuler à travers l'impédance du réseau. Il améliore ainsi les taux de distorsion en courant et en tension.

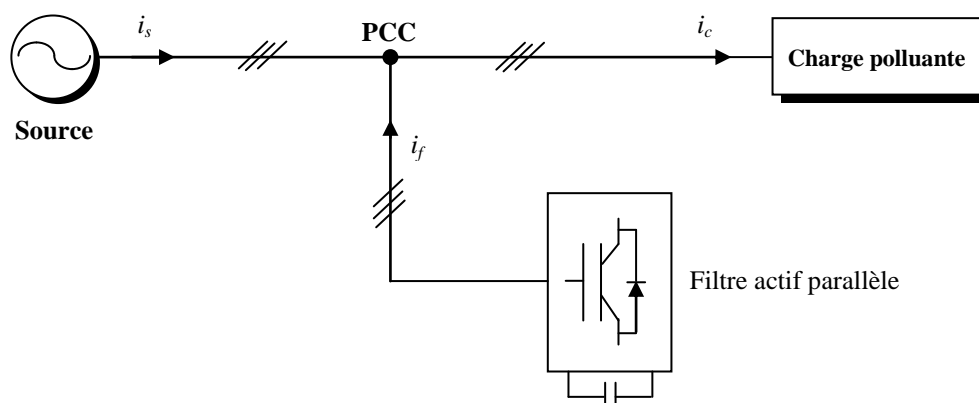


Figure I.8 : Filtre actif parallèle.

I.4.2.2 Le filtre actif série (FAS)

Le filtre actif série est connecté en série sur le réseau (figure I.9). Il se comporte comme une source de tension qui engendre des tensions harmoniques dont la somme avec la tension réseau est une onde sinusoïdale. Il est destiné à protéger les installations sensibles à des tensions perturbatrices (harmoniques, creux, déséquilibres) provenant de la source et également celles provoquées par la circulation des courants perturbateurs à travers l'impédance du réseau. Cette structure est proche, dans le principe, des conditionneurs de réseau. Toutefois, cette topologie présente quelques difficultés et inconvénients lors de sa mise en œuvre : elle ne permet pas, par exemple, de compenser les courants harmoniques produits par la charge.

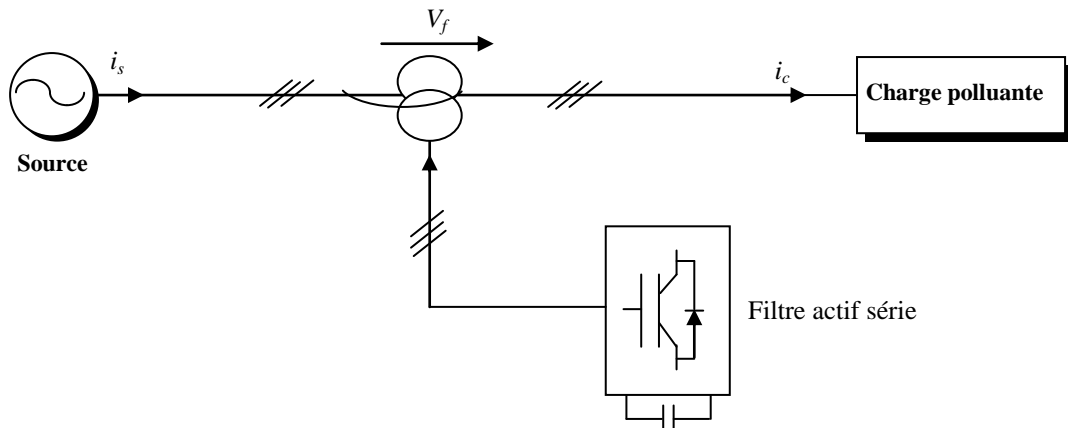


Figure 1.9 : Filtre actif série.

I.4.2.3 La combinaison parallèle série actifs

C'est une solution de compensation universelle basée sur le fonctionnement simultané des filtres actifs parallèle et série (figure I.10). Cette nouvelle topologie est appelée combinaison parallèle-série actifs ou *Unified Power Quality Conditioner* (UPQC). L'UPQC possède les avantages cumulés des filtres actifs parallèle et série. Le filtre actif série, lorsqu'il est placé en amont du filtre actif parallèle comme montré la figure (I.10), permet de dépolluer la source des tensions perturbatrices. Lorsqu'il est placé en aval, il permet d'isoler la charge de la source perturbée.

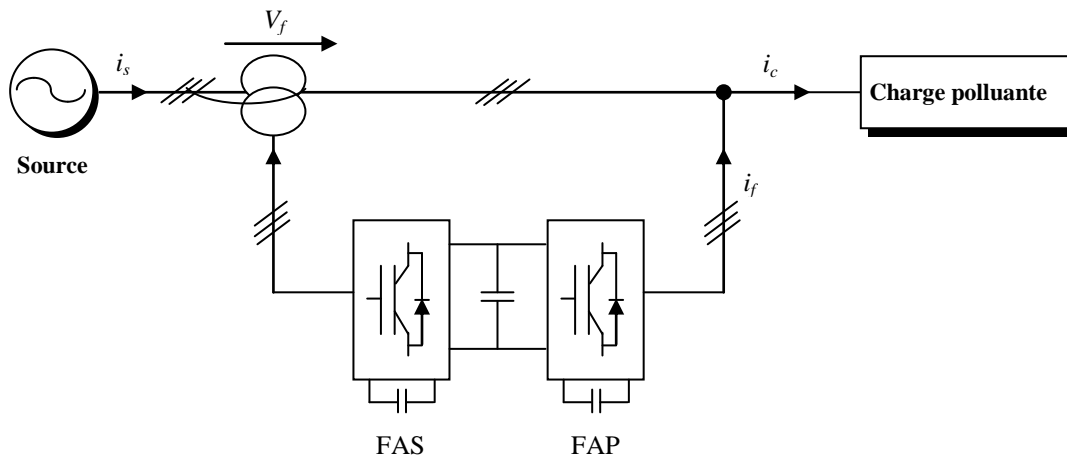


Figure I.10 : Combinaison des filtres actifs série et parallèle.

I.4.2.4 Combinaison hybride active et passive

Il faut noter l'existence de plusieurs autres combinaisons mixtes de filtres actifs avec cette fois-ci les filtres passifs. Ces structures sont conçues dans le but d'optimiser le rapport performance/coût.

Plusieurs configurations ont été présentées dans la littérature, les plus étudiées étant :

- Filtre actif série avec des filtres passifs parallèles ;
- Filtre actif série connecté en série avec des filtres passifs parallèles ;
- Filtre actif parallèle avec un filtre passif parallèle.

A- Filtre actif série avec des filtres passifs parallèles

Le schéma de principe de ce système de filtrage est donné par la figure (I.11), il est constitué de filtre passif accordé aux fréquences des harmoniques prédominantes et d'un filtre série. Plusieurs études ont confirmé que les performances des filtres actifs peuvent être améliorées par ce couplage.

Cette configuration permet d'une part de minimiser la puissance du filtre actif car une grande partie des courants harmoniques est absorbée par les filtres passifs et d'autre part d'améliorer les performances des filtres passifs [Rou-99]. Il réduit ainsi les risques d'antirésonance entre les éléments du filtre passif et l'impédance du réseau.

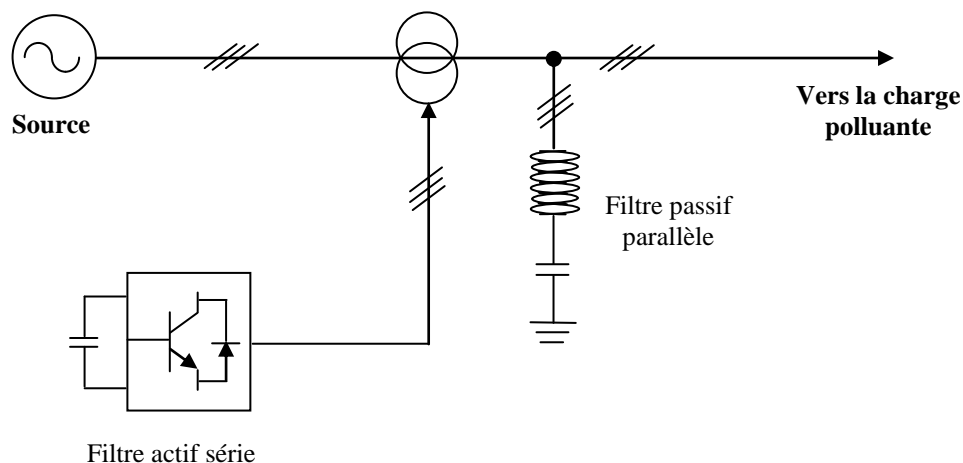


Figure I.11 : *Filtre actif série assisté par filtre passif.*

B- Filtre actif série connecté en série avec des filtres passifs parallèles

Le principe de fonctionnement de cette configuration, présentée en Figure (I.12), est le même que le précédent avec l'avantage de réduire encore le dimensionnement du filtre actif série c'est à dire la puissance de ce filtre est plus faible que celle du filtre hybride car le courant qui le traverse est moins important. De plus, le filtre actif série est à l'abri d'un éventuel court-circuit de la charge [Ric-97].

Dans cette configuration, le compensateur n'agit que sur les courants harmoniques, et améliore l'efficacité des filtres passifs : il évite l'amplification des tensions harmoniques amont aux fréquences d'anti résonance des filtres passifs, il atténue fortement les courants harmoniques entre charge et source par «abaissement» de l'impédance globale (filtres passifs plus compensateur actif). Puisque le compensateur actif n'est pas traversé par la totalité du

courant réseau, son dimensionnement (et en particulier celui du coupleur magnétique) peut être réduit.

Cette structure est donc bien adaptée à traiter les réseaux de puissance et tensions élevées, tout en assurant le ré phasage des composantes fondamentales. Son principal inconvénient est que les filtres passifs sont définis en fonction de la nature de chaque charge :

Une étude préalable est impérative. Enfin, la quasi-totalité des tensions harmoniques préexistantes (sur la source) sont présentes côté charge. Dans ce sens, cette configuration peut être assimilée au compensateur actif de type «shunt» [Rou-99].

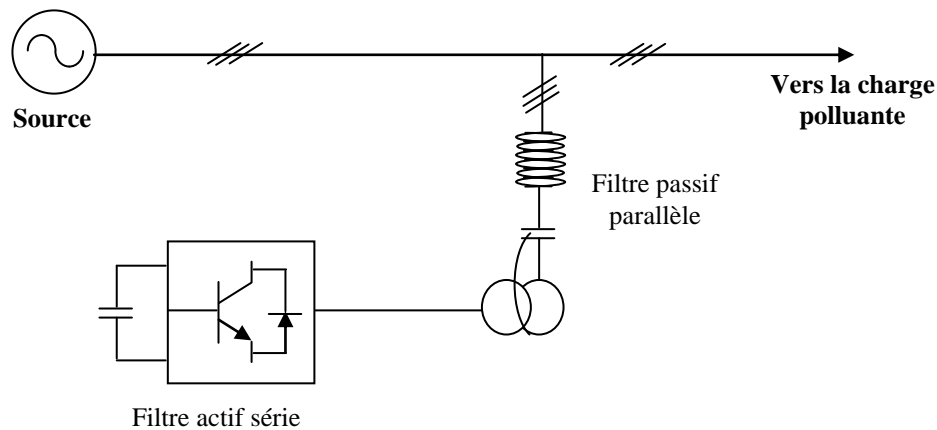


Figure I.12 : *Filtre actif série et passif parallèle connectés en série assisté.*

C- Le filtre actif parallèle avec un filtre passif parallèle

Le rôle du filtre actif parallèle dans cette configuration, montrée en Figure (I.13), est la compensation des courants harmoniques basses fréquences émis par la charge polluante. Le filtre passif accordé sur une fréquence élevée, élimine les harmoniques hautes fréquences compris ceux créés par le filtre actif parallèle.

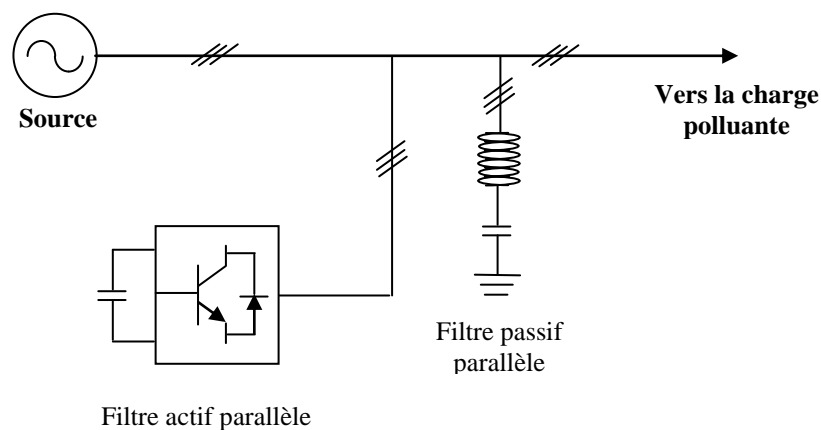


Figure I.13 : *Filtre actif parallèle assisté par filtre passif.*

I.5 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté les différentes origines des perturbations affectant les réseaux électriques et les solutions de dépollution existantes.

Le développement croissant des appareils générateurs d'harmoniques entraînera une hausse sensible des perturbations injectées par les clients. Le traitement de ce problème se fait par plusieurs stratégies, les solutions classiques présentent de nombreuses contraintes pour répondre à un besoin actif de dépollution, elles sont souvent pénalisées en termes d'encombrement et de résonance. De plus, les filtres passifs ne peuvent pas s'adapter à l'évolution du réseau et aux charges polluantes.

Des nouvelles méthodes ont été mises au point : le redresseur triphasé à MLI et le filtre actif qui est plus souple et performant. C'est ainsi que dans l'objectif d'améliorer la qualité de l'énergie électrique qui doit être conforme aux nouvelles contraintes normatives, nous étudierons, dans le chapitre suivant, la modélisation et la commande des onduleurs triphasés à deux, à trois et à cinq niveaux à structure NPC.

Chapitre (II)

Modélisation des onduleurs de tension triphasés à 2, à 3 et à 5 niveaux

II.1 Introduction

Les onduleurs de tension constituent une fonction incontournable de l'électronique de puissance, présente dans les domaines d'application les plus variés, dont le plus connu est sans doute celui de variation de vitesses des machines à courants alternatifs. La forte évolution de cette fonction s'est appuyée sur le développement de composant à semi-conducteurs enterrements commandables, puissants, robustes et rapide. Et l'apparition des onduleurs multi niveaux en particulier ceux à structure NPC (*Neutral Point Clamped*) permet d'augmenter la tension délivrée à la charge grâce à leur topologie. Ainsi, ils permettent de générer une tension plus proche de la sinusoïde et de diminuer le taux d'harmonique grâce au nombre élevé de niveaux de tension.

Ce chapitre est consacré sur la modélisation de l'onduleur de tension triphasé à deux, à trois et à cinq niveaux à structure NPC.

La Figure (II.1) montre un diagramme schématique d'un seul bras d'onduleurs de différents niveaux dont l'action du semi-conducteur est représentée par un interrupteur idéal ayant plusieurs positions [Mor-11][Dje -07].

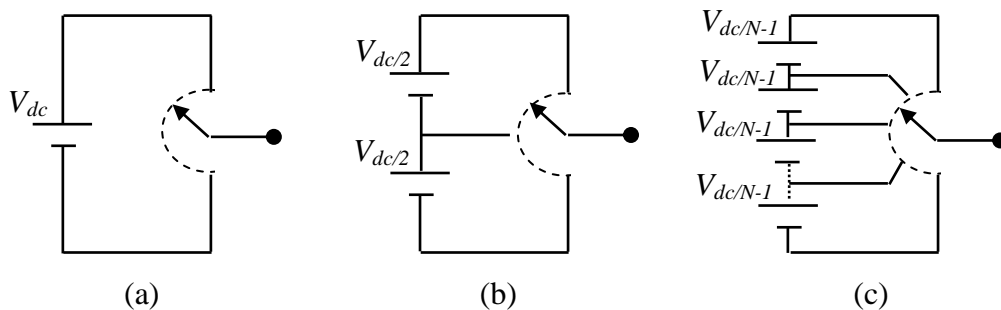


Figure II.1 : Bras d'une phase d'un onduleur de tension.

(a). Deux niveaux. (b). Trois niveaux. (c). N niveaux

L'onduleur à deux niveaux génère une tension de sortie pivotant entre deux valeurs (deux niveaux) tout en respectant la borne négative du condensateur (Figure II.1.a), alors que l'onduleur à trois niveaux génère trois tensions (Figure II.1.b), et ainsi de suite pour l'onduleur N niveaux (Figure II.1.c). En élevant le nombre de niveaux de l'onduleur, les tensions de sortie ont plusieurs niveaux induisant une forme d'onde de plus en plus proche d'une sinusoïde échantillonnée. Par conséquent, en comparant avec l'onde de la tension de sortie de l'onduleur deux niveaux, celles des onduleurs multiniveaux ont un taux de distorsion plus réduit et donc une moindre pollution harmonique.

En résumé, les avantages des onduleurs multiniveaux sont:

- ✓ Génération de tensions extrêmement moins distordues et production minimale des dv/dt ;

- ✓ Le courant qui circule est lui aussi à distorsion minimale ;
- ✓ Réduction des tensions du mode commun et par conséquent des contraintes dans les paliers des moteurs électriques. En plus, l'utilisation de techniques de modulation sophistiquées peut totalement annuler ces tensions [Cen-99] ;
- ✓ Possibilité de fonctionner avec de plus faibles fréquences de commutation.

En outre, l'étude proposée dans [Bar-96] démontre l'intérêt des structures multiniveaux à perturbations harmoniques minimales.

Toutefois, certains inconvénients peuvent se manifester lors de l'emploi des onduleurs multiniveaux, notamment la complexité de la commande lors de l'accroissement du nombre de niveaux et les problèmes liés aux déséquilibres de tension [Rod-02].

II.2 Modélisation de l'onduleur de tension à deux niveaux

Le schéma de l'onduleur montré dans la figure (II.2) représente un onduleur que l'on appelle à deux niveaux, la sortie de cet onduleur peut prendre deux niveaux de tension ($+V_{dc}$, $-V_{dc}$) dépendante de la tension de la source continue et des impulsions de commande des interrupteurs. En pratique, nous commandons les deux semi-conducteurs d'un même bras de façon complémentaire : la conduction de l'un entraîne le blocage de l'autre. L'ouverture et la fermeture des interrupteurs de l'onduleur dépendent de l'état des signaux de commande (S_a , S_b , S_c), comme défini ci-dessous [Zha-07][Gha-16] :

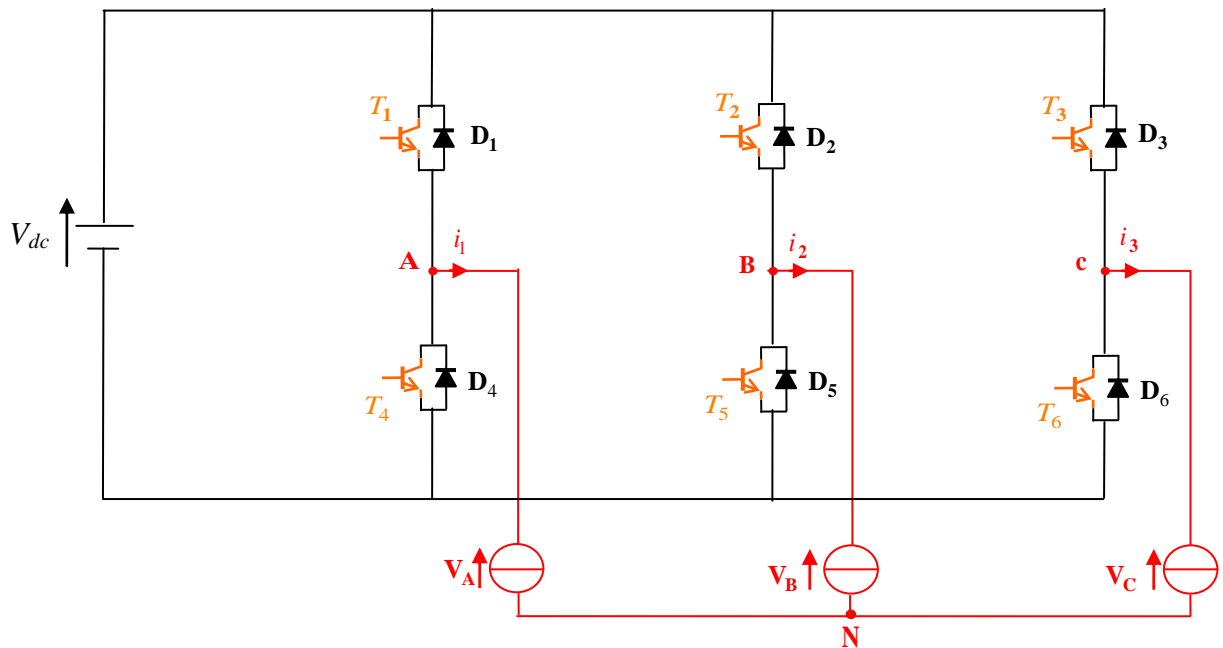


Figure II.2 : Structure de l'onduleur de tension à deux niveaux.

$$S_a = \begin{cases} 1 & T_1 \text{ fermé et } T_4 \text{ ouvert} \\ 0 & T_1 \text{ ouvert et } T_4 \text{ fermé} \end{cases}$$

$$S_b = \begin{cases} 1 & T_2 \text{ fermé et } T_5 \text{ ouvert} \\ 0 & T_2 \text{ ouvert et } T_5 \text{ fermé} \end{cases}$$

$$S_c = \begin{cases} 1 & T_3 \text{ fermé et } T_6 \text{ ouvert} \\ 0 & T_3 \text{ ouvert et } T_6 \text{ fermé} \end{cases}$$

A partir de la figure (II.3), on peut dériver les tensions de l'onduleur en fonction des états des interrupteurs, les potentiels des nœuds A, B, et C de l'onduleur par rapport au point milieu imaginaire M sont données par les équations (II.1) :

$$\begin{cases} V_{AM} = U_c \cdot (2S_a - 1) \\ V_{BM} = U_c \cdot (2S_b - 1) \\ V_{CM} = U_c \cdot (2S_c - 1) \end{cases}, \text{ avec } U_c = \frac{V_{dc}}{2} \quad (II.1)$$

Les tensions composées de l'onduleur s'expriment en fonction des états des interrupteurs comme suit :

$$\begin{cases} V_{AB} = V_{AM} - V_{BM} = 2U_c \cdot (S_a - S_b) \\ V_{BC} = V_{BM} - V_{CM} = 2U_c \cdot (S_b - S_c) \\ V_{CA} = V_{CM} - V_{AM} = 2U_c \cdot (S_c - S_a) \end{cases} \quad (II.2)$$

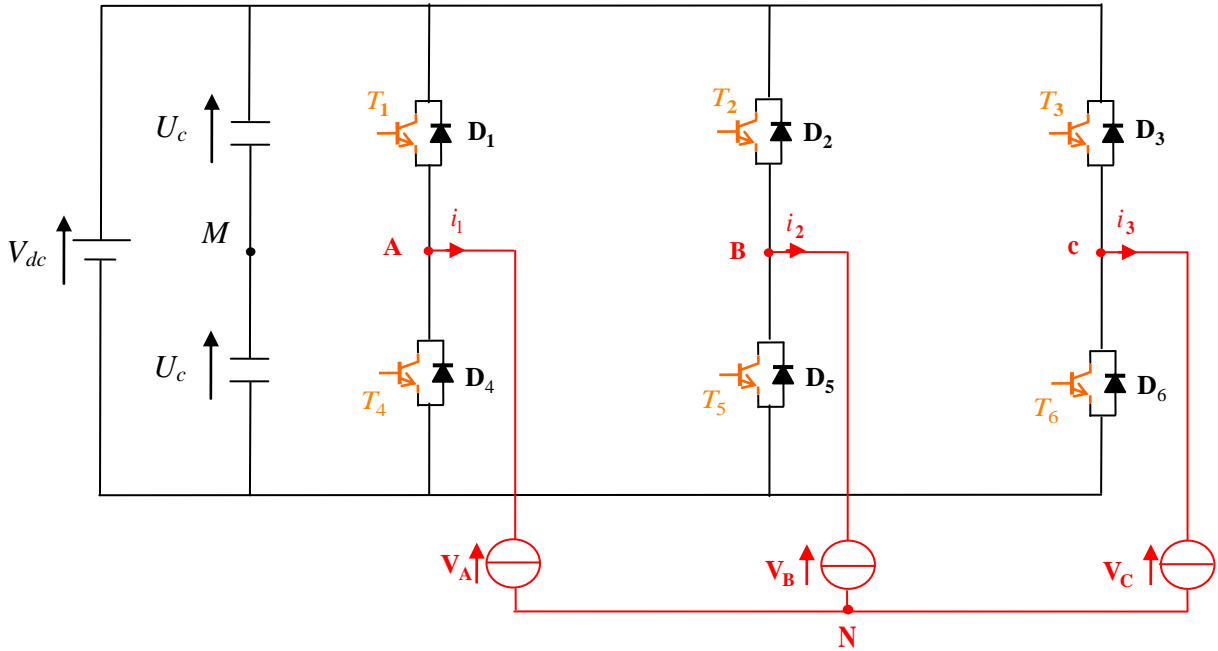


Figure II.3 : Structure de l'onduleur triphasé à deux niveaux avec deux bus continu.

$$\begin{cases} V_{AB} = V_{An} - V_{Bn} \\ V_{BC} = V_{Bn} - V_{Cn} \\ V_{CA} = V_{Cn} - V_{An} \end{cases} \quad (II.3)$$

Ce qui donne :

$$\begin{cases} V_{AB} - V_{CA} = -(V_{Bn} + V_{Cn}) + 2V_{An} \\ V_{BC} - V_{AB} = -(V_{Cn} + V_{An}) + 2V_{Bn} \\ V_{CA} - V_{BC} = -(V_{An} + V_{Bn}) + 2V_{Cn} \end{cases} \quad (II.4)$$

Dans un système de trois tensions équilibrées, la somme des tensions est nulle, alors :

$$V_{An} + V_{Bn} + V_{Cn} = 0 \quad (II.5)$$

A partir de la relation (II.5), on peut écrire :

$$\begin{cases} V_{An} = -(V_{Bn} + V_{Cn}) \\ V_{Bn} = -(V_{An} + V_{Cn}) \\ V_{Cn} = -(V_{An} + V_{Bn}) \end{cases} \quad (II.6)$$

En remplaçant le système (II.6) dans (II.4), on peut trouver les tensions simples de l'onduleur en fonction de celles composées :

$$\begin{cases} V_{An} = \frac{V_{AB}-V_{CA}}{3} \\ V_{Bn} = \frac{V_{BC}-V_{AB}}{3} \\ V_{Cn} = \frac{V_{CA}-V_{BC}}{3} \end{cases} \quad (II.7)$$

A partir des systèmes (II.2) et (II.7), les tensions simples de l'onduleur peuvent s'écrire en fonction des états S_a, S_b et S_c et de la tension V_{dc} comme suit :

$$\begin{cases} v_{fa} = V_{An} = 2U_C \frac{2S_a - S_b - S_c}{3} = V_{dc} \frac{2S_a - S_b - S_c}{3} \\ v_{fb} = V_{Bn} = 2U_C \frac{2S_b - S_a - S_c}{3} = V_{dc} \frac{2S_b - S_a - S_c}{3} \\ v_{fc} = V_{Cn} = 2U_C \frac{2S_c - S_a - S_b}{3} = V_{dc} \frac{2S_c - S_a - S_b}{3} \end{cases} \quad (II.8)$$

Ainsi, on pourra exprimer huit cas possibles de la tension de sortie du filtre actif V_{fk} (référé au neutre n de la source) comme le montre le Tableau (II.1).

Tableau II.1 : Tensions possibles à la sortie de l'onduleur.

Cas	S_a	S_b	S_c	v_{fa}/V_{dc}	v_{fb}/V_{dc}	v_{fc}/V_{dc}
0	0	0	0	0	0	0
1	1	0	0	2/3	-1/3	-1/3
2	0	1	0	-1/3	2/3	-1/3
3	1	1	0	1/3	1/3	-2/3
4	0	0	1	-1/3	-1/3	2/3
5	1	0	1	1/3	-2/3	1/3
6	0	1	1	-2/3	1/3	1/3
7	1	1	1	0	0	0

Pour commander l'onduleur à deux niveaux par la modulation de largeurs d'impulsions (MLI), on a étudié la commande triangulo-sinusoidale (figure II.4).

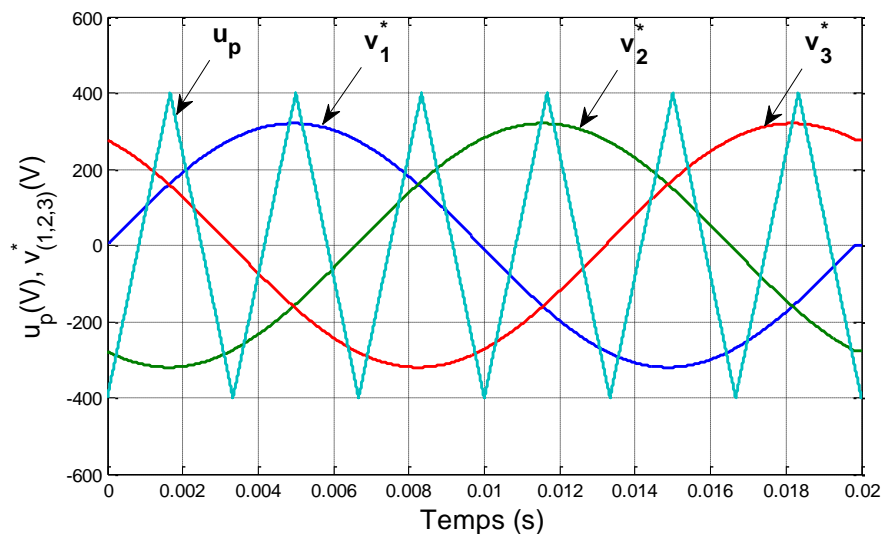


Figure II.4: Stratégie triangulo-sinusoidale de MLI ($m = 6, r = 0,8$).

La figure (II.5) représente la tension de l'onduleur à deux niveaux commandé par la technique MLI, et représente le spectre harmonique de la tension simple (phase a) de l'onduleur ($m=6$, $r=0.8$) dont les valeurs des THD_{v_a} et égale à 92.09%.

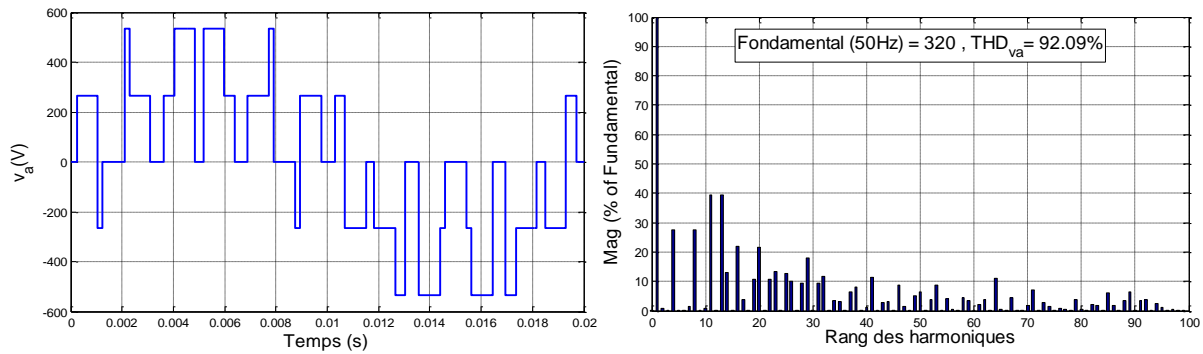


Figure II.5 : La tension simple v_a et son spectre de l'onduleur triphasé à deux niveaux commandé par la stratégie triangulo-sinusoidal pour $m=6$ avec $r=0.8$ et $f=50\text{Hz}$.

II.3 Modélisation de l'onduleur à trois niveaux à structure NPC

II.3.1 Structure de l'onduleur triphasé à trois niveaux

Pour simplifier la complexité de la structure de l'onduleur multiniveaux, on présente chaque paire transistor-diode par un seul interrupteur bidirectionnel TD_{ks} (figure II.6), et vu la symétrie de sa structure, on fait le raisonnement sur un seul bras [Ber-95b].

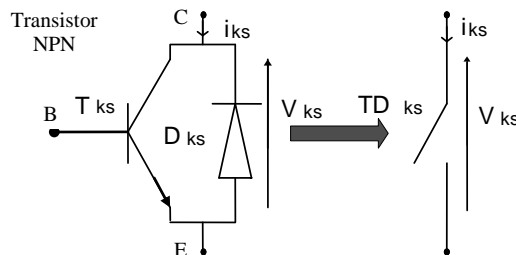


Figure II.6 : Interrupteur bidirectionnel équivalent du pair transistor NPN–diode.

Le convertisseur triphasé NPC à trois niveaux se compose de trois cellules de commutation reliées à un bus continu. Chaque cellule est constituée de quatre commutateurs. Puisque le courant de la charge est alternatif, les commutateurs doivent être des transistors montés en antiparallèle avec des diodes pour permettre la circulation du courant dans les deux directions. D'autres diodes sont utilisées afin de clamper la borne de chaque transistor au point milieu du bus continu. Si les tensions aux bornes des condensateurs sont maintenues égales, la tension composée peut être modulée sur cinq niveaux de tension. Dans ce cas, chaque transistor peut supporter la moitié de la pleine tension du bus continu à l'état bloqué [Ghe-11].

La figure (II.7) montre la structure d'un onduleur de tension triphasé à trois niveaux à structure NPC. On commence par définir la fonction de connexion F_{ki} de l'interrupteur. Elle vaut 1 si l'interrupteur est fermé et 0 dans le cas contraire.

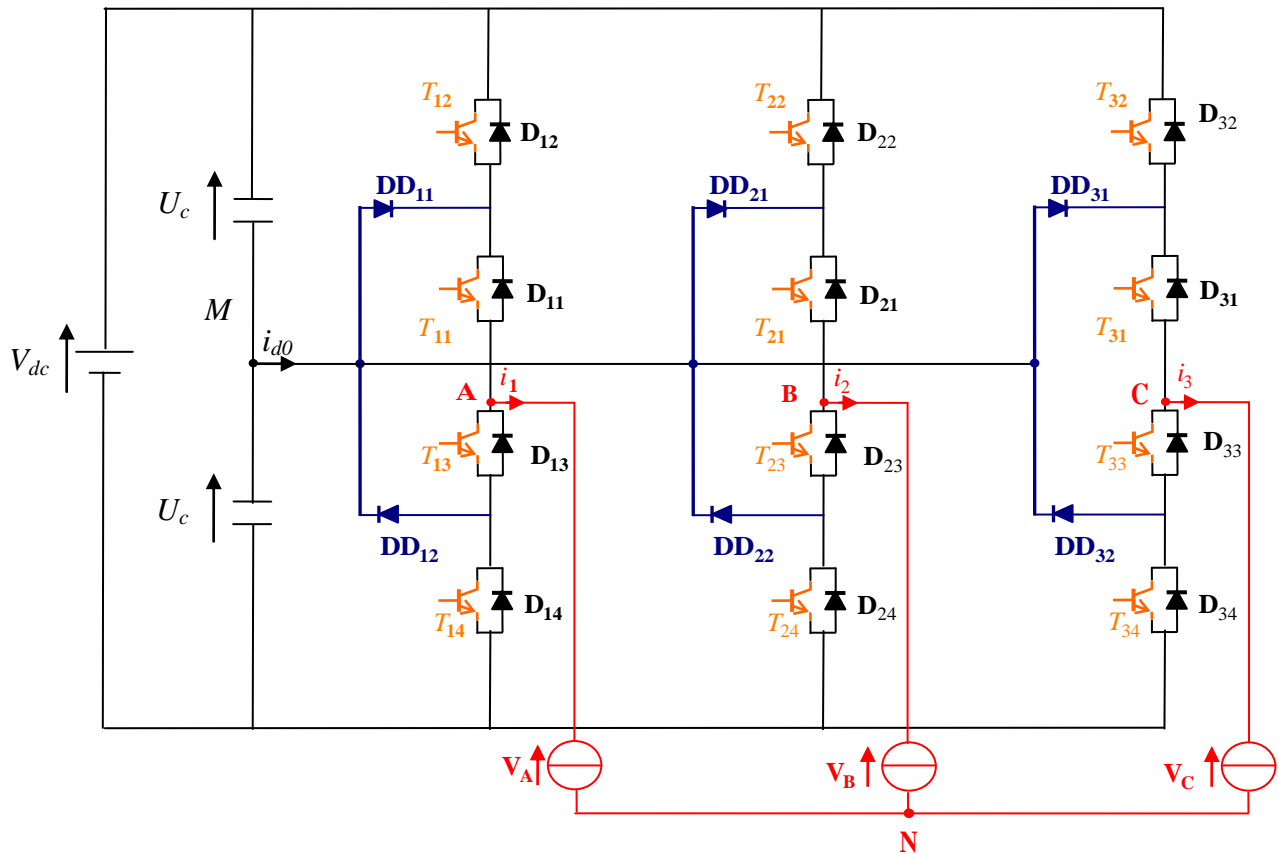


Figure II.7 : Onduleur triphasé trois niveaux à structure NPC.

Par la combinaison des quatre interrupteurs d'un même bras, on obtient 2^4 séquences possibles. Seules trois séquences sont fonctionnelles, les autres provoquent soit des courts-circuits des sources de tension continue, soit la déconnexion de la charge.

Les séquences fonctionnelles d'un bras de l'onduleur sont représentées par la figure (II.8).

Un bras (k) de l'onduleur à trois niveaux peut être représenté par un interrupteur (S_k) à trois états :

- ✓ $S_k = -1$ pour la configuration C_0 ; $V_{kM} = -U_c$;
- ✓ $S_k = 0$ pour la configuration C_1 ; $V_{kM} = 0$;
- ✓ $S_k = 1$ pour la configuration C_2 ; $V_{kM} = U_c$.

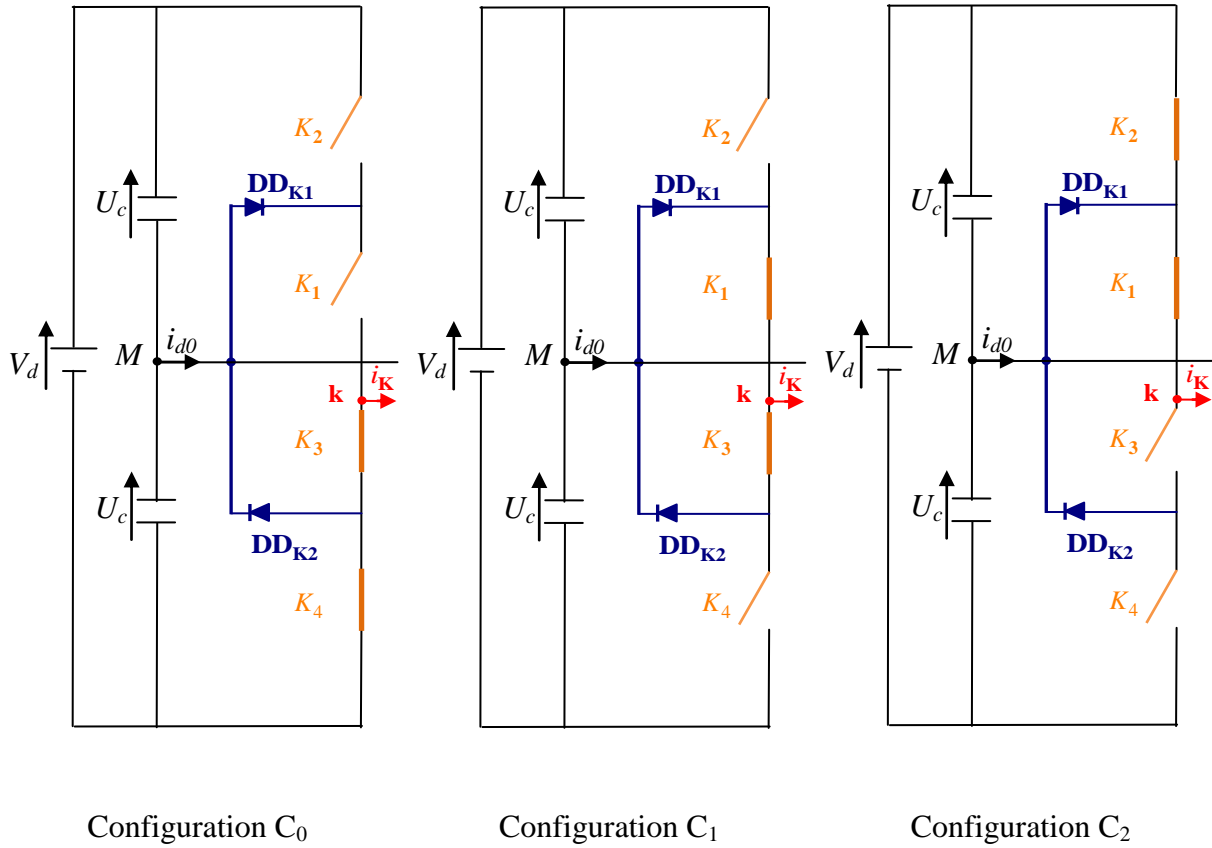


Figure II.8 : Séquences fonctionnelles d'un bras de l'onduleur triphasé à trois niveaux.

La commande des interrupteurs et les tensions à la sortie d'un bras k de l'onduleur sont données par le tableau (II.2) [Ben-16].

Tableau II.2 : Grandeurs électriques d'un bras k de l'onduleur triphasé à trois niveaux.

Configuration	K_1	K_2	K_3	K_4	S_k	Tension à la sortie d'un bras k par rapport au point milieu M
C ₀	0	0	1	1	-1	$V_{kM} = -U_c$
C ₁	0	1	1	0	0	$V_{kM} = 0$
C ₂	1	1	0	0	1	$V_{kM} = U_c$

En mode commandable, les fonctions de connexion de l'onduleur sont liées par la relation (II.9).

$$\begin{cases} F_{K1} = 1 - F_{K4} \\ F_{K2} = 1 - F_{K3} \end{cases} \quad (II.9)$$

Avec, $K = 1, 2$ ou 3 , représente le numéro du bras [Abd-11].

On définit la fonction de connexion F_{Km}^b du demi-bras comme suit:

$$\begin{cases} F_{K1}^b = F_{K1} \times F_{K2} \\ F_{K0}^b = F_{K3} \times F_{K4} \end{cases} \quad (II.10)$$

On désigne par: $m = 1$: le demi-bras du haut et $m = 0$: le demi-bras du bas.

Les potentiels des noeuds A, B et C de l'onduleur triphasé à trois niveaux, par rapport au point M s'expriment comme suit:

$$\begin{cases} V_{AM} = F_{11}^b \times U_{c1} - F_{10}^b \times U_{c2} \\ V_{BM} = F_{21}^b \times U_{c1} - F_{20}^b \times U_{c2} \\ V_{CM} = F_{31}^b \times U_{c1} - F_{30}^b \times U_{c2} \end{cases} \quad (II.11)$$

Les tensions simples de sortie s'écrivent:

$$\begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \times \left\{ \begin{bmatrix} F_{11}^b \\ F_{21}^b \\ F_{31}^b \end{bmatrix} U_{c1} - \begin{bmatrix} F_{10}^b \\ F_{20}^b \\ F_{30}^b \end{bmatrix} U_{c2} \right\} \quad (II.12)$$

II.3.2 Commande triangulo-sinusoidale à échantillonnage naturel

Cette technique de commande utilise les intersections d'une onde de référence ou modulante avec une porteuse triangulaire bipolaire. L'ouverture et la fermeture des interrupteurs du circuit de puissance est commandé par le signal résultant de la comparaison de ces deux signaux.

Deux paramètres caractérisent cette stratégie :

- L'indice de modulation m égal au rapport de la fréquence de la porteuse sur la fréquence modulante:

$$m = \frac{f_p}{f_{ref}} \quad (II.13)$$

- L'indice d'amplitude égal au rapport de l'amplitude de référence sur l'amplitude de la porteuse:

$$r = \frac{V_{ref}}{U_p} \quad (II.14)$$

II.3.2.1 Principe de la commande avec deux porteuses bipolaires triangulaires

La technique MLI sinusoidale est une technique très utilisée en industrie et est largement passée en revue dans la littérature. La figure (II.9) illustre le principe de base de cette technique.

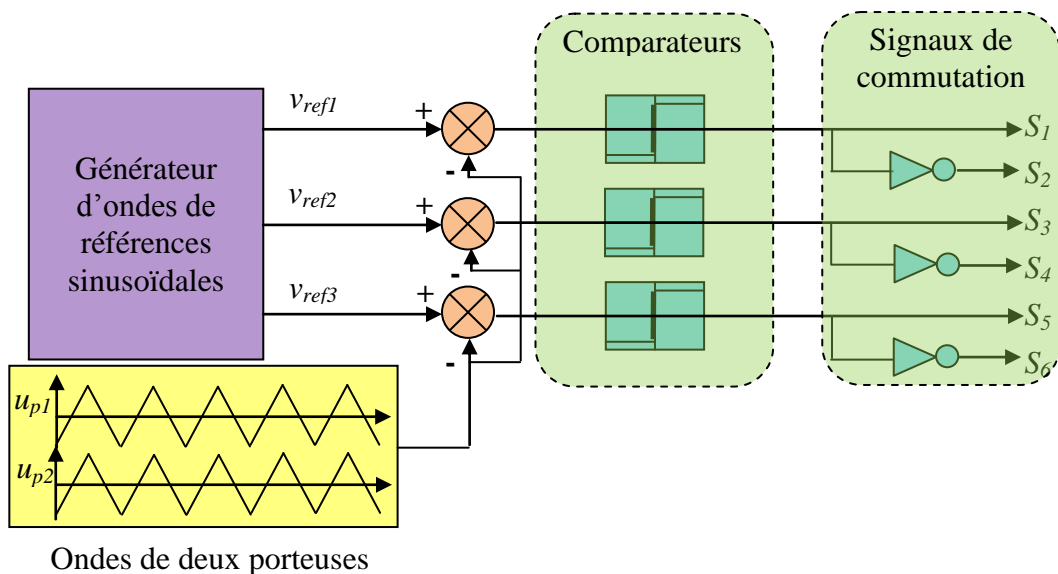


Figure II.9 : Schéma de principe de la technique triangulo-sinusoidale à deux porteuses.

Les tensions de références sont données par l'équation suivante :

$$\begin{cases} v_{ref1} = V_m \cdot \sin(\omega t) \\ v_{ref2} = V_m \cdot \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ v_{ref3} = V_m \cdot \sin\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) \end{cases} \quad (\text{II.15})$$

$$\begin{cases} u_{p1}(t) = \begin{cases} U_c \left(+4 \frac{t}{T_p}\right); & 0 \leq t \leq \frac{T_p}{2} \\ U_c \left(-4 \frac{t}{T_p}\right); & \frac{T_p}{2} \leq t \leq T_p \end{cases} \\ u_{p2}(t) = u_{p1}\left(t + \frac{T_p}{2}\right) \end{cases} \quad (\text{II.16})$$

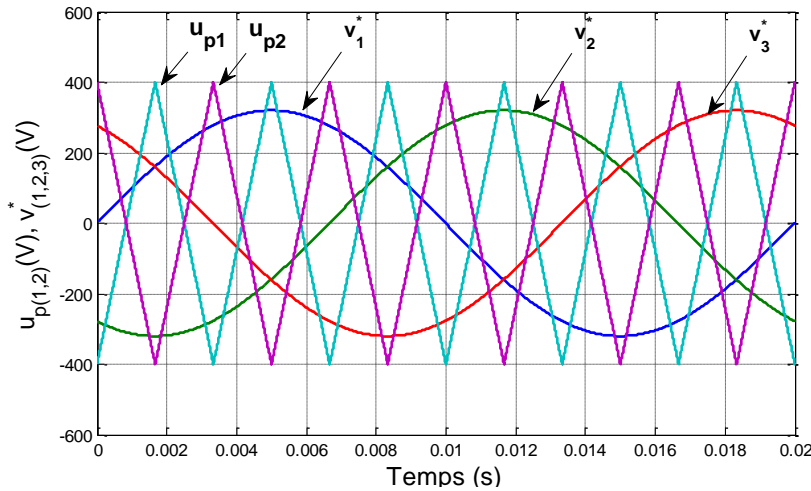


Figure II.10: Différents signaux pour les deux porteuses par la stratégie triangulo-sinusoidale de MLI ($m = 6$, $r = 0,8$).

La tension simple générée par cette technique est proche de la sinusoïde. Pour réduire les harmoniques, on agit sur deux paramètres caractérisant cette stratégie de commande (m et r).

Un choix judicieux de m permet de rejeter les premiers harmoniques non nuls vers les fréquences élevées et facilite le filtrage et le paramètre r est choisi de telle sorte que l'amplitude de la référence reste inférieure à celle de la porteuse pour que certaines intersections ne disparaissent pas.

II.3.2.2 L'algorithme de commande

L'algorithme de la commande de la stratégie triangulo-sinusoidale à deux porteuses pour l'onduleur à trois niveaux pour un bras K , peut être résumé en deux étapes :

Etape 1: la détermination des signaux intermédiaires v_{k1} et v_{k2} .

$$\begin{cases} v_k^* \geq u_{p1} \Rightarrow V_{K1} = U_c \\ v_k^* < u_{p1} \Rightarrow V_{K1} = 0 \end{cases} \quad \& \quad \begin{cases} v_k^* \geq u_{p2} \Rightarrow V_{K2} = 0 \\ v_k^* < u_{p2} \Rightarrow V_{K2} = -U_c \end{cases} \quad (\text{II.17})$$

Etape 2 : la détermination du signal V_{K2} et des ordres de commande B_{Ks} des interrupteurs :

$$\begin{cases} V_{Km} = U_c \Rightarrow B_{K1} = 1; B_{K2} = 1 \\ V_{Km} = 0 \Rightarrow B_{K1} = 1; B_{K2} = 0 \\ V_{Km} = -U_c \Rightarrow B_{K1} = 0; B_{K2} = 1 \end{cases} \quad \text{Avec } V_{Km} = V_{K1} + V_{K2} \quad (\text{II.18})$$

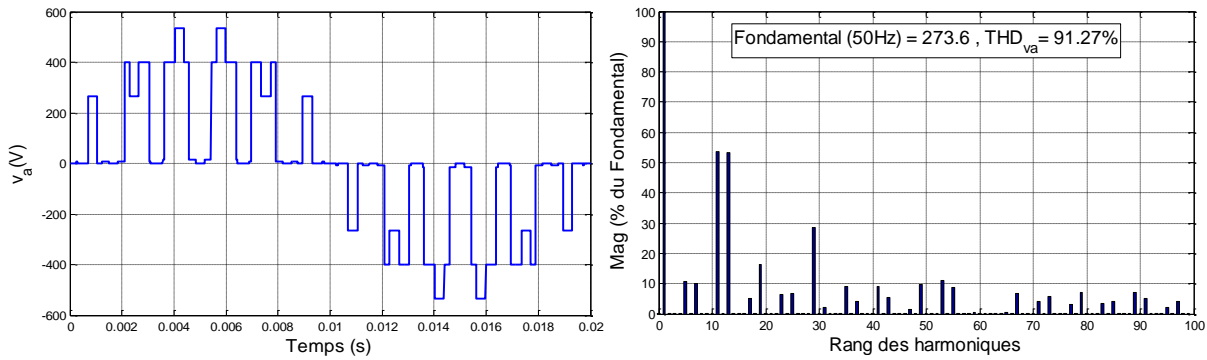


Figure II.11 : La tension simple v_a et son spectre de l'onduleur triphasé à trois niveaux commandé par la stratégie triangulo-sinusoidal à deux porteuses bipolaires, pour $m=6$ avec $r=0.8$ et $f=50\text{Hz}$.

II.3.3 Commande de l'onduleur à cinq niveaux par modélisation de largeur d'impulsions MLI

II.3.3.1 Structure de l'onduleur triphasé à cinq niveaux

L'onduleur triphasé cinq niveaux à structure NPC étudié se compose de trois bras symétriques constitué chacun de six interrupteurs en série et deux autres en parallèles, plus deux diodes permettant l'obtention du zéro de la tension V_{KM} notées DD_{K0} et DD_{K1} . Chaque interrupteur est composé d'un transistor et d'une diode montée en tête bêche.

Le point milieu de chaque bras est relié à une alimentation continue de force électromotrice ($U_{c1} + U_{c2} + U_{c3} + U_{c4}$). Ces quatre générateurs ainsi que les diodes DD_{K0} et DD_{K1} se trouvent connectés entre eux en un point fictif noté « M » [Ber-95a].

La représentation schématique de cet onduleur est donnée par la figure (II.12).

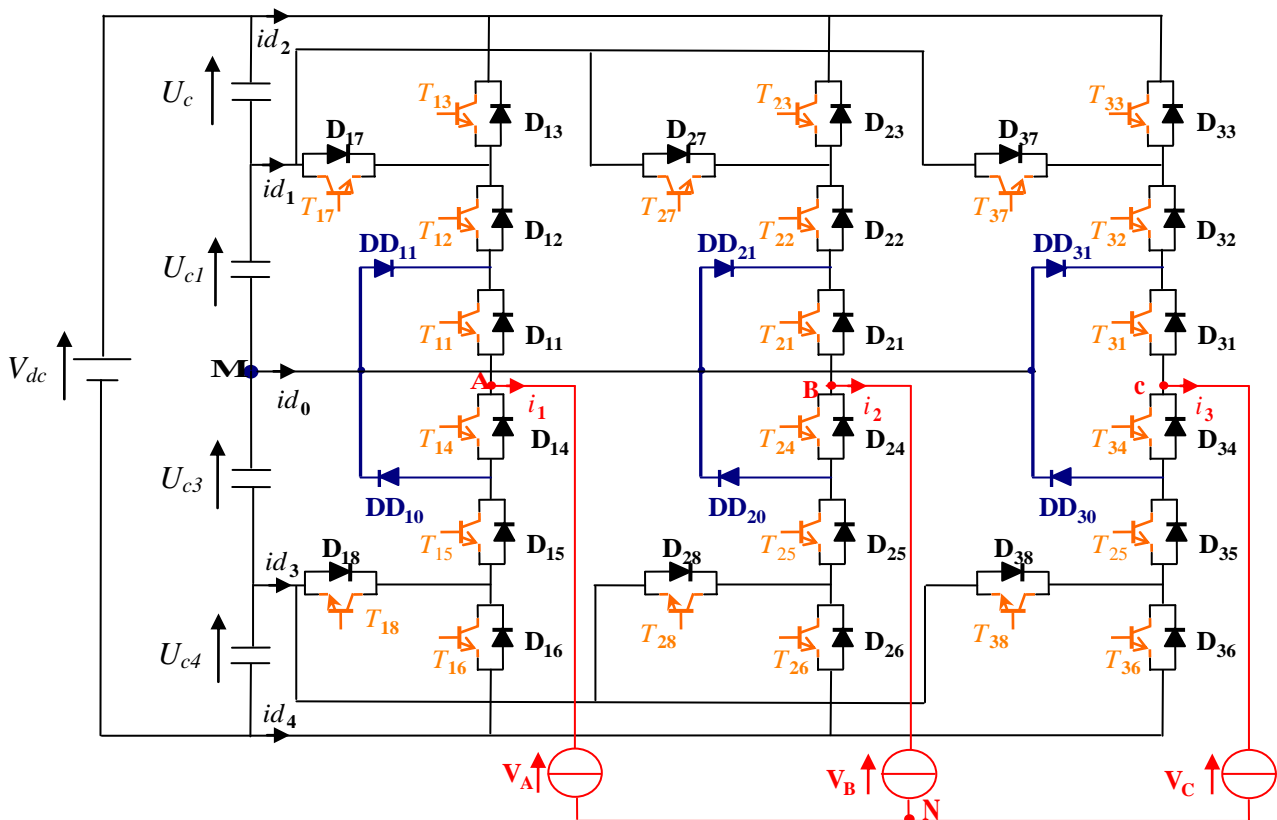


Figure II.12 : Onduleur triphasé à cinq niveaux à structure NPC.

II.3.3.2 Différentes configurations d'un bras d'onduleur à cinq niveaux

Vue la symétrie de la structure de l'onduleur triphasé à cinq niveaux à structure NPC, la modélisation de ce dernier se fait par bras (figure II.13). Un bras de l'onduleur définit sept configurations possibles. Ces différentes configurations sont représentées par la figure (II.14). Avec M origine des potentiels et V_{KM} la différence de potentiel entre le bras K et le point M . Les tensions sont continués supposées idéales (égales et constantes $U_{c1}=U_{c2}=U_{c3}=U_{c4}$).

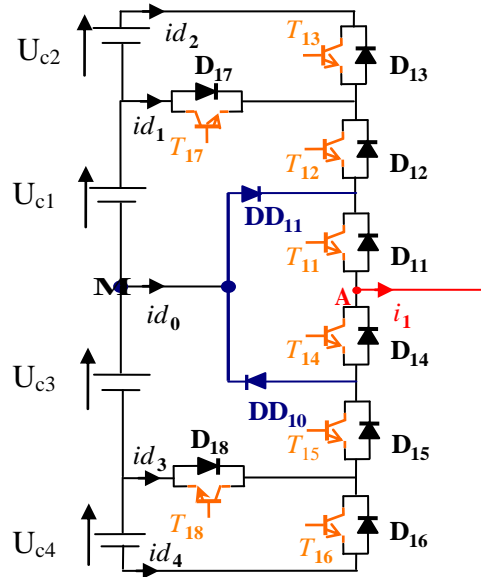


Figure II.13 : Structure d'un bras de l'onduleur cinq niveaux à structure NPC.

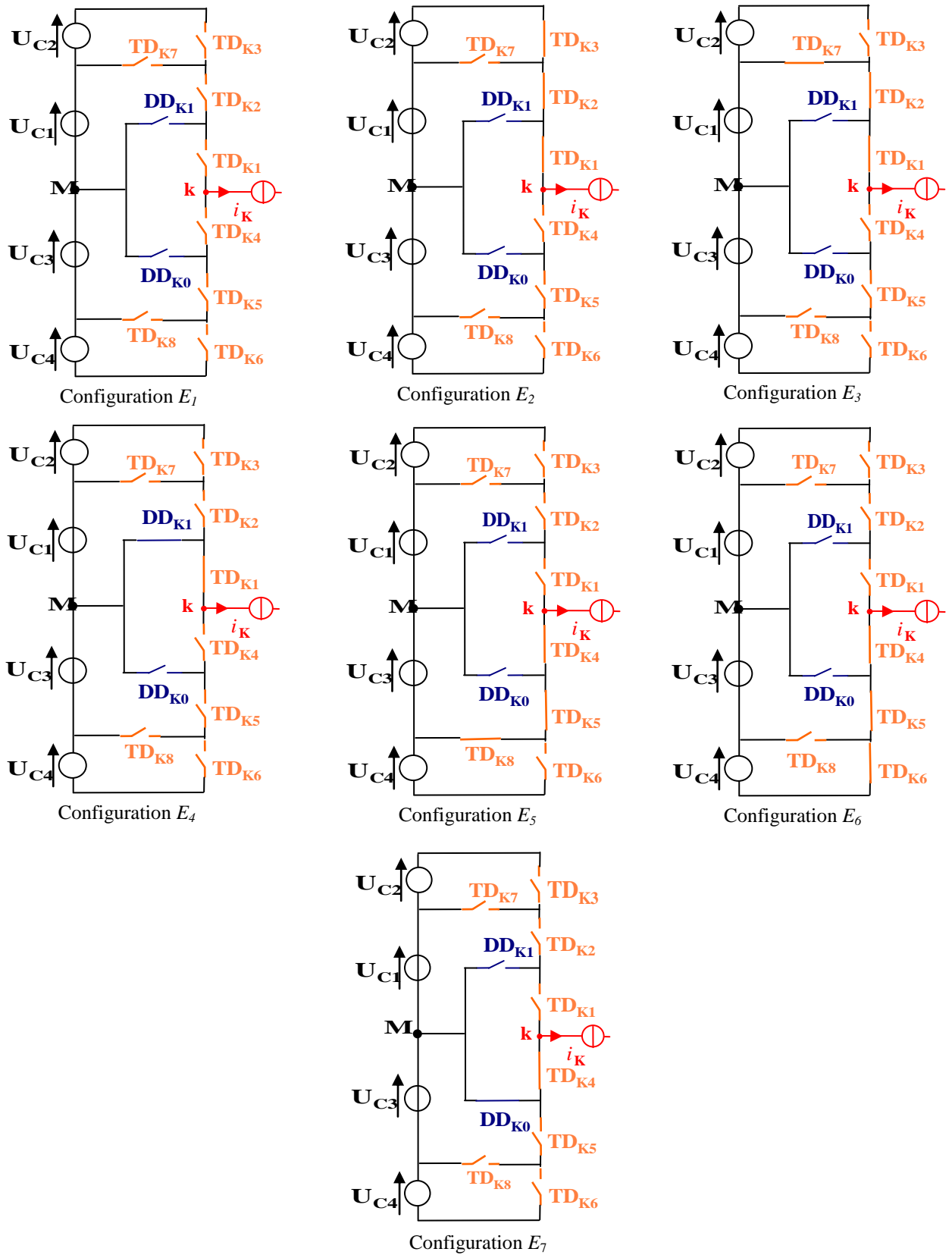


Figure II.14 : Les différentes configurations possibles pour un bras K de l'onduleur à cinq niveaux.

Le tableau (II.3) donne les grandeurs électriques caractérisant chacune de ces configurations (avec M origine des potentiels et V_{kM} le potentiel du nœud k).

Tableau II.3 : Grandeurs électriques pour chacune des configurations d'un bras K.

Configuration	Grandeur caractéristique
E ₁	$i_k = 0$
E ₂	$V_{KM} = U_{c1} + U_{c2} = 2U_c$
E ₃	$V_{KM} = U_{c1} = U_c$
E ₄	$V_{KM} = 0$
E ₅	$V_{KM} = -U_{c3} = -U_c$
E ₆	$V_{KM} = -U_{c3} = -U_{c4} = -2U_c$
E ₇	$V_{KM} = 0$

II.3.4 Modèle de connaissance et de commande de l'onduleur triphasé cinq niveaux à structure NPC

II.3.4.1 Commandabilité des convertisseurs statiques

Nous supposons que la condition de commandabilité est toujours vérifiée. De ce fait, on peut définir les fonctions de connexion.

II.3.4.2 Fonction de connexion des interrupteurs

On définit la commande complémentaire suivante :

$$\begin{cases} B_{k4} = \overline{B_{k2}} \\ B_{k5} = \overline{B_{k1}} \\ B_{k6} = \overline{B_{k3}} \end{cases} \quad (\text{II.19})$$

Avec cette commande complémentaire, les fonctions de connexion des interrupteurs du bras K sont liées par les relations suivantes :

$$F_{k4} = 1 - F_{k2} ; F_{k5} = 1 - F_{k1} ; F_{k6} = 1 - F_{k3} \quad (\text{II.20})$$

Le tableau (II.4) représente la table d'excitation des interrupteurs de l'onduleur à cinq niveaux.

Tableau II.4 : Table d'excitation des interrupteurs de l'onduleur cinq niveaux à structure NPC.

B _{k1}	B _{k2}	B _{k3}	B _{k4}	B _{k5}	B _{k6}	V _{kM}
1	1	1	0	0	0	2U _c
1	1	0	0	0	1	U _c
1	0	0	1	0	1	0
0	0	1	1	1	0	-U _c
0	0	0	1	1	1	-2U _c

D'après le tableau ci-dessus, on remarque que cette commande complémentaire permet d'avoir un fonctionnement en cinq niveaux.

II.3.4.3 Fonction de connexion du demi-bras

Pour le bras K , les fonctions de connexion des demi-bras s'expriment comme suit :

$$\begin{cases} F_{k1}^b = F_{k1} F_{k2} F_{k3} \\ F_{k0}^b = F_{k4} F_{k5} F_{k6} \end{cases} \quad (\text{II.21})$$

Le système d'équations précédent montre que la fonction F_{kM}^b vaut « 1 » dans le cas où les trois interrupteurs du demi-bras sont tous fermés et nulle dans tous les autres cas.

Les fonctions de connexion des deux interrupteurs parallèles du bras K sont liées par les relations suivantes [Ber-95b].

$$\begin{cases} F_{k7} = F_{k1} F_{k2} (1 - F_{k3}) \\ F_{k8} = F_{k4} F_{k5} (1 - F_{k6}) \end{cases} \quad (\text{II.22})$$

II.3.4.4 Modélisation des valeurs instantanées

Les potentiels des nœuds A , B et C de l'onduleur triphasé cinq niveaux par rapport au point milieu M sont donnés par le système suivant.

$$\begin{cases} V_{AM} = F_{11} F_{12} (1 - F_{13}) U_{c1} + F_{11} F_{12} F_{13} (U_{c1} + U_{c2}) - F_{14} F_{15} (1 - F_{16}) U_{c3} - F_{14} F_{15} F_{16} (U_{c3} + U_{c4}) \\ V_{BM} = F_{21} F_{22} (1 - F_{23}) U_{c1} + F_{21} F_{22} F_{23} (U_{c1} + U_{c2}) - F_{24} F_{25} (1 - F_{26}) U_{c3} - F_{24} F_{25} F_{26} (U_{c3} + U_{c4}) \\ V_{CM} = F_{31} F_{32} (1 - F_{33}) U_{c1} + F_{31} F_{32} F_{33} (U_{c1} + U_{c2}) - F_{34} F_{35} (1 - F_{36}) U_{c4} - F_{34} F_{35} F_{36} (U_{c3} + U_{c4}) \end{cases} \quad (\text{II.23})$$

Les fonctions de connexion des demi-bras sont définies selon les relations suivantes :

$$\begin{cases} F_{11}^b = F_{11} F_{12} F_{13} \\ F_{10}^b = F_{14} F_{15} F_{16} \end{cases} \begin{cases} F_{21}^b = F_{21} F_{22} F_{23} \\ F_{20}^b = F_{24} F_{25} F_{26} \end{cases} \begin{cases} F_{31}^b = F_{31} F_{32} F_{33} \\ F_{30}^b = F_{34} F_{35} F_{36} \end{cases} \quad (\text{II.24})$$

Les fonctions de connexion des interrupteurs placés en parallèle sont définies comme suit:

$$\begin{cases} F_{17} = F_{11} F_{12} (1 - F_{13}) \\ F_{18} = F_{14} F_{15} (1 - F_{16}) \end{cases} \begin{cases} F_{27} = F_{21} F_{22} (1 - F_{23}) \\ F_{28} = F_{24} F_{25} (1 - F_{26}) \end{cases} \begin{cases} F_{37} = F_{31} F_{32} (1 - F_{33}) \\ F_{38} = F_{34} F_{35} (1 - F_{36}) \end{cases} \quad (\text{II.25})$$

En introduisant les équations (II.12) et (II.13) dans le système (II.14), on aboutit au système suivant:

$$\begin{cases} V_{AM} = F_{17} U_{c1} + F_{11}^b (U_{c1} + U_{c2}) - F_{18} U_{c3} - F_{10}^b (U_{c3} + U_{c4}) \\ V_{BM} = F_{27} U_{c1} + F_{21}^b (U_{c1} + U_{c2}) - F_{28} U_{c3} - F_{20}^b (U_{c3} + U_{c4}) \\ V_{CM} = F_{37} U_{c1} + F_{31}^b (U_{c1} + U_{c2}) - F_{38} U_{c3} - F_{30}^b (U_{c3} + U_{c4}) \end{cases} \quad (\text{II.26})$$

Ce système (II.27) s'écrit sous forme matricielle comme suit :

$$\begin{bmatrix} V_{AM} \\ V_{BM} \\ V_{CM} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} F_{17} + F_{11}^b \\ F_{27} + F_{21}^b \\ F_{37} + F_{31}^b \end{bmatrix} U_{c1} + \begin{bmatrix} F_{11}^b \\ F_{21}^b \\ F_{31}^b \end{bmatrix} U_{c2} - \begin{bmatrix} F_{18} + F_{10}^b \\ F_{28} + F_{20}^b \\ F_{38} + F_{30}^b \end{bmatrix} U_{c3} - \begin{bmatrix} F_{10}^b \\ F_{20}^b \\ F_{30}^b \end{bmatrix} U_{c4} \quad (\text{II.27})$$

On peut déduire que l'onduleur cinq niveaux est une mise en série de quatre onduleurs à deux niveaux ou de deux onduleurs à trois niveaux.

Dans le cas où $U_{c1} = U_{c2} = U_{c3} = U_{c4} = U_c$ la relation (II.27) se réduit à :

$$\begin{bmatrix} V_{AM} \\ V_{BM} \\ V_{CM} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} F_{17} + 2F_{11}^b & -F_{18} & -2F_{10}^b \\ F_{27} + 2F_{21}^b & -F_{28} & -2F_{20}^b \\ F_{37} + 2F_{31}^b & -F_{38} & -2F_{30}^b \end{bmatrix} U_c \quad (\text{II.28})$$

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

$$V_{AM} + V_{BM} + V_{CM} = V_A + V_B + V_C + 3V_{NM} \quad (\text{II.29})$$

Avec, V_{NM} tension entre le point milieu de l'alimentation continue de l'onduleur et le point neutre de la charge donnée comme suit:

$$V_{NM} = \frac{1}{3}(V_{AM} + V_{BM} + V_{CM}) \quad (\text{II.30})$$

Les tensions simples aux bornes de la charge sont :

$$\begin{cases} V_A = V_{AM} - V_{NM} = \frac{1}{3}(2V_{AM} - V_{BM} - V_{CM}) \\ V_B = V_{BM} - V_{NM} = \frac{1}{3}(-V_{AM} + 2V_{BM} - V_{CM}) \\ V_C = V_{CM} - V_{NM} = \frac{1}{3}(-V_{AM} - V_{BM} + 2V_{CM}) \end{cases} \quad (\text{II.31})$$

A partir des relations (II.30) et (II.31), on obtient le système matriciel donnant les expressions des tensions simples aux bornes de la charge :

$$\begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \left\{ \begin{bmatrix} F_{17} + F_{11}^b \\ F_{27} + F_{21}^b \\ F_{37} + F_{31}^b \end{bmatrix} U_{c1} + \begin{bmatrix} F_{11}^b \\ F_{21}^b \\ F_{31}^b \end{bmatrix} U_{c2} - \begin{bmatrix} F_{18} + F_{10}^b \\ F_{28} + F_{20}^b \\ F_{38} + F_{30}^b \end{bmatrix} U_{c3} - \begin{bmatrix} F_{10}^b \\ F_{20}^b \\ F_{30}^b \end{bmatrix} U_{c4} \right\} \quad (\text{II.32})$$

Dans le cas où $U_{c1} = U_{c2} = U_{c3} = U_{c4} = U_c$ la relation (II.32) se réduit à :

$$\begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_{17} + 2F_{11}^b - F_{18} - 2F_{10}^b \\ F_{27} + 2F_{21}^b - F_{28} - 2F_{20}^b \\ F_{37} + 2F_{31}^b - F_{38} - 2F_{30}^b \end{bmatrix} U_c \quad (\text{II.33})$$

Ainsi, les courants d'entrée de l'onduleur s'expriment en fonction des courants de la charge i_1, i_2 et i_3 au moyen des fonctions de connexion des demi-bras par les relations suivantes [Ber-95b] :

$$\begin{cases} i_{d1} = F_{17}i_1 + F_{27}i_2 + F_{37}i_3 \\ i_{d2} = F_{11}^b i_1 + F_{21}^b i_2 + F_{31}^b i_3 \\ i_{d3} = F_{18}i_1 + F_{28}i_2 + F_{38}i_3 \\ i_{d4} = F_{10}^b i_1 + F_{20}^b i_2 + F_{30}^b i_3 \end{cases} \quad (\text{II.34})$$

Le courant i_{d0} s'exprime en fonction des courants d'entrée et courants de charge par la relation :

$$i_{d0} = (i_1 + i_2 + i_3) - (i_{d1} + i_{d2} + i_{d3} + i_{d4}) \quad (\text{II.35})$$

II.3.4.5 Stratégie de commande de l'onduleur à cinq niveaux (triangulo-sinusoïdale)

Pour commander l'onduleur à cinq niveaux par la modulation de largeurs d'impulsions (MLI), on a étudié la commande triangulo-sinusoïdale à quatre porteuses bipolaires (figure II.15).

Le principe de cette stratégie consiste à utiliser les intersections d'une onde de référence ou modulante (qui est l'image de l'onde de sortie qu'on veut obtenir) généralement sinusoïdale avec quatre porteuses triangulaires bipolaires [Ber-95b].

Les tensions de référence de l'onduleur triphasé cinq niveaux sont données comme suit:

$$\begin{cases} V_{ref1} = V_m \sin \omega t \\ V_{ref2} = V_m \sin(\omega t - \frac{2\pi}{3}) \\ V_{ref3} = V_m \sin(\omega t - \frac{4\pi}{3}) \end{cases} \quad (\text{II.36})$$

Les quatre porteuses utilisées sont identiques et décalées entre elles d'un quart de période $T_p/4$. Elles sont définies par :

$$\begin{cases} U_{p1} = \begin{cases} 2U_c (4 \frac{t}{T_p} - 1) & ; 0 \leq t \leq T_p/2 \\ 2U_c (-4 \frac{t}{T_p} + 3) & ; T_p/2 \leq t \leq T_p \end{cases} \\ U_{p2} = U_{p1}(t - \frac{T_p}{4}) \\ U_{p3} = U_{p1}(t - \frac{T_p}{2}) \\ U_{p4} = U_{p1}(t - 3\frac{T_p}{4}) \end{cases} \quad (\text{II.37})$$

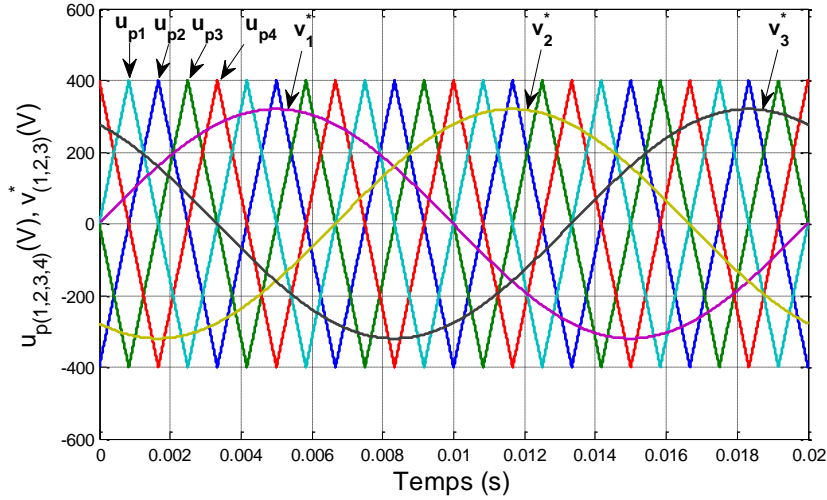


Figure II.15 : Différents signaux pour les quatre porteuses par la stratégie triangulo-sinusoidale de MLI ($m = 6, r = 0,8$).

L'algorithme de commande pour un bras K de l'onduleur se résume en deux étapes [Ber-95b]:

1^{ère} étape : Détermination des tensions intermédiaires: ($V_{k1}, V_{k2}, V_{k3}, V_{k4}$):

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{refk} \geq U_{p4} \Rightarrow V_{k1} = 2U_C \\ V_{refk} < U_{p4} \Rightarrow V_{k1} = U_C \end{array} \right. ; \left\{ \begin{array}{l} V_{refk} \geq U_{p3} \Rightarrow V_{k2} = U_C \\ V_{refk} < U_{p3} \Rightarrow V_{k2} = 0 \end{array} \right. ;$$

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{refk} \geq U_{p2} \Rightarrow V_{k3} = 0 \\ V_{refk} < U_{p2} \Rightarrow V_{k3} = -U_C \end{array} \right. ; \left\{ \begin{array}{l} V_{refk} \geq U_{p1} \Rightarrow V_{k4} = -U_C \\ V_{refk} < U_{p1} \Rightarrow V_{k4} = -2U_C \end{array} \right. \quad (II.38)$$

2^{ème} étape: Détermination du signal V_{kM} et les ordres de commande B_{ks} des interrupteurs :

$$\begin{aligned} V_{kM} = 2U_C &\Rightarrow B_{k1} = B_{k2} = B_{k3} = 1 \\ V_{kM} = U_C &\Rightarrow B_{k1} = B_{k2} = 1, B_{k3} = 0 \\ V_{kM} = 0 &\Rightarrow B_{k1} = 1, B_{k2} = B_{k3} = 0 \\ V_{kM} = -U_C &\Rightarrow B_{k1} = B_{k2} = 0, B_{k3} = 1 \\ V_{kM} = -2U_C &\Rightarrow B_{k1} = B_{k2} = B_{k3} = 0 \end{aligned} \quad (II.39)$$

Avec :

$$V_{kM} = V_{k1} + V_{k2} + V_{k3} + V_{k4} \quad (II.40)$$

La figure (II.16) représente la tension de l'onduleur cinq niveaux commandé par la technique MLI, et représente le spectre harmonique de tension de l'onduleur dont la valeur du ($m=6, r=0.8$) THD_{va} et égale à 28.75%.

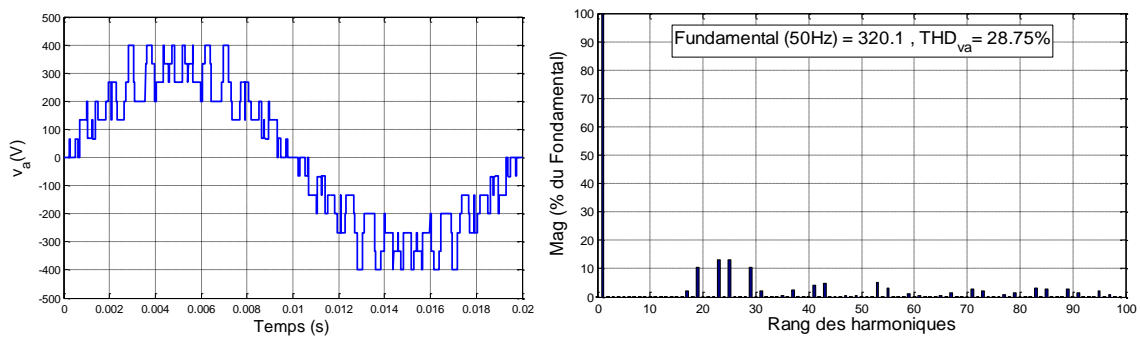


Figure II.16 : Tension de sortie de l'onduleur triphasé à 5 niveaux commandée par stratégie *tringulo-sinusoidale* à 4 porteuses bipolaires ($m=6$, $r=0.8$) et son spectre.

II.4 Conclusion

Dans ce chapitre, on a présenté le modèle de fonctionnement des onduleurs triphasés à deux, à trois et à cinq niveaux à structure NPC.

L'utilisation des fonctions de connexion à cinq niveaux est équivalente à deux onduleurs trois niveaux en série. Cette caractéristique nous a permis d'extrapoler les modèles déjà élaborés pour les onduleurs à trois niveaux à ceux des onduleurs à cinq niveaux.

Ainsi, une stratégie de commande MLI des trois types d'onduleurs de tension à structure NPC a été utilisée.

Ces onduleurs sont utilisés pour le filtrage actif de puissance en injectant leurs courants sur le réseau électrique basse tension pour minimiser le maximum des harmoniques causés par la charge non linéaire, comme nous présenterons aux prochains chapitres.

Chapitre (III)

Stratégies de commande classiques d'un filtre actif parallèle de puissance

III.1 Introduction

Pour dépolluer le réseau électrique basse tension, il faut réduire le maximum possible les harmoniques au niveau de la source d'alimentation électrique. Ce travail propose un des principales techniques utilisées dans ce domaine, c'est le filtrage actif parallèle de puissance (FAP). Pour cela, on applique un onduleur de tension en parallèle, c'est-à-dire, il joue le rôle d'un générateur de courant. La soustraction des courants déformés de charge non-linéaire (i_c) avec les courants de filtre (i_f) induit les courants sinusoïdaux de source (i_s).

La commande des filtres actifs parallèles peut réaliser par plusieurs méthodes classiques. Nous verrons en ce chapitre trois techniques (SVPWM, DPC et PI).

III.2 Etat de l'art de différentes stratégies de commande d'un filtre actif parallèle de puissance

Les performances des filtres actifs ou hybrides dépendent très fortement d'une part de plusieurs facteurs :

- ✓ de l'algorithme de commande utilisé pour identifier les références de courants ou de tensions.
- ✓ du mode de contrôle utilisé (MLI, hystérésis, hystérésis modulée, ...) pour la génération des ordres de commande des interrupteurs de puissance.
- ✓ des performances de la boucle de régulation de la tension du réservoir capacitif.

D'autre part, les performances du filtre actif dépendent également de la technique retenue (analogique ou numérique) lors de la mise en œuvre pratique de la commande.

Le filtrage actif exige en effet des performances temps réels élevées lors de l'implantation de la commande, compte tenu des fréquences des harmoniques à générer. Aujourd'hui, les travaux de recherche dans le domaine du contrôle des systèmes électriques s'orientent principalement vers deux technologies numériques lors de l'implantation des commandes : le système de prototypage dSPACE ou la technologie FPGA. Dans la littérature, seules quelques méthodes sont utilisées pour la commande du filtre hybride shunt triphasé. Les lacunes dans l'application des commandes dites avancées (non linéaire, mode de glissement, Lyapunov, ...) sont dues à l'absence des modèles des filtres hybrides triphasés [Ham-10]. Parmi les techniques utilisées dans le système de filtrage actifs de puissance, citons les méthodes suivantes :

- *Méthode du référentiel synchrone (SRF)*

Le principe de cette méthode est basé sur l'utilisation d'une PLL et de la transformation de Concordia afin de déterminer les composantes d'axes d - q des courants et

tensions dans le repère de Park. Ensuite les composantes alternatives ont été extraites à l'aide de deux filtres passe haut du premier ordre pour la boucle de retour, et un filtre passe bande pour extraire la composante de la cinquième harmonique pour la boucle feedforward [Ham-10][Wir-07].

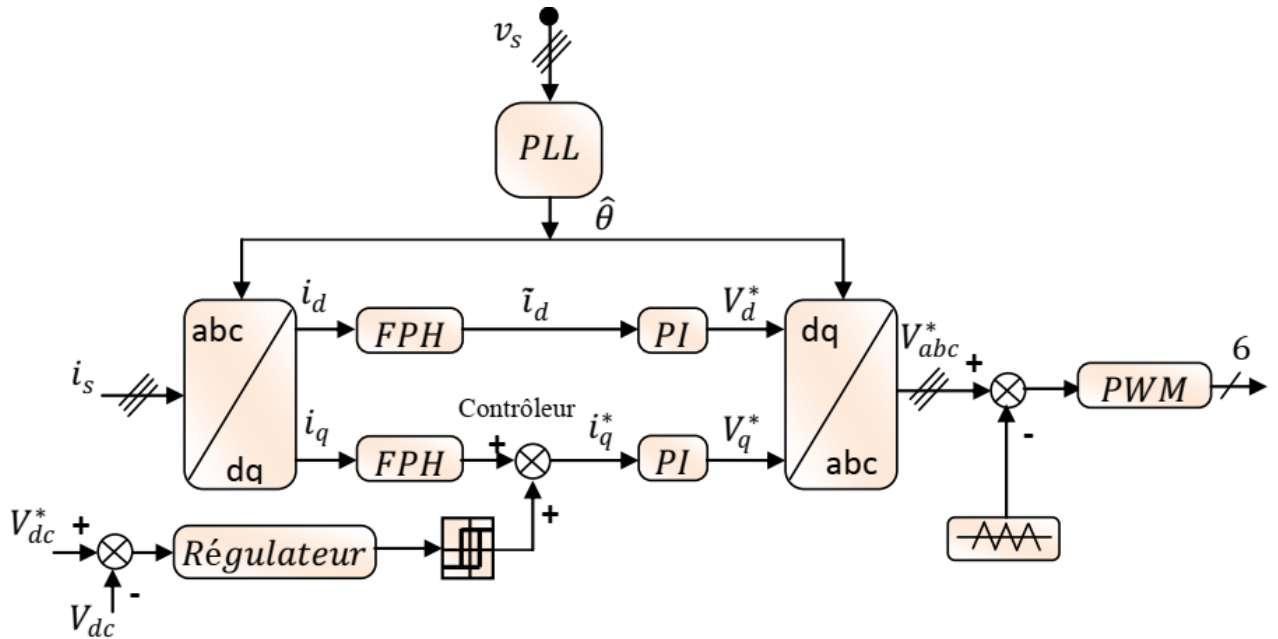


Figure III.1 : Schéma classique de la méthode du référentiel synchrone pour le filtre hybride shunt.

➤ *Commande non linéaire*

La commande non-linéaire repose sur deux étapes principales. La première étape est la détermination de la loi de commande en dérivant autant de fois la sortie du système jusqu'à ce que l'entrée u du système apparaisse. La deuxième étape consiste à appliquer des contrôleurs linéaires au système linéarisé précédemment de façon à imposer des dynamiques bien spécifiques au système en boucle fermée. Le principe de cette technique est décrit par la Figure (III.2) [Ham-10][Men-03][Kom-09].

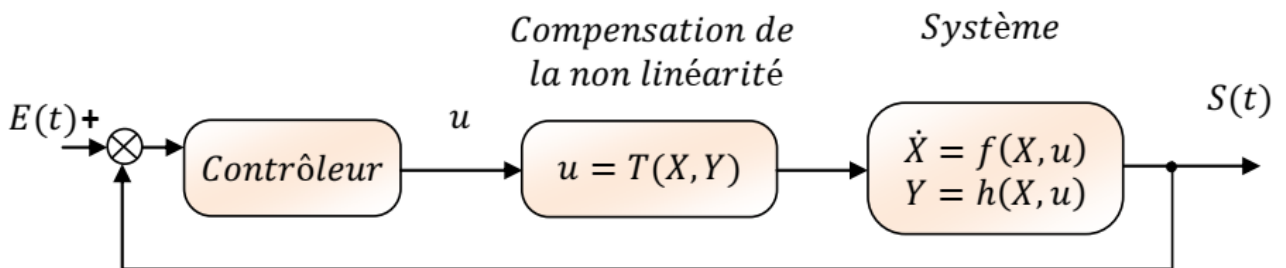


Figure III.2 : Commande non linéaire par linéarisation exacte.

➤ *Commande par mode de glissement*

La commande par mode de glissement est une technique de commande non linéaire à structure variable, où les dynamiques d'un système sont transformées par l'application d'une loi de commande à base de commutation haute fréquence. Cette commande convient parfaitement pour les filtres actifs dont la configuration varie avec les séquences de fonctionnement. Le fait que le modèle dynamique d'un filtre actif varie dans le temps, rend l'application de la commande par mode de glissement très appropriée. Le concept de mode de glissement est également dérivé de la théorie de stabilité de Lyapunov pour extraire les lois de commande et vérifier la stabilité. Il s'agit de forcer les trajectoires d'états d'un système

dynamique vers une certaine surface, appelée surface de glissement ou surface de commutation. Ce principe est représenté par la Figure ci-dessous dans le cas de la commande du filtre actif commandé par mode de glissement [Sar-13][Ham-10][Kom-09][Gou-04].

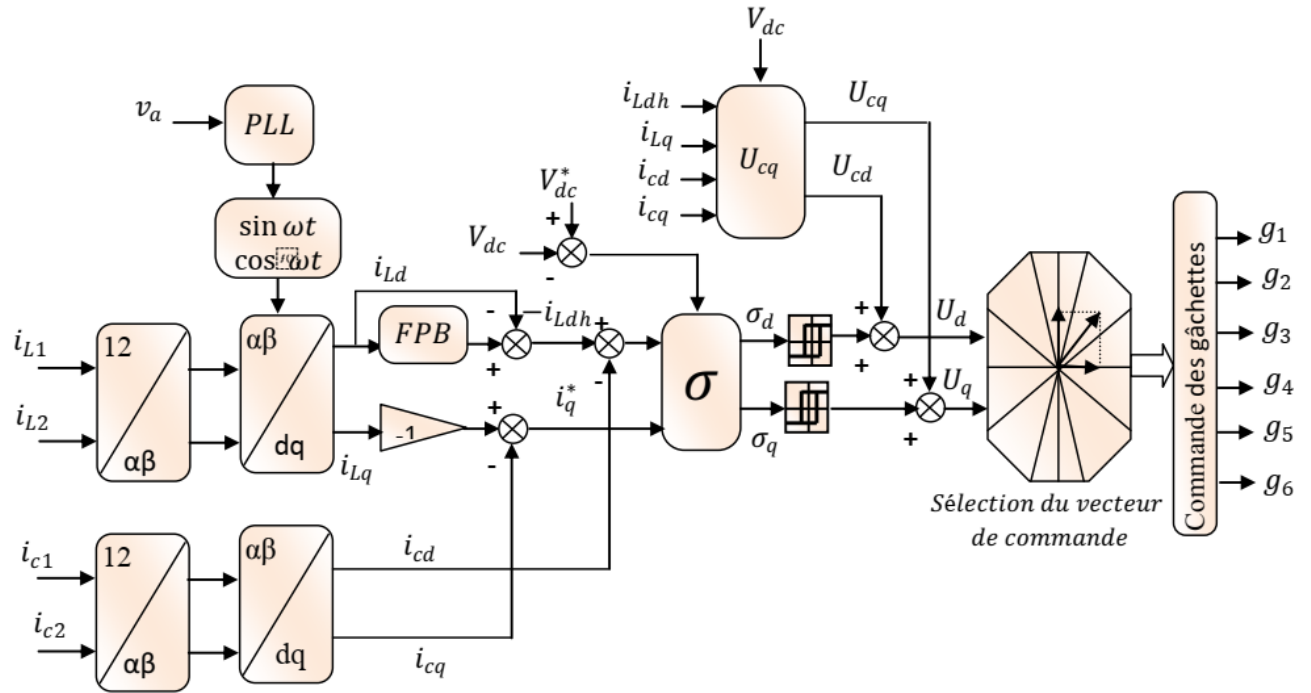


Figure III.3 : Commande par mode de glissement.

➤ *Commande adaptative directe*

Le principe de la commande adaptative directe est représenté par la Figure (III.4). Les paramètres des contrôleurs sont directement mis à jour par une loi d'adaptation, déterminée de façon à avoir la dérivée de l'énergie asymptotiquement stable. Les dynamiques du système commandé doivent suivre un modèle de référence d'où son nom « commande adaptative avec modèle de référence » [Ham-10].

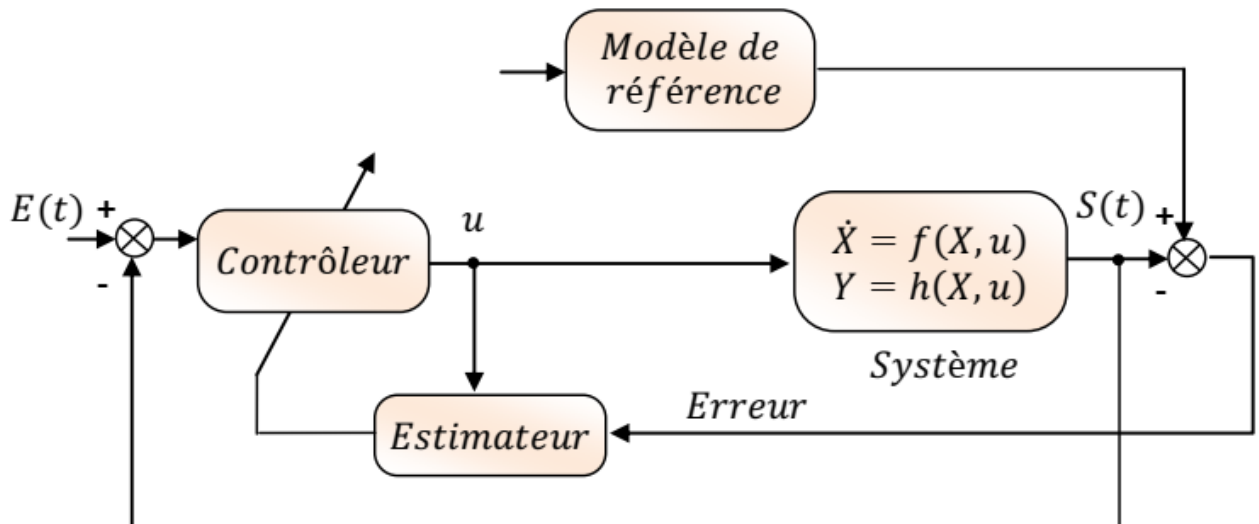


Figure III.4 : Commande non linéaire adaptative avec modèle de référence.

➤ *Commande adaptative indirecte*

La commande adaptative indirecte est représentée à la Figure (III.5), les paramètres du contrôleur sont estimés à partir des paramètres du système. Cette estimation utilise un algorithme des moindres carrés ou d'autres variantes [Sar-13][Ham-10][Yak-06].

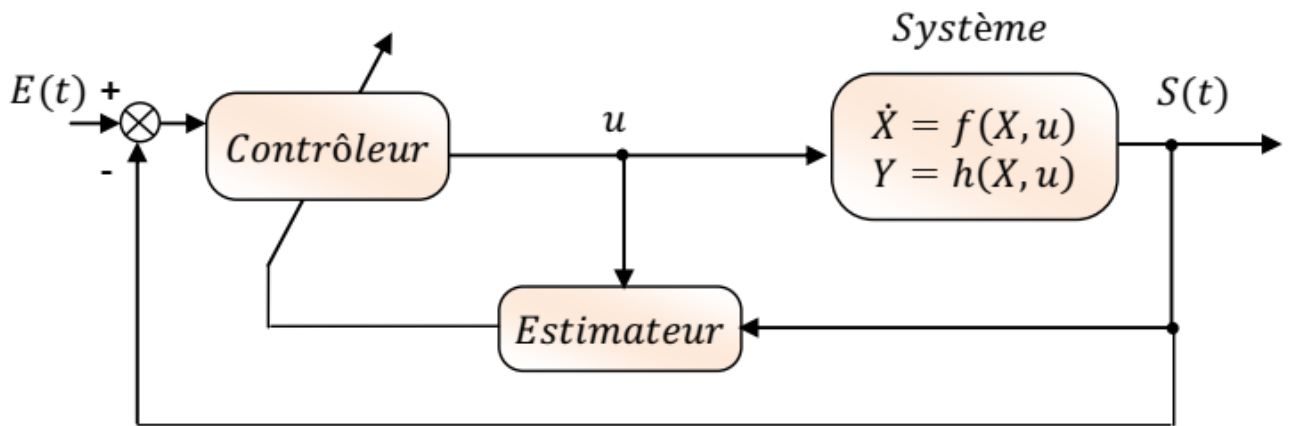


Figure III.5 : Commande non linéaire adaptative indirect.

➤ *Commande basée sur la stabilité de Lyapunov*

La philosophie de la méthode réside dans l'extension mathématique d'une observation fondamentale de la physique. Si l'énergie totale d'un système est dissipée de manière continue, alors le système, (qu'il soit linéaire ou non linéaire) devra rejoindre finalement un point d'équilibre. On pourra donc conclure à la stabilité d'un système par l'examen de l'énergie totale. La méthode directe de Lyapunov est fondée sur l'extension de ces concepts. La procédure de base est de générer une fonction d'énergie pour le système dynamique et d'en examiner la dérivée temporelle. On peut ainsi conclure à la stabilité du système sans avoir recours à la solution explicite des équations différentielles non linéaires [Ham-10][Kom-05][Kom-07].

➤ *Commande indirecte du filtre actif*

Le principe de la commande indirecte est donné à la Figure (III.6). Il est décrit comme suit : la tension du bus de du filtre actif est mesurée et comparée avec une tension de référence V_{dc}^* . L'erreur qui y est engendrée sert d'entrée pour le régulateur PI, qui estime le courant maximum de la source I_{sm} . Ce courant prend en charge le courant actif pour la régulation de la tension du bus dc et pour la compensation des pertes engendrées dans l'onduleur. Les courants de références instantanés de la source (i_{sa} , i_{sb} , i_{sc}) sont évalués en multipliant le courant maximum I_{sm} par trois vecteurs unitaires V_{u1} , V_{u2} , V_{u3} de la tension de source utilisés pour estimer le courant de référence de la source [Ham-10][Sin-99][Ham-04b].

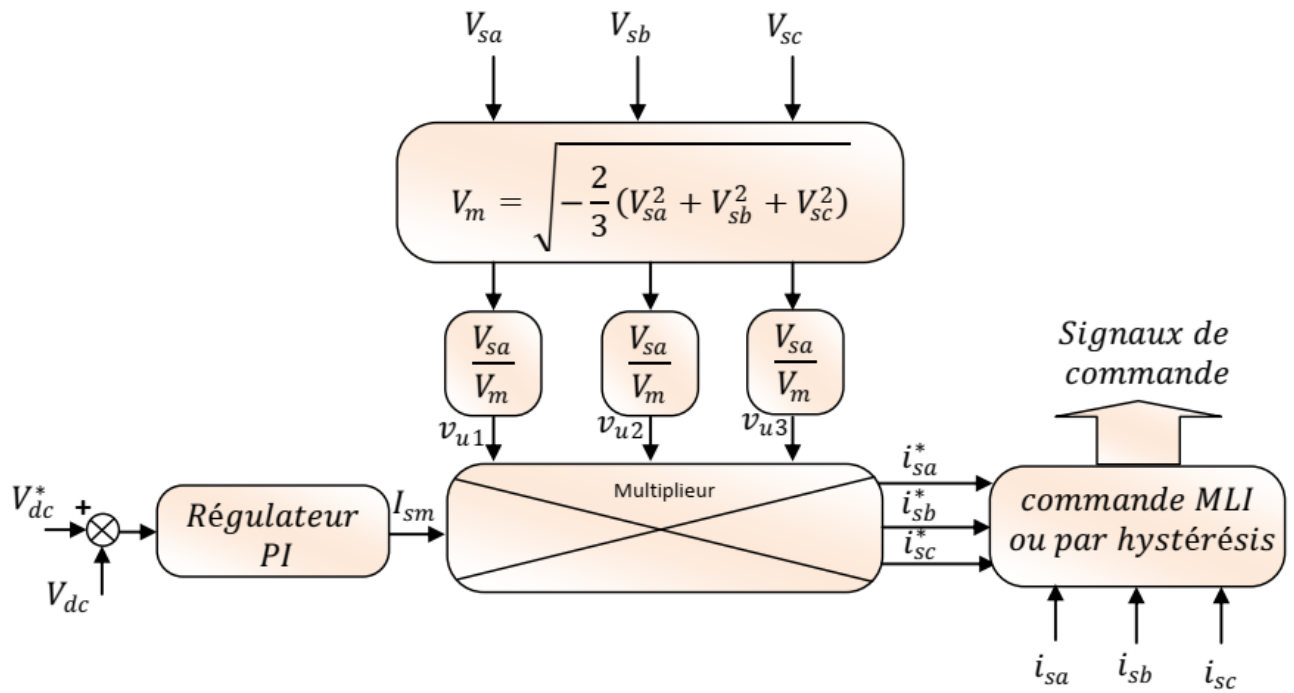


Figure III.6 : Commande indirecte du filtre actif.

III.3 Stratégies de commande classiques

Dans cette étude, la technique de commande indirecte du courant du filtre actif sera présentée, en utilisant un régulateur (PI). La tension du bus de mesurée du filtre actif V_{dc} est comparé avec une tension de référence V_{dc}^* , l'erreur engendrée sert d'entrée pour le régulateur PI, La sortie du régulateur devient une estimation du courant maximum du filtre i_{fm} . Ce courant prend soin de la puissance active demandée par le filtre actif et les pertes engendrées dans l'onduleur [Pot-97][Ham-04a]. Les courants de référence instantanés de la source ($i_{fa}^*, i_{fb}^*, i_{fc}^*$) sont évalués en utilisant l'identification des courants harmoniques par le courant maximum i_{fm} et les trois tensions de source $v_{s_{a,b,c}}$ avec trois courants de charge $i_{c_{a,b,c}}$ comme nous verrons ci-après avec la méthode des puissances instantanées active et réactive P-Q.

Le schéma synoptique de commande indirecte du filtre actif est donné en figure (III.7).

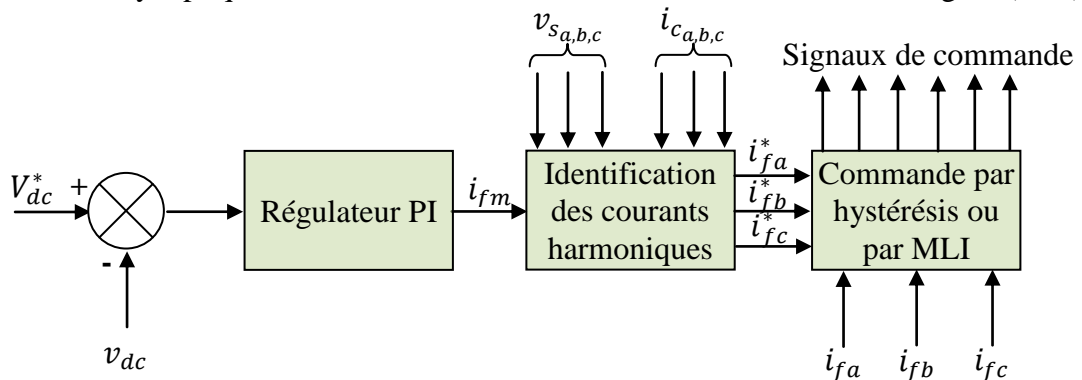


Figure III.7 : Schéma synoptique de commande indirecte du filtre actif triphasé.

III.4 Dimensionnement des paramètres du filtre actif parallèle

III.4.1 Dimensionnement du bus continu du condensateur C_{dc}

Afin de dimensionner le(s) condensateur(s) alimentant le filtre actif, différentes approches ont été proposées [Aka-86][Bar-98][Mor-95][Enj-92]. En réalité, les changements transitoires dans la puissance instantanée absorbée par la charge provoquent des fluctuations dans la tension v_{dc} aux bornes du (des) condensateur(s). L'amplitude de cette fluctuation peut être contrôlée par un choix judicieux de la valeur du condensateur. La surtension maximale que peut subir le condensateur est donnée par [Mor-95][Dje-07] :

$$v_{dc_{max}} = \frac{1}{C} \cdot \int_{\left(\frac{\theta_1}{\omega}\right)}^{\left(\frac{\theta_2}{\omega}\right)} i_{dc}(t) dt + v_{dc} \quad (III.1)$$

θ_1, θ_2 étant deux angles appartenant à l'intervalle $[0, 2\pi]$, et ω étant la pulsation du réseau ($\omega = 2\pi \cdot f$, prenant $f = 50$ Hz en Algérie).

La capacité du condensateur C s'exprimera ainsi :

$$C = \frac{1}{\Delta v_{dc}} \cdot \int_{\left(\frac{\theta_1}{\omega}\right)}^{\left(\frac{\theta_2}{\omega}\right)} i_{dc}(t) dt \quad (III.2)$$

La valeur moyenne du courant i_{dc} absorbé par le condensateur est donnée par [Mor-95]:

$$\int_{\left(\frac{\theta_1}{\omega}\right)}^{\left(\frac{\theta_2}{\omega}\right)} i_{dc}(t) dt = I_{fam} \cdot \int_{\left(\frac{\theta_1}{\omega}\right)}^{\left(\frac{\theta_2}{\omega}\right)} \left[\sin(\omega t) + \sin\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) \right] dt \quad (III.3)$$

I_{FAm} étant l'amplitude max du courant i_{fa} . Si on prend $\theta_1 = 0$ et $\theta_2 = \pi/6$ rad, la capacité du condensateur sera alors formulée par :

$$C = \frac{I_{fa}}{2 \cdot \Delta v_{dc} \cdot \omega} \quad (III.4)$$

A titre indicatif, avec une fluctuation Δv_{dc} de $5\% \cdot V_{dc}$, telle que $V_{dc} = 620$ V, et un courant maximal I_{fa} de 21,42 A, la valeur numérique de C est 11000 μ F.

L'approche de [Bar-98] considère la fréquence de commutation au niveau de la capacité d'expression :

$$C = \frac{12 \cdot I_{fa}}{\Delta v_{dc} \cdot \pi \cdot \omega_s} \quad (III.5)$$

f_s étant la fréquence de commutation ($\omega_s = 2\pi \cdot f_s$). Dans ce cas, avec $I_{FA} = 21,42$ A, $V_{dc} = 620$ V, $\Delta v_{dc} = 5\% \cdot V_{dc}$, $f_s = 11,378$ kHz, C sera égale à 37 μ F.

III.4.2 Dimensionnement de l'inductance du filtre de couplage L_{fa}

La variation de courant du filtre actif est donnée par l'équation suivante [Ham-04a] :

$$\frac{di_f}{dt} = \frac{v_c - v_s}{L_{fa}} \quad (III.6)$$

On souhaite augmenter la vitesse de variation du courant à compenser, pour cela, on doit diminuer L_{fa} mais sans engendrer une augmentation d'ondulation du courant à la fréquence de commutation.

$$\left(\frac{di_f}{dt}\right)_{max} = \frac{V_{dc} - v_s(t)}{L_{fa}} \quad (III.7)$$

En prenant $V_{dc} = 4V_{s,max}$ et pour une petite variation.

$$\frac{\Delta i_{f,max}}{\Delta T} = \frac{V_{dc} - \sqrt{2}V_{s,eff}}{L_{fa}} = \frac{V_{dc} - \frac{V_{dc}}{4}}{L_{fa}} = \frac{3V_{dc}}{4L_{fa}} \quad (III.8)$$

$$L_{fa} = \frac{3V_{dc}}{4\Delta i_{f,max}f_{ond}} \quad (III.9)$$

Dans notre cas, nous avons pris $\Delta i_{f,max} = 60\% \cdot i_{s,max} = 0,6 \cdot 31,54 \cdot \sqrt{2} = 26,76 A$ et $f_{ond} = 11,378 kHz$. La valeur de l'inductance du FAP L_{fa} sera donc 1.22 mH.

III.4.3 Régulation de la tension du bus continu

La source d'alimentation du filtre n'est pas une source de tension autonome mais une capacité qui se charge et se décharge. La tension aux bornes de cette dernière n'est pas constante. Si aucun échange de puissance active n'existe entre la capacité et le réseau ; cette dernière sera considérée comme un réservoir pour le circulation des harmoniques. Les principales causes d'échange de puissance et qui sont susceptibles de modifier cette tension sont [Tad-08]:

- ✓ Les pertes dans le filtre actif ;
- ✓ L'injection des courants fondamentaux pendant les régimes transitoires de la charge polluante ;
- ✓ Les pertes de commutation et par conduction des interrupteurs de puissance ;
- ✓ Les pertes par effet Joule dans les composants passifs L et C.

Afin d'assurer le rôle de source de tension continue, une régulation de cette tension est nécessaire [Ham-09][Ala-02]. L'objectif de cette régulation revient à limiter la variation de la tension en utilisant une capacité de valeur aussi faible que possible. De cette façon, le dimensionnement du condensateur pourra être optimisé.

La régulation est usuellement faite par des correcteurs de type proportionnel intégral (PI). La référence est générée par le correcteur PI comme suit :

$$I_{dc} = k_p(V_{dc}^* - V_{dc}) + k_i \int (V_{dc}^* - V_{dc}) dt \quad (III.10)$$

pour une régulation par I_{dc} et :

$$P_{dc} = k_{p,dc}(V_{dc}^* - V_{dc})^2 + k_{i,dc} \int (V_{dc}^* - V_{dc})^2 dt \quad (III.11)$$

pour une régulation par P_{dc} .

avec k_p et k_i (resp. $k_{p,dc}$ et $k_{i,dc}$) sont les termes proportionnel et intégral du correcteur PI.

Contrairement au contrôle des courants harmoniques, ce correcteur est bien adapté à la régulation de la tension continue, et il reste le plus utilisé à cet effet. Les gains proportionnel et intégral sont déterminés à partir de l'étude de la fonction de transfert en boucle fermée schématisée sur la figure (III.8) en régulation par I_{dc} .

La tension aux bornes de la capacité du bus continu est :

$$V_{dc} = \frac{1}{C_{dc}} \int I_{dc} dt \quad (III.12)$$

en appliquant la transformé de Laplace on trouve :

$$V_{dc} = \frac{1}{sC_{dc}} I_{dc} \quad (III.13)$$

La fonction de transfert du système est : $\frac{1}{sC_{dc}}$, et la boucle de régulation par PI est montrée à la figure (III.8).

La fonction de transfert en boucle fermée s'écrit comme suit :

$$G_{BF} = \frac{\left(1 + \frac{k_p s}{k_i}\right) \frac{k_i}{C_{dc}}}{s^2 + \frac{k_p}{C_{dc}} s + \frac{k_i}{C_{dc}}} \quad (III.14)$$

L'expression générale d'une fonction de transfert du second ordre est :

$$G_{BF} = \frac{\left(1 + \frac{k_p}{k_i} s\right) \omega_c^2}{s^2 + 2\xi \omega_c s + \omega_c^2} \quad (III.15)$$

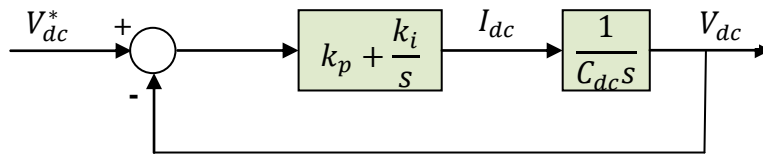


Figure III.8 : Boucle de régulation de la tension du bus continue par I_{dc} [Mah-17].

Après identification de cette dernière équation on trouve :

$$k_i = \omega_c^2 \cdot C_{dc} \quad (III.16)$$

$$k_p = 2\xi \sqrt{k_i \cdot C_{dc}} \quad (III.17)$$

III.5 Méthode des puissances instantanées active et réactive (PQ)

III.5.1 Modélisation de la méthode PQ

La méthode des puissances instantanées a été introduite par « H. Akagi ». Cette méthode exploite la transformation de Concordia pour obtenir les puissances réelles et imaginaires. Notons par (v_α, v_β) et (i_α, i_β) les composantes orthogonales du repère $\alpha - \beta$ associées respectivement aux tensions de raccordement du filtre actif parallèle $v_{s(a,b,c)}$ et aux courants absorbés par les charges polluantes $i_{s(a,b,c)}$. La transformation $\alpha - \beta$ permet d'écrire, la relation des tensions suivantes [Che-13][Ala-02] :

$$\begin{bmatrix} v_{s\alpha} \\ v_{s\beta} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{sa} \\ v_{sb} \\ v_{sc} \end{bmatrix} \quad (III.18)$$

Et la relation des courants ci-dessous :

$$\begin{bmatrix} i_{c\alpha} \\ i_{c\beta} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ca} \\ i_{cb} \\ i_{cc} \end{bmatrix} \quad (III.19)$$

Les puissances réelles et imaginaires, notés respectivement p et q, sont définies par la relation matricielle suivante [Mor-17]:

$$\begin{bmatrix} p \\ q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{s\alpha} & v_{s\beta} \\ -v_{s\beta} & v_{s\alpha} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{c\alpha} \\ i_{c\beta} \end{bmatrix} \quad (\text{III.20})$$

En remplaçant les tensions et les courants diphasés par leurs homologues, on obtient :

$$p = v_{s\alpha} \cdot i_{c\alpha} + v_{s\beta} \cdot i_{c\beta} = v_{s\alpha} \cdot i_{ca} + v_{s\beta} \cdot i_{cb} + v_{sc} \cdot i_{cc} \quad (\text{III.21})$$

De même, pour la puissance imaginaire on a :

$$q = v_{s\alpha} \cdot i_{c\beta} - v_{s\beta} \cdot i_{c\alpha} = -\frac{1}{\sqrt{3}} \left[(v_{s\alpha} - v_{s\beta}) i_{cc} + (v_{s\beta} - v_{sc}) i_{ca} + (v_{sc} - v_{s\alpha}) i_{cb} \right] \quad (\text{III.22})$$

A partir de l'expression (III.20), et en posant :

$$\Delta = v_{s\alpha}^2 + v_{s\beta}^2$$

On a :

$$\begin{bmatrix} i_{c\alpha} \\ i_{c\beta} \end{bmatrix} = \frac{1}{\Delta} \left\{ \begin{bmatrix} v_{s\alpha} & -v_{s\beta} \\ v_{s\beta} & v_{s\alpha} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} p \\ q \end{bmatrix} \right\} \quad (\text{III.23})$$

Où alors :

$$\begin{bmatrix} i_{c\alpha} \\ i_{c\beta} \end{bmatrix} = \frac{1}{\Delta} \left\{ \begin{bmatrix} v_{s\alpha} & -v_{s\beta} \\ v_{s\beta} & v_{s\alpha} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} p \\ 0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_{s\alpha} & -v_{s\beta} \\ v_{s\beta} & v_{s\alpha} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 \\ q \end{bmatrix} \right\} = \begin{bmatrix} i_{c\alpha p} \\ i_{c\beta p} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} i_{c\alpha q} \\ i_{c\beta q} \end{bmatrix} \quad (\text{III.24})$$

Avec :

$$i_{c\alpha p} = \frac{v_{s\alpha}}{\Delta} p \quad \& \quad i_{c\alpha q} = \frac{v_{s\beta}}{\Delta} q \quad (\text{III.25})$$

$$i_{c\beta p} = \frac{v_{s\beta}}{\Delta} p \quad \& \quad i_{c\beta q} = \frac{v_{s\alpha}}{\Delta} q \quad (\text{III.26})$$

Les puissances instantanées selon les axes α et β peuvent s'écrire :

$$\begin{bmatrix} p_\alpha \\ p_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{s\alpha} \cdot i_{c\alpha} \\ v_{s\beta} \cdot i_{c\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{s\alpha} \cdot i_{c\alpha p} \\ v_{s\beta} \cdot i_{c\beta p} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_{s\alpha} \cdot i_{c\alpha q} \\ v_{s\beta} \cdot i_{c\beta q} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} p_{\alpha p} \\ p_{\beta p} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} p_{\alpha q} \\ p_{\beta q} \end{bmatrix} \quad (\text{III.27})$$

$$\begin{cases} p_{\alpha p} = \frac{v_{s\alpha}^2}{\Delta} p \quad \text{et} \quad p_{\alpha q} = -\frac{v_{s\alpha} \cdot v_{s\beta}}{\Delta} q \\ p_{\beta p} = \frac{v_{s\beta}^2}{\Delta} p \quad \text{et} \quad p_{\beta q} = \frac{v_{s\alpha} \cdot v_{s\beta}}{\Delta} q \end{cases} \quad (\text{III.28})$$

$p_{\alpha p}$: Puissance instantanée active selon l'axe α ;

$p_{\beta p}$: Puissance instantanée active selon l'axe β ;

$p_{\alpha q}$: Puissance instantanée réactive selon l'axe α ;

$p_{\beta q}$: Puissance instantanée réactive selon l'axe β .

D'après les expressions (III.28), on peut écrire :

$$p = p_{\alpha p} + p_{\beta p} + p_{\alpha q} + p_{\beta q} = p_{\alpha p} + p_{\beta p} \quad (\text{III.29})$$

L'analyse de l'équation (III.29) nous ramène aux conclusions suivantes :

La somme des puissances instantanées $p_{\alpha p}$ et $p_{\beta p}$ coïncide avec la puissance instantanée dans un circuit triphasé.

La puissance réactive correspond à la partie de la puissance instantanée qui dépend de q .

Ces puissances $p_{\alpha p}$ et $p_{\beta p}$ s'annulent entre elles et elles n'apportent aucune contribution au transfert de puissance instantanée entre la source et la charge [Mor-12].

Dans le cas où les tensions sont sinusoïdales et alimentent une charge non linéaire, les puissances instantanées p et q ont pour expression :

$$p = \bar{p} + \tilde{p} \quad \& \quad q = \bar{q} + \tilde{q} \quad (\text{III.30})$$

Avec : \bar{p} : Puissance continue liée à la composante fondamentale active du courant ;

\bar{q} : Puissance continue liée à la composante fondamentale réactive du courant ;

\tilde{p} et \tilde{q} : Puissance alternatives liées à la somme des composantes harmoniques du courant.

En considérant les équations (III.24) et (III.30), nous pouvons séparer le courant dans le repère $(\alpha - \beta)$ en trois composantes active et réactive à la fréquence fondamentale et la somme des harmoniques, ceci conduit à l'équation (III.31) suivante [Mor-12] :

$$\begin{bmatrix} i_{c\alpha} \\ i_{c\beta} \end{bmatrix} = \underbrace{\frac{1}{\Delta} \begin{bmatrix} v_{s\alpha} & -v_{s\beta} \\ v_{s\beta} & +v_{s\alpha} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{p} \\ 0 \end{bmatrix}}_{\text{Courant actif}} + \underbrace{\frac{1}{\Delta} \begin{bmatrix} v_{s\alpha} & -v_{s\beta} \\ v_{s\beta} & +v_{s\alpha} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 \\ \bar{q} \end{bmatrix}}_{\text{Courant réactif}} + \underbrace{\frac{1}{\Delta} \begin{bmatrix} v_{s\alpha} & -v_{s\beta} \\ v_{s\beta} & +v_{s\alpha} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{p} \\ \tilde{q} \end{bmatrix}}_{\text{Courants harmoniques}} \quad (\text{III.31})$$

Il est évident, d'après la relation (III.31), que pour identifier une des trois composantes, par exemple les courants harmoniques, les parties alternatives des puissances réelle et imaginaire doivent être séparées des parties continues. Cette séparation peut être réalisée en utilisant l'un des deux artifices de filtrage illustré sur la Figure (III.9).

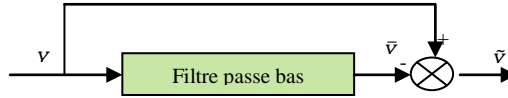


Figure III.9 : Schéma de principe des filtres utilisés pour l'extraction des composantes alternatives de p et q .

Les courants harmoniques triphasés i_{fk}^* ($k = a, b, c$) sont obtenues à partir des courants diphasé $i_{f\alpha}^*$ et $i_{f\beta}^*$ par la transformation inverse de Concordia soit :

$$\begin{bmatrix} i_{fa}^* \\ i_{fb}^* \\ i_{fc}^* \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{f\alpha}^* \\ i_{f\beta}^* \end{bmatrix} \quad (\text{III.32})$$

Si V_{sa} et I_{ca} représentent respectivement les valeurs efficaces de la tension et du courant fondamental de la phase a et φ_a , le déphasage entre eux, alors on peut écrire :

$$\begin{cases} \bar{p} = 3 \cdot V_{sa} \cdot I_{ca} \cos \varphi_a \\ \bar{q} = 3 \cdot V_{sa} \cdot I_{ca} \sin \varphi_a \end{cases} \quad (\text{III.33})$$

Les termes \bar{p} et \bar{q} sont respectivement équivalents à la puissance active conventionnelle et à la puissance réactive conventionnelle.

De cette manière, éliminer les courants harmoniques revient à compenser les composantes alternatives \tilde{p} et \tilde{q} . La suppression des courants réactifs revient à compenser la composante continue \bar{q} [Mor-12].

L'algorithme p - q d'extraction des courants harmoniques présenté sur la figure (III.10) illustre les différentes étapes permettant l'obtention des composantes harmoniques du courant d'une charge non linéaire [Gue-07][Mor-14].

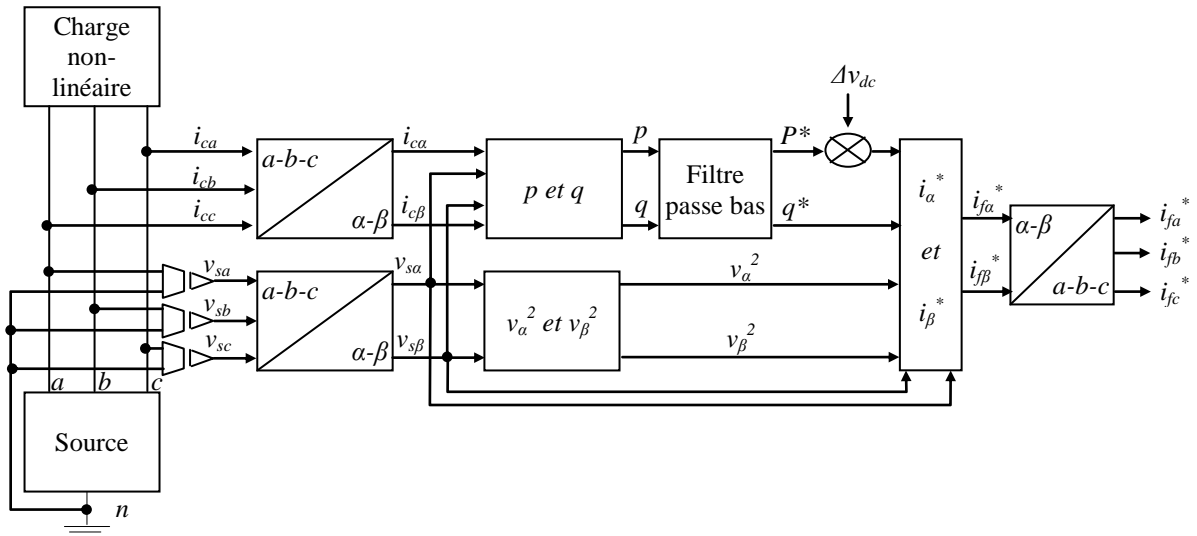


Figure III.10 : Algorithme p - q d'extraction des courants harmoniques.

La théorie p - q présentée auparavant est valable uniquement pour les systèmes triphasés dépourvus de composante homopolaire. L'extraction des courants des harmoniques dans des applications monophasées ne peut pas être réalisée par cette méthode. Elle est applicable dans le cas où les tensions $v_{s,abc}$ sont déformées, à condition de filtrer les ondulations présentées sur le module du vecteur $v_{s,abc}$; $\left(\sqrt{v_{s\alpha}^2 + v_{s\beta}^2}\right)$ [Mor-11b].

III.5.2 Puissance apparente, puissance réactive et puissance de distorsion

En régime déformé, on doit modifier la définition de la puissance apparente pour qu'elle tienne compte du courant harmonique :

$$S = \sqrt{P^2 + Q^2 + D^2} \quad (III.34)$$

Nous voyons dans cette expression (III.42) un nouveau terme qui apparaît, il s'agit de la puissance de distorsion D . La figure (III.11) illustre vectoriellement ces puissances :

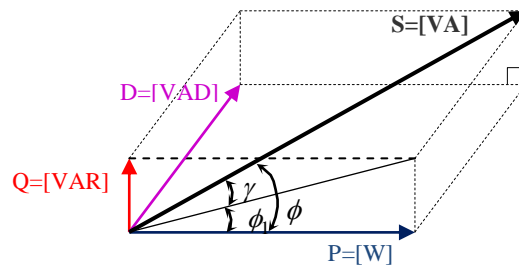


Figure III.11 : Représentation vectorielle de la puissance apparente [Mor-14].

En monophasé, si la tension et le courant instantanés ont pour expression :

$$\begin{aligned} v(t) &= \sqrt{2}V_{eff} \sin(\omega t) \\ i(t) &= \sum_{n=1}^{\infty} \sqrt{2}I_{n,eff} \sin(n\omega t + \phi_n) \end{aligned} \quad (III.35)$$

Ce qui est le cas pour un réseau fort. Nous avons alors:

$$P = VI_1 \cos(\phi_1), \quad (III.36)$$

$$Q = V_{eff} I_{1,eff} \sin(\phi_1), \quad (III.37)$$

$$S = V_{eff} I_{eff}, \quad (III.38)$$

$$I_{eff} = \sqrt{I_{1,eff}^2 + I_{2,eff}^2 + I_{3,eff}^2 + \dots + I_{n,eff}^2}, \quad (III.39)$$

$$D = V \sqrt{I_{2,eff}^2 + I_{3,eff}^2 + \dots + I_{n,eff}^2} \quad (III.40)$$

III.5.3 Taux de Distorsion d'Harmonique (THD)

Notre travail est consacré à utiliser un filtre actif parallèle, ce qui veut dire qu'on a besoin de calculer le Taux de Distorsion d'Harmonique en courant, comme nous le montre cette expression [Mor-14] :

$$THD_i = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} I_n^2(rms)}}{I_1(rms)}, \quad (III.41.)$$

III.6 Méthode de vecteur spatial à modulation de largeur d'impulsions (SVPWM)

III.6.1 Schéma de principe de la commande SVPWM

La figure (III.12) présente le schéma synoptique du filtrage actif parallèle à deux niveaux commandé par la technique SVPWM.

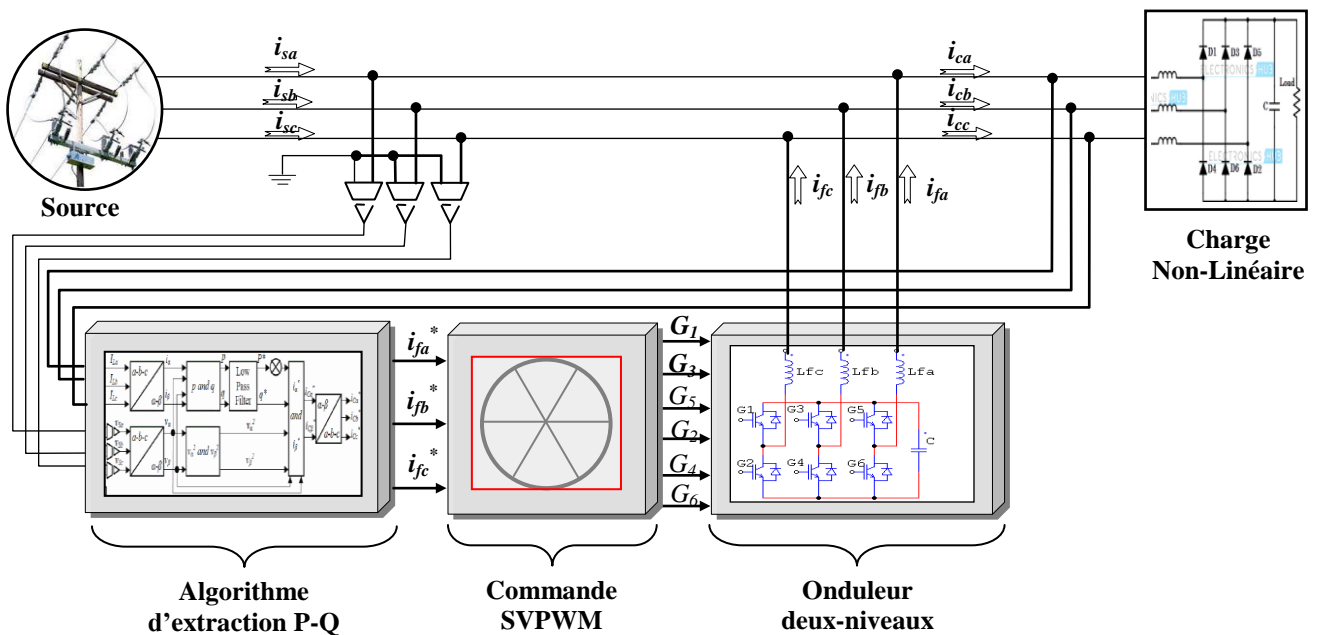


Figure III.12 : Schéma synoptique du filtrage actif parallèle à deux-niveaux commandé par SVPWM.

La figure (III.13) représente le schéma de la commande SVPWM.

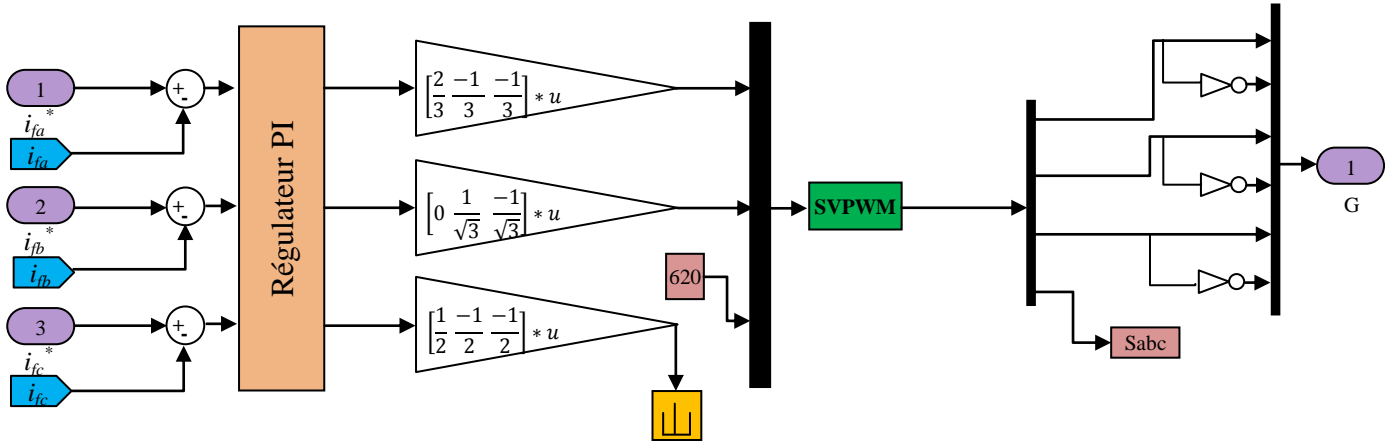


Figure III.13 : Schéma de la commande SVPWM.

III.6.2 Principe de la commande SVPWM

Le principe de la modélisation vectorielle (SVPWM) consiste à reconstruire le vecteur de tension V_{ref} à partir de huit vecteurs de tensions. Chacun de ces vecteurs correspond à une combinaison des états des interrupteurs d'un onduleur de tension triphasé, elle ne s'appuie pas sur des calculs séparés des modulations par chacun des bras de l'onduleur [Aka-83].

Cette technique de MLI suit les principes suivants :

- V_{ref} Vecteur de référence est calculé globalement et approximé sur une période de modulation T_s par un vecteur tension moyen.
- Pour chaque phase, la réalisation d'une impulsion de largeur T centrée sur la période dont la valeur moyenne est égale à la valeur de la tension de référence à l'instant d'échantillonnage.
- Tous les interrupteurs d'un demi pont ont un état identique aux centres et aux extrémités de la période.
- Une analyse combinatoire de tous les états possibles des interrupteurs permet de calculer le vecteur de tension $\begin{pmatrix} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \end{pmatrix}$.

Dans l'hypothèse d'un système équilibré, les tensions du réseau sont supposées triphasées équilibrées et sinusoïdales de fréquence (50 Hz), elles sont définies par :

$$\begin{cases} V_a = V_{ref} \sin(\omega t) \\ V_b = V_{ref} \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ V_c = V_{ref} \sin\left(\omega t - \frac{4\pi}{3}\right) \end{cases} \quad (III.42)$$

Avec

$$V_a + V_b + V_c = 0 \quad (III.43)$$

Où V_{ref} et ω sont respectivement, l'amplitude de la tension simple et la pulsation du réseau.

Les tensions entre phases imposées par l'onduleur sont alors :

$$\begin{bmatrix} V_{an} & - & V_{bn} \\ V_{bn} & - & V_{cn} \\ V_{cn} & - & V_{an} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_a & - & S_b \\ S_b & - & S_c \\ S_c & - & S_a \end{bmatrix} V_{dc} \quad (\text{III.44})$$

Où V_{an} , V_{bn} et V_{cn} sont les tensions par rapport au point neutre.

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \frac{V_{dc}}{3} \quad (\text{III.45})$$

Les variables S_a , S_b et S_c prennent chacune deux valeurs possibles, il en résulte huit états possibles pour les tensions simples V_{an} , V_{bn} et V_{cn} et les tensions composées V_{ab} , V_{bc} et V_{ca} résumés dans le Tableau (III.1).

Tableau III.1 : Tension générées par l'onduleur.

N° de cas (V_i)	S_c	S_b	S_a	V_{an}	V_{bn}	V_{cn}	V_{ab}	V_{bc}	V_{ca}
0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
1	0	0	1	$2V_{dc}/3$	$-V_{dc}/3$	$-V_{dc}/3$	V_{dc}	$-V_{dc}$	$-V_{dc}$
3	0	1	0	$-V_{dc}/3$	$2V_{dc}/3$	$-V_{dc}/3$	$-V_{dc}$	V_{dc}	0
2	0	1	1	$V_{dc}/3$	$V_{dc}/3$	$-2V_{dc}/3$	0	0	$-V_{dc}$
5	1	0	0	$-V_{dc}/3$	$-V_{dc}/3$	$2V_{dc}/3$	0	0	V_{dc}
6	1	0	1	$V_{dc}/3$	$-2V_{dc}/3$	$V_{dc}/3$	V_{dc}	$-V_{dc}$	0
4	1	1	0	$-2V_{dc}/3$	$V_{dc}/3$	$V_{dc}/3$	$-V_{dc}$	V_{dc}	0
7	1	1	1	0	0	0	0	0	0

Le vecteur de référence V_{ref} est approximé sur la période de modulation, par la génération d'un vecteur moyen élaboré par l'application des vecteurs disponibles. Elle consiste à considérer globalement le système triphasé, et à lui appliquer une transformée de Clark pour se ramener dans le plan (V_α, V_β) . Le système triphasé des tensions à générer pour la durée d'échantillonnage en cours peut alors être représenté comme un unique vecteur dans ce plan. [Aka-83].

$$\begin{pmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{pmatrix} = \frac{2}{3} \begin{pmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{pmatrix} \quad (\text{III.46})$$

Ce vecteur n'est pas directement réalisable par les interrupteurs du l'onduleur, mais on peut chercher les trois configurations les plus proches (situées sur les sommets et au centre de l'hexagone), et les appliquer successivement pendant une fraction adéquate de la période d'échantillonnage, de façon à obtenir en valeur moyenne le vecteur recherché.

III.6.3 Détermination du vecteur tension de contrôle (vecteur de référence)

D'après la Figure (III.14), V_{ref} et l'angle (θ) sont définis comme suit [Aka-83] :

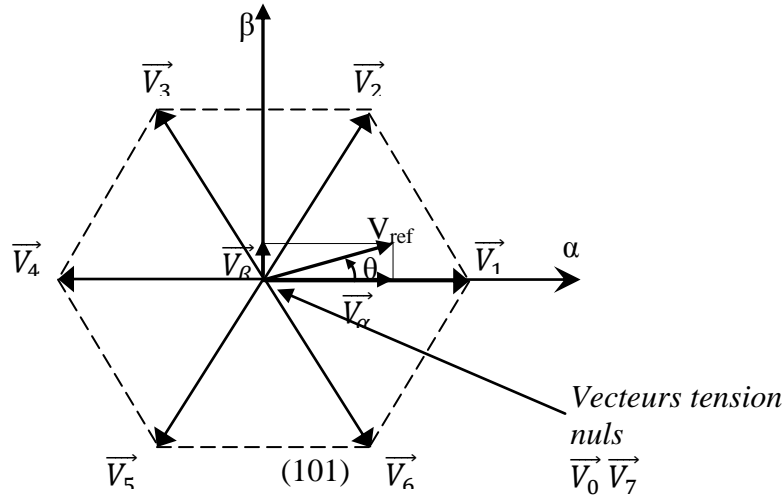


Figure III.14 : Définition du vecteur de contrôle.

$$\vec{V}_{ref} = V_{\alpha n} + V_{\beta n} \quad (III.47)$$

$$\vec{V}_{ref} = \frac{2}{3} \left(V_{an} + V_{bn} e^{j\frac{2\pi}{3}} + V_{cn} e^{j\frac{4\pi}{3}} \right) \quad (III.48)$$

$$|\vec{V}| = \sqrt{V_{\alpha}^2 + V_{\beta}^2} \quad (III.49)$$

Donc

$$\theta = \tan^{-1} \left(\frac{V_{\beta}}{V_{\alpha}} \right) \quad (III.50)$$

III.6.4 Détermination de la séquence temporelle de vecteur d'état

Le vecteur tension souhaité est obtenu en valeur moyenne sur une période de modulation par l'application successive des vecteurs d'état de l'onduleur \vec{V}_l et \vec{V}_{l+1} adjacents des vecteurs nuls \vec{V}_0 et \vec{V}_7 . \vec{V}_l et \vec{V}_{l+1} délimite le secteur du plan dans lequel est situé. \vec{V}_{ref} Par ailleurs, afin de réduire les commutations, les vecteurs nuls à appliquer sont sélectionnés de la manière suivante :

- \vec{V}_0 est utilisé avant et après les vecteurs impairs,
- \vec{V}_7 est utilisé avant et après les vecteurs pairs.

La succession des vecteurs tensions peut être représentée par le digramme de la Figure (III.15) [Aka-83].

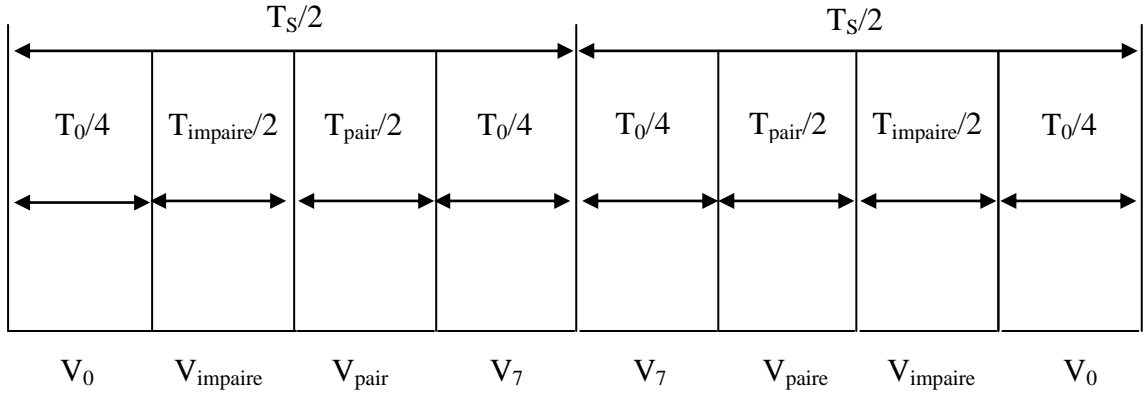


Figure III.15 : Séquence d'application des vecteurs sur une période T_s (K_0 facteur $\in [0,1]$).
(Succession des phases de conduction).

Dans ce cas, un bras ne commute que deux fois pendant T_s .

A chaque instant, le vecteur \vec{V}_{ref} peut être comme une combinaison linéaire des deux vecteurs de sortie qui lui sont adjacents [Aka-83].

$$\vec{V}_{ref} = \vec{V}_1 \frac{T_1}{T_s} + \vec{V}_2 \frac{T_2}{T_s} + \vec{V}_0 \frac{T_0}{T_s} \quad (\text{III.51})$$

Avec, $T_s = T_1 + T_2 + T_0$ et T_1, T_2, T_0 sont les temps de V_1, V_2, V_0 respectivement.

$$\begin{cases} T_1 = \frac{\sqrt{3}V_{ref}}{V_{dc}} T_s \sin\left(\frac{\pi}{3} - \theta\right) \\ T_2 = \frac{\sqrt{3}V_{ref}}{V_{dc}} T_s \sin(\theta) \\ T_0 = T_s - T_1 - T_2 \end{cases} \quad (\text{III.52})$$

Avec : $0 \leq \theta \leq 60^\circ$ et $T_s = \frac{1}{f_s}$

Dans le cas général on utilise les relations suivantes pour calculer les temps d'applications dans les autres secteurs [Aka-83].

$$\begin{cases} T_i = \frac{\sqrt{3}V_{ref}}{V_{dc}} T_s \sin\left(i \frac{\pi}{3} - \theta\right) \\ T_{i+1} = \frac{\sqrt{3}V_{ref}}{V_{dc}} T_s \sin\left(\theta - (i-1) \frac{\pi}{3}\right) \\ T_0 = T_s - T_i - T_{i+1} \end{cases} \quad (\text{III.53})$$

Avec : $i=1, 2, \dots, 6$.

III.6.5 Tension de référence dans les différents secteurs

- Tension de référence dans le secteur (I)

Lorsque l'angle « θ » que fait \vec{V}_{ref} avec l'axe « α » compris entre 0 et $\frac{\pi}{3}$, \vec{V}_{ref} se trouve dans le secteur (I) formé par les vecteurs d'état \vec{V}_1 et \vec{V}_2 (Figure III.16) [Aka-83].

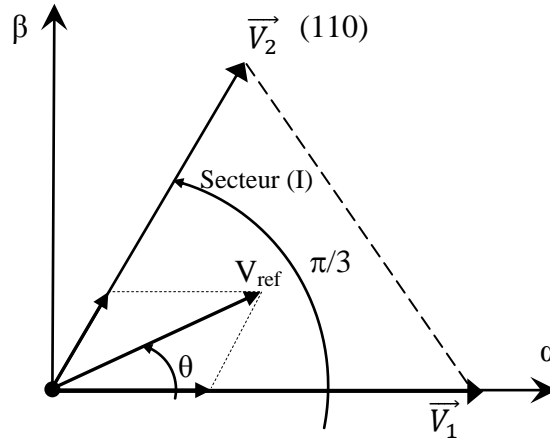
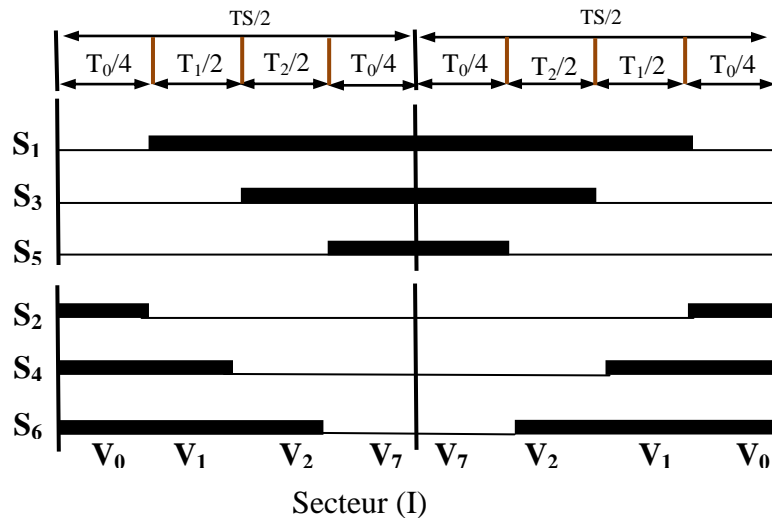


Figure III.16 : Tension de référence dans le secteur (I).

- Séquences pour la MLI vectorielle dans le secteur (I)



$$\begin{cases} T_1 = \frac{\sqrt{3}V_{ref}}{V_{dc}} T_s \sin\left(\frac{\pi}{3} - \theta\right) \\ T_2 = \frac{\sqrt{3}V_{ref}}{V_{dc}} T_s \sin(\theta) \\ T_0 = T_s - T_1 - T_2 \end{cases} \quad (III.54)$$

• Tension de référence dans le secteur (II)

Lorsque « θ » est compris entre $\frac{\pi}{3}$ et $\frac{2\pi}{3}$, \vec{V}_{ref} se trouve dans le secteur (II) formé par les vecteurs d'états \vec{V}_2 et \vec{V}_3 (Figure III.17) [Aka-83].

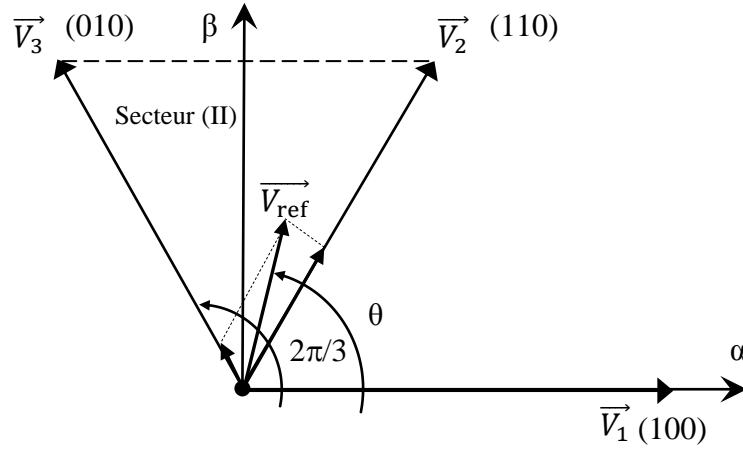
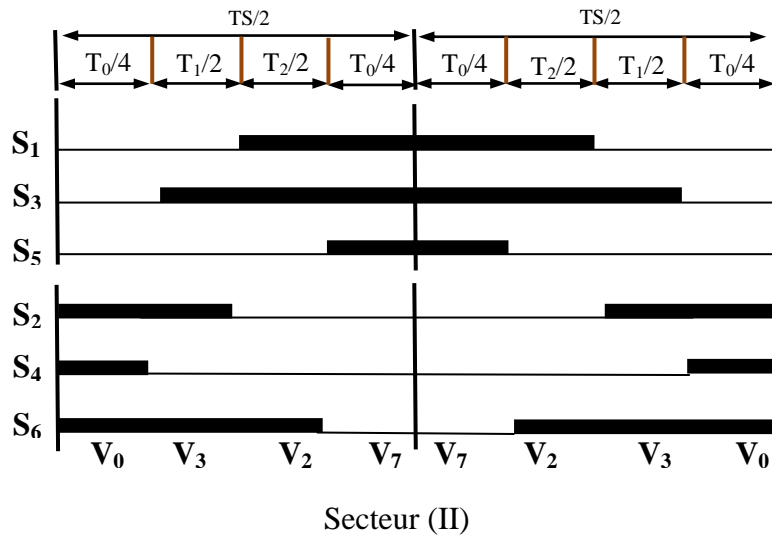


Figure III.17 : Tension de référence dans le secteur (II).

• Séquence pour la MLI vectorielle dans le secteur (II)



$$\begin{cases} T_2 = \frac{\sqrt{3}V_{ref}}{V_{dc}} T_s \sin\left(\frac{2\pi}{3} - \theta\right) \\ T_3 = \frac{\sqrt{3}V_{ref}}{V_{dc}} T_s \sin\left(\theta - \frac{\pi}{3}\right) \\ T_0 = T_s - T_2 - T_3 \end{cases} \quad (III.55)$$

• Tension de référence dans le secteur (III)

Lorsque l'angle « θ » est compris entre $\frac{2\pi}{3}$ et π , \vec{V}_{ref} se trouve dans le secteur (III) formé par les vecteurs d'états \vec{V}_3 et \vec{V}_4 (Figure III.18) [Aka-83].

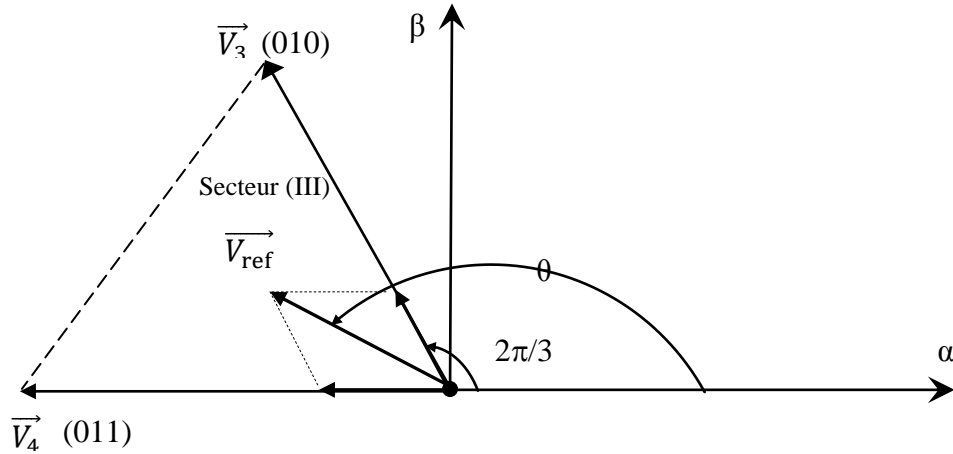
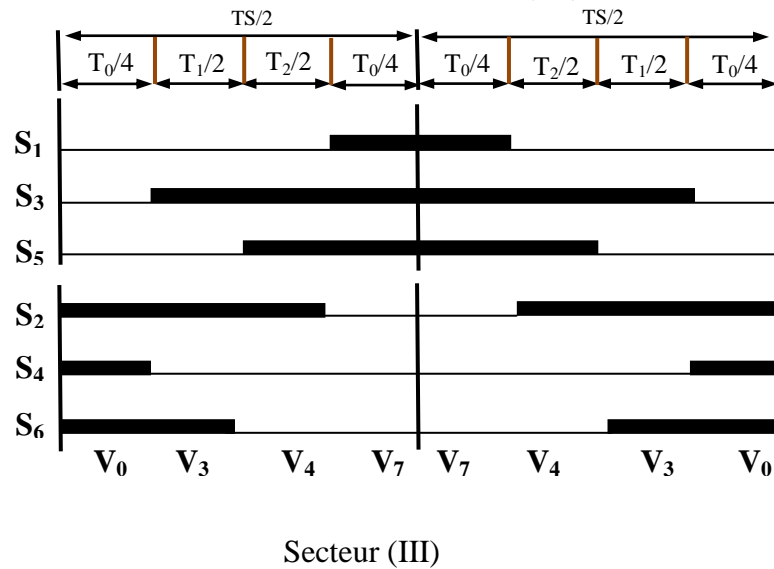


Figure III.18 : Tension de référence dans le secteur (III).

• Séquence pour la MLI vectorielle dans le secteur (III)



$$\begin{cases} T_3 = \frac{\sqrt{3}V_{ref}}{V_{dc}} T_s \sin(\pi - \theta) \\ T_4 = \frac{\sqrt{3}V_{ref}}{V_{dc}} T_s \sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ T_0 = T_s - T_3 - T_4 \end{cases} \quad (III.56)$$

• Tension de référence dans le secteur (IV)

Lorsque l'angle « θ » est compris entre π et $\frac{4\pi}{3}$, \vec{V}_{ref} se trouve dans le secteur (IV) formé par les vecteurs d'états \vec{V}_4 et \vec{V}_5 (Figure III.19) [Aka-83].

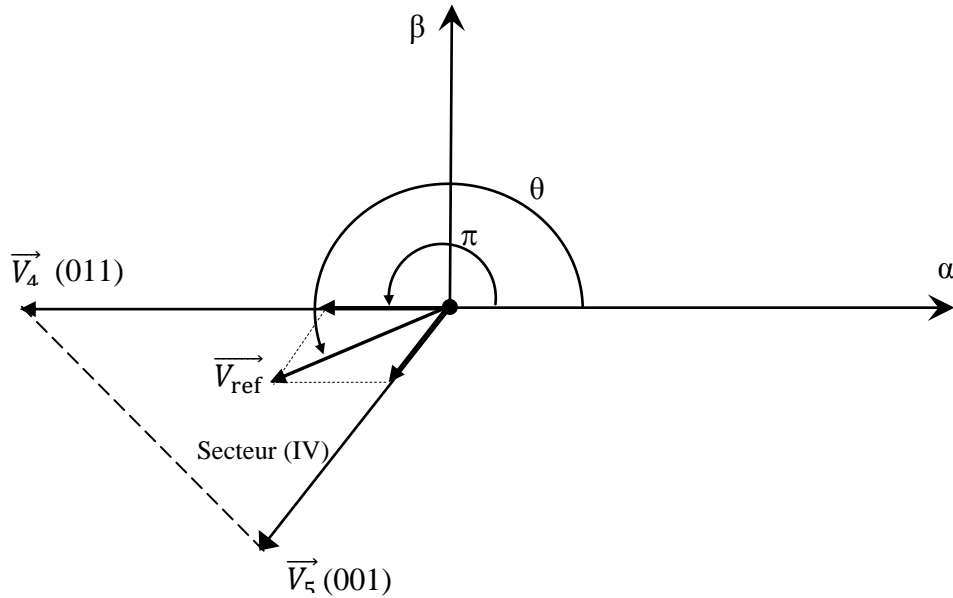
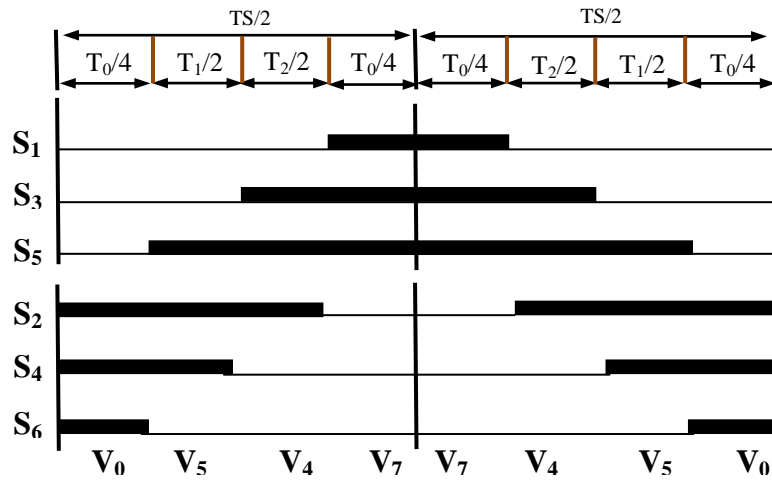


Figure III.19 : tension de référence dans le secteur (IV).

• Séquence pour la MLI vectorielle dans le secteur (IV)



Secteur (IV)

$$\begin{cases} T_4 = \frac{\sqrt{3}V_{ref}}{V_{dc}} T_s \sin\left(\frac{4\pi}{3} - \theta\right) \\ T_5 = \frac{\sqrt{3}V_{ref}}{V_{dc}} T_s \sin(\theta - \pi) \\ T_0 = T_s - T_4 - T_5 \end{cases} \quad (III.57)$$

• Tension de référence dans le secteur (V)

Lorsque l'angle « θ » est compris entre $\frac{4\pi}{3}$ et $\frac{5\pi}{3}$, \vec{V}_{ref} se trouve dans le secteur (V) formé par les vecteurs d'états \vec{V}_5 et \vec{V}_6 (Figure III.20) [Aka-83].

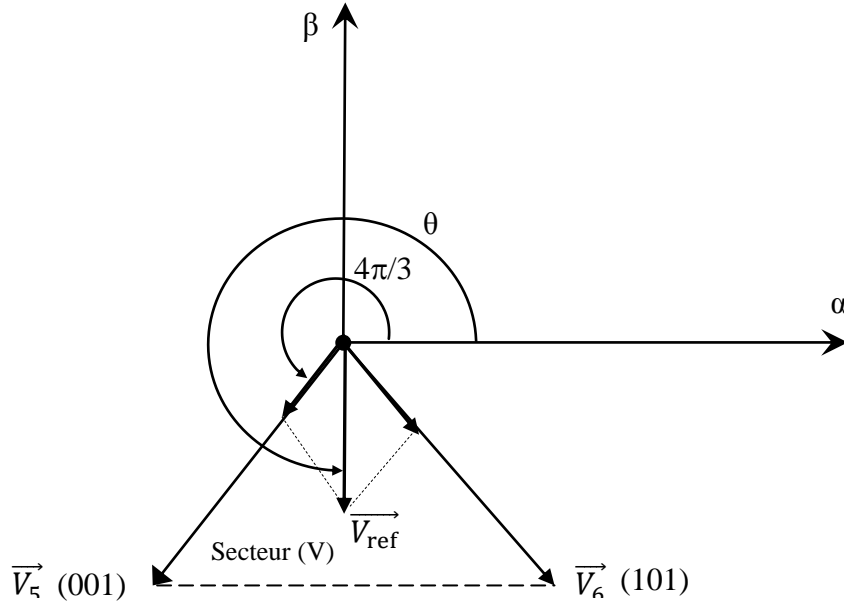
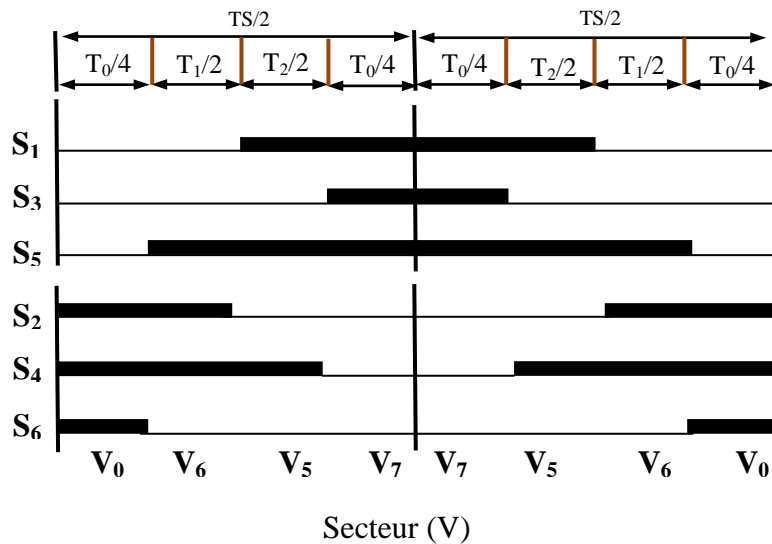


Figure III.20 : Tension de référence dans le secteur (V).

• Séquence pour la MLI vectorielle dans le secteur (V)



$$\begin{cases} T_5 = \frac{\sqrt{3}V_{ref}}{V_{dc}} T_s \sin\left(\frac{5\pi}{3} - \theta\right) \\ T_6 = \frac{\sqrt{3}V_{ref}}{V_{dc}} T_s \sin\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \\ T_0 = T_s - T_5 - T_6 \end{cases} \quad (III.58)$$

• Tension de référence dans le secteur (VI)

Lorsque l'angle « θ » est compris entre $\frac{5\pi}{3}$ et 2π , \vec{V}_{ref} se trouve dans le secteur (VI) formé par les vecteurs d'états \vec{V}_6 et \vec{V}_1 (Figure III.21) [Aka-83].

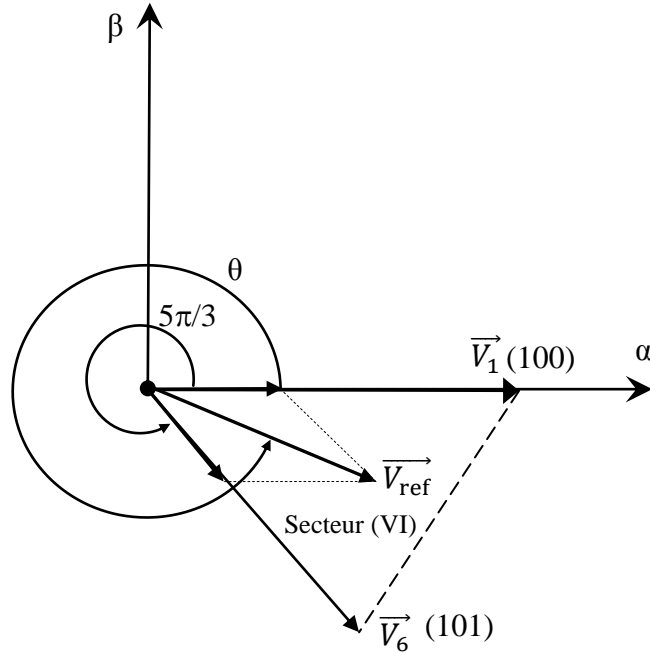
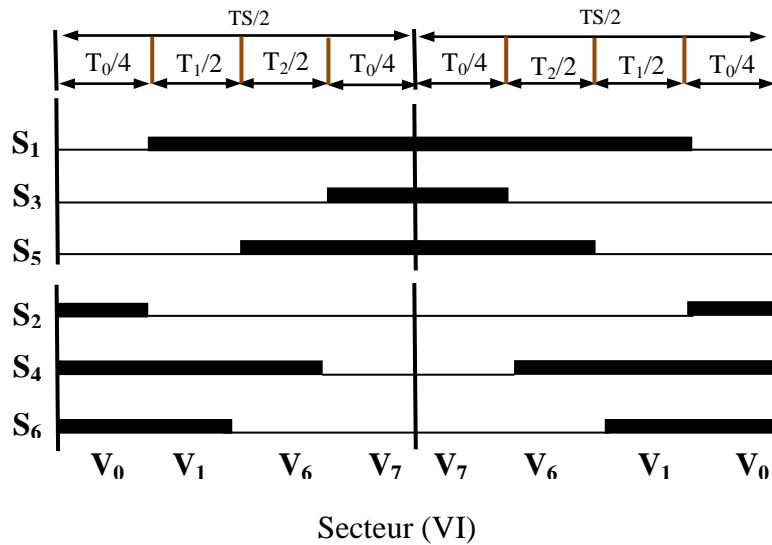


Figure III.21 : Tension de référence dans le secteur (VI).

• Séquence pour la MLI vectorielle dans le secteur (VI)



$$\begin{cases} T_1 = \frac{\sqrt{3}V_{ref}}{V_{dc}} T_s \sin(2\pi - \theta) \\ T_6 = \frac{\sqrt{3}V_{ref}}{V_{dc}} T_s \sin\left(\theta - \frac{5\pi}{3}\right) \\ T_0 = T_s - T_1 - T_6 \end{cases} \quad (III.59)$$

Tableau III.2 : Temps d'application des impulsions par secteur et par bras.

Secteur N°	Thyristor supérieur	Thyristor inférieur
1	$S1=T_1+T_2+T_0/2$	$S1'=-T_0/2$
	$S3=T_2+T_0/2$	$S3'=T_1+T_0/2$
	$S5=+T_0/2$	$S5'=T_1+T_2+T_0/2$
2	$S1=T_1+T_0/2$	$S1'=T_2+T_0/2$
	$S3=T_1+T_2+T_0/2$	$S3'=+T_0/2$
	$S5=+T_0/2$	$S5'=T_1+T_2+T_0/2$
3	$S1=+T_0/2$	$S1'=T_1+T_2+T_0/2$
	$S3=T_1+T_2+T_0/2$	$S3'=+T_0/2$
	$S5=T_2+T_0/2$	$S5'=T_1+T_0/2$
4	$S1=+T_0/2$	$S1'=T_1+T_2+T_0/2$
	$S3=T_1+T_0/2$	$S3'=T_2+T_0/2$
	$S5=T_1+T_2+T_0/2$	$S5'=+T_0/2$
5	$S1=T_2+T_0/2$	$S1'=T_1+T_0/2$
	$S3=+T_0/2$	$S3'=T_1+T_2+T_0/2$
	$S5=T_1+T_2+T_0/2$	$S5'=+T_0/2$
6	$S1=T_1+T_2+T_0/2$	$S1'=+T_0/2$
	$S3=+T_0/2$	$S3'=T_1+T_2+T_0/2$
	$S5=T_1+T_0/2$	$S5'=T_2+T_0/2$

III.6.6 Résultats de simulation

III.6.6.1 Avant filtrage actif parallèle

Les paramètres de simulation sous *MATLAB/Simulink* du filtrage actif parallèle commandé par SVPWM sont présentés dans le tableau (III.3).

Tableau III. 3 : Paramètres de simulation considérée avant filtrage actif.

Paramètres		Valeurs numériques
Réseau d'alimentation	$E_{S,RMS}$ (efficace)	220 V
	Fréquence f	50 H
	Résistance de ligne R_s	0,25 mΩ
	Inductance de ligne L_s	19,4 μH
Charge non-linéaire (en amont de la charge non-linéaire)	Puissance apparente S	49,16 KVA
	Inductance de correction L_f	1,5 mH
	Résistance interne de l'inductance de correction R_f	2 Ω
Charge linéaire (en aval de la charge non-linéaire)	Résistance de charge DC R_{dc}	6,5 Ω
	Inductance de charge DC L_{dc}	20 mH

La figure (III.22) représente l'onde de la tension d'alimentation de la phase (a), avec une valeur maximale $|V_{sa}|$ de $220\sqrt{2}$ V et une période T de 0,02 s. Sa trajectoire est quasi-sinusoidale, ça n'exige pas de mettre un filtre actif parallèle dans le système.

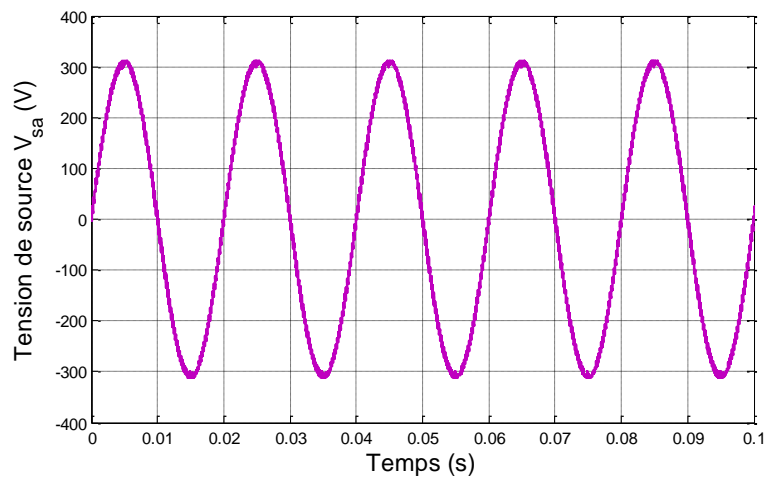


Figure III.22 : Allure de la tension de source v_{sa} .

Les graphes du courant de source avant application du filtrage actif sont représentés sur les Figures (III.23), (III.24) et (III.25). On constate une distorsion symétrique du courant i_{ca} (avec $i_{ca}=i_{sa}$) par rapport au point de demi période (Figure III.23), ce qui signifie que les harmoniques multiples de 2 et 3 sont inexistantes dans le spectre de i_{ca} et que seuls ceux de rang $(6h \pm 1)$ sont présents; ceci est confirmé par le spectre de i_{ca} (Figure III.24) représentant les 30 premiers harmoniques les plus significatifs, avec un THD de i_{ca} est de 12.68% pour une durée d'observation de 0.1 s.

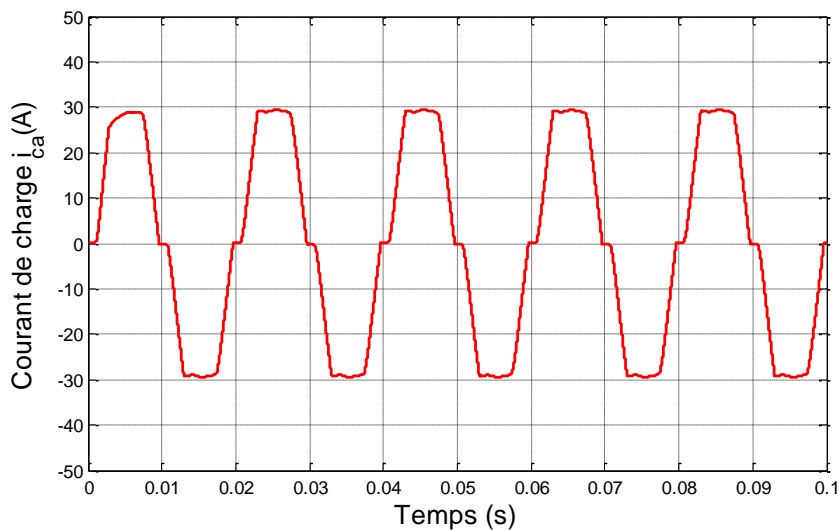


Figure III. 23 : Allure du courant de charge i_{ca} avant filtrage actif.

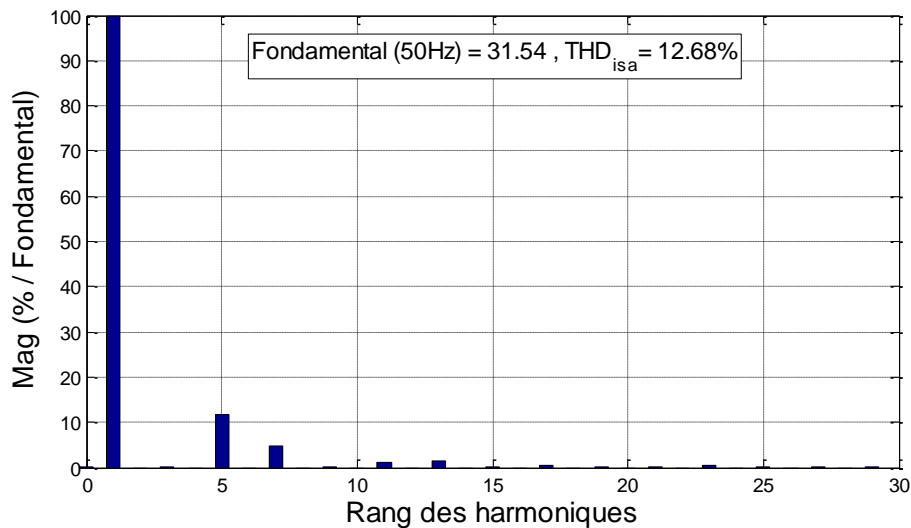


Figure III.24 : Spectre harmonique de i_{ca} .

Ce résultat est indésirable, car, suivant les recommandations internationales IEEE519, il faut que le taux d'harmonique de distorsion soit inférieur ou égal à 5 % pour que la charge soit acceptée à connecter au réseau électrique. Pour cela, nous avons connecté entre la source d'énergie et la charge non linéaire un filtre actif parallèle de puissance (FAP), ce qui nous permet de minimiser tous les harmoniques en même temps.

La distorsion harmonique n'est pas le seul problème rencontré ici car la Figure (III.25) indique une dégradation au niveau du facteur de puissance ; ainsi on peut s'attendre à une fluctuation dans l'énergie réactive du système.

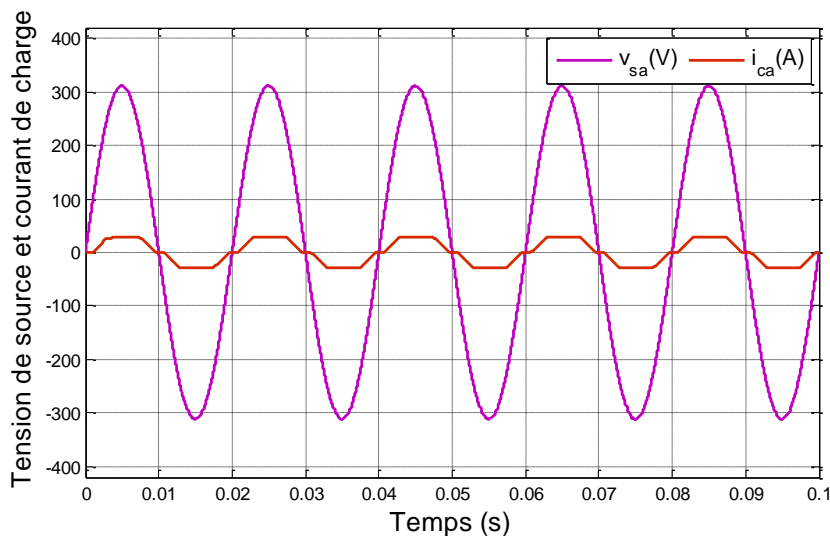


Figure III.25 : Allure du courant de charge i_{ca} déphasé de la tension d'alimentation v_{sa} .

Dans la figure (III.25), nous montrons la tension de source v_{sa} et le courant de charge i_{ca} dans une même figure, nous constatons que le décalage entre eux a un déphasage, $\varphi = 5,4^\circ$, alors, le facteur de puissance $\cos\varphi = 0,99556$.

III.6.6.2 Après filtrage actif parallèle

Pour la simulation sous *MATLAB/Simulink*, on a utilisé les paramètres du tableau (III.4). On va se contenter de l'étude du courant et de la tension seulement dans la phase a , sachant que ceux des deux autres phases sont retardés par rapport à la phase a de 120° et 240° respectivement.

Tableau III.4 : Paramètres de simulation considérée après filtrage actif parallèle commandé par SVPWM

Paramètres		Valeurs numériques
Filtre actif	Tension du filtre V_{dc}	620 V
	Fréquence de commutation (fréquence de la porteuse)	10 KHz
	Résistance R_{fa}	0.2 Ω
	Filtre de sortie L_{fa}	1,22 mH
Inductance de correction	Résistance en amont de la charge polluante R_f	6 Ω
	Inductance en amont de la charge polluante L_f	1,5 mH

Après application de la commande SVPWM au filtre actif parallèle, on représente l'allure de i_{sa} , et son spectre comme illustre les figures (III.26) et (III.27).

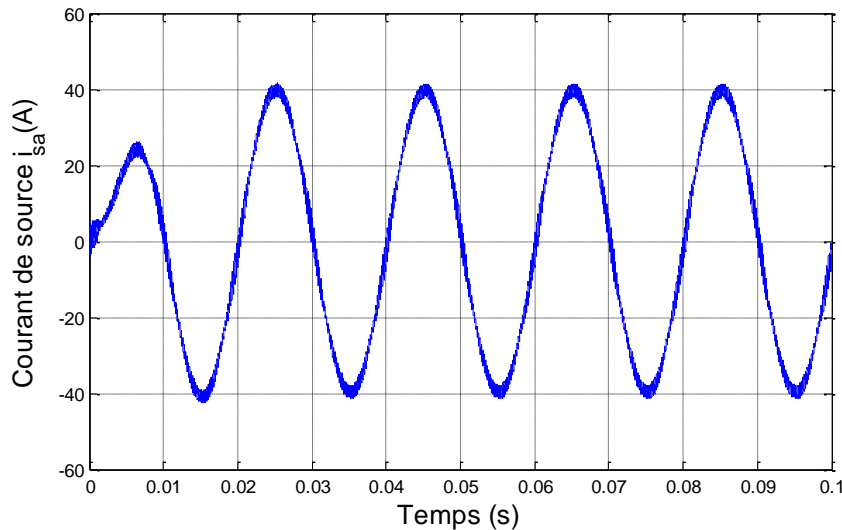


Figure III.26 : Allure de i_{sa} après l'application de la commande SVPWM au FAP.

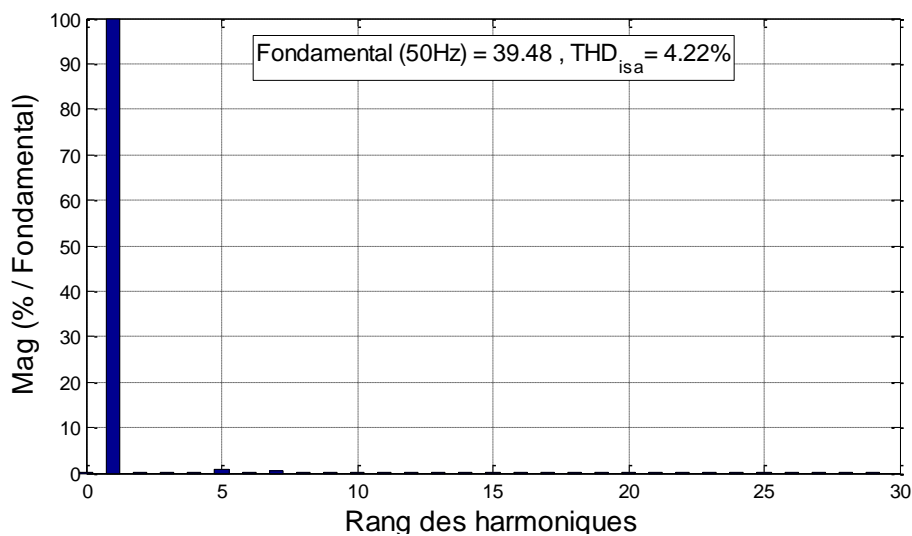


Figure III.27 : Spectre harmonique de i_{sa} après l'application de la commande SVPWM au FAP.

Ce résultat de THD est suffisant pour accepter par le réseau électrique de distribution car il est dans les normes de recommandation internationale IEEE519.

Dans la figure (III.28), on montre le courant i_{sa} et la tension de source v_{sa} .

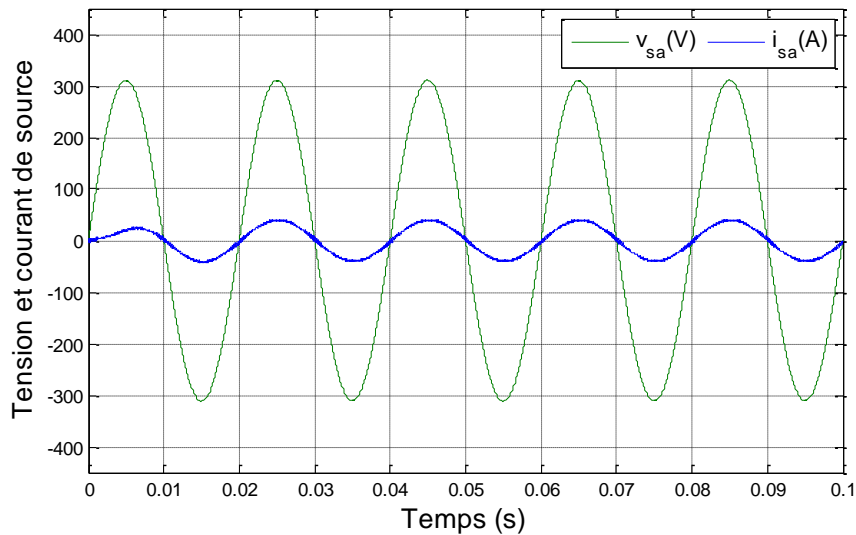


Figure III.28 : La tension v_{sa} et le courant i_{sa} .

Dans la figure (III.28), On remarque que le déphasage entre le courant et la tension de source est amélioré et devenu presque nul. nous constatons que le décalage entre eux a un déphasage, $\varphi = 3,2^\circ$, son facteur de puissance est alors, $\cos\varphi = 0,99844$.

La figure (III.29) représente les trois courants du système de filtrage actif, le courant de source i_{sa} (en bleu), le courant de filtre i_{fa} (en vert) et le courant de charge i_{ca} (en rouge).

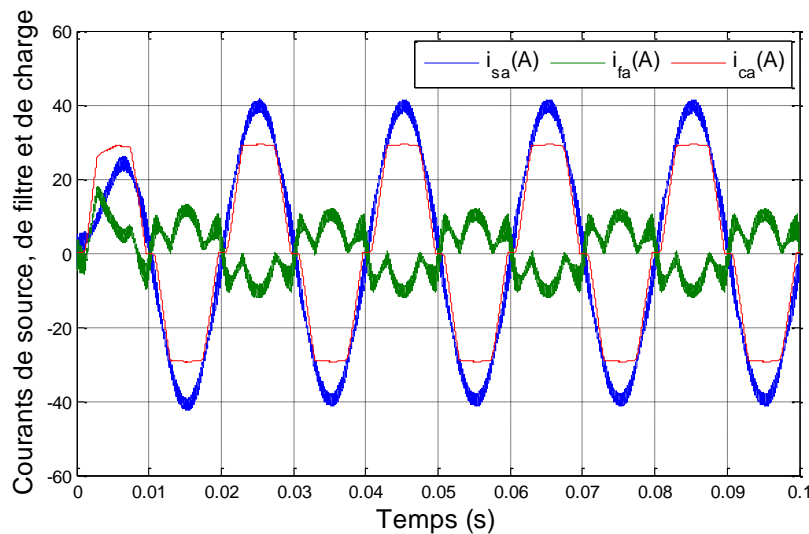


Figure III.29 : Allures des courants de source i_{sa} , de filtre i_{fa} et de charge i_{ca} .

Ces résultats impliquent que le courant i_{fa} injecté au point milieu entre la source et la charge améliore la forme du courant de source qui devient sinusoïdale.

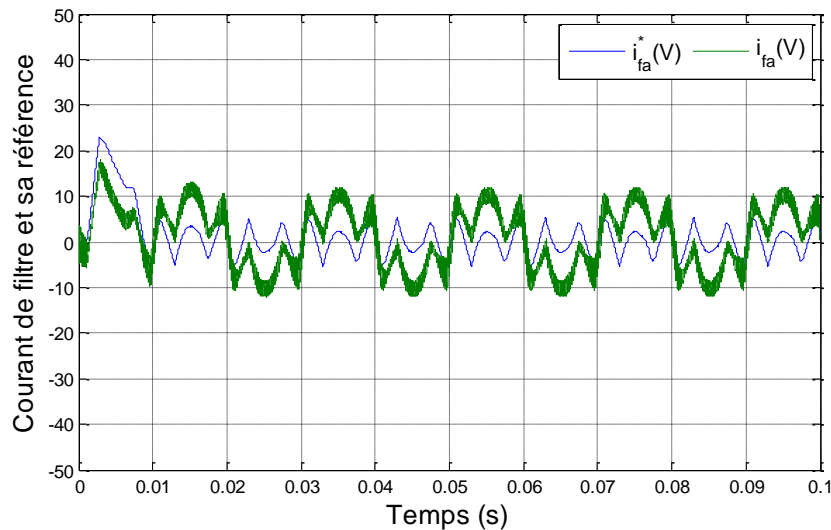


Figure III.30 : Allures des courants de filtre i_{fa} et sa référence i_{fa}^* .

Nous observons dans la figure (III.30) que le courant de filtre actif i_{fa} suit le courant de référence i_{fa}^* et prend la même trajectoire.

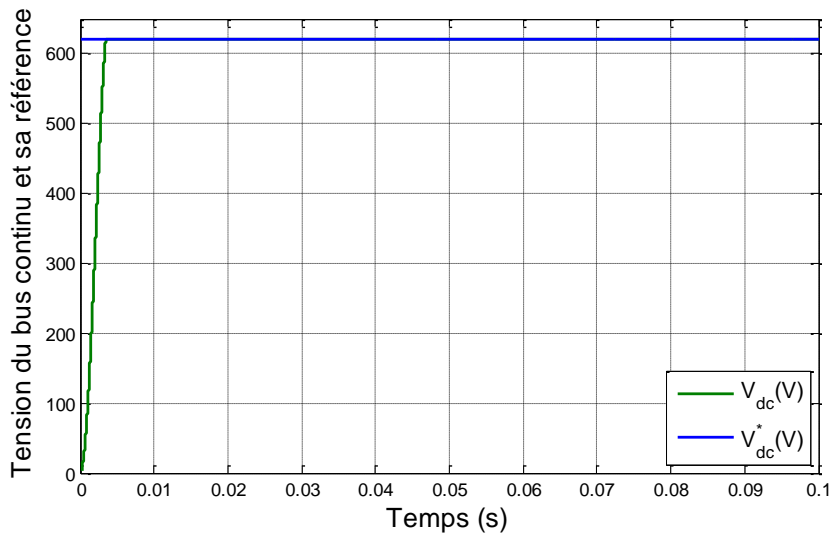


Figure III.31 : Allures de tension du bus continu V_{dc} et sa référence V_{dc}^* .

L'allure de la tension du bus continu V_{dc} suit sa référence V_{dc}^* dans un temps très réduit (environ 0.004 s) ce qui montre que le régulateur de tension PI a réagi rapidement comme le montre la figure (III.31).

a. Identifications des secteurs :

Pour plus de compréhension sur l'application de l'algorithme de la MLI vectorielle et pour la détermination des secteurs, nous montrons dans la figure (III.32), les tracés de ces secteurs en fonction du temps.

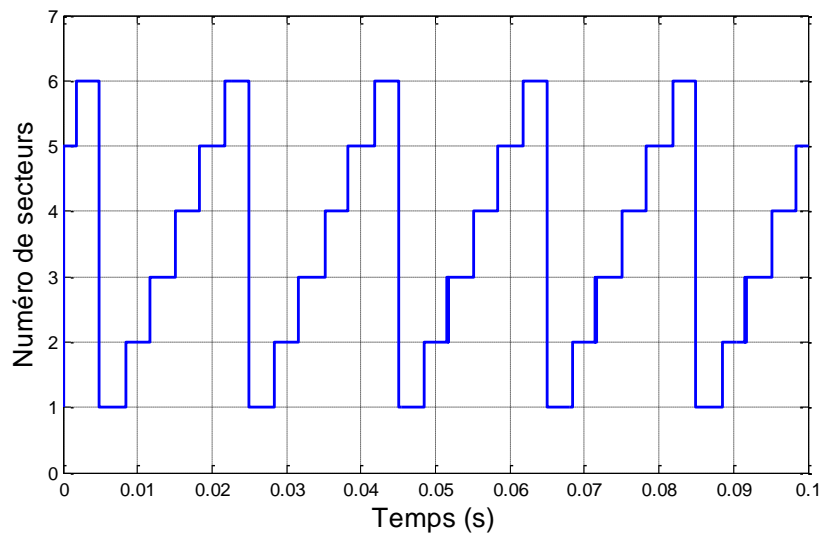


Figure III.32 : Localisation instantané des secteurs de V_{ref} .

b. Calcul des temps d'application T1, T3 et T5 :

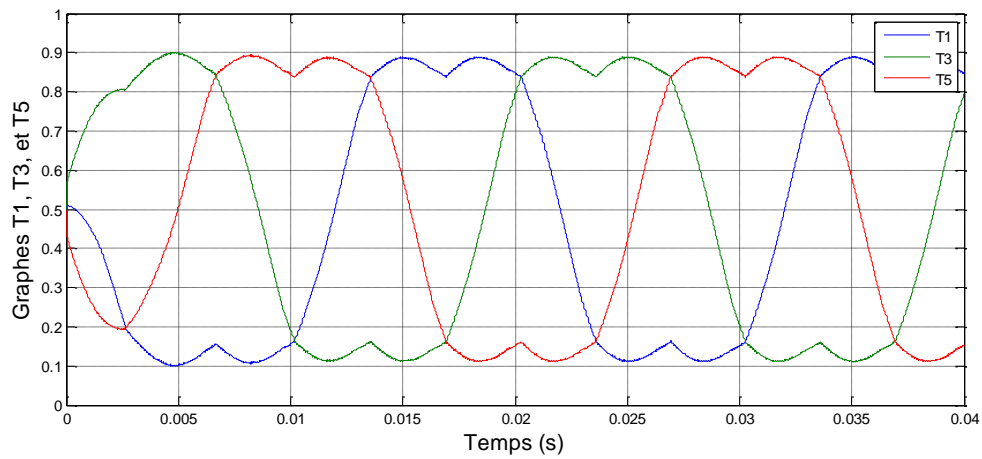


Figure III.33 : Signal de temps d'application de V_{ref} .

c. Génération des impulsions pour les gâchettes des thyristors :

➤ Signal répétition séquence (Porteuse) :

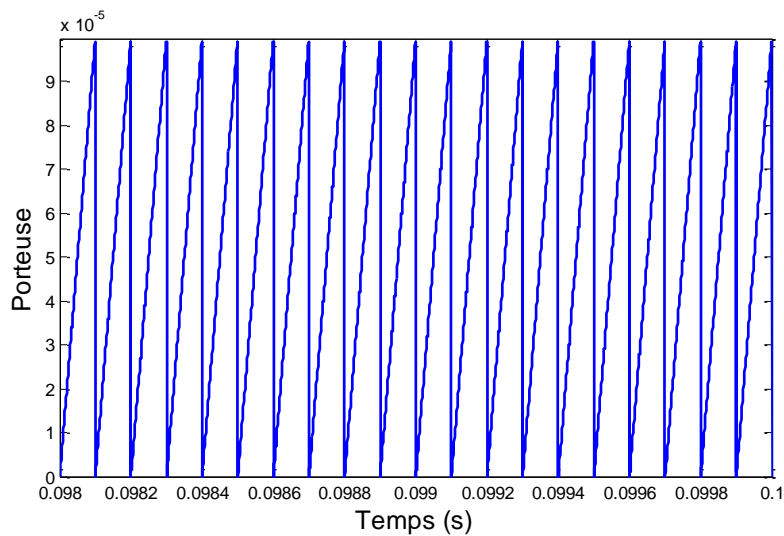


Figure III.34 : Signal de répétition séquence.

➤ Signal impulsion gâchettes :

La figure (III.35) représente les impulsions de l'interrupteur supérieur de bras du filtre actif (S_a).

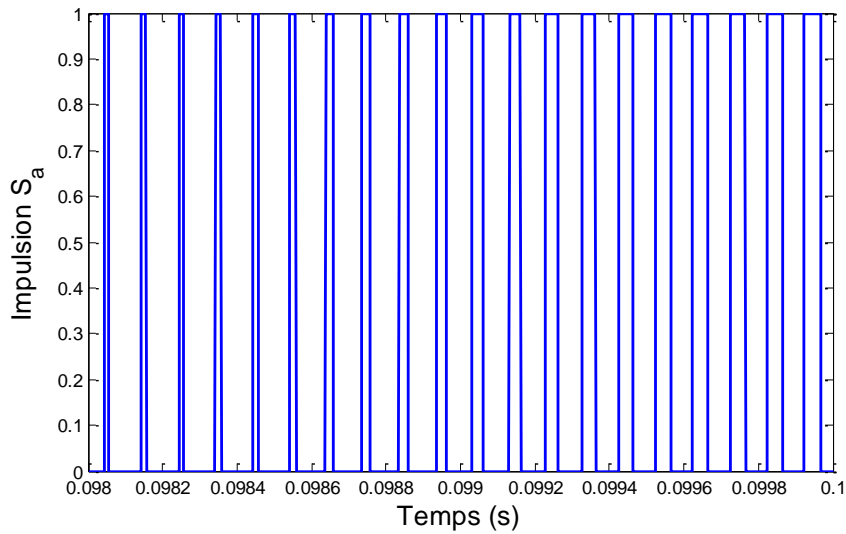


Figure III.35 : Signal d'impulsion de l'interrupteur S_a .

La figure (III.36) représente le schéma bloc permettant de relever les tensions simples et composées à la sortie de l'onduleur de tension utilisé.

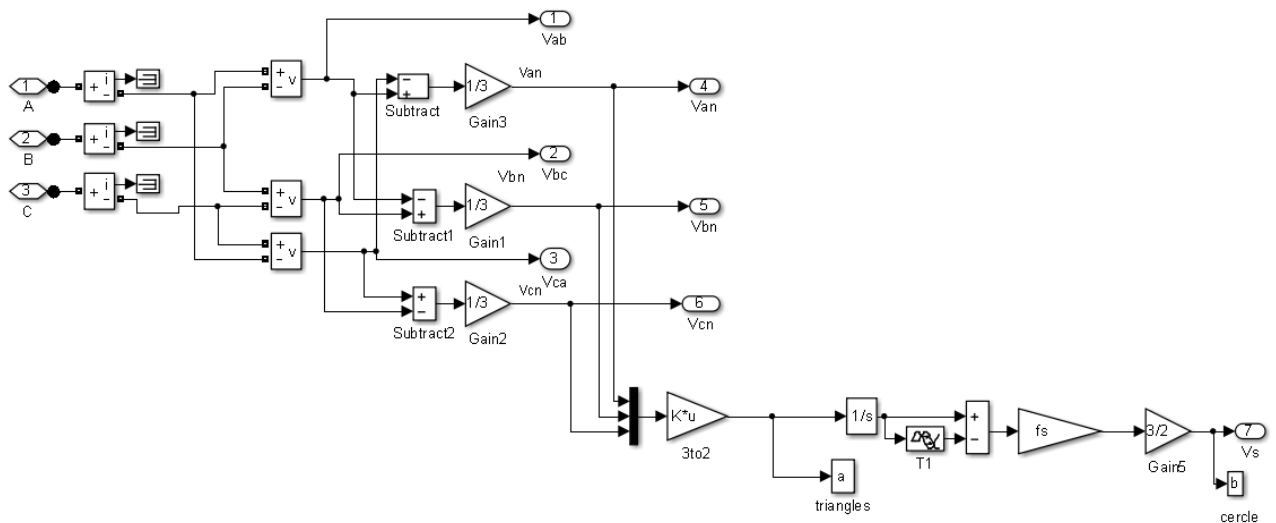


Figure III.36 : Bloc des signaux de l'onduleur.

➤ Tension simple entre phase a et le neutre v_{an} :

Concernant la tension de sortie du filtre actif parallèle V_{an} , elle est représentée sur la Figure (III.37). Les deux niveaux de tension $v_{dc}/3$ et $2.v_{dc}/3$ apparaissent clairement et correspondent à 206,65 V et 413,35 V respectivement.

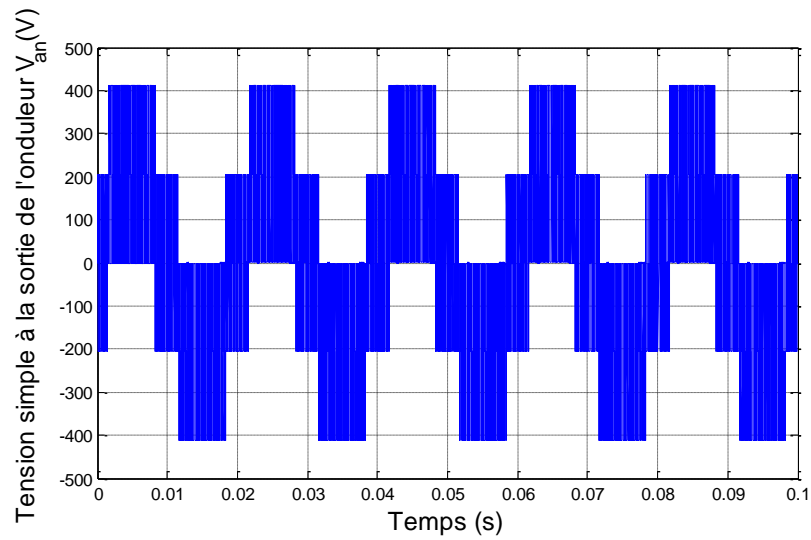


Figure III.37 : Tension de sortie entre phase et neutre v_{an} .

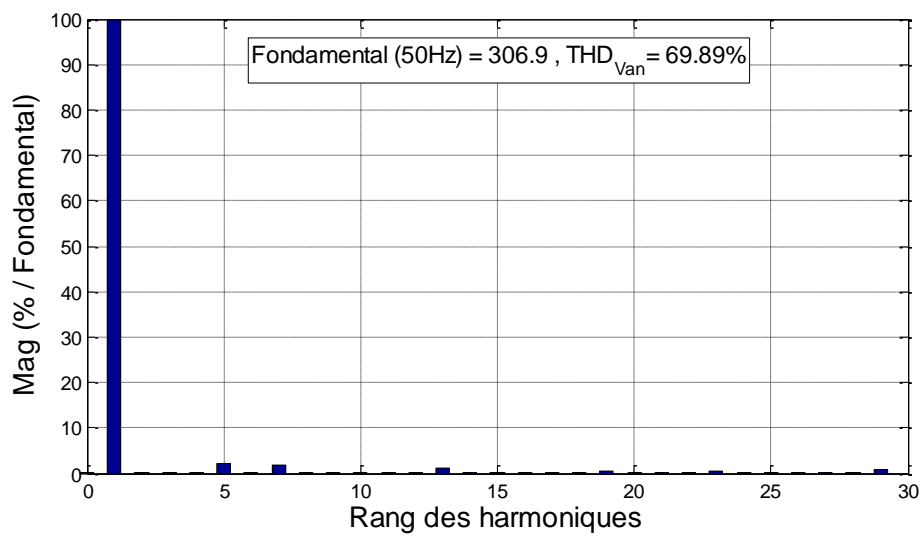


Figure III.38 : Spectre harmonique de la tension v_{an} .

➤ Tension composée entre les phases (a) et (b) v_{ab} :

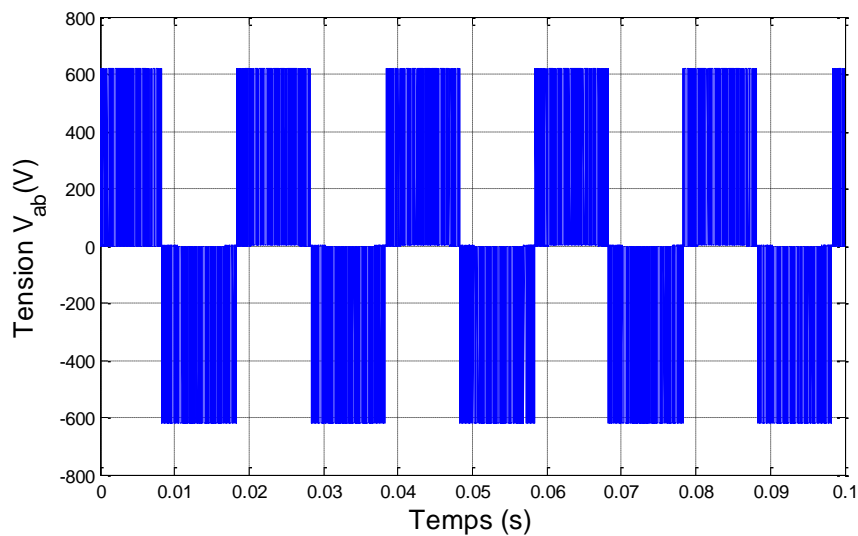


Figure III.39 : Tension de sortie entre phase v_{ab} .

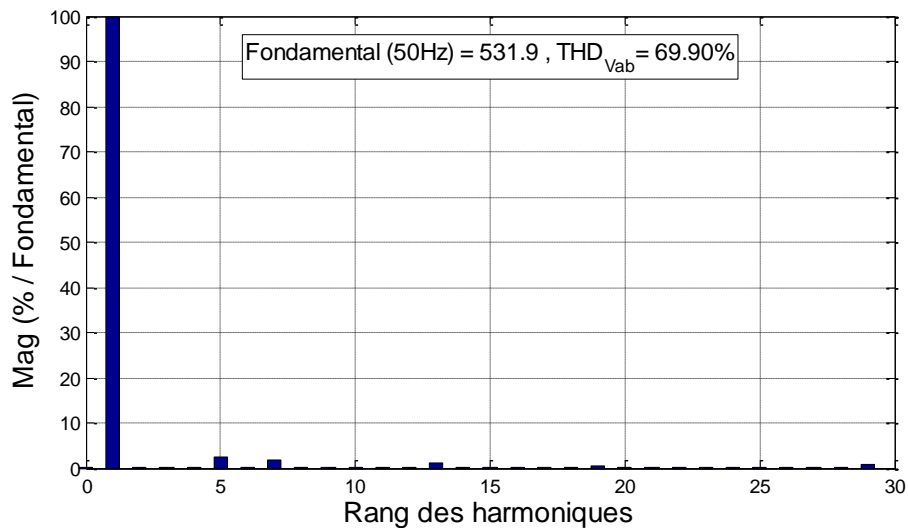


Figure III.40 : Spectre harmonique de la tension v_{ab} .

➤ Tensions composées de sortie filtrées de l'onduleur :

Les tensions composées de sortie de l'onduleur ont filtré par un filtre passe bas du deuxième ordre avec une fréquence de coupure f_c est égale à 100 Hz et un facteur Damping Q ($Q=1/(2.zeta)$) est égal à 0,907.

La figure (III.41) représente les trois tensions entre phases filtrées à la sortie de l'onduleur.

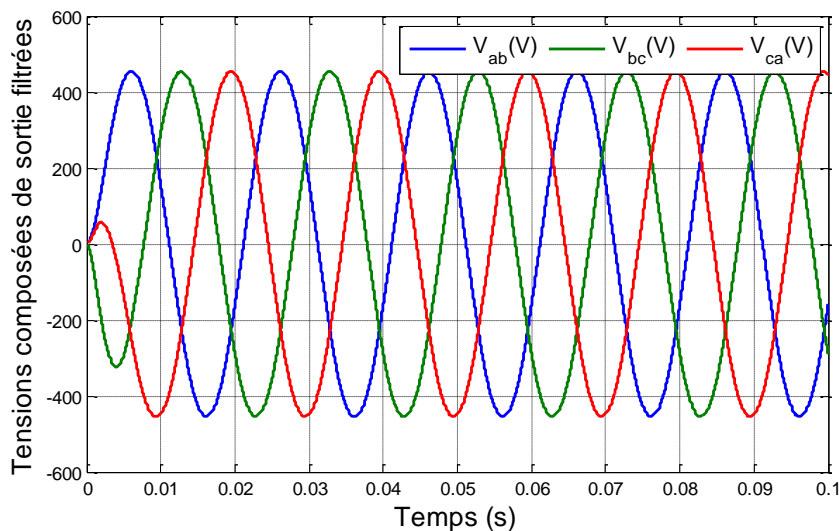


Figure III.41 : Tensions composées de sortie filtrées de l'onduleur V_{ab} , V_{bc} et V_{ca} .

➤ Composantes v_α et v_β du vecteur spatial :

La figure (III.42) représente les deux tensions v_α et v_β .

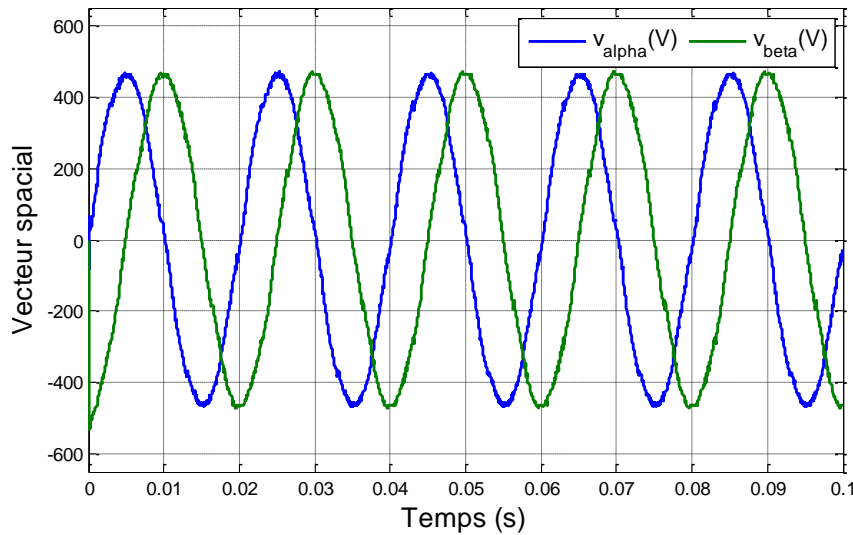


Figure III.42 : Vecteur spatial v_α, v_β .

III.7 Méthode de la Puissance de Commande Direct (Direct Power Control - DPC)

Une autre technique de contrôle émergente intéressante appelée contrôle direct de puissance (DPC) a été étudiée [Bou-14].

La commande (DPC) est une stratégie de contrôle simple, robuste et facile à mettre en œuvre. Il fournit de bonnes performances en régime permanent et transitoire tout en garantissant un facteur de puissance unitaire avec un contrôle découplé de la puissance active et réactive. Tout d'abord, l'idée du DPC était d'utiliser les valeurs des puissances active et réactive comme variables de contrôle principales au lieu des courants instantanés [Sai-16].

Le DPC est basé sur les boucles de contrôle de puissance active et réactive instantanées. Il est développé de manière analogue au fameux contrôle de couple direct (DTC) utilisé pour les variateurs de vitesse. En DPC, il n'y a pas de boucle de courant interne ou de bloc modulateur car les états de commutation du convertisseur sont sélectionnés via une table de commutation. Bien que le DPC présente de nombreux avantages, certaines de ces commandes ont une forte ondulation dans le système actuel, une forte ondulation dans la puissance active et réactive commandée, une fréquence de commutation variable et élevée [Bou-14] [Has-13][Mal-04].

III.7.1 Principe de la commande DPC

Le schéma de la figure (III.43) montre la configuration DPC standard où la puissance réactive zéro q_{ref} et la référence de puissance active p_{ref} (délivrée par le régulateur de tension de bus DC) sont comparées avec les valeurs p_s et q_s calculées respectivement par les équations (III.60) et (III.61), au moyen de régulateurs à deux niveaux hystérésis [Dja-15][Bou-10][Cha-10b][Ala-02].

Pour un système triphasé, la puissance active instantanée est définie par le produit scalaire des courants et des tensions de ligne. La puissance réactive est définie par le module de leur produit vectoriel. Ces puissances sont exprimées respectivement par les relations [Her-08], [Sup-08]:

$$P_s(t) = v_{sa} \cdot i_{sa} + v_{sb} \cdot i_{sb} + v_{sc} \cdot i_{sc} \quad (III.60)$$

$$q_s(t) = \frac{1}{\sqrt{3}} [(v_{sb} - v_{sc}) \cdot i_{sa} + (v_{sc} - v_{sa}) \cdot i_{sb} + (v_{sa} - v_{sb}) \cdot i_{sc}] \quad (III.61)$$

Où $p_s(t)$ et $q_s(t)$ sont des puissances instantanées réelle et imaginaire.

La structure globale du DPC, utilisant une table de commutation prédéfinie, appliqué à l'onduleur triphasé est illustrée sur la figure (III.43). Elle est analogue à celle du contrôle direct de couple (DTC) des machines à induction. Au lieu du couple et du flux statorique, ce sont des puissances instantanées active et réactive qui sont les grandeurs contrôlées. Le principe du DPC consiste à sélectionner une séquence des ordres de commutation (S_a, S_b, S_c) des semi-conducteurs constituant l'onduleur de tension, à partir d'une table de commutation [Bou-10][Cha-10b].

Pour toute structure du DPC, le contrôle de la tension du bus continu, V_{dc} , s'effectue par ajustement de la puissance active instantanée. L'objectif du DPC est de permettre à l'onduleur d'échanger avec le réseau des puissances instantanées active et réactive constantes, tout en garantissant un contrôle découplé de ces dernières. Ainsi, la référence de la puissance active, P_{ref} , est fournie par le régulateur PI de la tension du bus continu. Tandis que celle de la puissance réactive, q_{ref} , provient de l'extérieur. Elle est imposée égale à zéro pour l'absorption de courants sinusoïdaux sous une tension de source de forme supposée sinusoïdale, afin d'assurer un fonctionnement du redresseur avec un facteur de puissance unitaire [Bou-10].

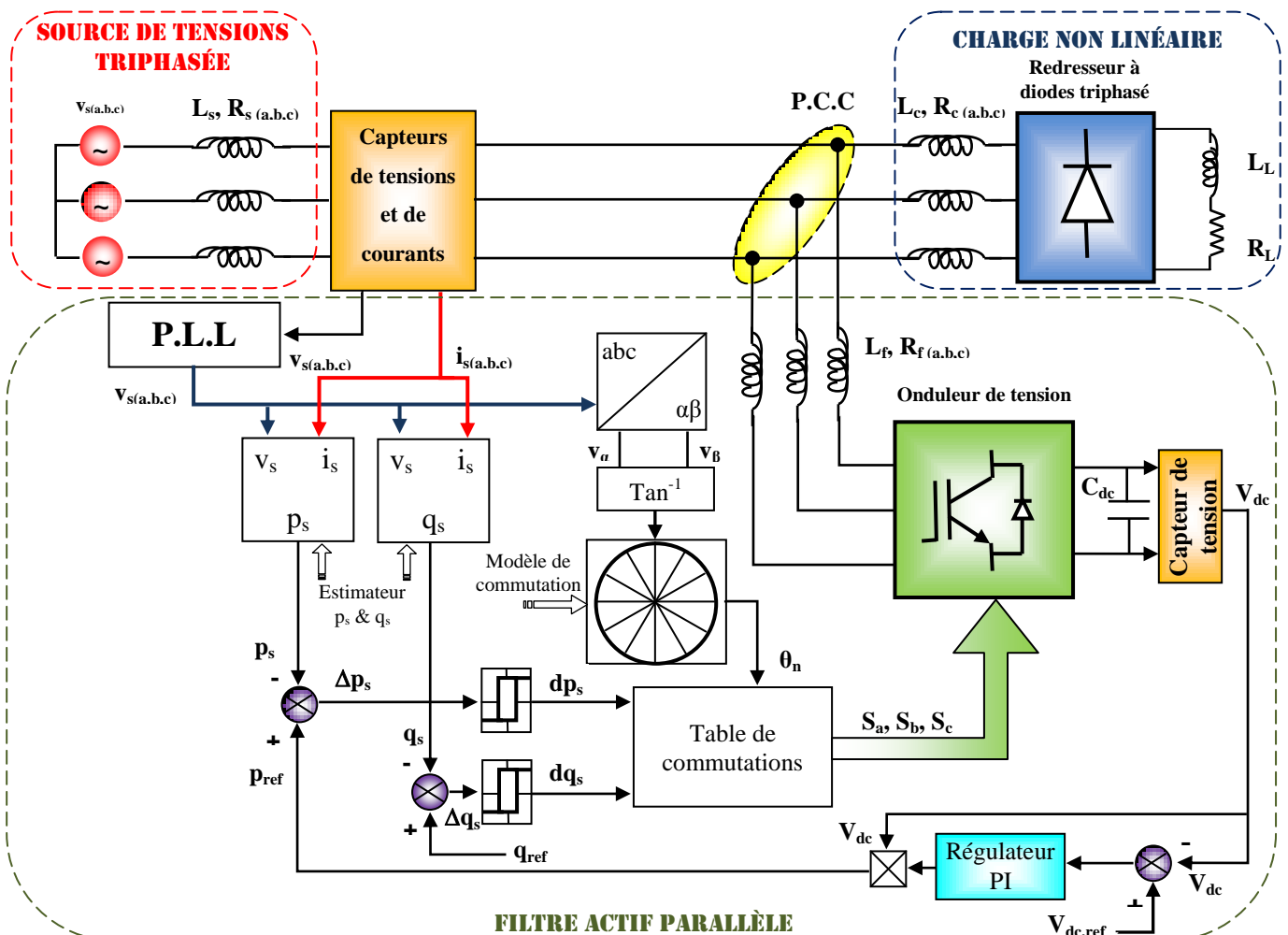


Figure III.43 : Diagramme bloc de commande de puissance directe standard.

III.7.2 Contrôleur à hystérésis

L'idée principale de la commande directe de puissance est de maintenir les puissances active et réactive instantanées dans une bande désirée. Ce contrôle est basé sur deux comparateurs à hystérésis qui utilisent comme entrée les signaux d'erreurs entre les valeurs de références et estimées des puissances active et réactive.

$$\begin{cases} \Delta p_s = p_{ref} - p_s \\ \Delta q_s = q_{ref} - q_s \end{cases} \quad (III.62)$$

Ces deux contrôleurs sont chargés de décider à quel point une nouvelle commutation et/ou un vecteur de tension de sortie de l'onduleur est appliquée. Si l'erreur de la puissance (Δp_s ou Δq_s) est en croissance et atteint le niveau supérieur, le contrôleur à hystérésis change sa sortie à « 1 » (Figure III.44). Ainsi, la table de commutation reçoit le changement de l'entrée et commute la sortie sur un vecteur approprié qui permettra à l'onduleur de modifier l'état des puissances active et réactive instantanées. Le niveau de sortie du contrôleur à hystérésis est maintenu jusqu'à ce que le signal d'erreur atteigne la bande inférieure, où la sortie sera commutée à zéro. Bien que la sortie du contrôleur soit maintenue jusqu'à ce que l'erreur parvienne à l'autre bande, la table de commutation peut commuter sur un autre vecteur de sortie suite à un basculement du deuxième contrôleur à hystérésis ou à une modification de la position du vecteur de tension [Cha-10b].

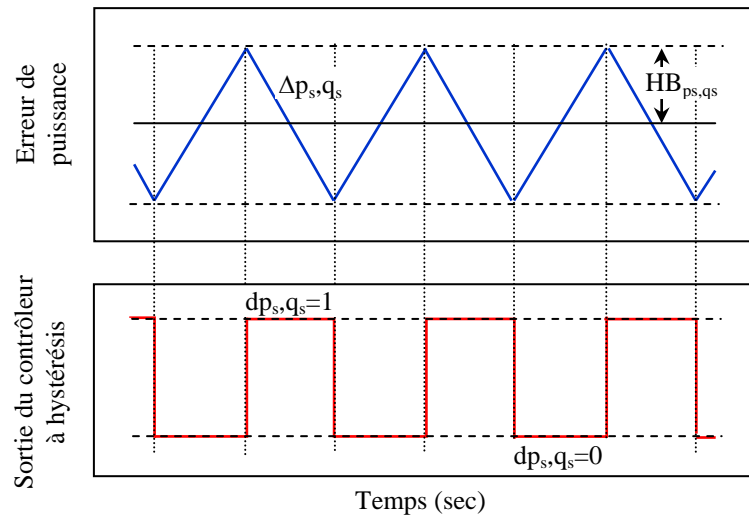


Figure III.44 : Comportement d'un contrôleur de puissance à hystérésis à deux niveaux.

Le comportement du contrôleur à hystérésis relativement aux limites des erreurs de puissances peut être résumé comme suit :

$$\left. \begin{array}{l} \Delta p_s, q_s > HB_{p_s, q_s} \\ -HB_{p_s, q_s} \leq \Delta p_s, q_s \leq HB_{p_s, q_s} \text{ et } \frac{d(\Delta p_s, q_s)}{dt} < 0 \end{array} \right\} dp_s, q_s = 1 \quad (III.63)$$

$$\left. \begin{array}{l} \Delta p_s, q_s < -HB_{p_s, q_s} \\ -HB_{p_s, q_s} \leq \Delta p_s, q_s \leq HB_{p_s, q_s} \text{ et } \frac{d(\Delta p_s, q_s)}{dt} > 0 \end{array} \right\} dp_s, q_s = 0 \quad (III.64)$$

III.7.3 Choix du secteur, les vecteurs de tension de source et la table de commutation

III.7.3.1 Choix du secteur

La sélection s'effectue sur la base des erreurs numérisées, dp_s et dq_s , entre les références des puissances active et réactive (p_{ref} et q_{ref}) et les valeurs réelles (p_s et q_s), fournies par deux comparateurs à hystérésis à deux niveaux, ainsi que sur la position angulaire du vecteur des tensions du réseau $v_{\alpha\beta}$. Pour ce dernier, le plan α - β est divisé en douze secteurs

égaux de 30° , comme l'illustre le graphique de la figure (III.45). Chacune des séquences de commande (S_a, S_b, S_c) correspond à un vecteur de tension à l'entrée de l'onduleur, v_i , dont l'ensemble est représenté sur la figure (III.45) [Bou-10][Cha-10b].

Les variables numérisées dp_s, dq_s et la position θ de vecteur de tension de source (Equation III.70) forment un mot numérique pour accéder à l'adresse de la table de commutation pour sélectionner le vecteur de tension de commande approprié :

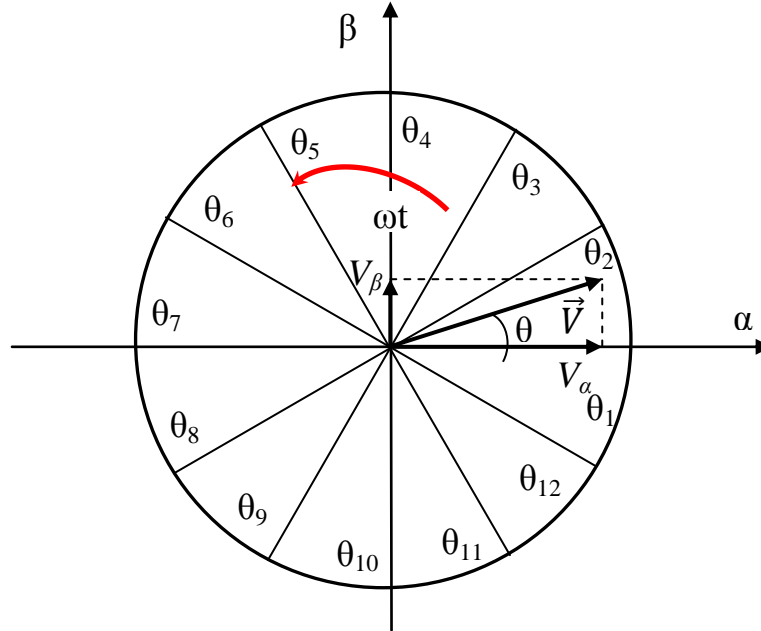


Figure III.45 : Représentation du vecteur de la tension dans le plan de l'espace vectoriel (α, β) divisé en douze (12) secteurs.

III.7.3.2 Les vecteurs de tension de source

Selon le théorème de l'espace vectoriel, les puissances active et réactive instantanées peuvent être calculées à partir des parties réelle et imaginaire du produit du vecteur tension et le conjugué du vecteur courant comme il est présenté dans les équations (III.65).

$$\begin{cases} p_s = \frac{3}{2} \Re\{\bar{V}_s \cdot i_s^*\} \\ q_s = \frac{3}{2} \Im\{\bar{V}_s \cdot i_s^*\} \end{cases} \quad (\text{III.65})$$

La représentation de ces puissances dans le repère tournant (d, q) permet d'obtenir les nouvelles équations suivantes :

$$\begin{cases} p_s = V_{sd} \cdot i_{sd} + V_{sq} \cdot i_{sq} \\ q_s = V_{sq} \cdot i_{sd} - V_{sd} \cdot i_{sq} \end{cases} \quad (\text{III.66})$$

Cependant, par l'utilisation d'une PLL les tensions obtenues deviennent purement sinusoïdales et équilibrées ce qui permet au vecteur de tension d'être aligné sur l'axe 'd' et la composante quadratique sera nulle ($v_{sq} = 0$). Par conséquent, l'équation (III.66) devient:

$$\begin{cases} p_s = V_{sd} \cdot i_{sd} \\ q_s = -V_{sd} \cdot i_{sq} \end{cases} \quad (\text{III.67})$$

A partir de cette dernière nous pouvons constater, que si le vecteur de tension de la source est orienté vers l'axe direct 'd', la puissance active est directement proportionnelle à la composante directe du courant de source (i_{sd}) et la puissance réactive est déterminée par la composante quadratique (i_{sq}). Rappelons qu'un onduleur de tension à deux niveaux génère

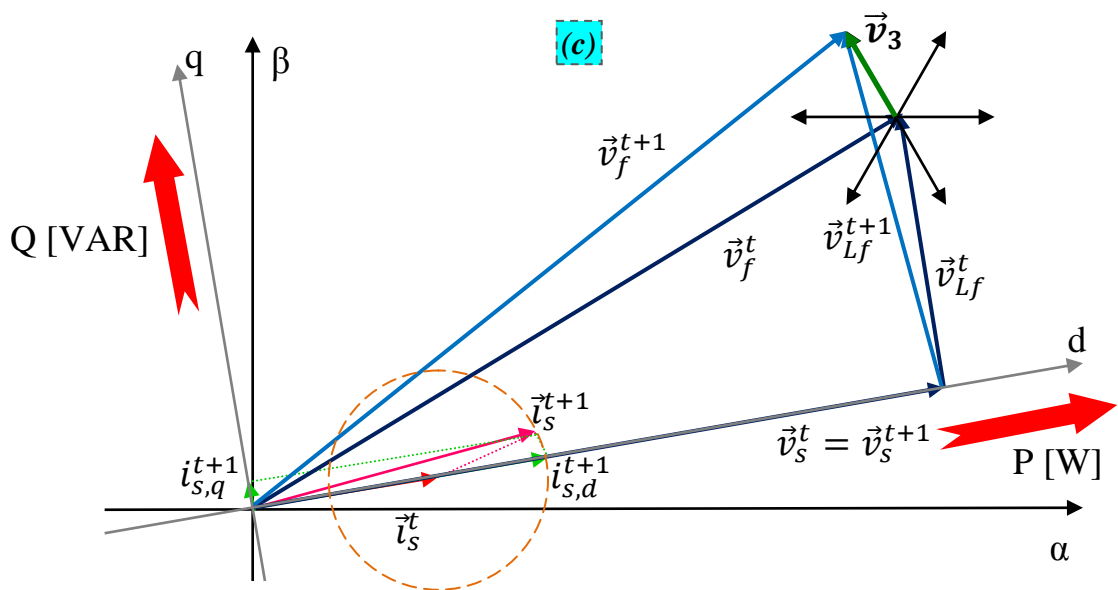
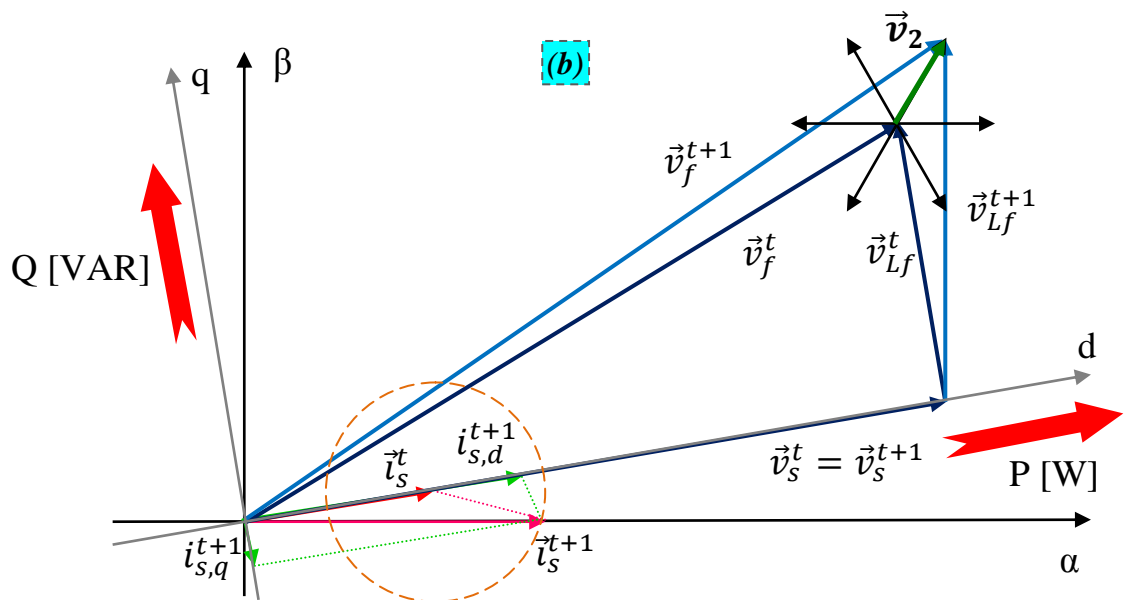
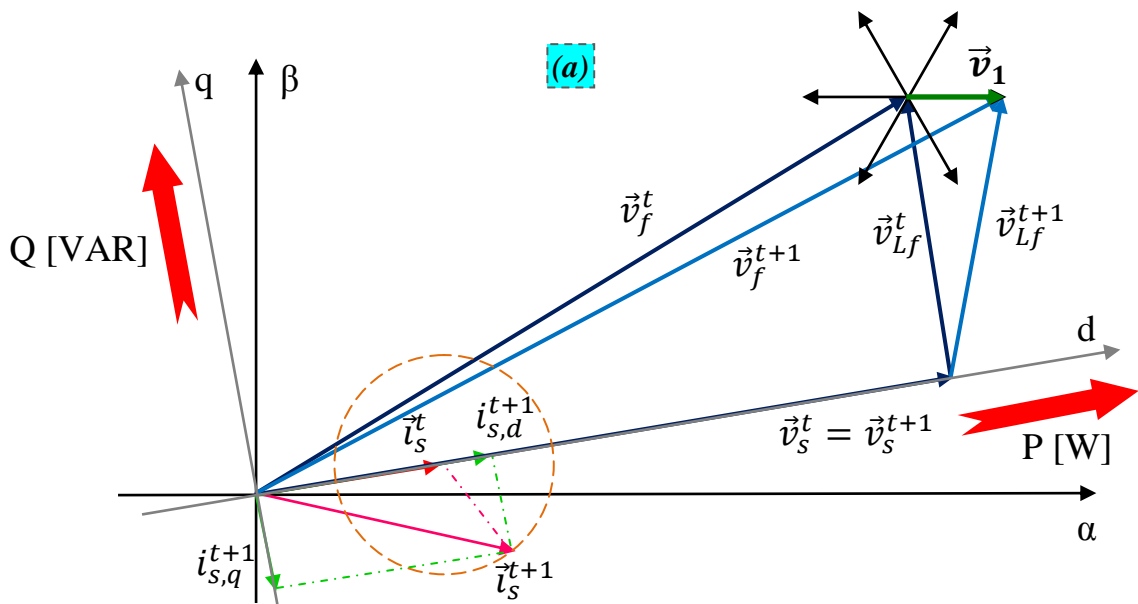
sept vecteurs de tension pour huit combinaisons différentes. Chaque vecteur de tension est calculé en se basant sur une combinaison des interrupteurs respectifs et de la tension du bus continu.

$$v_k = \frac{2}{3}V_{dc} \left(s_{a,k} + s_{b,k} \cdot e^{j\frac{2\pi}{3}} + s_{c,k} \cdot e^{j\frac{4\pi}{3}} \right) \quad \text{avec } k=0,1,\dots,7 \quad (\text{III.68})$$

$$\Delta v_f = v_k \cdot \Delta t \quad (\text{III.69})$$

Les équations précédentes nous permettent d'examiner l'effet de chaque vecteur de sortie de l'onduleur sur les puissances active et réactive, en considérant des secteurs particuliers, comme il est illustré sur les diagrammes vectoriels de la figure (III.46). Supposons, à l'instant (t), une position de référence souhaitée dans l'espace vectoriel, où le courant de source (\vec{i}_s^t) est en phase avec sa tension (\vec{v}_s^t) (direction de l'axe *d*) qui se trouve dans le deuxième secteur, et la tension du filtre (\vec{v}_f^t) est tel que l'état de l'onduleur ne subit aucun changement, c'est-à-dire que le vecteur tension de ce dernier est soit \vec{v}_0 ou \vec{v}_7 .

A partir de cette position et pour le cas de la figure (III.46.a), si l'onduleur applique à l'instant (*t+1*) le vecteur de tension \vec{v}_1 pendant un certain temps, ceci introduira un déplacement du vecteur courant de source (\vec{i}_s^{t+1}) par une quantité correspondante à une bande d'hystérésis constante (rayon du cercle). En projetant le vecteur courant sur les axes (*d,q*), on remarque que la composante sur l'axe « d » ($\vec{i}_{s,d}^{t+1}$) a augmenté et celle de l'axe « q » ($\vec{i}_{s,q}^{t+1}$) devient négative non nulle, comparativement à l'état précédent à l'instant (*t*). Donc, en assumant que le vecteur tension de source se situe dans le deuxième secteur, l'application du vecteur de tension \vec{v}_1 par l'onduleur augmentera les puissances active et réactive. Une analyse similaire peut être effectuée pour les autres cinq vecteurs d'espace de la tension de l'onduleur, comme il est illustré sur la figure (III.46.b-f). En se basant sur cette approche, Noguchi a développé la table de commutation suivante [Cha-10b] :



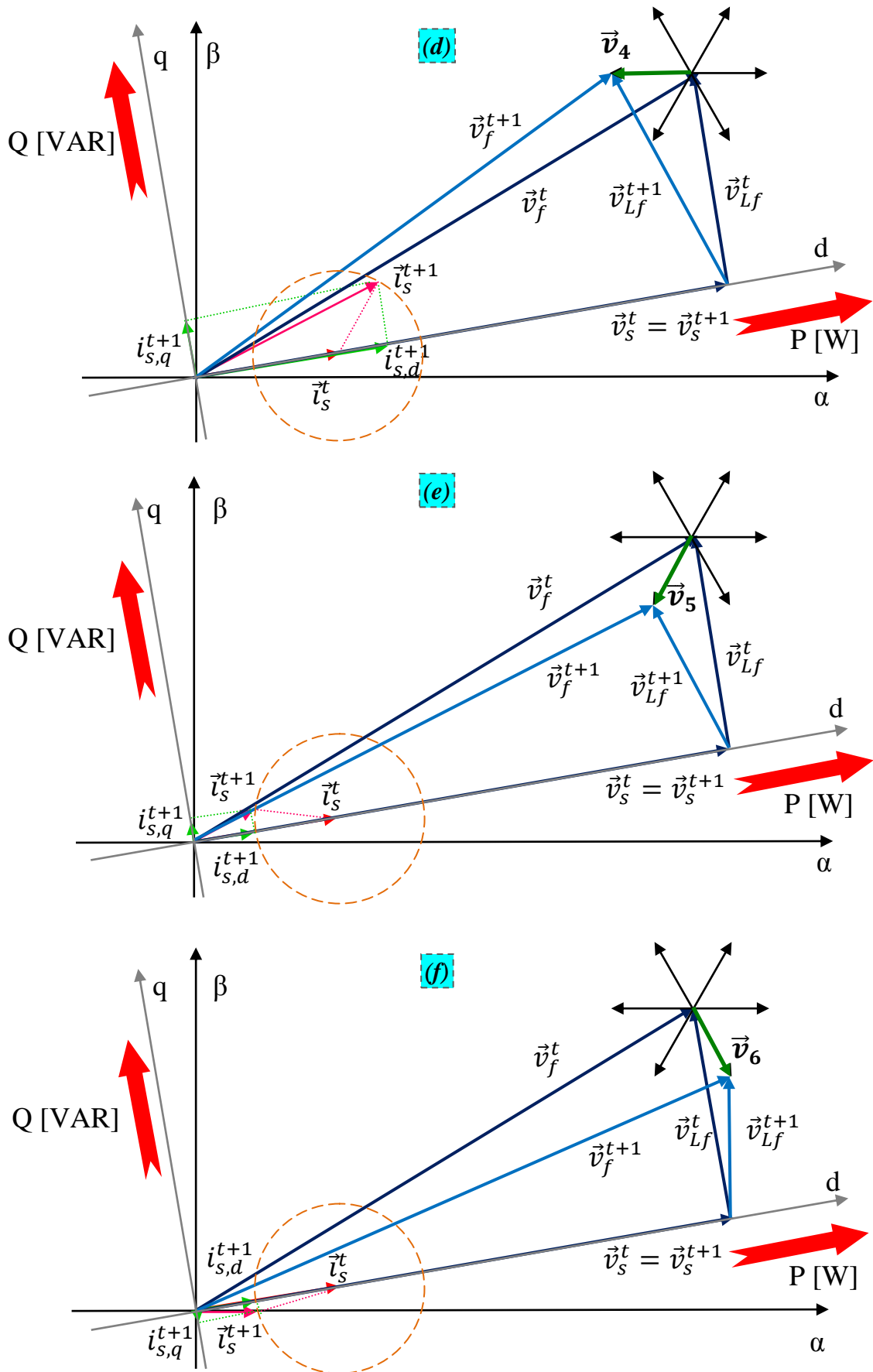


Figure III.46 : Représentation vectorielle des vecteurs \vec{v}_{1-6} quand P augmente et Q augmente.

III.7.3.3 La table de commutation

La table de commutation est la partie primordiale dans la commande directe de puissance [Cha-10a]. Elle sélectionne le vecteur de tension approprié de l'onduleur pour permettre d'orienter les puissances active et réactive instantanées dans leur valeur désirée, en se basant aussi sur la position du vecteur de la tension de la source et des erreurs des puissances active et réactive [Bou-16]. Les signaux d'erreur numérisés dp , dq et la phase de tension numérisée θ_n sont entrés dans la table de commutation dans laquelle sont mémorisés tous les états de commutation S_a , S_b et S_c du convertisseur, comme le montre le tableau (III.5) [Cha-10a].

Tableau III.5 : Table de commutation classique de la DPC.

d_p	d_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

Avec : $v_0(000)$, $v_1(100)$, $v_2(110)$, $v_3(010)$, $v_4(011)$, $v_5(001)$, $v_6(101)$, $v_7(111)$.

Dans ce travail la table de commutation développée par Noguchi afin d'assurer une minimisation optimale de l'erreur de puissance est exploitée [Bou-16].

Les variables numérisées dp , dq et la position de vecteur de tension de ligne $\theta_n = \arctg(V_{s\alpha}/V_{s\beta})$ forment un mot numérique qui, en accédant à l'adresse de la table de consultation, sélectionne le vecteur de tension approprié selon la table de commutation. A cet effet, les coordonnées stationnaires sont divisées en 12 secteurs, comme le montre la Figure (III.46), et les secteurs peuvent être numériquement exprimés comme [Cha-10a]:

$$(n-2)\frac{\pi}{6} \leq \theta_n \leq (n-1)\frac{\pi}{6}, \quad n=1,2,\dots,12 \quad (\text{III.70})$$

III.7.3.4 Résultats de simulation de la technique (DPC)

Les paramètres du système de filtrage actif parallèle à deux niveaux commandé par la méthode DPC sont les mêmes que ceux donnés sur les tableaux (III.3) et (III.4).

La figure (III.47) représente le courant de charge de la phase (a) après filtrage actif. Nous constatons que ce signal est devenu sinusoïdal dans le régime permanent sur l'intervalle du temps [0.04s, 0.1s] et l'amplitude de son courant fondamental $|i_{sa}|$ est égal à 31,83 A.

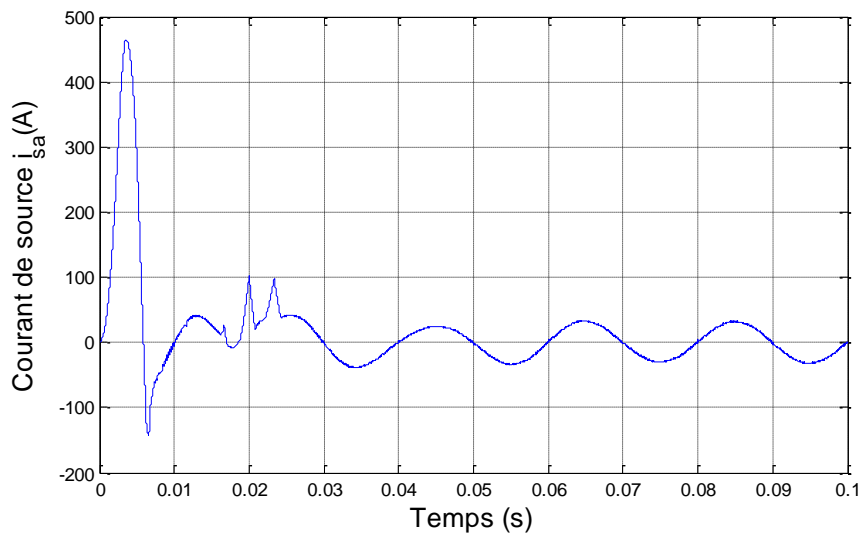


Figure III.47 : Allure du courant de source après filtrage actif parallèle.

La figure (III.48) représente le taux d'harmonique de distorsion (THD) du courant de source du dernier cycle qui est égal à 1,70 %. Nous observons que les harmoniques d'ordre $(6h \pm 1)$ sont presque disparus à cause de la fermeture du disjoncteur du filtre actif parallèle à l'instant 0 s.

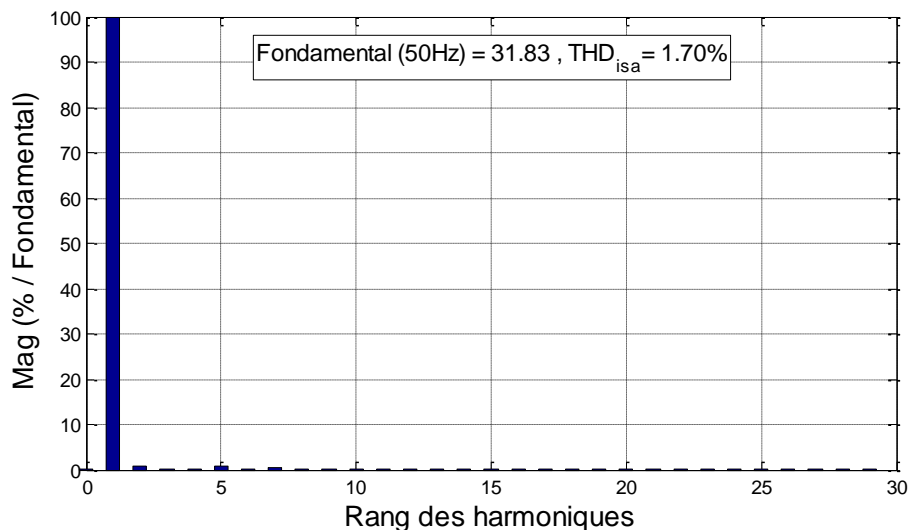


Figure III.48 : Le THD du courant de source après filtrage.

Ce résultat est très suffisant, puisque le courant est presque devenu sinusoïdal avec un THD acceptable par le réseau électrique.

La figure (III.49) représente le courant du filtre actif parallèle de la phase (a) i_{fa} avant et après la fermeture du disjoncteur à l'instant 0.06s. L'amplitude de son courant fondamental $|i_{fa}|$ est égal à 2,736 A.

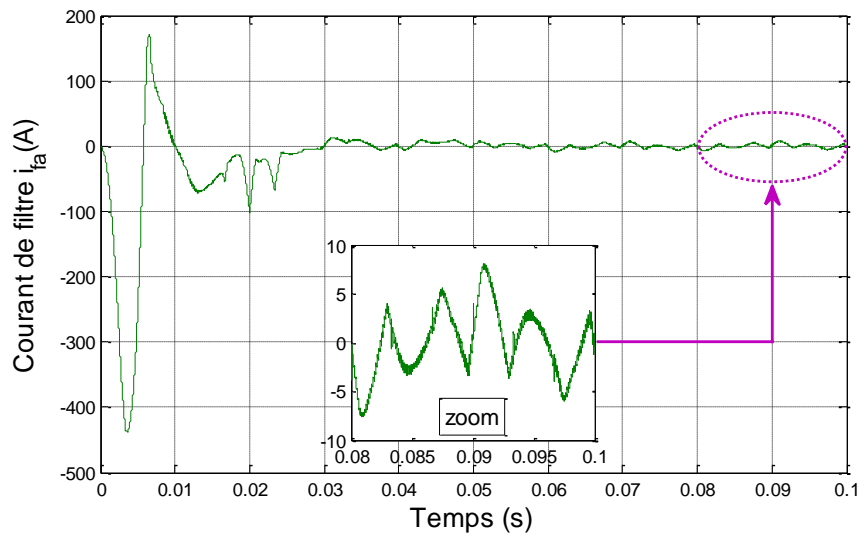


Figure III.49 : *Allure du courant de FAP.*

Les figures (III.50) et (III.51) représentent les puissances active et réactive respectivement. Ces résultats nous a permet de prouvé que le filtre actif parallèle utilisé commandé par la technique DPC a une meilleur qualité d'énergie dans le régime permanent, c'est-à-dire, les puissances active et réactive suivent bien ses références avec une précision voulue.

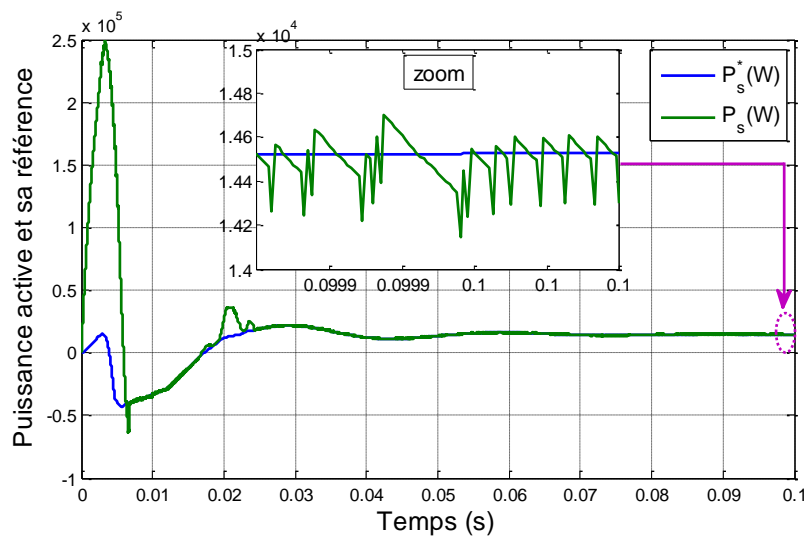


Figure III.50 : *Allures des puissances active et sa référence.*

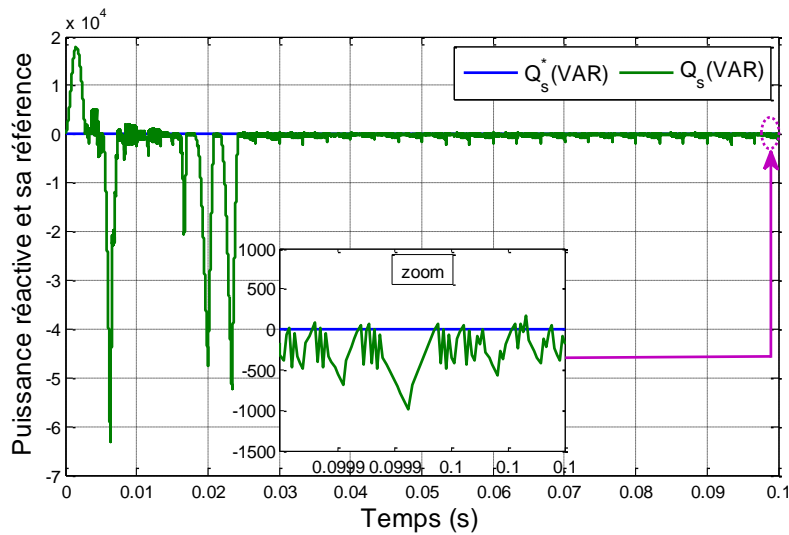


Figure III.51 : Allures de la puissance réactive et sa référence.

La figure (III.52) représente l'évolution des douze secteurs utilisés.

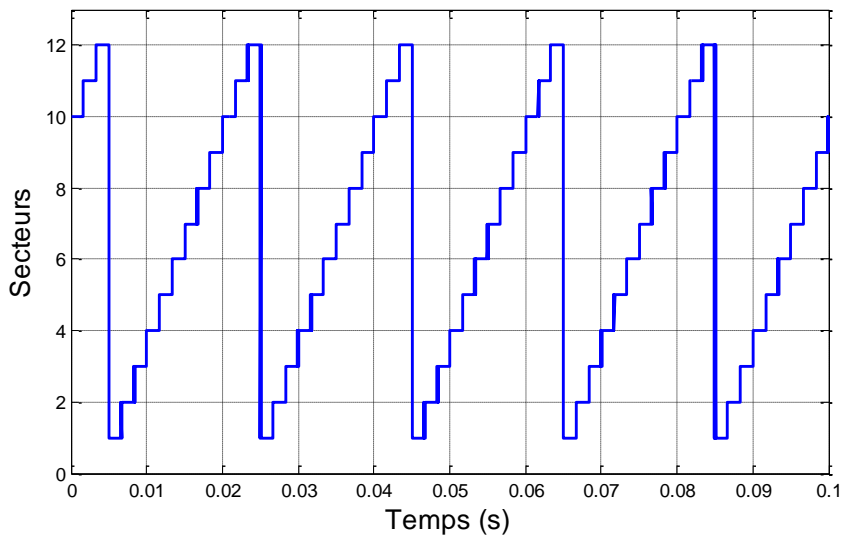


Figure III.52 : Allure des secteurs.

La figure (III.53) représente la tension continue V_{dc} de l'onduleur et sa référence V_{dc}^* . Nous constatons que le signal s'augmente à partir de 0 s (temps de fermeture du disjoncteur) et stabilise à la valeur de sa référence qui est égale à 160 V à l'instant 0,06 s. L'amortissement du dépassement entre ces deux instants est dû grâce à un régulateur PI jusqu'atteindre à la valeur de référence.

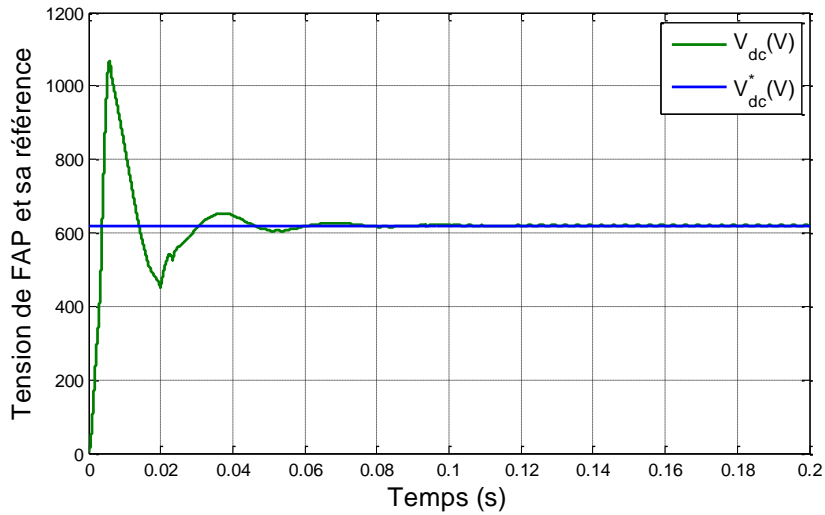


Figure III.53 : Allures de tension du bus continu de l'onduleur et sa référence.

La figure (III.54) représente la tension de source v_{sa} et le courant de source i_{sa} après filtrage. Nous pouvons voir aisément que l'écart du déphasage entre la tension de source et le courant de charge est peu important, tandis qu'avec le courant de source après le filtrage est devenu presque nul.

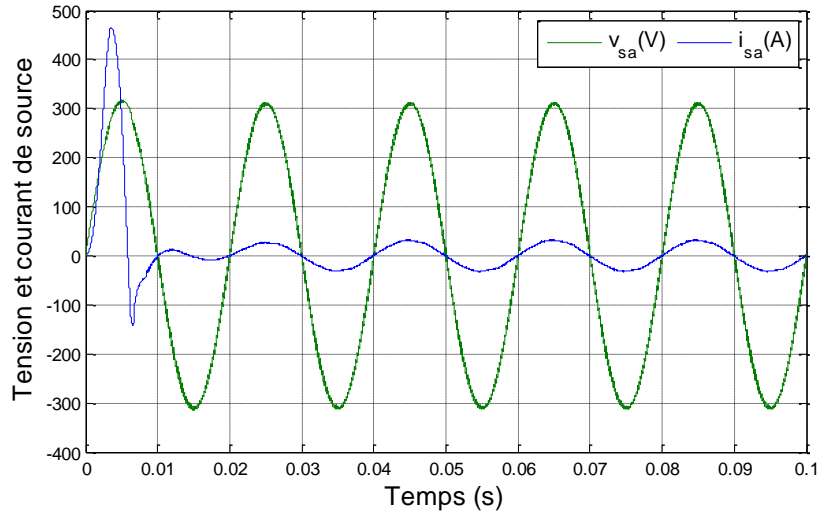


Figure III.54 : Allures de la tension et du courant de source.

La figure (III.55) illustre l'évolution du vecteur tension de source \vec{v}_s dans le repère (α, β)

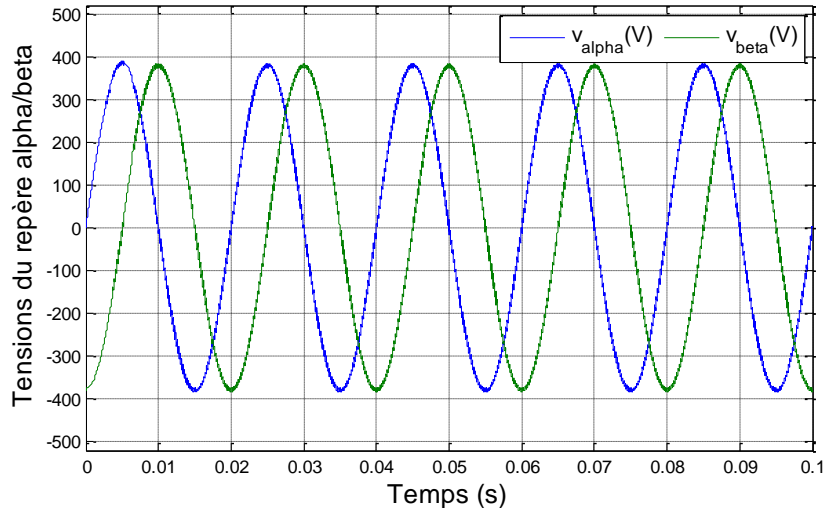


Figure III.55 : Signaux des composantes du vecteur de la tension de source \vec{v}_s dans le repère (α, β) .

La figure (III.56) décrit l'évolution du vecteur tension de source et ses douze secteurs dans le repère (α, β) .

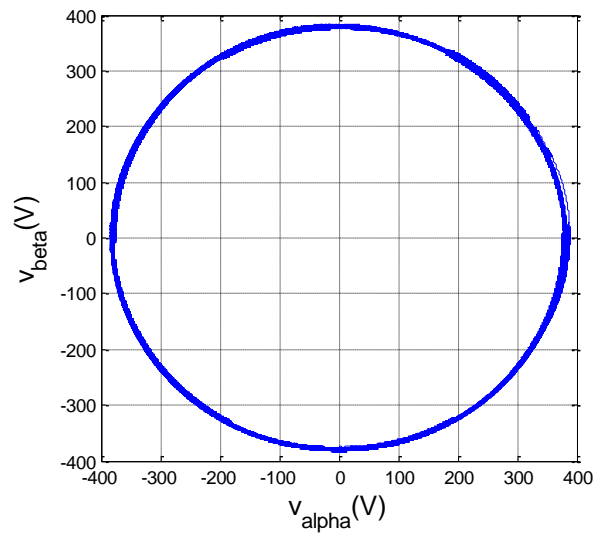


Figure III.56 : Résultats de simulation du vecteur de la tension de source dans le repère (α, β) .

La figure (III.57) représente la position angulaire θ en fonction du temps. La formule est comme suit :

$$\theta = \arctan\left(\frac{v_\beta}{v_\alpha}\right) \quad (\text{III.71})$$

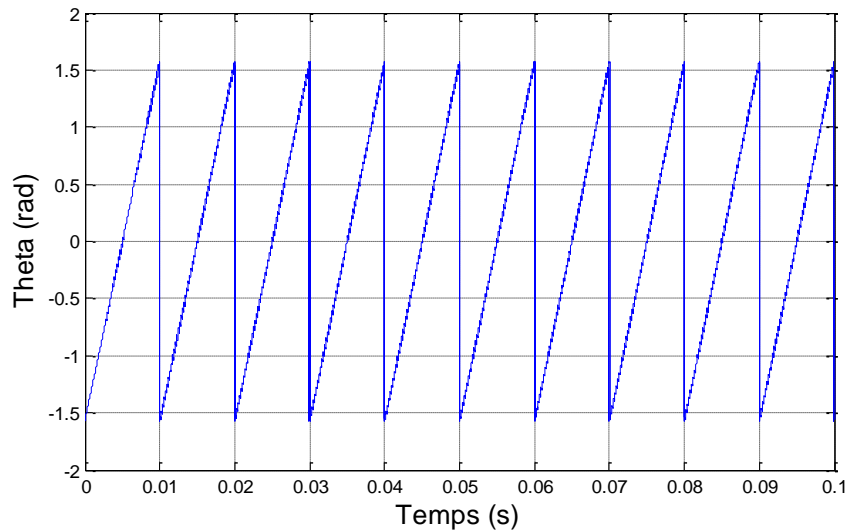


Figure III.57 : La position angulaire θ .

III.8 Commande par régulateur Proportionnel-Intégral avec la méthode PQ (PQ-PI)

III.8.1 Régulateur PI du courant de filtre avec la commande MLI à porteuse triangulaire

La méthode de la MLI à porteuse triangulaire, montrée dans la Figure (III.58), compare l'erreur entre le signal du courant et sa consigne avec une onde triangulaire (porteuse) d'une amplitude et d'une fréquence fixées. L'erreur passe par un correcteur Proportionnel-Intégral *PI* avant d'être comparée avec la porteuse triangulaire. En effet, ce sont les deux coefficients k_p et k_i du correcteur *PI* qui permettent de déterminer la réponse transitoire et l'erreur du régime permanent de cette méthode à porteuse triangulaire. Il a été empiriquement montré que les k_p et k_i calculés par les équations (III.72) et (III.73) donnent une bonne performance dynamique indifféremment sous des conditions transitoires ou permanentes [Dje-07].

$$k_p = \frac{L \cdot \omega_c}{2V_{dc}} \quad (III.72)$$

$$k_i = \omega_c \cdot k_p \quad (III.73)$$

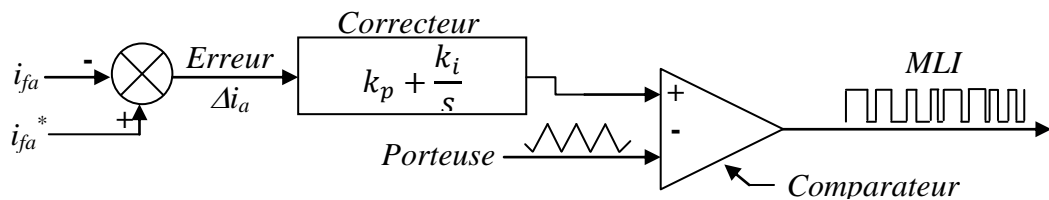


Figure III.58 : Signal MLI à porteuse triangulaire du régulateur PI de courant de filtre actif parallèle de la phase (a).

III.8.2 Schéma de principe de la commande

Le schéma de la Figure (III.59) illustre le principe de filtrage actif parallèle à deux niveaux commandé par la méthode des puissances instantanées active et réactives *p-q*. Le filtre est connecté aux points de connexion communs (PCC) en compensant les harmoniques injectés au réseau électrique et obtenant des courants sinusoïdaux.

Le régulateur du courant de filtre PI est placé entre l'algorithme *PQ* et la commande MLI intersective comme le montre la figure (III.59). Les paramètres du régulateur PI sont les suivants : $k_p=50$ et $k_i=0.004$.

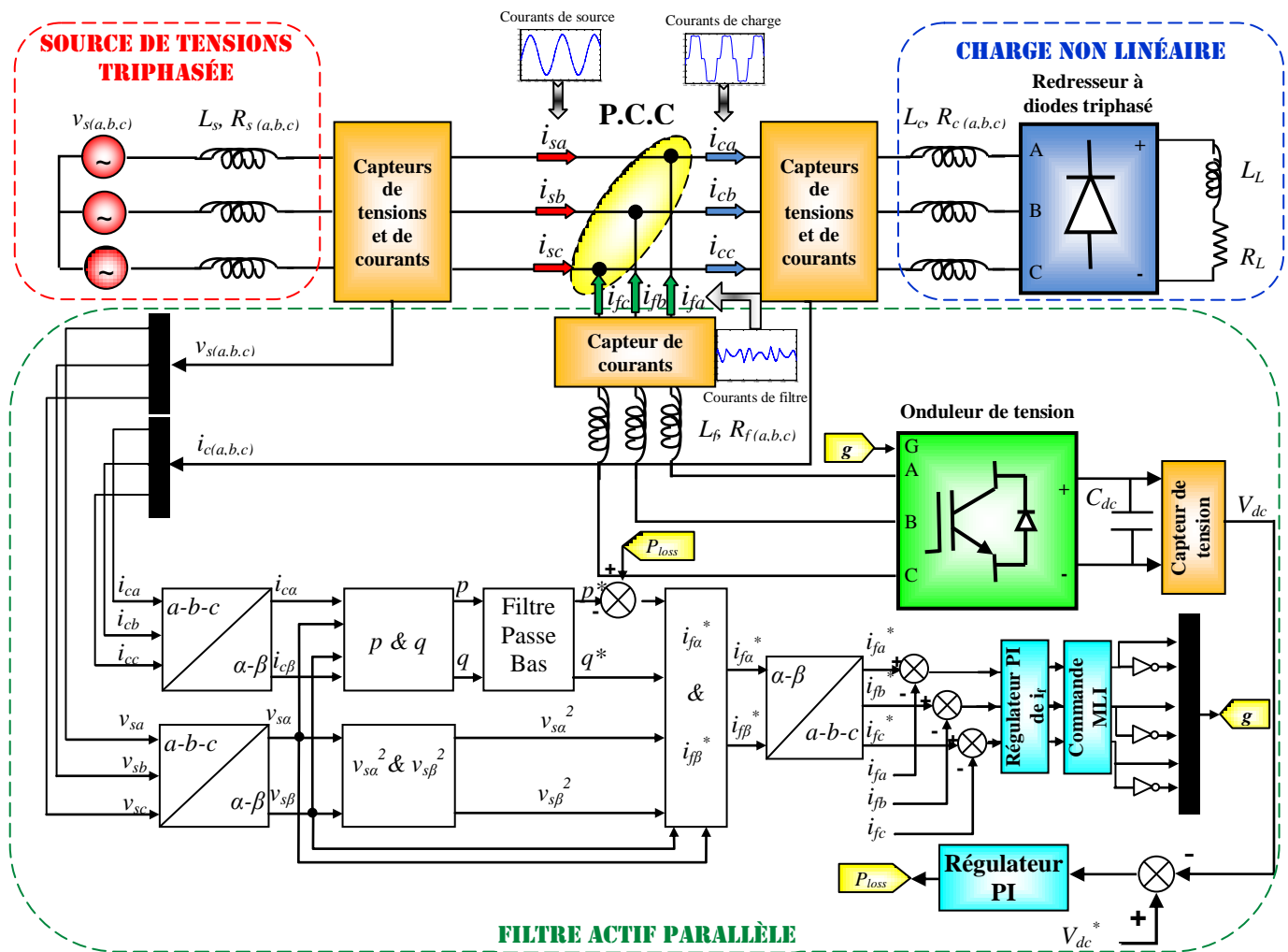


Figure III.59 : Schéma de principe du filtrage actif parallèle à deux niveaux commandé par PQ-PI.

III.8.3 Résultats de simulation

Les simulations ci-dessous sont faites grâce à l'environnement *MATLAB/Simulink*. Tout d'abord, nous avons commencé par les résultats du système avant l'application du FAP. Le THD du courant de charge qui est supérieur à 5 % nous a obligé de connecter un onduleur de tension en parallèle qui joue le rôle d'un générateur de courant a pour objectif de compenser tous les harmoniques en même temps. L'optimisation de la qualité d'énergie électrique est faite par deux sortes :

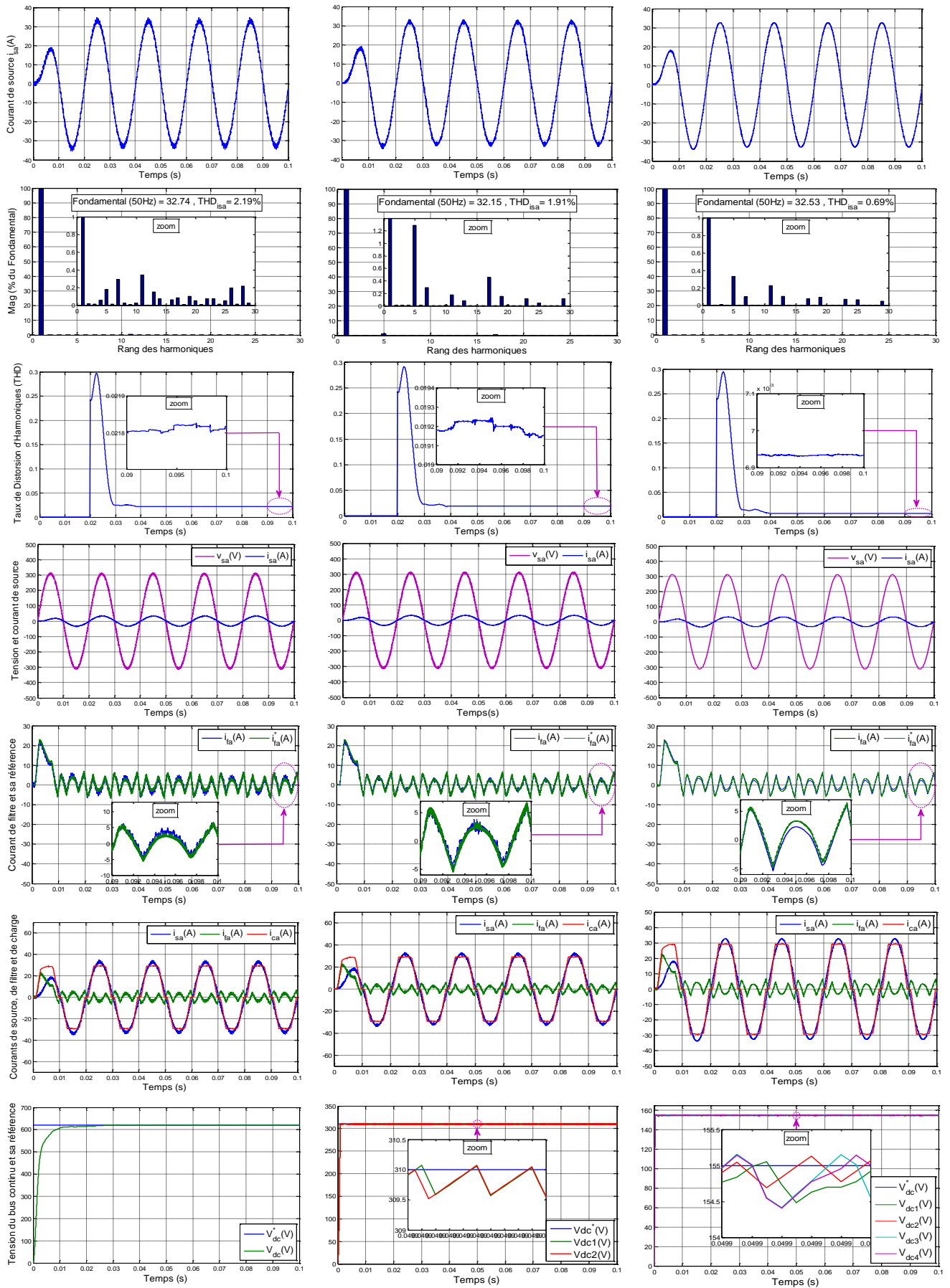
- ✓ La variation du type de l'onduleur (2, 3 et 5 niveaux) en gardant la même technique de commande ;
- ✓ La variation de la technique de commande (PQ-PI) en gardant le même type de l'onduleur.

En plus des paramètres du système de filtrage actif parallèle qui sont présentés précédemment, en ajoutant les paramètres du régulateur PI utilisé dans le tableau (III.6).

Tableau III. 6 : Paramètres du régulateur PI au filtrage actif parallèle par la commande PQ-PI.

	Paramètres	Valeurs numériques
Régulateur PI	Gain proportionnel K_p	50
	Gain intégral K_i	0,004

Les résultats de simulation du filtrage actif parallèle commandé par PQ-PI sous *MATLAB/Simulink* sont présentés sur la figure (III.60).



Deux niveaux
Trois niveaux
Cinq niveaux
Figure III.60 : Résultats de simulation du système de la phase (a) après filtrage actif parallèle à deux, à trois et à cinq niveaux à structure NPC commandé par la méthode PQ-PI.

✓ Interprétations

Les résultats de simulation obtenus sous *MATLAB/Simulink* dans la figure (III.60) présentent les principaux signaux du système après filtrage actif parallèle des trois types d'onduleurs (2, 3 et 5 niveaux) par la méthode classique PQ-PI.

D'abord, nous observons que l'allure du courant de source (i_{sa}) est devenue presque sinusoïdale, surtout avec l'augmentation du niveau de l'onduleur. C'est-à-dire, l'onde de i_{sa} à trois niveaux est bien lisse qu'à deux niveaux et l'onde de i_{sa} à cinq niveaux est mieux que les deux précédents.

Après, nous constatons que les analyses spectrales fréquentielle et temporelle montrent que le taux de distorsion des harmoniques du courant de source $THD_{i_{sa}}$ du dernier cycle est inversement proportionnel avec l'augmentation du niveau de l'onduleur. Ce qui veut dire, si on augmente le niveau du convertisseur, le $THD_{i_{sa}}$ se diminue.

Nous voyons clairement que le déphasage entre la tension v_{sa} et le courant i_{sa} de source est amélioré vers le zéro avec les trois types d'onduleur.

La compensation des harmoniques injectés par la charge non linéaire est assurée avec le courant délivré par le filtre actif parallèle i_{fa} qui suit sa référence i_{fa}^* . Ainsi, l'erreur e est diminuée quand le niveau de l'onduleur est augmenté. On obtient donc l'erreur par la formule (III.74).

$$e = i_{fa}^* - i_{fa} \quad (III.74)$$

La présentation des trois courants, de charge (i_{ca}), de source (i_{sa}) et de filtre (i_{fa}) montre que la déformation du courant de charge i_{ca} est compensée par le courant de filtre i_{fa} et résultant le courant de source i_{sa} qui devenu sinusoïdal par la formule (III.75).

$$i_{sa} = i_{ca} - i_{fa} \quad (III.75)$$

Enfin, nous avons obtenu une bonne poursuite de la tension du bus continu V_{dc} avec sa référence V_{dc}^* qui est égale à 620 V pour l'onduleur à 2 niveaux, ainsi les deux tensions V_{dc1} et V_{dc2} avec ses références V_{dc}^* est égale à 310 V pour l'onduleur à 3 niveaux et les quatre tensions V_{dc1} , V_{dc2} , V_{dc3} et V_{dc4} avec ses références V_{dc}^* qui est égale à 155 V pour l'onduleur à 5 niveaux. Cette poursuite prouve la fiabilité des choix des gains k_p et k_i du régulateur PI utilisé.

III.9 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons présenté la modélisation et simulation de l'ensemble réseau, filtre actif parallèle et charge polluante. La méthode des puissances réelles et imaginaires instantanées a été utilisée pour générer les courants de références. La méthode d'identification utilisée s'adapte bien aux variations de la charge non linéaire. Plusieurs cas de simulation accompagnés d'une analyse temporelle et d'une analyse spectrale ont été effectués à partir du modèle de l'ensemble réseau, filtre actif parallèle et charge polluante. Les résultats de simulation obtenus des trois stratégies de commande classiques (SVPWM, DPC et PI) montrent que le filtre actif parallèle dépollue efficacement le réseau électrique des harmoniques générées par la charge non linéaire. Mais cela ne l'empêche pas que ces techniques ne conviennent pas des inconvénients tels que la réaction (temps de réponse), la stabilité et la robustesse.

Afin d'améliorer les résultats obtenus par les techniques classiques (temps de réponse, stabilité du système et la robustesse), nous appliquerons dans le chapitre suivant les techniques d'intelligence artificielle par logique floue (type-1 et type-2) pour évaluer leurs performances en régime statique et dynamique.

Chapitre (IV)

Stratégies de commande modernes d'un filtre actif parallèle de puissance

IV.1 Introduction

Comme nous avons dit à la clôture de troisième chapitre, qu'il y a des inconvénients dans les techniques de commande classiques, les chercheurs ont découvert d'autres techniques modernes pour améliorer la qualité de l'énergie électrique de telle façon plus fiables et plus efficace qui sont basées sur les intelligences artificielles comme la logique floue.

Parmi les stratégies de commande modernes, nous nous sommes intéressés dans le cadre de ce travail à la commande par logique floue. Dans ce contexte, nous utiliserons un contrôleur flou pour le réglage de la tension du bus continu de l'onduleur tension triphasé. Le contrôleur flou proposé possède une meilleure réponse dynamique par rapport au régulateur classique *PI*. A cet effet, deux stratégies ont été proposées :

- ✓ la première stratégie est basée sur le régulateur flou type-1 (LFT-1) ;
- ✓ et la deuxième, est basée sur le régulateur flou amélioré, dite type-2 (LFT-2).

Dans ce chapitre, nous verrons une étude comparative entre les trois types de l'onduleur (à deux, à trois et à cinq niveaux) pour le régulateur LFT-1 et seulement l'onduleur à cinq niveaux pour le régulateur LFT-2.

IV.2 Commande par Logique Floue Type-1 avec la méthode PQ (PQ-LFT1)

IV.2.1 Schéma de principe de la commande PQ-LFT1

En appliquant le même montage de la figure (III.53) en lui remplaçant le régulateur *PI* par un régulateur flou type-1 de courant de filtre comme le montre la figure (IV.1).

IV.2.2 Principe du contrôleur flou type-1

La logique floue sert à représenter une connaissance incertaine et imprécise du système, alors que la commande floue permet de prendre une décision même si nous ne pouvons pas estimer les entrées/sorties uniquement à partir de prédicats incertains [Ben-05][Ben-16]. La figure (IV.2) montre le schéma synoptique du contrôleur flou, qui possède deux entrées: l'erreur (e), ($e=i_{fa}^* - i_{fa}$) et sa dérivée (de), et une sortie, la commande (c) [Mor-17].

MAMDANI a présenté pour la première fois, la technique de réglage par la logique floue et il a conçu le premier contrôleur flou. Ce contrôleur est construit autour d'un organe de décision manipulant des règles subjectives et imprécises. Pour les experts qui connaissent bien le système, l'obtention de ces règles est assez facile.

MACVICAR et WHELAN ont fait une analyse sur les bases des règles de MAMDANI et ont proposé une matrice des règles qui possède deux entrées, l'erreur et sa variation, en se basant sur les deux principes suivants [Leo-97] [Tza-90].

- Si la sortie à régler est égale à la valeur désirée et la variation de l'erreur est nulle, la commande sera maintenue constante.
- Si la sortie à régler diverge de la valeur désirée, l'action sera dépendante du signe et de la valeur de l'erreur et de sa variation.

La structure du régulateur flou proposée par MAMDANI pour un système simple a une seule entrée et une seule sortie (figure IV.2).

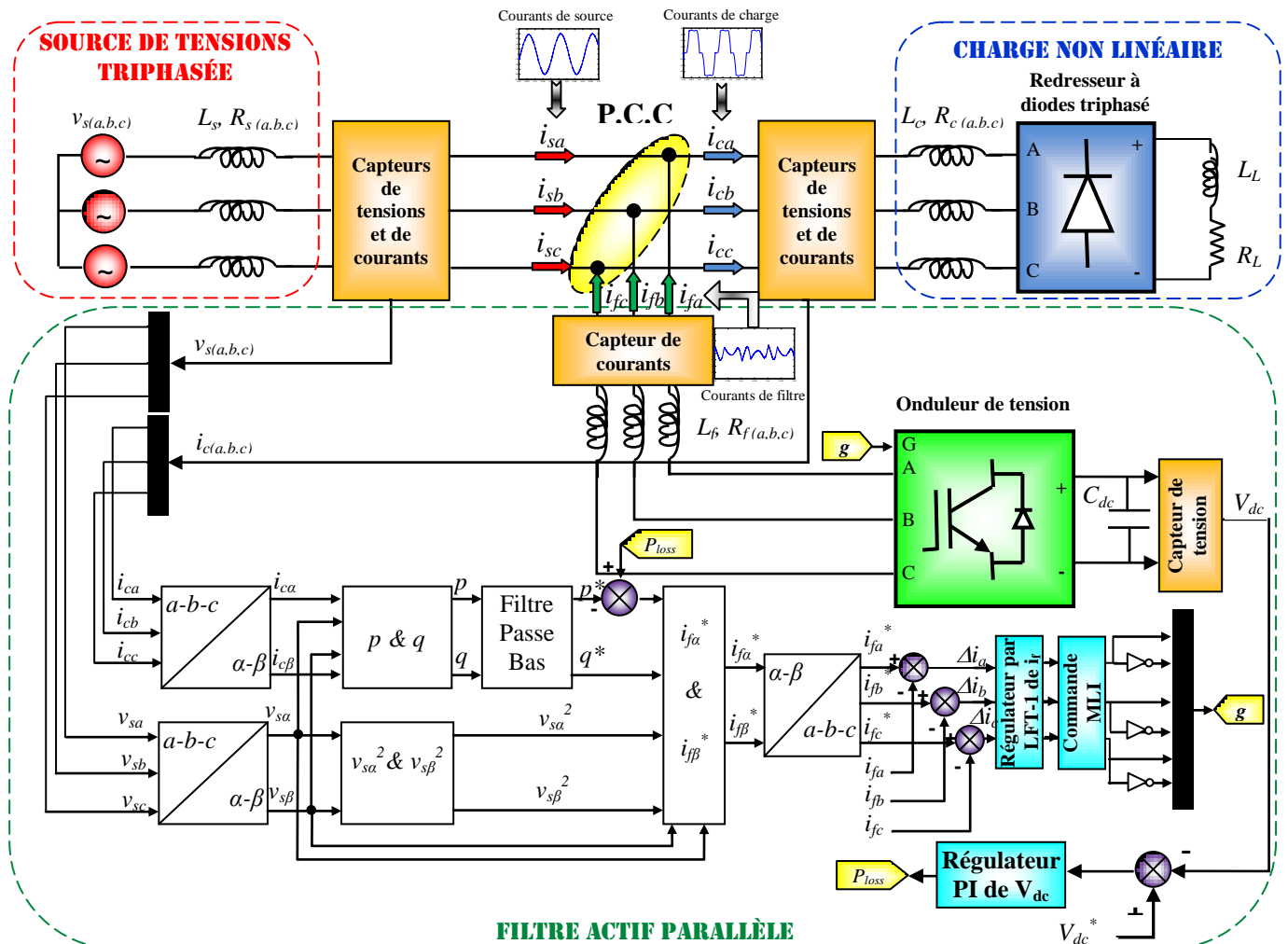


Figure IV.1 : Schéma de principe du filtrage actif parallèle à deux niveaux commandé par PQ-LFT1.

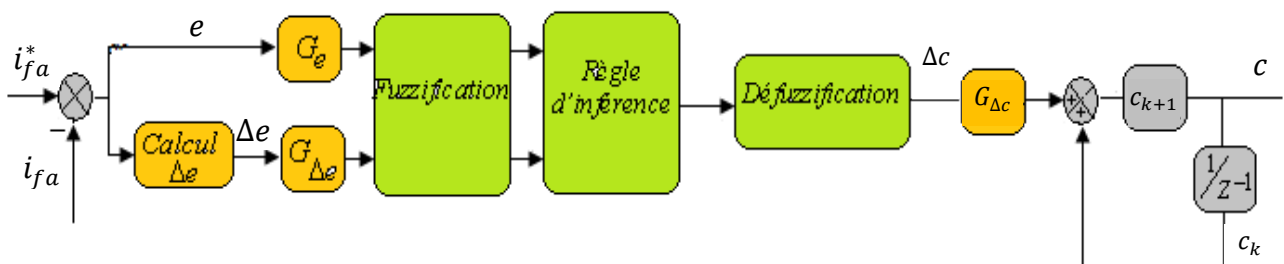


Figure IV.2 : Schéma synoptique du contrôleur flou type-1.

La figure (IV.3) illustre les étapes du contrôleur flou dans la base de règles et de définitions considérées: fuzzification, mécanisme d'inférence et défuzzification.

Cette étape consiste à transformer les correcteurs passe-bas classiques (FPB) sur les correcteurs flous. Les principales caractéristiques du contrôleur flou sont:

- Sept ensembles flous pour chacune des deux entrées (e , de) avec des fonctions d'appartenance triangulaires.
- Sept ensembles flous pour la sortie avec des fonctions d'appartenance rectangulaires.
- Implications utilisant l'opérateur minimum, mécanisme d'inférence basé sur une implication floue contenant sept règles floues.
- Défuzzification en utilisant la méthode "centroïd".

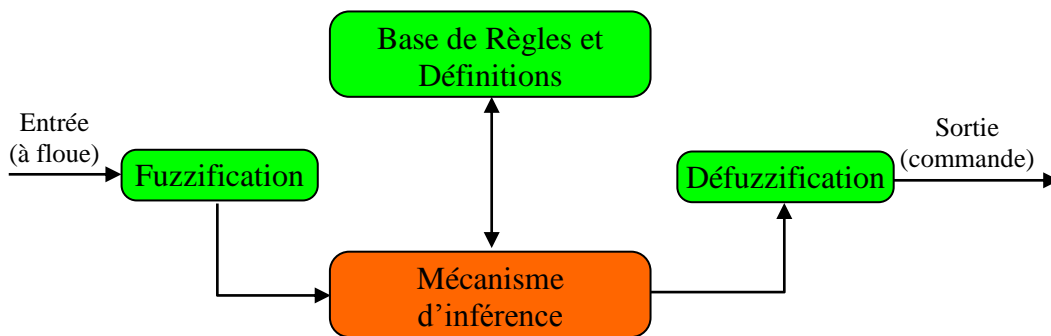


Figure IV.3 : Construction du contrôleur flou type-1.

L'intervalle d'intérêt de chaque variable linguistique en entrée et en sortie est subdivisé en sept (7) classes. Chacune des classes lui est associée une fonction d'appartenance.

Ces classes sont notées comme suit :

- NG : Négative Grande NM : Négative Moenne NP : Négative Petite
 Z : Zero
 PP : Positive Petite PM : Positive Moyenne PG : Positive Grande

En se basant sur la méthode de superdivision dans le plan de phase, on déduit les lois de commande suivantes :

Tableau (IV.1) : Table des règles de commande par logique floue type-1.

e	NG	NM	NP	Z	PP	PM	PG
NG	NG	NG	NG	NG	NM	NP	Z
NM	NG	NG	NG	NM	NP	Z	PP
NP	NG	NG	NM	NP	Z	PP	PM
ZR	NG	NM	NP	Z	PP	PM	PG
PP	NM	NP	Z	PP	PM	PG	PG
PM	NP	Z	PP	PM	PG	PG	PG
PG	Z	PP	PM	PG	PG	PG	PG

L'établissement des règles floues est basé sur le signe et la variation de l'erreur (e). Comme expliqué sur la figure (IV.4), et sachant que (e) augmente si sa dérivée (de) est positive, constante si (de) est égale à zéro, décroissante si (de) est négative, positive si ($i_f^* > i_f$), zéro si ($i_f^* = i_f$), et négative si ($i_f^* < i_f$).

La figure (IV.4) représente les courants de filtres i_{fa} , sa référence i_{fa}^* et l'erreur e .

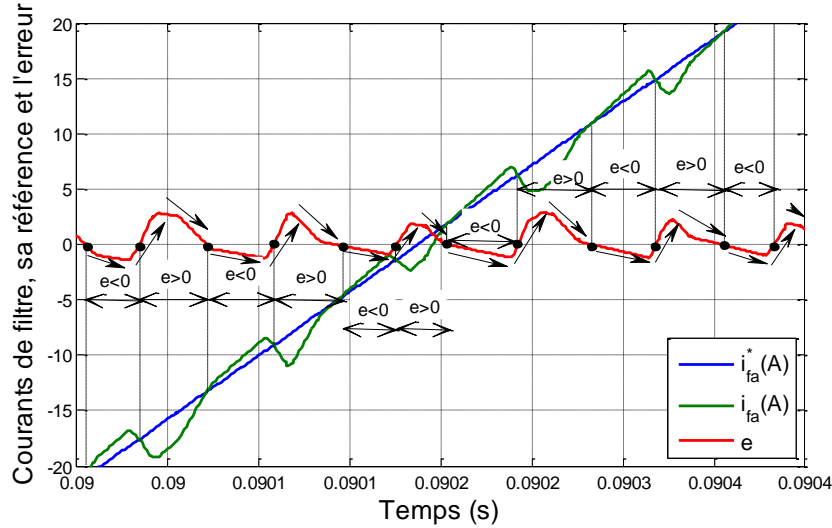


Figure IV.4 : Etablissement des règles floues en fonction du sens d'évolution et du signe algébrique de l'erreur e .

$$\mu(c(t)) = \max_{j=1}^m [\mu_{A1j}(e(t)), \mu_{A2j}(\Delta e(t)), \mu_{Bj}(c(t)),] \quad (IV.1)$$

La sortie floue $c(t)$ peut être calculée par la défuzzification du centre de gravité comme suit:

$$\Delta c = \frac{\sum_{i=1}^n c_i \mu_{\Delta c_i}}{\sum_{i=1}^n \mu_{\Delta c_i}} \quad (IV.2)$$

La forme la plus générale de cette loi de commande est :

$$c_{k+1} = c_k + G_{\Delta c} \Delta c_{k+1} \quad (IV.3)$$

Où $G_{\Delta c}$: Gain associé à la commande Δc_{k+1} , généralement choisi faible pour assurer la stabilité du système et Δc_{k+1} : Variation de la commande.

L'erreur (e) et sa variation (Δe) sont normalisées comme suit :

$$x_e = \frac{e}{G_e} \quad (IV.4)$$

$$x_{\Delta e} = \frac{\Delta e}{G_{\Delta e}} \quad (IV.5)$$

Où, G_e , $G_{\Delta e}$ et $G_{\Delta c}$ représentent les gains d'adaptation et de normalisation. Ils jouent un rôle extrêmement important. En effet, ces gains fixeront les performances de la commande.

L'intervalle d'intérêt de chaque variable d'entrée est subdivisé en sept classes, et celui de la sortie est subdivisé en sept classes, comme le montre la Figure (IV.5).

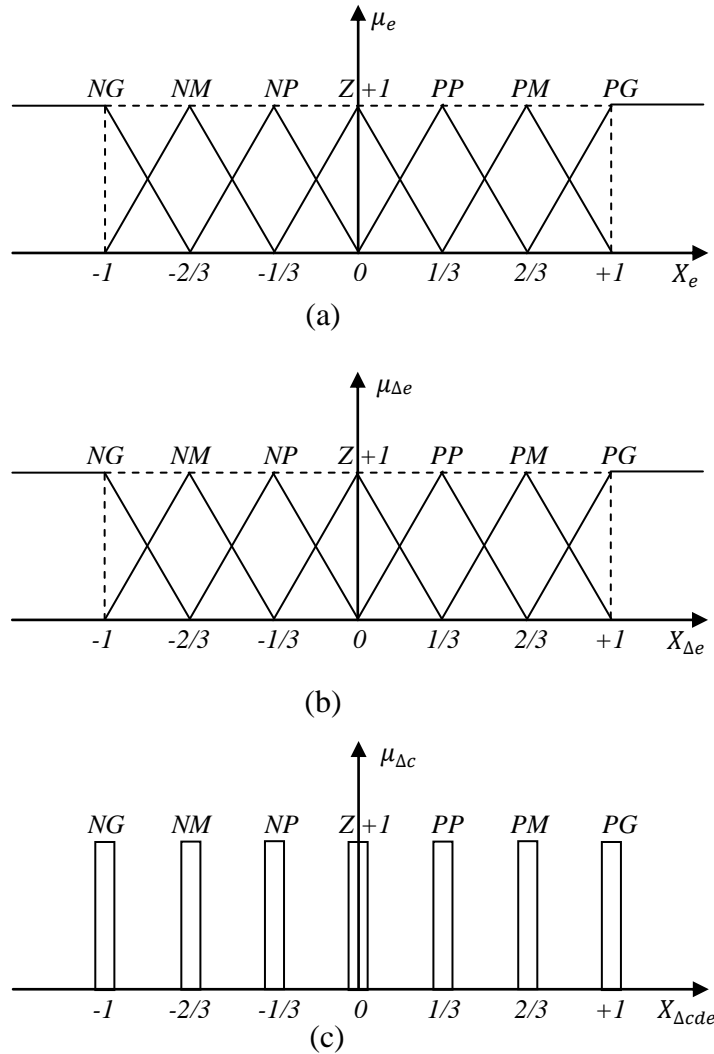


Figure IV.5 : Les fonctions d'appartenance des différentes variables linguistiques (LFT-1). (a : pour l'erreur ; b : pour la variation de l'erreur ; c : pour la variation de la commande)

Les règles de commande s'écrivent comme suite :

Si (e est NG) et (Δe est NG) alors Δc est NG ; Ou :

Si (e est Z) et (Δe est Z) alors Δc est Z ; Ou :

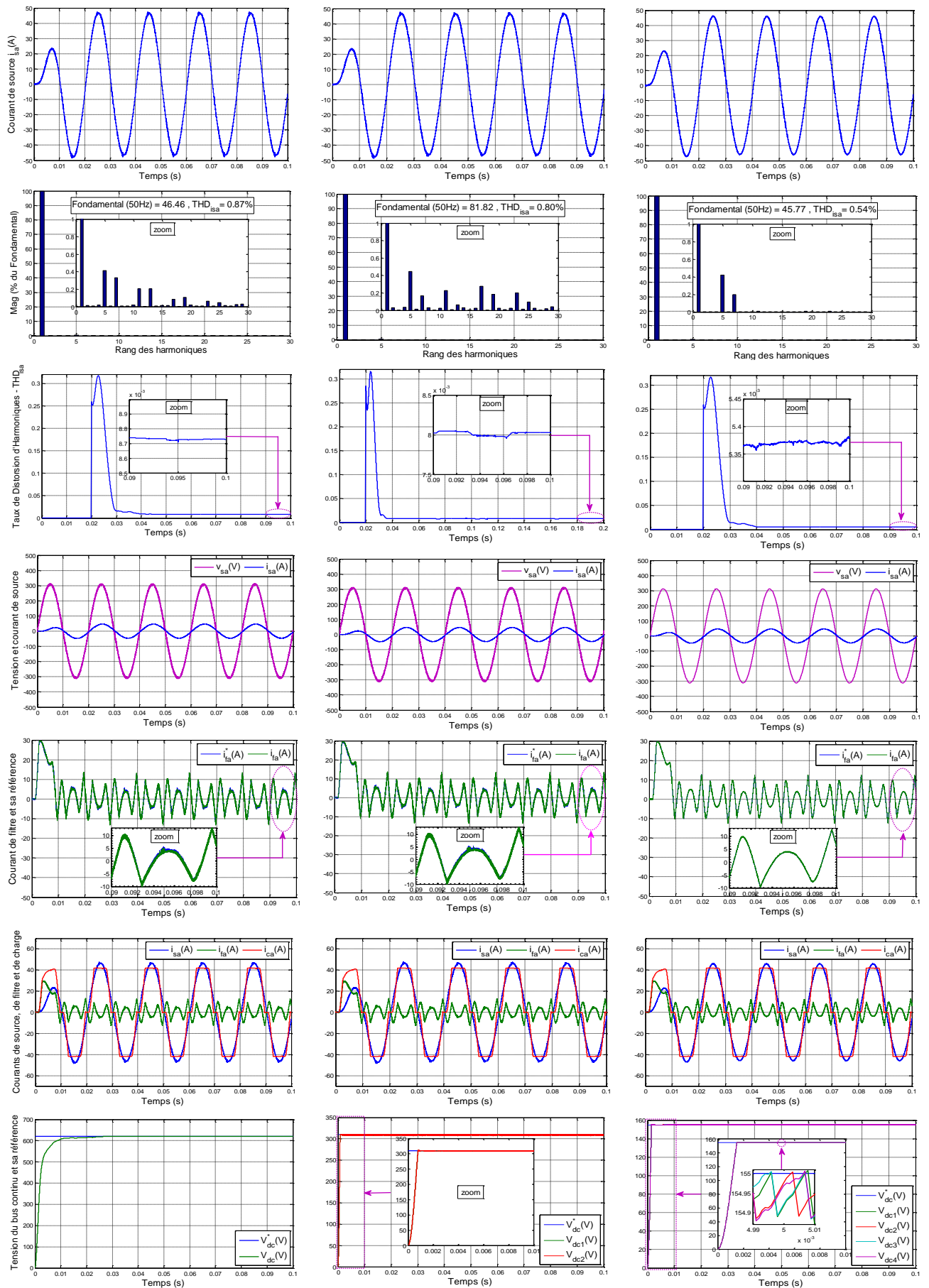
Si (e est PG) et (Δe est PG) alors Δc est PG.

La déffuzzification se fait par la relation des hauteurs pondérées donnée comme suit :

$$\Delta c = \frac{\sum_{i=1}^n c_i \mu_{\Delta c_i}}{\sum_{i=1}^n \mu_{\Delta c_i}} \quad (IV.6)$$

IV.2.3 Résultats de simulation

Les résultats de simulation du filtrage actif parallèle commandé par PQ-LFT1 sous MATLAB/Simulink sont présentés sur la figure (IV.6).



Deux niveaux **Trois niveaux** **Cinq niveaux**
Figure IV.6 : Résultats de simulation du système de la phase (a) après filtrage actif parallèle à deux, à trois et à cinq niveaux à structure NPC commandé par la méthode PQ-LFT1.

✓ Interprétations

De même manière comme nous avons expliqué pour la commande PQ-PI, la figure (IV.6) présente les mêmes caractéristiques et paramètres, mais avec la commande floue qui remplace le régulateur PI. Nous remarquons que les résultats obtenus sont mieux et nous donnent une meilleure qualité d'énergie électrique.

Le courant de source i_{sa} est devenu presque purement sinusoïdal avec tous les types des ondulateurs.

Voyons aussi que la diminution des THDs_{isa} qui prennent les valeurs 0,87% pour le filtre à 2 niveaux, 0,80% pour le filtre à 3 niveaux et 0,54% pour le filtre à 5 niveaux.

Ainsi le déphasage entre v_{sa} et i_{sa} est bien amélioré tend vers zéro, ce qui nous donne un facteur de puissance tend vers l'unité.

Nous observons clairement la poursuite du courant i_{fa} à sa référence i_{fa}^* surtout avec le filtre actif à cinq niveaux ce qui résulte que l'erreur est tend vers zéro.

Concernant la compensation des courants harmoniques est bien remarquable sur les graphes des trois courant i_{fa} , i_{ca} et i_{sa} .

Et enfin, nous avons obtenu une bonne poursuite de la tension du bus continu V_{dc} avec sa référence V_{dc}^* qui est égale à 620 V pour l'onduleur à 2 niveaux, ainsi les deux tensions V_{dc1} et V_{dc2} avec leur référence V_{dc}^* est égale à 310 V pour l'onduleur à 3 niveaux et les quatre tensions V_{dc1} , V_{dc2} , V_{dc3} et V_{dc4} avec leur référence V_{dc}^* qui est égale à 155 V pour l'onduleur à 5 niveaux. Cette poursuite prouve la fiabilité et la robustesse de la commande floue type1 par rapport à celle utilisé avec le régulateur PI.

IV.3 Commande par Logique Floue Type-2 avec la méthode PQ (PQ-LFT2)

IV.3.1 Concept des ensembles flous de type-2 (EFT-2)

Le concept des ensembles flous type-2 a été introduit par Zadeh comme extension du concept de l'ensemble flou ordinaire appelé ensemble flou type-1. Un ensemble flou type-2 est caractérisé par une fonction d'appartenance floue, c'est-à-dire, la valeur d'appartenance (degré d'appartenance) de chaque ensemble flou dans [0 1]. De tels ensembles, peuvent être utilisés dans les situations où nous avons de l'incertitude dans les valeurs d'appartenance elle-même. L'incertitude Peut être soit dans la forme de la fonction d'appartenance ou dans l'un de ses paramètres. Donc, les ensembles flous type-1 peuvent être considérés comme une approximation du premier ordre de l'incertitude, alors que les ensembles flous type-2 seront considérés comme approximation du deuxième ordre. Dans ce chapitre nous allons présenter les principes de base et le fondement théorique de la logique floue type-2 [Men-02].

IV.3.2. Ensemble Flou Type-2

Un ensemble flou Type-2 est une extension de l'ensemble flou Type-1. Il a des degrés d'appartenance qui sont eux-mêmes flous. À chaque valeur de la valeur primaire (pression, température,...etc.), l'appartenance est une fonction et non pas une valeur, fonction d'appartenance secondaire, dont le domaine, appartenance primaire, est dans l'intervalle [0, 1] et dont la rangé, degrés secondaires, doit Etre aussi dans l'intervalle [0, 1]. La FA d'un ensemble flou Type-2 est donc tridimensionnel, et c'est cette nouvelle troisième dimension qui fournit de nouveaux degrés de liberté dans la conception pour traiter l'incertitude. Ces ensembles sont très utiles dans les situations où il est difficile de déterminer la FA exacte pour un ensemble flou. Afin de mieux illustrer l'utilité de cet ensemble, nous présentons un petit exemple dans ce qui suit.

Définition 1 : Un ensemble flou Type-2, dénoté par \tilde{A} , est caractérisé par une FA Type-2 $\mu_{\tilde{A}}(x, u)$, où $x \in X$ et $u \in J_x \subseteq [0, 1]$:

$$\tilde{A} = \{(x, u), \mu_{\tilde{A}}(x, u) | \forall x \in J_x \subseteq [0, 1]\} \quad (IV.7)$$

Où $0 \leq \mu_{\tilde{A}}(x, u) \leq 1$.

Cet ensemble peut être aussi exprimé par :

$$\tilde{A} = \int_{x \in X} \int_{u \in J_x} \mu_{\tilde{A}}(x, u) / (x, u) J_x \subseteq [0, 1] \quad (IV.8)$$

Où $\int \int$ dénote l'union sur x et u .

Définition 2 : à chaque valeur de x , soit $x = \acute{x}$, le plan 2D dont les axes sont u et le plan 2D dont les axes sont u et $\mu_{\tilde{A}}(x, u)$ est applé la partie verticale de $\mu_{\tilde{A}}(x, u)$.

Une FA secondaire est une partie verticale de $\mu_{\tilde{A}}(x, u)$. C'est $\mu_{\tilde{A}}(x = \acute{x}, u)$ pour $\acute{x} \in X$ et $\forall u \in J_{\acute{x}} \subseteq [0, 1]$.

$$\mu_{\tilde{A}}(x = \acute{x}, u) = \mu_{\tilde{A}}(\acute{x}) = \int_{u \in J_{\acute{x}}} f_{\acute{x}}(u) / u J_{\acute{x}} \subseteq [0, 1] \quad (IV.9)$$

Où $0 \leq f_{\acute{x}}(u) \leq 1$. Nous référons à $\mu_{\tilde{A}}(x)$ comme une FA secondaire ; c'est un EF type-1 ensemble secondaire.

En se basant sur le concept des ensembles secondaires, on peut interpréter un EF Type-2 comme l'union de tous les ensembles secondaires :

$$\tilde{A} = \{(x, \mu_{\tilde{A}}(x)) | \forall x \in X\} \quad (IV.10)$$

Ou :

$$\tilde{A} = \int_{x \in X} \mu_{\tilde{A}}(x) / x = \int_{x \in X} \left[\int_{u \in J_x} f_x(u) / u \right] / x J_x \subseteq [0, 1] \quad (IV.11)$$

Le domaine d'une FA secondaire est appel l'appartenance primaire de x . Dans (IV.11), J_x est l'appartenance primaire de x , ou $J_x \subseteq [0, 1] \forall x \in X$.

L'amplitude d'une FA secondaire est appelé un degré secondaire. Dans (IV.11), $f_x(u)$ est un degré secondaire. L'incertitude dans les appartenances primaires d'un EF Type-2, \tilde{A} , consiste en une région limitée que nous appellerons l'empreinte de l'incertitude (Footprint Of Uncertainty (FOU)). C'est l'union de toutes les appartenances primaires :

$$FOU(\tilde{A}) = \cup_{x \in X} J_x \quad (IV.12)$$

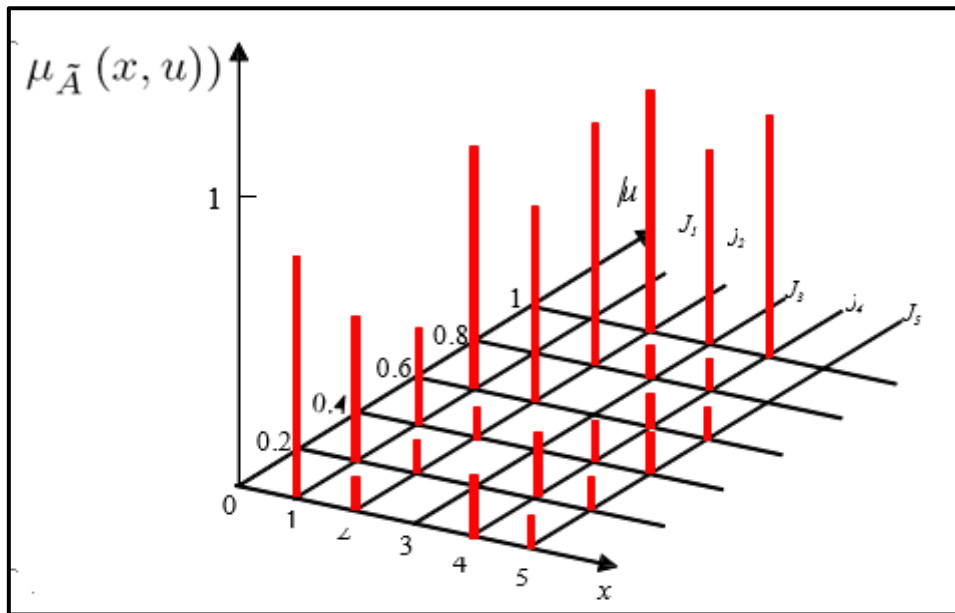


Figure IV.7 : Exemple d'une fonction d'appartenance Type-2.

IV.3.2.1 Ensemble Flou Type-2 Intervalle

Quand $f_x(u) = 1, \forall u \in J_x \subseteq [0,1]$, les FAs secondaires sont des ensembles intervalles.

Si les FAs secondaires sont des ensembles intervalles pour $\forall x \in X$, une FA Intervalle Type-2 (IT2) aura lieu.

Une FA secondaire intervalle reflète une incertitude uniforme aux appartenances primaires de x [Men-02], l'uniformité de l'ombre de la FOU sur la Figure (IV.8) signifie que les poids ou les possibilités sont uniformes. Un ensemble flou Type-2 Intervalle est complètement décrit par sa FOU.

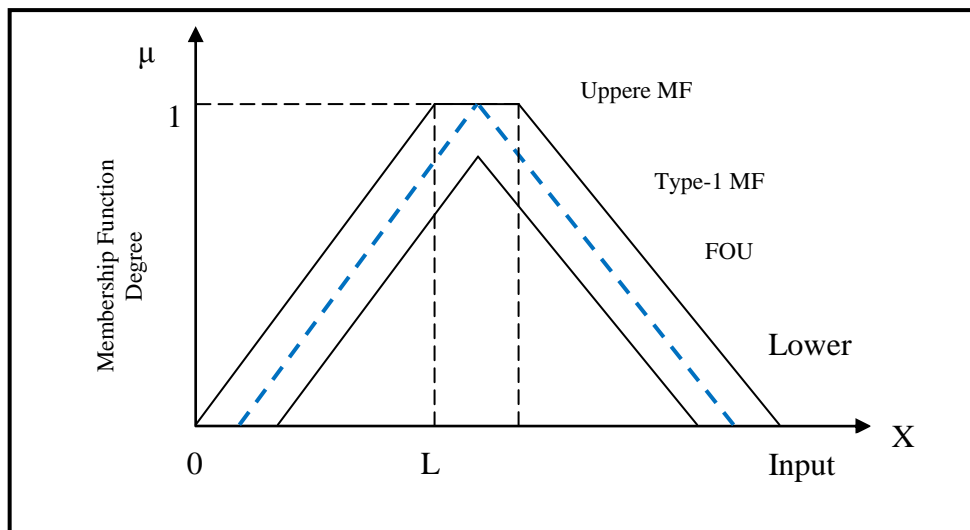


Figure IV.8 : Fonction d'appartenance intervalle flou type-2.

$$\tilde{A} = 1/_{FOU(\tilde{A})} \quad (IV.13)$$

La notation dans (IV.3) signifie que le degré secondaire est égal à 1 pour tous les éléments du $FOU(\tilde{A})$.

La plupart des applications utilisent plutôt les ensembles flous IT2 que les Type-2 généraux, parce que le calcul des applications l'utilisant est nettement plus facile.

De plus, bien que les EFs Type-2 présentent plus de degré de liberté de traitement d'incertitudes que les EFs IT2, le choix de leurs FAs secondaires reste une question très délicate. L'extension des ensembles flous Type-1 se fait beaucoup plus à son congénère IT2 que Type-2.

IV.3.2.2 Types d'ensembles flous type-2

Il existe différents types d'ensembles flous type-2 :

- ✓ Ensemble flou type-2 gaussien : Le degré d'appartenance de chaque point est un ensemble flou type-1 gaussien dont le domaine de définition est inclus dans l'intervalle $[1, 0]$;
- ✓ Ensemble flou type-2 triangulaire : Le degré d'appartenance de chaque point est un ensemble flou type-1 triangulaire dont le domaine de définition est inclus dans l'intervalle $[1, 0]$;
- ✓ Ensemble flou type-2 intervalle : Le degré d'appartenance de chaque point est un ensemble ordinaire dont le domaine de définition est inclus dans l'intervalle $[1, 0]$.

IV.3.3 Contrôleur de Logique Floue Type-2

Les différentes sources d'incertitude dans un système d'inférence floue ont été évoquées par Mendel dans ses différents travaux [Men-01]. Les incertitudes aux niveaux des prémisses et des conclusions se traduisent par des fonctions d'appartenance incertaines qui représentent des ensembles flous Type-2.

Dans la logique floue, nous pouvons considérer le calcul de la sortie défuzzifiée d'un CLF Type-1 comme congénère à la moyenne d'une densité de probabilité. Tout comme la variance d'une densité de probabilité fournit une mesure de dispersion autour de la moyenne et est utilisée pour mieux saisir l'incertitude probabiliste dans les conceptions statistiques, un CLF a besoin d'une mesure de dispersion pour mieux saisir les incertitudes contenues dans les règles et que la sortie certaine d'un CLF Type-1 ne pourrait donner. La logique floue Type-2 fournit cette mesure de dispersion et semble être nécessaire pour concevoir les systèmes flous qui contiennent des règles incertaines.

Dans un système donné, on veut souvent avoir une sortie à valeur déterminée interprétable par l'utilisateur à partir d'une entrée certaine. On est alors astreint à ajouter à la LF, qui établit un ensemble flou en fonction d'un ensemble flou, deux processus à l'entrée et à sortie. Le premier processus est celui de fuzzification qui fait correspondre un ensemble flou à une valeur, le deuxième est le processus de sortie qui est constitué d'un processus de réduction de type suivi d'un processus de défuzzification. Ceci donne naissance à un CLF ou SIF Type-2.

Dans cette perspective, nous présentons dans cette section un aperçu sur le système d'inférence floue Type-2 tout en détaillant les différents blocs qui le constituent (figure IV.9).

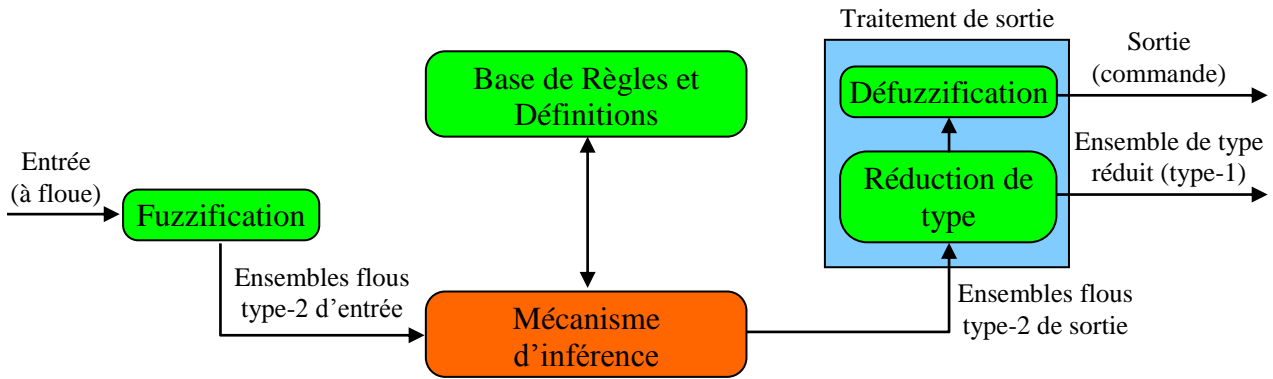


Figure IV.9 : Système d'inférence floue type-2.

IV.3.3.1 Base de Règles

Lorsque les règles sont recueillies en interrogeant des experts, si on interrogeait des experts sur les positions et les écarts type des ensembles flous associés aux prémisses et aux conclusions, il est très probable que nous obtiendrions des réponses différentes de chaque expert. Ceci conduirait à des incertitudes statistiques sur les positions et les écarts type des prémisses et conclusions des règles. Ces incertitudes peuvent être modalisées par des fonctions d'appartenance Type-2. En outre, les experts donnent souvent des réponses différentes à la même question pour une règle donnée, cela se traduit par des règles qui ont les mêmes prémisses mais des conclusions différentes.

Ceci se traduit par des incertitudes aux niveaux des conclusions qui peuvent être modélisées par des FAs Type-2.

La structure d'une règle floue est la même tant pour un CLF Type-1 que pour un CLF Type-2, la seule différence est que les ensembles flous associés aux prémisses et aux conclusions du premier sont tous des EFs Type-1 ou des nombres certains, alors qu'au moins un EF du deuxième système, qu'il soit associé à la prémisse ou à la conclusion, soit un EF de Type-2.

Soit un CLF Type-2 ayant p entrées $x_1 \in X_1, \dots, x_p \in X_p$ et une sortie $y \in Y$, avec une base de M règles, la $l^{ème}$ règle est exprimée par :

$$R^l: SI x_1 \text{ est } \tilde{F}_1^l ET \dots ET x_p \text{ est } \tilde{F}_p^l \text{ Alors } y \text{ est } G^l \quad (IV.14)$$

Où : $\tilde{F}_i^l = (i = 1, 2, \dots, p)$ Sont les ensembles flous des prémisses de Type-2 et G^l est l'ensemble flou de la conclusion de Type-2 aussi, avec $l = 1, \dots, M$.

Cette règle représente une relation floue Type-2 entre l'espace des entrées $X_1 \times \dots \times X_p$ et l'espace de sortie Y du CLF Type-2.

IV.3.3.2 Mécanisme d'inférence

Considérons un système flou type-2 ayant p entrées $x_1 \in X_1, x_2 \in X_2, \dots, x_p \in X_p$ et une sortie $y \in Y$ Suppose qu'on a M règles où la règle a la forme :

$$R^l: SI x_1 \text{ est } F_1^l ET \dots ET x_p \text{ est } F_p^l \text{ Alors } y \text{ est } \tilde{G}^l \quad (IV.15)$$

Cette règle représente une relation floue de type-2. Nous dénotons la fonction d'appartenance de cette relation floue type-2 par $\mu_{\tilde{F}_1^l \times \dots \times \tilde{F}_p^l \rightarrow \tilde{G}^l}(x, y)$, où :

$$x = \{x_1, x_2, \dots, x_p\}, \text{ et } \tilde{F}_1^l \times \dots \times \tilde{F}_p^l \text{ dénote le produit cartésien de } \tilde{F}_1^l, \tilde{F}_2^l, \dots, \tilde{F}_p^l.$$

Quand une entrée x' est appliquée, la composition de l'ensemble flou \tilde{A} à qui x' appartient, et la règle R^l est formée en utilisant une version étendue de la composition "sup star".

$$\mu_{\tilde{F}_1^l \times \dots \times \tilde{F}_p^l \rightarrow \tilde{G}^l}(y) = \bigcup_{x \in \tilde{X}'} \left[\mu_{\tilde{X}}(x) \cap \mu_{\tilde{X}\tilde{F}_1^l \times \dots \times \tilde{F}_p^l \rightarrow \tilde{G}^l}(x, y) \right] \quad (IV.16)$$

Nous utilisons une fuzzification par singleton, c'est à dire que l'ensemble flou \tilde{X}' a un degré d'appartenance égal à 1 pour $x = \tilde{x}$ et égal à zéro pour toutes les autres entrées ($x \neq x'$),

(Chacune des entrées est considérée comme une mesure parfaite), alors la relation (IV.14) se réduit à :

$$\mu_{\tilde{X} \circ \tilde{F}_1^l \times \dots \times \tilde{F}_p^l \rightarrow \tilde{G}^l}(y) = \mu_{\tilde{X} \circ \tilde{F}_1^l \times \dots \times \tilde{F}_p^l \rightarrow \tilde{G}^l}(x', y) \quad (IV.17)$$

Nous désignons la relation $\mu_{\tilde{X}\tilde{F}_1^l \times \dots \times \tilde{F}_p^l \rightarrow \tilde{G}^l}$ par \tilde{B}^l , qui correspond à l'ensemble de sortie. Le second membre de (IV.16) est calculé en utilisant l'implication minimum ou produit (qui correspondra à l'opération *meet* sous le minimum ou le produit t-norme dans le cas du type-2), donc (III.95) peut être écrite comme [Kar-01-a]:

$$\mu_{\tilde{B}^l}(y) = \mu_{\tilde{F}_1^l \times \dots \times \tilde{F}_p^l}(x') \cap \mu_{\tilde{G}^l}(y) \quad (IV.18)$$

La fonction d'appartenance du produit cartésien est obtenue en calculant le "meet" entre les ensembles individuels [Zad-75], et l'expression (IV.17) peut être réécrite comme suit :

$$\begin{aligned} \mu_{\tilde{B}^l}(y) &= \mu_{\tilde{F}_1^l}(x_1) \cap \mu_{\tilde{F}_2^l}(x_2) \cap \dots \cap \mu_{\tilde{F}_p^l}(x_p) \cap \mu_{\tilde{G}^l}(y) \\ &= \mu_{\tilde{G}^l}(y) \cap \left[\prod_{i=1}^p \mu_{\tilde{F}_i^l}(x_i) \right] \end{aligned} \quad (IV.19)$$

IV.3.3.3 Fuzzification

L'interface de fuzzification fait correspondre à l'entrée déterministe un ensemble flou qui peut être généralement un EFT l'interface de fuzzification fait correspondre à l'entrée déterministe un ensemble flou qui peut être généralement un EFT-2. Cependant, dans ce qui suit, nous utilisons seulement L'interface de fuzzification fait correspondre à l'entrée déterministe un ensemble flou 2. Cependant, dans ce qui suit, nous utilisons seulement une fuzzification par singleton pour laquelle l'ensemble flou d'entrée possède uniquement un seul degré d'appartenance non nul [Kar-01b].

IV.3.3.4 Processus de sortie

Le Processus de sortie se compose de deux blocs, le réducteur de type et l'interface de défuzzification. Les méthodes de réduction de type donnent un EFT-1 à partir de l'EFT-2 obtenu à la sortie du mécanisme d'inférence. L'ensemble résultant obtenu par la réduction de type sera par la suite défuzzifié pour obtenir une sortie numérique (déterministe).

IV.3.3.5 Réduction de type

Dans un système flou type-1, où les ensembles de sortie sont des ensembles flous type1, nous effectuons la défuzzification dans le but d'obtenir une valeur numérique (ensemble type-0) représentant la combinaison des ensembles de sortie.

Dans le cas du type-2, les ensembles de sortie sont des ensembles de type-2 ; donc nous devons utiliser des versions étendues des méthodes de défuzzification de type-1 appelées

la réduction de type [Kar-98]. Cette opération va transformer l'ensemble flou type-2 résultant en un ensemble flou type-1 appelé ensemble type réduit, qui sera défuzzifié par la suite. Cet ensemble type réduit résultant prend en considération plus d'information au sujet des incertitudes des règles que la valeur défuzzifiée (un nombre).

Parmi les méthodes de réduction de type utilisées on cite :

- ✓ La réduction de type par le centre de gravité ;
- ✓ La réduction de type par la hauteur ;
- ✓ La réduction de type par le centre des ensembles.

IV.3.3.6 Défuzzification

A la fin de l'étape de la réduction de type, on obtient un EFT-1, type réduit, et puisque les entrées du système à commander sont des valeurs précises, alors il est nécessaire de transformer l'ensemble type réduit en une valeur numérique bien déterminée. Parmi les méthodes utilisées pour la défuzzification, on cite la défuzzification par le centre de gravité.

La façon la plus naturelle de faire ceci est de trouver le centre de gravité de l'ensemble type réduit. Le calcul du centre de gravité est équivalent à trouver une moyenne pondérée des sorties de tous les ensemble flou type-1 imbriqués dans le système flou type-2, où les poids correspondent aux appartenances dans l'ensemble type réduit. Si l'ensemble type réduit Y , pour une entrée x , est discrétisé en N points, l'expression de son centre de gravité est [Ioa-96] :

$$C_Y(x) = \frac{\sum_{k=1}^N y_k \mu_Y(y_k)}{\sum_{k=1}^N \mu_Y(y_k)} \quad (IV.20)$$

IV.3.3.7 Synthèse du régulateur flou type-2

La figure (IV.10) représente le schéma bloc du régulateur flou type-2 (type-2 fuzzy logic controller T2FLC) adopté. Sa structure repose sur celle d'un régulateur flou type-1 classique. Les grandeurs indicées *norm* sont les grandeurs normalisées. Les gains à l'entrée et à la sortie du régulateur sont à déterminer par ajustement afin d'avoir la réponse désirée.

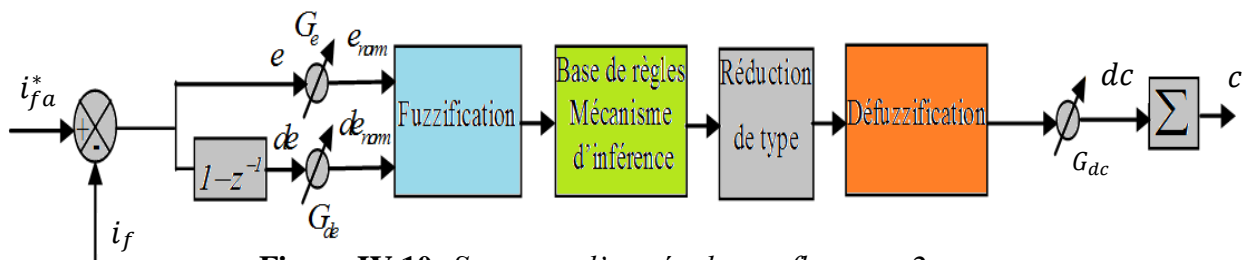


Figure IV.10: Structure d'un régulateur flou type-2.

Dans un système flou type-2 intervalle à M règles, la i^{eme} règle peut être mise sous la forme suivante:

$$R^i : \text{SI } e \text{ est } \tilde{F}_e^i \text{ et } de \text{ est } \tilde{F}_{de}^i \text{ ALORS } dc \text{ est } \tilde{G}^i; \quad i = 1, \dots, M \quad (IV.21)$$

Avec \tilde{F}_e^i et \tilde{F}_{de}^i sont les termes linguistiques des entrées (e, de) et \tilde{G}^i est le terme linguistique de la sortie dc . Chaque terme linguistique de la sortie est caractérisé par sa fonction d'appartenance type-1 intervalle, notée $[u_l^i, u_r^i]$, obtenue en calculant le centroïde de l'ensemble flou type-2 de la sortie. Les fonctions d'appartenance des prémisses et de la conséquence sont données par les figures (IV.11.a) et (IV.11.b). A noter que, les univers de discours des entrées et de la sortie sont normalisés dans l'intervalle $[-1,1]$.

L'intervalle d'intérêt de chaque variable d'entrée est subdivisé en sept classes, et celui de la sortie est subdivisé en sept classes, comme le montre la Figure (IV.11).

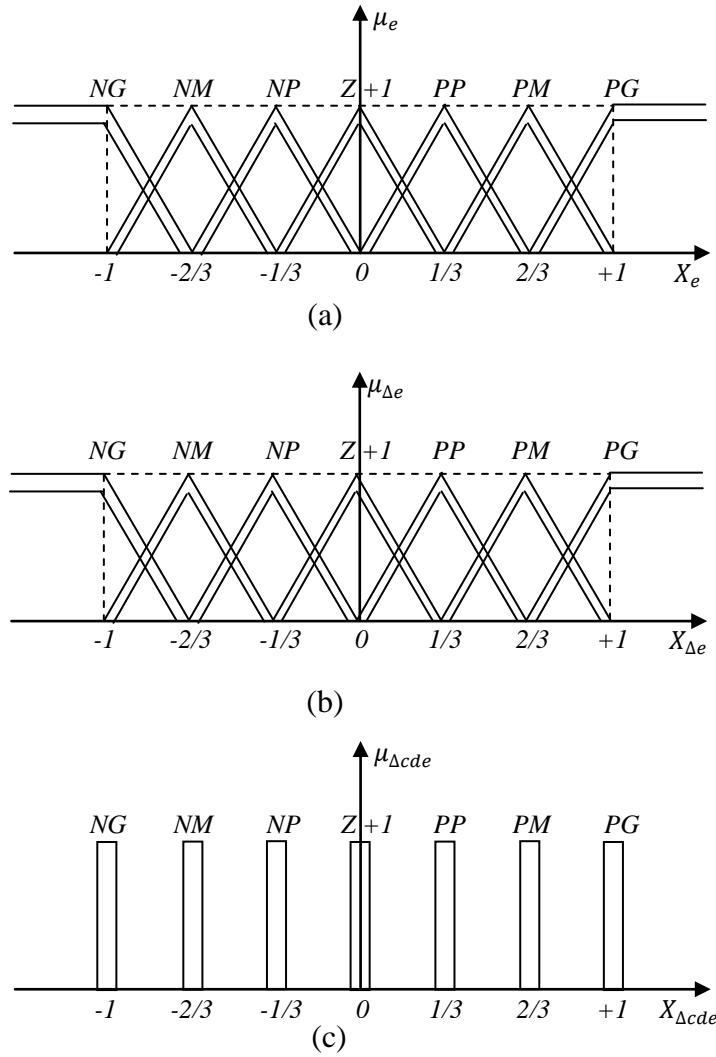


Figure IV.11 : Les fonctions d'appartenance des différentes variables linguistiques (LFT-2). (a : pour l'erreur ; b : pour la variation de l'erreur ; c : pour la variation de la commande)

Les M règles décrites précédemment peuvent être présentées par une matrice d'inférence. Dans le cas où l'on attribue sept ensembles flous type-2 intervalle à chacune des variables d'entrée et de sortie, un choix possible de la matrice d'inférence est donné par le tableau (IV.2).

Tableau (IV.2) : Table des règles de commande par logique floue type-2.

$\Delta e \backslash e$	NG	NM	NP	Z	PP	PM	PG
NG	NG	NG	NG	NM	NP	NP	Z
NM	NG	NM	NM	NM	NP	Z	PP
NP	NG	NM	NP	NP	Z	PP	PM
Z	NG	NM	NP	Z	PP	PM	PG
PP	NM	NP	Z	PP	PP	PM	PG
PM	NP	Z	PP	PM	PM	PM	PG
PG	Z	PP	PP	PM	PG	PG	PG

L'intervalle d'activation $f^i = [f^i_-, f^i_+]$ de la i^{eme} règle est un ensemble intervalle type-1 entièrement défini par ses deux extrémités f^i_- et f^i_+ comme le montre la figure (IV.12) :

$$f^i_- = \min(\mu_{\bar{F}_e^i}(e), \mu_{\bar{F}_{\Delta e}^i}(de)) \tag{IV.22}$$

$$\bar{f}^i = \min(\bar{\mu}_{\tilde{F}_e^i}(e), \bar{\mu}_{\tilde{F}_{de}^i}(de)) \quad (IV.23)$$

Où $\underline{\mu}_{\tilde{F}_x^i}(x)$ et $\bar{\mu}_{\tilde{F}_x^i}(x)$ représentent les degrés d'appartenance supérieure et inférieure de l'entrée x à l'ensemble flou type-2 intervalle \tilde{F}_x^i de la i^{eme} règle.

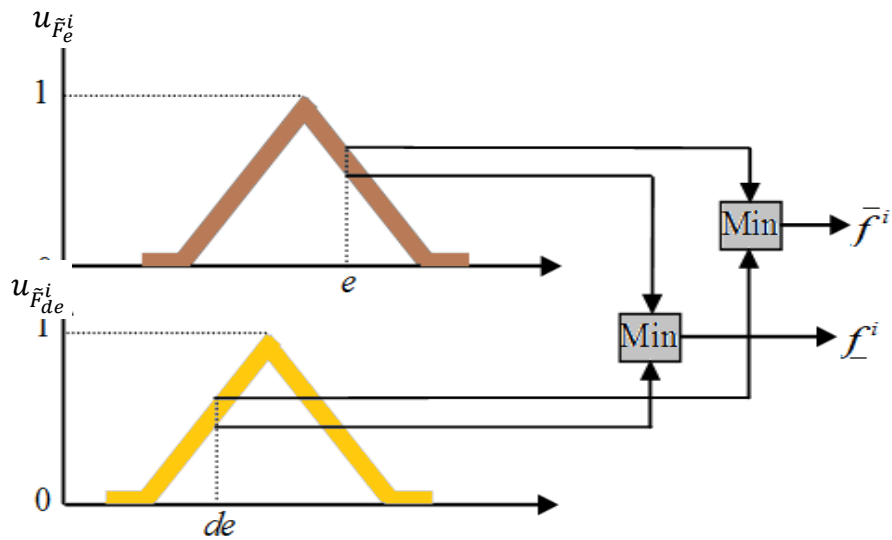


Figure IV.12 : Fuzzification avec le T-norm minimum.

IV.3.4 Résultats de simulation

Après application de la commande PQ-LFT2 au filtre actif parallèle en gardant les mêmes paramètres que les systèmes précédents, nous représentons les allures des courant de source i_{sa} , et son spectre comme illustre les figures (IV.13) et (IV.14).

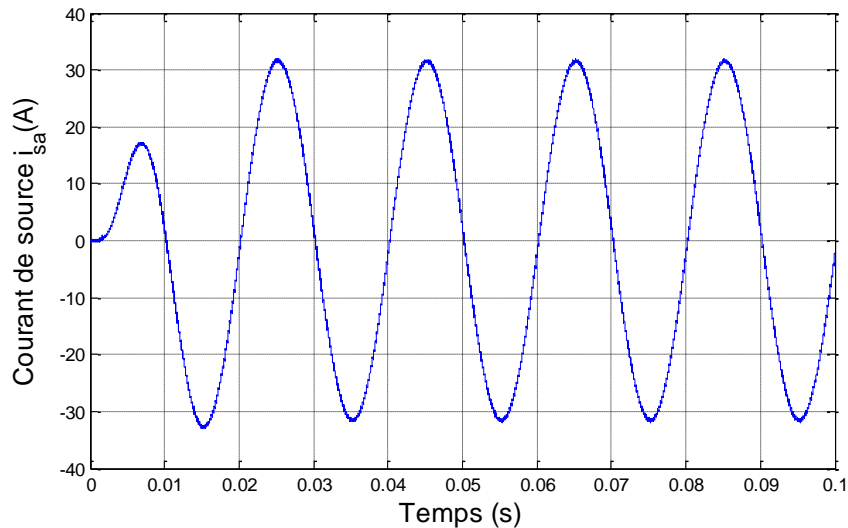


Figure IV.13 : Allure de i_{sa} après filtrage AP par la commande PQ-LFT2.

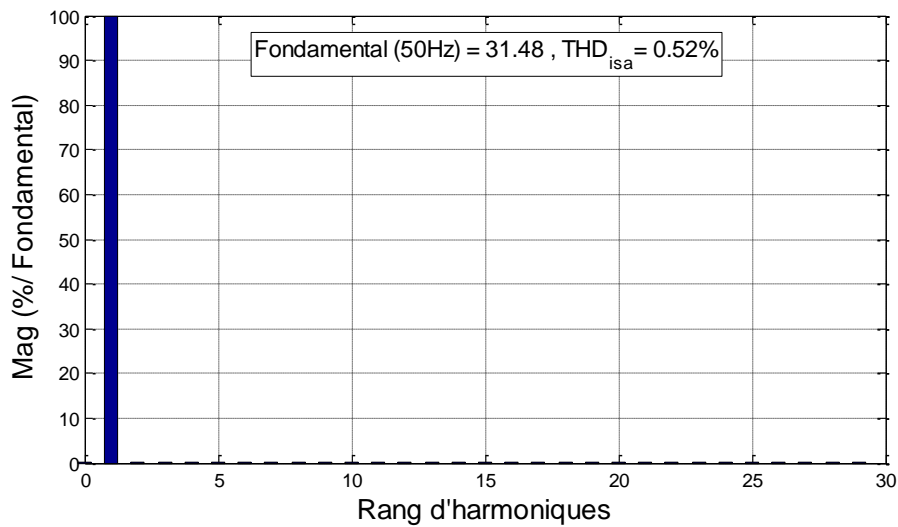


Figure IV.14 : Spectre harmonique de i_{sa} .

Dans la figure (IV.15), nous montrons la source v_{sa} et le courant i_{sa} dans une même figure, nous constatons que le décalage entre eux a réduit par rapport les commandes précédentes. D'après les calculs que nous avons fait, le déphasage entre v_{sa} et i_{sa} $\varphi = 0,36^\circ$, alors, $\cos\varphi = 0,99998$.

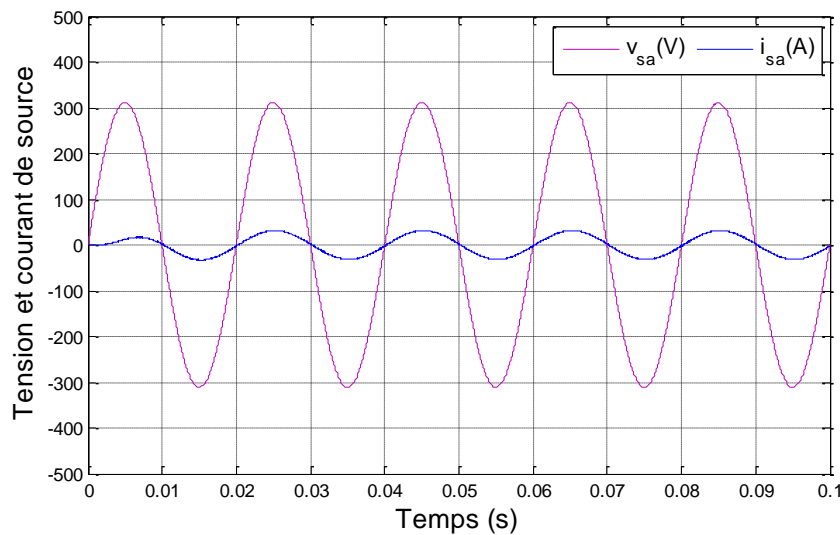


Figure IV.15 : Allures de la tension v_{sa} et du courant i_{sa} après filtrage AP par la commande PQ-LFT2.

La figure (IV.16) représente les deux courants de filtre i_{fa} et sa référence i_{fa}^* , cela nous semble claire que le courant du filtre suit exactement sa référence dans toute la durée de simulation et le zoom autour du temps de 0,095s le-montre ça.

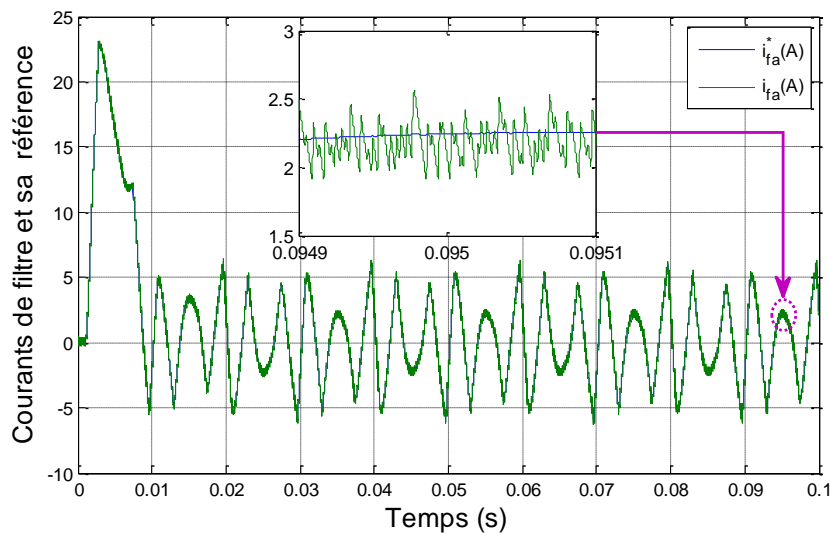


Figure IV.16 : Allures du courant de filtre i_{fa} et sa référence i_{fa}^* après filtrage AP par la commande PQ-LFT2.

Dans la figure (IV.17), nous pouvons voir clairement les trois courants du système (i_{sa} , i_{fa} et i_{ca}) dans la même illustration, ce qui nous montre que le courant de source a corrigé par la soustraction entre le courant de charge et le courant de filtre et devenu presque purement sinusoïdale dans le régime permanent ($t > 0,02s$). C'est-à-dire : $i_{sa} = i_{ca} - i_{fa}$.

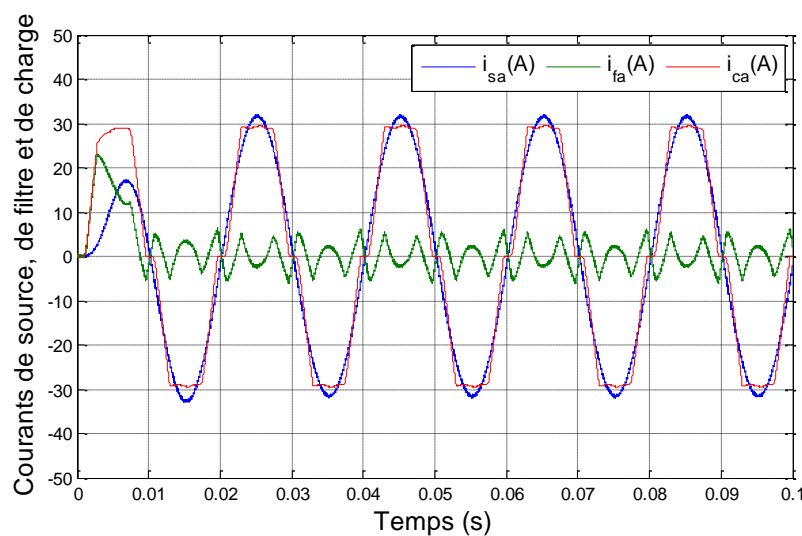


Figure IV.17 : Allures des courants de source i_{sa} , de filtre i_{fa} et de charge i_{ca} après filtrage AP par la commande PQ-LFT2.

IV.4 Conclusion

Dans ce chapitre, Nous avons présenté deux techniques de commande modernes du système de filtrage actif parallèle de puissance PQ-LFT1 et PQ-LFT2 respectivement qui sont très intéressantes dans les systèmes de régulation.

Des études comparatives ont été faites entre :

- ✓ Filtres actifs parallèles à deux, à trois et à cinq niveaux, avec diodes de bouclage (type NPC) pour le système de commande flou type-1 ;
- ✓ Stratégies de commande des filtres actifs parallèles par la méthode des puissances instantanées PQ en série avec le régulateur flou.

Nous avons pu conclure que l'augmentation du nombre de niveaux d'une part et la nature de la commande (classique ou moderne) d'autre part avaient une influence sur la qualité de l'énergie électrique.

Chapitre (V)

Validation expérimentale de la commande "DPC" d'un FAP

V.1 Introduction

Dans ce chapitre, nous présentons une description de la carte dSPACE1104 qu'on a utilisé. Nous exposons ensuite les bancs d'essais qui ont fait dans les laboratoires de recherche (Laboratoire de Recherche en Electronique et en Automatique – LREA, université Yahia Farès de Médéa) et (Laboratoire d'Exploitation et de Valorisation des Ressources Energétiques Sahariennes – LEVRES, université Echahid Hamma Lakhdar Eloued). Enfin nous concluons ce chapitre par une validation expérimentale où nous pouvons comparer les résultats obtenus en simulation et ceux obtenus expérimentalement de la technique de commande (DPC) du FAP.

V.2 Description de la carte dSPACE 1104

Le système numérique dSPACE (carte de prototypage DS1104) nous permet de réaliser l'identification des courants harmoniques en l'associant avec l'environnement *MATLAB/Simulink* par le bloc d'interface « Real Time Interface (RTI) ».

Comme nous montre la figure (V.1), les constituants du système DS1104 sont les suivants:

1. La carte mère DS1104, montée dans l'ordinateur. Elle gère le fonctionnement global du système et exécute le programme principal. Cette carte est plus précisément décrite à la figure (V.1) ;
2. Des entrées/sorties numérique 20 bits ;
3. Une carte DSP de la société Texas Instrument portant la référence TMS320F240 ;
4. Quatre sorties MLI monophasées plus une sortie MLI triphasée ;
5. Deux codeurs incrémentaux ;
6. Des entrées numériques 14 bits ;
7. Un panneau de connexion multi-entrées, multi-sorties qui assure la liaison entre les différentes sorties des capteurs et la carte DS1104 (PC).

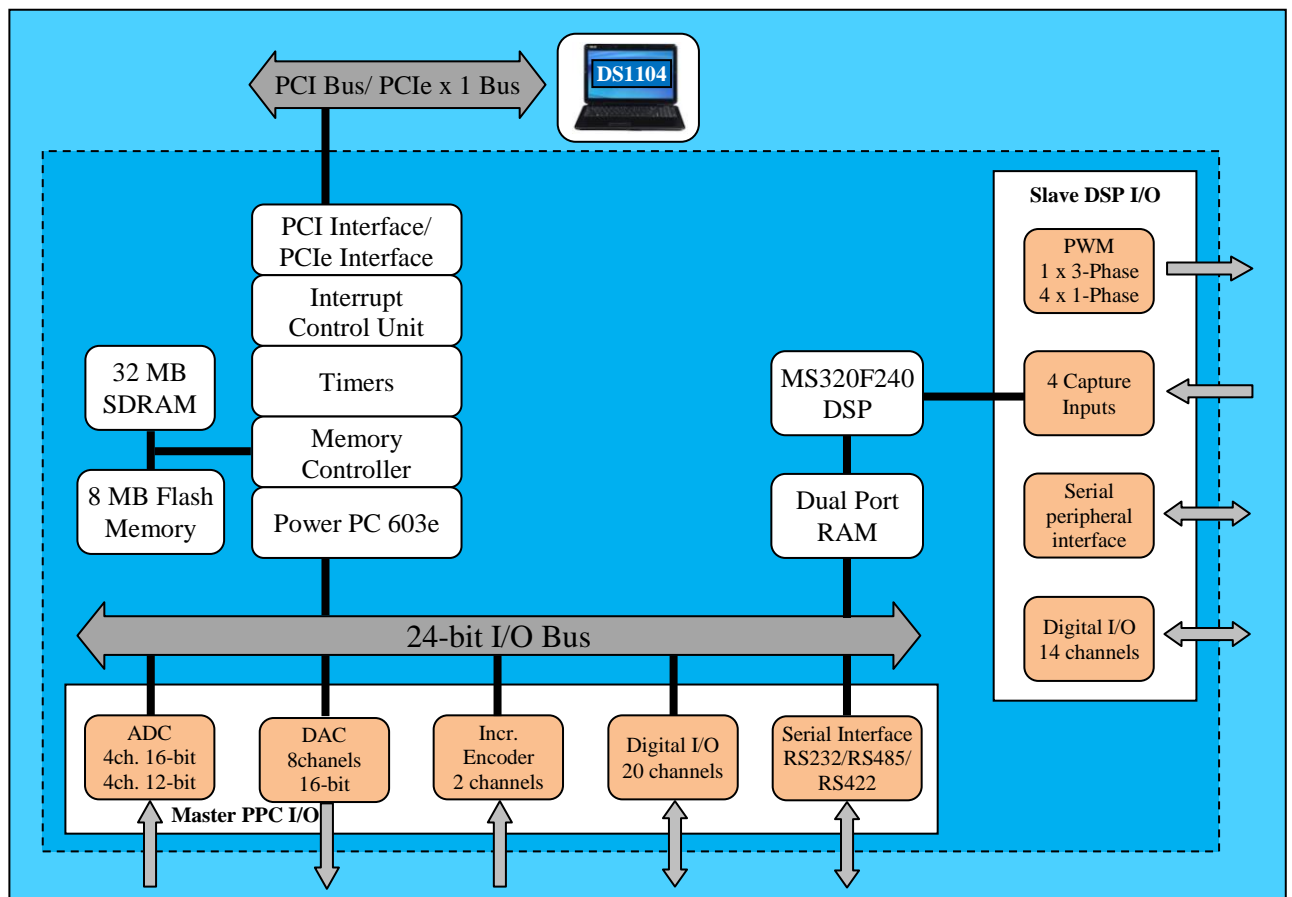
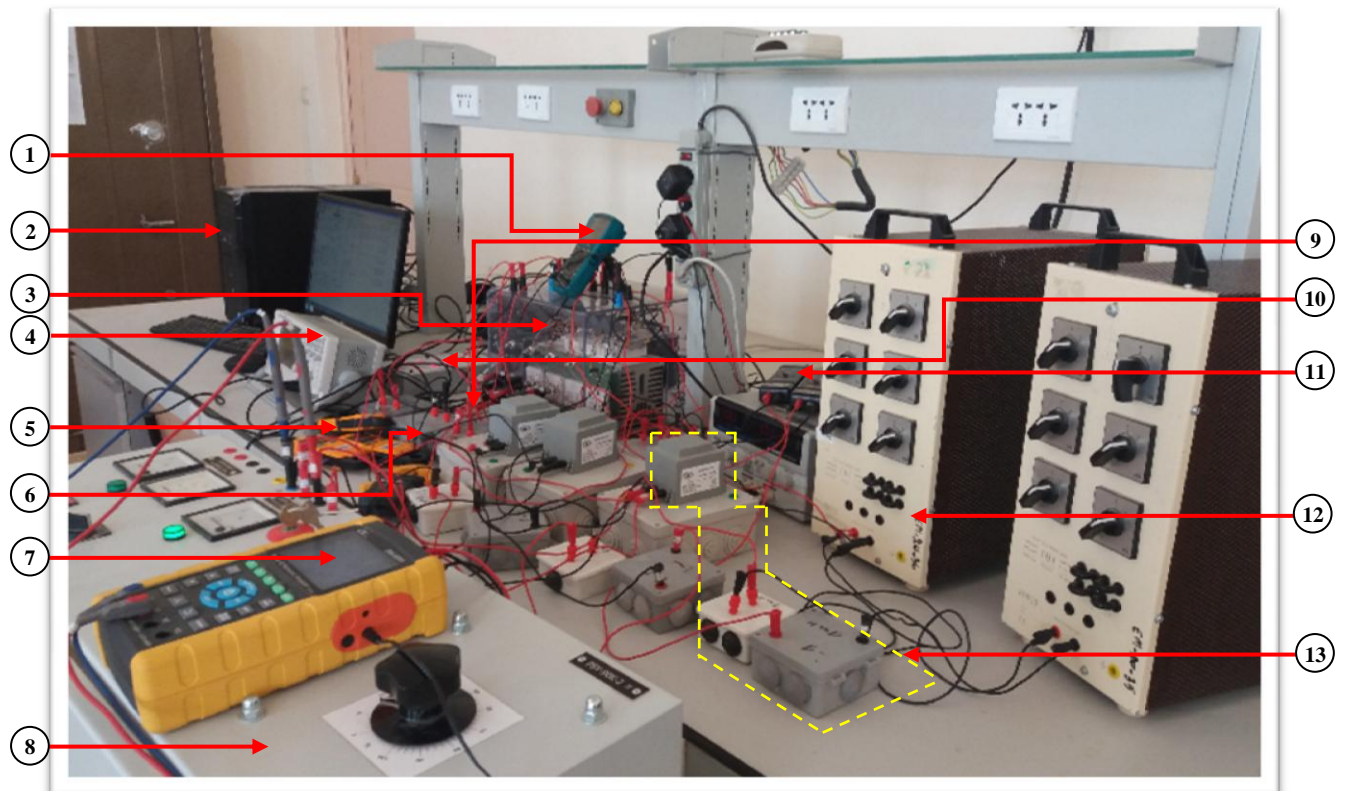


Figure V.1 : Composition de la carte DS1104 [W1].

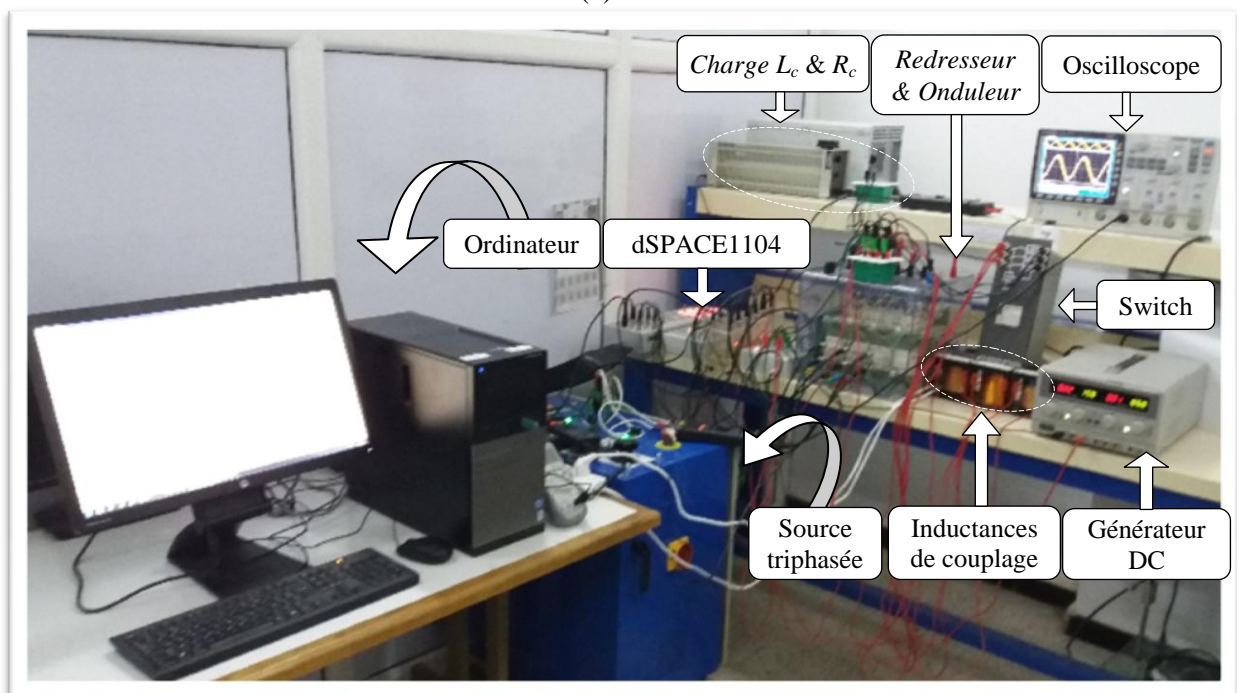
V.3 Présentation du banc d'essai de la commande PDC d'un filtre actif parallèle

Les résultats expérimentaux en échelle réduite ont été obtenus à partir du banc d'essais montré dans la Figure (V.2), composé d'un filtre actif parallèle dans le Laboratoire (LEVRES) de l'Université d'El-Oued (Algérie).

La maquette du système représenté à la figure (V.2) est composée des éléments suivants :



(a)



(b)

Figure V.2 : Photographies du prototype du système de filtrage actif parallèle de puissance captées à LEVRES-Eloued (a) et à LREA-Médéa (b).

Les constituants du montage de la figure (V.2a) sont les suivantes :

- 1) Multimètre ;
- 2) Ordinateur ;
- 3) Onduleur et redresseur triphasés à deux niveaux ;
- 4) Oscilloscope ;
- 5) Pince Ampèremétrique (Capteur de courant) ;

- 6) Inductances de correction ;
- 7) Analyseur de puissance et des harmoniques ;
- 8) Source d'alimentation triphasée ;
- 9) Contrôleur de courant d'hystérésis (Interface Onduleur-dSPACE) ;
- 10) Panneau de contrôle DS1104 (CP) ;
- 11) Capteur de tension ;
- 12) Charges passives R ;
- 13) Inductances de couplage.

V.4 Etapes d'implémentation dans la carte dSPACE 1104

La validation expérimentale des résultats obtenus en simulation sous *MATLAB/Simulink* nécessite la poursuite des étapes d'emplacement du système dSPACE aux résultats expérimentaux. Pour cela, nous devons suivre les étapes ci-dessous :

- ✓ Il faut tout d'abord installer le logiciel *MATLAB/Simulink* et la carte dSPACE.
- ✓ Ensuite, ouvrir le modèle simulink du filtrage actif parallèle de telle façon de remplacer tous les éléments de puissance (Source d'alimentation, le redresseur avec filtre de lissage L_c et l'onduleur de tension avec le filtre de découpage L_f) par des blocs CAN et CNA aux entrées et aux sorties du système en les mettant via la bibliothèque RTI de dSPACE d'une part, le tester pratiquement selon la modélisation de la partie commande d'autre part.
- ✓ Puis, implanter le modèle précédent sur la carte DS1104. Cela est réalisé à l'aide de l'outil d'interface temps réel RTI (Real-Time Interface). Cet outil traduit d'abord le modèle Simulink en code C, puis le code C est compilé afin de générer un fichier exécutable pour le processeur résidant sur la carte dSPACE DS1104. Ce fichier exécutable est téléchargé. Cette étape associe le modèle Simulink au système dSPACE à travers le bloc RTI Data qui apparaît alors au niveau du fichier Simulink.
- ✓ Enfin, une fois le modèle téléchargé dans dSPACE, un nouveau fichier doit être établi (via Control Desk Layout) pour contrôler le système étudié. Cela nous permet de réaliser différentes fonctions de contrôle telles que démarrer/arrêter l'expérimentation, changer en ligne les valeurs des paramètres du système et visualiser les signaux mesurés.

V.5 Résultats expérimentaux

On peut souligner que les résultats expérimentaux préliminaires que l'on montre font partie de la mise en marche du système. Ainsi, le but de ces essais est de valider le banc d'essais. Plus tard, et afin de se rapprocher à la réalité des essais à échelle des systèmes avec restrictions fréquentiels, des essais expérimentaux plus proches des conditions considérées dans les simulations devront être réalisés, c'est-à-dire, avec une fréquence de commutation plus réduite.

Les paramètres du système de filtrage actif parallèle à deux niveaux commandé par la méthode DPC sont donnés sur le tableau (V.1).

Tableau V. 1 : Paramètres du système de filtrage actif parallèle par la commande DPC.

Paramètres		Valeurs numériques
Source d'alimentation	$V_{s,rms}$ (efficace)	40,3 V
	Fréquence f_s	50 Hz
	Résistance de ligne R_s	0,45 Ω
	Inductance de ligne L_s	2,5 mH
Charge non-linéaire (Redresseur triphasé à diodes) Charge linéaire (en aval de la charge non-linéaire)	Puissance apparente S	400 VA
	Résistance snubber R_s	500 Ω
	Condensateur snubber C_s	250 nF
	inductance de charge DC L_{dc}	2,5 mH
Filtre actif	Résistance de charge DC R_{dc}	20 Ω
	Tension du filtre V_{dc}	160 V
	Condensateur du bus continu C_{dc}	1100 μ F
	Fréquence de commutation f_{com}	10 KHz
	Filtre de sortie L_{FA}	5 mH
Inductance de correction	Résistance interne R_{FA}	0,9 Ω
	Inductance en amont de la charge N-L L_c	1 mH
	Résistance interne R_c	0,2 Ω

Les résultats obtenus par simulation sous l'environnement MATLAB/Simulink et ceux obtenus par des essais expérimentaux du filtrage actif parallèle à deux niveaux commandé par la méthode DPC sont les suivants :

La figure (V.3) représente les trois tensions de source v_{sa} , v_{sb} et v_{sc} décalée l'une à l'autre par un angle de $2\pi/3$ et portent une amplitude de 57 V.

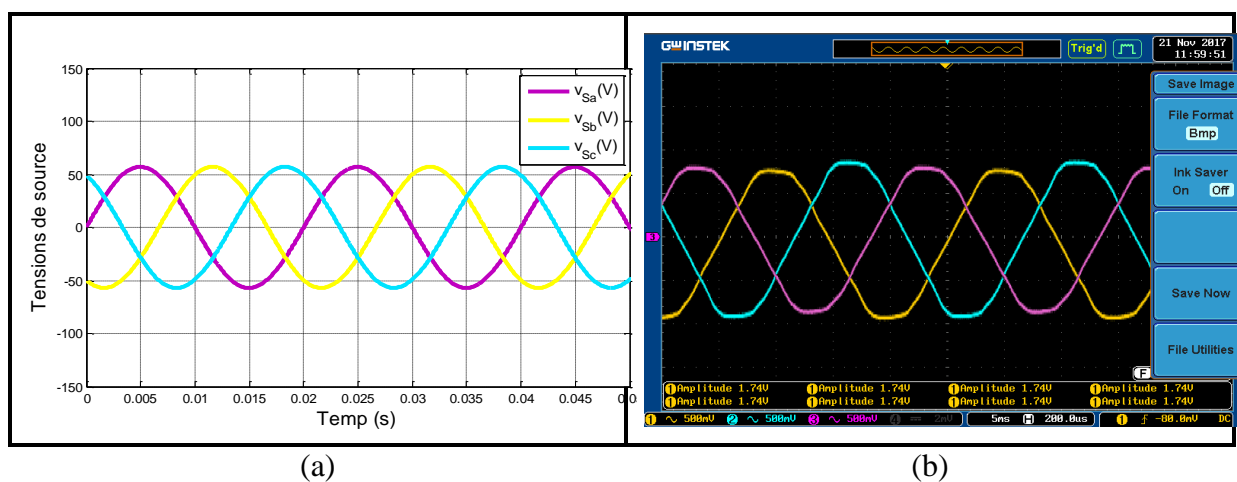


Figure V.3 : Résultats de simulation (a) et de l'expérimentale (b) des tensions de source $v_{s,abc}$ avant filtrage actif parallèle.

La figure (V.4) représente le courant de charge avant l'application du filtre actif parallèle. Nous observons que les résultats obtenus que ce soit par simulation ou par expérimental sont identiques, la nature du courant est déformée. C'est-à-dire une mauvaise qualité d'énergie.

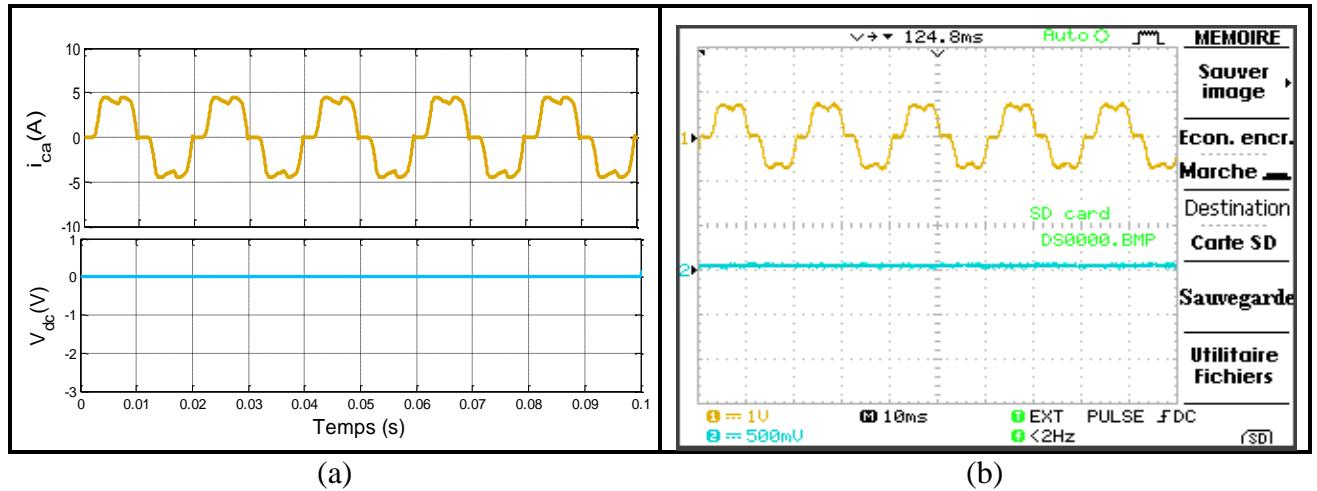


Figure V.4 : Résultats de simulation (a) et de l'expérimentale (b) du courant de charge i_{ca} et tension du bus continu V_{dc} avant filtrage actif parallèle.

La figure (V.5) représente les impulsions G_1 et son inverse G_2 injectées par la commande DPC. Voyons que si G_1 est à l'état ouverte (0), G_2 est à l'état fermée (1) et vice versa.

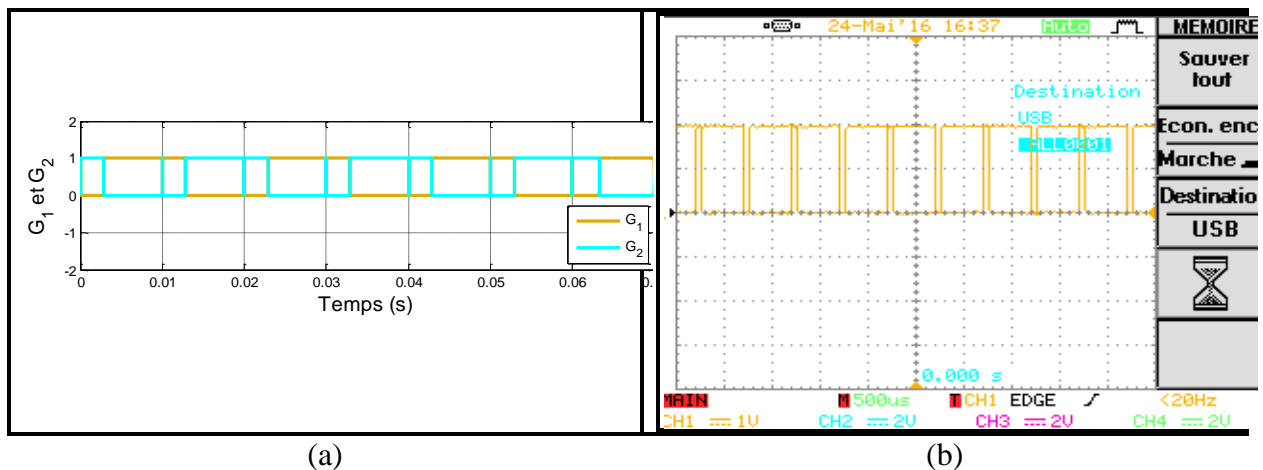


Figure V.5 : Résultats de simulation (a) et de l'expérimentale (b) des impulsions de G_1 et son inverse G_2 après filtrage actif parallèle commandé par DPC.

La figure (IV.6) représente le courant de source i_{sa} et le courant de filtre i_{fa} après l'application du filtre actif parallèle. Nous observons que les résultats obtenus que ce soit par simulation ou par expérimental sont identiques, la nature du courant i_{sa} est devenu presque sinusoïdale, ainsi le courant i_{fa} est injecté par l'onduleur ce qui minimise le maximum des harmoniques imposés par la charge non linéaire. C'est-à-dire, une amélioration de la qualité d'énergie.

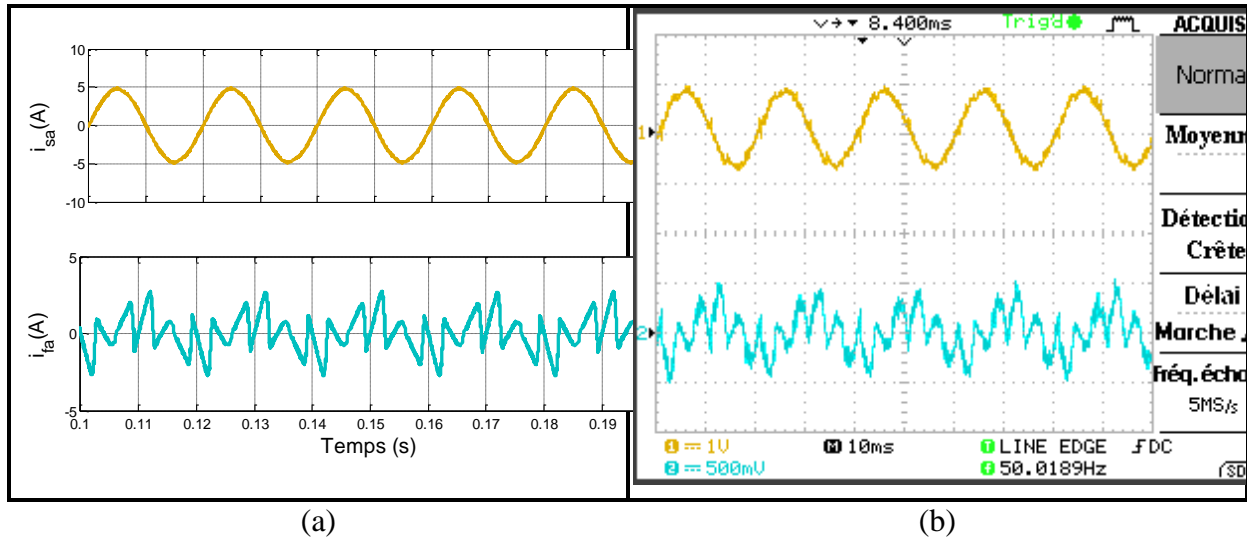


Figure V.6 : Résultats de simulation (a) et de l'expérimentale (b) des courants, de source i_{sa} et de filtre i_{fa} après filtrage actif parallèle commandé par DPC.

La figure (V.7) représente le taux d'harmoniques de distorsion du courant de source i_{sa} (THD_{isa}). Nous observons que les valeurs obtenues en simulation 1,12 % et en pratique 6,00 % sont très valables car la première valeur est très inférieure de 5% imposé par la source (SONELGAZ) et la deuxième valeur est légèrement supérieure à 5%. Nous pouvons justifier l'augmentation du THD expérimental à cause de la qualité de la source qui n'est pas purement nette d'une part et les influences dues par les différents organes du système (l'autotransformateur, les inductances de correction et de couplage, ainsi le câblage) d'autre part.

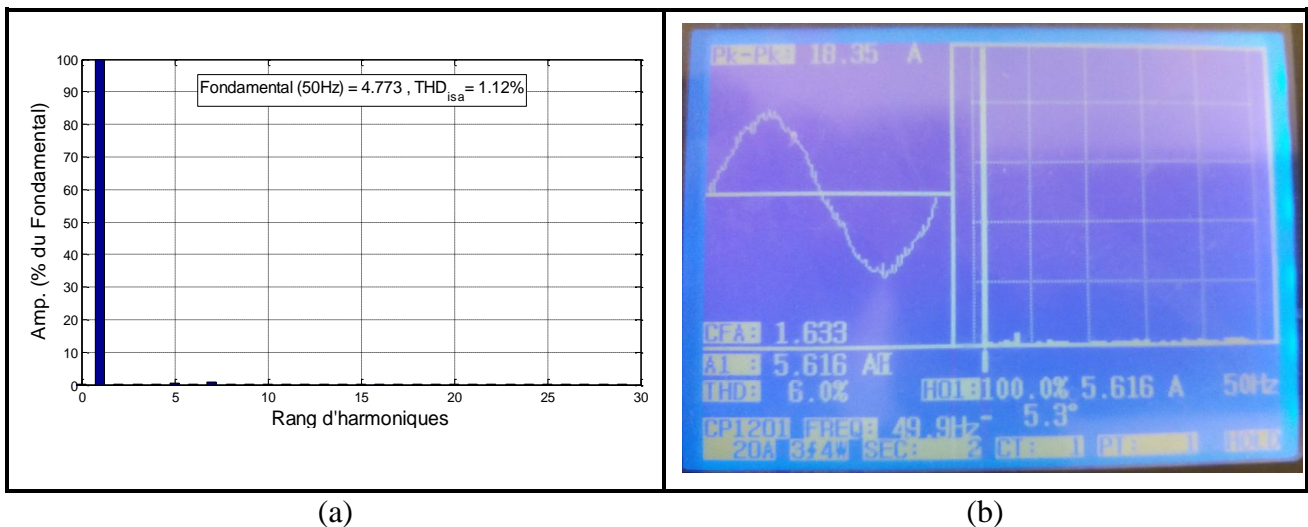


Figure V.7 : Résultats de simulation (a) et de l'expérimentale (b) du THD_{isa} du courant de source i_{sa} après filtrage actif parallèle commandé par DPC.

La figure (V.8) représente les courants de charge i_{ca} avant filtrage et de source i_{sa} après filtrage, le Switch est activé à l'instant 0,1 s. Il montre aussi la tension du bus continu du filtre V_{dc} après l'application du filtre actif parallèle. Nous observons que les résultats obtenus que ce soit par simulation ou par expérimental sont identiques, la tension est suit sa référence V_{dc}^* qui est égale à 160 V après quelques milliseconde de l'application du filtre en utilisant le régulateur PI. Le système stabilise après le régime transitoire qui dure 0,04 s.

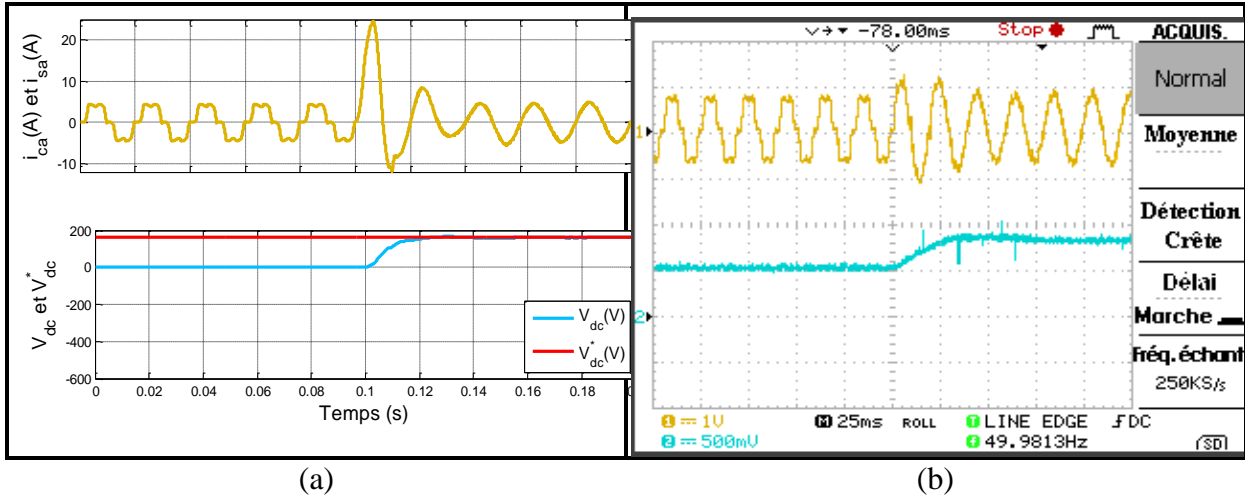


Figure V.8 : Résultats de simulation (a) et de l'expérimentale (b) des courants de charge i_{ca} et de sources i_{sa} et de la tension du bus continu du filtre V_{dc} avant et après filtrage actif parallèle commandé par DPC.

La figure (V.9) représente les puissances active P et réactive Q . Ce qui nous montre que la puissance active P suit sa référence P^* qui est égale à 400 W et la puissance réactive Q suit aussi sa référence Q^* qui est égale à 0 VAR, après la fermeture du Switch placé entre le filtre actif parallèle et la ligne.

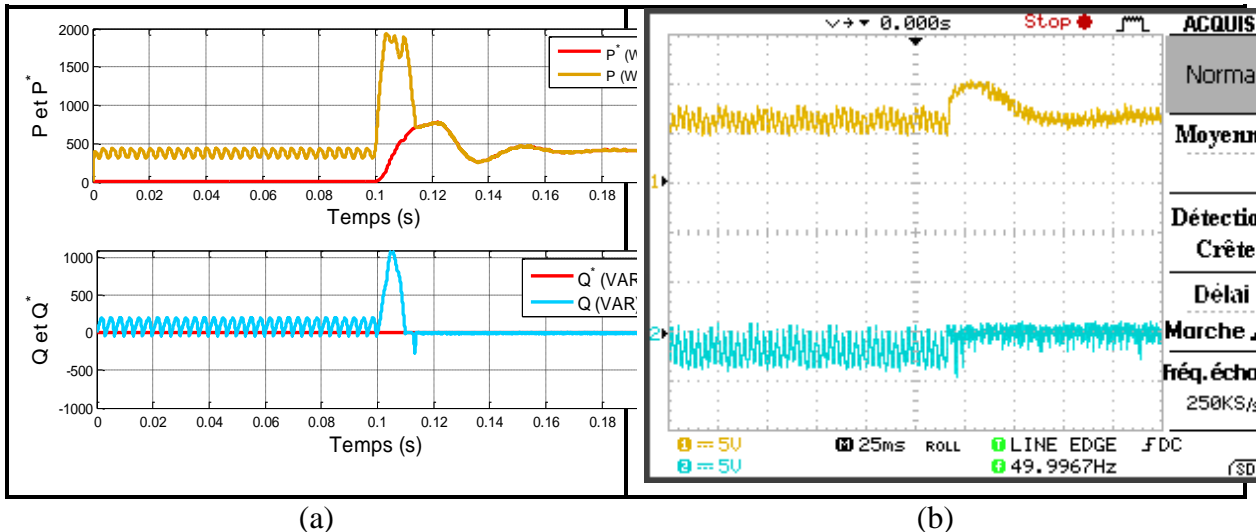


Figure V.9 : Résultats de simulation (a) et de l'expérimentale (b) des puissances active P et réactive Q avec leurs références avant et après filtrage actif parallèle commandé par DPC.

V.6 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté une validation expérimentale d'un système de filtrage actif parallèle par un banc d'essai à l'intérieur des laboratoires de recherches (LREA-université de Médéa) et (LEVRES-université d'Eloued). Les résultats obtenus montrent clairement et manifestement l'efficacité de la commande directe de puissance (DPC) appliqué dans le filtre actif parallèle de puissance (FAP) à deux niveaux. Ainsi, on peut observer que ces résultats sont similaires à ceux obtenus en simulation dans l'environnement *MATLAB / Simulink*.

Le courant de la source après filtrage actif est devenu presque sinusoïdal, ce qui signifie que les harmoniques sont compensés par le courant du filtre et produisent le courant fondamental.

La puissance active de référence est obtenue par le bus continu de contrôle (à l'aide du régulateur PI) avec sa référence 160V et la puissance réactive de référence est nulle imposée pour assurer un fonctionnement à facteur de puissance unitaire.

Dans ce travail, la commande DPC est développée pour ces principaux avantages intrinsèques :

- Il est basé sur la commande direct des puissances actives et réactives sans boucle de courant ;
- Ces puissances sont commandées indépendamment les unes des autres au moyen de deux contrôleurs d'hystérésis et sont ainsi découplées ;
- Il ne nécessite pas la détection complexe des courants harmoniques et réactifs de la charge non linéaire ;
- Il n'inclut aucune transformation de coordonnées, ce qui facilite sa mise en œuvre sur des systèmes temps réel peu coûteux.

Une comparaison détaillée est établie avec comme critères la simplicité d'implémentation, la stabilité et la robustesse de la commande, la qualité de l'énergie fournie relativement aux normes imposées.

CONCLUSION GENERALE ET PERSPECTIVES

Dans le but de réduire les harmoniques imposés par la charge non linéaire sur le réseau électrique basses tensions et améliorer le facteur de puissance entre la tension et le courant de source, deux approches sont proposées. La première est l'augmentation du niveau du FAP (onduleurs à deux, à trois puis à cinq niveaux à structure NPC), et la deuxième est la commande de l'ondeur.

D'après les résultats de simulation sous MATLAB/Simulink obtenus, il est également observé que le contrôleur flou type-2 a des performances dynamiques supérieures à ceux des autres commandes en termes de réduction des harmoniques et des compensations de puissance réactive.

D'abord, dans le *premier chapitre*, une révision de la littérature des pollutions existant aux réseaux électriques avec leurs dépollutions comme solutions classiques (ou passifs) par des condensateurs et modernes (ou actifs) par des filtres actifs de puissance.

Après avoir introduit leur concept, nous sommes passés dans le *deuxième chapitre* aux convertisseurs de tensions DC-AC à deux, à trois et à cinq niveaux à structure NPC avec leurs résultats de simulation obtenus sous l'environnement *MATLAB/Simulink*.

Ensuite, au *troisième chapitre*, des différentes stratégies de commande sont présentées, telles que, SVPWM, DPC PQ-PI, PQ-LFT-1 et PQ-LFT-2.

Enfin, au *quatrième chapitre*, des validations expérimentales sont faites pour la technique de commande directe de puissance (DPC).

En n'exploitant que des variables mesurées : les courants (de charge i_c , de filtre i_f et de source i_s), la tension du réseau v_s , la tension du bus continu V_{dc} , les puissances active P et réactive Q , les impulsions et les secteurs, des techniques de commande en courant, en tension et en puissance ont été élaborées et analysées en simulation puis validées expérimentalement sur le banc d'essai au sein des laboratoires de recherches (LREA) à l'université de Médéa et (LEVRES) de l'université d'Eloued. Une comparaison détaillée est établie avec comme critères la simplicité d'implémentation, la stabilité et la robustesse de la commande, la qualité de l'énergie fournie relativement aux normes imposées.

Nous avons pu conclure que l'augmentation du nombre de niveaux d'une part et la nature de la commande (classique ou moderne) d'autre part avaient une influence sur la qualité de l'énergie électrique.

En résumé, on peut dire que le système de filtrage utilisé est en effet conforme aux recommandations internationales IEEE519 pour l'acceptation des courants électriques sur le réseau d'alimentation. C'est-à-dire que le taux de distorsion des harmoniques est inférieur à 5% et que le facteur de puissance est proche de l'unité.

 **PERSPECTIVES**

Dans ce travail de cette thèse, plusieurs perspectives peuvent être évoquées. Nous pouvons citer :

- ✓ Pour profiter l'alimentation du bus continu de l'onduleur de tel façon gratuitement, nous pouvons établir les énergies renouvelables (solaire photovoltaïque ou éolienne).
- ✓ Pour la commande en temps réel : nous pouvons utiliser l'outil informatique ou certain processeurs pour améliorer la vitesse de poursuite des perturbations du filtre actif de puissance tel que les FPGA.
- ✓ Application d'autres techniques de commande du filtre actif parallèle de puissance comme la commande par mode glissant, la commande non-linéaire (commande adaptative), la commande par intelligence artificielle (réseaux de neurones, neuro-flou, ... etc.).

Développement d'autres structures du filtre actif parallèle (multiniveaux, multicellulaire).

A. Méthode de commande directe de puissance (DPC)

A.1. Régulateur PI avec un retour d'anti-emballement

Notons que l'emballement du terme intégral, provenant de la saturation, entraîne un fonctionnement de l'asservissement en boucle ouverte pendant un transitoire de grande amplitude et par conséquent une intégration excessive de l'erreur. Pour résoudre ce problème, une structure d'anti-emballement (Figure A.1) est introduite.

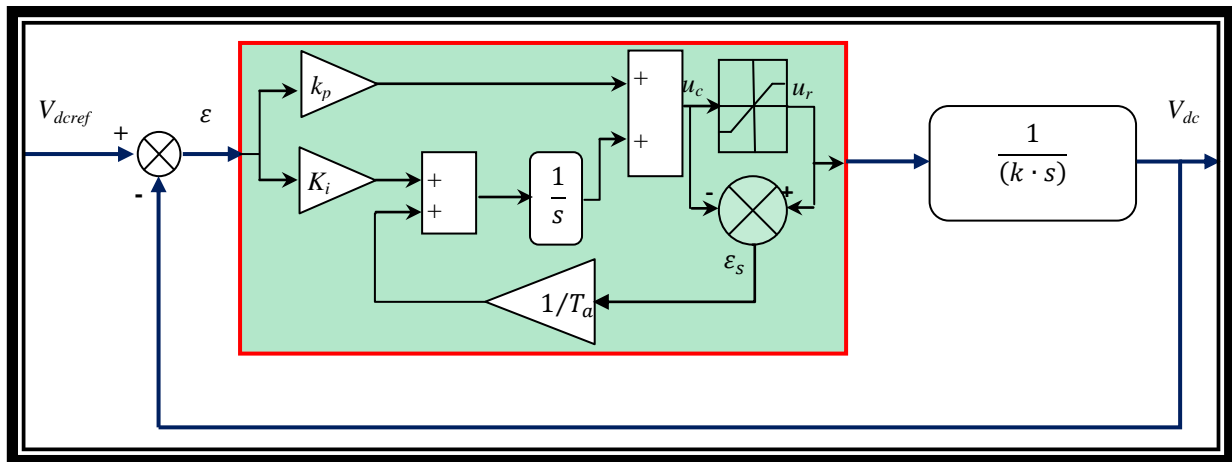


Figure A.1 : Schéma du PI avec un retour d'anti-emballement.

Tant que la sortie du régulateur n'est pas saturée, l'écart ε_s , ou décalage entre la commande u_c calculée et la commande u_r réellement appliquée au système, est nul. Lorsque la saturation se produit, on observe une contre-réaction de cet écart, multipliée par un gain $1/T_a$ ($T_a=10^{-3}$), vers l'entrée de l'intégrateur. Le terme intégral devient alors [Cha-10a] :

$$\frac{1}{s} \left[k_i \cdot \varepsilon + \frac{1}{T_a} (u_r - u_c) \right] \quad (\text{A.1})$$

A.2. Transformation triphasé-biphasé (Concordia)

Les fonctions $(v_\alpha \text{ et } v_\beta)$ en fonction des tensions de source (v_a, v_b et v_c) sont données dans les équations suivantes:

$$\begin{cases} v_\alpha = \sqrt{\frac{2}{3}} \left(v_a - \frac{1}{2}(v_b + v_c) \right) \\ v_\beta = \sqrt{\frac{1}{2}} (v_b - v_c) \end{cases} \quad (\text{A.2})$$

La figure (A.2) représente le schéma de principe de la transformation triphasé (a, b, c) en biphasé (α, β).

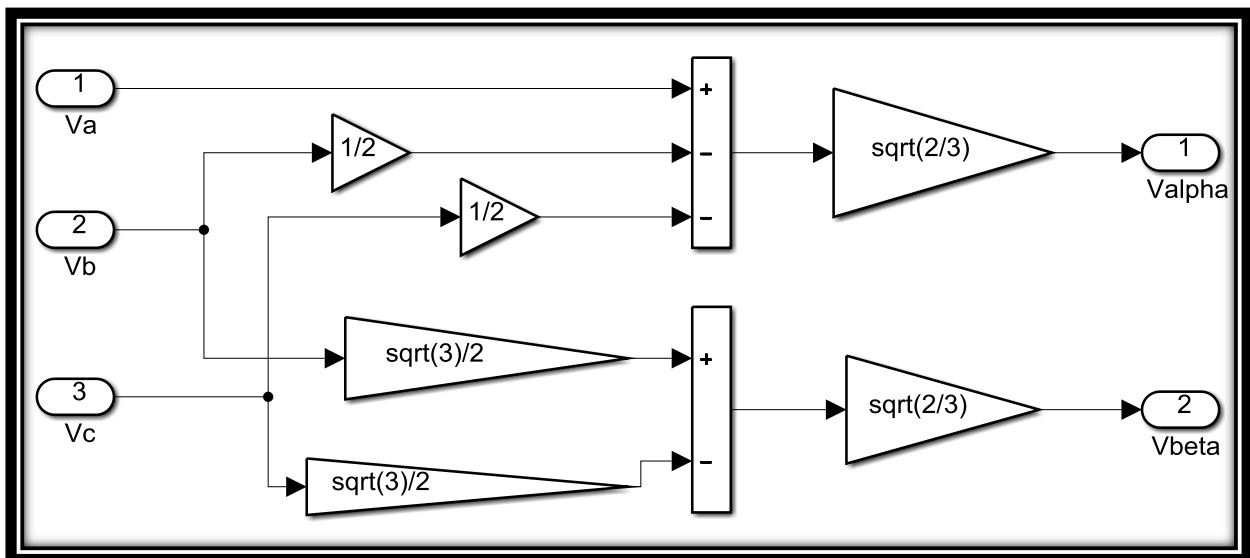


Figure A.2 : Schéma bloc de la transformation de Concordia.

A.3. Calcul des puissances active et réactive p_s et q_s

Les fonctions (p_s et q_s) en fonction des tensions de source (v_{sa} , v_{sb} et v_{sc}) et les courants de source (i_{sa} , i_{sb} et i_{sc}) sont données dans les équations suivantes:

$$\begin{cases} p_s(t) = v_{sa} \cdot i_{sa} + v_{sb} \cdot i_{sb} + v_{sc} \cdot i_{sc} \\ q_s(t) = \frac{1}{\sqrt{3}} [(v_{sa} - v_{sb}) \cdot i_{sc} + (v_{sb} - v_{sc}) \cdot i_{sa} + (v_{sc} - v_{sa}) \cdot i_{sb}] \end{cases} \quad (\text{A.3})$$

La figure (A.3) représente le schéma de principe des puissances active et réactive.

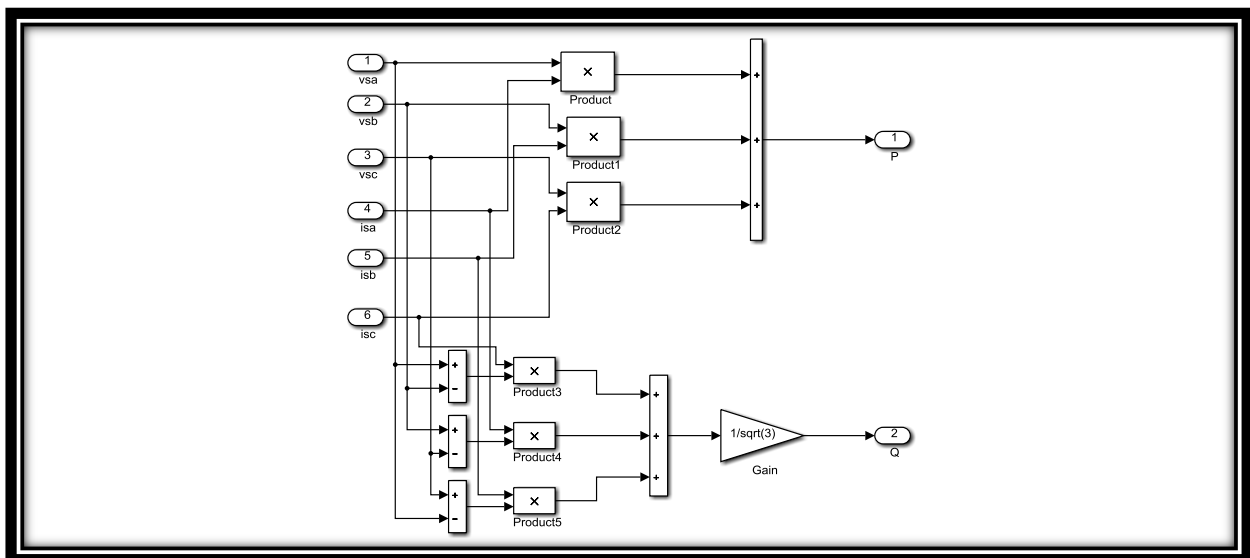


Figure A.3 : Schéma bloc des puissances actives et réactives.

A.4. Filtre passe bas du diagramme d'algorithme pq

Le diagramme de blocs permettant de générer les courants de référence tel que FPB est un filtre passe-bas du second ordre, dont sa fonction de transfert est illustrée par l'équation (A.4).

$$FS = \frac{\omega_0^2}{s^2 + 2\xi_0\omega_0s + \omega_0^2} \quad (\text{A.4})$$

Où : $\omega_0 = 2. \pi. f_0$

f_0 : Fréquence de coupure ;

ξ_0 : Amortissement ;

S : Opérateur de Laplace.

B. Banc d'essais

B.1. Transformation de Fourier Rapide (FFT)

□ Fenêtre Hanning

Définie en fréquence

forme temporelle

$$W_h = \frac{1}{4}W_r\left(v + \frac{1}{N}\right) + \frac{1}{2}W_r(v) + \frac{1}{4}W_r\left(v - \frac{1}{N}\right) \longrightarrow w_h(k) = 0,5 + 0,5\cos\left(\frac{\pi(k+N/2)}{N}\right)$$

$\gamma_h = 4$ $\lambda_h = 32dB$

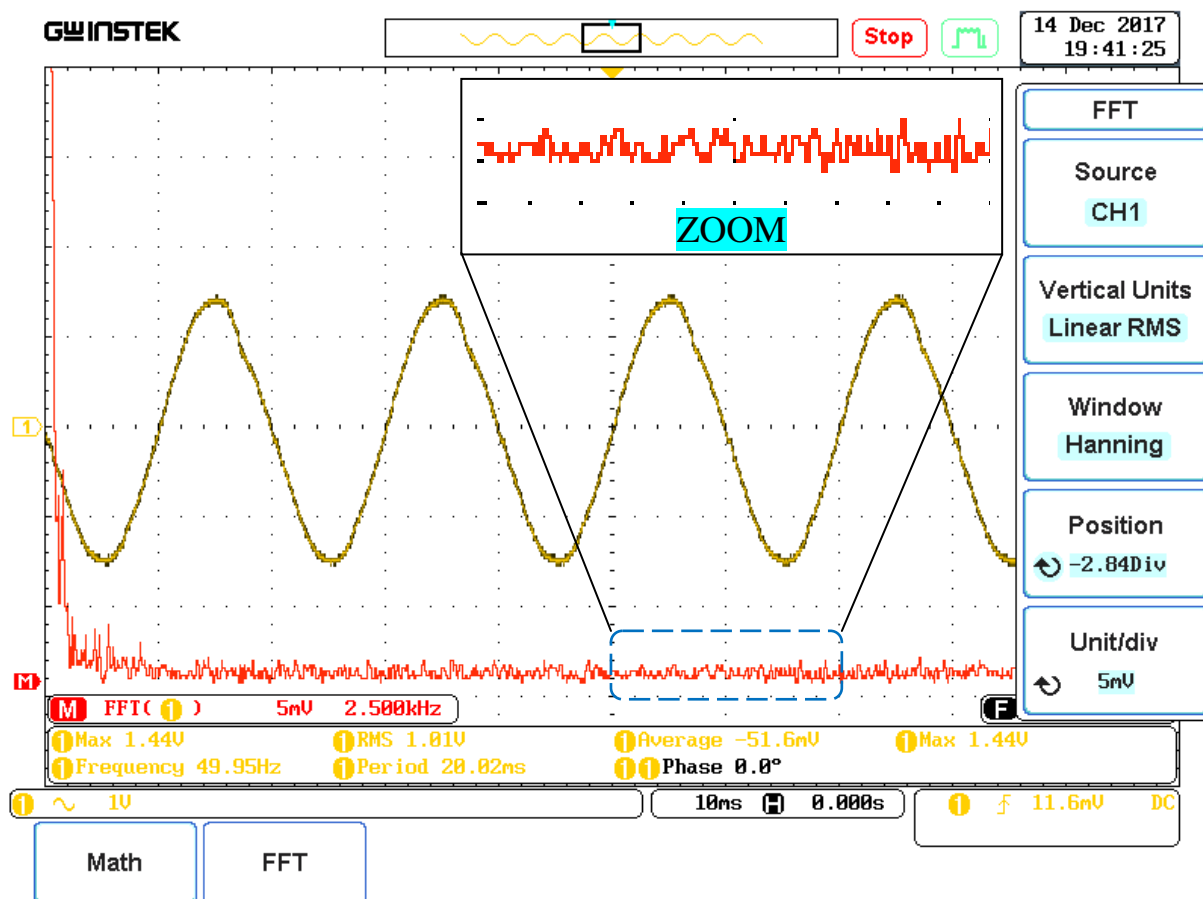


Figure B.1 : Courant de source et son FFT par fenêtre Hanning.

□ Fenêtre Hamming

$$w_H(k) = 0,54 + 0,46\cos\left(\frac{\pi(k + N/2)}{N}\right)$$

$$\gamma_H = 4$$

$$\lambda_H = 43dB$$

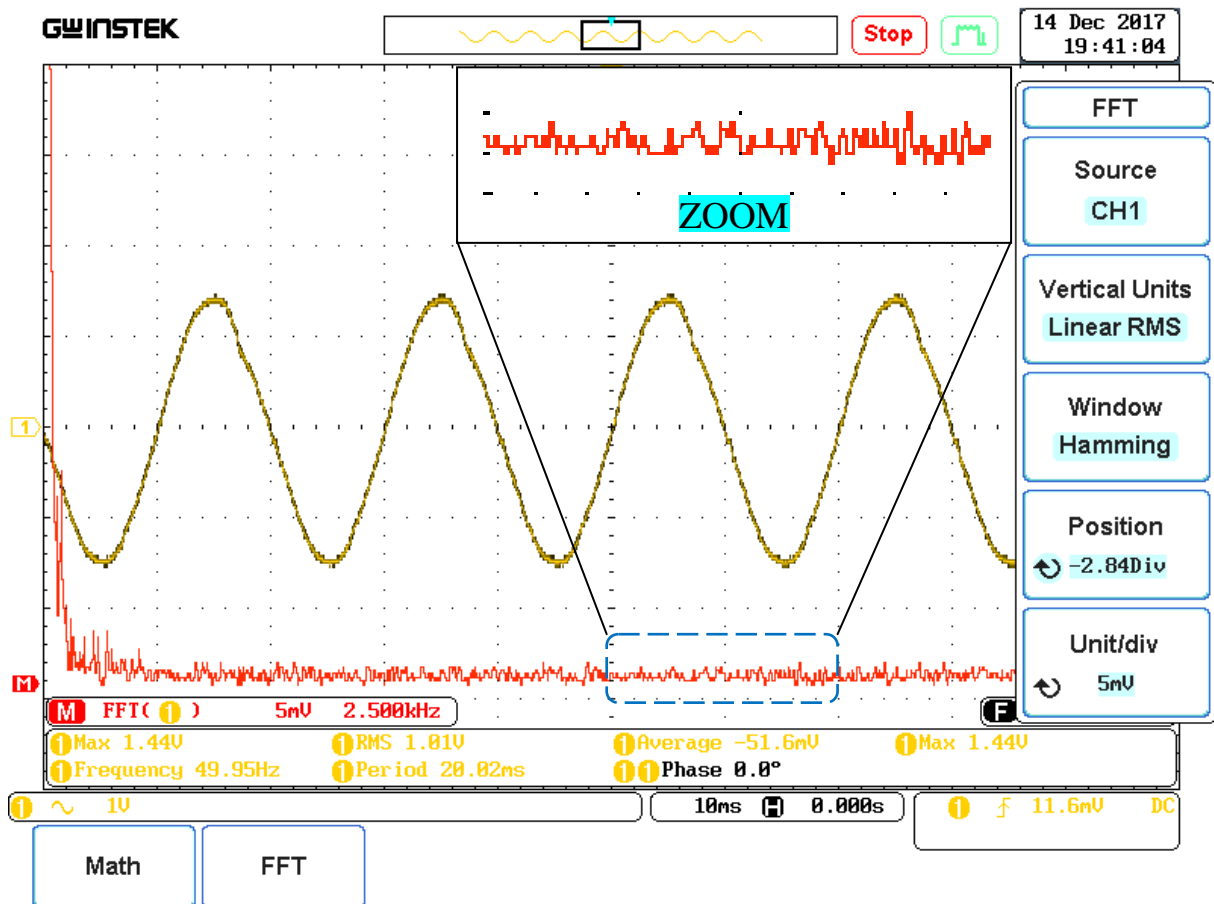


Figure B.2 : Courant de source et son FFT par fenêtre Hamming.

□ Fenêtre Blackman

On étend le principe de construction de hanning à 2 cosinus.

$$w_B(k) = 0,42 + 2 \left(0,25 \cos \left(\frac{2\pi(k + N/2)}{N} \right) + 0,04 \cos \left(\frac{4\pi(k + N/2)}{N} \right) \right)$$

$$\gamma_B = 6$$

$$\lambda_B = 59dB$$

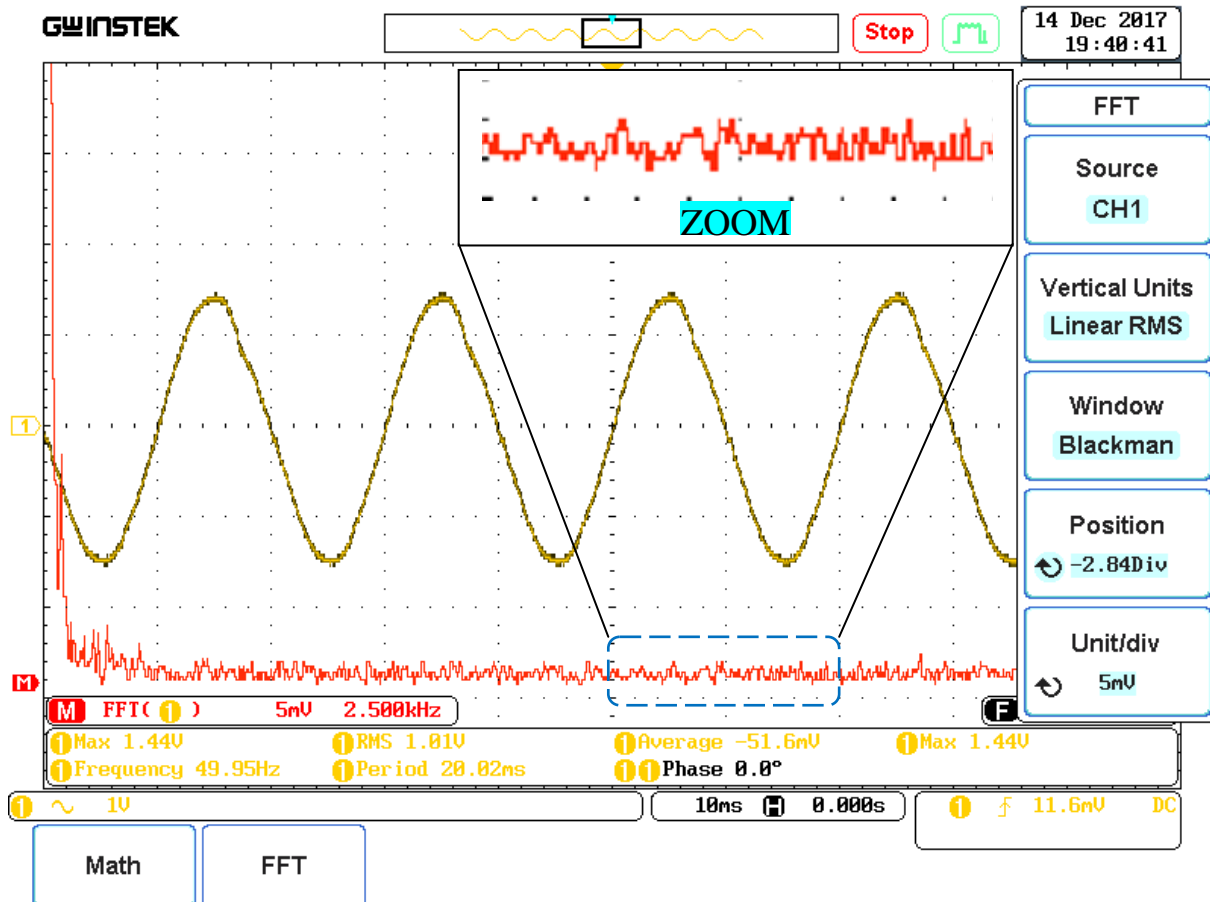


Figure B.3 : Courant de source et son FFT par fenêtre Blackman.

□ Fenêtre Rectangulaire

$$w_r(k) = \begin{cases} 1 & \text{si } |k| < \frac{N-1}{2} \\ 0 & \text{sinon} \end{cases}$$

$$W_r(v) = \sum_{k=-\frac{N-1}{2}}^{\frac{N-1}{2}} w_r(k) e^{-2\pi jvk}$$

La Transformée de Fourier de la fenêtre rectangulaire échantillonnée vaut:

$$W_r(v) = e^{\pi jf} \frac{\sin(\pi v N)}{\sin(\pi v)}$$

$$\gamma_r = 2$$

$$\lambda_r = 13dB$$

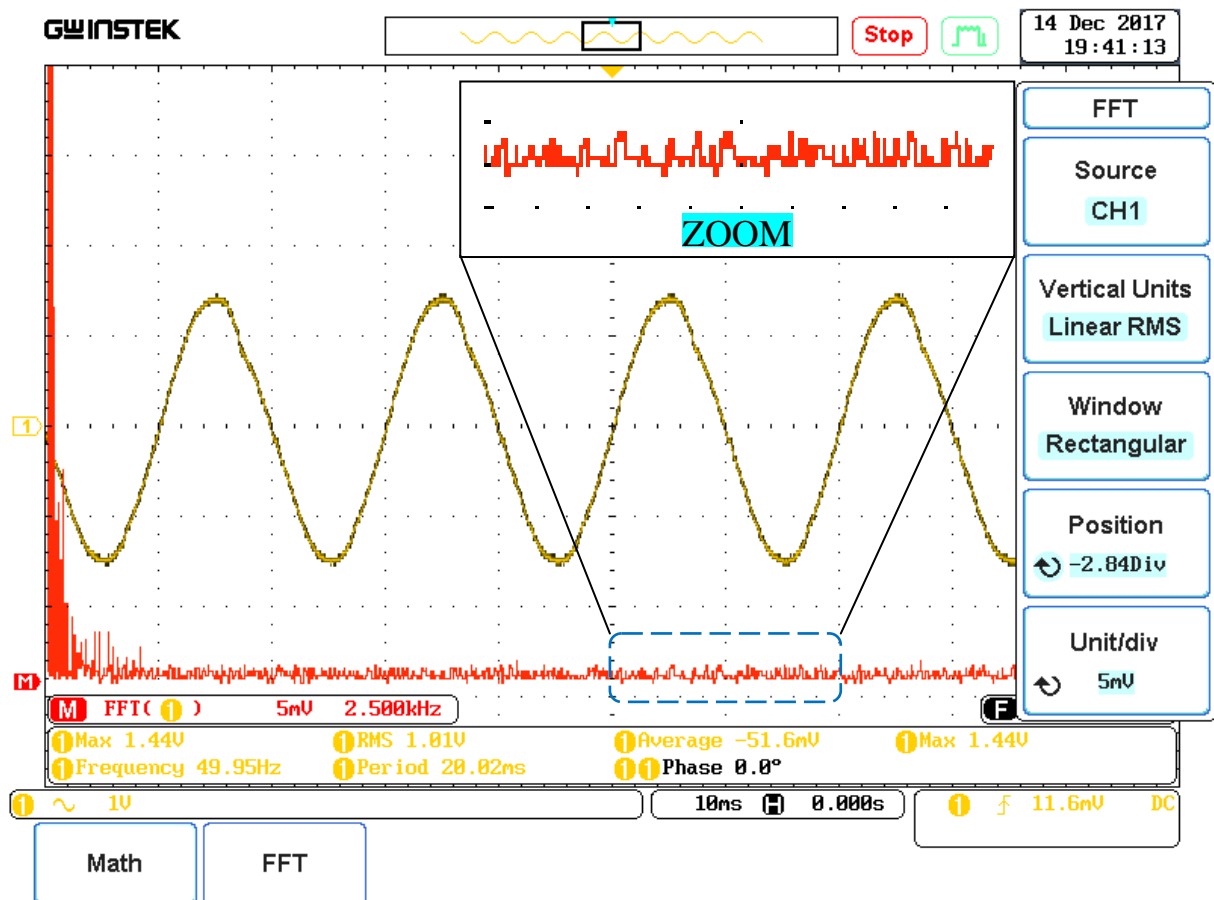


Figure B.4 : Courant de source et son FFT par fenêtre Rectangulaire.

BIBLIOGRAPHIE

- [Abd-10a] T. Abdelkrim, “Application du Multi-niveaux au Filtrage Actif des Réseaux”, Thèse de Doctorat en génie électrique, Ecole National Polytechnique, (Algérie) 2010.
- [Abd-11] T. Abdelkrim, E. M. Berkouk, K. Aliouane, K. Benamrane and T. Benslimane, “Etude et réalisation d'un onduleur à trois niveaux commandé par MLI vectorielle”, *Revue des Energies Renouvelables*, 14(2) : 211-217, 2011.
- [Aka-83] H. Akagi, Y. Kanazawa, A. Nabae, “Generalized theory of the instantaneous reactive power in three-phase circuits”, *Electrical Engineering in Japan*, Vol:103, n°4, pp; 58– 66, July/August 1983.
- [Aka-86] H. Akagi, A. Nabae & S. Atoh, “Control strategy of active power filters using multiple voltage-source PWM converters”, *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. IA-22, pp. 460 – 465, May/June 1986.
- [Ala-02] M. A. Alali, “Contribution à l'étude des compensateurs actifs des réseaux électriques”, Thèse de Doctorat en génie électrique, Université Louis Pasteur ULP, France. 2002.
- [Bar-96] P. Bartholomeus, “Contribution à l'étude des redresseurs à facteur de puissance quasiunitaire fonctionnant en mode multiniveaux. Application au chargeur de batteries”, Thèse de Doctorat, Spécialité Génie Electrique, Université de Lille, France, Juin 1996.
- [Bar-98] P. G. Barbosa, J. A. Santisteban, & E. H. Watanabe, “Shunt series active power filter for rectifiers AC and DC sides”, *IEE Proc.-Electric Power Appl.*, vol. 145, No. 6, pp. 577–584, November 1998.
- [Bel-17] H. Bellatreche and A. Tlemçani, “Harmonic Compensation in Five Level NPC Active Filtering: Analysis, Dimensioning and Robust Control Using IT2 FLC”, *AMSE JOURNALS-AMSE IIETA publication-2017-Series: Advances C*; Vol. 72; N°4; pp 227-247.
- [Ben-05] H. Benalla, and H. Djeghloud, “Shunt active filter controlled by fuzzy logic”. *J. King Saud Univ*, 18, pp. 231–247, 2005.
- [Ben-16] S. Bentouati, “Contribution à la Modélisation et à la Commande Neuro-Floue de la Machine Synchrone à Aimants Permanents à Commande Directe du Couple”. Thèse de Doctorat en Génie électrique, option : Automatique. Ecole Nationale Polytechnique (ENP) d'Alger. 2016.
- [Ben-16] F. Benzerafa, A. Tlemçani and K. Sebaa, “Type-1 and Type-2 Fuzzy Logic Controller Based Multilevel DSTATCOM Using SVM”, *Studies in Informatics and Control*. 25 (1), pp. 87–98, 2016.
- [Ber-95a] E. M. Berkouk, “Contribution à la conduite des machines asynchrones monophasées et triphasées par des convertisseurs directs et indirects. Application aux gradateur et onduleurs multiniveaux”, Thèse de doctorat, CNAM Paris, 1995.
- [Ber-95b] E.M. Berkouk et al, “Knowledge and control models for three-level voltage inverters”, *International Journal "systems Analysis Modelling Simulation"*,

- (SAMS) published by "Gordon and Breach Science Publishers", Volumes 18-19 pages 511-521, 1995.
- [Bou-10] A. Bouafia, "Techniques de commande prédictive et floue pour les systèmes d'électronique de puissance: Application aux redresseurs à MLI", Ph.D. Dissertation, University of Sétif, Sétif, Algeria, 6 June 2010.
- [Bou-14] M. Bouzidi, S. Bouafia, A. Bouzidi, A. Benaïssa and S. Barkat, "Application of Backstepping to the Virtual Flux Direct Power Control of Five-Level Three-Phase Shunt Active Power Filter", *International Journal of Power Electronics and Drive System (IJPEDS)*. Vol. 4, No. 2, pp. 173-191, June 2014.
- [Cen-99] E. Cengelci, S. U. Sulistijo, B. O. Woom, P. Enjeti, R. Teodorescu and F. Blaabjerg, "A new medium voltage PWM inverter topology for adjustable speed drives", *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, vol. 35, No. 3, pp. 628–637, May/June 1999.
- [Cha-10] A. Chaoui, "Filtrage Actif Triphasé Pour Charges non Linéaires", Ph.D. Dissertation, University of Sétif, Sétif, Algeria, 5 October 2010.
- [Che-13] S. Chennai, "Etude, Modélisation & Commande des Filtres Actifs : Apport des Techniques de l'Intelligence Artificielle", Thèse de doctorat en génie électrique, université Mohamed Khider- Biskra (Algérie) 2013.
- [Dja-15] K. Djazia, F. Krim, A. Chaoui and M. Sarra, "Active Power Filtering Using the ZDPC Method under Unbalanced and Distorted Grid Voltage Conditions", *Energies* 2015, 8, 1584-1605.
- [Dje-07] H. Djeghloud, "Filtrage actif de puissance", Thèse de doctorat. Université de Constantine, Algérie. 2007.
- [Enj-92] P. Enjeti, W. Shireen, & I. Pitel, "Analysis and design of an active power filter to cancel harmonic currents in low voltage electric power distribution systems", in *Conf.Rec. of the Int. Conf. on Power Electron. and Motion Control IECON*, vol. 1, pp. 368 – 373, 9-13 November 1992.
- [Etx-03] Etxeberria-Otadui Ion, "Sur les Systèmes de l'Electronique de Puissance dédiés à la Distribution Electrique – Application à la Qualité de l'Energie", Thèse de Doctorat de l'Institut Nationale Polytechnique de Grenoble, France. (2003).
- [Gab-08] S-F. Gabrio, , and T. Grazia, "Discussion on instantaneous p-q strategies for control of active filters", *IEEE Trans. Power Electronics*, vol. 23, no. 4, pp. 1945-1955, Jul. 2008. Res., vol. 80, pp. 657–666, 2010.
- [Gha-16] Ghadbane, "Etude Et Réalisation D'un Filtre Actif Parallèle En Utilisant Différentes Stratégies De Contrôle". Thèse de doctorat en science, Spécialité Electrotechnique, Université Mohamed Khider – Biskra, Algérie, Mai 2016.
- [Ghe-11] T. Ghennam, "Supervision d'une ferme éolienne pour son intégration dans la gestion d'un réseau électrique, Apports des convertisseurs multiniveaux au réglage des éoliennes à base de machine asynchrone à double alimentation", Thèse de Doctorat, Ecole Militaire Polytechnique (EMP) d'Alger 2011.
- [Gou-04] M. G. F. Gous, H. J. Beukes, "Sliding mode control for a three-phase shunt active power filter utilizing a four-leg voltage source inverter", *Power Electronics Specialists Conference (PESC)*, vol.6, p. 4609 - 4615. (2004).
- [Gue-07] R.Guedouani, B.Fiala, E. M. Berkouk and M. S.Boucherit, "Control of capacitor voltage of three phase five-level NPC voltage source inverter.

- Application to inductor motor drive”, International Aegean Conference on Electrical Machines and Power Electronics, 2007. ACEMP '07. 2007 pp. 794 – 799. 10-12 September.
- [Ham-04a] A. Hamadi, “Amélioration Des Performances Du Filtre Actif : Application Du Régulateur Proportionnel Intégral Et Du Régulateur Flou”. Thèse de Doctorat, Ecole De Technologie Supérieure Université Du Québec. 2004.
- [Ham-04b] A.Hamadi, K. Al-Haddad, “Comparison of fuzzy logic and proportional integral controller of voltage source active filter compensating current harmonics and power factor”. International Conférence on. Industrial Technology (ICIT), Vol. 2, p. 645-650. 2004.
- [Ham-09] A. Hamidi, S. Rahmani and K. Al-Haddad, “Fellow, A New Hybrid Series Active Filter Configuration to Compensate Voltage Sag, Swell, Voltage and Current Harmonics and Reactive Power”. IEEE International Symposium on Industrial Electronics (ISIE 2009) Seoul Olympic Parktel, Seoul, Korea, 2009.
- [Ham-10] A. Hamadi, “Contribution à l'étude des filtres hybrides de puissance utilisées pour améliorer la qualité de l'énergie dans le réseau électrique de distribution”. Thèse de doctorat de l'université du québec (2010).
- [Has-13] N. Hassaoui, A. Tlemçani and K. Sebaa, “DPC and VFOC of PWM Rectifier using Fuzzy Type-2”, 3rd International Conference on Systems and Control, Algiers, Algeria, October 29-31, 2013.
- [Her-08] R. S. Herrera, P. Salmeron and H. Kim, “Instantaneous reactive power theory applied to active power filter compensation: different approaches, assessment, and experimental results”, IEEE Trans. on Industrial Electronics, vol. 55, no. 1, pp. 184-196, Jan. 2008.
- [Ioa-96] P. Ioannou and J. Sun, “Robust Adaptive Control”, Prentice-Hall, Inc., Englewood Cliffs, NJ, 1996.
- [Kar-98] N. N, Karnik. Mendel. J. M, “Type-2 fuzzy logic systems: Type-reduction”, IEEE Syst, Man, Cybern. Conf, Sandiago, CA, October 1998.
- [Kar-01a] N.N. Karnik and J.M. Mendel, “Operations on type-2 fuzzy sets”, Fuzzy Systems, vol. 122, pp. 327–348, 2001.
- [Kar-01b] N.N. Karnik, J.M. Mendel, “centroid of a type-2 fuzzy set”, Information sciences, vol.132, issue.1-4, pp.195-220, 2001.
- [Kar-10] P. Karuppanan, and K. K. Mahapatra, (2010), “PI with Fuzzy Logic Controller based APLC for compensating harmonic and reactive power”, Communication and Power Engineering, ACEEE, July 28-29.
- [Kom-05] H.Komurcugil, O. Kukrer, “A new control strategy for single-phase shunt active power filters using a Lyapunov function”. IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 53, n° 1, p. 305-312. 2005.
- [Kom-07] H.Komurcugil, “Globally stable control of three-phase three-wire shunt active power filters”. Electrical Engineering, vol. 89, n° 5, p. 411-418. 2007.
- [Kom-09] H. Komurcugil, “Integral sliding mode control of a single-phase current-source inverter”. Annual Conference on Industrial Electronics (IECON). pp 1597-602. (2009).
- [Kri-16] M. Krishnam Raju and K.V.S.Anil Kumar, “Reduction of Harmonics by using Control of SVPWM for Shunt Active Filter with 3-Phase, 3-Wire Distribution

- system”, In ternational Journal of Research. 25 (1) 1 (Jul y 2016) 682–688.
- [Leo-97] R. Leonid, “Fuzzy Controllers”, Victoria University of Technology, Melbourne, Australia, A member of the Reed Elsevier plc group. First published 1997.
- [Lop-06] Lopez De Heredia Bermeo Amaia, “Commande avancées des systèmes dédiés à l’amélioration de la qualité de l’énergie : de la basse tension à la moyenne tension”. Thèse de Doctorat en génie électrique, Institut National Polytechnique de Grenoble, France. 2006.
- [Mah-17] T. Mahni, “Etude et Conception d'un Filtre Actif Parallèle Triphasé à Quatre Fils en vue de sa Commande par des Méthodes d'Intelligence Artificielle”. Thèse de Doctorat en électrotechnique, Université Mohamed Khider de Biskra, 2017.
- [Mal-04] M. Malinowski, et al., “Simple Direct Power Control of Three-Phase PWM Rectifier Using Space-Vector Modulation (DPC-SVM)”. IEEE Transaction on Industrial Power Electronics. 2004; 51(2): 447-454.
- [Men-01] J. M. Mendel, “Uncertain rule-based fuzzy logic systems: Introduction and new directions”, IEEE computational intelligence magazine, vol. 2, issue.1, pp. 72 – 73, 2001.
- [Men-02] J. M Mendel, Bob John. R. I, “Type-2 Fuzzy Sets Made Simple”, IEEE Trans. Fuzzy Syst, vol. 10, no. 2, pp. 117-127, April 2002.
- [Men-03] N., K. Mendalek, Al-Haddad, *Nonlinear control technique to enhance dynamic performance of a shunt active power filter*. Electric Power Applications, vol. 150, n° 4, p. 373-379. 2003.
- [Mor-11a] **A. Morsli**, N. Ould Cherchali, A. Tlemçani and M. S. Boucherit, “Reducing Harmonic Pollution in Low-Voltage Electrical Networks melted on an Active Conditioner using a Five-Level Inverter NPC Topology”. - 1st International Conference on Automation and Mechatronics – CIAM’11, Oran, 22-24 Nov 2011. University of Science and Technology of Oran MB (U.S.T.O).
- [Mor-11b] **A. Morsli**, A. Tlemçani, M. S. Boucherit et N. Ould Cherchali, “Dépollution des Réseaux Electriques BT utilisant un Filtre Actif Parallèle à deux niveaux contrôlé par l'Algorithme P-Q”, 2^{ème} Conférence Nationale sur les Systèmes d'ordre Fractionnaire et leurs Applications. SOFA'11. Université Mouloud Mammeri de Tizi-Ouzou, 24 - 26 Octobre 2011 .
- [Mor-12a] **A. Morsli**, N. Ould Cherchali, A. Tlemçani and M. S. Boucherit (2012), “Using Five-Level inverter NPC topology for Harmonic Compensation of Electric Low-Voltage”, International Journal of Acta Electrotehnica, ISSN 1841-3323. Volume 53, Number 1, pp.16-21.
- [Mor-12b] **A. Morsli**, A. Tlemçani, M. S. Boucherit and N. Ould Cherchali, “Harmonics Compensation of a low-voltage grid using an Active Power Filter shunt two-level controlled by Fuzzy Logic”, – 2nd International Conference on Industrial Engineering and Manufacturing – ICIEM’2012, Batna University, Algeria. May 06 and 07, 2012.
- [Mor-12c] **A. Morsli**, A. Tlemçani, M. S. Boucherit et N. Ould Cherchali, “Dépollution des Réseaux Electriques Basse Tension utilisant un Filtre Actif Parallèle à deux niveaux contrôlé par l'Algorithme P-Q”, Acta Electrotehnica. Vol 53, N°2, 2012.

- [Mor-12d] A. Morsli, A. Tlemçani, N. Ould Cherchali et M. S. Boucherit, “Compensation des Harmoniques en utilisant un Filtre Actif Parallèle de Puissance à deux niveaux contrôlé par Logique Floue et relié à une Source Photovoltaïque”, 2^{èmes} Journées Internationales sur les Énergies Renouvelables et le Développement Durable. Laghouat, les 03 et 04 Juin 2012, Université Ammar Thelidji, Laghouat, Algérie.
- [Mor-14] A. Morsli, A. Tlemçani, N. Ould Cherchali and M. S. Boucherit, “Comparison the Fuzzy System Controller and PQ Method on the Electrical Network Low-Voltage with a shunt Active Power Filter Five Levels”, International Conference on Electro-Energy ICEE’14, November, 10-11, 2014, Skikda, Algeria.
- [Mor-17] A. Morsli, A. Tlemçani, and M. S. Boucherit, “Shunt Active Power Filter Based Harmonics Compensation of a Low-Voltage Network Using Fuzzy Logic System”, *Nonlinear Dynamics and Systems Theory*, 17 (1) (2017) pp.70–85.
- [Mor-95] L. A. Morán, J. Dixon, & R. R. Wallace, “A three-phase active power filter operating with fixed switching frequency for reactive power and current harmonic compensation”, *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 42, No. 4, pp. 402–408, August 1995.
- [Oul-05a] D. Ould Abdeslam, D. Flieller, P. Wira and J. Mercklé, “Adaline neural networks for online extracting the direct, inverse and homopolar voltage components from a composite voltage”, 31st Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society (IECON05), Raleigh, North Carolina, USA, Nov. 6-10, 2005.
- [Oul-05b] D. Ould Abdeslam, “Techniques neuromimétiques pour la commande dans les systèmes électriques : Application au filtrage actif parallèle dans les réseaux électriques basse tension”, Thèse de Doctorat en génie électrique, Université de Haute-Alsace, France. 2005.
- [Pot-97] F. Pottker and I. Barbi, “Power factor correction of non-linear loads employing a single phase active power filter: control strategy, design methodology and experimentation”, *Power Electronics Specialists Conference, 1997. PESC '97 Record, 28th Annual IEEE, Volume: 1*, 22-27 June 1997 Pages:412- 417 vol.1.
- [Ric-97] F. Richardeau, N. Aouada et T. Meynard, “Convertisseur de rééquilibrage de la tension d’un réseau”, *J.PHIS.III France* 7, 1997, PP.5.66-5.71.
- [Rod-02] J. Rodriguez, J. S. Lai, and F. Z. Peng, “Multilevel inverters: A survey of topologies, controls, and applications”, *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 49, No. 4, pp. 724–738, August 2002.
- [Rou-99] A.D. Roux Le, J.A. Toit Du and J. Enslin, “Integrated active rectifier and power quality compensator with reduced current measurement”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, VOL. 46, NO. 3, June 1999.
- [Sai-16] S. Saidi, R. Abbassi, N. Amor and S. Chebbi, “Passivity-Based Direct power control of Shunt Active Filter under Distorted Grid Voltage Conditions”, *AUTOMATIKA* 57(2016) 2, 361–371.
- [Sar-13] M. Sarra, “Contribution a l’étude des filtres actifs hybrides”, Thèse de doctorat de l’Université de Sétif, Algérie, (2013).
- [Sin-99] B. N. Singh, B. Singh, *A new control scheme of séries hybrid active filter*. *Power Electronics Specialists Conférence (PESC)*, vol. 1, p. 249 - 254. 1999.

- [Sup-08] G. Superti, G. Todeschini, "Discussion on instantaneous p-q strategies for control of active filters", IEEE Trans. Power Electronics, vol. 23, no. 4, pp. 1945-1955, Jul. 2008. Res., vol. 80, pp. 657-666, 2010.
- [Tad-08] S. Tadjer, "Etude d'un Système de Compensation d'Harmonique en Utilisant un Générateur Photovoltaïque, GPV", Mémoire de magistère, Université M'Hamed Bougar-Boumerdès, 2008.
- [Tza-90] S. Tzafestas, N. P. Papanikolopoulos, "Incremental fuzzy expert PID control", IEEE Trans. On Indus. Elect. Vol.37, N°5, pp.365-371. October 1990.
- [Wir-07] T. Wiroj, T. Hatada, "Design and Performance of a Transformer less Shunt Hybrid Filter Integrated Into a Three-Phase Diode Rectifier". IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 22, n° 5, p. 1882-1889. 2007.
- [Yak-06] L. Yacoubi, K. Al-Haddad, "Linear and Nonlinear Control Techniques for a Three Phase Three-Level NPC Boost Rectifier". IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 53, n° 6, p. 1908-1918. 2006.
- [Zad-75] L.A. Zadeh, "The concept of a linguistic variable and its application to approximate reasoning", Information Sciences, Part I : 8, 199-249 ; Part II : 8, 301-357 ; Part III : 9, 43-80, 1975.
- [Zha-07] W-F. Zhang and Y-H. Yu, "Comparison of Three SVPWM Strategies". Journal of Electronic Science and Technology of China, Vol. 5, No. 3, 2007, pp. 283-287.
- [W1] www.dspace.com. 2018.