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

Université Yahia Fares de Médéa
Faculté de Technologie



Présenté pour l'obtention du Diplôme de

MASTER

Filière : Electrotechnique

Spécialité : Energie renouvelable en électrotechnique

Par

Anfel SKENDER
Amina SKENDER

Thème

Etude et Réalisation du Système de Filtrage Actif Parallèle de Puissance Commandé par Logique Floue Type 2 Alimenté par une Source Photovoltaïque

Proposé et Dirigé par

Dr. MORSLI Abdelkader
Pr. TLEMÇANI Abdelhalim

2020-2021


بسم الله الرحمن الرحيم

Dédicace

Je dédie cet événement marquant de ma vie à la mémoire de mon père décédé trop tôt, **Seddik Skender** qui m'a toujours poussé et motivé dans mes études et ma vie.

Ma pensée la plus forte aille vers ma mère **Assia**, à qui je dois la vie.

A ma sœur Meriem, sa fille Nesrine et son époux Sidahmed.

A Mes chères sœurs Sarah, Afaf ,Samah et mon frère unique Ahmed qui sont ma source d'inspiration et mon plus grand soutien.

Je ne saurais oublier de remercier la personne qui m'est chère, mon oncle Bachir.

Pour leur soutien et leur amitié, je tiens à remercier Wafaa, Lamia et à toutes mes amies.

A mes deux familles **SKENDER** et **BOUHADDA**.

Anfel & Amina

Remerciement

Je remercie Allah, le tout puissant, le miséricordieux, de m'avoir appris ce que j'ignorais, de m'avoir donné la santé et tout dont je nécessitais pour l'accomplissement de ce mémoire.

Qu'il me soit permis de présenter ici mes remerciements à tout un petit monde de personnes qui ont rendu possible la présente étude et qui ont contribué à son élaboration sous quelque forme que ce soit.

Nous sommes très reconnaissant à **:**

Notre promoteur **Dr Abdelkader Morsli**etnotre enseignant **Dr Zouhir Amokrane** pour l'aide compétente qu'ils nous ont apportée, pour leur patience et leur encouragement. Leurs critiques nous ont été très précieuses pour structurer ce travail et pour améliorer la qualité des différentes sections.

Je tiens à remercier également et à exprimer mes sympathies à tous les membres de Laboratoire de Recherche d'Electrotechnique et d'Automatique plus précisément **Dr AbdelhafidMoualdia** et **Dr Hanini**qui nous ont aidés à l'élaboration de notre projet.

Nous tenons à remercier très sincèrement l'ensemble des membres du jury qui nous font le grand honneur d'accepter de juger notre travail.

Nous voulons remercier aussi tous nos professeurs du master énergies renouvelables, et tous ceux qui nous ont offert la possibilité de mener à bien ce travail.

ملخص

إن الهدف المتوخى في هذه الرسالة يتناول إزالة التلوث من الشبكات الكهربائية ذات الجهد المنخفض بواسطة المرشحات النشطة المربوطة بنظام توليد كهروضوئي. إن محولات الجهد(DC-AC) العاكسات هي حلول حديثة لتقليل أكبر قدر ممكن من جميع التوافقيات المحقونة عن طريق الحمولة الغير خطية. في عملنا هذا، سوف نقترح منهاج للحد من معدل التشويه التوافقي(THD) من تيار المصدر. لهذا، سوف نقدم عاكس ثنائي ذات هيكل PWMمن جهة، وتقنيات التحكم المختلفة بين الكلاسيكية و الذكية من جهة أخرى.

أولاً،استخدمنا أسلوب التحكم في نظام تصفية نشط متوازي ذو مستويين المسمىPWM المربوط بمنهج المنظم الكلاسيكي مع طريقة الطاقة النشطة و الفورية PQ-PI, ونوعي التحكم المنطقي الضبابي PQ-FLT1 و PQ-FLT2.لقد أظهرت لنا نتائج المحاكاة تحت بيئة MATLAB/Simulinkبوضوح أن عنصر التحكم LFT-2 أكثر كفاءة من كل من جهاز التحكم PI وعنصر التحكمLFT-1.

تسمح لنا نتائج المحاكاة بفهم إستراتيجية التحكم المستخدمة لتحسينTHD والتحقق من صحة هذه الاستراتيجيات و اختبار مدى توافقها للتقليل من التشوهات في الشبكات الكهربائية.

Abstract

The objective pursued in thisthesis deals with the cleanup of low voltage electrical networks by active compensators with a photovoltaic generation system**.** DC-AC voltage converters (inverters) are modern solutions to minimize the maximum possible all the harmonics injected by the non-linear load. For that we have used in ourwork, a second level inverter with PWM topology on the one hand, and different approaches of commands between classical and intelligent on the other hand.

First, we used multiple techniques for controlling a two-level shunt active power filter, the PWM implemented with the PQ-PI method, PQ-FLT-1 method and PQ-FLT-2 method. The simulation results under the MATLAB / Simulink environment have shown us clearly that the FLT-2 is more efficient than both FLT-1 and PI regulator. Our approach is able to automatically adapt itself to any changes of the non-linear load and thus to the generated harmonics. These techniques are also able to eliminate only specific harmonics and correct the power factor. Furthermore, practical results confirm the robustness and usefulness of our compensation approach. The effectiveness of a hardware implementation is also tested in simulation.

Résumé

Le travail présenté dans ce mémoire concerne l'élaboration d'une stratégie complète d'identification et de commande d'un filtre actif parallèle (FAP) alimenté par une source photovoltaïque renouvelable. Les onduleurs sont des solutions modernes pour minimiser le maximum possible de tous les harmoniques injectés par la charge non linéaire. Pour cela, nous présenterons une structure d'onduleur à deux niveaux basé sur la MLI, et les différentes techniques de commande entre classiques et intelligentes d'autre part.

D'abord, nous avons commandé l'onduleur de filtrage actif parallèle à deux niveaux avec la commande MLI qui est employée avec la méthode des puissances instantanées active et réactive PQ. Ensuite, nous avons fait une étude de la commande de logique floue type-1 (LFT-1), logique floue type-2 (LFT-2) et le régulateur classique PI. Les résultats de simulation sous l'environnement *MATLAB/Simulink* nous ont montré clairement que la commande LFT-2 est plus performante que le régulateur PI ou la commande LFT-1. La

structure proposée s'adapte automatiquement aux variations de la charge du réseau et donc aux fluctuations du contenu harmonique des perturbations. Elle permet également la compensation sélective des harmoniques et la correction du facteur de charge. Finalement, ces stratégies ont été validées sur un banc expérimental et leur aptitude à l'intégration matérielle a été testée en simulation.

LISTE D'ABREVIATION

I_{ph}: Courant photo-généré ou photo-courant (A).

I_s: Courant de saturation de la diode (A).

q: Charge d'électron ($q = 1.6 \times 10^{-19}$C).

K:Constant de Boltzmann ($K = 1.38.10 - 381.38.10^{-38}\ jk - 1$).

T: Température absolue de fonctionnement de la jonction (c°).

m: Facteur d'idéalité de la diode $m = \{1,2\}$, La valeur typique de $m$est 1.3.

R: Résistance série.

R: Résistance parallèle.

I_{sc}: courant de court-circuit.

V_{oc}: la tension de circuit ouvert.

V_{th}: Tension thermique.

G_a: L'éclairement (W/m²).

T : température (c°).

C_3 : Facteur de correction de la tension de circuit ouvert V/C°.

T_c: Température des cellules.

T_a: Température ambiante.

FF: Facteur de forme.

S: La surface de la cellule.

V_{mpp}: La tension optimum.

V_A, V_B, V_C: Tensions de sortie de l'onduleur [V].

V_{An}, V_{Bn}, V_C: Tensions simples de l'onduleur [V].

V_{AB}, V,: Tensions composées de l'onduleur [V].

m: Taux de modulation de fréquence.

r: Indice de modulation d'amplitude.

S: Séquences fonctionnelles d'un bras de l'onduleur.

F_k: Fonction de connexion de l'onduleur.

V_{fk}: La tension de sortie du filtre actif.

MLI: Modulation de largeur d'impulsion.

FAP: Filtre Actif Parallèle.

THD: Total harmonique distorsion.

MPPT : Maximum Power Point Tracking.

P&O : méthode de perturbation et d'observation

PI: Proportional Integral.

DPC: Direct Power Controller.

f: Fréquence [Hz].

K: Gain proportionnel du régulateur PI.

K: Gain intégral du régulateur PI.

y_0 : Valeur moyenne ou composante continue du signal (t).

h : Rang de l'harmonique.

y_h : valeur efficace de l'harmonique au rang h.

ω : Pulsation fondamentale ($2\pi.f1=2\pi/T$).

ϕ_h : Phase de l'harmonique au rang h.

$ytrms$: Valeur efficace vraie du signal (t).

$taux$(h) : Taux de distorsion harmonique THD (%).

THD : Le taux global de distorsion harmonique (%).

(t) : Une source de tension (V).

(t) : Courant (A).

(t) : Puissance instantanée(W).

m : Le nombre des phases.

(t) : la puissance réactive (VAR).

S : la puissance apparente (VA).

D : Puissance déformante (VAD).

F : Le facteur de puissance.

Cos ϕ : le facteur de déplacement fondamental à la source.

If : Composante fondamentale.

I_{h} : Composantes harmoniques.

Vc : Tension de sortie de la cellule (V).

Ich Courant de sortie de la cellule (A).

SOMMAIRE

Introduction Générale

1. Le photovoltaïque et les convertisseurs statiques

1.1 Introduction. 20

1.2 Le gisement solaire en Algérie. 20

1.3 l'effet photovoltaïque 22

1.4 Cellule photovoltaïque. 23

1.4.1 Paramètres d'une cellule photovoltaïque. 24

1.5 Les générateurs photovoltaïques 26

1.5.1 Caractéristique électriques –Modélisation. 26

1.5.2 Influence de la température et de l'éclairement 28

1.5.3 Mise en parallèle / série 30

1.6 Convertisseurs statiques DC–DC (Hacheurs) 32

1.6.1 Hacheur (Boost) 33

1.7 Conclusion. 35

2. Perturbation des réseaux électriques et problématique des harmoniques

2.1 Introduction. 36

2.2 Qualité de l'énergie électrique 37

2.3 Perturbation des réseaux 38

2.3.1 Charge électrique linéaire. 38

2.3.2 Charge électrique non linéaire. 38

2.4 Conséquences des harmoniques 43

2.4.1 Effets instantanés. 43

2.4.2 Effets à terme. 43

2.4.3 Caractérisation des perturbations harmoniques. 44

2.5 Solution de dépollution des réseaux électrique. 46

2.5.1 Solutions traditionnelles. 46

2.5.2 Solutions modernes. 47

2.5.2.1 Filtre actif parallèle (FAP). 48

2.5.2.2 Filtre actif série (FAS) 48

2.5.2.3 Combinaison parallèle-série actifs 49

2.5.2.4 Filtre actif série avec des filtre parallèles. 50

2.5.2.5 Filtre actif série connecte en série avec des filtres passifs parallèle.51

2.5.3 Le filtre actif parallèle avec un filtre passif parallèle 52

2.5.3.1Association série d'un FAP avec un système photovoltaïque . . . 53

2.6 Conclusion 53

3 .Techniques de commande et identification de courants harmoniques

3.1 Introduction 55

3.2 Intégration du régulateur MPPT dans système photovoltaïque. 55

3.2.1 La commande MPPT (Maximum Power Point Tracking). 56

3.2.1.1 Méthode d'Observation et Perturbation "P&O". 58

3.3 Modélisation des onduleurs de tension triphasés à 2 niveaux. 59

3.4 Régulation de la tension du bus continu. 65

3.5 Le système de commande dans un FAP. 67

3.5.1 Méthode des puissances instantanées active et réactive (PQ). 67

3.5.2 Commande par régulateur Proportionnel-Intégral avec la méthode PQ 71

3.5.3 Commande de l'onduleur avec la logique floue avec la méthode PQ 72

3.5.3.1 Logique floue type-1 72

3.5.3.2 Logique Floue Type-2. 78

3.6 Conclusion. 83

4. Résultats de simulation du Filtre Actif Parallèle de puissance

4.1 Introduction 84

4.2 Résultats de simulation. 85

4.2.1 Commande par régulateur Proportionnel-Intégral avec la méthode PQ (PQ-PI). 85

4.2.2 Commande de l'onduleur avec la logique floue type 1 avec la méthode PQ (PQ-LFT1). 89

4.2.3 Commande de l'onduleur avec la logique floue type 2 avec la méthode PQ (PQ-LFT2). 93

4.3 Conclusion. 95

5 .Interface Raspberry Pi et réalisation des circuits électroniques

5.1 Introduction 96

5.2 Schéma du système PV avec l'interface Raspberry 96

5.3 Partie Hardware. 98

5.3.1 Réalisation de circuit électronique de l'hacheurBoost 98

5.3.2 Validation expérimentale de circuit imprimé de l'hacheur 105

5.3.3 Carte d'adaptation 106

5.3.4Validation expérimentale de circuit imprimé de la carte d'adaptation. 109

5.4 Partie Software. 110

5.5 Conclusion. 114

Conclusion Générale

Liste des figures

Chapitre I

Figure 1.1 : Carte du monde de l'ensoleillement moyen annuel.

Figure 1.2 : Moyenne annuelle de l'irradiation solaire globale reçue sur un plan incliné à la latitude du lieu.

Figure 1.3 : Schéma de principe d'une cellule photovoltaïque.

Figure 1.4 : Schéma équivalent électrique de la cellule photovoltaïque.

Figure 1.5 : Caractéristiques I=f(v) d'un module photovoltaïque.

Figure 1.6 :l'influence de l'irradiation sur la caractéristique I=f(V)**.**

Figure 1.7 : L'influence de l'irradiation sur la caractéristique P=f (V).

Figure 1.8 : L'influence de la température sur la caractéristique I=f(V).

Figure 1.9 : L'influence de la température sur la caractéristique P=f(V).

Figure 1.10 : Association de N modules solaire en série.

Figure 1.11 : Association de $N_p$modules en parallèles.

Figure 1.12 : Association mixte N_s x $N_p$modules solaires.

Figure 1.13 : Symbole d'un convertisseur DC-DC.

Figure 1.14 : Schéma électrique d'un hacheur boost.

Figure 1.15 : Chronogrammes de courant et tension d'un hacheur boost.

Chapitre II

Figure 2.1 : Mise en place d'un filtre actif parallèle dans un réseau de distribution électrique.

Figure 2.2 : Structure d'une charge linéaire résistive triphasé**.**

Figure 2.3 : Structure Pont redresseur à diode débite sur une charge inductive.

Figure 2.4 : Variation de fréquence**.**

Figure 2.5 : Fluctuation de tension.

Figure 2.6 : Cas particulier de déséquilibre du système triphasé de tension.

Figure 2.7 : Chute et coupure de tension.

Figure 2.8 : Harmoniques.

Figure 2.9 : Inter-harmoniques.

Figure 2.10 : Représentant vectorielle de la puissance.

Figure 2.11 : Filtre actif parallèle.

Figure 2.12 : Filtre actif série.

Figure 2.13 : combinaison des filtres actifs série et parallèle.

Figure 2.14 : Filtre actif série assiste par filtre passif.

Figure 2.15 : Filtre actif série assisté par filtre passif.

Figure 2.16 : Filtre actif série et passif parallèle connecté en série assisté.

Figure 2.17 : Association série du FAP avec un système photovoltaïque.

Chapitre III :

Figure 3.1 : Schéma synoptique d'un système photovoltaïque avec MPPT.

Figure 3.2 : Organigramme d'algorithme P&O.

Figure 3.3 : Structure de l'onduleur de tension à deux niveaux.

Figure 3.4 : Structure de l'onduleur de tension à deux niveaux avec deux bus continu.

Figure 3.5 Stratégie triangulo-sinusoïdale de M LI (m =6, r = 0,8).

Figure 3.6 : Schéma de principe de la technique triangulo-sinusoïdale à une porteuse.

Figure 3.7 Principe général de la MLI intersective.

Figure 3.8 : LaMLIintersective cas d'un onduleur de tension à deux niveaux sous Matlab-Simulink.

Figure 3.9: Boucle de régulation de la tenson du bud continu par I_{dc}.

Figure 3.10 : Structure d'un filtre actif parallèle : rôle de la partie commande.

Figure 3.11 : Diagramme de blocs de génération des courants de référence selon lathéorie p-q.

Figure 3.12: Signal MLI à porteuse triangulaire du régulateur PI de courant de filtre actif parallèle.

Figure 3.13: Schéma de principe de filtrage actif parallèle à deux niveaux commandé par pq-LFT1**.**

Figure 3.14 : Modèle du correcteur flou type 1 établi sous Matlab-Simulink.

Figure 3.15 : Schéma de principe de filtrage actif parallèle à deux niveaux commandé par pq-LFT1.

Figure 3.16 : Schéma synoptique du contrôleur flou type-1.

Figure 3.17 : Partition floue dedD.

Figure 3.18 : Partition floue de Δe.

Figure 3.19 : Partition floue dee.

Figure 3.20 :Établissement des règles floues en fonction du sens.

Figure 3.21 : Système d'inférence floue type-2.

Figure 3.22 : Schéma synoptique du contrôleur flou type-2.

Figure 3.23 : Les fonctions d'appartenance différentes variables linguistiques (LFT2).

Chapitre IV

Figure 4.1 : Système de compensation des harmoniques par GPV.

Figure 4.2 :Résultats de simulation avantfiltrageactifparallèle (a) et après filtrageactifparallèle (b) de tension de source Vsa.

Figure 4.3 : Résultats de simulation avantfiltrageactifparallèle (a) et après filtrageactifparallèle (b) de courant de source Isa.

Figure 4.4 :Résultats de simulation avantfiltrageactifparallèle (a) et après filtrageactifparallèle (b) de courant de source Isa.

Figure 4.5 :Résultats de simulation avantfiltrageactifparallèle (a) et après filtrageactifparallèle (b) du THDIsadu courant de source Isacommandé par PQ-PI.

Figure 4.6 :Résultats de simulation avantfiltrageactifparallèle (a) et après filtrageactifparallèle (b) de tension de source Vsa.

Figure 4.7 :Résultats de simulation avantfiltrageactifparallèle (a) et après filtrageactifparallèle (b) de courant de source Isa.

Figure 4.8 :Résultats de simulation de courant de filtrei_{fa}.

Figure 4.9 :Résultats de simulation avantfiltrageactifparallèle (a) et après filtrageactifparallèle (b) du THDIsadu courant de source Isa commandé par PQ-LFT1.

Figure 4.10 :Résultats de simulation avantfiltrageactifparallèle (a) et après filtrageactifparallèle (b) de tension de source Vsa.

Figure 4.11 :Résultats de simulation de courant de filtre ifa.

Figure 4.12 : Résultats de simulation avant filtrage actif parallèle (a) et après filtrage actif parallèle (b) du THDIsa du courant de source Isa commandé par PQ-LFT2.

Chapitre V :

Figure 5.1 : Schéma bloc du système PV**.**

Figure 5.2 : schéma bloc de l'hacheur.

Figure 5.3 : Circuit électronique de l'hacheurBoost sous Proteus.

Figure 5.4 : MOSFET.

Figure 5.5 : Constitution d'une MOSFET**.**

Figure 5.6 : Dessin explicatif de principe de fonctionnement de MOSFET.

Figure 5.7 : Diode de roue libre.

Figure 5.8 : Connexion des composants de l'hacheur sur la plaque d'essai.

Figure 5.9 : Le schéma synoptique de circuit de l'hacheur.

Figure 5.10 : Typons de routage final.

Figure 5.11 : Photos de réalisation de Le circuit imprimé.

Figure 5.12 : Hacheur Boost réalise.

Figure 5.13 : Résultat de performance de l'hacheurBoost.

Figure 5.14 : Schéma explique l'implémentation de la carte d'adaptation dans le FAP.

Figure 5.15 : Simulation de la carte adaptation sous Proteus.

Figure 5.16 : Typons de routage final.

Figure 5.17 : Photos de réalisation de Le circuit imprimé**.**

Figure 5.18 : La carte d'adaptation réalisée.

Figure 5.19 : Résultat de performance de l'hacheur Boost.

Figure 5.20 : Schéma explique l'intégration de la partie Software avec le partie Hardware.

Figure 5.21 : Capteur de puissance INA 219.

Figure 5.22 : Carte Raspberry Pi 3.

Figure 5.23 : Le programme d'extraction de courant et de tension du capteur INA 21**.**

LISTE DES TABLEAUX

Tableau 1.1 : Ensoleillement reçu en Algérie par régions climatiques.

Tableau 3.1 : *Tensions possibles à la sortie de l'onduleur.*

Tableau 3.2:*Table des régles de command par logique floue type-1.*

Introduction générale

Ces dernières années, l'utilisation des convertisseurs statiques dans les installations de conversion d'énergie électrique a considérablement contribué aux progrès réalisés aux niveaux des performances et de l'efficacité de ces systèmes. Les convertisseurs statiques et beaucoup d'autres dispositifs telles que les redresseurs, les gradateurs, le matériel informatique, les appareils de climatisation ou encore les éclairages à base de tubes fluorescents. Ces appareils absorbent des courants non sinusoïdaux même s'ils sont alimentés par des tensions sinusoïdales et introduisent de ce fait des pollutions harmoniques sur les courants et les tensions des réseaux de distribution électrique. Ils se comportent alors comme des générateurs de courants harmoniques. Ces courants harmoniques peuvent déformer la tension du réseau par l'intermédiaire de l'impédance de court-circuit de celui-ci. De plus, la plupart des convertisseurs statiques consomment de la puissance réactive, conduisant alors à un mauvais taux d'utilisation des équipements constituant le réseau tels que les générateurs, les transformateurs, les lignes,etc, et entraînent une dégradation de la qualité des formes de tension et de courant et affectent la fiabilité des équipements électroniques de puissance [Mor-18] [XU-94] [Oul-05].

Les filtres actifs parallèles (FAP) sont à ce jour les solutions avancées de dépollution le plus adéquat tant au niveau de la production que de la distribution. Leur réponse est instantanée et ils s'adaptent automatiquement aux évolutions des perturbations introduites par les charges du réseau électrique. Ils s'insèrent dans un réseau de distribution électrique sans imposer d'aménagement particulier [Oul-05].

Afin d'alimenter le Filtre actif parallèle et fournir une électricité non seulement disponible mais de qualité et répondre aux mieux aux exigences du système de filtrage actif d’harmoniques, nous avons pensé à l’énergie solaire photovoltaïque [Sah-12].

La performance du FAP dépend de la conception de la structure, du contrôle des stratégies et de la robustesse des contrôleurs avec des approches dites intelligentes qui se traduit par l'émergence de techniques avancées telles que les réseaux de neurones artificiels, la logique floue, les réseaux neuro-flous, les algorithmes génétiques, Le secteur de l'électronique de puissance est concerné par cette avance. En effet, ces dernières années, l'activité scientifique liée aux applications de ces techniques dans la commande des systèmes électriques n'a cessé d'augmenter. Les solutions proposées dépassent les limitations des méthodes traditionnelles et apportent des possibilités nouvelles [Oul-05].

Le FAP comporte deux fonctions principales ; une fonction d'identification des courants harmoniques et une fonction de commande d'onduleur pour injecter des courants de compensation. Nos travaux portent sur l'étude conjointe de l'identification des harmoniques et de la commande de l'onduleur. L'étape d'identification des courants harmoniques est fondamentale dans le processus de filtrage. Sans une bonne estimation de ces courants, le système de commande, même très efficace, ne pourrait pas apporter à lui seul, les corrections suffisantes [Oul-05].

Le mémoire est divisé en cinq chapitres, comme suit :

le premier chapitre de ce mémoire, nous présentons notre système de compensation des harmoniques où nous proposons d'associer un générateur photovoltaïque GPV en parallèle avec la capacité de bus continu pour répondre mieux aux exigences du système de filtrage et injection de puissance active produite par GPV au réseau électrique. Pour cela, dans une première étape, une introduction sur les cellules photovoltaïques, le panneau solaire et description de leurs modèles mathématiques ont été donnés. Dans une seconde étape nous abordons les convertisseurs DC-DC et leurs modèles mathématiques, et leur commande basée sur les algorithmes de maximisation (Méthode de poursuite du point de puissance maximale) MPPT.

Dans le second chapitre qui recense les perturbations qui peuvent apparaitre dans un réseau électrique basse tension et expose leurs causes et leurs conséquences ainsi que les normes visant à diminuer leurs proliférations. Les solutions de dépollution existantes, tant traditionnelles que modernes sont rappelées.

Le troisième chapitre présente les techniques de commande et l'identification des harmoniques, nous rappelons le principe de fonctionnement de quelques techniques de l'intelligence artificielle en développant plus particulièrement la logique floue. Nous utiliserons une méthode d'identification des harmoniques, c'est la méthode des puissances instantanées active et réactive PQ associée avec le régulateurPI (PQ-PI) puis (PQ-LFT-1) et enfin (PQ-LFT-2).

Dans quatrième chapitre nous détaillons la réalisation électronique et la programmation de la carte MPPT numérique réalisé dans le cadre de ce projet. Nous détaillons ainsi la réalisation de l'hacheur et carte d'adaptation utilisée dans la partie de FAP.

Finalement, dans le dernier chapitre, nous présentons les résultats de simulation du filtrage actif parallèle alimenté par un générateur photovoltaïque sous le logiciel MATLAB/Simulink avec différents aspects de commande.

Enfin, nous terminerons ce travail par une conclusion générale.

Chapitre I :

Le Photovoltaique et les convertisseurs statiques

1.1. Introduction

Le soleil est une source énergétique quasiment illimitée, il pourrait couvrir plusieurs milliers de fois notre consommation globale d'énergie. C'est pourquoi, l'homme cherche depuis longtemps à mettre à profit cette énergie importante et diffusée sur l'ensemble de la planète, il est arrivé à réaliser ce but par le moyen dit cellule photovoltaïque [Bou-15].

Un générateur photovoltaïque est composé d'un ou plusieurs modules photovoltaïques. En présence d'un rayonnement lumineux, le générateur photovoltaïque produit un courant électrique continu. Les modules sont connectés en parallèle ou/et en série de façon à obtenir des caractéristiques électriques (tension, courant,...) compatibles avec le ou les onduleurs réseau.

Les convertisseurs statiques constituent un fonctionnement à partir du réseau alternatif, Celles alimentées par une source de tension continue, éventuellement créée par redressement à partir du réseau. L'énergie électrique est surtout distribuée sous forme de tensions alternatives sinusoïdales. L'électronique de puissance permet de modifier la présentation de l'énergie électrique pour l'adapter aux différents besoins. L'électronique de puissance utilise des convertisseurs statiques. Ces derniers utilisent des interrupteurs électroniques [kho-15].

1.2. Le gisement solaire en Algérie

Le gisement solaire est un ensemble de données décrivant l'évolution du rayonnement solaire disponible au cours d'une période donnée. Il est utilisé pour simuler le fonctionnement d'un système énergétique solaire et faire un dimensionnement le plus exact possible compte tenu de la demande à satisfaire. De par sa situation géographique, l'Algérie dispose d'un gisement solaire énorme comme le montre la figure 1.1

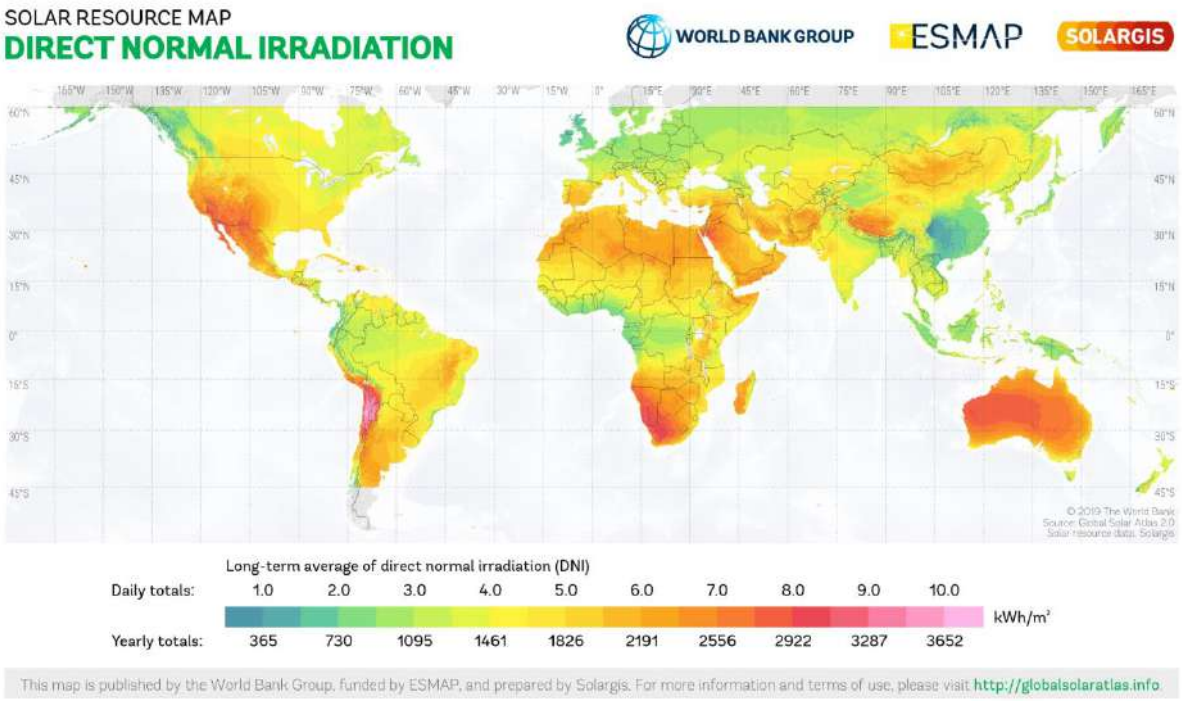


Figure 1.1 : *Carte du monde de l'ensoleillement moyen annuel*

Suite à une évaluation par satellites, l'Agence Spatiale Allemande (ASA) a conclu, que l'Algérie représente le potentiel solaire le plus important de tout le bassin méditerranéen, soit 169.000 TWh/an pour le solaire thermique, 13,9 TWh/an pour le solaire photovoltaïque. Le potentiel solaire algérien est l'équivalent de 10 grands gisements de gaz naturel qui auraient été découverts à HassiR'Mel. La répartition du potentiel solaire par région climatique au niveau du territoire algérien est représentée le tableau 1.1 selon l'ensoleillement reçu annuellement.

Région	**Régions côtières**	**Hauts plateaux**	**Sahara**
Superficie (%)	4	10	86
Durée moy.d'ensoleillement (h/an)	2650	3000	3500
Energie moyenne reçue (kWh/m²/an)	1700	1900	26500

Tableau 1.1 : *Ensoleillement reçu en Algérie par régions climatiques.*

La durée d'insolation dans le Sahara algérien est de l'ordre de 3500h/an est la plus importante au monde, elle est toujours supérieure à 8h/j et peut arriver jusqu'à 12h/j pendant l'été à l'exception de l'extrême sud où elle baisse jusqu'à 6h/j en période estivale. La région d'Adrar est particulièrement ensoleillée et présente le plus grand potentiel de toute l'Algérie.

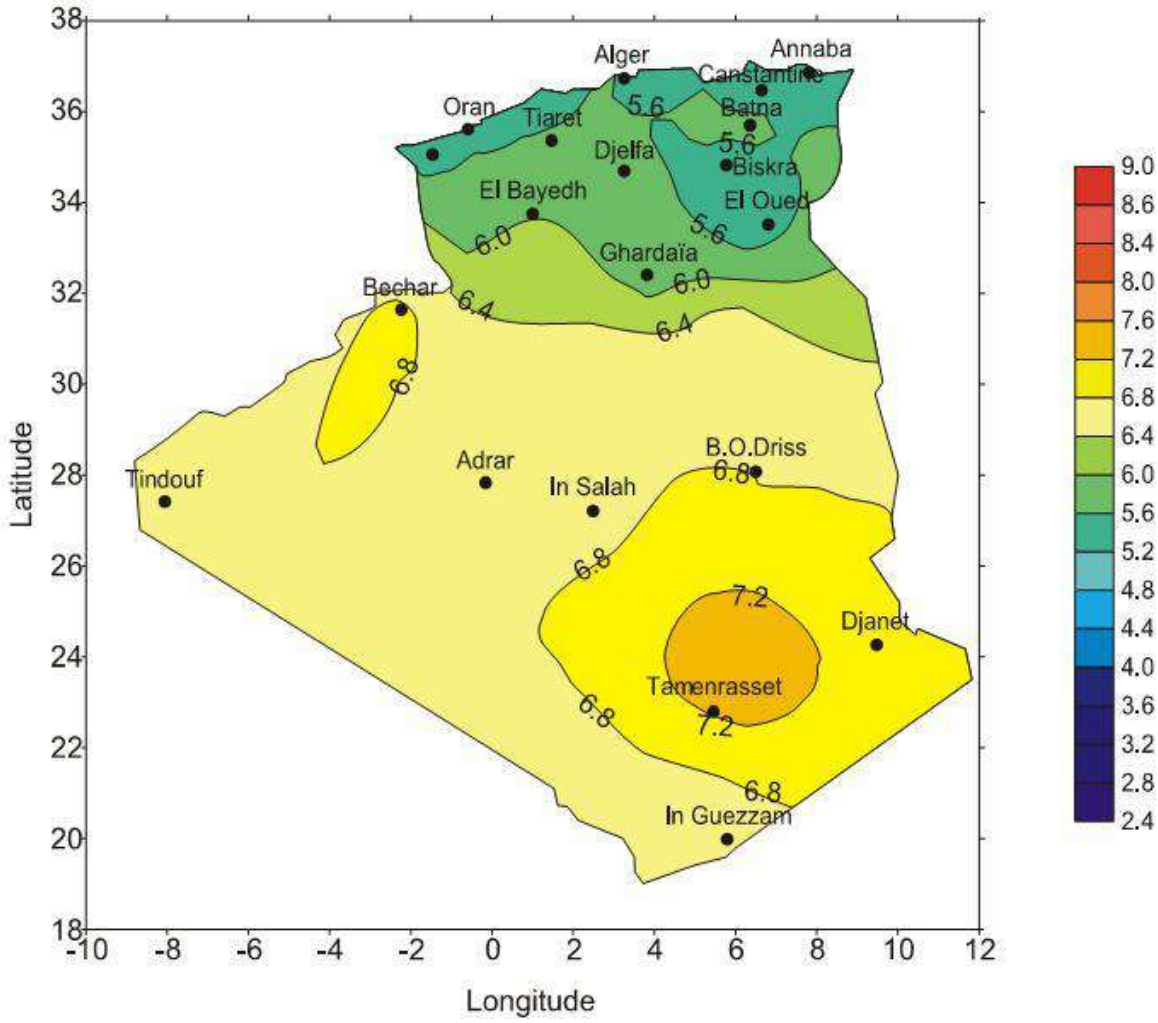


Figure 1.1 :*Moyenne annuelle de l'irradiation solaire globale reçue sur un plan incliné à la latitude du lieu*

1.3. L'effet photovoltaïque :

L'effet photovoltaïque découvert en 1839 par le physicien français Edmond Becquerel, l'effet photovoltaïque a été peu utilisé jusqu'au début des années 60 où il a connu un développement important du fait de ses applications spatiales.

L'électricité photovoltaïque, qui est aujourd'hui largement répandue notamment dans le domaine de l'électrification rurale, est obtenue par transformation

directe de l'énergie lumineuse à travers un matériau semi-conducteur appelé cellule photovoltaïque ou photopile.

- **Principe de fonctionnement :**

En fait, la photopile est composée de matériaux semi-conducteurs dopés P (manque d'électrons) et N (excès d'électrons) dont la jonction de type P-N permet aux électrons excédentaires de la zone N de traverser la jonction et d'occuper les trous de la zone P. Ainsi, lorsque la lumière frappe la surface (dopée N) d'une cellule photovoltaïque, les photons constituant cette lumière communiquent leur énergie aux atomes du matériau en libérant les électrons des atomes qui génèrent ainsi des charges N (les électrons) et des charges P (les trous). Or le déplacement d'électrons (créé par l'énergie des photons) est synonyme de production d'électricité.

Pour une photopile, la production d'électricité est liée à la production d'électrons (et de trous) par les photons de la lumière qui éclaire le dispositif. Plus de photons frappent la cellule, plus la quantité d'électricité produite est importante. Pour un éclairement donné, cette quantité dépend du rendement de conversion de la photopile (énergie produite/énergie reçue) ; c'est pourquoi le silicium (dopé P et N) qui présente le meilleur rendement théorique de conversion est très utilisé dans la fabrication des cellules.

1.4. Cellule photovoltaique :

Lorsque la jonction est éclairée, elle présente la particularité de pouvoir fonctionner en générateur, en produisant un courant de court-circuit proportionnel à l'éclairement [kho-15]. Ce comportement en statique peut être décrit par l'équation électrique suivante :

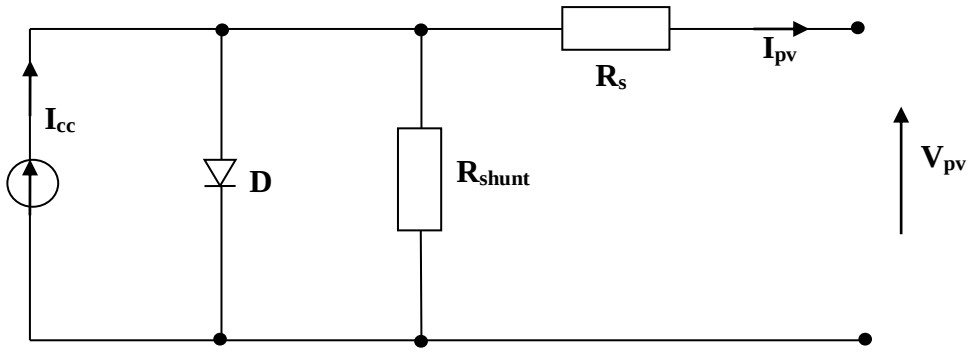


Figure1.3 :*Schéma équivalent électrique de la cellule photovoltaïque.*

$$I_{pv} = I_{ph} - I_{sat}\left[\frac{\left[exp\left(V_{pv}+(I_{pv}\times R_{ser})\right)\right]}{nKT}\right] - \frac{V_{pv}+(I_{pv}\cdot\times R_{ser})}{R_{shu}} \quad (1.1)$$

D'où :

I_{sat}: le courant de saturation(A) ;

K : la constante de Boltzmann (1,381 10-23 J/K) ;

T : la température effective des cellules en Kelvin(K) ;

e : la charge de l'électron (e=1,6 10-19 C) ;

n : le facteur d'idéalité de la jonction (1< n<2) ;

I_{pv} : le courant fourni par la cellule lorsqu'elle fonctionne en générateur ;

V_{pv} : la tension aux bornes de cette même cellule ;wx

I_{ph} : le photo-courant de la cellule dépendant de l'éclairement et de la température ou bien courant de (court-circuit) ;

R_{sh} : la résistance shunt caractérisant les courants de fuite de la jonction ;

R_s : la résistance série représentant les diverses résistances de contacts et de connexions [Ado-08].

1.4.1.Paramètres d'une cellule photovoltaïque

Ces paramètres peuvent être déterminés à partir des courbes courant-tension, ou de l'équation caractéristique. Les plus usuels sont les suivantes :

- **Courant de court-circuit (Icc) :**

C'est le courant pour lequel la tension aux bornes de la cellule ou du générateur PV est nulle.

Dans le cas idéal (Rser nulle et Rshu infinie), ce courant se confond avec le photo-courant Iph ,danns le cas contraire, en annulant la tension V dans l'équation(1.2), on obtient :

$$I_{cc} = I_{ph} - I_{sat}\left[\exp\left(\frac{e^{I_{cc}\times R_{ser}}}{nKT} - 1\right)\right] - \frac{(I_{cc}\times R_{ser})}{R_{shu}} \qquad \textbf{(1.2)}$$

Pour la plupart des cellules (dont la résistance série est faible), on peut négliger le terme $I_{sat}\left[\exp\left(\frac{e^{I_{cc}R_{ser}}}{nKT} - 1\right)\right]$ devant Iph. L'expression approchée du courant de court-circuit est alors :

$$I_{cc} = \frac{I_{ph}}{\left(1+\frac{R_{ser}}{R_{shu}}\right)} \qquad \textbf{(1.3)}$$

Quantitativement, il a la plus grande valeur du courant généré par la cellule (Pratiquement $I_{cc}= I_{ph}$).

- **Tension de circuit-ouvert (V_{co}) :**

C'est la tension V_{co} pour laquelle le courant débité par le générateur photovoltaïque est nul (c'est la tension maximale d'une photopile ou d'un générateur photovoltaïque).

$$I_{cc} - I_{sat}\left[\exp\left(\frac{e^{V_{pv}}}{nKT}\right) - 1\right] - \frac{V_{pv}}{R_{shu}} = 0 \qquad \textbf{(1.4)}$$

- **Rendement énergétique :**

C'est le rapport entre la puissance électrique maximale fournie par la cellule P_{Max} (I_{opt},V_{opt}) et la puissance solaire incidente. Il est donné par :

$$\eta = \frac{p_{max}}{P_{inc}} = \frac{I_{opt}\times V_{opt}}{P_{inc}} \qquad \textbf{(I.5)}$$

Avec P_{Inc} est égale au produit de l'éclairement et de la surface totale des photopiles. Ce paramètre reflète la qualité de conversion de l'énergie solaire en énergie électrique.

Facteur de forme :

On appelle facteur de forme FF, dit aussi facteur de courbe ou facteur de remplissage (Fill Factor), le rapport entre la puissance maximum fournie par la cellule P_{Max} (I_{opt}, V_{opt}) et le produit du courant de court-circuit I_{cc} par la tension de circuit-ouvert V_{co} (c'est-à-dire la puissance maximale d'une cellule idéale). Le facteur de forme indique la qualité de la cellule ; plus il s'approche de l'unité plus la cellule est performante, Il est de l'ordre de 0.7 pour les cellules performantes ; et diminue avec la température. Il traduit l'influence des pertes par les deux résistances parasites R_{ser} et R_{shu}. Il est défini par :

$$FF = \frac{P_{max}}{I_{cc}V_{cc}} = \frac{I_{opt}V_{opt}}{I_{cc}V_{cc}} \qquad \textbf{(1.6)}$$

1.5. Les générateurs photovoltaïques :

Un générateur photovoltaïque est un système complet assurant la production et la gestion de l'électricité fournie par les capteurs photovoltaïques et l'énergie est stockée dans des accumulateurs et/ou transformée en courant alternatif suivant le type d'application. Pour un certain nombre d'applications, le courant continu produit, par le générateur photovoltaïque, est convertit à l'aide d'un onduleur en courant alternatif.

Un module photovoltaïque est constitué d'un ensemble de cellules photovoltaïques élémentaires montées en série et/ou en parallèle afin d'obtenir des caractéristiques électriques désirées tels que : la puissance, le courant de court-circuit I_{cc} ou la tension en circuit ouvert V_{co}. Un générateur photovoltaïque est constitué d'un ou plusieurs modules PV en série et /ou en parallèle pour obtenir une puissance, un I_{CC} et un V_{co} désirés.

1.5.1. Caractéristique électriques – Modélisation

Le module solaire photovoltaïque étant une association de cellules solaires individuelles, sa caractéristique I-V est directement liée à la caractéristique de la cellule solaire de base.

De même pour la cellule, la tension présentée, lorsqu'il ne circule aucun courant est appelée tension en circuit ouvert (V_{co}). À l'opposé, le courant présent

lorsqu'il n'y a aucune tension n'est appelée courant de court-circuit (I_{cc}). Dans ces deux situations, aucune puissance n'est extraite du panneau photovoltaïque [Kho-16].

La figure (1.4) représente la courbe ***I =f (V)*** d'un module photovoltaïque typique dans des conditions constantes d'irradiation et de température.

L'irradiation standard adoptée pour mesurer la réponse des modules photovoltaïques est une intensité rayonnante de 1000 w/m^2 et une température de 25 °C.

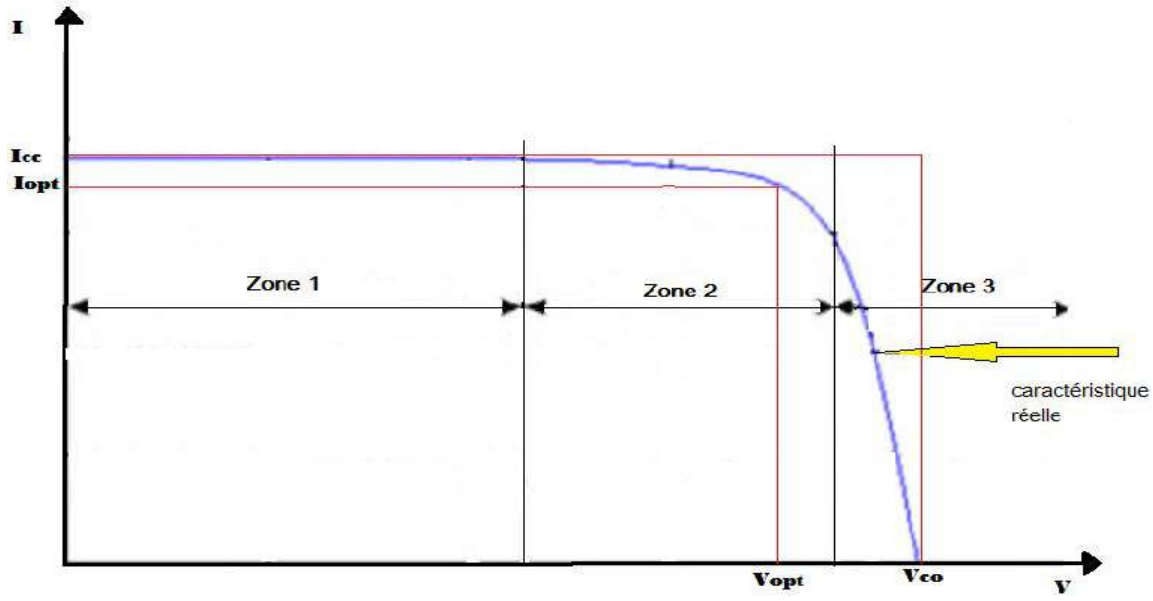


Figure 1.4 :*Caractéristiques I=f(v) d'un module photovoltaïque.*

Il est difficile de donner un caractère source de courant ou de tension à un module Photovoltaïque sur toute l'étendue de la caractéristique courant-tension. Par conséquent, le module photovoltaïque est considéré comme une source de puissance avec un point *Pm* où la puissance se trouve être maximale. Il est donc intéressant de se placer sur ce point pour tirer le maximum d'énergie et ainsi exploiter au mieux la puissance crête installée.

Il est important de noter que certains régulateurs solaires réalisent une adaptation d'impédance afin qu'à chaque instant on se trouve proche de ce point *Pm.*

- **La zone (1):** où le courant reste constant quelle que soit la tension, pour cette région, le générateur photovoltaïque fonctionne comme un générateur de courant.

- **La zone (2)** : correspondant au coude de la caractéristique, la région intermédiaire entre les deux zones précédentes, représente la région préférée pour le fonctionnement du générateur, où le point optimal (caractérisé par une puissance maximale) peut être déterminé.

- **La zone (3):** qui se distingue par une variation de courant correspondant à une tension presque constante, dans ce cas le générateur est assimilable à un générateur de tension.

1.5.2. Influence de la température et de l'éclairement

La figure (1.5) montre l'influence de l'éclairement sur la caractéristique *I=f(V)*. A une température constante, on constate que le courant subit une variation importante, mais par contre la tension varie légèrement. Car le courant de court-circuit est une fonction linéaire de l'éclairement alors que la tension de circuit ouvert est une fonction logarithmique [Mou-18].

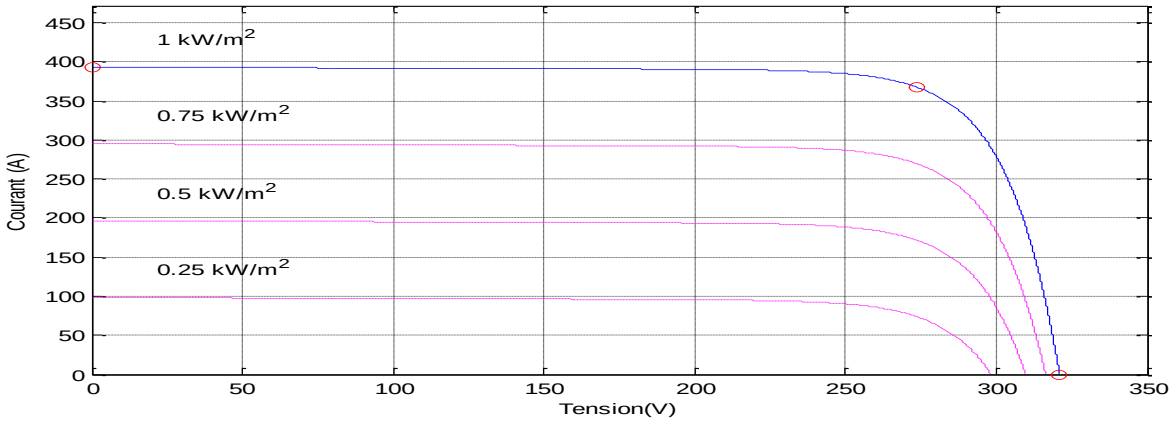


Figure 1.5 :*l'influence de l'irradiation sur la caractéristique I=f(V)***.**

La figure (1.6) illustre la variation de la puissance délivrée par le générateur en fonction de la tension pour différentes valeurs d'éclairement, ce qui nous permet de déduire l'influence de l'éclairement sur la caractéristique *P(V)* [Mou-08].

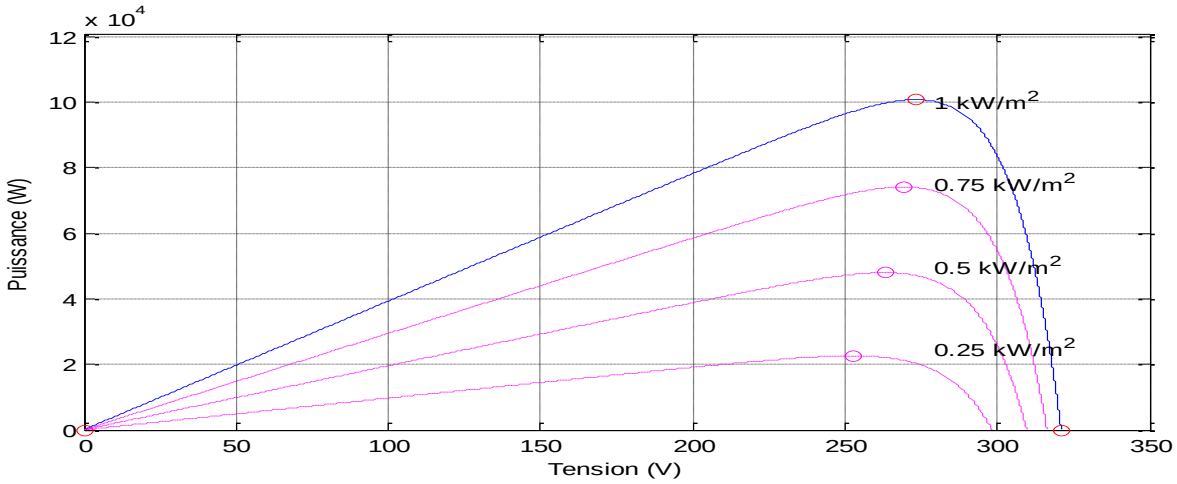


Figure 1.6 :*L'influence de l'irradiation sur la caractéristique P=f (V).*

La figure (1.7) montre l'influence de la température sur la caractéristique *I=f(V)*. Il est essentiel de comprendre l'effet de changement de la température d'une cellule solaire sur la caractéristique *I=f(V)*.

Le courant dépend de la température puisque le courant augmente légèrement à mesure que la température augmente, mais la température influe négativement sur la tension de circuit ouvre. Quand la température augmente la tension de circuit ouvert diminue. Par conséquent la puissance maximale du générateur subit une diminution [Ado-08].

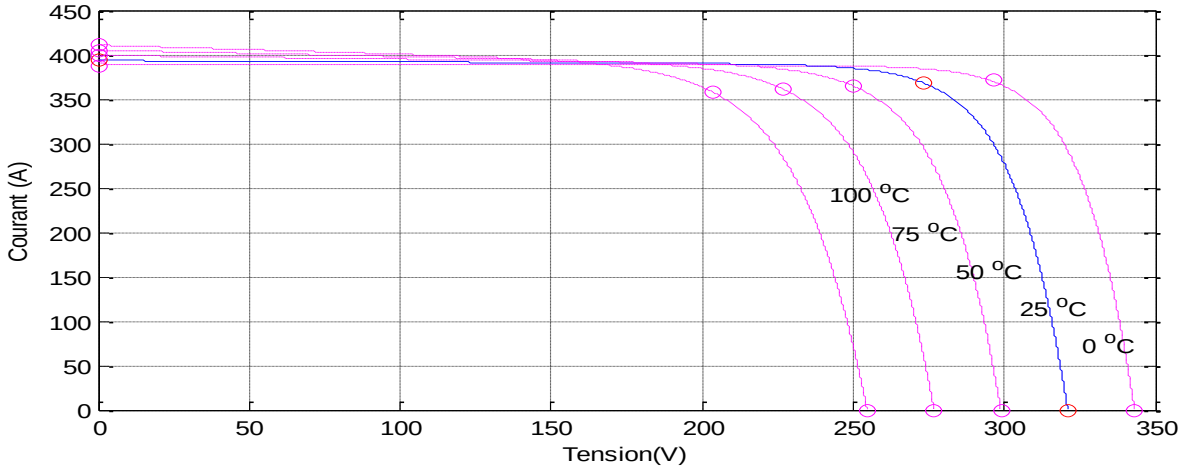


Figure 1.7 : *L'influence de la température sur la caractéristique I=f(V)***.**

La figure (1.8) illustre la variation de la puissance délivrée par le générateur en fonction de la tension pour différentes valeurs de la température, ce qui nous permet de déduire l'influence de la température sur la caractéristique P=f(V) [Ado-08].

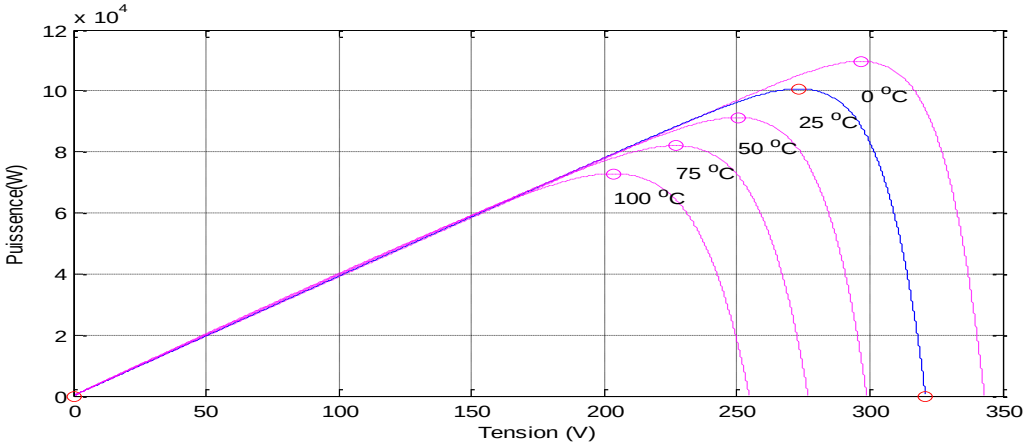


Figure 1.8: *L'influence de la température sur la caractéristique P=f(V)***.**

1.5.3. Mise en parallèle / série :

Influence de l'association série des cellules PV :

La cellule individuelle, unité de base d'un système photovoltaïque, ne produit qu'une très faible puissance électrique, typiquement de 0.5 W avec une tension de moins d'un volt [Bel-15].

Pour produire plus de puissance, les cellules sont assemblées pour former un module (ou panneau). Un module de 8 cellules en série (type BP MSX 120) est suffisant pour obtenir une tension compatible avec la charge. Pour avoir plus de tension, il faut assembler Ns modules en série, par contre pour le courant généré, un nombre N_p de modules en parallèle permet d'en ajouter, les diodes de protection série et parallèles protègent le circuit contre le retour de courant. L'association en série des cellules délivre une tension égale à la somme des tensions individuelles et un courant égal à celui d'une seule cellule [Mou-18].

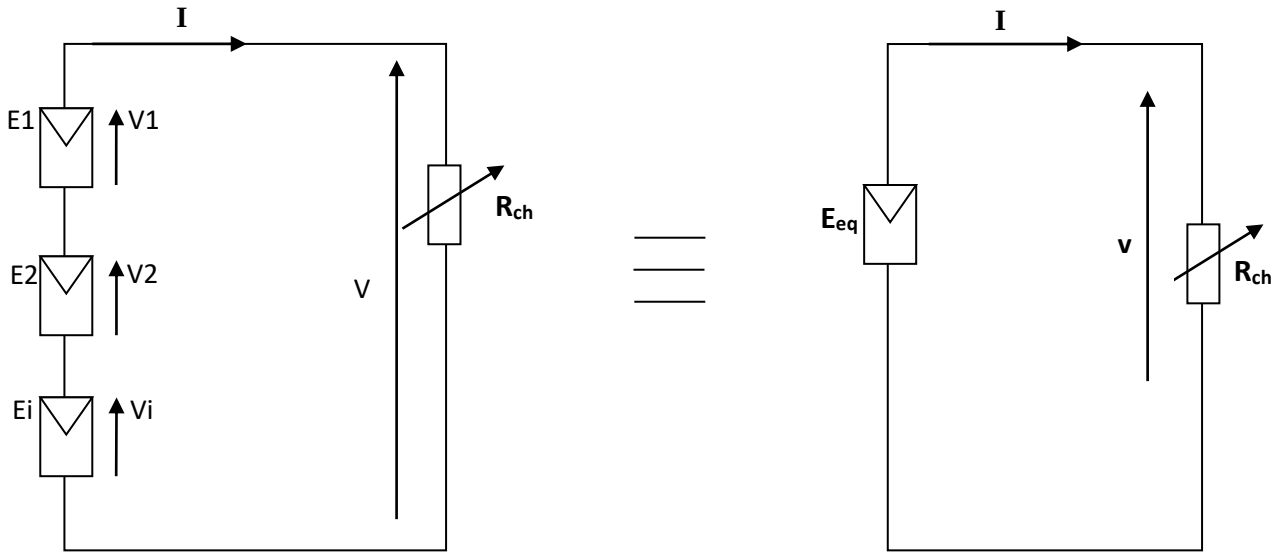


Figure 1.9 :*Association de N modules solaire en série.*

- **Influence de l'association parallèle des cellules PV :**

L'association en parallèle des photopiles délivre un courant égal à la somme des courants individuels et une tension égale à celui d'une seule cellule.

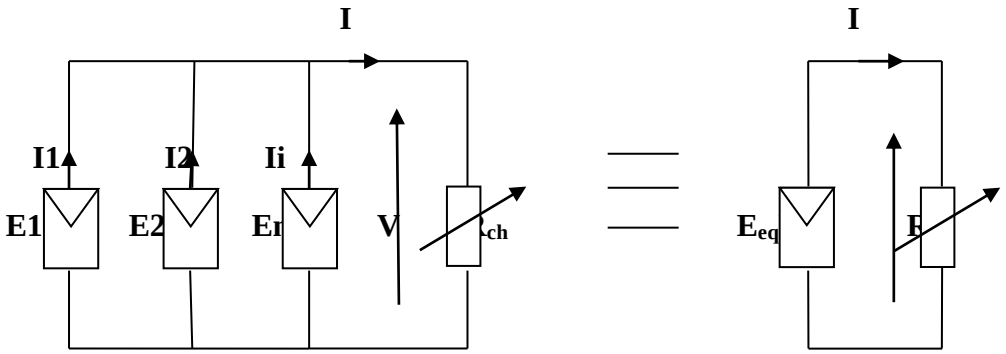


Figure 1.10 : *Association de $N_p$modules en parallèles.*

Influence de l'association mixte (Série +Parallèle) des cellules PV :

Pour avoir une satisfaction en courant et en tension, on est obligé d'utiliser un groupement mixte, c'est-à-dire Série-Parallèle.

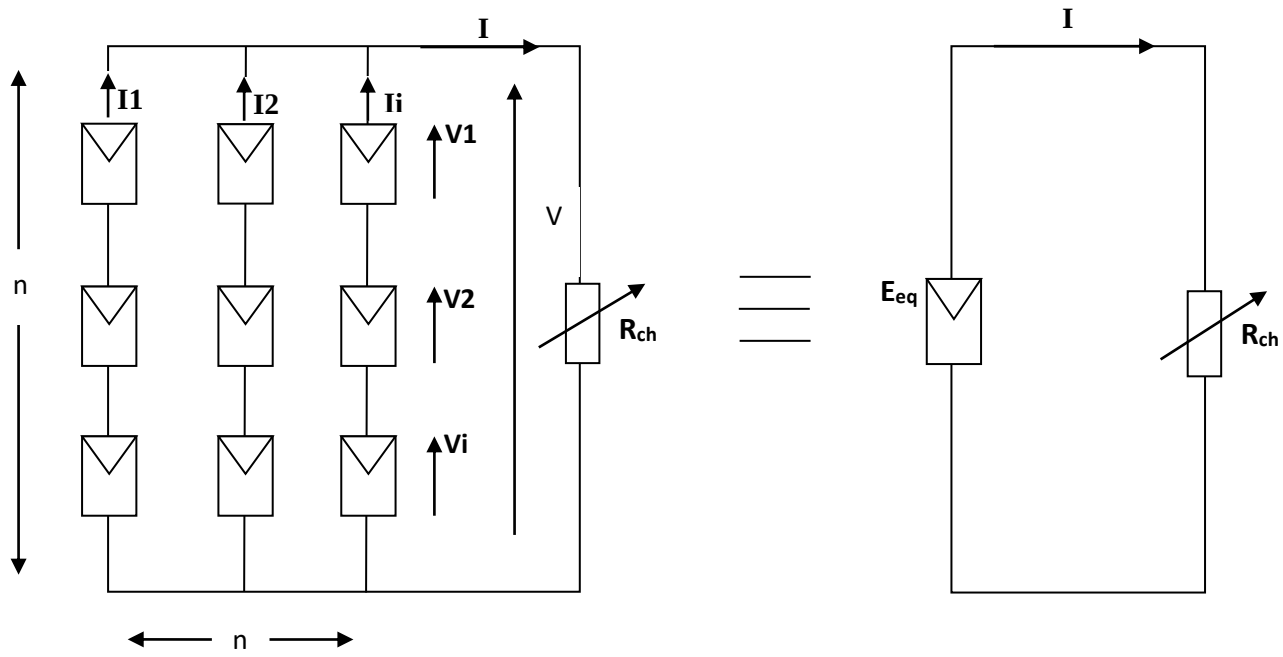


Figure 1.11 : *Association mixte N_s x $N_p$modules solaires.*

1.6. Convertisseurs statiques DC–DC (Hacheurs) :

Le principe de l'un hacheur consiste à établir puis interrompre périodiquement la liaison source - charge à l'aide de l'interrupteur électronique. Celui-ci doit pouvoir être fermé ou ouvert à volonté afin d'avoir une tension de sortie continue réglable Les commutateurs de puissance utilisés dépendent du niveau de la puissance à convertir ou à commander.Les MOSFETS (transistors à effet de champ d'oxyde de métal) sont habituellement utilisés à la puissance relativement basse (quelques kW) et les IGBTS (transistor bipolaire a gâchette isolée) à des puissances plus élevées. Les thyristors ont été généralement utilisés et acceptés dans les plus hauts niveaux de puissance.

Les convertisseurs DC-DC (ou hacheurs) sont utilisés dans les systèmes d'énergie solaire pour adapter la source continue à amplitude variable (panneau PV) à la charge qui demande en général une tension DC constante [Si-19].

Les trois configurations de base sont :

- Convertisseur dévolteur ou (Buck) ;
- Convertisseur survolteur ou (Boost) ;
- Convertisseur dévolteur- survolteur ou (Buck-Boost).

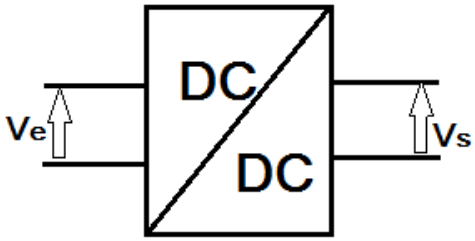


Figure 1.12 :*Symbole d'un convertisseur DC-DC***.**

1.6.1 Hacheur dévolteur (Boost)

C'est un convertisseur direct DC-DC. La source d'entrée est de type courant continu (inductance en série avec une source de tension) et la charge de sortie est de type tension continue (condensateur en parallèle avec la charge résistive). L'interrupteur K peut être remplacé par un transistor puisque le courant est toujours positif et que les commutations doivent être commandées (au blocage et à l'amorçage) (Figure 1.13).

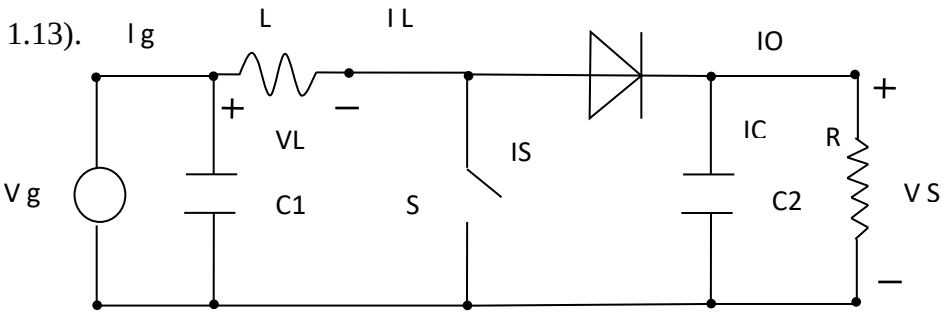


Figure 1.13 :*Schéma électrique d'un hacheur boost.*

Fonctionnement :

Quand l'interrupteur est fermé pendant la durée, αTe le courant dans l'inductance croît linéairement. La tension aux bornes de *K* est nulle. Pendant le temps Tϵ[αTe , Te] l'interrupteur s'ouvre et l'énergie emmagasinée dans l'inductance commande la circulation du courant dans la diode de roue libre D. On a alors $V_s=V_k$ En écrivant que la tension aux bornes de l'inductance est nulle, on arrive à :

$$Vi = (1 - a)\ Vo$$

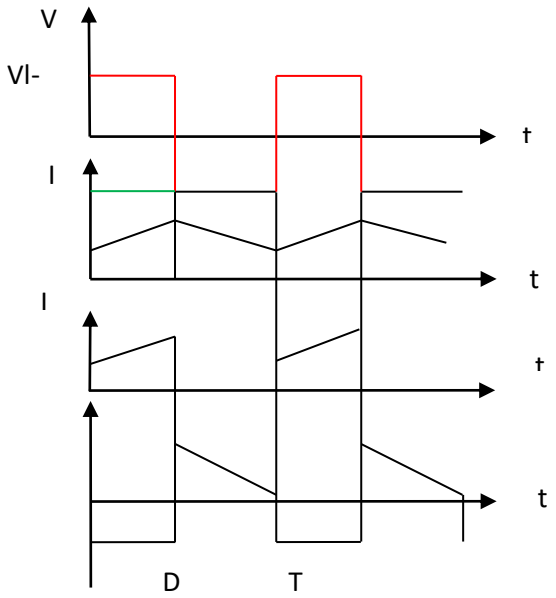


Figure 1.14 :*Chronogrammes de courant et tension d'un hacheur boost.*

Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté l'aspect des cellules solaires, leurs modélisations mathématiques et une simulation sous l'environnement MATLAB-Simulinkpour des différents facteurs influant la puissance produite telle que, l'influence de l'éclairementet la température, ensuite étudié l'étage d'adaptation utilisés dans les systèmesphotovoltaïques nécessaires pour fonctionner en régime optimal, les convertisseurs DC-DC et régulateur MPPT.

Chapitre II :

Perturbation des réseaux électriques et problématique des harmoniques

2.1. Introduction

Après sa production, l'énergie électrique doit être entretenue et suivie en raison des altérations subies pendant le transport. Les origines des perturbations les plus significatives dans les réseaux électriques sont moins au niveau de la production que du côté des consommateurs. Elles sont causées par la prolifération des charges non linéaires, telles que les redresseurs, les gradateurs, le matériel informatique, les appareils de climatisation ou encore les éclairages à base de tubes fluorescents. Ces appareils absorbent des courants non sinusoïdaux et introduisent de ce fait des pollutions harmoniques sur les courants et les tensions des réseaux de distribution électrique. Dans un deuxième temps, nous présentons les différents moyens de minimisation des perturbations actuellement utilisés dans l'industrie.

Les harmoniques engendrées par ces charges circulent dans les réseaux électriques et peuvent perturber le fonctionnement normal de certains équipements électriques voire même engendrer leur destruction. Ces effets néfastes peuvent apparaitre instantanément ou se produire en différé tant pour le distributeur que pour les utilisateurs. C'est pour ces raisons que le filtrage des distorsions en courant et en tension est au centre des préoccupations actuelles à la fois des fournisseurs et des utilisateurs d'énergie électrique ; ils adoptent donc, les uns comme les autres, les limites proposées par les normes [oul-05].

Les filtres actifs parallèles (FAP) sont à ce jour les solutions avancées de dépollution le plus adéquat tant au niveau de la production que de la distribution. Leur réponse est instantanée et ils s'adaptent automatiquement aux évolutions des perturbations introduites par les charges du réseau électrique. Ils s'insèrent dans un réseau de distribution électrique sans imposer d'aménagement particulier [oul-05].

En présence d'une charge non linéaire, des harmoniques se superposent sur le courant de la source $i_s$créant ainsi un courant polluée i_c. L'injection par le FAP des courants de compensations i_{inj}dans le réseau électrique permet de retrouver la forme initiale du couranti_s [oul-05].

Nous donnons une brève présentation des nouvelles techniques de réduction des perturbations, les redresseurs à MLI et les filtres actifs, qui sont les structures offrant des bonnes perspectives à la dépollution des réseaux.

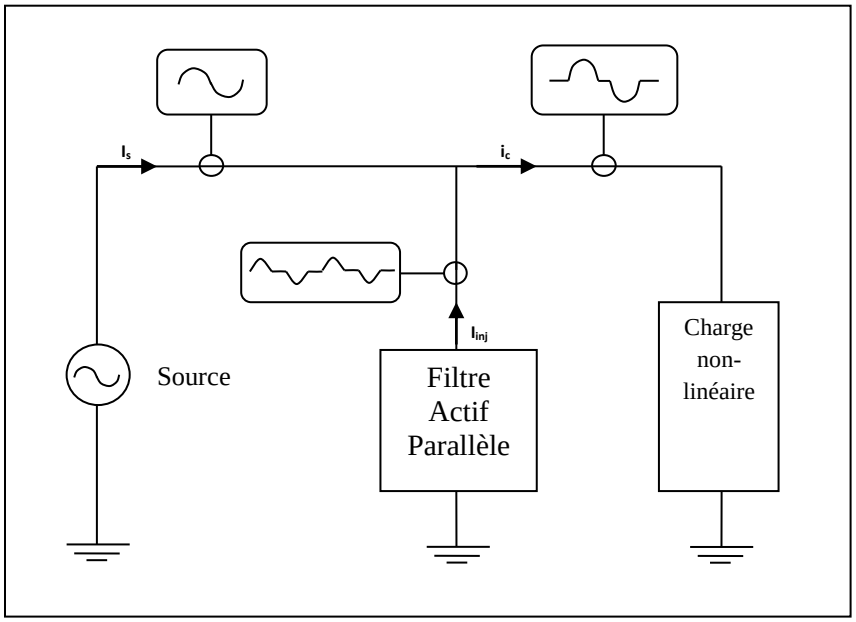


Figure 2.1 :*Mise en place d'un filtre actif parallèle dans un réseau de distribution électrique.*

2.2. Qualité de l'énergie électrique

La qualité d'énergie est un concept très large qui peut se définir par rapport à la continuité de la fourniture électrique et la forme de la tension disponible et de classer les équipements sensibles d'une manière qui convient à l'opération de l'équipement. La qualité de l'énergie électrique est considérée comme une combinaison de la qualité de la tension et de la qualité du courant. Les tensions d'un réseau électrique constituent un système alternatif triphasé, sauf dans des cas à utilisation particulière [lar-19].

Les paramètres d'un tel système sont les suivants :

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

2.3. Perturbation des réseaux

Un récepteur d'énergie est considéré par le distributeur de l'électricité comme une charge perturbatrice s'il absorbe des courants non sinusoïdaux ou déséquilibrés et/ou il échange de l'énergie réactive. Les courants non sinusoïdaux ou déséquilibrés peuvent déformer ou déséquilibrer les tensions du réseau lorsque son impédance n'est plus négligeable. L'échange de l'énergie réactive réduit la puissance active que les générateurs, les transformateurs ou les lignes peuvent produire ou transmettre. Les récepteurs peuvent être classés en deux familles principales :

- ✓ Les récepteurs linéaires (ou charges linéaires) ;
- ✓ les récepteurs non-linéaires (ou charges non-linéaires) [mor-18].

2.3.1. Charge électrique linéaire

Une charge est dite linéaire, lorsqu'elle est alimentée par une source de tension sinusoïdale, elle absorbe un courant sinusoïdal, à titre d'exemple des charges linéaires les résistances, les inductances…etc. La Figure. 2.2 illustre ce type des charges électriques [ham-18].

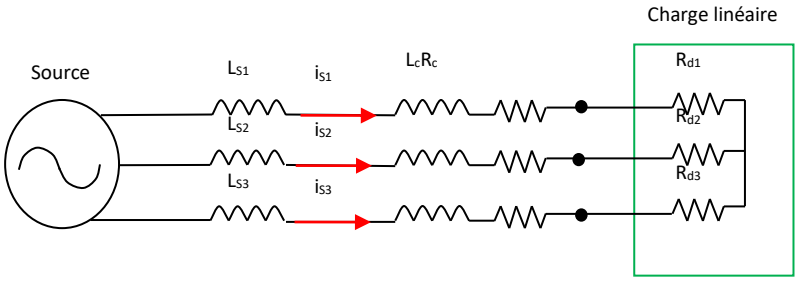


Figure 2.2 :*Structure d'une charge linéaire résistive triphasé*

2.3.2. Charge électrique non linéaire

Une charge est dite non linéaire lorsque le courant qu'elle absorbe n'a pas la même forme que la tension qui l'alimente. Cette classe de charges englobe les convertisseurs statiques (gradateurs, redresseurs...etc.), les circuits magnétiques saturés, les lampes, ...etc. La Figure II.3 présente la structure d'une charge non linéaire représentée par un pont triphasé à diode débité sur une charge inductive, et alimenté par un réseau triphasé équilibré [ham-18].

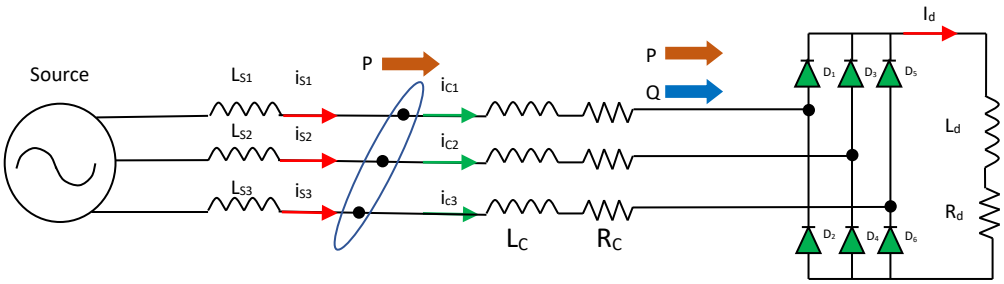


Figure 2.3 : *Structure Pont redresseur à diode débite sur une charge inductive*

On a donc quatre possibilités distinctes de perturbations :

Variation de la fréquence

Une variation sensible de la fréquence du réseau peut apparaitre sur les réseaux des utilisateurs non interconnectés ou alimentés par une source autonome.

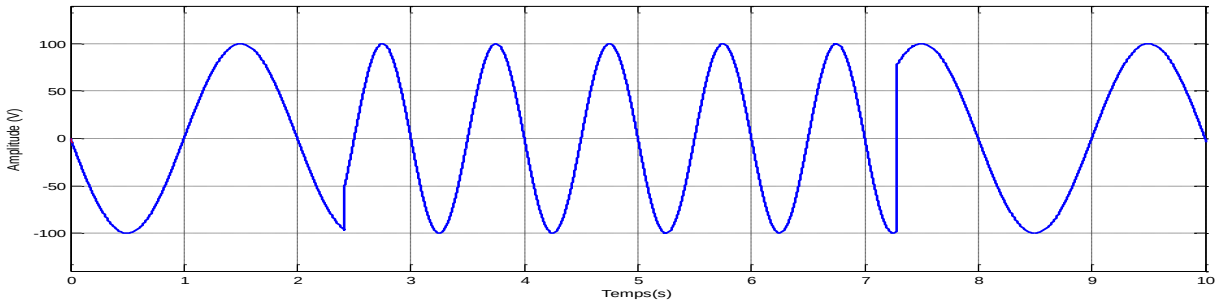


Figure 2.4 : *Variation de fréquence*

Fluctuation 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 ±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 gène visuel

perceptible pour une variation de 1 % de la tension. Ce phénomène de papillotement est appelé flicker [mor-18].

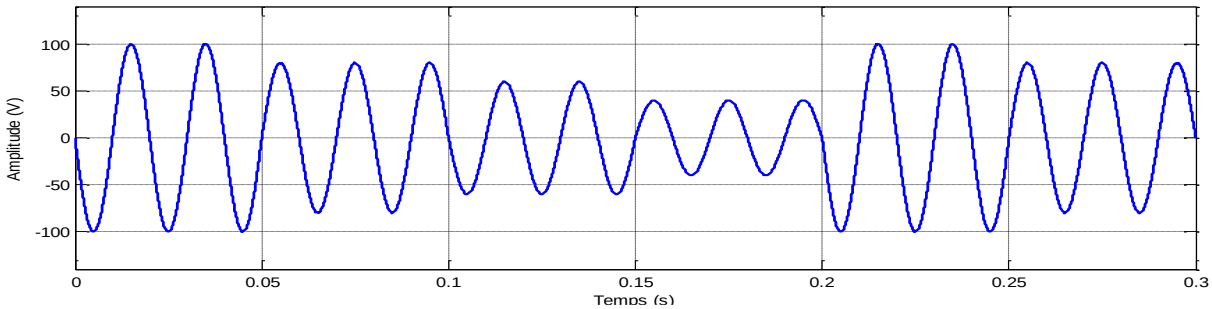


Figure 2.5 : *Fluctuation de tension.*

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 [mor-18].

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. On peut, en plus, mentionner un type particulier de perturbations difficile à classer puisqu'il concerne tout à la fois l'amplitude et la forme d'onde, ce sont les variations transitoires d'amplitudes dont la durée est inférieure à 10m. Ainsi, il est possible de distinguer :

- ✓ Les altérations de l'onde de tension (harmoniques, déséquilibre, flicker). Ces phénomènes sont permanents ou durent au minimum plusieurs minutes ;
- ✓ les creux de tension et coupures brèves d'une durée de l'ordre d'une à quelques secondes ;
- ✓ les surtensions transitoires, de durée inférieure à une période.

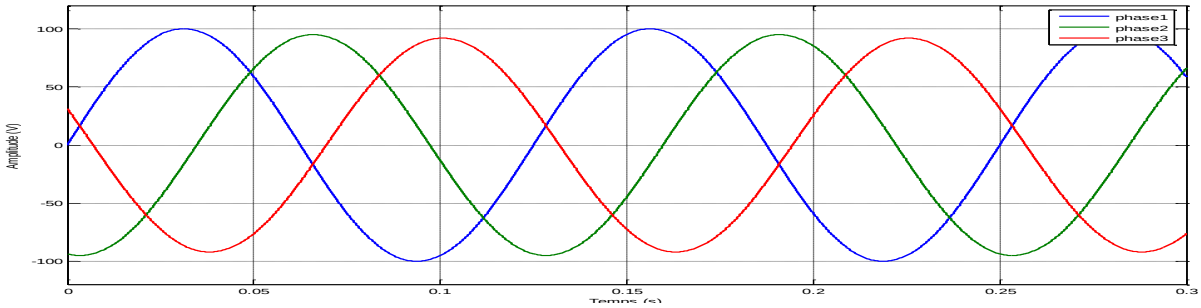


Figure 2.6:*Cas particulier de déséquilibre du système triphasé de tension*.

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 [mor-18].

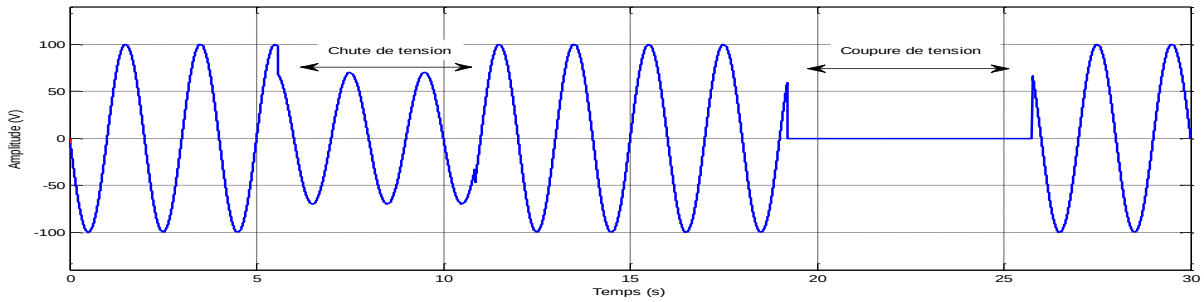


Figure 2.7 :*Chute et coupure de tension.*

Harmoniques et inter-harmoniques

Les harmoniques sont une superposition sur l'onde fondamentale à 50 Hz, d'ondes également sinusoïdales mais de fréquences multiples entier de celle du fondamental [mor-18].

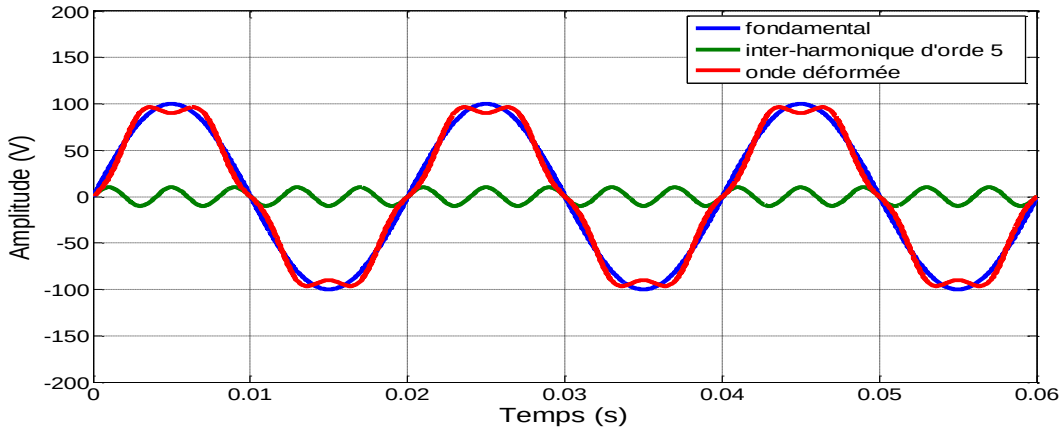


Figure 2.8 : *Harmoniques*.

Inter-harmoniques sont des composantes sinusoïdales d'une grandeur qui ne sont pas à des fréquences multiples entières de celle du fondamental : 130 Hz, 170 Hz, 220 Hz.

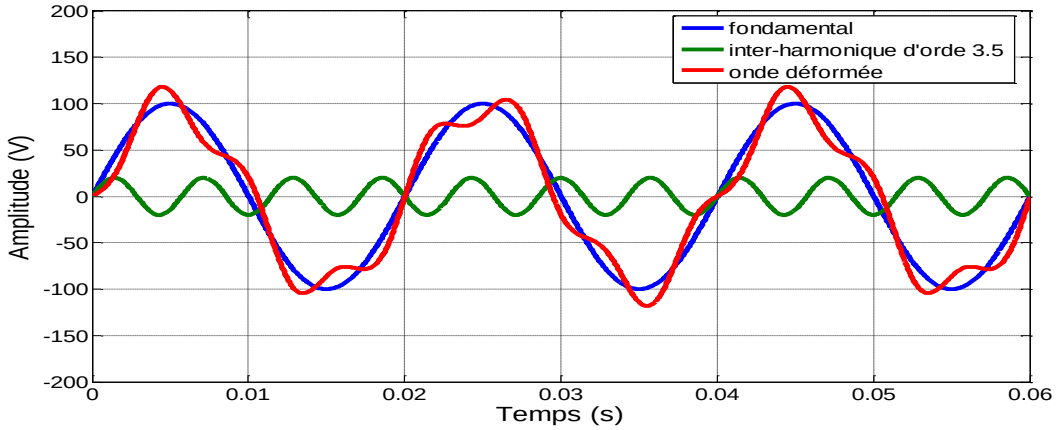


Figure 2.9 :*Inter-harmoniques*.

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 entiers de la fréquence du réseau [mor-18].

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 [mor-18].

2.4. Conséquences des harmoniques

Les courants harmoniques se propagent dans le réseau électrique, déforme l'allure du courant de la source et polluent les consommateurs alimentes par ce même réseau.

Ils peuvent occasionner des incidents au niveau de l'appareillage du client et donner lieu à des surcouts de production d'énergie importants. On peut classer les effets engendres par les harmoniques en deux type : les effets instantanés et les effets à terme.

2.4.1. Effets instantanés

Les effets instantanés apparaissent immédiatement dans certains appareillages.

- **Défauts de fonctionnement de certains équipements électriques :** En présence d'harmoniques, la tension et le courant peuvent changer plusieurs fois de signe dans une demi-période. Les appareils dont le fonctionnement est base sur le passage à zéro des grandeurs électriques peuvent être affectes.
- **Troubles fonctionnels des micro-ordinateurs :** Les effets sur ces équipements peuvent se manifester par la dégradation de la qualité de l'image et par des couples pulsatoires des moteurs d'entrainement de disque.
- **Erreurs dans les appareils de mesure :** Certains appareils de mesure et les compteurs d'énergie à induction présentent des dégradations de mesure et des erreurs de lecture supplémentaires en présence d'harmoniques.
- **Vibrations et bruits :** Les courants harmoniques génèrent également des vibrations et des bruits acoustiques, principalement dans les appareils électromagnétiques (transformateurs, inductances et machine tournantes).

2.4.2. Effets à terme

Ils se manifestent après une exposition plus ou moins longue à la perturbation harmonique. L'effet à terme le plus important est de nature thermique, il se traduit par l'échauffement. Il conduit à une fatigue prématurée du matériel, des lignes et amènent un déclassement des équipements.

- **Echauffement des câbles et des équipements :** Ces effets peuvent être à moyen terme (de quelques secondes à quelques heures) ou à long terme (de quelques heures µa quelques années) et concernent les câbles qui peuvent être le siège du sur échauffement du neutre et les matériels bobines comme les transformateurs ou les moteurs.
- **Echauffement des condensateurs :** L'échauffement est causé par les pertes dues au phénomène d'hystérésis dans le diélectrique. Les condensateurs sont donc sensibles aux surcharges, qu'elles soient dues µa une tension fondamentale trop élevée ou à la présence d'harmoniques. Ces échauffements peuvent conduire au claquage.
- **Echauffement dû aux pertes supplémentaires des machines et des transformateurs :** Echauffement causée par les pertes dans le stator des machines et principalement dans leurs circuits rotoriques (cages, amortisseurs, circuits magnétiques) à cause des différences importantes de vitesse entre les champs tournants inducteurs harmoniques et le rotor.

Les harmoniques génèrent aussi des pertes supplémentaires dans les transformateurs, par effet Joule dans les enroulements, accentuées par l'effet de peau et des pertes par hystérésis et courants de Foucault dans les circuits magnétiques [oul-05].

2.4.3. Caractérisation des perturbations harmoniques

Différentes grandeurs sont définies pour caractériser la distorsion en régime déformé. Le taux global de distorsion harmonique (THD) et le facteur de puissance sont les plus employés pour quantifier respectivement les perturbations harmoniques et la consommation de puissance réactive.

a. Le taux de distorsion harmoniques

Le THD s'exprime par rapport à la fréquence fondamentale et caractérise l'influence des harmoniques sur l'onde de courant déformée. Il est donné par l'expression suivante :

$$THD(\%) = \frac{\sqrt{\sum_{i=2}^{n} I_{ci}^2}}{I_{c1}} \qquad (2.1)$$

Avec I_{C1} la valeur efficace du courant fondamental et I_{ci}les valeurs efficaces des différentes harmoniques du courant Le domaine des fréquences qui correspond à l'étude des harmoniques est généralement compris entre 100 et 2000 Hz. Soit de l'harmonique de rang 2 jusqu'à l'harmonique de rang 40. Il est à signaler aussi que l'amplitude des harmoniques décroit généralement avec la fréquence [oul-05].

b. Le facteur de puissance

En présence des harmoniques, la puissance apparente *S* est composée de trois parties : active *P*, réactive *Q* et déformante *D*.

Son expression est donnée par l'équation suivante [oul-05] :

$$S = \sqrt{P^2 + Q^2 + D^2} \tag{2.2}$$

Pour un signal sinusoïdal le facteur de puissance *FP* est égal au quotient de la puissance active *P* par la puissance apparente *S* :

$$F_p = \frac{P}{S} = \frac{P}{\sqrt{P^2+Q^2+D^2}} \tag{2.3}$$

Le facteur de puissance sera toujours inferieur à 1. En posant :

$$P = 3V.I_{c1}.\cos\phi \tag{2.4}$$

On aura

$$F_p = \frac{I_{C1}}{I_C}.\cos\phi = F_{dis}.\cos\phi \tag{2.5}$$

Où F_{dis}représente le facteur de distorsion. Il vaut 1 lorsque le courant est parfaitement sinusoïdal et il décroit lorsque la déformation de l'onde s'accentue. ϕ représente le déphasage entre le courant fondamental et la tension [oul-05].

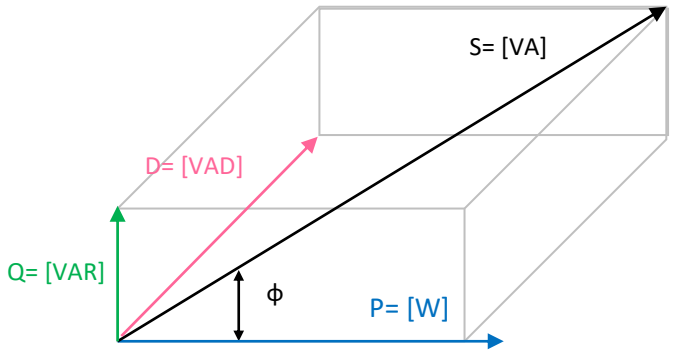


Figure 2.10 : *Représentant vectorielle de la puissance.*

2.5. Solutions de dépollution des réseaux électriques :

Afin de compenser toutes les perturbations, deux solutions sont proposée, traditionnelles et modernes.

2.5.1. 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).

- **Agir 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 [oul-05].
- **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 [mor-18]. 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 [mor-18].
- **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.
- **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.

- **Filtrage passif** : Le principe de ce filtrage passif est de modifier localement l'impédance du réseau afin de faire dévier les courants harmoniques et, du même coup, éliminer les tensions harmoniques résultantes. Ces filtres sont composés d'éléments capacitifs et inductifs qui sont disposés de manière à obtenir une résonance série accordée sur les rangs harmoniques désiré à éliminer [ham-18]. Afin de concevoir ce type de filtre, une connaissance précise des caractéristiques et du comportement du réseau sous l'effet des harmoniques est nécessaire. Une telle exigence de conception est généralement satisfaite à l'aide d'un logiciel de simulation. Les types de filtre passif utilisés sont choisis en fonction de l'atténuation harmonique recherchée. L'inconvénient de ce type de filtre passif est la variation des éléments L_h et C_h due à leur vieillissement et à leur qualité. Ces facteurs ont pour effet de créer un désaccord de l'ensemble. Afin d'éliminer un rang harmonique particulier, un filtre résonant ajusté pour cette fréquence doit être installé sur chacune des trois phases [ham-18].

2.5.2. Solutions modernes

Deux raisons principales ont conduit à concevoirune nouvelle structure de filtragemoderneetefficaceappeléefiltreactif. La première raison est due aux inconvénientsinhérents des solutions traditionnelles de dépollution qui ne répondent plus à l'évolutiondécharges et des réseauxélectriques. La seconde raison fait suite à l'apparition de nouveaux composants semi-conducteurs, comme les thyristors GTO et les transistors IGBT. Le but de cesfiltresest de générersoit des courants, soit des tensions harmoniques de manière à compenser les perturbations responsables de la dégradation des performances des équipements et installations électriques.

Nous citeronsquatre topologies possibles de filtresactifs :

- **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 [mor-18].

2.5.2.1. Filtre actif parallèle (FAP)

Le Filtre actif parallèle est un onduleur modulé en largeur d'impulsion (MLI) qui est placé en parallèle avec la charge dans le but d'injecter un courant harmonique de même amplitude et de phase opposée que celui de la charge , Le FAP agit comme une source de courant harmonique réglable [ham-18]. La Figure 2.11, illustre la structure générale d'un filtre actif parallèle triphasé.

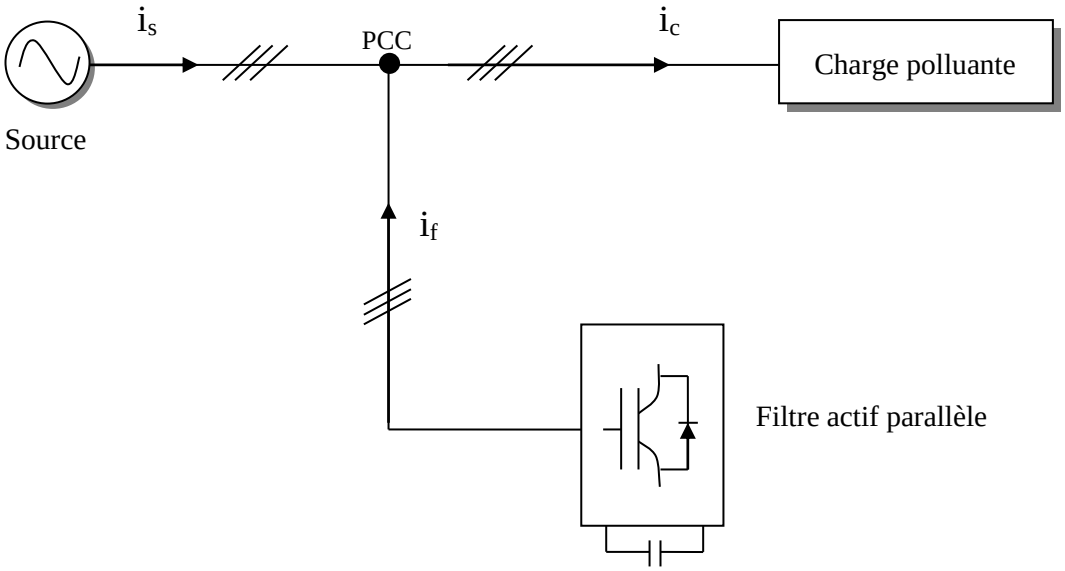


Figure 2.11 : *Filtre actif parallèle*.

2.5.2.2. Filtre actif série (FAS)

Le rôle filtre actif série est de modifier localement l'impédance du réseau, son structure est montré sur la Figure 2.12. Le FAS se comporte comme une source de tension harmonique qui annule les tensions perturbatrices (creux, déséquilibre, harmonique) venant de la source et celles générées par la circulation des courants perturbateurs à travers l'impédance du réseau. Ainsi, la tension au point de raccordement peut être rendue sinusoïdale [ham-18].

Cependant, le FAS ne permet pas de compenser les harmoniques de courants consommés par la charge. Mais grâce à grande impédance du transformateur de couplage, le FAS présente une impédance élevée au courant harmonique, ce qui isole ces courants, et les empêchent ainsi d'aller vers la source. Il se comporte donc, comme

une source de tension contrôlable. Le FAS est surtout utilisé pour filtrer les harmoniques générés par les charges de tensions harmoniques. L'inconvénient majeur du FAS c'est que le coût et les pertes élevées [ham-18].

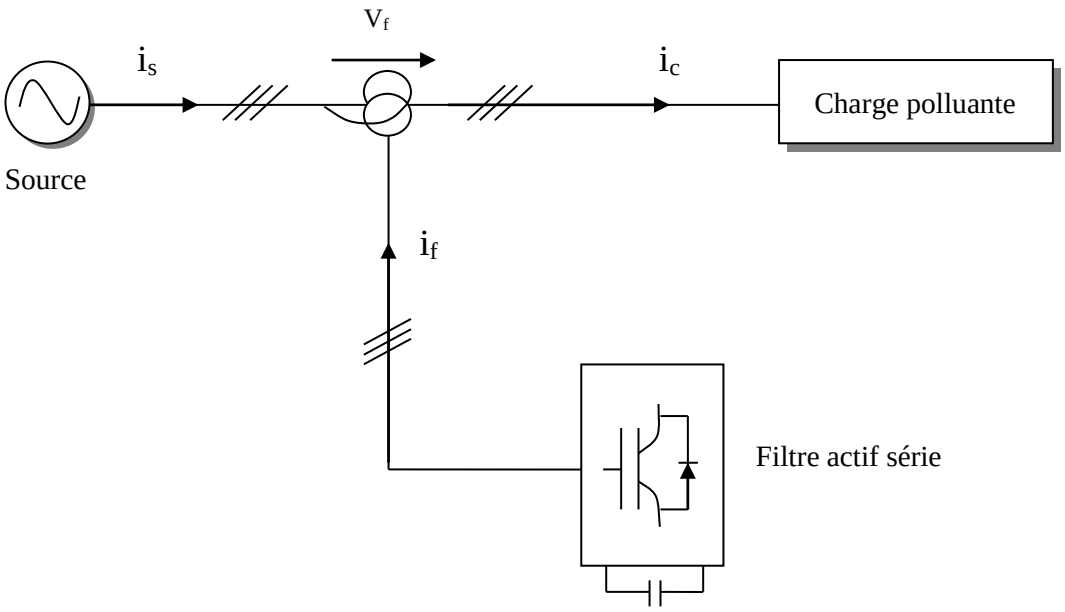


Figure 2.12 : *Filtre actif série.*

2.5.2.3. Combinaison parallèle-série actifs

C'est une solution de compensation universelle basée sur le fonctionnement simultané des filtres actifs parallèle et série (figure 2.13). Cette nouvelle topologie est appelée combinaison parallèle série actifs ou *United Power QualityConditioner*(UPQC). L'UPQC possède les avantages cumulés des filtres actifs parallèles et série [oul-05].

Le filtre actif série, lorsqu'il est placé en amont du filtre actif parallèle comme montrée sur la figure 2.13, permet de dépolluer la source des tensions perturbatrices. Lorsqu'il est placé en aval, il permet d'isoler la charge de la source perturbée [oul-05].

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/cout. On peut citer trois configurations [oul-05] :

- ✓ filtre actif série avec des filtres passifs parallèles ;
- ✓ filtre actif série connecte en série avec des filtres passifs parallèles ;

- ✓ filtre actif parallèle avec un filtre passif parallèle.

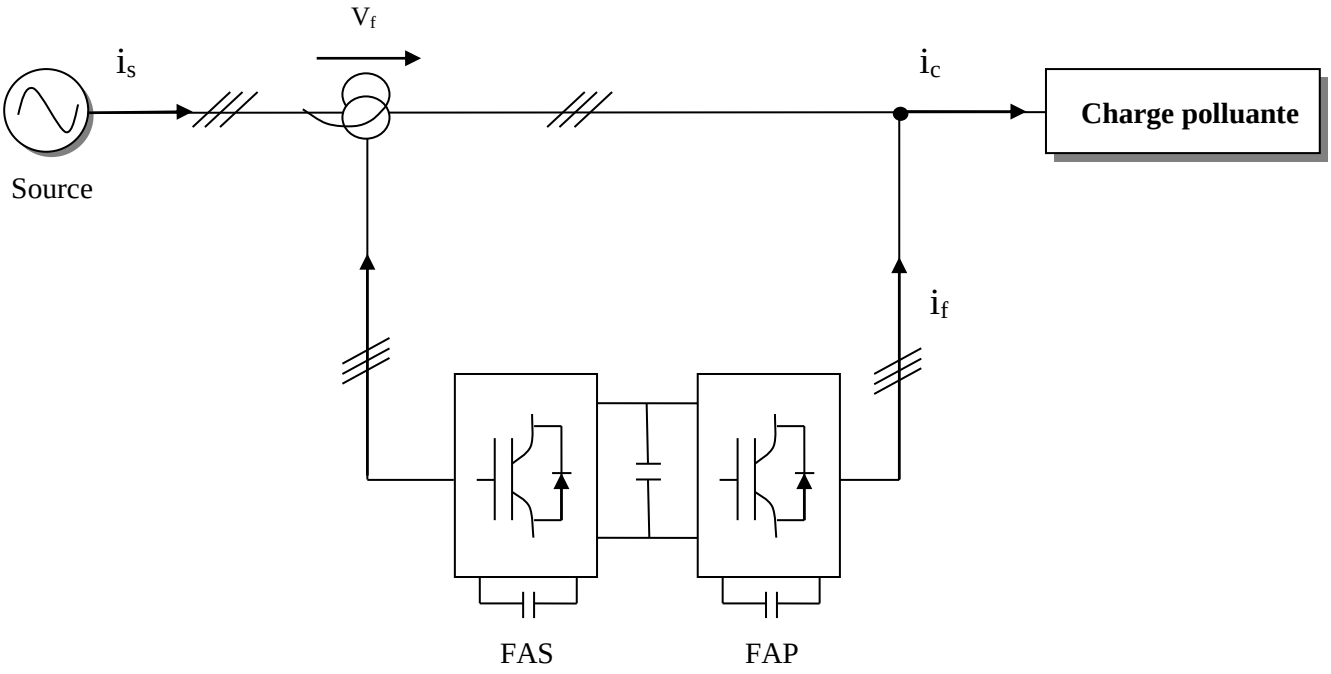


Figure 2.13 :*combinaison des filtres actifs série et parallèle*.

2.5.2.4. filtre actif série avec des filtres passifs parallèles

Le schéma de principe de ce système de filtrage est donné par la figure (2.14), 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. Il réduit ainsi les risques d'antirésonance entre les éléments du filtre passif et l'impédance du réseau [mor-18].

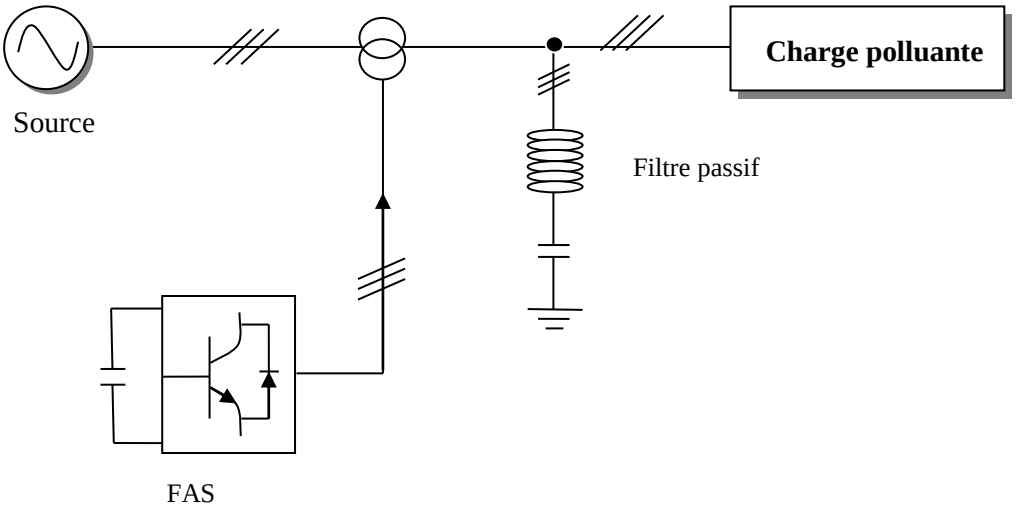


Figure 2.14 : *Filtre actif série assiste par filtre passif.*

2.5.2.5. filtre actif série connecte en série avec des filtres passifs parallèles

Le principe de fonctionnement de cette configuration, présentée en Figure (2.15), 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 [mor-18].

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» [mor-18].

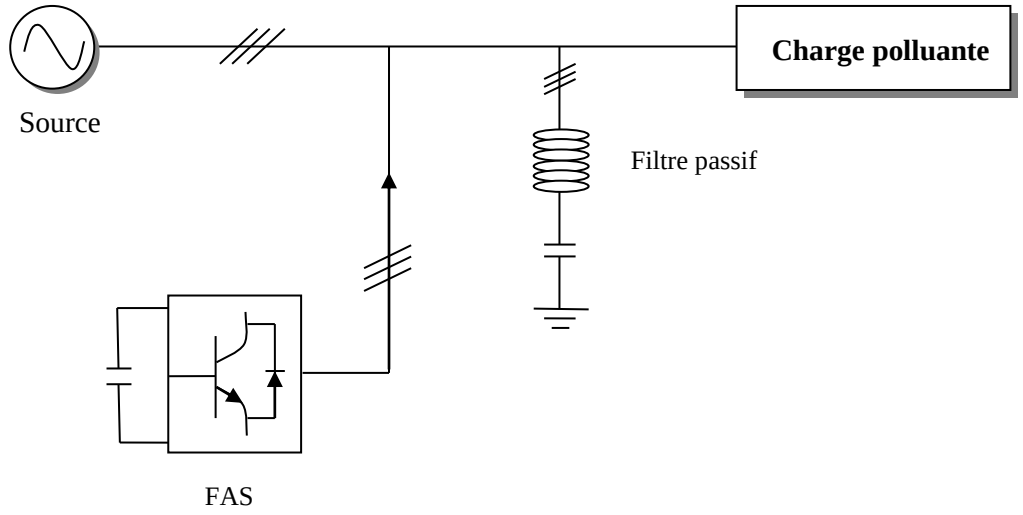


Figure 2.15 : *Filtre actif série assisté par filtre passif.*

2.5.3. Le filtre actif parallèle avec un filtre passif parallèle

Le rôle du filtre actif parallèle dans cette configuration, montrée en Figure (2.16), 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 [mor-18].

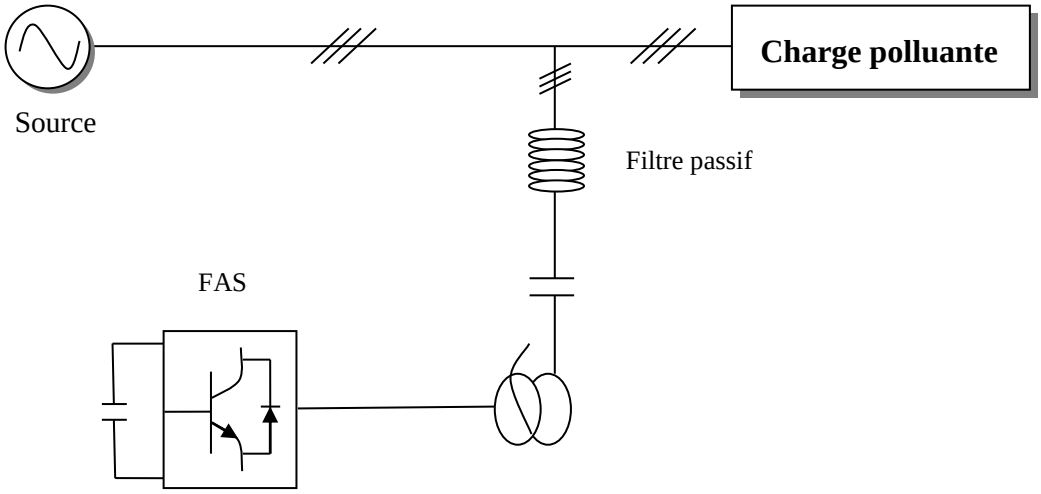


Figure 2.16 : *Filtre actif série et passif parallèle connecté en série assisté.*

2.5.3.1. Association série d'un filtre actif parallèle avec un système photovoltaïque

L'association d'un système photovoltaïque avec un filtre actif parallèle (FAP) comme le montre la Figure 2.17 rendre le système globale multifonctionnelle, et comme le rôle du FAP est limité pour la compensation des harmoniques et la puissance réactive généré par la charge non linéaire, cette structure permet aussi d'assurer l'alimentation du filtre actif à travers le bus continue d'une part, et d'autre part de fournir la puissance active nécessaire pour la charge et d'injecter le surplus de la puissance active dans le réseau d'alimentation. Le comportement du filtre actif est changé avec le changement des conditions climatiques imposées [ham-18].

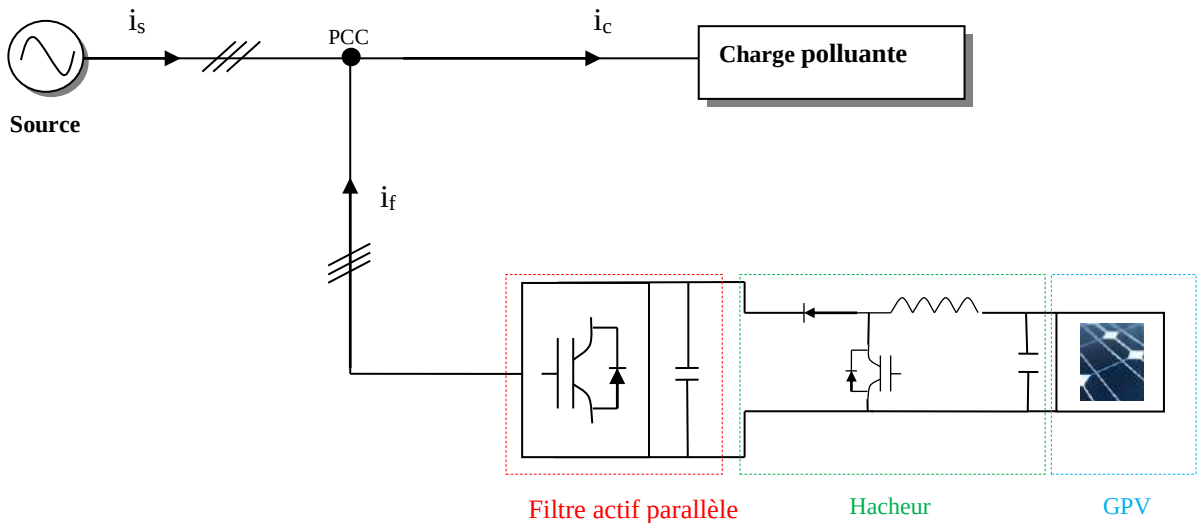


Figure 2.17:*Association série du FAP avec un système photovoltaïque*.

2.6. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons illustré, en premier temps, le problème des harmoniques dans le réseau de distribution, leurs caractéristiques, leurs sources, leurs conséquences, des experts dans le domaine du génie électrique ont imposé des normes d'immunité et d'émission pour non seulement protéger les consommateurs mais aussi les producteurs et distributeurs d'énergie. Par conséquent, un domaine de recherche a émergé pour les scientifiques afin d'élaborer des solutions de compensation pour cette pollution harmonique. Plusieurs solutions de dépollution ont été présentées. Nous avons montré que la solution à base de filtres passifs est souvent pénalisée en termes d'encombrement et résonance.

La solution à base du filtre actif constitue la voie par excellence pour, non seulement compenser les harmoniques, mais pour améliorer la qualité de l'énergie du réseau électrique.

La combinaison du filtre actif avec les filtres passifs et les systèmes à énergie renouvelable ont été présentés. Une revue d'évolution du filtre actif a été présenté aussi, et comme facteur clé d'un filtre actif des harmonique, se jugé par la bonne méthode d'identification des courant harmoniques de références, puisque ce sont sevrés dans le circuit de commande du filtre actif afin de générer les courant harmoniques que doivent injecter au point de raccordement [ham-18].

Le procès d'identification des harmoniques de références par plusieurs techniques à base d'un filtre multi variable, pour un filtrage monophasé et triphasé, fait l'objet du prochain chapitre[ham-18].

Chapitre III :

Techniques de commande et identification de courants harmoniques

3.1. Introduction

Afin d'appliquer un filtrage actif global des harmoniques, il est nécessaire d'extraire les composantes harmoniques du courant de la charge polluante, qui seront les images réelles des courants harmoniques contenus dans le courant de charge, leurs rôles est de commander les filtres actifs de puissance (FAP), ils permettent de définir les performances et la stabilité d'un filtre actif.

3.2. Intégration du régulateur MPPT dans système photovoltaïque

Pour qu'un générateur photovoltaïque (PV) fonctionne dans les conditions optimales, il doit être doté d'un quadripôle d'adaptation qui cherche de façon automatique le point de puissance maximale (PPM) du générateur PV. Ceci est réalisable quand le système est placé dans un environnement où les conditions météorologiques (ensoleillement, température) et charge sont stables.

Le problème qui se pose est la conception et la réalisation d'une commande qui converge le système PV vers les conditions optimales indépendamment des variations météorologiques et de la charge.

Le quadripôle d'adaptation est un convertisseur d'énergie de type survolteur. Les différents éléments du quadripôle (inductance L avec sa résistance série RL, capacités CE et CS, diode de roue libre D1, transistor IGBT).

Le convertisseur fonctionne toujours en régime continu, lorsque la fréquence du signal modulé en largeur d'impulsion (MLI) permet la commande de l'interrupteur du convertisseur. Ce signal est délivré par la commande MPPT.

Le rôle principal du convertisseur statique est de faire une adaptation d'impédance de sorte que le panneau délivre le maximum d'énergie.

Ce quadripôle peut être un convertisseur DC-DC survolteur ou dévolteur selon les applications.

La commande MPPT (Maximum Power Point Tracking) est un organe fonctionnel du système PV, elle permet de chercher le point de fonctionnement optimal du générateur PV dans les conditions météorologiques et de la charge stables. Que ce soit une commande analogique ou digitale, le principe de régulation est basé

sur la variation automatique du rapport cyclique D à la valeur adéquate de manière à maximiser la puissance à la sortie du panneau PV.

3.2.1. La commande MPPT (Maximum Power Point Tracking) :

Le MPPT (Maximum Power Point Tracking) est un principe permettant de suivre le point de puissance maximale d'un générateur électrique non linéaire. Les premières utilisations du MPPT datent de 1968.

Nous pouvons classifier d'une manière générale les commandes du MPPT selon le typed'implémentation électronique : analogique, numérique ou mixte. Il est cependant plus intéressantde les classifier selon le type de recherche qu'elles effectuent et selon les paramètres d'entrée de la commande du MPPT. Bien qu'il existe un grand nombre de publications scientifiques qui présentent des commandes du MPPT plus ou moins complexes.

La figure (3.1) montre le diagramme synoptique d'un système photovoltaïque, avec un module MPPT qui a pour entrées la tension et le courant de sortie du module .Dans la plupart des cas, on fait une maximisation de la puissance fournie par le module solaire.

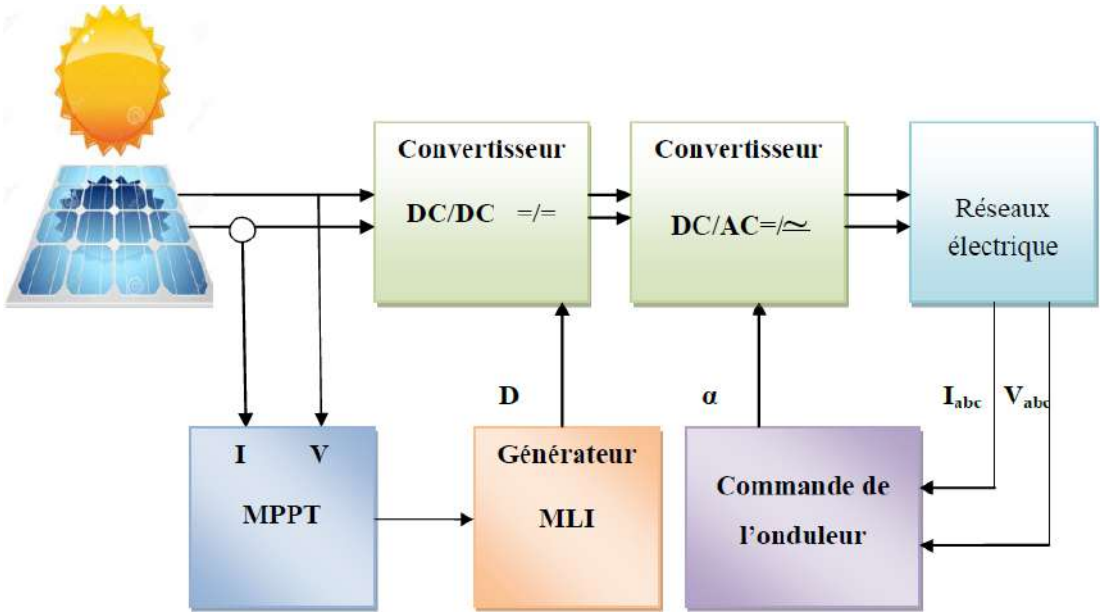


Figure 3.1 : *Schéma synoptique d'un système photovoltaïque avec MPPT.*

Ces méthodes sont basées sur des algorithmes de recherche itérative pour trouver le point defonctionnement du module solaire pour que la puissance générée soit maximale sans interruptionde fonctionnement du système. Elles ne sont pas

basées sur des valeurs de références prédéfiniesou à partir des paramètres opérationnels, mais sur la maximisation permanente de la puissancegénérée par les modules photovoltaïque PV [7].

3.2.1.1. Méthode d'Observation et Perturbation "P&O"

La méthode de P & O est une méthode largement utilisée à l'approche MPPT. Elleutilise un microprocesseur qui traite les valeurs de la tension V et du courant I du panneau etqui à partir de ces valeurs calcule la puissance. Ceci permet au microprocesseur decommander directement le rapport cyclique variable "d" qui génère le signal de modulation delargeur d'impulsion (PWM) pour la commande du convertisseur DC/DC. La méthode deperturbation et d'observation (P&O), génère la perturbation continuelle du système enaugmentant ou en diminuant la tension d'opération du panneau et observe son impact sur lerendement de ce même panneau. Le diagramme suivant explicite l'algorithme de cetteméthode de perturbation et d'observation (P&O) qui est implémenté dans le microprocesseur. Comme on peut le voir dans la Figure (3.2).

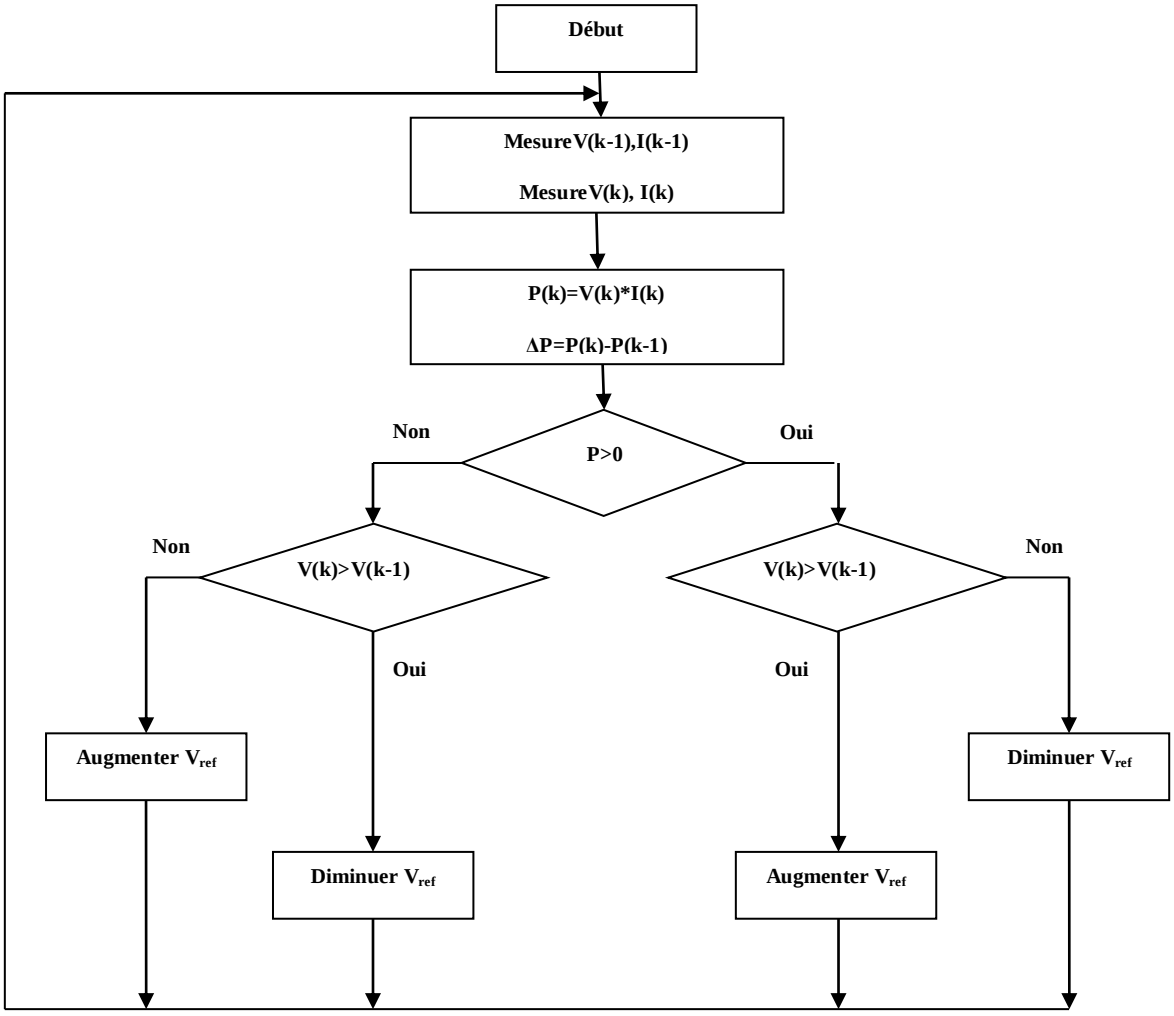


Figure 3.2 : *Organigramme d'algorithme P&O.*

V et I sont mesurés pour le calcul de la puissance de sortie $P_{(k)}$. Cette valeur de $P_{(k)}$ est comparée à la valeur obtenue à partir de la dernière mesure $P_{(k-1)}$. Si la puissance de sortie a augmenté depuis la dernière mesure, la perturbation de la tension de sortie se poursuivra dans le même sens que dans le dernier cycle. Si la puissance de sortie a diminué depuis la dernière mesure, la perturbation de la tension de sortie sera inversée dans la direction opposée du dernier cycle. Avec cet algorithme la tension V est perturbée avec chaque cycle MPPT. Dès que le MPP est atteint, V va osciller autour de la tension de fonctionnement idéal V_{mp}. Cela entraîne une perte de puissance qui dépend de la largeur du pas d'une seule perturbation. Si la largeur du pas est importante, l'algorithme MPPT sera répondu Rapidement à des changements soudains des conditions de fonctionnement mais occasionnera des pertes dans des conditions changeantes lentement et dans les états stables. Si la largeur du pas est très faible les pertes dans les états stables ou les conditions changeantes lentement seront réduites, mais le système sera uniquement une réponse très lente aux changements rapides de la température ou de l'insolation. La valeur de la largeur idéale du pas est dépendante du système et doit être déterminée expérimentalement ou par simulation grâce à un logiciel technique (comme par exemple MATLAB/Simulink) et ainsi satisfaire un compromis entre la réponse rapide et les pertes de puissance dans les états stables [Si-19].

Un autre inconvénient de la méthode P & O est décrit par plusieurs chercheurs. Dans le cas d'une augmentation soudaine de l'ensoleillement S, l'algorithme de P & O réagit comme si l'augmentation est survenue à la suite de la perturbation précédente de la tension l'opération du panneau. La prochaine perturbation, par conséquent, sera dans la même direction que la précédente même si ce n'est pas le bon [si-19].

3.3. Modélisation des onduleurs de tension triphasés à 2 niveaux :

Le schéma de l'onduleur montré dans la figure (III.3) représente un onduleur que l'on appelle à deux niveaux, la sortie de cet onduleur peut prendre deux niveaux de tension ($+Vdc$,$-Vdc$) 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 (*Sa*, *Sb*, *Sc*), comme défini ci-dessous [Mor-18] :

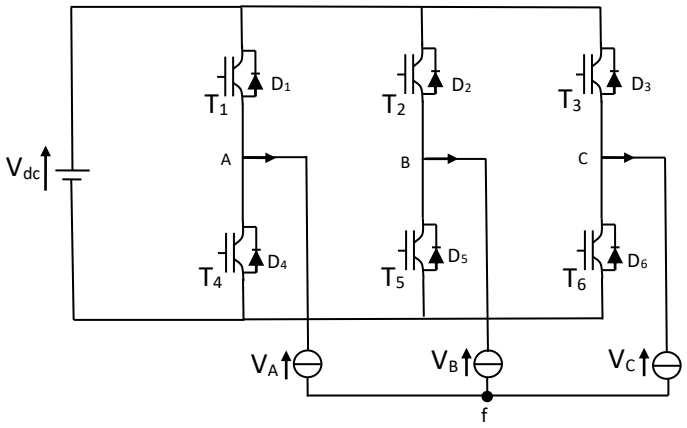


Figure 3.3 : *Structure de l'onduleur de tension à deux niveaux.*

A partir de la figure (3.4), on peut dériver les tensions de l'onduleur en fonction des états des interrupteurs, les potentielles des nœuds A, B, et C de l'onduleur par rapport au point milieu imaginaire *M* sont données par les équations (3.1) :

$$\begin{cases} \boldsymbol{V_{AM} = U_C.(2S_a - 1)} \\ \boldsymbol{V_{BM} = U_C.(2S_b - 1)},\ avec \boldsymbol{U_c} = \frac{\boldsymbol{V_{dc}}}{\boldsymbol{2}} \\ \boldsymbol{V_{CM} = U_C.(2S_c - 1)} \end{cases} \tag{3.1}$$

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

$$\begin{cases} \boldsymbol{V_{AB}} = \boldsymbol{V_{AM}} - V_{BM} = 2U_C.(S_a - S_b) \\ \boldsymbol{V_{BC}} = \boldsymbol{V_{BM}} - V_{CM} = 2U_C.(S_b - S_c) \\ \boldsymbol{V_{CA}} = \boldsymbol{V_{CM}} - V_{AM} = 2U_C.(S_c - S_a) \end{cases} \tag{3.2}$$

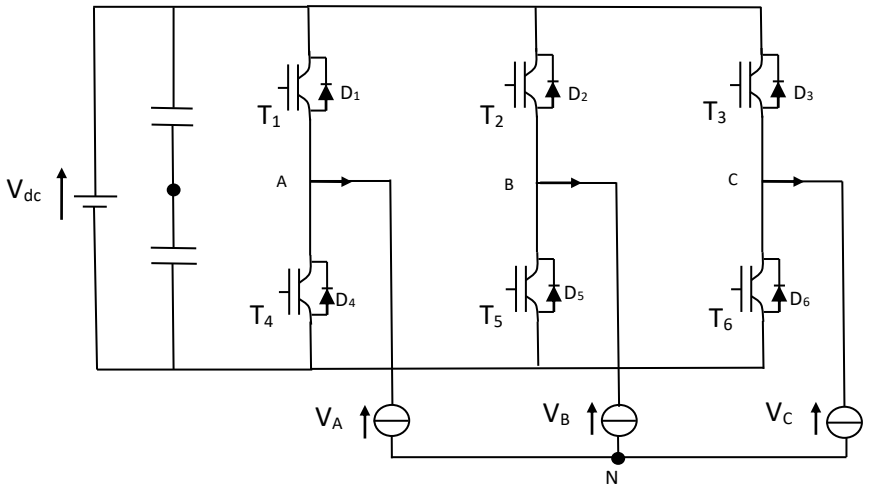


Figure 3.4 : *Structure de l'onduleur de tension à deux niveaux avec deux bus continu.*

$$\begin{cases} \boldsymbol{V_{AB} = V_{An} - V_{Bn}} \\ \boldsymbol{V_{BC} = V_{Bn} - V_{Cn}} \\ \boldsymbol{V_{CA} = V_{Cn} - V_{An}} \end{cases} \quad (3.3)$$

Ce qui donne :

$$\begin{cases} \boldsymbol{V_{AB} - V_{CA} = -(V_{Bn} + V_{Cn}) + 2V_{An}} \\ \boldsymbol{V_{BC} - V_{AB} = -(V_{Cn} + V_{An}) + 2V_{Bn}} \\ \boldsymbol{V_{CA} - V_{BC} = -(V_{An} + V_{Bn}) + 2V_{Cn}} \end{cases} \quad (3.4)$$

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

$$\boldsymbol{V_{An}+V_{Bn}+V_{Cn} = 0} \quad (3.5)$$

A partir de la relation (3.5), on peut écrire :

$$\begin{cases} \boldsymbol{V_{An} = -(V_{Bn} + V_{Cn})} \\ \boldsymbol{V_{Bn} = -(V_{Cn} + V_{An})} \\ \boldsymbol{V_{Cn} = -(V_{An} + V_{Bn})} \end{cases} \quad (3.6)$$

En remplaçant le système (3.6) dans (3.4), on peut trouver les tensions simples de l'onduleur en fonction de celles composées :

$$\begin{cases} \boldsymbol{V_{An} = \dfrac{V_{AB} - V_{CA}}{3}} \\ \boldsymbol{V_{Bn} = \dfrac{V_{BC} - V_{AB}}{3}} \\ \boldsymbol{V_{Cn} = \dfrac{V_{CA} - V_{BC}}{3}} \end{cases} \quad (3.7)$$

A partir des systèmes (3.2) et (3.7), 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:

$$\begin{cases} \boldsymbol{v_{fa} = V_{An} = 2U_C \dfrac{2S_a - S_b - S_c}{3} = V_{dc} \dfrac{2S_a - S_b - S_c}{3}} \\ \boldsymbol{v_{fb} = V_{Bn} = 2U_C \dfrac{2S_b - S_a - S_c}{3} = V_{dc} \dfrac{2S_b - S_a - S_c}{3}} \\ \boldsymbol{v_{fc} = V_{Cn} = 2U_C \dfrac{2S_b - S_a - S_c}{3} = V_{dc} \dfrac{2S_c - S_a - S_b}{3}} \end{cases} \quad (3.8)$$

Ainsi, on pourra exprimer huit cas possibles de la tension de sortie du filtre actif *Vfk* (référées au neutre *n* de la source) comme le montre le Tableau (3.1).

Tableau 3.1 : *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-sinusoïdale (figure 3.5).

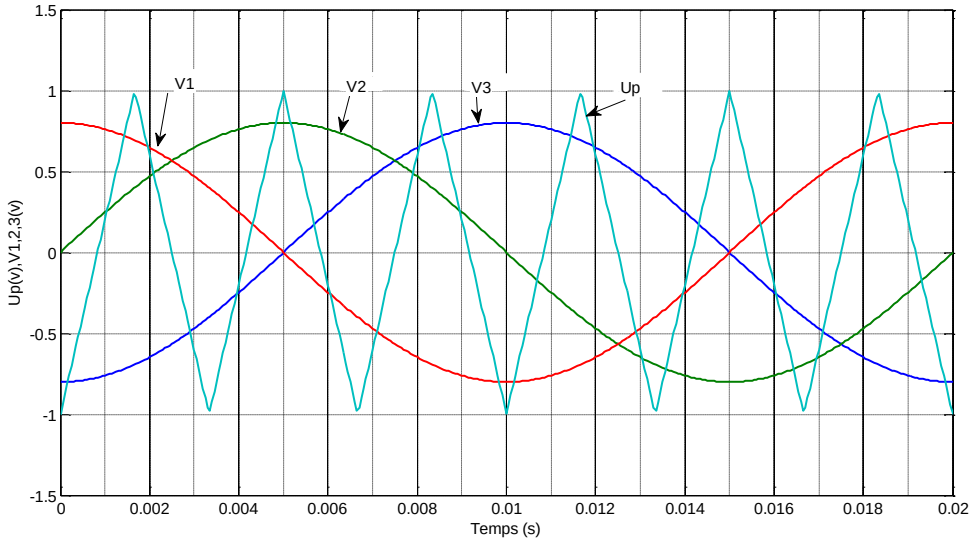


Figure 3.5 :*Stratégie triangulo-sinusoïdale de M LI (m =6, r = 0,8).*

- **Principe de la commande avec deux porteuses bipolaires triangulaires :**

La technique MLI sinusoïdale est une technique très utilisée en industrie et est largement passée en revue dans la littérature. La figure (3.9) illustre le principe de base de cette technique.

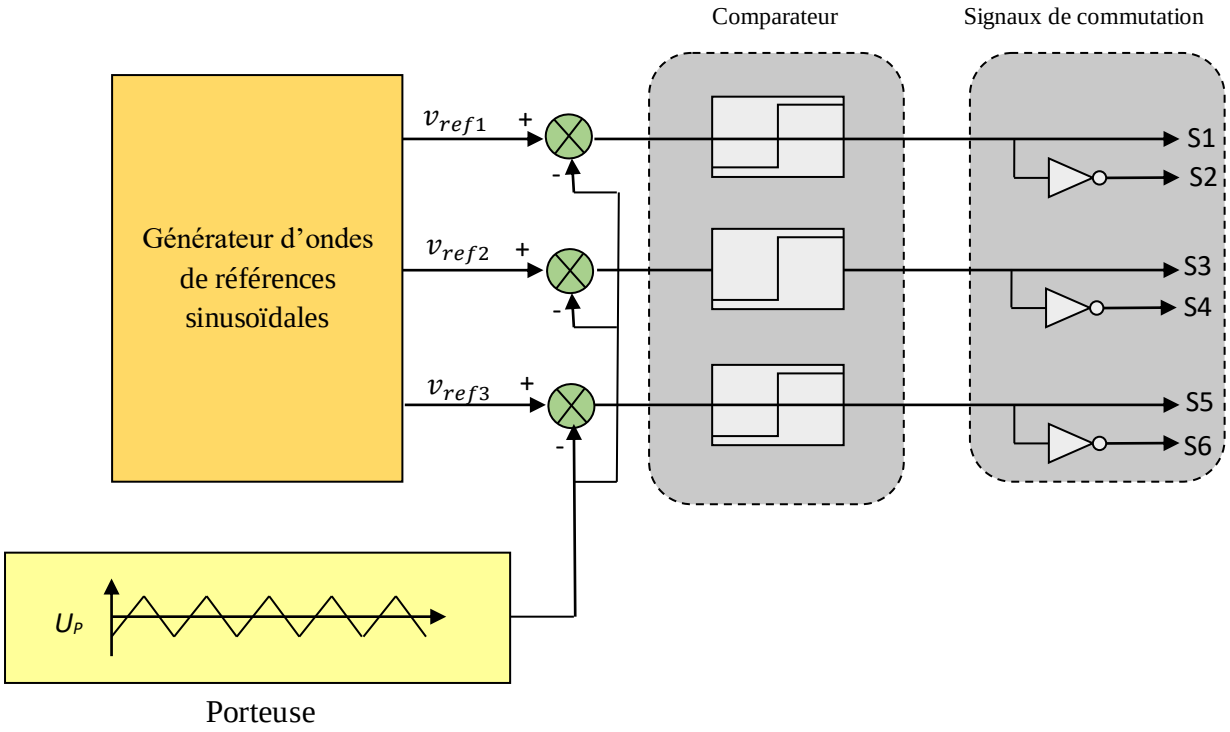


Figure 3.6:*Schéma de principe de la technique triangulo-sinusoïdale à une porteuse.*

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

$$\begin{cases} v_{ref1} = V_m.\sin(\omega t) \\ v_{ref2} = V_m.\sin(\omega t - \frac{2\pi}{3}) \\ v_{ref3} = V_m.\sin(\omega t + \frac{2\pi}{3}) \end{cases} \quad (3.9)$$

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 [mor-18].

Génération des impulsions

Afin de générer les impulsions du filtre actif, on a appliqué cette fois ci la technique dela MLI intersective dont le principe est expliqué par le diagramme de la Figure 3.7 et le modèle de la Fig. 3.8. Les impulsions sont obtenues par les intersections entre l'ondemodulante et une onde porteuse triangulaire d'une fréquence *fs*.

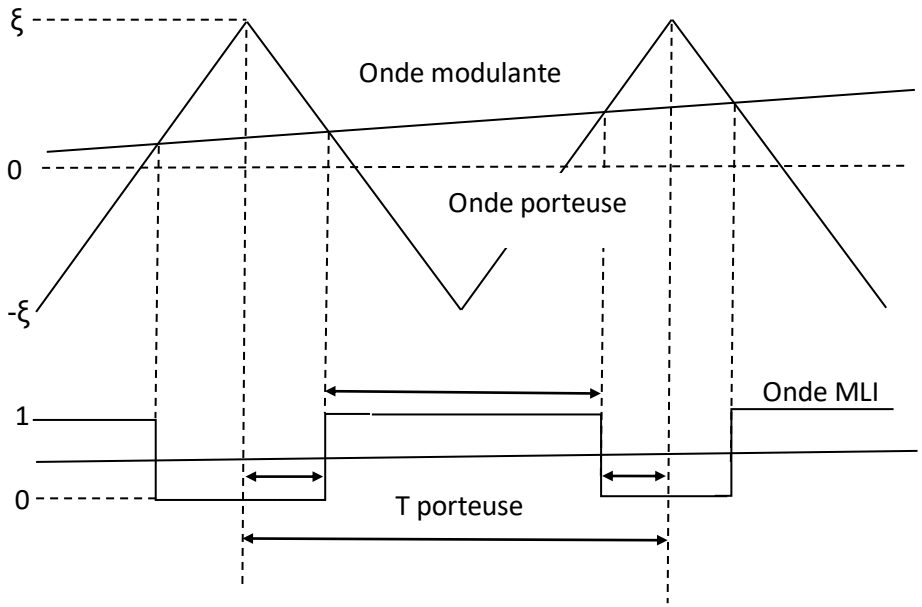


Figure 3.7: *Principe général de la MLI intersective.*

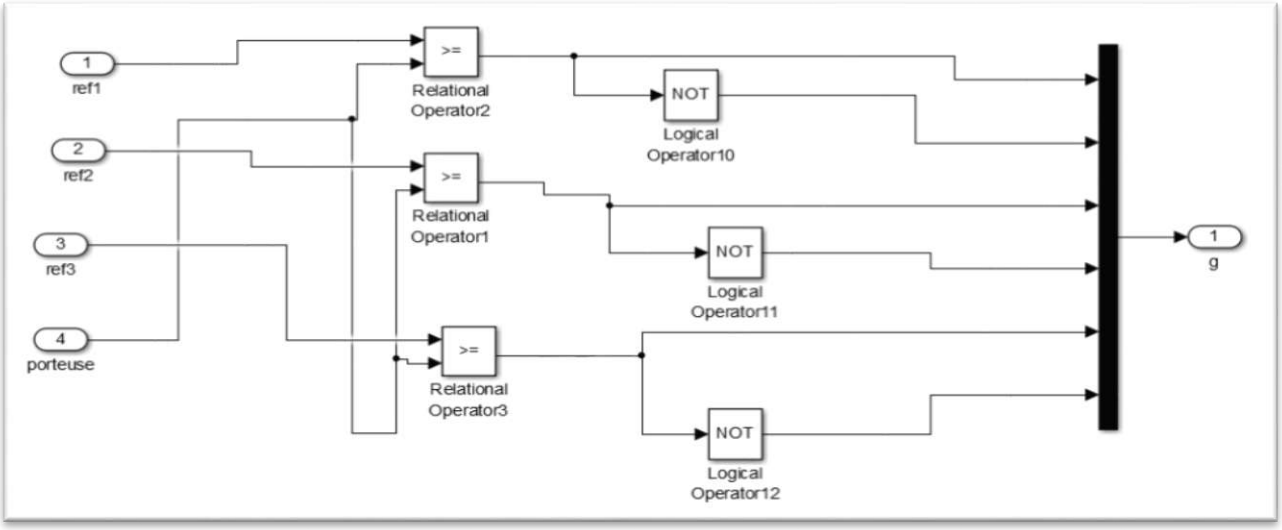


Figure 3.8 : *La MLI intersective cas d'un onduleur de tension à deux niveaux sous Matlab-Simulink.*

3.4. 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 [Mor-18]:

- ✓ 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 composantes passifs L et C.

Afin d'assurer le rôle de source de tension continue, une régulation de cette tension est nécessaire. 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[Mor-18].

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

$$I_{dc} = k_p(V_{dc}^* - V_{dc}) + k_i \int (V_{dc}^* - V_{dc})dt \qquad (3.12)$$

pour une régulation par I_{dc} :

$$P_{dc} = k_{p,dc}(V_{dc}^* - V_{dc})^2 + k_{i,dc}\int(V_{dc}^* - V_{dc})^2 dt \quad (3.13)$$

avec$k_p$et $k_i$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 (3.8) en régulation par I_{dc}[Mor-18].

$$V_{dc} = \frac{1}{C_{dc}}\int I_{dc} dt \quad (3.13)$$

En appliquant la transformé de Laplace on trouve :

$$V_{dc} = \frac{1}{sC_{dc}} I_{dc} \quad (3.14)$$

La fonction de transfert du système est :$\frac{1}{sC_{dc}}$, et la boucle de régulation par PI est montrée à la figure (3.9).

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

$$G_{BF} = \frac{(1 + \frac{k_p}{k_i}s)\frac{k_i}{C_{dc}}}{s^2 + \frac{k_p}{C_{dc}}s + \frac{k_i}{C_{dc}}} \quad (3.15)$$

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

$$G_{BF} = \frac{(1 + \frac{k_p}{k_i}s)\omega_c^2}{s^2 + 2\xi\omega_c s + \omega_c^2} \quad (3.16)$$

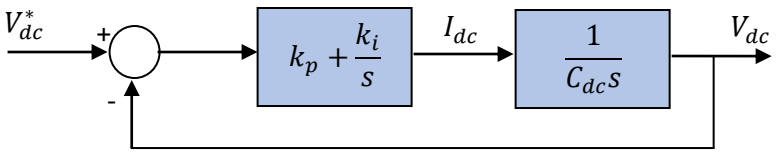


Figure 3.9 :*Boucle de régulation de la tenson du bus continu par I_{dc}.*

Après identification de cette dernière équation on trouve:

$$k_i = \omega_c^2 . C_{dc} \tag{3.17}$$

$$k_p = 2\xi\sqrt{k_i . C_{dc}} \tag{3.18}$$

3.5. Le système de commande dans un FAP

L'étape finale de la partie contrôle-commande assure la génération des signaux à injecter dans le réseau électrique. Ces signaux sont les courants de références en sortie du bloc d'identisation. Le système de commande doit fournir des signaux en MLI pour la commande de l'onduleur. En effet ce dernier comporte des thyristors dont il convient de piloter l'ouverture et la fermeture. La figure 3.10 rappelle ces différentes parties en soulignant la fonctionnalité commande.

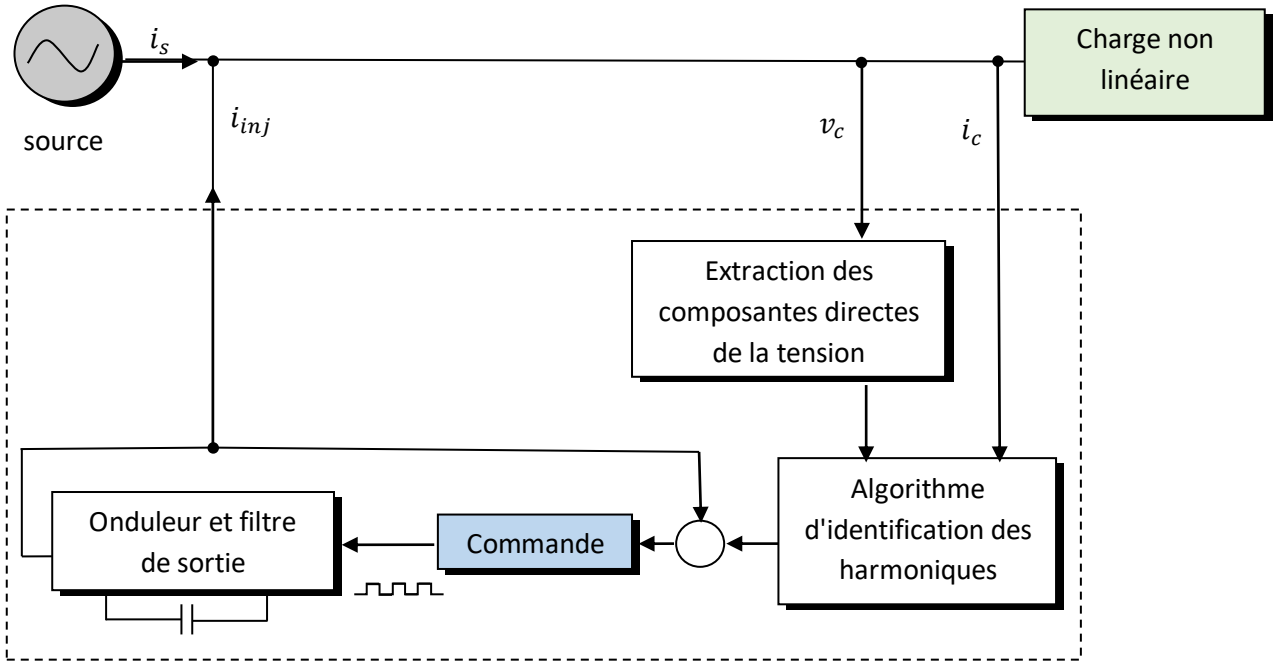


Figure 3.10 : *Structure d'un filtre actif parallèle : rôle de la partie commande.*

3.5.1. Méthode des puissances instantanées active et réactive (PQ)

La méthode des puissances active et réactive est une technique de compensation bien établie (Akagi *et al.*, 1984).

La première étape de l'identification consiste à transformer les courants et les tensions du repère triphasé *abc* vers le repère diphasé αβ. Cette transformation, appelée Transformation de Concordia Directe (TCD), permet essentiellement de

réduire les contraintes de calcul. Elle est donnée par les équations (3.19) et (3.20) qui permettent de calculer les tensions $v\alpha$ et $v\beta$ et les courants $i\alpha$ et $i\beta$ [oul-05].

$$\begin{bmatrix} v_0 \\ v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} . \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & -\frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{d1} \\ v_{d2} \\ v_{d3} \end{bmatrix}, \tag{3.19}$$

$$\begin{bmatrix} i_0 \\ i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} . \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & -\frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{c1} \\ i_{c2} \\ i_{c3} \end{bmatrix}, \tag{3.20}$$

Les puissances réelle et imaginaire instantanées, respectivement p et q, sont données par la relation (3.21) [oul-05]:

$$\begin{bmatrix} p \\ q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_\alpha & v_\beta \\ -v_\beta & v_\alpha \end{bmatrix} . \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \tag{3.21}$$

Cette transformation n'est valide que si les tensions sont équilibrées et sinusoïdales. Les puissances instantanées active et réactive dans ce repère sont calculées par:

$$p(t) = v_\alpha(t).i_\alpha(t) + v_\beta(t).i_\beta(t) \tag{3.22}$$

$$q(t) = -v_\alpha(t).i_\beta(t) + v_\beta(t).i_\alpha(t) \tag{3.23}$$

Il est évident que$p(t)$ est identique à son expression conventionnelle dans le repère$a$-b-c.

Cependant, afin de définir la puissance réactive instantanée, Akagi a introduit une nouvelleexpression dans l'espace vectoriel donnée par:

$$\vec{q} = \overrightarrow{v_\alpha}.\overrightarrow{i_\beta} + \overrightarrow{v_\beta}.\overrightarrow{i_\alpha} \tag{3.24}$$

Le vecteur q est perpendiculaire au plan α-β. Pour rester en conformité avec la *règle de la main droite*, V_a est perpendiculaire à i_b, et vb est perpendiculaire à $i\alpha$. Le sens physique du vecteur q n'est pas une "puissance instantanée" à cause du produit de la tension dans unephase et du courant dans une autre phase. Au contraire,va*ia et vb*ib signifient clairementune "puissance instantanée", à cause du produit de la tension dans une phase et du courantdans la même phase. Akagi a attribué à cette nouvelle grandeur électrique, définie parl'équation (3.24), l'appellation "puissance

instantanée imaginaire", représentée par le produitdes valeurs instantanées du courant et de la tension, mais qui ne peut être traitée comme unegrandeur conventionnelle [Dje-07].

A partir des équations (3.22) et (3.23), p et q peuvent être exprimées en composantes AC et DC,telles que [Dje-07]:

$$p = \bar{p} + \tilde{p} \quad (3.25)$$
$$q = \bar{q} + \tilde{q} \quad (3.26)$$

Avec:

$\bar{p}$: Composante DC de *p* liée au courant actif fondamental conventionnel,

$\tilde{p}$: Composante AC de *p*, dépourvue de valeur moyenne et liée aux courants harmoniques causés par les composantes AC de la puissance instantanée réelle,

$\bar{q}$: Composante DC de q liée à la puissance réactive générée par les composantes fondamentales des courants et des tensions,

$\tilde{q}$: Composante AC de q et liée aux courants harmoniques causés par les composantes AC de la puissance instantanée réactive.

Cas d'un filtre actif parallèle

Ici, il s'agit de l'extraction des courants de référence. L'expression des courants enfonction des puissances instantanées dans le plan *α-β*est donnée par[Dje-07]:

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \frac{1}{v_\alpha^2 + v_\beta^2} \cdot \left\{ \begin{bmatrix} v_\alpha & v_\beta \\ v_\beta & -v_\alpha \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} p \\ 0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_\alpha & v_\beta \\ v_\beta & -v_\alpha \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} 0 \\ q \end{bmatrix} \right\} = \begin{bmatrix} i_{\alpha p} \\ i_{\beta p} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} i_{\alpha q} \\ i_{\beta q} \end{bmatrix} \quad (3.27)$$

Maintenant, si on souhaite également compenser la puissance réactive (*c.-à-d.* le déplacement du facteur de puissance), ainsi que les courants harmoniques générés par les charges nonlinéaires, le signal de référence du filtre actif parallèle doit inclure$\tilde{p}$, q , et$\tilde{p}$. Dans ce cas, les courants de référence sont calculés par[Dje-07]:

$$\begin{bmatrix} i_\alpha^* \\ i_\beta^* \end{bmatrix} = \frac{1}{v_\alpha^2 + v_\beta^2} \cdot \begin{bmatrix} v_\alpha & v_\beta \\ v_\beta & -v_\alpha \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \tilde{p} \\ \tilde{q} + \bar{q} \end{bmatrix} \quad (3.28)$$

Les courants de compensation finaux dans le repère *a-b-c*, incluant la composante deséquence zéro, sont donnés par:

$$\begin{bmatrix} i_a^* \\ i_b^* \\ i_c^* \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} . \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & 1 & 0 \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} . \begin{bmatrix} -i_0 \\ i_\alpha^* \\ i_\beta^* \end{bmatrix} \quad (3.28)$$

$$i_0 = \frac{1}{\sqrt{3}} . (i_a + i_b + i_c) \quad (3.29)$$

Le diagramme de blocs permettant de générer les courants de référence de l'équation (3.28) est représenté Fig 3.11, tel que FPB est un filtre passe-bas du second ordre.

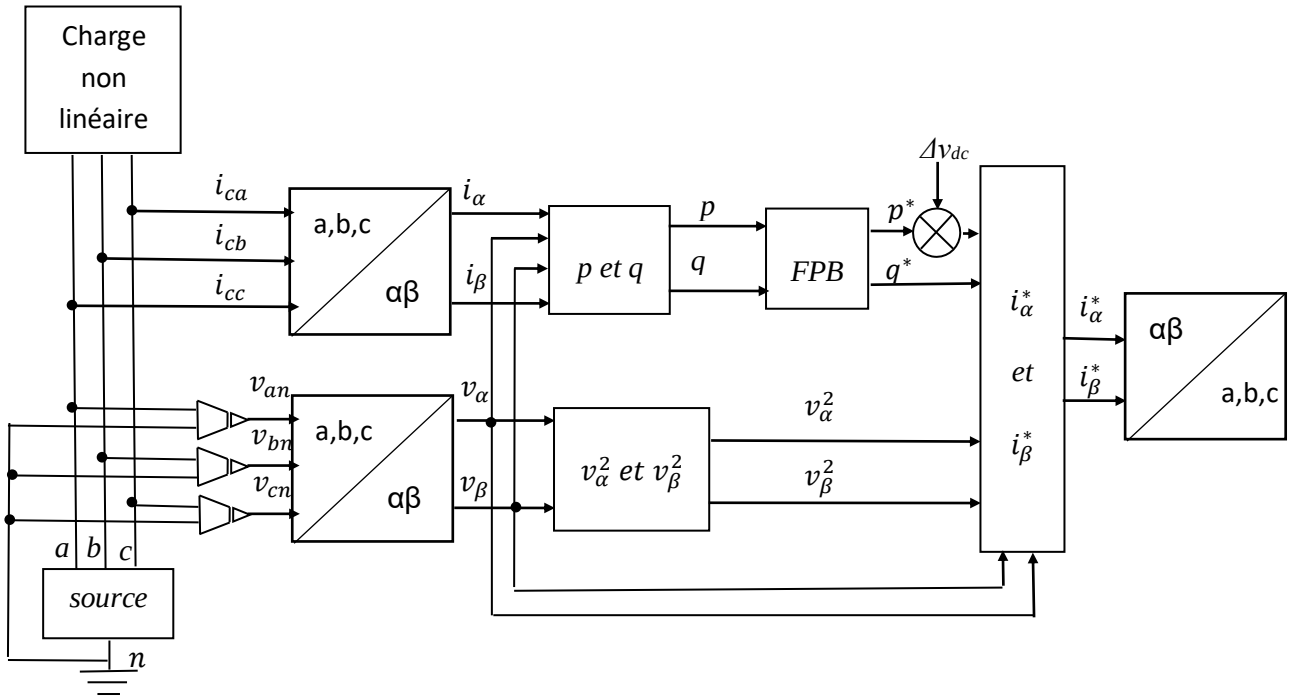


Figure 3.11 : *Diagramme de blocs de génération des courants de référence selon la théorie p-q.*

La théorie *p-q* présentée auparavant est valable uniquement pour les systems 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[mor-18]: $v_{s,abc}; (\sqrt{v_{s\alpha}^2 + v_{s\beta}^2})$.

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

La méthode de la MLI à porteuse triangulaire, montrée dans la Figure (3.12), 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[Dje-07].

Le régulateur du courant de filtre PI est placé entre l'algorithme *PQ* et la commande MLI intersective comme le montre la figure (3.12). Les paramètres du régulateur PI sont les suivants :k_p=50 et k_i=0.004.

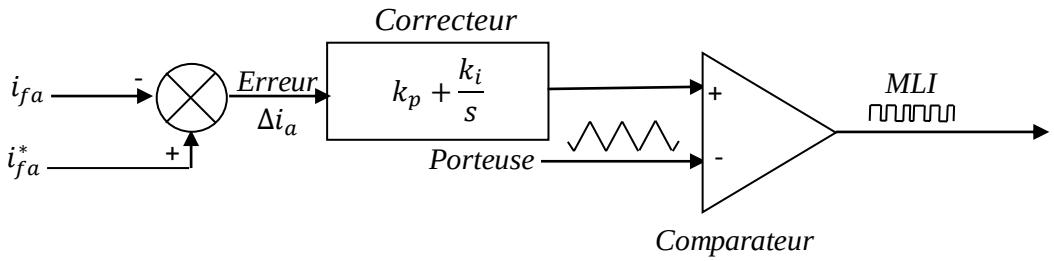


Figure 3.12 : *Signal MLI à porteuse triangulaire du régulateur PI de courant de filtre actif parallèle.*

Schéma de principe de la commande

Le schéma de la Figure (3.13) 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.

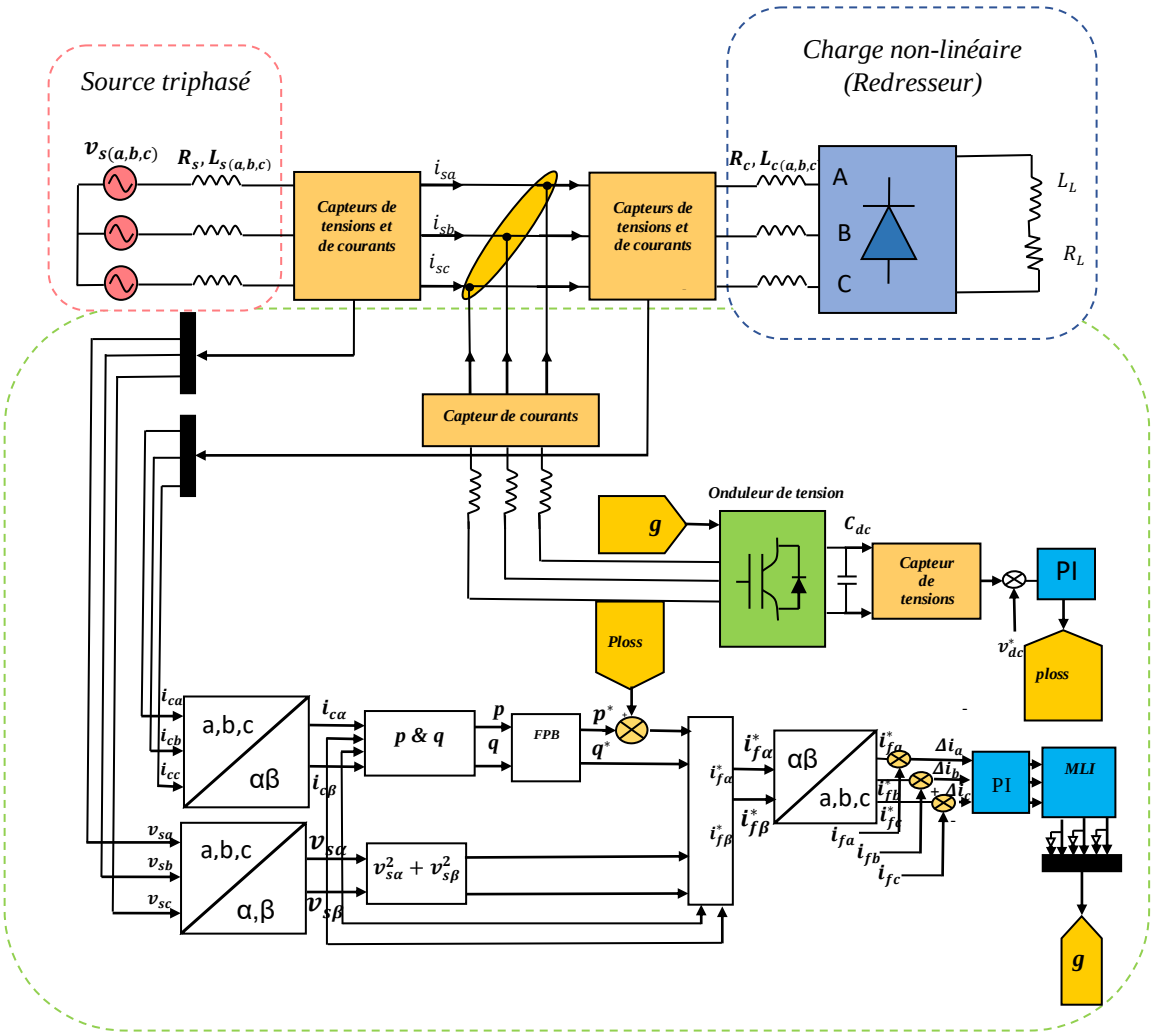


Figure 3.13 :*Principe de filtrage actif parallèle à deux niveaux commandé par la méthode des puissances instantanées active et réactives p-q.*

3.5.3. Commande de l'onduleur avec la logique floue avec la méthode PQ (PQ-LFT)

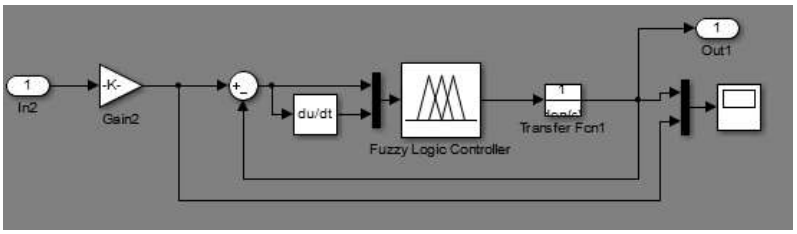
3.5.3.1. Logique floue type 1

Conjointement à l'élaboration d'un contrôleur flou, nous avons conçu un régulateur PI fonctionnant sur le même modèle d'onduleur et servant de référence pour la comparaison des performances. Lors des passages à zéro de notre signal, des décrochements ont été perçus avec le contrôleur PI. Il s'agit d'un effet de temps mort.

Lors du passage d'un courant négatif à un courant positif par exemple, le temps mort est respectivement ajoute puis retranche, ce qui provoque une discontinuité. Il s'agit d'une caractéristique intrinsèque de l'onduleur, due au circuit de commande des transistors.

La disposition de notre régulateur flou est donc la même que celle du PI, avec dans un premier temps, l'erreur entre la consigne et la sortie du système servant d'entrée unique, et en sortie, le rapport cyclique des signaux de commande MLI [Oul-05].

Le modèle établi sous *Matlab-Simulink* de ce diagramme est montré dans la Fig 3.14.



FigureIII.14 : *Modèle du correcteur flou type 1 établi sous Matlab-Simulink***.**

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 un second temps, le contrôleur flou sera complété par l'ajout en entrée de la dérivée de l'erreur [Oul-05].

La logique floue est introduite premièrement par Zadeh en 1965, elle intervient dans la manipulation des connaissances imparfaites, elle aide à formaliser la représentation et le traitement des connaissances imprécises ou approximatives. L'objectif d'utilisation du régulateur flou est d'atteindre de meilleurs résultats en les comparants aux régulateurs classiques et d'apporter une éventuelle amélioration de la réponse du système, dont la coopération humaine soit élaborée par ce genre de processus [Ham-18].

La stratégie du contrôle par la logique flou est représentée par la Figure 3.15. Elle consiste à comparer la tension v_{dc}mesurée avec la tension de référence v_{dc}^{*}L'erreur E est considérée comme étant une première variable d'entrée, tandis que son dérivé ΔE est considéré comme une deuxième variable d'entrée, telle que [Ham-18] :

$$e(K) = V_{dc*}(K) - V_{dc}(K) \quad (3.30)$$

$$\Delta(K)=e(K)-e(K-1) \quad (3.31)$$

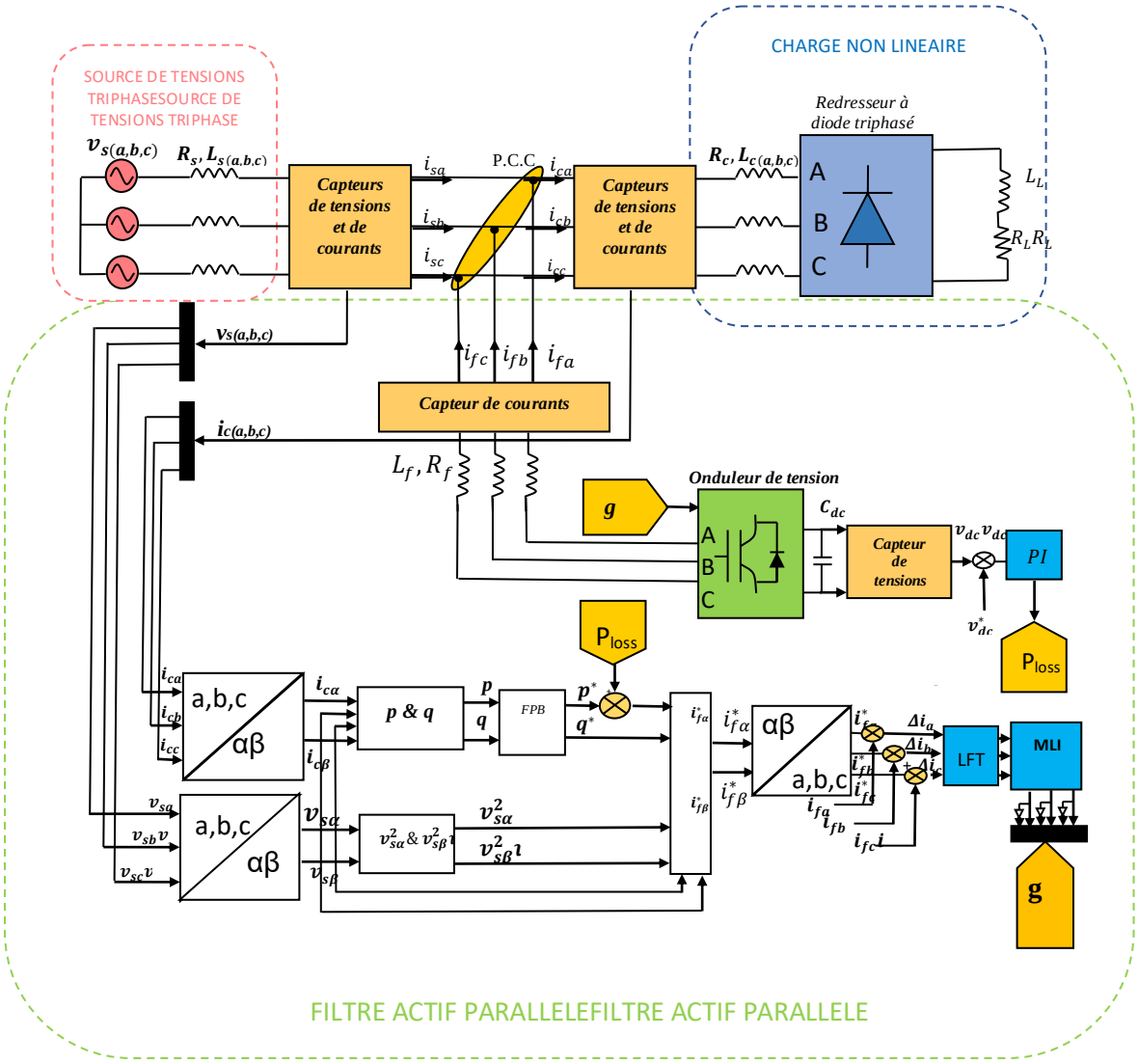


Figure 3.15 : *Schéma de principe de filtrage actif parallèle à deux niveaux commandé par pq-LFT1.*

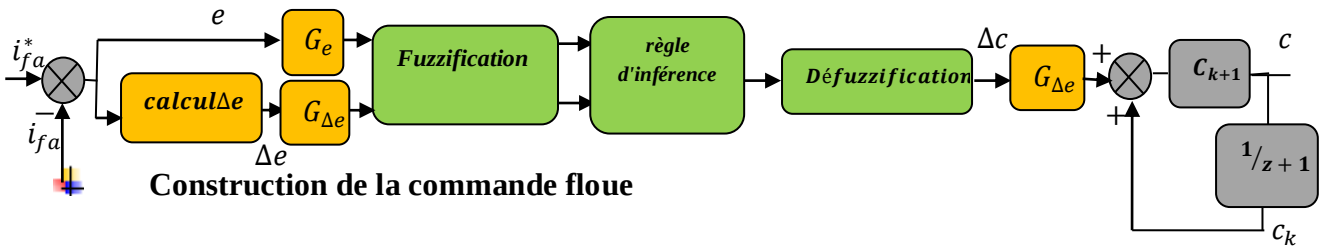


Figure 3.16 : *Schéma synoptique du contrôleur flou type-1.*

A. Univers de discours

Pour les entrées (e et Δe) comme pour la sortie (dD), l'univers de discours est l'ensemble des nombres réels $\Re$.

B. Partitions floues

- ✓ Les deux entrées (e et Δe) sont définies chacune par cinq sous-ensembles: Grande Négative 'NG', Petite Négative 'NP', Nulle 'ZE', Petite Positive 'PP', Grance Positive 'PG'tels que les fonctions d'appartenance sont du type Gaussien.
- ✓ La sortie (dD) est définie par cinq sous-ensembles: Grande Négative 'GN', Négative 'N','Nulle 'ZE', Positive 'P', Grande Positive 'GP', tels que les fonctions d'appartenance sont dutype Gaussien.

Les partitions floues de cette commande sont représentées Fig. 3.11.

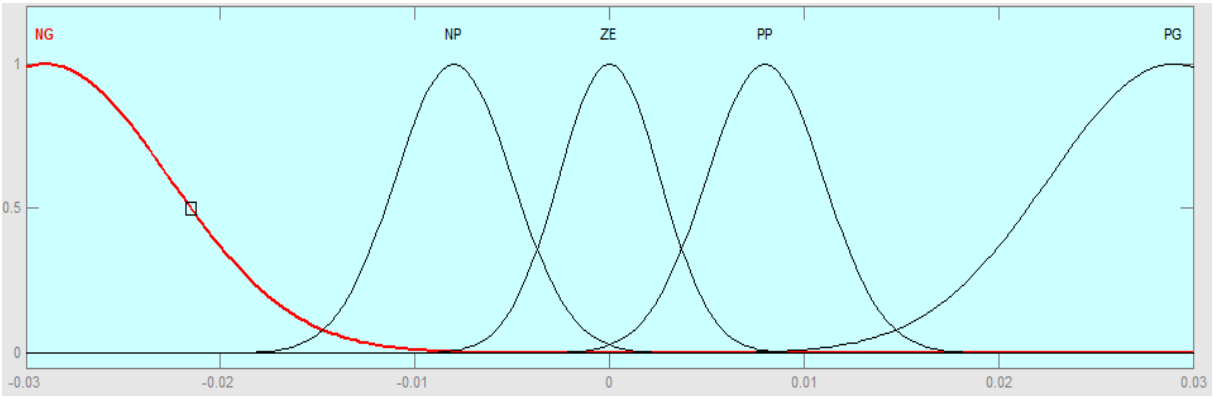


Figure 3.17 :*Partition floue de dD.*

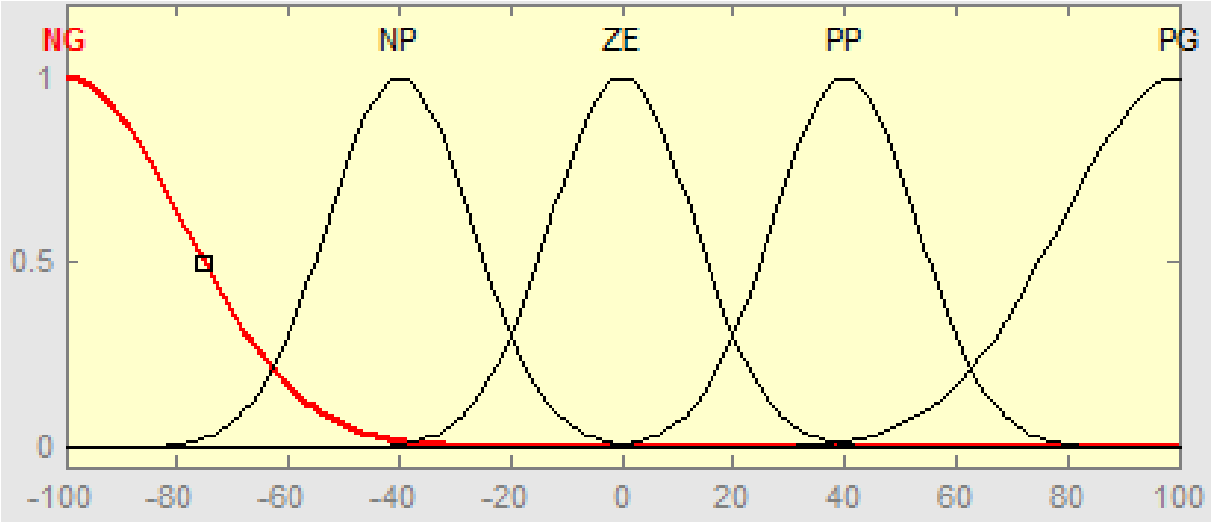


Figure 3.18:*Partition floue de Δe.*

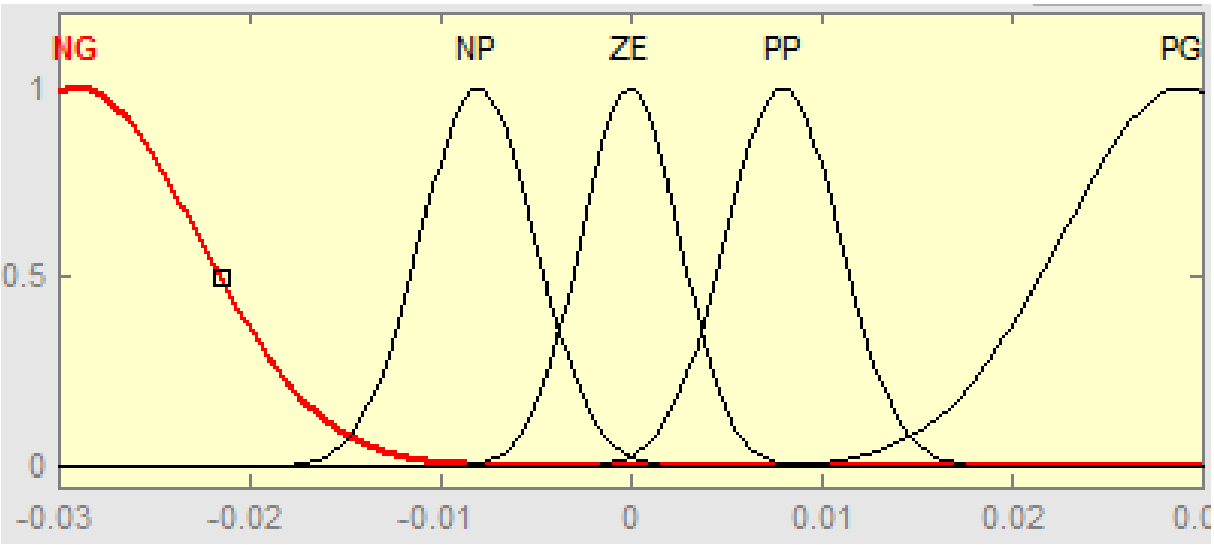


Figure 3.19:*Partition floue dee.*

- **Base des règles**

L'établissement des règles floues se base sur le sens de variation de l'erreur *e*, de son signe algébrique et de celui de sa dérivée Δ*e*. Comme expliqué dans la Fig. 3.20, et sachant que:

- *e* est croissante si sa dérivée Δ*e* est positive,
- *e* est constante si sa dérivée Δ*e* est nulle,
- *e* est décroissante si sa dérivée Δ*e* est négative,
- *e* est positive si la consigne est supérieure à la sortie *x* (consigne >*x*),
- *e* est nulle si la consigne est égale à la sortie *x* (consigne = *x*),
- *e* est positive si la consigne est inférieure à la sortie *x* (consigne <*x*),

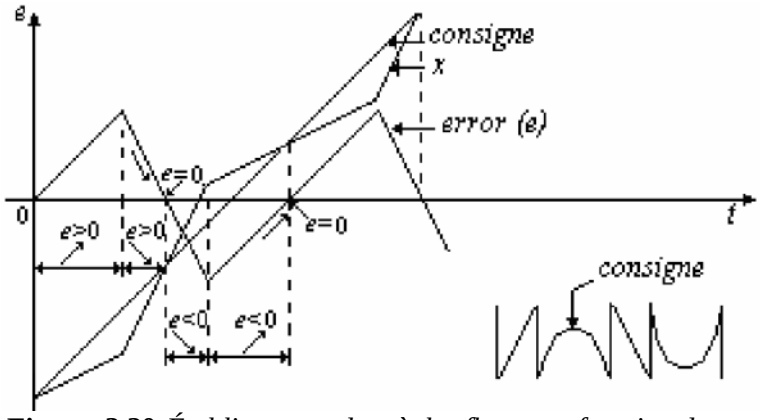


Figure 3.20:*Établissement des règles floues en fonction du sens.*

Alors la commande *dD* sera:

- Nulle (ZE) si *e* est nulle (ZE),
- Grande positive (GP) si *e* est positive dans les deux situations de croissance et décroissance,
- Grande négative (GN) si *e* est négative dans les deux situations de croissance et

décroissance,

- Négative (N) si *e* est croissante vers zéro,
- Positive (P) si *e* est décroissante vers zéro.

Ainsi, les règles floues seront définies comme suit:

- SI *e* est ZE, ALORS *dD* est ZE,
- SI *e* est P, ALORS *dD* est GP,
- SI *e* est N, ALORS *dD* est GN,
- SI *e* est ZE ET Δ*e* est P, ALORS *dD* est N,
- SI *e* est ZE ET Δ*e* est N, ALORS *dD* est P.

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

Tableau 3.3:*Table des régles de command par logique floue type-1.*

e / Δe	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

3.5.3.2. Logique Floue Type-2

- **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].

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.

- **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 . 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 [Mor-18].

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 [Mor-18].

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 3.21.

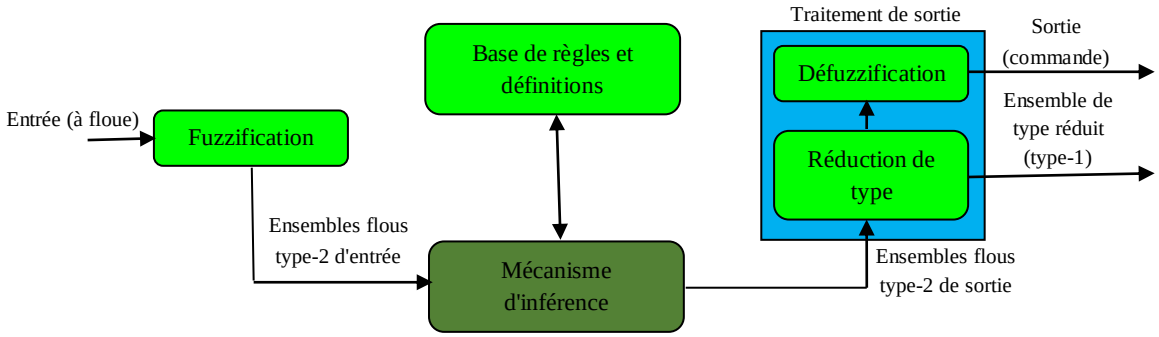


Figure 3.21 :*Système d'inférence floue type-2.*

- **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 obtiendrons 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[Mor-18].

- **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 [Mor-18].

- **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) [Mor-18]..

- **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 déffuzification de type-1 appelées la réduction de type [Mor-18]. 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.

- **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[Mor-18].

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 [Mor-18]:

$$C_Y(x) = \frac{\sum_{k=1}^{N} y_k \mu_Y(y_k)}{\sum_{k=1}^{N} \mu_Y(y_k)} \tag{3.32}$$

Synthèse du régulateur flou type-2

La figure (3.21) 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.

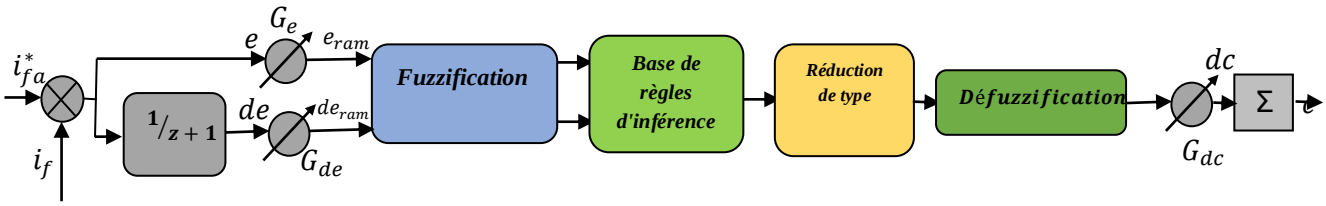


Figure 3.21 : *Schéma synoptique du contrôleur flou type-2.*

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 3.22.

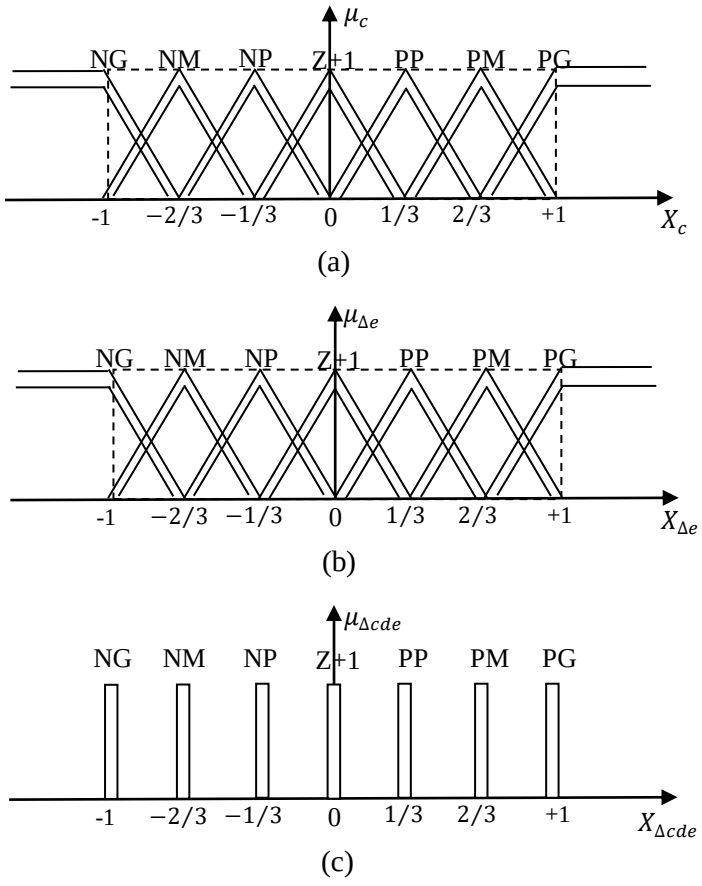


Figure 3.22 :*Les fonctions d'appartenance différentes variables linguistiques (LFT-2).*

Conclusion

Dans ce chapitre, on a présenté le modèle de fonctionnement de l'onduleur triphasé à deux niveaux, et nous avons présenté plusieurs techniques de commande du système de filtrage actif parallèle de puissance PQ-PI, PQ-LFT1 et PQ-LFT2 respectivement qui sont très intéressantes dans les systèmes de régulation. ce dernier est utilisé pour le filtrage actif de puissance en injectant son courant sur le réseau électrique basse tension pour minimiser le maximum les harmoniques causés par la charge non linéaire.

Chapitre IV :

Résultats de simulation du Filtre Actif Parallèlede Puissance

4.1. Introduction

Dans ce dernier chapitre nous allons démontrer la faisabilité du système de compensation des harmoniques, alimenté par GPV d'abord, puis l'amélioration des performances de compensation en réduisant le taux d'harmonique dans le réseau beaucoup plus sensiblement, et l'injection de puissance réelle produite par le GPVau réseau pour n'importe quelle situation de la radiation solaire, tout en bénéficiant d'un apport en énergie active, vue l'autonomie du notre système par rapport aux systèmes classiques nécessitant des investissements supplémentaires, et surtout l'énergie utilisée qui est propre et renouvelable.

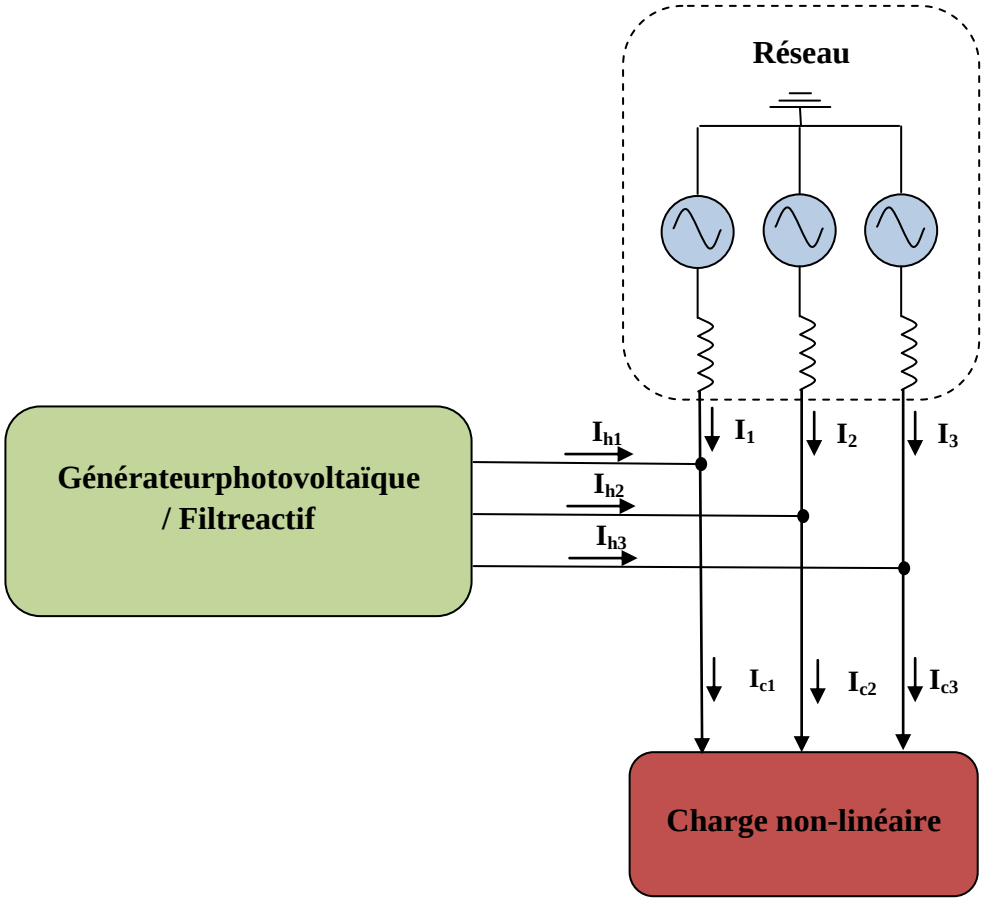


Figure 4.1 :*Système de compensation des harmoniques par GPV.*

La modélisation globale de la structure, présentée sur la Fig 4.1, a permis d'étudier la validité fonctionnelle du filtre actif parallèle à travers plusieurs simulations. Ces simulations ont été réalisées en utilisant le logiciel de simulation MATLAB/Simulink et nous ont permis

d'analyser les performances et la faisabilité du système de compensation des harmoniques [Sa-12].

4.2. Résultats de simulation

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

Le régulateur du courant de filtre PI est placé entre l'algorithme *PQ* et la commande MLI intersective.

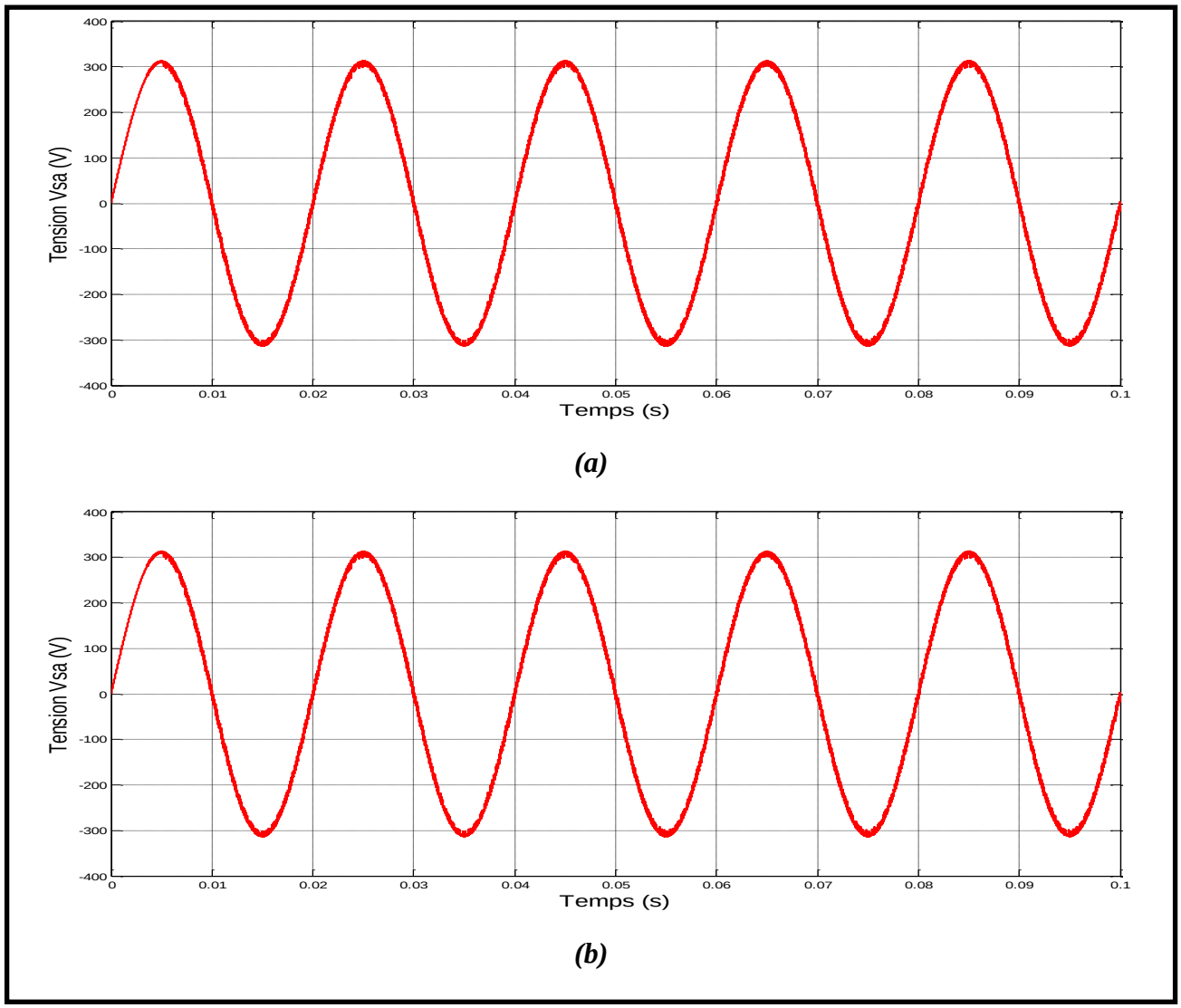


Figure 4.2: *Résultats de simulation avantfiltrageactifparallèle (a) et après filtrageactifparallèle (b) de tension de source v_{sa}.*

La figure (4.3. (a)) représente le courant de source i_{sa}avant l'application du filtre actif parallèle. Nous observons que les résultats obtenus par simulation, la nature du courant est déformée. C'est-à-dire une mauvaise qualité d'énergie.

La figure (4.6. (b)) représente le courant de source *isa*après l'application du filtre actif parallèle. Nous observons que les résultats obtenus, la nature du courant *isa*est devenus sinusoïdale. C'est-à-dire, une amélioration de la qualité d'énergie.

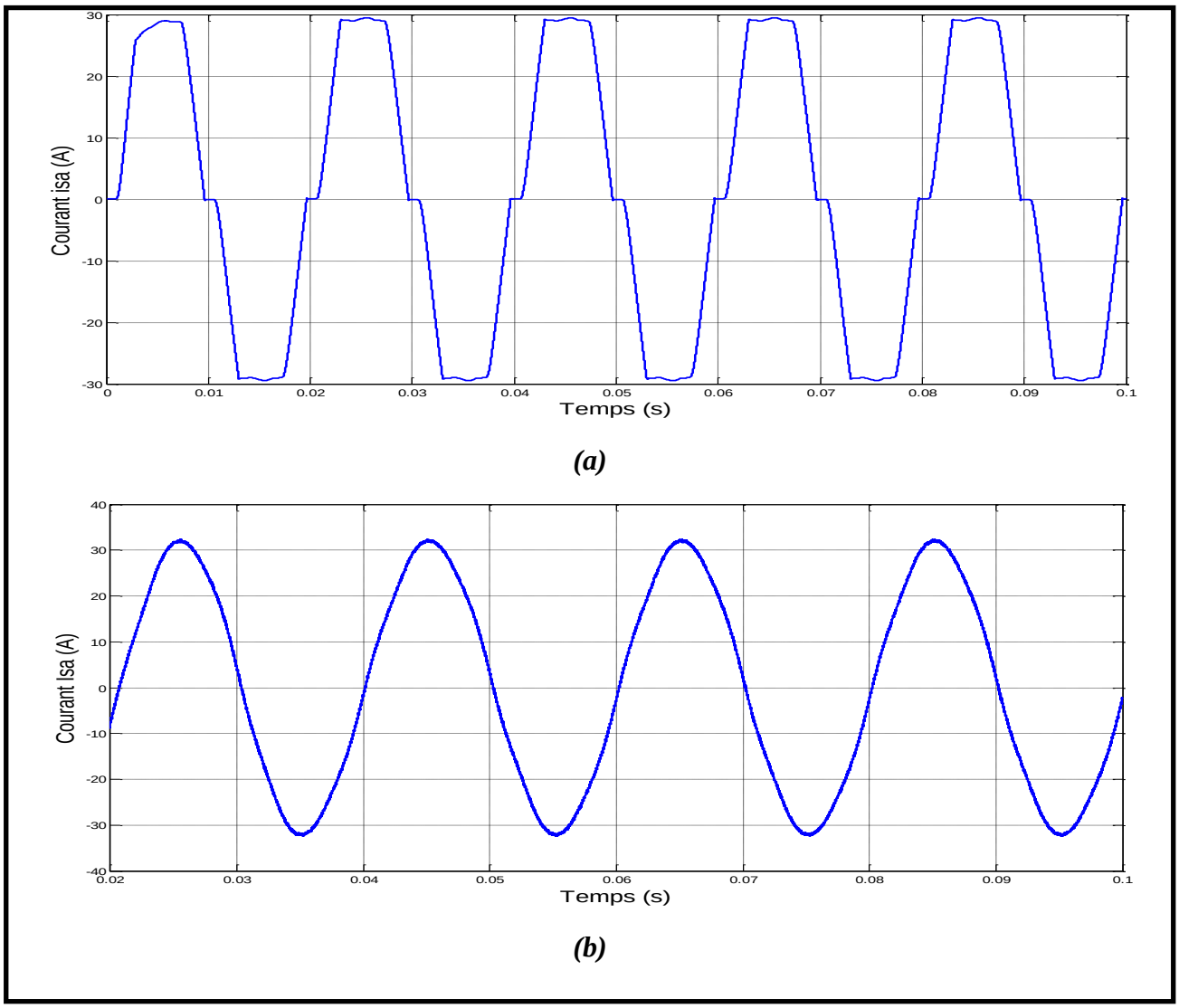


Figure 4.3: *Résultats de simulation avantfiltrageactifparallèle (a) et après filtrageactifparallèle (b) de courant de source* i_{sa}.

La figure (4.4) représente le courant de filtre *ifa*et sa référence *ifa**, après l'application du filtre actif parallèle. Cela nous semble claire que le courant du filtre suit parfaitement sa référence dans toute la durée de simulation, nous observons donc que le courant i_{fa}est bien 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.

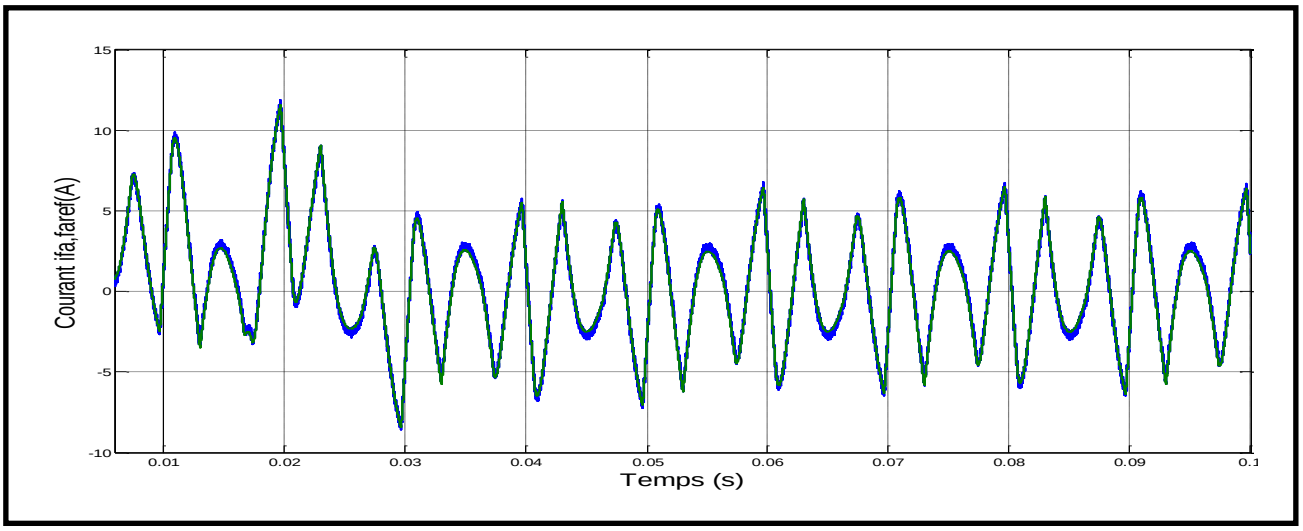


Figure 4.4 :*Résultats de simulation de courant de filtre*i_{fa}.

La figure (4.5 (a)) représente le taux d'harmoniques de distorsion du courant de source *isa*(THDisa) avant le filtre actif parallèle, il est de 12.68% , cette valeur est très élevé due à la perturbation crée par la charge non linéaire, ce THD est très supérieur de 5% imposé par la source (SONELGAZ).

Après l'injection de filtre après l'application de la commande PQ- PI (figure 4.6 (b)) le THD est 2.02% il a été réduit à 10.66 %lors de l'utilisation du correcteur PI.

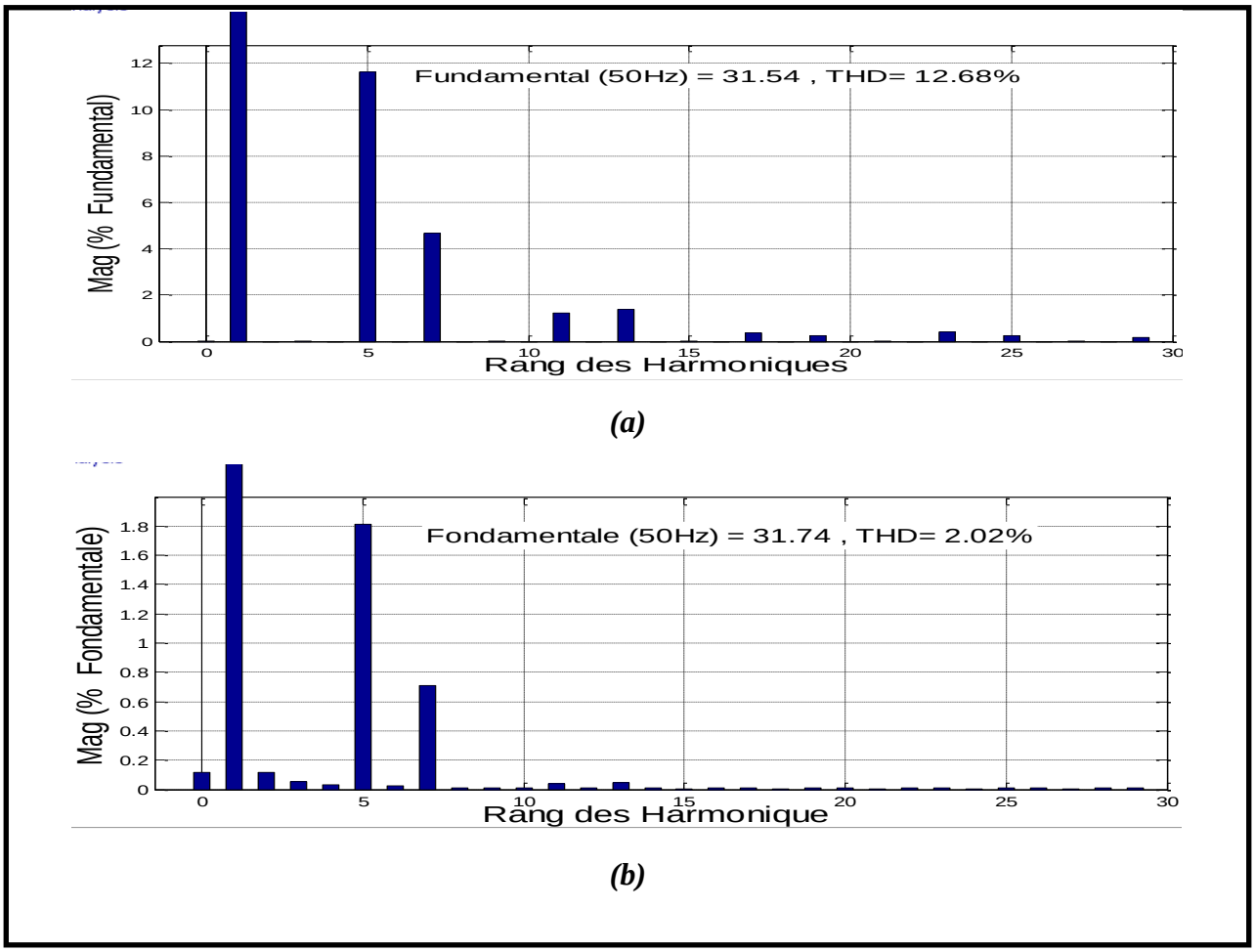


Figure 4.5: *Résultats de simulation avantfiltrageactifparallèle (a) et après filtrageactifparallèle (b) du THD$_{isa}$du courant de source i$_{sa}$commandé par PQ-PI.*

4.2.2. Commande de l'onduleur avec la logique floue type 1 avec la méthode PQ (PQ-LFT1)

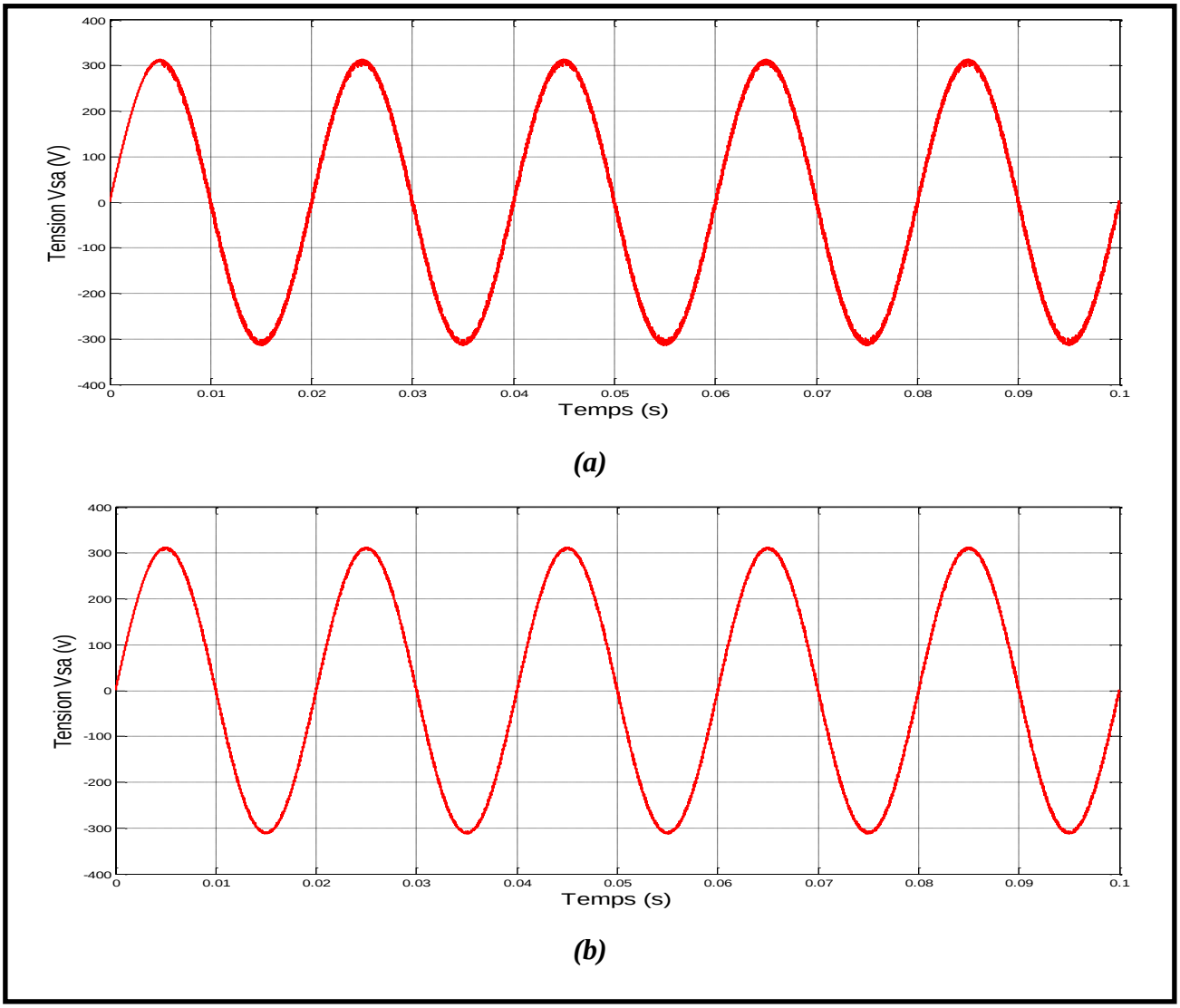


Figure 4.6: *Résultats de simulation avantfiltrageactifparallèle (a) et après filtrageactifparallèle (b) de tension de source* v_{sa}.

La figure (4.7. (a)) représente le courant de source *isa*avant l'application du filtre actif parallèle. Nous observons que les résultats obtenus par simulation, la nature du courant est déformée. C'est-à-dire une mauvaise qualité d'énergie.

La figure (4.7. (b)) représente le courant de source *isa*après l'application du filtre actif parallèle. Nous observons que les résultats obtenus, la nature du courant *isa*est devenus sinusoïdale. C'est-à-dire, une amélioration de la qualité d'énergie.

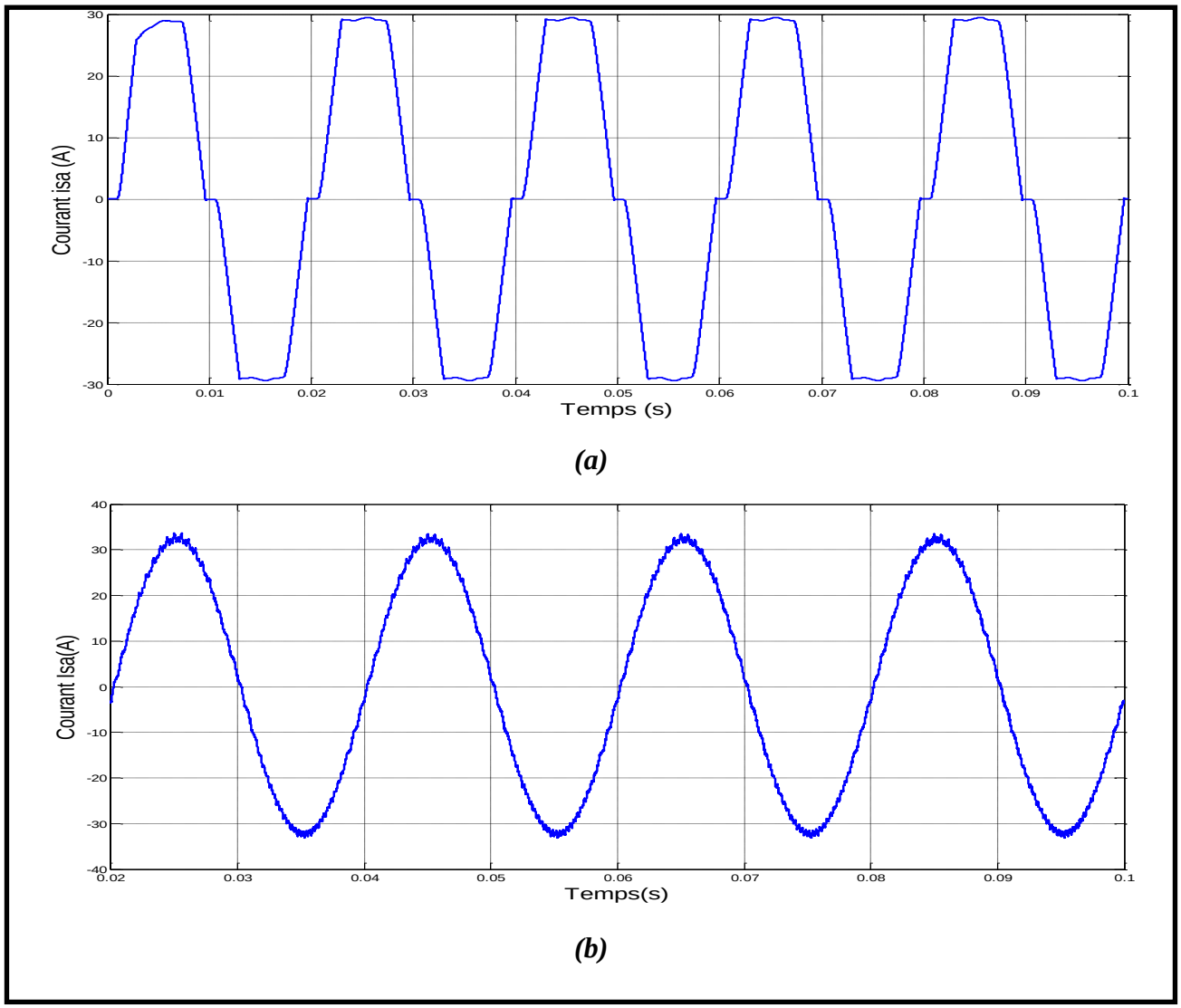


Figure 4.7: *Résultats de simulation avantfiltrageactifparallèle (a) et après filtrageactifparallèle (b) de courant de source isa.*

La figure (4.8) représente le courant de filtre *ifa*et sa référence *ifa**, après l'application du filtre actif parallèle. Cela nous semble claire que le courant du filtre suit parfaitement sa référence dans toute la durée de simulation, nous observons donc que le courant *ifa*est bien 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.

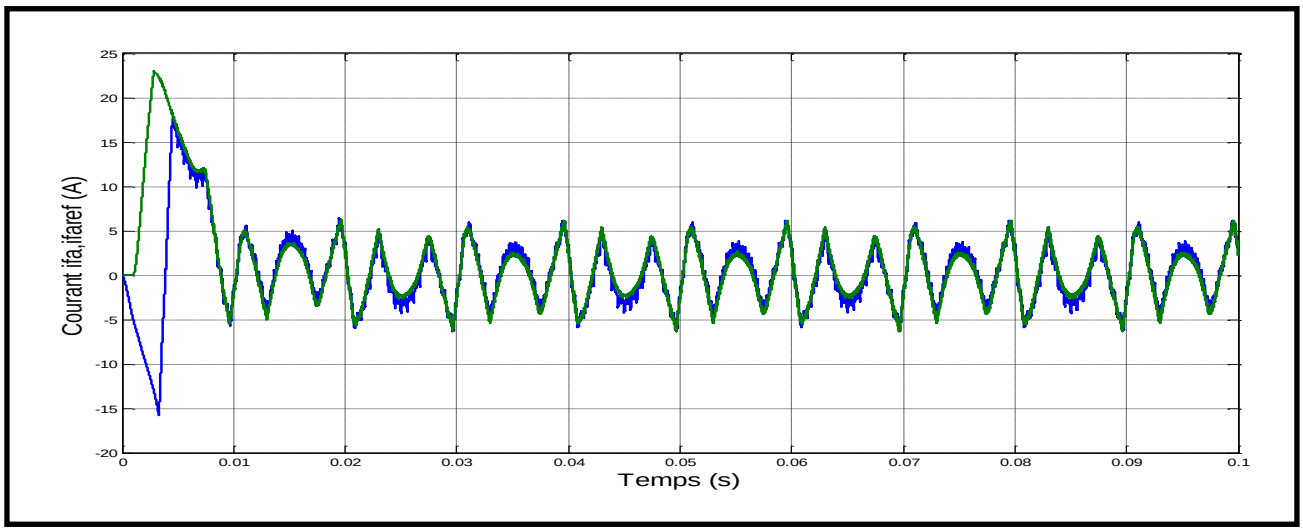


Figure 4.8: *Résultats de simulation de courant de filtre*i_{fa}.

La figure (4.9 (a)) représente le taux d'harmoniques de distorsion du courant de source *isa*(THDisa) avant le filtre actif parallèle, il est de 12.68% , cette valeur est très élevé due à la perturbation crée par la charge non linéaire, ce THD est très supérieur de 5% imposé par la source (SONELGAZ).

Apres l'injection de filtre après l'application de la commande PQ- LFT1 (figure4.9 (b)) le THD est 1.84% il a été réduit à 10.84 %lors de l'application du correcteur LFT1.

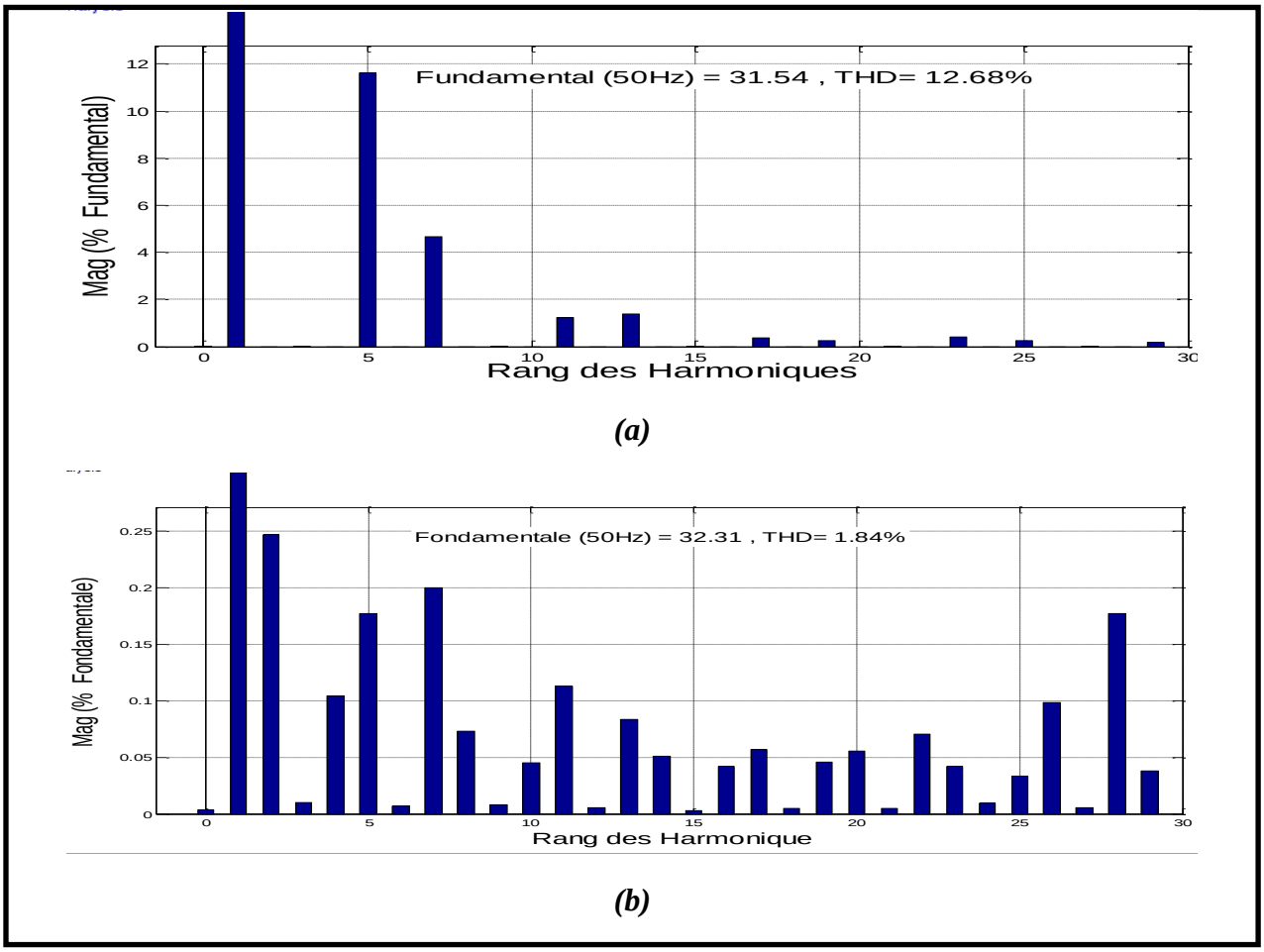


Figure 4.9: *Résultats de simulation avantfiltrageactifparallèle (a) et après*

4.2.3. Commande de l'onduleur avec la logique floue type 2 avec la méthode PQ (PQ-LFT2)

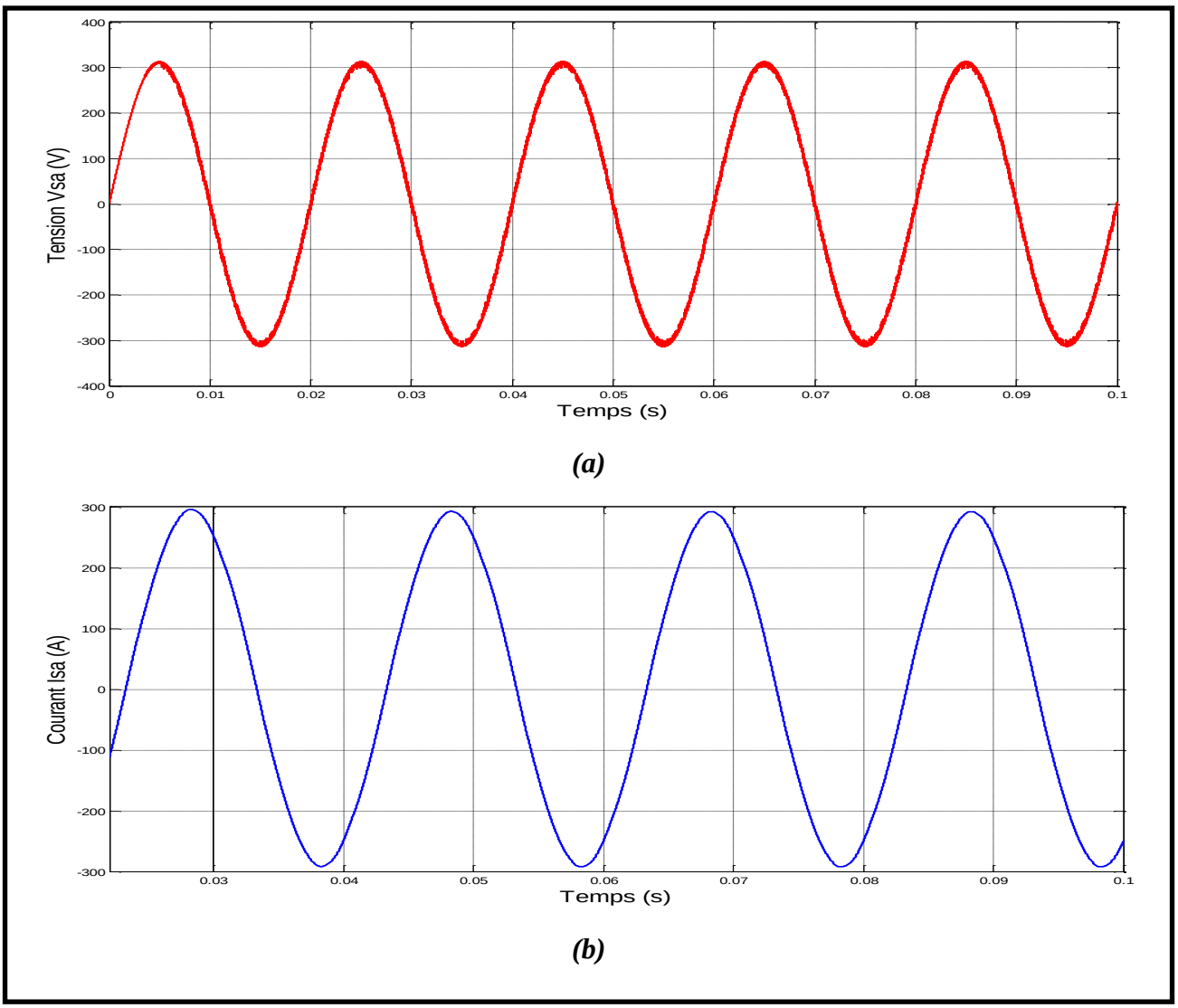


Figure 4.10: *Résultats de simulation aprésfiltrageactifparallèle (a) et après filtrageactifparallèle (b) de tension de source v_{sa}et courant i_{sa}.*

La figure (4.11) représente le courant de filtre *ifa*, après l'application du filtre actif parallèle. Cela nous semble claire que le courant du filtre est parfaitement généré et 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.

La figure (4.12 (a)) représente le taux d'harmoniques de distorsion du courant de source i_{sa}(THDisa) avant le filtre actif parallèle, il est de 12.68% , cette valeur est très élevé due à la perturbation crée par la charge non linéaire, ce THD est très supérieur de 5% imposé par la source (SONELGAZ).

Après l'injection de filtre après l'application de la commande PQ- LFT2 (figure4.12 (b)) le THD est 0.72% il a été réduit à 11.96 %lors de l'application du correcteur LFT2.

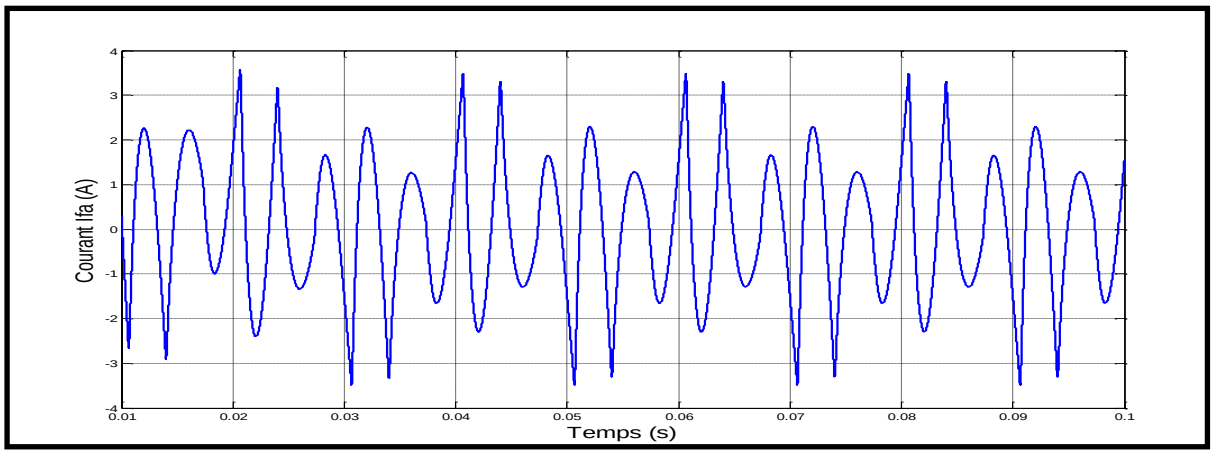


Figure 4.11 : *Résultats de simulation de courant de filtre i_{fa}.*

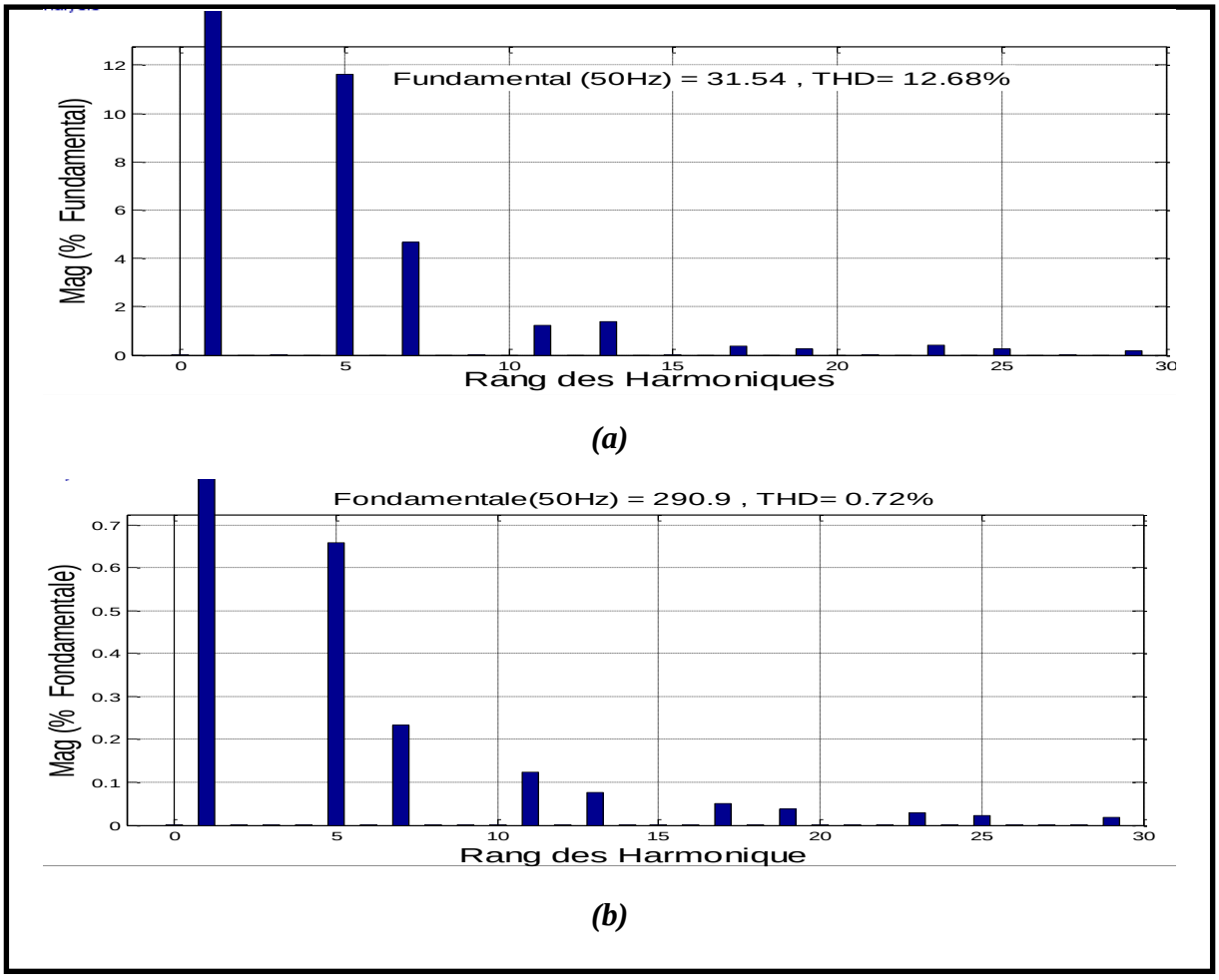


Figure 4.12 : *Résultats de simulation avant filtrage actif parallèle (a) et après filtrage actif parallèle (b) du THD_{isa}du courant de source i_{sa}commandé par PQ-*

Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté les résultats de simulation d'un système de filtrage actif parallèle alimenté par un générateur sous l'environnement MATLAB/Simulink.

Les résultats obtenus montrent clairement et manifestement l'efficacité des commandes PID, LFT-1 et LFT-2 appliqué au filtre actif parallèle de puissance (FAP) à deux niveaux.

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.

Après avoir eu des résultats de THD satisfaisantes avec la méthode PQ-PI, on est passé au procédé de conception d'un correcteur flou, on a conçu notre correcteur flou destiné à corriger l'erreur du courant du filtre actif parallèle considéré. Les résultats de simulation *ont* montré une amélioration des allures du courant de source 1.84% et un THDi de 2.02 % dans le cas d'un correcteur *PI* classique.

Aussi, on a enregistré plus de dynamique et de souplesse lors de l'adjonction du correcteur LTR-2 à notre modèle à filtre actif, la méthode la plus efficace avec un THD inférieur à 1%.

Cet objectif étant atteint, il convient d'éprouver les capacités d'adaptation de notre stratégie face à des variations importantes des paramètres du réseau électrique**.**

Chapitre V :

Interface Raspberry Pi et réalisation des circuits électroniques

5.1. Introduction

D'après les simulations des différents composants de notre system à travers des logiciels (Matlab/Simulink et Proteus) nous devons réalisez le projet en réalité.

Pour assurer l'alimentation de filtre actif parallèle en continu, il faut récupérer le maximum de puissance du système photovoltaïque à l'aide de l'interface Raspberry pi 3 commandé par un algorithme précis P&O.

Dans cette section nous détaillons la réalisation électronique de la commande MPPT numérique réalisé dans le cadre de ce projet. Nous détaillons ainsi le schéma électronique et le lay-out de la hacheur et la carte d'adaptation de DSpace implimenté dans le filtre actif parallele que nous avons réalisé au ***L****aboratoire De* ***R****echerche En* ***E****lectrotechnique Et En* ***A****utomatique* ***LREA.***

5.2. Schéma du système PV avec l'interface Raspberry:

Parmi les composants primordiaux dans le système photovoltaïque est le régulateur MPPT (Maximum Power Point Tracking). Le MPPT vise à améliorer et à optimiser l'exploitation des systèmes photovoltaïques, il permet également d'augmenter le gain. Techniquement, le MPPT fait appel à une interface entre le panneau et la charge qui est généralement un dispositif de conversion de puissance. Ce travail présente une contribution à la commande MPPT numérique d'un panneau photovoltaïque à travers un hacheur parallèle entrelacé. Nous nous somme focalisé dans ce travail, essentiellement sur la partie puissance, ce travail va être divisé en deux parties essentielles, une partie Hardware qui se focalise sur la création de l'hacheur et une partie Software à l'aide de l'interface Raspberry Pi afin d'acquérir les données entrantes et commander l'hacheur à travers un algorithme d'extraction de puissance maximale P&O Figure 5.1.

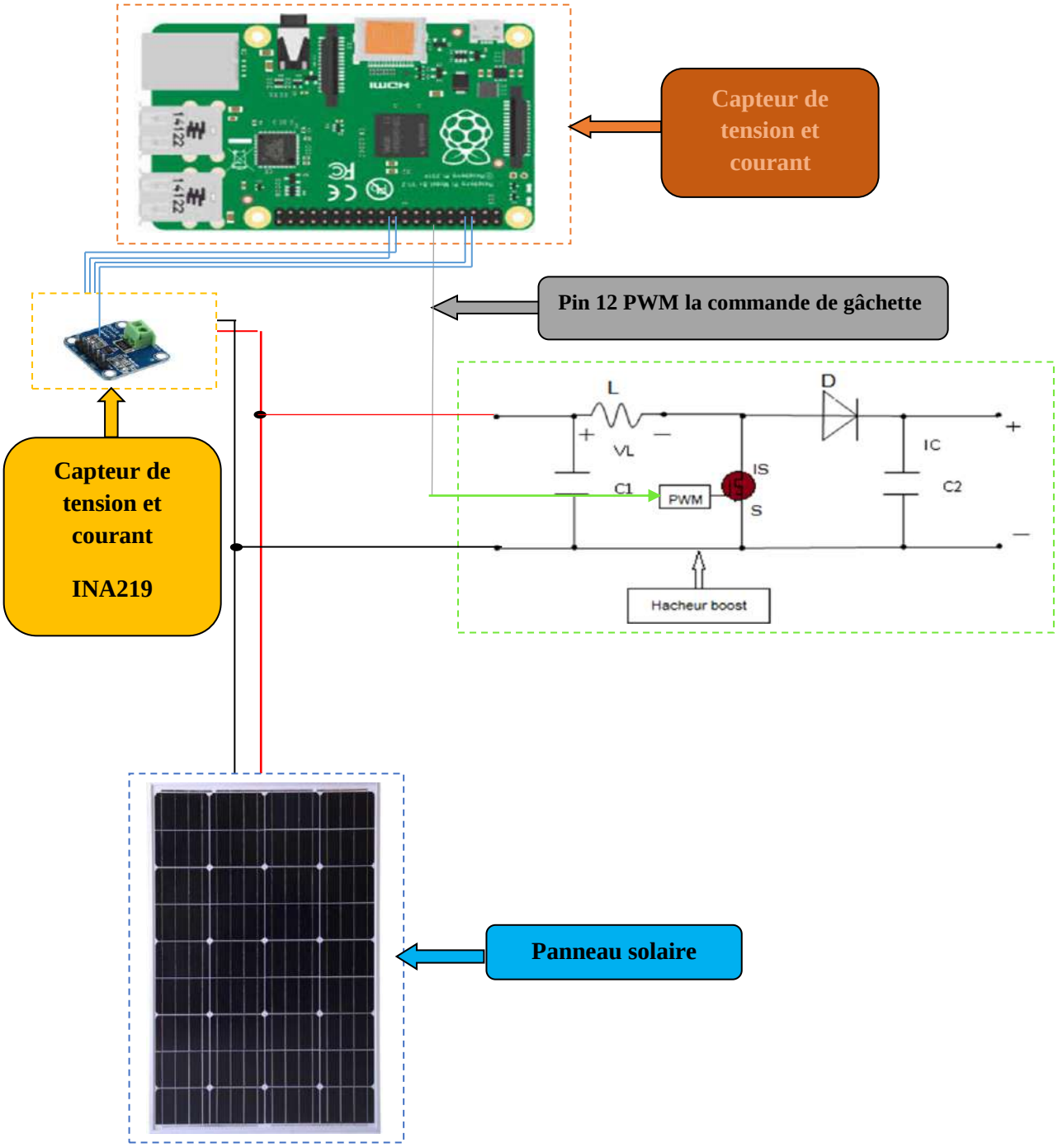


Figure 5.1 : *Schéma bloc du système PV.*

5.3. Partie Hardware

5.3.1. Réalisation de circuit électronique de l'hacheur Boost

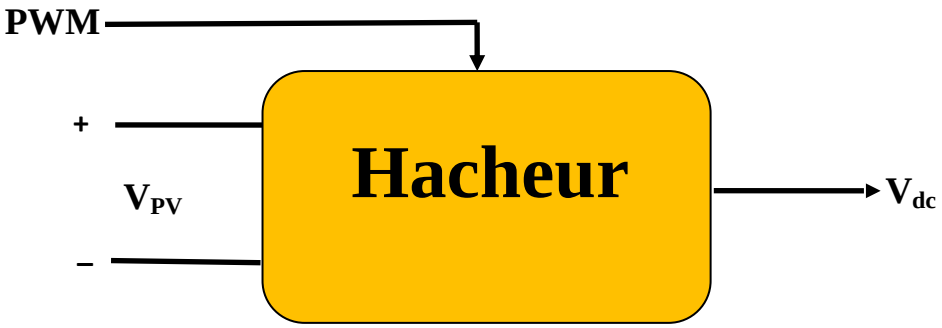


Figure 5.2 : *schéma bloc de l'hacheur.*

Le bloc de l'hacheur est présenté sur la Figure 5.2 qui représente :

- ✓ Une entrée en provenance du générateur photovoltaïque (V_{Ph+}, V_{Ph-}) ;
- ✓ Une sortie de tension continue V_{dc} ;
- ✓ Une entrée de signal de commande de l'hacheur généré par Raspberry pi 3.

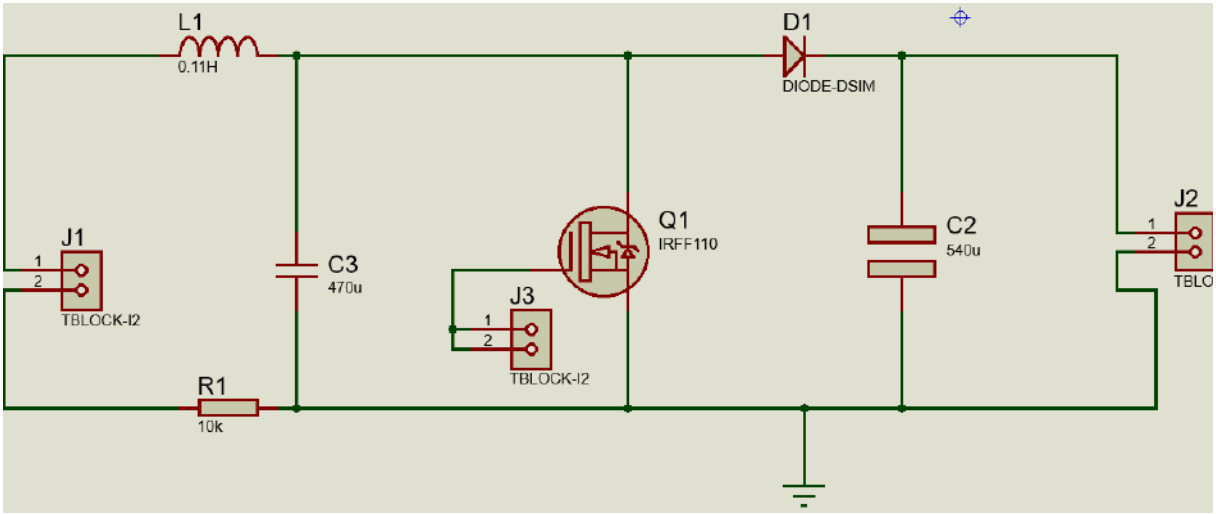


Figure 5.3 : *Circuit électronique de l'hacheur Boost sous Proteus.*

Afin de réaliser le PCB de l'hacheur , on a eu besoin de :

- ✓ MOSFET,
- ✓ Conducteur**,**
- ✓ Bobine,
- ✓ Diode anti-retour**.**

- **MOSFET :**



Figure 5.4 : MOSFET.

La dénomination « transistor à effet de champ » (TEC ou FET) regroupe deux types de transistors :

- ✓ le TEC à jonction (JFET)
- ✓ le TEC à grille isolée (IGFET : insulated gate FET, MOSFET : Métal Oxyde Semiconductor FET)

- **Comparaison au transistor bipolaire :**

- ✓ Fonctionnement lié au déplacement d'un seul type de porteur (les porteurs majoritaires : électrons ou trous) ; composant unipolaire,
- ✓ Simple à fabriquer, surface réduite (plus haut niveau d'intégration),
- ✓ Très forte impédance d'entrée,
- ✓ Facteur de bruit inférieur au transistor bipolaire,
- ✓ Facteur de mérite (produit G x BP) inférieur au transistor bipolaire,
- ✓ Les MOSFET sont des transistors similaires au TEC à jonction, mais pour lesquels la grille est totalement isolée du canal,
- ✓ composant unipolaire,
- ✓ très faibles dimensions,
- ✓ très faible consommation.

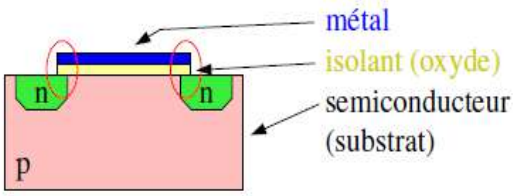


Figure 5.5 : *Constitution d'une MOSFET*

Les charges positives attirées sous la grille se combinent avec les charges négatives du canal et diminuent ainsi la conductivité du canal. Pour une valeur suffisamment faible de VGS le courant IDS est nul.

- **Fonctionnement :**

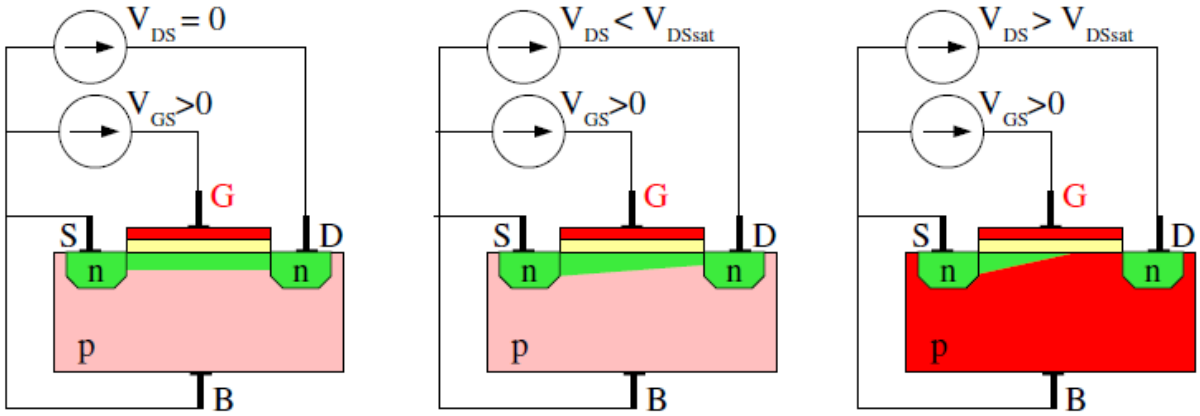


Figure 5.6 : Dessin explicatif de principe de fonctionnement de MOSFET.

Dans un transistor NMOS à enrichissement, le canal d'électrons est créé par une tension VGS positive. Lorsqu'on applique une tension VDS, le canal se rétrécit du côté du drain. Pour VDS < VDS_{sat}, le transistor fonctionne en régime linéaire.

Lorsque VDS augmente au-delà de VDS_{sat}, Il y a pincement du canal. Le courant IDS est alors limité à une valeur dépendant de VGS. Le transistor fonctionne en saturation.

- **Diode de roue libre :**



Figure 5.7 : *Diode de roue libre.*

La diode de roue libre est nécessaire pour protéger contre une surtension lors de l'ouverture d'une charge inductive. Cela est le cas lorsqu'on pilote des relais : la diode de roue libre permet la continuité du courant dans la bobine du relais et évite toute surtension aux bornes du transistor qui pilote cette bobine.

- **Application d'un hacheur boost :**

La figure VI.6 suivante montre l'emplacement et la connexion des composants de la carte du circuit de l'hacheur, cette carte électronique s'appelle *plaque d'essai breadboard*. Durant cette phase de l'expérience on a utilisé :

- ✓ Le DC POWER SUPPLY comme une source de tension continue,
- ✓ Une charge résistive de valeur 373Ω,
- ✓ Un GBF afin de généré un signal impulsive avec un rapport cyclique désiré, qui va ensuite commander la gâchette de notre MOSFET,
- ✓ Un oscilloscope pour afficher numériquement les signaux.

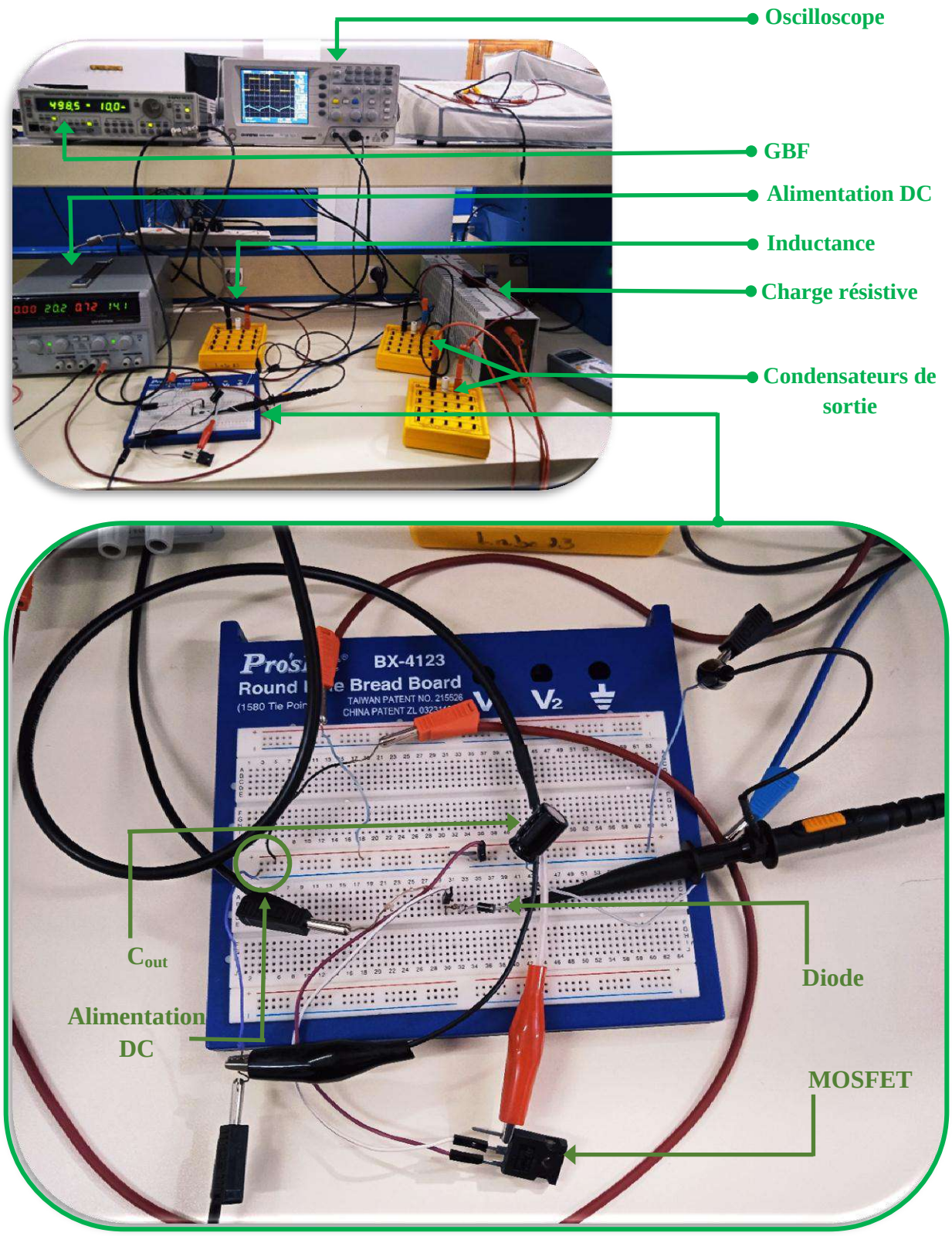


Figure 5.8 : *Connexion des composants de l'hacheur sur la plaque d'essai.*

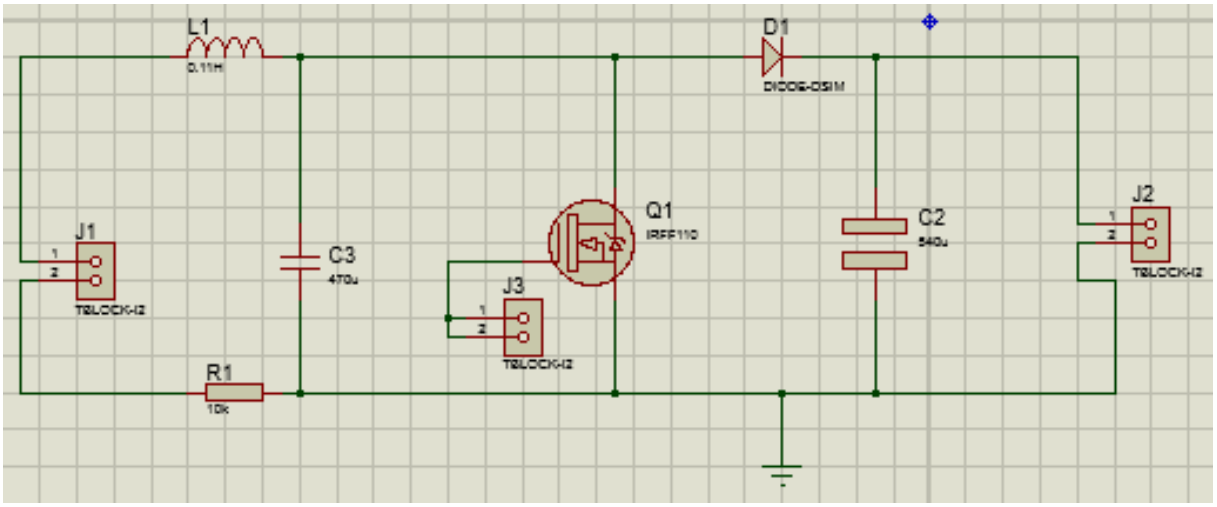


Figure 5.9 : *Le schéma synoptique de circuit de l'hacheur.*

Puis on passe au logiciel ARES, c'est le complément parfait de ISIS il permet l'Edition et le routage des schémas électriques réalisés sur ISIS pour réaliser le PCB de la carte électronique. Bien que l'édition d'un circuit imprimé soit plus efficiente lorsqu'elle est réalisée manuellement, ce logiciel permet de placer automatiquement les composants et de réaliser le routage automatiquement. En exportant les Typons de routage final à la forme nécessaire :

- format PDF pour la méthode traditionnelle qui utilise les produits chimiques et la chaleur de fer à repasser sur une plaque d'époxy.

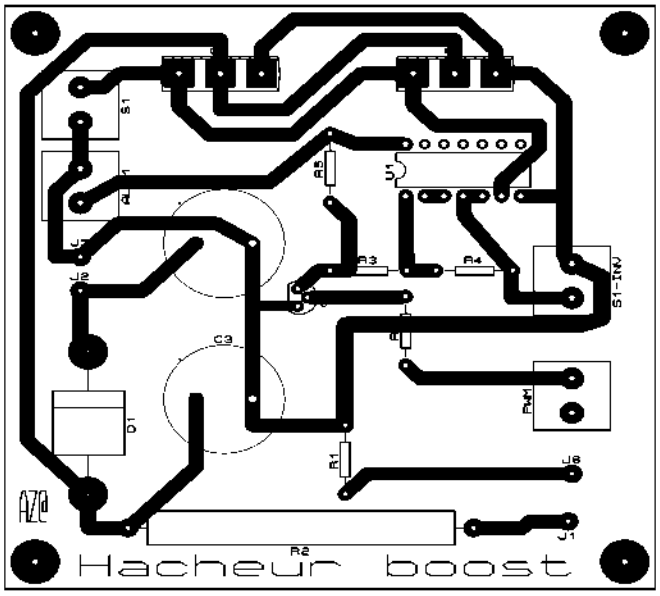


Figure 5.10 : *Typons de routage final.*



Figure 5.11 : *Photos de réalisation de Le circuit imprimé.*

L'étape avant dernière c'est de préparer tous les composants électriques nécessaire, les mettre en place respectant les polarités ensuite en commence à souder.

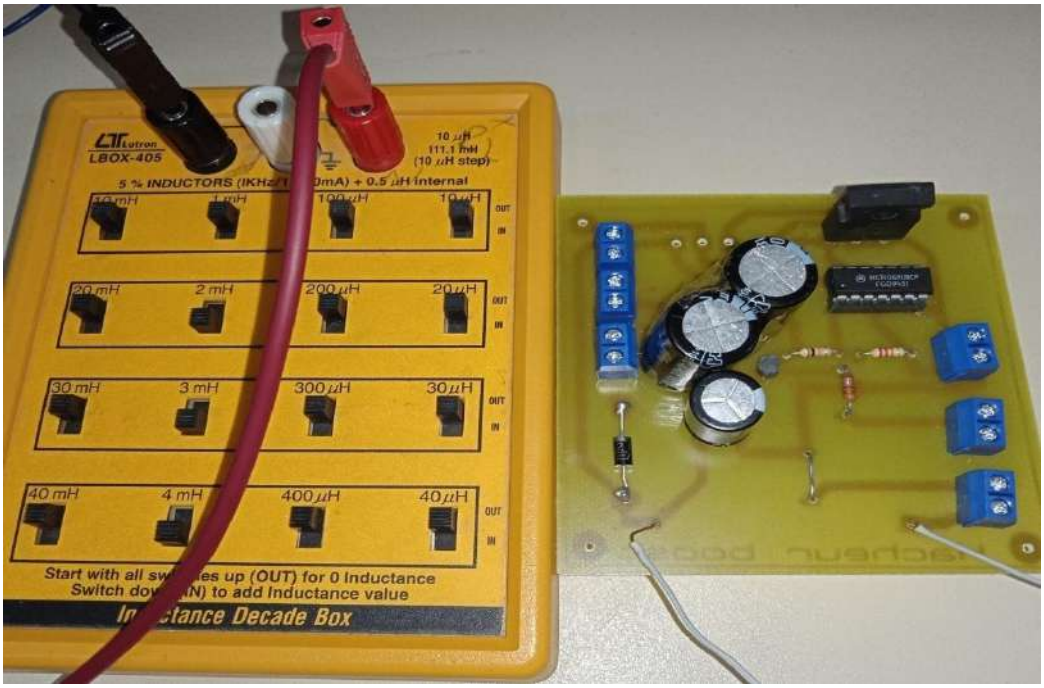


Figure 5.12 : *Hacheur Boost réalise.*

5.3.2. Validation expérimentale de circuit imprimé de l'hacheur

Après avoir finalisé le circuit imprimé de l'hacheur, on a passé au test afin de valider expérimentalement et extraire les résultats de notre circuit.

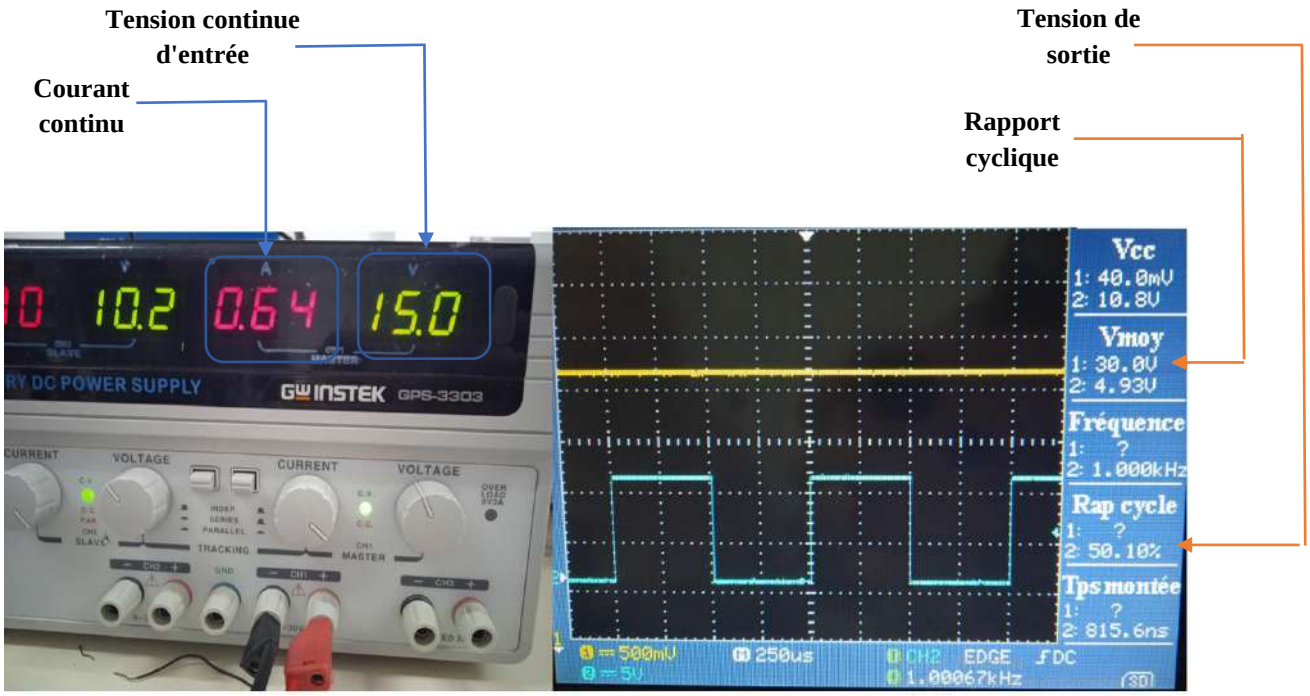


Figure 5.13 : Résultat de performance de l'hacheur Boost.

Avec un rapport cyclique de 50 %, la valeur de tension de sortie va être doublée, ce que les résultats affichés sur l'oscilloscope constatent, on voie que la tension de sortie de l'hacheur est de 30V la double valeur de la tension d'entrée 15V. Donc, l'hacheur réalisé a de très bonne performance.

5.3.3. Carte d'adaptation

C'est une carte a pour but d'isoler la partie commande de la partie puissance, aussi appelée carte d'isolation, qui va être implémenté en aval avec l'interface DSpace et non seulement ça, elle amplifie la tension d'entrée jusqu'à 15V pour qu'on puisse implémenter la commande aux transistors de l'onduleur à 15V.

Avant de commencer notre réalisation de circuit imprimé, il faut tout d'abord passer par la phase de simulation sous le logiciel Proteus.

NOTE : La carte d'adaptation est utilisée dans le filtre actif parallèle entre l'interface DSpace responsable de la génération de la commande PWM (Partie commande) et l'onduleur (Partie puissance).

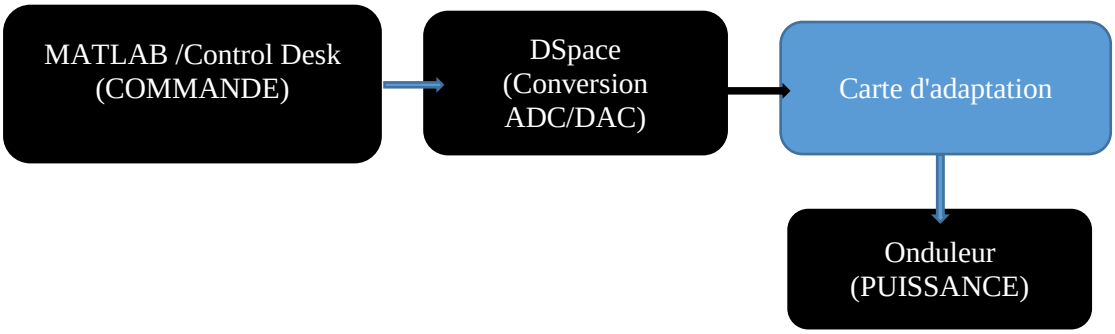


Figure 5.14 : *Schéma explique l'implémentation de la carte d'adaptation dans le FAP.*

- **Simulation sous Proteus**

On a simulé la carte d'adaptation par le logiciel de simulation Proteus Figure 5.15.

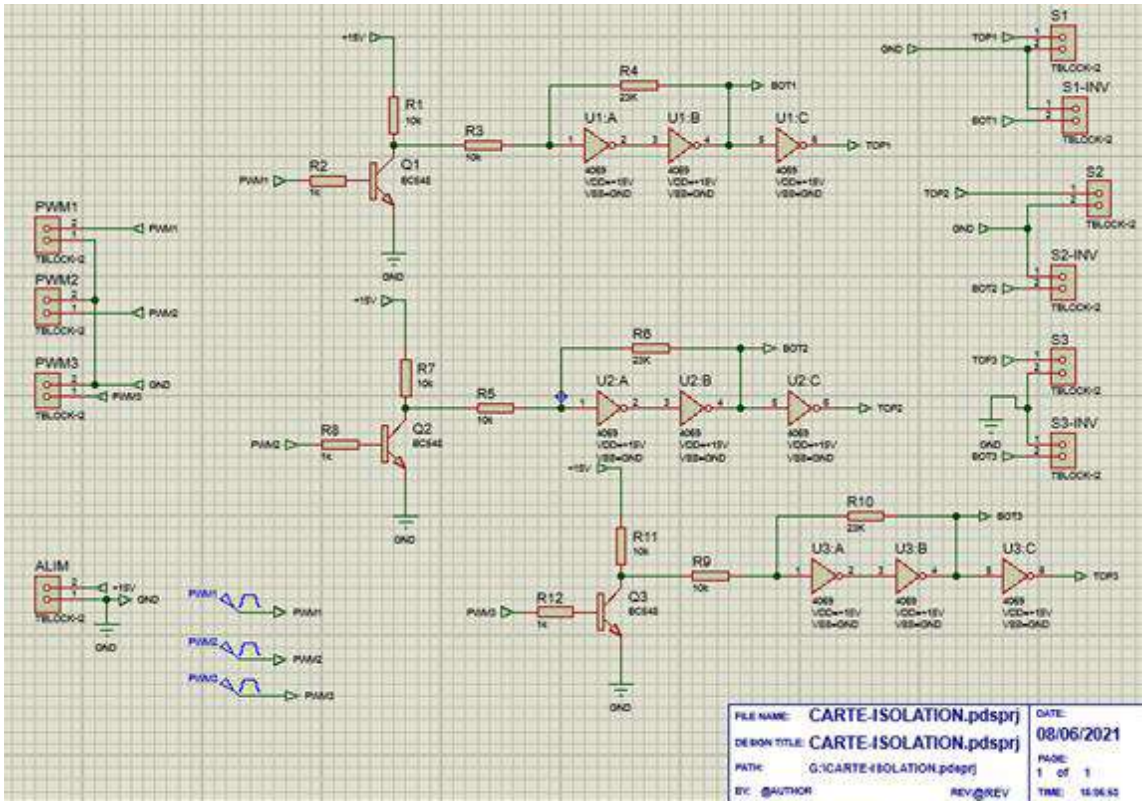


Figure 5.15 : *Simulation de la carte adaptation sous Proteus.*

- **Réalisation de la carte d'adaptation :**

Le branchement du circuit de commande avec le circuit de puissance, crée des problèmes d'adaptation de puissance par le retour du courant à forte intensité vers le microcontrôleur. Pour résoudre ce problème, nous avons conçu puis réalisé une carte d'isolation à base des circuit Intégrée 4069(3), Transistor BC548, Résistances 1K(3) 10K(6) 23K(3) et une alimentation 15 V.

Afin de réaliser le PCB (Printed Circuit Board) de la carte d'adaptation, il suffit de suivre les mêmes étapes précédentes de réalisation de l'hacheur Figure 5.16, Figure 5.17.

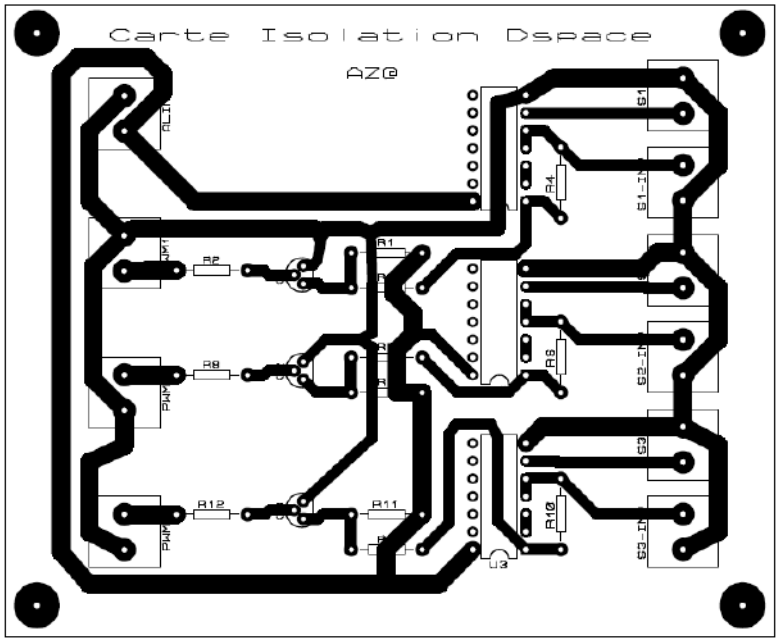


Figure 5.16 : *Typons de routage final.*

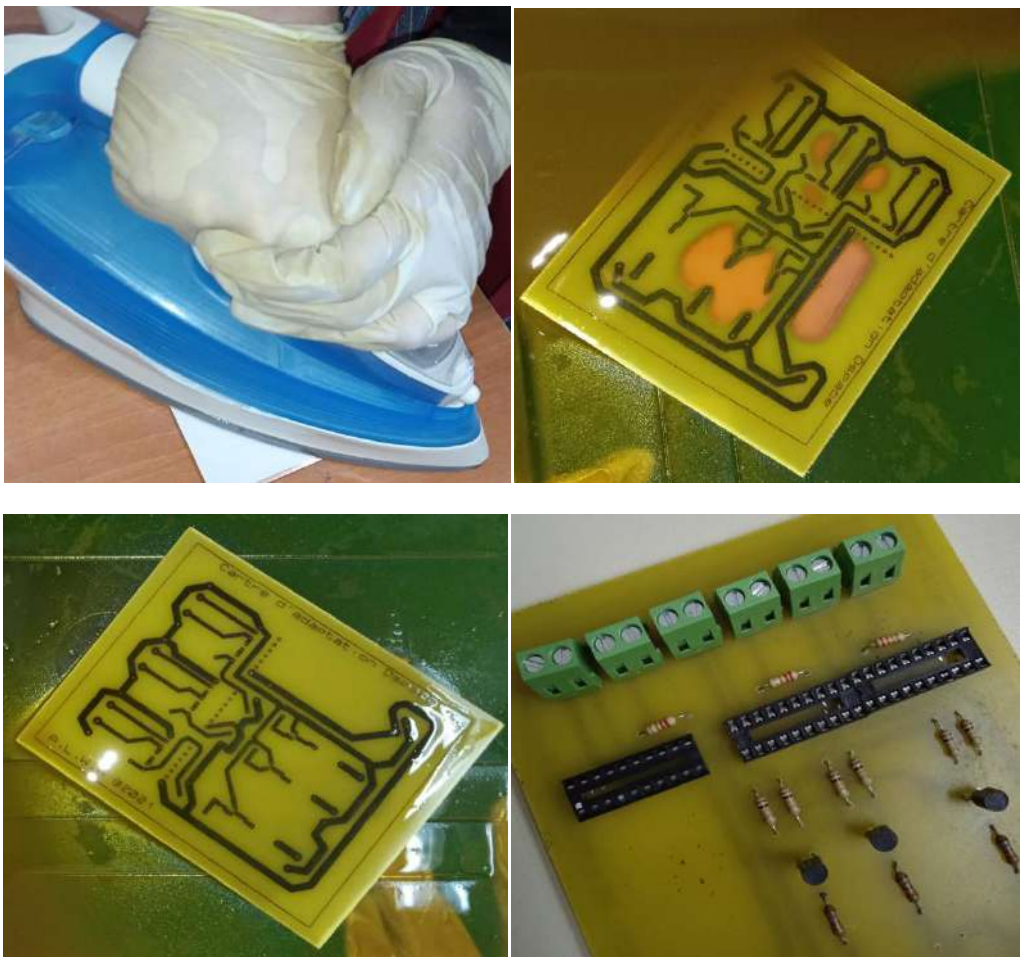


Figure 5.17 : *Photos de réalisation de Le circuit imprimé.*

L'étape avant dernière c'est de préparer tous les composants électriques nécessaire, les mettre en place respectant la polarité ensuite en commence à souder.

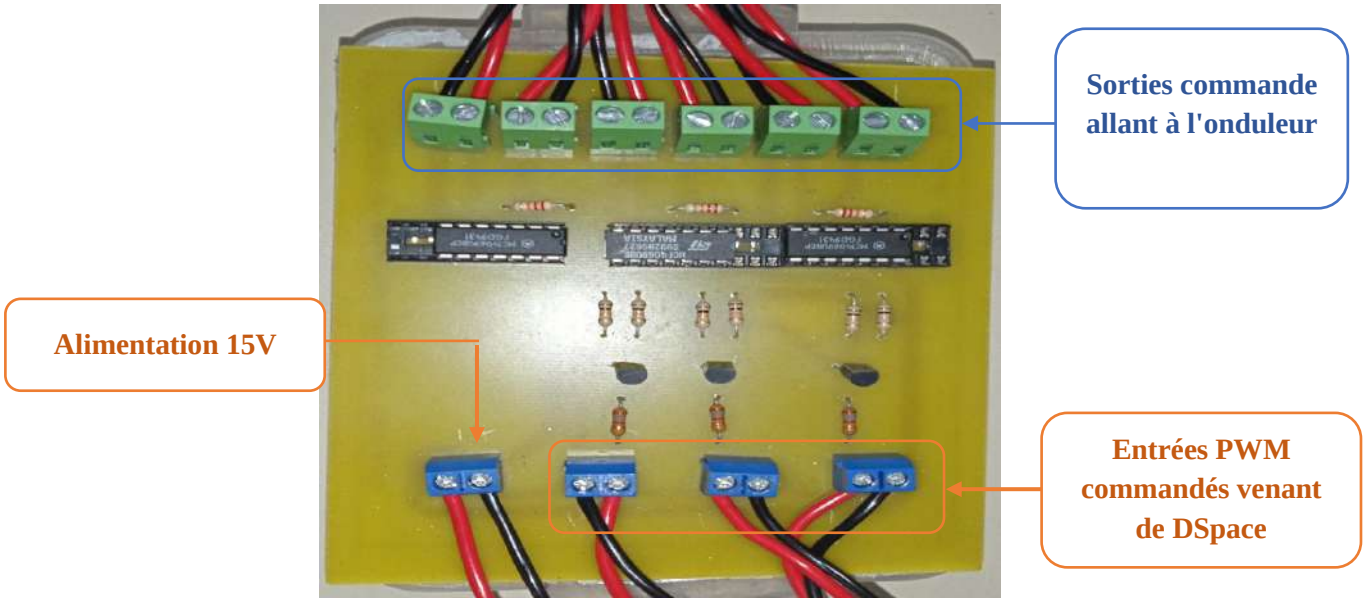


Figure 5.18 *: La carte d'adaptation réalisée.*

5.3.4. Validation expérimentale de circuit imprimé de l'hacheur

Après avoir finalisé le circuit imprimé de la carte d'adaptation, on a passé au test afin de valider expérimentalement et extraire les résultats de notre circuit.

Pour tester les performances de la carte, on a alimenté la carte avec une tension de 15V à travers un générateur de tension continue ensuite on a attaqué des signaux (basse fréquence) à l'entrée et les résultats sont les suivantes :

- ✓ Amplitude de 15V, ce qui assure que la carte a successivement performé.

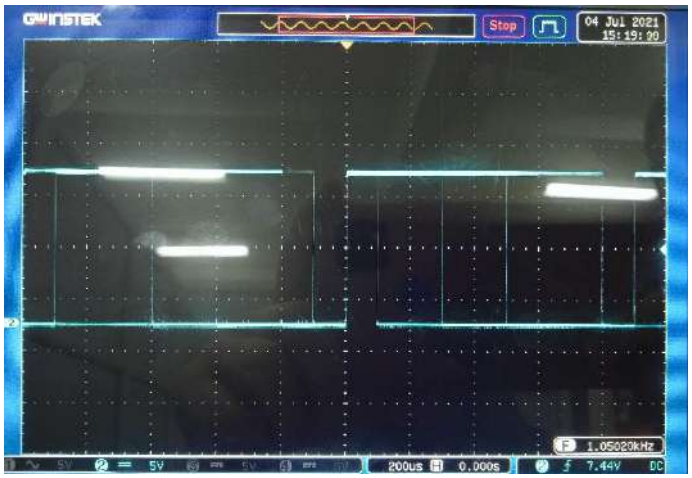


Figure 5.19 : Résultat de performance de l'hacheur Boost.

5.4. Partie Software

C'est la partie primordiale dans le système, il contient le Raspberry Pi qui fait la poursuite du point de puissance maximale.

Ce composant récupère à son entrée la mesure de V et la mesure de I, du composant de captage (INA219) et génère directement le signal PWM après avoir etre programmer à l'aide de l'algorithme P&O qui ensuite attaquera l'élément de commutation de l'hacheur.

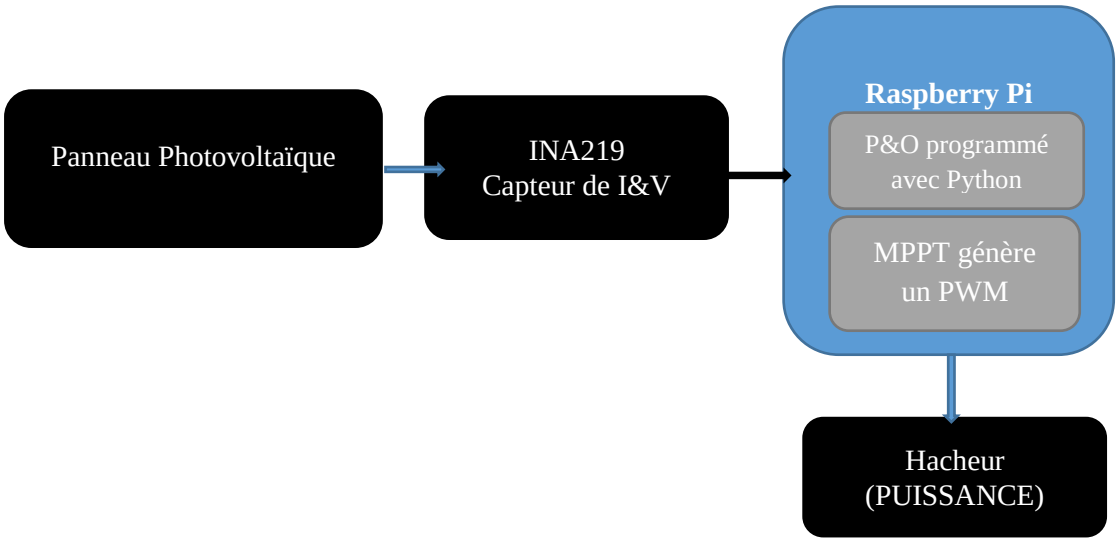


Figure 5.20 : *Schéma explique l'intégration de la partie Software avec le partie Hardware.*

- **Capteur INA 219 :**

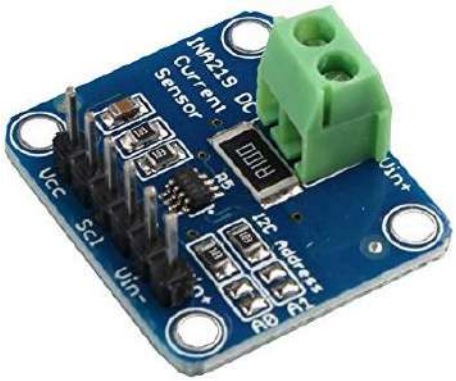


Figure 5.21 : *Capteur de puissance INA 219.*

L'INA219 est un circuit permettant de mesurer simplement la puissance consommée par un appareil mais on peut également l'utiliser pour mesurer la puissance délivrée par un panneau solaire ou une batterie. L'INA219 permet de mesurer un courant continu jusqu'à 26V / 3.2A. Il est équipé d'un bus I2C ce qui permet de récupérer très facilement les mesures à l'aide d'un mini PC Raspberry Pi.

- **Caractéristiques d'INA 219**

L'INA219 est un capteur I2C qui peut être alimenté entre 3 et 5V. On peut l'utiliser avec n'importe quelle carte de développement ou mini PC.

- ✓ Alimentation : 3 à 5 $V_{cc,}$
- ✓ Résistance de détection de courant : 0,1 ohm 1% 2W,
- ✓ Plage de mesure :
  - Tension continue jusqu'à 26V,
  - Tension jusqu'à 3,2A, résolution : 0,8 mA,
- ✓ Adresses I2C (sur 7 bits) : 0x40, 0x41, 0x44, 0x45. Sélection par pont de soudure.

- **Raspberry Pi 3**

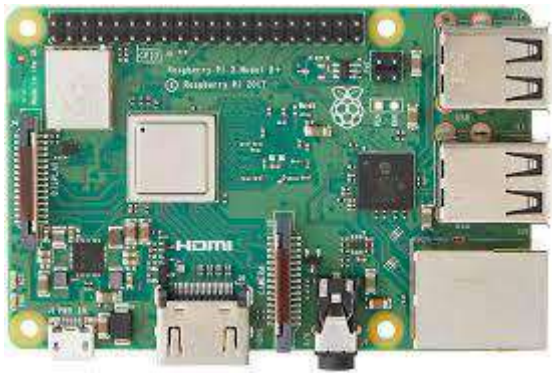


Figure 5.22 : Carte Raspberry Pi 3.

Pour commencer, on parle d'un mélange d'électronique et de programmation, autrement dit Software et Hardware. On va en effet parler d'électronique embarquée qui est un sous-domaine de l'électronique et qui a l'habileté d'unir la puissance de la programmation à la puissance de l'électronique.

Le Raspberry Pi est un nano ordinateur. La version de Raspberry Pi 3, possède un processeur ARM de 1200 MHz, 4 ports USB, 1 port Ethernet, un module Bluetooth LE, un port HDMI, une prise audio 3.5 mm et un lecteur de carte Micro SD.

Le Raspberry Pi offre aussi des ports GPIO permettant au technophile d'y brancher différents modules matériels. Il est donc possible d'y connecter des senseurs transformant ce petit ordinateur en plate-forme idéale pour l'Internet des Objets.

- **Le but**

Le Raspberry, nous donne la possibilité d'allier les performances de la programmation à celles de l'électronique. Plus précisément, nous allons programmer des systèmes électroniques. Le gros avantage de l'électronique programmée c'est qu'elle simplifie grandement les schémas électroniques et par conséquent, le coût de la réalisation, mais aussi la charge de travail à la conception d'une carte électronique.

Pourquoi choisir le Raspberry ?

On a choisi le Raspberry car :

- ✓ Le Raspberry Pi est petit,
- ✓ Il est puissant, la version Raspberry Pi 3 comprend un processeur 4 cœurs ainsi que 1GB de RAM,
- ✓ Il a une communauté très active,
- ✓ Il a beaucoup d'entrées/sorties**,** une carte Raspberry Pi n'est pas seulement un ordinateur. Avec 40 pins GPIO, Il est facile de connecter de nombreux capteurs et composants électroniques à la carte,
- ✓ Une multitude d'appareils connectés **(**Écran**,** Caméra**,….),**
- ✓ Très facile à utiliser par rapport aux technologies industrielles**.**

- **Programmation par Raspberry Pi 3**

Dans cette étape de programmation, on a écrit deux programmes avec langage de programmation Python, ***Le programme MPPT & le programme PWM.***

```python
import RPi.GPIO as GPIO
from time import sleep

GPIO.setmode(GPIO.BCM)
GPIO.setup(21,GPIO.OUT)
#p = GPIO.PWM(12, 50)  # channel=12 frequency=50Hz
A0 = 18
A1 = 19
A2 = 20
GPIO.setup(A0,GPIO.IN)
GPIO.setup(A1,GPIO.IN)
GPIO.setup(A2,GPIO.IN)
sensorValue1 = 0
sensorValue2 = 0
voltageValue = 0
currentValue = 0
Power_now = 0
Power_anc = 0
voltage_anc = 0
delta = 3
pwm = 128
while (True):
    sensorValue1 = GPIO.input(A0)
    print (sensorValue1)
    sensorValue2 = GPIO.input(A1)
    print (sensorValue2)

    voltageValue = (sensorValue1 * 5.0 / 1023.0) * 5
    currentValue = (sensorValue2 * 5.0 / 1023.0)
    Power_now = voltageValue * currentValue

    if (Power_now > Power_anc):
     if (voltageValue > voltage_anc):
      pwm = pwm - delta
     else:
      pwm = pwm + delta
    else:

     if (voltageValue > voltage_anc):
      pwm = pwm + delta
     else:
      pwm = pwm - delta
      Power_anc = Power_now
      voltage_anc = voltageValue
     if (pwm < 20):
         pwm = 20
     if (pwm > 150):
         pwm = 150
```

Figure 5.23 : *Le programme de MPPT.*

```python

from ina219 import INA219, DeviceRangeError
from time import sleep
SHUNT_OHMS = 0.1
MAX_EXPECTED_AMPS = 3
ina = INA219(SHUNT_OHMS, MAX_EXPECTED_AMPS)
ina.configure(ina.RANGE_32V)
def read_ina219():
    try:
        print('Bus Voltage: {0:0.2f}V'.format(ina.voltage()))
        print('Bus Current: {0:0.2f}mA'.format(ina.current()))
        print('Power: {0:0.2f}mW'.format(ina.power()))
        print('Shunt Voltage: {0:0.2f}mV\n'.format(ina.shunt_voltage()))

    except DeviceRangeError as e:
        # Current out of device range with specified shunt resister
        print(e)

while 1:
    read_ina219()
    sleep(1)

```

Figure VI.24 : *Le programme de MPPT.*

Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons réalisé la carte de commande MPPT à base de Raspberry Pi, le hacheur Boost ainsi le capteur, les tests finals du système PV prouvent le bon fonctionnement de contrôleur MPPT de la méthode P&O réalisée en termes de poursuite du MPP.

On peut résumer les résultats obtenus dans les points suivants :

- le survolteur est capable d'assurer la puissance nécessaire à la charge de consommation.

- La méthode de perturbation et observation est une technique simple à exploiter dans la programmation, permettant la recherche du point de puissance maximale.

Conclusion générale

Le travail présente dans ce mémoire apporte une étude d'un système de filtrage actif parallèle afin de compenser les harmoniques imposés par la charge non linéaire sur le réseau électrique à l'aide d'un système PV avec une contribution importante aux stratégies d'identification et de commande de l'onduleur permettant d'améliorer les performances d'un filtre actif parallèle. Notre approche est basée sur les techniques intelligentes lesquelles surpassent les limites des techniques classiques et possèdent des caractéristiques essentielles dans une perspective d'optimisation des ressources d'implantation numérique.

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.

Pour maintenir une tension constante à l'entrée DC de l'onduleur et éviter la régulation de cette tension à cause des variations dues aux pertes dans le filtre actif, un GPV associé à un hacheur boost a été utilisé. Ce dernier commandé par la technique MPPT régule la tension DC autour de sa valeur de référence générée par un algorithme d'adaptation.

Notre travail de recherché s'est alors portée vers l'ensemble contrôle-commande du filtre actif, que nous avons scindé en deux parties, en vue d'une approche à base de techniques dites intelligentes.

Ces deux parties ont été définies ainsi :

- l'identification des courants de compensation,
- la génération des signaux de commande.

Dans la première phase, qui concernait la partie d'identification des courants de compensation, nous avons développé la méthode des puissances active et réactive pour l'estimation des courants de référence.

Ensuite, au dans la deuxième phase des différentes stratégies de commande de l'onduleur sont présentées, telles que PQ-PI, PQ-LFT-1 et PQ-LFT-2.

Finalement, la structure complète du filtre actif parallèle a pu être simulée à partir du logiciel Matlab. À ce niveau, des comparatifs entre les techniques classiques et les différentes approches d'intelligence artificielle ont été menés.

En première conclusion, nous pouvons affirmer que l'ensemble des objectifs de contrôle-commande, que nous nous étions fixés au départ de notre travail, a pu être satisfait par notre approche à base de logique floue. On peut dire aussi 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.

ANNEXE

A. Annexe

A.1 Paramètres des composants utilisés

A.1.1 Les valeurs du hacheur boost

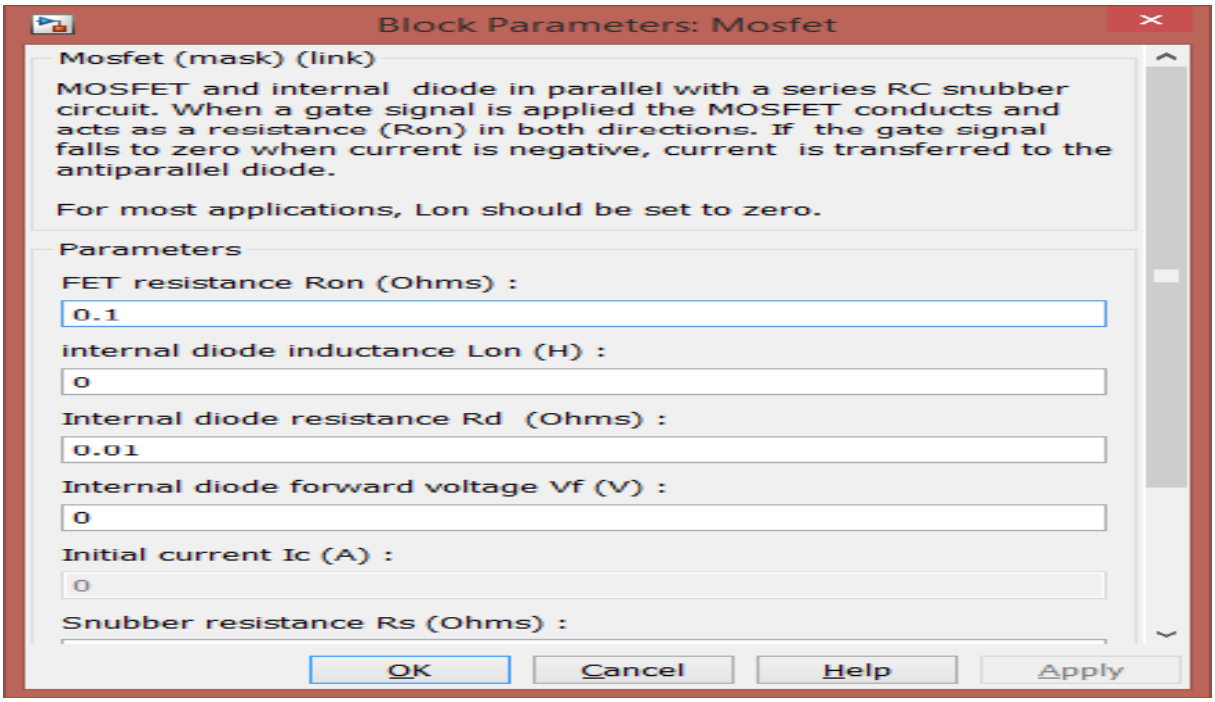


Figure A.1.1: *les valeurs de MOSFET.*

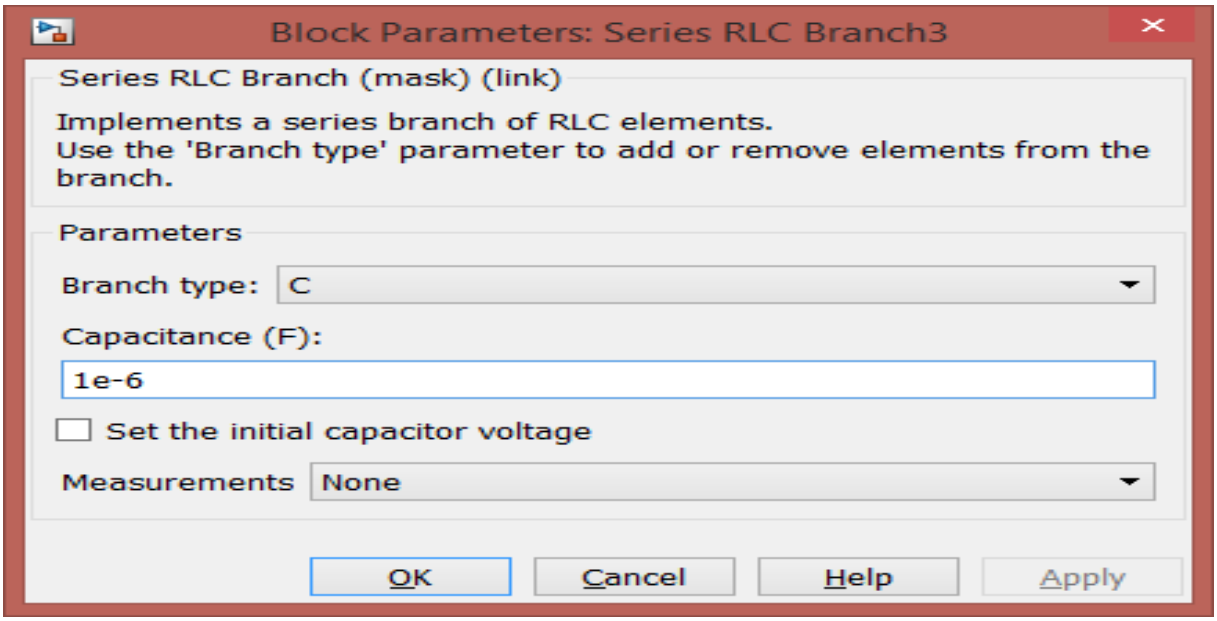


Figure A.1.2 : *la valeur du condensateur (C1)***.**

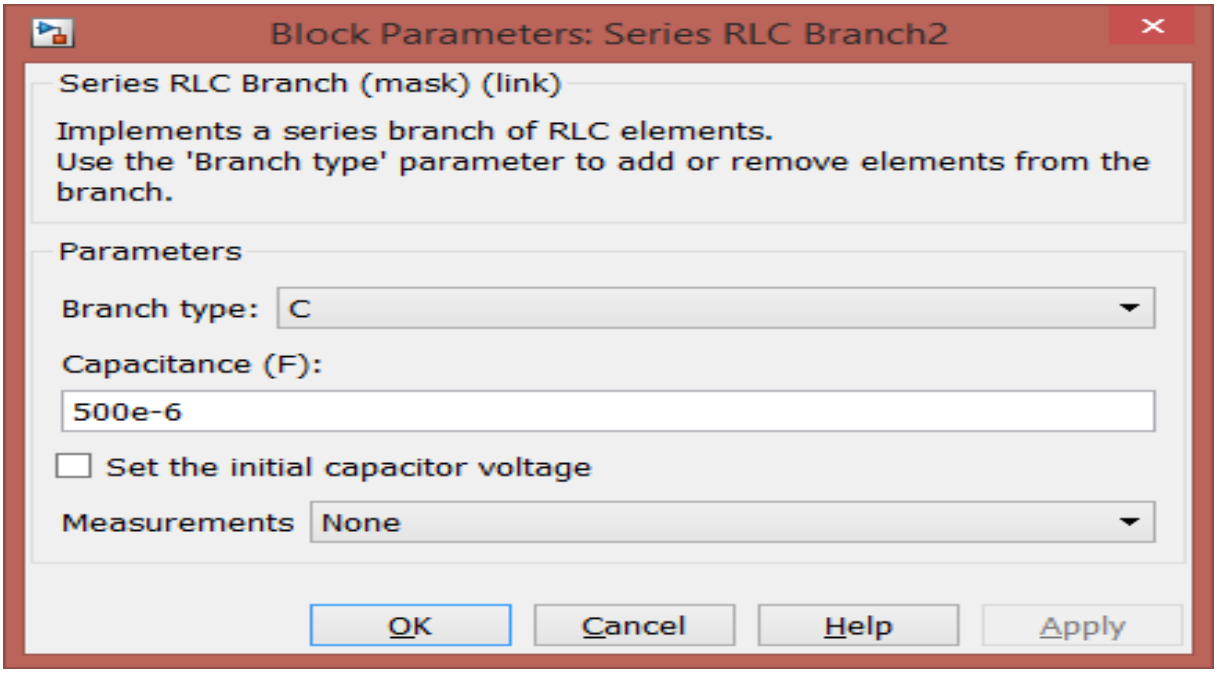


Figure A.1.3 : *la valeur du condensateur (C2).*

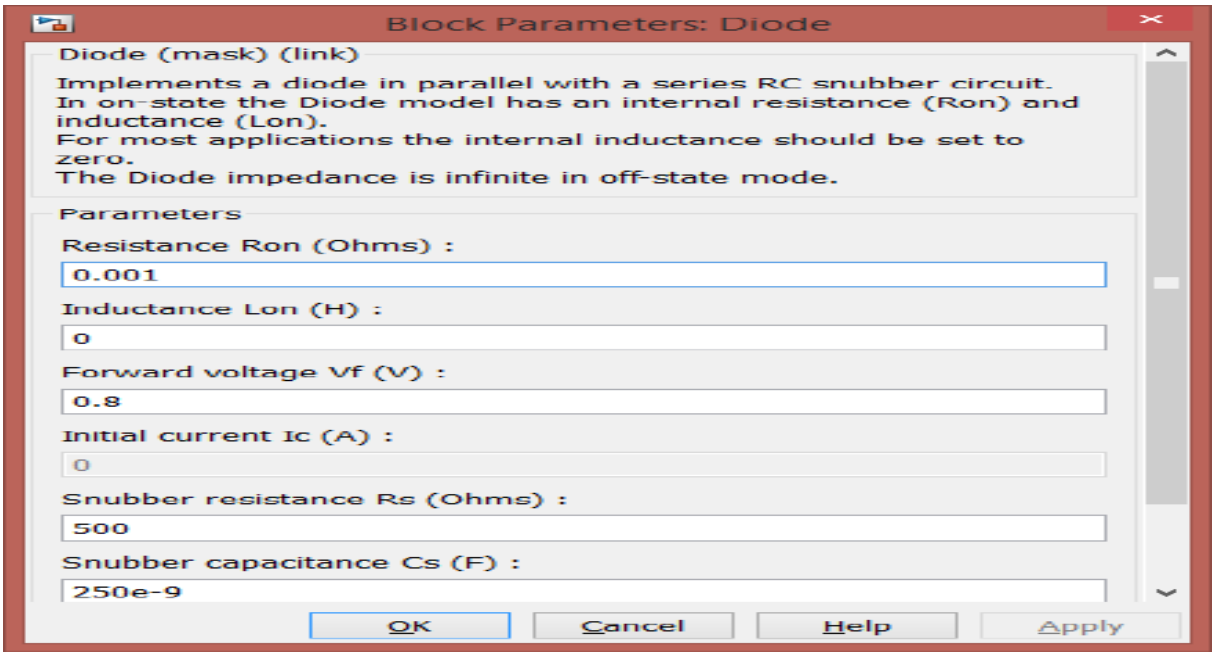


Figure A.1.4: *les valeurs de la diode.*

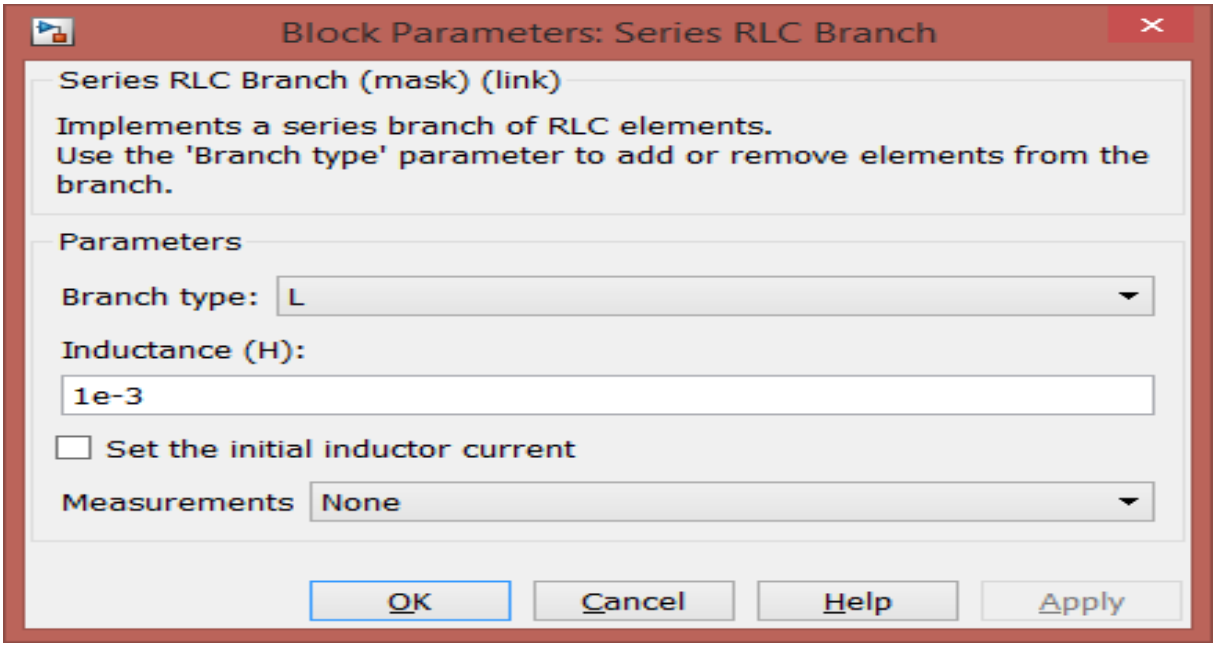


Figure A.1.5 : *la valeur de l'inductance (L).*

A.1.2 La command de l'hacheur MPPT P&O

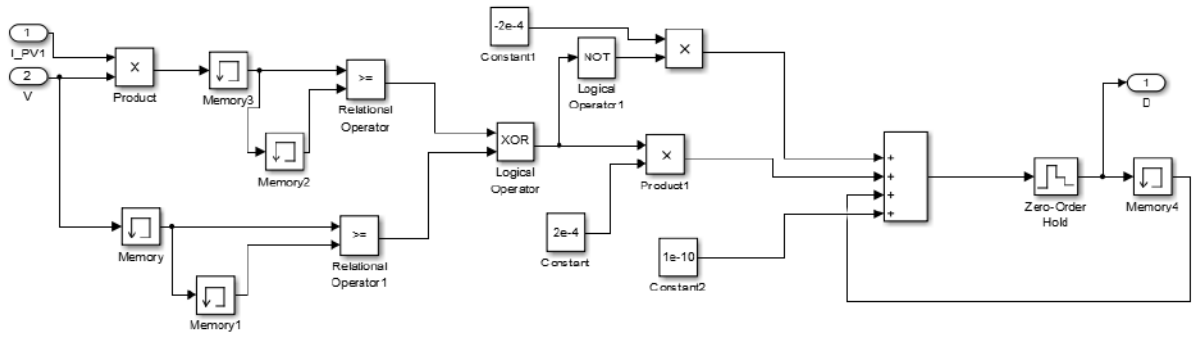


Figure A.1.6 : *Block du command MPPT P&O.*

A.1.3 Champ PV

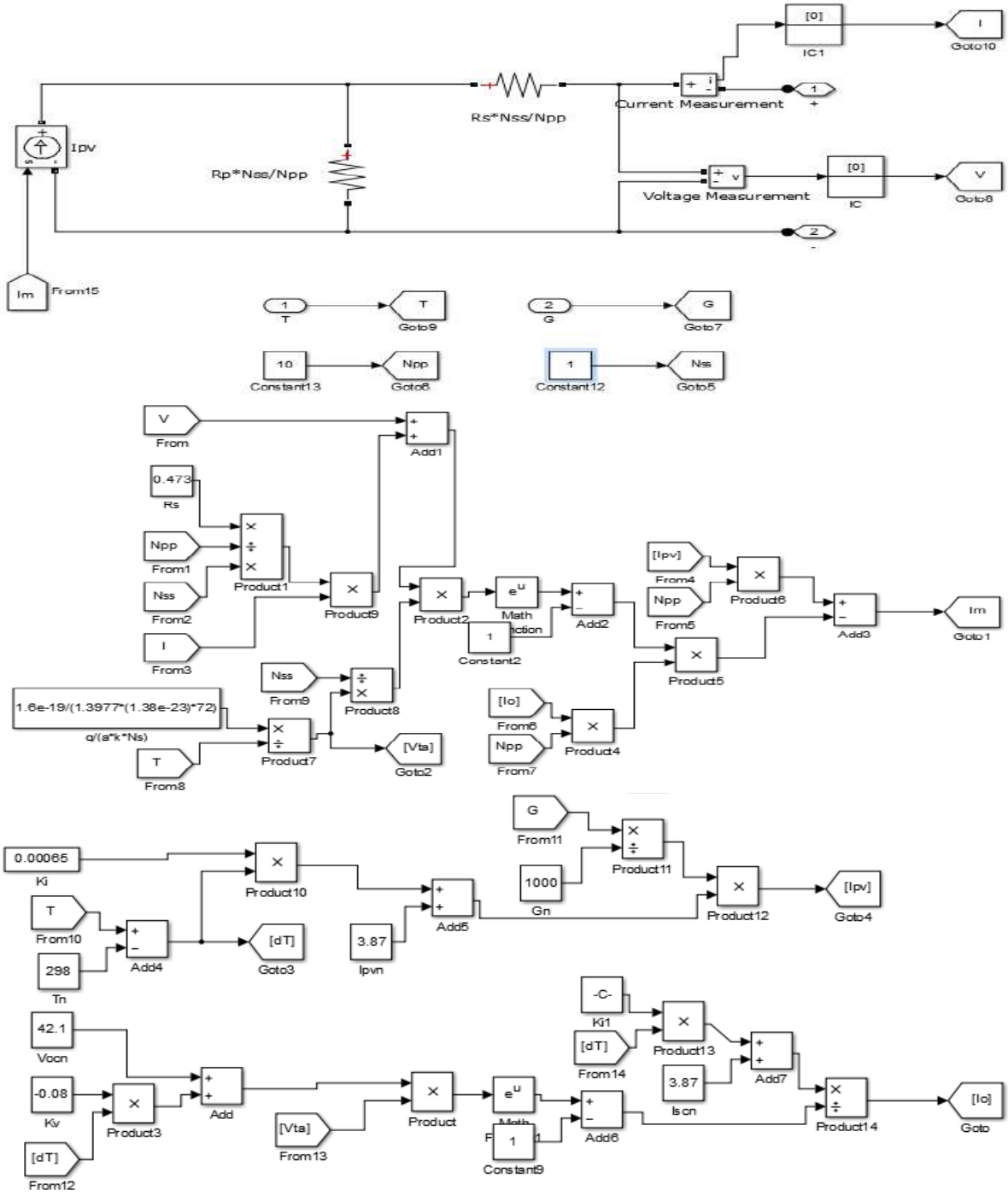


Figure A.1.7 : *Block diagramme du module PV.*

A.1.4 Régulateur PID

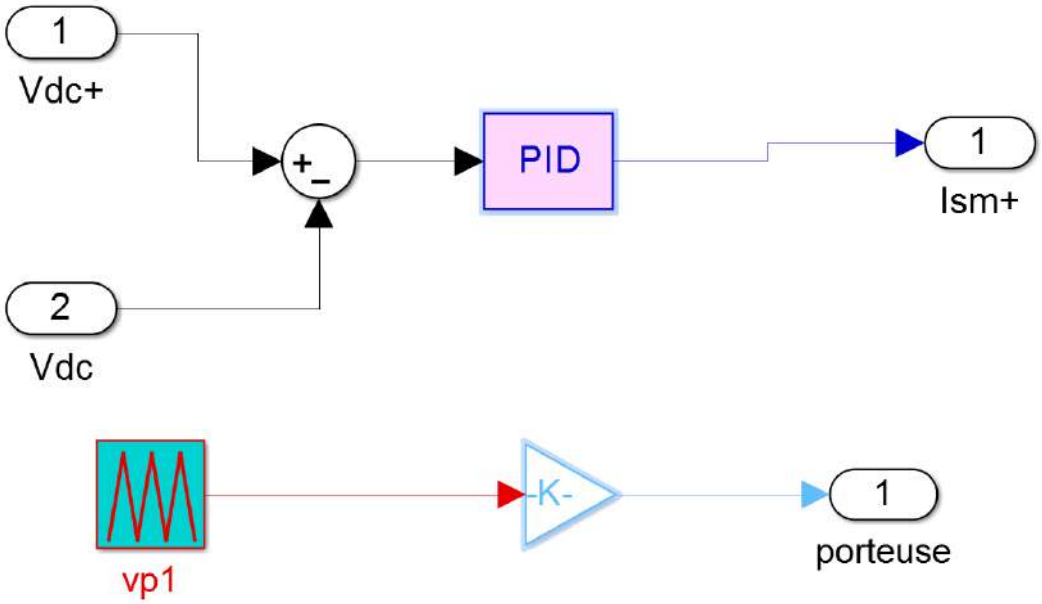


Figure A.1.8: *Block diagramme de régulateur PID.*

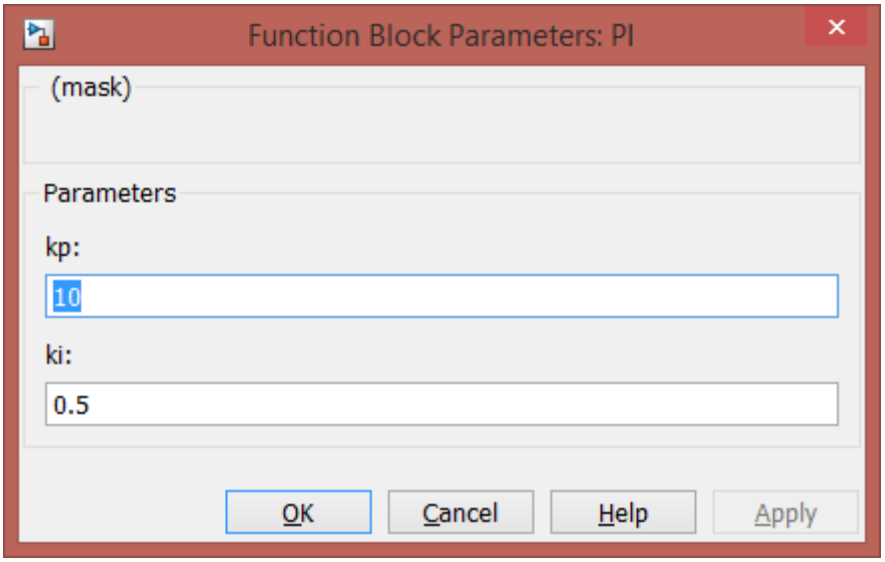


Figure A.1.9:*block des valeurs PI.*

A.2 Les Composants électroniques

A.2.1 les composants du Raspberry Pi 3

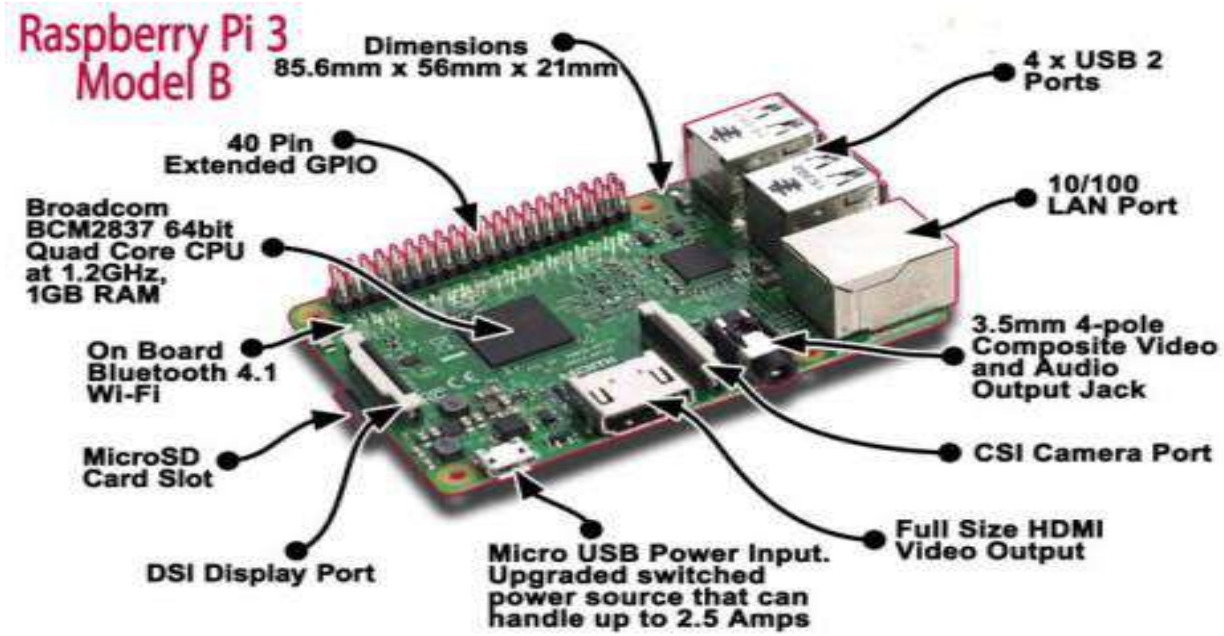


Figure A.2.1: *Raspberry pi 3*.

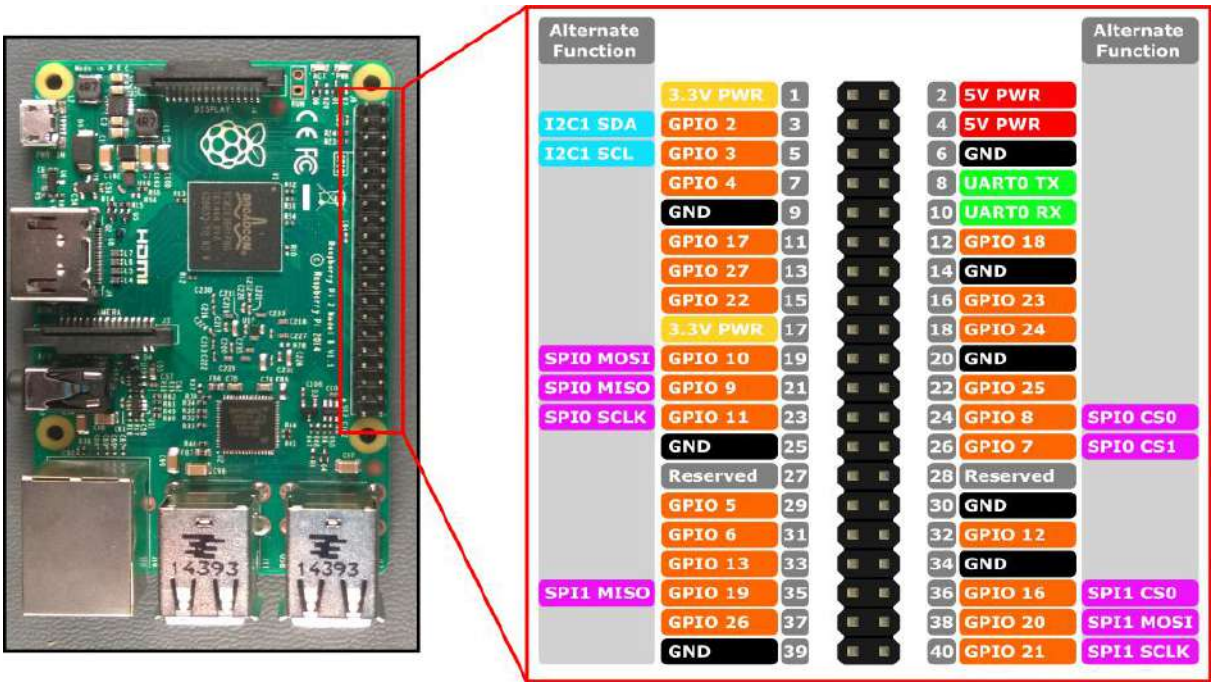


Figure A.2.2: *Les pinouts de Raspberry Pi 3.*

A.2.2 Capteur INA 219

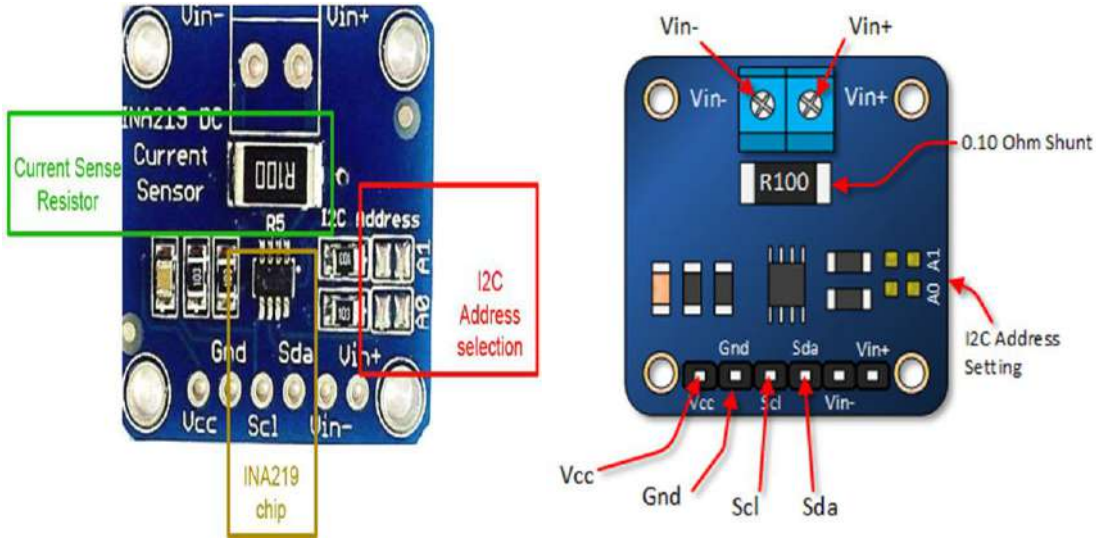


Figure A.2.3: *Les caractéristique Capteur INA 219***.**

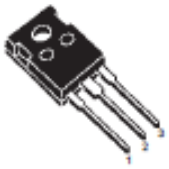
A.2.3 caractéristique de IRFP 460

IRFP460

N - CHANNEL 500V - 0.22 Ω - 20 A - TO-247 PowerMESH™ MOSFET

TYPE	V_{DSS}	$R_{DS(on)}$	I_D
IRFP460	500 V	< 0.27 Ω	20 A

- TYPICAL $R_{DS(on)}$ = 0.22 Ω
- EXTREMELY HIGH dv/dt CAPABILITY
- 100% AVALANCHE TESTED
- VERY LOW INTRINSIC CAPACITANCES
- GATE CHARGE MINIMIZED



TO-247

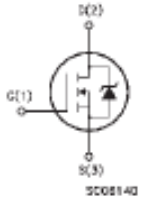
DESCRIPTION

This power MOSFET is designed using the company's consolidated strip layout-based MESH OVERLAY™ process. This technology matches and improves the performances compared with standard parts from various sources.

APPLICATIONS

- HIGH CURRENT SWITCHING
- UNINTERRUPTIBLE POWER SUPPLY (UPS)
- DC/DC COVERTERS FOR TELECOM, INDUSTRIAL, AND LIGHTING EQUIPMENT.

INTERNAL SCHEMATIC DIAGRAM



ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

Symbol	Parameter	Value	Unit
V_{DS}	Drain-source Voltage (V_{GS} = 0)	500	V
V_{DGR}	Drain- gate Voltage (R_{GS} = 20 kΩ)	500	V
V_{GS}	Gate-source Voltage	± 20	V
I_D	Drain Current (continuous) at T_c = 25 °C	20	A
I_D	Drain Current (continuous) at T_c = 100 °C	13	A
I_{DM}(•)	Drain Current (pulsed)	80	A
P_{tot}	Total Dissipation at T_c = 25 °C	250	W
	Derating Factor	2	W/°C
dv/dt(1)	Peak Diode Recovery voltage slope	3.5	V/ns
T_{stg}	Storage Temperature	-65 to 150	°C
T_j	Max. Operating Junction Temperature	150	°C

(•) Pulse width limited by safe operating area (1) I_{SD} ≤20 A, di/dt ≤ 160 A/µs, V_{DD} ≤ $V_{(BR)DSS}$, Tj ≤ T_{JMAX}

Bibliographie

[Mor-18] Mr Abdelkader MORSLI '' Réduction de la pollution des réseaux électriques basses tensions fondée sur les compensateurs actifs : Théorie et réalisation '' Thèse de doctorat en Génie Electrique 2018.

[Si-19] Mr. SI AISSA Madjid et Mr LAROUCI Adel '' Implémentation d'un system de filtrage actif parallèle alimenté par une source photovoltaïque ''M.F.E de Master UNIVERSITE DR. YAHIA FARES DE MEDEA 2019

[Dje-07] Melle DJEGHLOUD Hind '' Filtrage Actif de puissance '' Thèse de doctorat en électrotechnique UNIVERSITE MENTOURİ CONSTANTİNE 2007

[Kho-16] Mr. KHOUALED Karim "Technique de commande d'un système photovoltaïque connecté au réseau utilisant deux contrôleurs MPPT" M.F.E de Master UNIVERSITE DR. YAHIA FARES DE MEDEA 2015/2016.

[Bou-15] Mr. BOULESNAME Rafik et GAHAM Ahcene "Etude d'une chaine, source photovoltaïque onduleur multiniveaux reliée au réseau électrique" M.F.E de Master UNIVERSITE DR. YAHIA FARES DE MEDEA 2014/2015.

[Bel-15] Mr. S.BELAID " Modélisation et Contrôle d'un Système Photovoltaïque Connecté au Réseau Présenté " M.F.E de Master UNIVERSITE ABDERAHMANE Mira de Bejaia 2014/2015.

[Mou-18] MOUZAOUI Faiza et Yous Imane " Commande système photovoltaïque connecté à un réseau de distribution par les techniques de l'intelligence artificielle. " M.F.E de Master UNIVERSITE DR. YAHIA FARES DE MEDEA 2017/2018.

[Ado-08] M. Adouane, "étude et conception d'une stratégie de commande d'un onduleur connecté au réseau électrique", mémoire de magistère, école nationale polytechnique, Alger, Algérie, 2007/2008.

[Oud-15] OUDJOUADJ Sofiane et BENNINI Mohamed Amine " ETUDE DE LA POURSUITE DU POINT DE PUISSANCE MAXIMALE (MPPT) D'UN GENERATEUR PHOTOVOLTAÏQUE BASE SUR L'INTELLIGENCE ARTIFICIELLE. "

[Oul-05] 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.

[Sah-12] Sahli Abdeslam, "Filtrage actif et contrôle de puissances application aux systèmes photovoltaïque sinter connectés au réseau", Mémoire de Magistère en génie électrique, Université Ferhat Abbas– SETIF-UFAS, Algérie.2012.

[Xu-94] D. Jianhong Xu, "Filtrage actif parallèle des harmoniques des réseaux de distribution d'électricité", Thèse de Doctorat en génie électrique, Institut Nationale Polytechnique de Lorraine, France.1994.

[Ham-18] D. HAMOUDA Nour eddine, "Amélioration de la Qualité du Réseau Electrique à l'Aide de Compensateurs Actifs", Thèse de Doctorat en génie électrique, Université Frères Mentouri Constantine 1, Algérie.2018.