REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE

UNIVERSITE YAHIA FARES DE MEDEA



Faculté de **T**echnologie

Mémoire de fin d'études de Master

Filière : génie électrique
Spécialité : Energie renouvelable en électrotechnique

Thème
Implémentation d'un system de filtrage actif parallèle alimenté par une source photovoltaïque

---

Présenté par :

SI AISSA Madjid

LAROUCI Adel

Proposé et Dirigé par :

Dr. MORSLI Abdelkader

Pr. TLEMÇANI Abdelhalim

Promotion 2019


بسم الله الرحمن الرحيم
الحمد لله رب العالمين الرحمن الرحيم
مالك يوم الدين إياك نعبد وإياك نستعين
اهدنا الصراط المستقيم صراط الذين
أنعمت عليهم غير المغضوب عليهم
ولا الضالين

Remerciement

Tout d'abord nous remercions dieu pour nous avoir offert une opportunité merveilleuse et pour nous avoir permis de finir cette aventure qui a commencé il y a plus 2 ans ; rien n'aurait été possible sans lui.

On tient a remercier mes parents qui mont aidé avec tout leurs soutiens et leurs amours et leurs prières qui veillent sur moi.

Premièrement nous désirons remercier nos encadreurs Mr Morsli abdelkader et Tlemçani Abdelhalim Pour sa disponibilité et son aide durant tout le déroulement de tout ce projet. Grace a son dévouement, conseils scientifique et suivis, nous avons pu mener a terme notre travail.

Sans oublier aussi a remercier vivement Mr moualdia abdelhafid Et Mr amokrane zouhir et Mllle fergani nesrine responsable de laboratoire de l'électronique d'institut de formation professionnelle INSFP de medea pour leur aide.

A tous les enseignants de département de génie électrique, et surtout nos professeurs durant ces années, Mme Abbadi Manel , Mme Hamidia Fathia Mrs :Ould Cherchali nourdine , Skender ,Tami , Medjber, Ferrai et Mr Chiba ,. Pour la connaissance que vous avez toujours su nous transmettre et pour votre disponibilité dans la réalisation de ce travail.

Nos remerciements vont enfin a tous nos amis qui ont contribué de prés ou de loin a l'élaboration de ce travail.

Merci a tous

Dédicace

Je dédie ce modeste travail :

A mon très cher «père» pour l'encouragement et affection qu'ils m'ont prodigués durant mes études, que dieu me lui garde.

A ma très chère « Mère » pour toute sa tendresse et pour ses nombreux sacrifices, que dieu la garde.

A mes frères « Farid et Mounir», mes sœur Hanane et Ihcen et a tous ma famille sans exception.

A mon binôme : Larouci Adel

A tous mes amis de la promotion 2017/2019 de la classe M2 énergie renouvelable en électrotechnique

A mon encadreur Morsli Abdelkader Qui j'ai l'honneur de travail avec lui

A tous ceux qui m'ont aidé de loin ou de prés durant ma formation.

Madjid

Dédicaces

Je dédie ce modeste travail :

À ma très chère mère, et mon très cher père, pour leurs grands sacrifices et dévouement pour mon bonheur.

À mon frère moustapha.

À mes sœurs Noura et Hadjer.

À mes yeux Mohamad iyad et mossaab dyaa dine

À Toutes les familles LAROUCI, AICHE.

À ma petite famille de travail.

À mes amis Zakaria , islam , amine , abdelhak.

À toutes personnes qui m'ont aidé de loin ou de prés.

LAROUCI Adel

ملخص :

الهدف المنشود في هذه الرسالة يتناول إزالة التلوث من الشبكات الكهربائية ذات الجهد المنخفض بواسطة المعوضات النشطة مغذاة بواسطة مصدر طاقة متجدد (الخلايا الضوئية) . وتستند هذه إلى تطور الإلكترونيك ذات الاستطاعة. و نعني بذلك أن محولات الجهد(DC AC- العاكسات)هي حلول حديثة لتقليل أكبر قدر ممكن من جميع التوافقيات المنتجة عن طريق الحمولات الغير الخطية.

في عملنا ، اقترحنا طريقة لخفض معدل التشوه التوافقي (THD) للمصدر الحالي بواسطة مرشح طاقة نشط متوازي.وقد قمنا بإنشاء قاطع متناوب ووحدة تحكم MPPT تستند إلى متحكم دقيق16f877A باستخدام خوارزمية P & O ,وللتحقق من صحة الدراسة النظرية، يتم عرض أعمال المحاكاة في بيئة المحاكاة (Matlab / Simulink) و1104 dSPACE .. تبدو النتائج التي تم الحصول عليها مرضية في جودة التعويض عن التوافقيات ، فهي تعكس بوضوح فعالية FAP التي تتحكم فيها طريقة P-Q المقترحة للوفاء بالتوصيات CEI 1000-2-2 التي تحدد عتبة الحقن التوافقي الأقصى

الكلمات الأساسية: dSPACE 1104 ، المرشح النشط للقدرة المتوازية (FAPP) ، عاكس الجهد ، طريقة القدرة اللحظية النشطة والتفاعلية (PQ)، معدل التشوه التوافقي (THD) ،

Résumé :

L'objectif poursuivi dans ce mémoire porte sur la dépollution des réseaux électriques basses tensions par des compensateurs actifs parallèle alimenté par une source renouvelable (lePhotovoltaïque). Ce sont des solutions modernes les plus efficaces pour minimiser le maximum possible de tous les harmoniques injectés par la charge non linéaire.

Dans notre travail, nous avons proposé une approche pour diminuer le taux de distorsion d'harmoniques (THD) du courant de source par un filtre actif parallèle de puissance et on a aussi réalisé un hacheur boost et une contrôleur MPPT à base d'un microcontrôleur 16F877A utilisant une l'algorithme P&O pour la poursuite du point de puissance maximale du système PV dans des conditions variables d'éclairement.

Pour valider l'étudethéorique, les travaux de simulation, dans un environnement de simulation (Matlab/Simulink) et dSPACE 1104sont fournis. Les résultats obtenus semblent satisfaisants dans la qualité de compensation des harmonies, ils reflètent clairement l'efficacité de FAP contrôlé par la méthode P-Q propose pour répondre aux recommandations standards CEI 1000-2-2 fixant un seuil d'injection harmonique maximale à ne pas dépasser.

Mots clés : Commande directe de puissance (DPC), dSPACE 1104, Filtre actif parallèle de puissance (FAPP), Taux de distorsion d'harmoniques (THD),

Abstract:

The objective pursued in this memory deals with the cleanup of low voltage electrical grids by active compensators. It's based on DC-AC voltage converters that are modern solutions to minimize the most of harmonics injected by the non-linear load.

In our work, we proposed an approach to reduce the total harmonic distortion (THD) of the current source and improve the power factor by a shunt Active Power Filter (sAPF). We also made a boost chopper and MPPT controller based on a 16F877A microcontroller using a P & O algorithm for tracking the maximum power point of the PV system under varying illumination conditions. To validate the theoretical study, simulation work in a simulation environment (Matlab / Simulink)& dSPACE 1104 is provided. The results obtained seem satisfying in the quality of harmonies compensation, they clearly reflect the efficiency of FAP controlled by the PQ method proposed to meet the standard IEC 1000-2-2 recommendations setting a maximum harmonic injection threshold not to exceed .

Key Words: Direct Power Control (DPC), dSPACE 1104, Parallel Power Active Filter (FAPP), Active and Reactive Instantaneous Power (PQ) Method, Total Harmonic Distortion (THD),

LISTE D'ABREVIATION

y_0 : Valeur moyenne ou composante continue du signal $y(t)$,

h : Rang de l'harmonique,

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

ω : Pulsation fondamentale ($2\pi.f_1=2\pi/T$),

ϕ_h : Phase de l'harmonique au rang h.

y_{trms} : Valeur efficace vraie du signal $y(t)$,

$t_{aux(h)}$: Taux de distorsion harmonique THD (%)

THD : Le taux global de distorsion harmonique (%)

$v(t)$: Une source de tension (V)

$i(t)$: Courant (A)

$p(t)$: Puissance instantanée(W)

m : Le nombre des phases

$q(t)$: la puissance réactive (VAR)

S : la puissance apparente (VA)

D : Puissance déformante (VAD)

F : Le facteur de puissance

$\cos\phi_1$: le facteur de déplacement fondamental à la source

I_f : Composante fondamentale

I_h : Composantes harmoniques

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

Ic : Courant de sortie de la cellule (A),

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

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

q : Charge d'électron (q =1.6.10^{-19} C),

K : Constant de Boltzmann (K =1.38.$10^{-38}JK^{-1}$),

T_c: 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_s: Résistance série,

R_p: 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_{Cn}: Tensions simples de l'onduleur [V].

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

m : Taux de modulation de fréquence.

r : Indice de modulation d'amplitude.

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

F_k : Fonction de connexion de l'onduleur

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_p: Gain proportionnel du régulateur PI.

K_i: Gain intégral du régulateur PI.

$(v_\alpha - v_\beta)$: Composantes des tensions orthogonales du repère $\alpha - \beta$ [V].

$(i_\alpha - i_\beta)$: Composantes des courants orthogonales du repère $\alpha - \beta$ [V].

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

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

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

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

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

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

i_{fk}^* : courants harmoniques triphasés

ΔP : L'erreur de la puissance active

Δq : L'erreur de la puissance réactive

SOMMAIRE

I. Introduction general ..... - 1 -

CHAPITRE (I) : Perturbation des réseaux électriques et problématique des harmoniques

I. Introduction ..... - 3 -
I.1. Qualité de l'énergie électrique ..... - 3 -
I.2. Généralités sur l'analyse harmonique ..... - 4 -
I.2.1. Perturbation des réseaux ..... - 4 -
I.2.1.1 Variation de la fréquence ..... - 5 -
I.2.1.2 Fluctuation de tension ..... - 5 -
I.2.1.3. Déséquilibre du système triphasé de tension ..... - 6 -
I.2.1.4. Creux et coupures de tension ..... - 7 -
I.3. Génération des harmoniques et inter-harmoniques ..... - 7 -
I.4. Caractérisation d'un contenu harmonique pour un signal ..... - 10 -
I.4.1. Expression de la valeur efficace ..... - 10 -
I.4.2. Taux de distorsion harmonique THD (%) ..... - 11 -
I.4.3. Expression des puissances mises en jeux ..... - 11 -
I.5. Effets des perturbations harmoniques ..... - 13 -
I.5.1. les effets instantanés ou à court terme ..... - 13 -
I.5.2. Les effets à long terme ..... - 13 -
I.6. Charge non linéaire raccordée au réseau ..... - 14 -
I.7. Autres effets des harmonies ..... - 15 -
I.8. Normes et réglementations ..... - 17 -
I.9. Solutions de dépollution des réseaux électriques ..... - 19 -
I.9.1. Solutions traditionnelles ..... - 19 -
I.9.1.1. Intervention sur la structure de l'installation ..... - 19 -
I.9.1.2. Surdimensionnement ou déclassement de l'installation électrique ..... - 19 -
I.9.1.3. Renforcement de la puissance de court-circuit ..... - 20 -
I.9.1.4. Rééquilibrage des courants du réseau électrique ..... - 20 -
I.9.1.5. Ajout d'une inductance de lissage du courant ..... - 20 -
I.9.1.6. Absorption sinusoïdale ..... - 20 -
I.9.1.7. Confinement des harmoniques ..... - 20 -
I.9.1.8. Les filtres passifs ..... - 21 -

I.9.2. Solutions modernes ..... - 23 -
I.9.2.1. Filtre actif série (FAS) ..... - 23 -
I.9.2.2. Le filtre actif parallèle (FAP) ..... - 23 -
I.10. CONCLUSION ..... - 24 -
CHAPITRE (II) : Description du système photovoltaïque
II.1. Introduction ..... - 25 -
II.2. Définition d'un système PV ..... - 25 -
II.3. Caractéristiques de la cellule photovoltaïque ..... - 26 -
II.4. Paramètres d'une cellule PV ..... - 28 -
II.4.1. Le point de puissance maximal ..... - 29 -
II.4.2. Rendement maximale de la conversion ..... - 30 -
II.4.3. Le facteur de forme FF ..... - 30 -
II.5. Simulation d'une cellule solaire ..... - 31 -
II.6. Effet d'ensoleillement et de température ..... - 31 -
II.7. Étage d'adaptation entre un générateur PV et une charge ..... - 34 -
II.7.1. Les Convertisseurs des systèmes d'énergie solaire ..... - 35 -
II.7.1.1. Convertisseur DC/DC ..... - 35 -
II.7.1.2. Convertisseur DC/AC ..... - 39 -
II.7.1.3.Principe de fonctionnement d'un onduleur : ..... - 40 -
II.7.1.4 Génération des signaux de contrôle ..... - 40 -
II.7.2. Principe de la recherche du point de puissance maximale (MPPT) ..... - 42 -
II.7.3. Méthode d'Observation et Perturbation "P&O" ..... - 43 -
II.8. CONCLUSION ..... - 44 -
CHAPITRE (III) : Réalisations des circuits électroniques et les bobine de puissance
III. Introduction ..... - 45 -
III.1. Schéma bloc du système PV : ..... - 45 -
III.1.2. Bloc Capture ..... - 46 -
III.1.3. Bloc Contrôle ..... - 47 -
III.1.3.1 Caractéristiques du PIC 16F877A : ..... - 47 -
III.2. La carte de l'hacheur : ..... - 48 -
III.2.1 Dimensionnement des composants ..... - 49 -
III.2.2 Dimensionnement des éléments réactifs ..... - 49 -
III.2.3. Dimensionnement des composants associés à MOSFET ..... - 50 -

III.3 Emplacement des Composants et la réalisation des circuit ..... - 51 -
III.4 Prototype finale d'étage d'adaptation pour GPV : ..... - 55 -
III.5 Les bobines de couplage : ..... - 57 -
III.6. CONCLUSION ..... - 58 -
CHAPITRE (IV) : Techniques de commande des systèmes de filtrage actif parallèle FAP
IV .1. INTRODUCTION: ..... - 59 -
IV.2. COMMANDE DIRECTE DE PUISSANCE DPC : ..... - 59 -
IV.2.1 Principe de la commande directe de puissance ..... - 60 -
IV.2.2 Estimation de courant et de tension du réseau ..... - 61 -
IV.2.3 Estimation de la puissance instantanée ..... - 62 -
IV.2.4 Régulateur à hystérésis ..... - 66 -
IV.2.5 Détermination du secteur ..... - 67 -
IV.2.6 Table de commutation ..... - 68 -
IV.2.7 Régulateur PI ..... - 69 -
VI.3. CONCLUSION ..... - 70 -
CHAPITRE (V) : Validation expérimentale de la commande « DPC » d'un FAP
V.1 Introduction ..... - 71 -
V.2 Description de la carte dSPACE 1104 ..... - 71 -
V.3 Présentation du banc d'essai de la commande DPC d'un filtre actif parallèle ..... - 72 -
V.4 Etapes d'implémentation dans la carte dSPACE 1104 ..... - 73 -
V.5 Résultats expérimentaux ..... - 75 -
V.5.1 L'influence d'éclairement sur le fonctionnement du panneau PV……..……...-75 -
A. Caractéristiques : I=f(U)……..……..…….- 75 -
B. Caractéristiques : P=f(U)……..……..……- 76 -
V.5.2 L'influence de la température sur le fonctionnement du panneau PV……...- 76 -
A.Caractéristiques : I=f(U)……..……..……...- 76 -
B. Caractéristiques : P=f(U)……..……..……- 77 -
V.5.3 La méthode de commande perturbation et observation……..……- 77 -
V.6 Résultats expérimentaux……..……..……- 77 -
Conclusion :……..……..……..……- 95 -

Liste des figures

Chapitre 1

Figure 1.1: Variation de fréquence.. ……..…- 5 -

Figure 1.2 : Fluctuation de tension. …….……- 6 -

Figure 1.3: Cas particulier de déséquilibre du système triphasé de tension…….....- 6 -

Figure 1.4: Creux et coupure de tension…….……- 7 -

Figure 1.5: Représentation des inters et infra harmoniques……...- 8 -

Figure 1.6: Alimentation d'une charge non linéaire……...14 -

Figure 1.7: Circuit électrique équivalent d'alimentation d'une charge non linéaire…….....- 15 -

Figure 1.8: Raccordement d'un filtre passif…….- 21 -

Figure 1.9: Filtre passif résonant. ……- 22 -

Figure 1.10: Filtre passif amorti. …….……- 22 -

Figure 1.11: Filtre actif série……... - 23 -

Figure 1.12: Filtre actif parallèle. ……...……- 24 –

Chapitre 2

Figure II.1 : Cellule PV (a), Module PV (b) et Champ PV (c)..……...- 26 -

Figure II.2: Les différentes technologies des cellules photovoltaïques. …….- 26 -

Figure II.3: Schéma électrique équivalent d'une cellule solaire……..- 27 -

Figure II.4: Caractéristique I-V d'une cellule PV……- 28 -

Figure II.5: Caractéristiques V-I et P-V d'un module PV……- 30 -

Figure II.6: Caractéristiques I-V d'un module de cellules PV pour différents valeurs d'ensoleillement (T=25C°). ……...……- 32 -

Figure II.7: caractéristique I-V d'une cellule PV pour différentes valeurs de température - 32 -

Figure II.8: Caractéristiques P-V d'une cellule PV pour différents valeurs d'ensoleillement (T=25°C). ……..……..…- 33 -

Figure II.9 : Caractéristiques P-V d'une cellule PV pour différents valeurs de température (Ga=1000W/m2). ……- 33 -

Figure II.10: Point de puissance maximale « MPP » et la tension Vmp et le courant Imp correspondants des deux courbes P-V et I-V d'une cellule PV fonctionnant au STC…….- 34 -

Figure II.11: Étage d'adaptation entre un GPV et une charge. ……..……- 35 -

Figure II.12: Symbole d'un convertisseur DC-DC……...- 36 -

Figure II.13: Schéma électrique d'un hacheur Buck…….....- 36 -

Figure II.14: Chronogrammes de courant et tension d'un hacheur buck……..……-37 -

Figure II.15: Schéma électrique d'un hacheur boost. ……..- 37 -

Figure II.16: Chronogrammes de courant et tension d'un hacheur boost…….……- 38 -

Figure II.17: Schéma électrique d'un hacheur Buck- Boost…….- 39 -

Figure II.18: Chronogrammes de courant et tension d'un hacheur Buck-Boost……...…...- 39 -

Figure II.19: Schéma de principe de la conversion Continu – Alternative (DC – AC).....- 40 -

Figure II.20:Principe de contrôle du courant par hystérésis……- 41 -

Figure II.21 :Schéma synoptique de la commande MLI triangulo-sinusoïdale……...- 42 -

Figure II.22: Schéma synoptique d'un système photovoltaïque avec MPPT……...- 42 -

Figure II.23: Algorithme de la méthode de Perturbation et d'Observation (P & O) du MPPT. Avec Cp est la largeur du pas de la perturbation……..- 43 -

Chapitre 3

Figure III. 1: Schéma bloc de la carte MPPT……...- 45 -

Figure III.2:Schéma de principe du convertisseur MPPT……- 45 -

Figure III. 3: Circuit électronique du contrôleur MPPT. …….- 46 -

Figure III.4:Schéma bloc de l'étage de captage. ……...-46 -

Figure III.5: Schéma bloc de l'hacheur……- 48 -

Figure III.6: Circuit électronique de l'hacheurBoost sous proteus…….- 48 -

Figure III 8 : la carte du contrôleur MPPT sur la plaque d'essai…….- 52 -

Figure III.9 : Les schémas synoptique dedeux circuits réalisés……...- 53 -

Figure III.10 :Les deux circuits sous ARES……..……- 53 -

Figure III.11 : 3D viewer……...……-54 -

Figure III.12: Typons de routage final…….……- 54 -

Figure III.13 : mettre en place les composants electrique……..……..- 55 -

Figure III.14 : Produit final hacheur à gauche & carte MPPT à droite……- 55 -

Figure III.15 : Prototype finale du convertiseurboost avec la carte de commande MPPT numériqu……..- 56 -

Figure III.16 : Les bobines de couplage……..- 57 –

Chapitre 4

Figure IV.1 : Principe de DPC classique. ……- 60 -

Figure IV.2 : schéma bloc d'estimation de tension……..……- 61 -

Figure IV.3 : schéma bloc d'estimation de courant ……...- 61 -

Figure IV.4 : schéma bloc d'estimation de puissance instantanée……..- 62 -

Figure IV.5 : Principe de l'extraction des composantes alternative de p et q…...……- 64-

Figure IV.6: par la transformation inverse de Concordia. ……...- 65 -

Figure IV.7: Algorithme p-q d'extraction des courants harmoniques. ……- 66 -

Figure IV.8 : régulateur à hystérésis.……...……- 66 -

Figure IV.9 : détermination des secteurs……..…- 67 -

Figure IV.10 : Plant (α, β) divisé en 12 secteurs……...……...- 68 -

Figure IV.11 : Génération des impulsions de commande……- 69 -

Figure IV.12: Signal MLI à porteuse triangulaire du régulateur PI de courant de filtre actif ……- 70 -

Chapitre 5

Figure V.1: composition de la carte dSPACE……...- 72 -

Figure V.2: Photographie du prototype du système de filtrage actif parallèle de puissance captée à LREA-Médéa…….- 72 -

Figure V.3: Sélection de RTI selon dSPACE utilisé……...- 74 -

Figure V.4 : Interface control desk……. - 74 -

Figure V.5: Caractéristique d'un module photovoltaïque I=f(V),Tc=25C°…….. - 75 -

Figure V.6 : Courbes de puissance en fonction de la tension aux bornes d'un panneau PV Tc=25C°……...- 75 -

Figure V.7:Caractéristique d'un module photovoltaique I=f(V) G=1000W/m²…… - 76 -

Figure V.8: Courbes de puissance en fonction de la tension aux bornes d'un panneaux PV G=1000W/m² ……..- 76 -

Figure V.9 : Caracteritique I=f(V) et P=f(V) du panneaux PV(Tc=20C° et G=1000W/m²) avec regulation P&O et hacheur Boost……- 77 -

Figure V.10: Tension d'alimentation de filtre……- 79 -

Figure V.11 : Allure de courant au point de connexion commun Isa avant le filtrage - 79 -

Figure V.12 : allure de courant Isa après filtrage0……..……..- 80 -

Figure V.13 : allure de signal Vsa Isa et p avant le filtrage ……- 80 -

Figure V.14 : allure de signal Vsa Isa et p après le filtrage ……- 81 -

Figure V.15 : allure de courant injectée par le filtre ……...- 81 -

Figure V.16 : Les impulsions de commande de l' hacheurboost……- 82 -

Figure V.17: la tension de source Vsa, et le courant Isa avant le filtrage…….... - 82 -

Figure V.18: Résultats expérimentale (a) et de simulation (b) du courant de source isa avant filtrage…… - 83 -

Figure V.19:Résultats expérimentale (a) et de simulation (b) de courant Isa après filtrage……..- 84 -

Figure V.20: le courant injecter par le filtre et leur référence Ifa,ifa_ref…….- 85 -

Figure V.21: Résultats expérimentale (a) et de simulation (b) de la tension de source Vsa- 86 -

Figure V.22: Résultats expérimentale (a) et de simulation (b) de tension Vdc……- 87 -

Figure V.23: Résultats expérimentale (a) et de simulation (b) du Tension Vdc après l'injection de filtre…….- 88 -

Figure V.24: Résultats expérimentale (a) et de simulation (b) de Puissance active avant le filtrage……..- 89 -

Figure V.25: Résultats expérimentale (a) et de simulation (b) de Puissance active après filtrage……..- 90 -

Figure V.26 : Résultats expérimentale (a) et de simulation (b) de Puissance réactive avant l'application de FAP……- 91 -

Figure V.27 : Résultats expérimentale (a) et de simulation (b) de Puissance réactive après l'application de FAP……- 92 -

Figure V.28: Spectre harmonique de isa avant filtrage……- 93 -

Figure V.29: Spectre harmonique de Isa après filtrage……- 93 -

LISTE DES TABLEAUX

Tableau 1.1 : Vue d'ensembles sur les principaux phénomènes perturbateur……9

Tableau 1.2 : Conséquences des harmoniques sur les éléments du réseau……..…..16

Tableau 1.3 : Niveau de compatibilité pour les tensions harmoniques sur les réseaux basse tension (Norme CEI 61000-2-2)……..…18

Tableau III.4 : Le cout de la carte de commande et le convertiseur boost …….….. 56

Tableau IV.1 : Table de choix des vecteurs de commutation…….…….69

Tableau V.1 : Paramètres du système de filtrage actif parallèle par la commande DPC ….. 75

Tableau V.2: les paramètres d'un panneau photovoltaïque ……76

INTRODUCTION GENERALE

Introduction générale :

La distorsion harmonique de courant de réseau électrique est générée principalement par les charges non linéaires connectées au réseau (tels que les convertisseurs statique, les fours à arc, etc.). Tous ces appareils possèdent la particularité d'absorber des courants non sinusoïdaux et donc d'introduire dans les lignes électriques des pollutions harmoniques en courant.

En Algérie, ce problème n'est pas pris en charge et risque dans quelques années d'avoir de gros problèmes liés aux perturbations harmoniques. Il est donc nécessaire de chercher les solutions les plus adéquates pour réduire et limiter la pollution harmonique des réseaux électriques..

De très nombreuses équipes de par le monde observent, étudient, tentent de modéliser les phénomènes harmoniques afin de mieux les comprendre et d'être en mesure de proposer des solutions plus efficaces pour éviter l'apparition des pollutions et limiter leur propagation.

Les équipements électriques affectés par cette pollution harmonique peuvent être divisés en deux catégories :

- La première est sensible aux composantes harmoniques, soit par le courant qui les traverse, ou par la tension à leurs bornes. Les pertes supplémentaires ainsi engendrées, pertes Joule ou fer, augmentent les dépenses énergétiques et peuvent nécessiter un surclassement de ces équipements.
- La seconde, utilisant des dispositifs synchronisés sur la tension d'alimentation, subit des troubles fonctionnels en présence des harmoniques dans la tension.

Ce travail s'intéresse au rejet de ces perturbations harmoniques à l'aide d'un filtre actif comprenant un onduleur pour lequel il est nécessaire d'effectuer l'identification des harmoniques.

La source d'alimentation du filtre n'est pas une source de tension autonome mais un panneau photovoltaïque, cette source est dite source propre renouvelable. Afin de maintenir cette tension constante, 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.

Le travail présenté est rédigé en cinq chapitres principaux qui se résument dans ce qui suit :

Le premier débute avec la problématique des harmoniques, leurs origines, leurs conséquences et la réglementation. Ensuite, les différentes solutions traditionnelles et modernes de filtrage possibles sont présentées on se focalise sur le filtrage actif parallèle

Dans le deuxième chapitre on présente le system photovoltaïque les caractéristiques des cellule solaire et les étages d'adaptation d'énergie électrique ainsi le principe de récupération de maximum de puissance

Le troisième chapitre 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 du hacheur et les bobine de correction (bobines de puissances)

Le quatrième chapitre sera consacrés à l'étude des topologies et stratégies de commande des filtres actifs parallèle, afin de compenser les harmoniques de courants générés par des charges non-linéaires reliées à un réseau électrique triphasé. Ensuit nous avons étudié comment identifier les harmoniques par la méthode des puissances instantanée active et réactive, et la stratégie de commande DPC

Et finalement l'implémentation du modèle de compensation photovoltaïque sous l'environnement dSPACE-1104 en utilisant la commande directe de puissance « DPC » afin de valider les résultats de simulation réalisés par le logiciel de simulation MATLAB (Simulink)

Enfin, une conclusion générale de ce travail

CHAPITRE (I)

Perturbation des réseaux électriques et problématique des harmoniques

I. Introduction

Les convertisseurs électroniques et l'électronique de puissance ont donné naissance à de nombreuses applications nouvelles, offrant aux clients un confort, une flexibilité et une efficacité inégalables. Avec la généralisation de leur utilisation les coûts de ces modules ne cessent de baisser. L'utilisation croissante de ces convertisseurs dans les appareils industriels ou domestiques entraîne de plus en plus de problèmes de perturbation au niveau des réseaux électriques, ces charges électroniques polluent, non seulement le réseau de distribution de courant alternatif mais sont, apparemment, aussi très sensibles à la distorsion de la tension.

L'inconvénient de ces dispositifs c'est qu'ils se comportent comme des charges non linéaires et absorbent des courants avec des formes d'ondes différentes des tensions d'alimentation. Dans ce cas, l'évolution des courants n'est pas liée directement aux variations sinusoïdales des tensions. Ces courants périodiques non sinusoïdaux circulent au travers des impédances des réseaux et donnent naissance à des tensions non sinusoïdales et des déséquilibres qui viennent se superposer à la tension initiale au point de raccordement. Ils peuvent générer aussi une consommation de puissance réactive. Ces perturbations périodiques régulières sont désignées comme des perturbations harmoniques [Cha-10].

Ces perturbations ont des conséquences préjudiciables sur le bon fonctionnement des appareils électriques et ont des effets à la fois instantanés et à long terme. Il est donc important pour une installation donnée de savoir définir, analyser et quantifier les harmoniques. Dans ce premier chapitre, des notions élémentaires d'analyse harmonique, les origines et les conséquences de la pollution harmonique sont exposés.

I.1. 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 [Mor 18].

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.

I.2. Généralités sur l'analyse harmonique

Un réseau de distribution électrique permet d'alimenter des récepteurs ou des charges à l'aide de tension monophasée ou triphasée dite sinusoïdales et de fréquence constante produites par des générateurs ou des sources de très fortes puissances par rapport à celle consommée au point d'utilisation. L'énergie est produite par des centrales nucléaire, thermique, hydraulique ou à base de sources renouvelables et des réseaux de distribution assurent le transport jusqu'au lieu de consommation. A ce niveau il existe deux catégories de récepteurs distincts : les charges dites linéaires et les charges dites non linéaires. Dans le premier cas, les variations des courants restent proportionnelles à la variation de la tension appliquée avec l'introduction d'un déphasage lié à la nature de la charge. Ces charges sont des éléments passifs de nature résistive (déphasage entre le courant et la tension nul) ou réactive : inductance (déphasage positif, le courant est en retard sur la tension) ou condensateur (déphasage négatif, le courant est en avance sur la tension). Dans le cas d'une charge inductive ou capacitive, de la puissance réactive est consommée ou générée entrainant des facteurs de puissance ou de déplacement différents de l'unité. Pour pallier ce phénomène il est nécessaire de faire de la compensation d'énergie réactive afin de rendre l'onde de courant en phase avec l'onde de tension. En revanche pour les charges non linéaires les variations des courants absorbées n'est pas proportionnelle aux ondes des tensions appliquées.

I.2.1. 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 [Dew-07].

Les récepteurs peuvent être classés en deux familles principales :

- ✓ Les récepteurs linéaires (ou charges linéaires) ;
- ✓ les récepteurs non-linéaires (ou charges non-linéaires).

Une charge est dite linéaire si, si elle est alimentée par une tension sinusoïdale, elle consomme un courant sinusoïdal (résistances, capacités et inductances). Une charge est dite non-linéaire lorsque la relation entre la tension et le courant n'est plus linéaire. Un récepteur alimenté par une tension sinusoïdale, elle consomme un courant non-sinusoïdal [Igna-06] Cette classe de charges englobe les convertisseurs statiques (gradateurs, redresseurs), les circuits magnétiques saturés, les lampes, ….etc.

On a donc quatre possibilités distinctes de perturbations :

I.2.1.1 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 I.1). Au niveau des réseaux de distribution ou de transport, cette variation de la fréquence est très rare et n'est présente que lors de circonstances exceptionnelles, comme dans le cas de certains défauts graves sur le réseau. Dans des conditions normales d'exploitation, la valeur moyenne de la fréquence fondamentale doit être comprise dans l'intervalle 50 Hz ±1%.

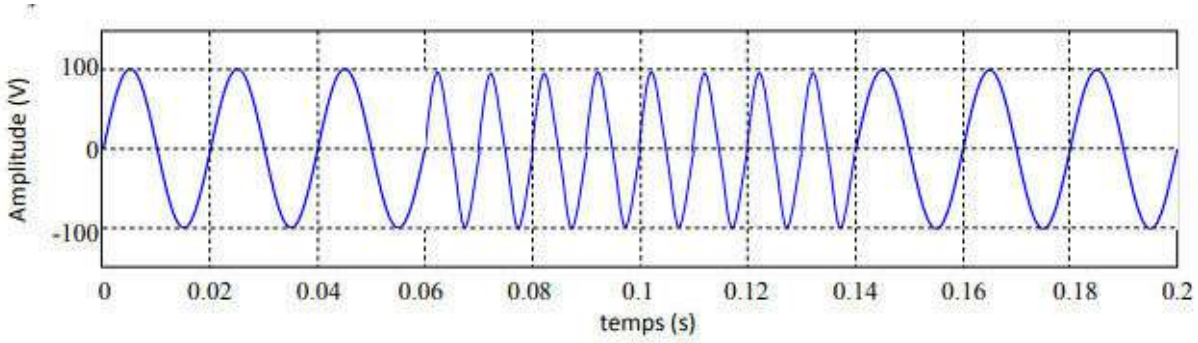


Figure 1.1: Variation de fréquence.

I.2.1.2 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. Un exemple de fluctuation de tension est montré dans la Figure (I.2) [Oul-05b].

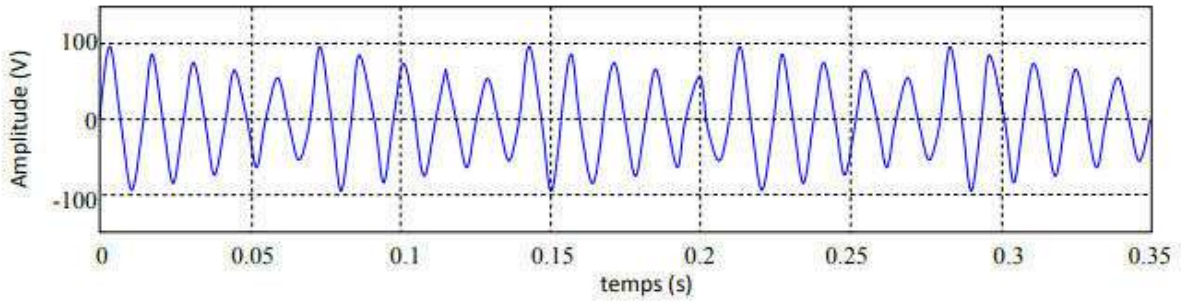


Figure 1.2 : Fluctuation de tension.

I.2.1.3. Déséquilibre du système triphasé de tension

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

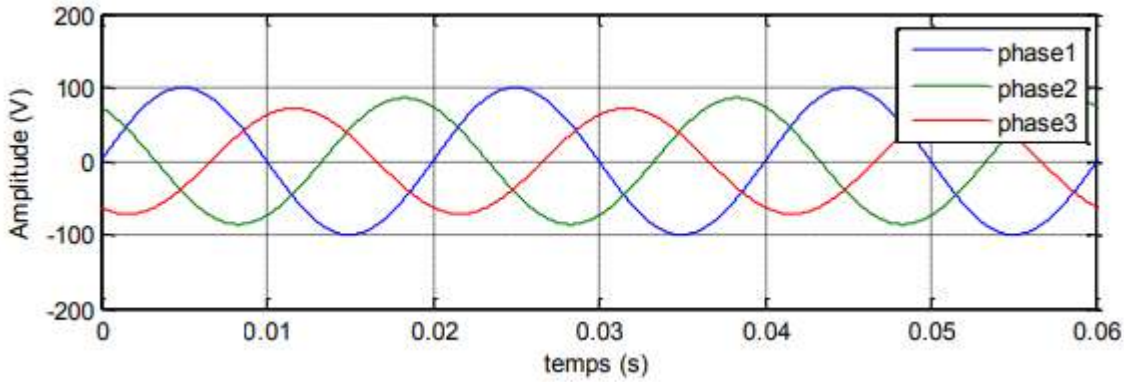


Figure 1.3: Cas particulier de déséquilibre du système triphasé de tension.

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

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.

I.2.1.4. Creux et coupures de tension

Le creux de tension est une diminution brutale de la tension à une valeur située entre 10 % et 90 % de la tension nominale pendant une durée allant de 10 ms jusqu'à quelques secondes. Les creux de tension sont dus à des phénomènes naturels comme la foudre, ou à des défauts sur l'installation ou dans les réseaux tant publics que ceux des utilisateurs. Ils apparaissent également lors de manœuvres d'enclenchement mettant en jeu des courants de fortes intensités (moteurs, transformateurs, etc.). Une coupure de tension est provoquée quand il y'a une diminution brutale de la tension à une valeur supérieure à 90 % de la tension nominale ou disparition totale pendant une durée généralement comprise entre 10 ms et une minute pour les coupures brèves et supérieure à une minute pour les coupures longues. La plupart des appareils électriques admettent une coupure totale d'alimentation d'une durée inférieure à 10 ms. La Figure (I.4) montre un exemple de creux et de coupure de tension.

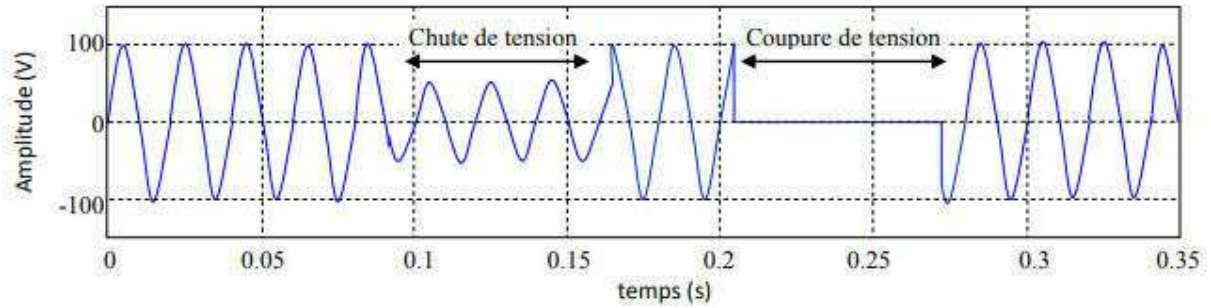


Figure 1.4: Creux et coupure de tension.

I.3. Génération des harmoniques et inter-harmoniques

Les harmoniques présents sur le réseau de distribution électrique proviennent majoritairement des charges non linéaires qui génèrent des courants harmoniques mais ils peuvent aussi être créés par les sources génératrices de tension. Les charges non linéaires représentent de nombreux équipements industriels et domestiques et se répartissent dans de nombreux secteurs industriels. Ces appareils possèdent en entrée un système de conversion d'énergie sous une forme donnée en une autre forme en adéquation avec l'utilisation voulue. C'est des convertisseurs statiques qui sont mis en œuvre et qui peuvent être répertoriée en quatre familles :

- ✓ Convertisseurs AC-DC, cela représente l'ensemble des redresseurs ;
- ✓ convertisseurs DC-DC, hacheurs et alimentations à découpage ;
- ✓ convertisseurs DC-AC, onduleurs de tension ou de courant ;
- ✓ convertisseurs AC-AC, gradateurs, convertisseurs de fréquences.

Ces dispositifs polluants sont classées en fonction des puissances et donc du niveau de perturbations qu'ils entraînent. Ainsi, les charges industrielles arrivent logiquement en première position et il est possible de recenser les applications suivantes :

- ✓ Systèmes utilisant des redresseurs à diodes ou à thyristors tels que les variateurs des moteurs électriques (à courant continu, asynchrones, synchrones), les fours à induction, les chargeurs de batterie, les électrolyseurs, les alimentations de secours,…
- ✓ les récepteurs utilisant l'arc électrique : fours à arc ou soudure à arc ;
- ✓ les variateurs de lumières à base de gradateurs ;
- ✓ téléviseurs et éléments périphériques ;
- ✓ micro-informatique, Four à micro-ondes, Aspirateurs, Robots ménagers.

Pour l'ensemble de ces charges polluantes, un critère supplémentaire est à prendre en compte, c'est le facteur d'utilisation. En effet, la quantification du taux d'harmonique dépend de la durée et de la simultanéité du fonctionnement de ces charges non linéaires. Il est à noter qu'il existe aussi des perturbations sur des rangs harmoniques non multiple entier du fondamental. Ces derniers se dénomment inter ou infra harmoniques [Nek-14].

Les inter-harmoniques sont des composantes sinusoïdales qui ne sont pas des fréquences entières de celle du fondamental. Les infra harmoniques sont des composantes qui sont à des fréquences inférieures à celle du fondamental. Ces deux catégories de perturbations sont dues à des variations périodiques et aléatoires de la puissance absorbée par certains appareils. La Figure (I.5) illustre cette répartition.

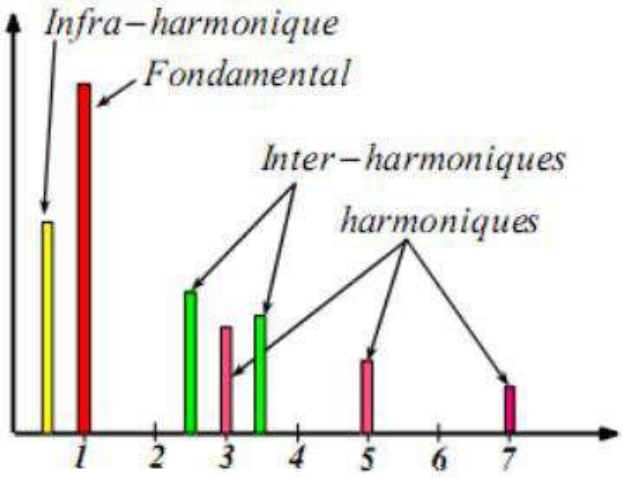


Figure 1.5: Représentation des inters et infra harmoniques.

Le Tableau (I.1) résume l'origine et les conséquences possibles de chaque type de perturbation.

Tableau 1.1 : Vue d'ensembles sur les principaux phénomènes perturbateur.

Type de perturbation	Origine	Conséquences
Coupure longue	Court-circuit, surcharge, déclanchement intempestif, (maintenance).	Arrêts d'équipements, pertes de production, dégâts
Creux de tension et coupure brève	Court-circuit, (enclenchement de gros moteur).	Arrêts d'équipements, pertes de production, dégâts.
Fluctuation rapide (flicker)	Installations fluctuantes (four à arc, soudeuse, moteur à démarrage fréquent, éolienne…).	Papillotement de l'éclairage.
Harmonique	Installations non linéaires (électronique de puissance, arcs électriques…)	Effets thermiques (moteurs, condensateurs, conducteurs de neutre…), diélectriques (vieillissement d'isolant) ou quasi instantanés (automatismes).
Inter harmonique	Installations non linéaires et fluctuantes (four à arc, soudeuse, éolienne), changeurs de fréquence, télécommande centralisée	Papillotement de l'éclairage fluorescent, dysfonctionnement d'automatismes, dégâts mécaniques sur machines tournantes.
Déséquilibre	Installations déséquilibrées (traction ferroviaire…).	Echauffement de machines tournantes, vibrations, dysfonctionnement de protections.
Surtension transitoire	Court-circuit, commutations, foudre.	Déclenchements, danger pour les personnes et pour les matériels.

I.4. Caractérisation d'un contenu harmonique pour un signal

Tout signal $y(t)$ déformé et périodique de période 'T' peut se décomposer en une somme d'ondes sinusoïdales et d'une composante continue éventuelle grâce à la décomposition en série proposée par le mathématicien Français Jean-Baptiste Joseph Fourier (1768-1830). Cette décomposition s'écrit sous les formes suivantes [Etx-03] :

$$y(t) = y_h + \sqrt{2}(y_1 \sin(\omega t - \varphi_1) + y_2 \sin(2.\omega t - \varphi_2) + \ldots + y_h \sin(h.\omega t - \varphi_h) \quad \text{(I.1)}$$

Qui peut écrire sous forme de somme :

$$y(t) = y_0 + \sum_{h=1}^{\infty} y_h . \sqrt{2} . \sin(h.\omega t - \phi_h) \quad \text{(I.2)}$$

Avec :

y_0 : Valeur moyenne ou composante continue du signal $y(t)$,

h : Rang de l'harmonique,

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

ω : pulsation fondamentale ($2\pi.f_1=2\pi/T$),

ϕ_h : Phase de l'harmonique au rang h.

Dans l'écriture de l'équation (I.1), il est possible d'identifier le terme fondamental, correspondant au rang 1, qui est une composante sinusoïdale de fréquence égale àf_1, généralement 50 Hz ou 60 Hz. Puis des composantes harmoniques sinusoïdales de rang h , de fréquences multiples de celle du fondamental. Le rang harmonique est donc le rapport entre la fréquence du signal harmonique et du fondamental. En règle générale, une distinction est opérée entre les harmoniques de rangs pairs (2, 4, 6,8…) et les harmoniques de rangs impairs (3, 5, 7, 9 …) plus répandus et influents dans les réseaux industriels.

I.4.1. Expression de la valeur efficace

La valeur efficace vraie (TRMS values: True Root Mean Square values) conditionne les échauffements. Pour une grandeur périodique non sinusoïdale, son expression est :

$$y_{trms} = \sqrt{y_0^2 + \sum_{h=1}^{\infty} + (y_h)^2} = \sqrt{y_1^2 + y_2^2 + y_3^2 \ldots . + y_h^2} \quad \text{(I.3)}$$

Cette définition est valable aussi bien pour les tensions que pour les courants. Il est à noter que pour une grandeur purement sinusoïdale, la valeur efficace correspond à sa valeur maximale divisée par la racine carrée de deux.

I.4.2. Taux de distorsion harmonique THD (%)

Le taux individuel d'harmonique est défini comme le rapport (en %) de l'amplitude de l'harmonique au rang h ramenée à celle du fondamental :

$$t_{aux(h)} = 100\frac{y_{h.trms}}{y_{1.trms}}(\%) \tag{I.4}$$

La notion la plus couramment usitée est le taux global de distorsion harmonique THD (Total Harmonic Distorsion) pour caractériser le taux de déformation d'une onde électrique. C'est le rapport entre la valeur efficace des harmoniques à celle du fondamental seul (norme IEC 61000-2-2) :

$$THD = 100\frac{\sqrt{\sum_{h=2}^{\infty} y_{h,trms}^2}}{y_{1,trms}}(\%) \tag{I.5}$$

Il est possible, de façon moins usuelle, de définir le rapport entre la valeur efficace des harmoniques à celle de la grandeur déformée :

$$THD = 100\frac{\sqrt{\sum_{h=2}^{\infty} y_{h,trms}^2}}{\sqrt{\sum_{h=1}^{\infty} y_{h,trms}^2}}(\%) \tag{I.6}$$

Dans la plupart des applications, il suffit de considérer les harmoniques entre le rang 2 et 25, même si pour la norme EN 50160 l'analyse des données doit s'effectuer jusqu'au rang 50.

I.4.3. Expression des puissances mises en jeux

Pour une charge non linéaire, alimentée par une source de tension $v(t)$ et parcourue par un courant$i(t)$, dont les expressions s'écrivent respectivement :

$$\begin{cases} v(t) = \sum_{h=1}^{\infty} v_h.\sqrt{2}.\sin(h.\omega t) \\ i(t) = \sum_{h=1}^{\infty} i_h.\sqrt{2}.\sin(h.\omega t - \phi_h) \end{cases} \tag{1.7}$$

Le siège d'une puissance instantanée :

$$p(t) = m.v(t).i(t) \tag{1.8}$$

Avec *m* est le nombre des phases.

Dans ce cas, le calcul de la puissance instantanée comporte des produits de fonctions sinusoïdales de fréquences différentes. Par contre, seules les composantes de même fréquence

contribuent à l'élaboration de la puissance moyenne ou puissance active R effectivement consommée et exprimée en $watt\ (w)$:

$$p(t) = m.\sum_{h=1}^{\infty} v_h.i_h.\cos\phi_h \tag{I.9}$$

L'expression de la puissance réactive q est définie comme la somme pondérée des réactions associées à chaque rang harmonique, à la différence de la puissance active. Elle s'exprime en volt Ampère Réactif (VAR):

$$q(t) = m.\sum_{h=1}^{\infty} v_h.i_h.\sin\phi_h \tag{I.10}$$

En ce qui concerne la puissance apparente *S*, elle se calcule à l'aide du produit des valeurs efficaces de la tension et du courant et n'est plus la résultante de $\sqrt{p^2+q^2}$ comme en régime purement sinusoïdal. Son unité est le $volt\ ampére\ (VA)$:

$$S = m.v_{rms}.i_{rms} = m.\sqrt{\sum_{h=1}^{\infty}.v_h^2}.\sqrt{\sum_{h=1}^{\infty}.i_h^2} \tag{I.11}$$

La contribution des produits des rangs harmoniques engendre une puissance déformante *D*, exprimée en (VAD) et peut s'écrire sous la forme :

$$D = \sqrt{S^2 - P^2 - Q^2} \tag{I.12}$$

Le facteur de puissance F est égal au rapport de la puissance active sur la puissance apparente. Il caractérise le dimensionnement d'un système électrique puisqu'il représente la puissance utile consommée par rapport à la puissance apparente au niveau de la source.

$$F = \frac{P}{S} = \frac{\sum_{h=1}^{\infty} v_h.i_h.cos\,\phi_h}{\sqrt{\sum_{h=1}^{\infty}.v_h^2}.\sqrt{\sum_{h=1}^{\infty}.i_h^2}} \tag{I.13}$$

Le cas particulier, où la source de tension est considérée comme parfaitement sinusoïdale (réseau de distribution idéal) conduit à une simplification des écritures. En effet, la tension $v(t)$ s'écrit :

$v(t) = \sqrt{2}.V\sin(\omega t)$

D'où les nouvelles expressions des puissances :

$$\begin{cases} P = m.v.I_1.\cos\phi_1 \\ Q = m.v.I_1.\sin\phi_1 \end{cases} \tag{I.14}$$

Avec $\cos\phi_1$ qui est le facteur de déplacement fondamental à la source. En ce qui concerne le facteur de puissance il devient :

$$F = \frac{P}{S} = \frac{I_1 \cos\phi_1}{\sqrt{\sum_{h=1}^{\infty} I_h^2}} \quad \text{(I.15)}$$

Ce qui peut s'écrire aussi sous la forme :

$$F = \frac{\cos\phi_1}{\sqrt{1+THD_i^2}} \quad \text{(I.16)}$$

I.5. Effets des perturbations harmoniques

De nombreux effets des harmoniques sur les installations et les équipements électriques peuvent être cités tels que les déformations des formes d'ondes entrainant des dysfonctionnements, l'augmentation des valeurs crêtes créant des claquages de diélectriques ou des valeurs efficaces induisant des échauffements. Les effets de ces perturbations peuvent se classer en deux types [Cha-10] :

I.5.1. les effets instantanés ou à court terme

- ✓ Dysfonctionnements des dispositifs de commande ou de régulation (détection du passage par zéro, …) ;
- ✓ pertes de précision dans les appareils de mesure (compteur d'énergie, instrumentation,…) ;
- ✓ vibrations dans les moteurs électriques alternatifs à cause des couples mécaniques pulsatoires dus aux champs tournants harmoniques ;
- ✓ vibrations, bruits acoustiques dans les transformateurs ou les inductances dus aux efforts électrodynamiques proportionnels aux courants harmoniques ;
- ✓ interférences avec les systèmes de télécommande à distance utilisés par les distributeurs d'énergie.

I.5.2. Les effets à long terme

- ✓ Vieillissement prématuré des moteurs électriques alternatifs du fait des pertes cuivre et fer supplémentaires, dû à la différence importante de la vitesse entre les champs tournants inducteurs harmoniques et le rotor ;
- ✓ échauffements et pertes joules supplémentaires des câbles et des équipe- ment entrainant des déclassements du matériel avec des surdimensionnements ;

- ✓ surchauffe du neutre. En effet dans un système triphasé équilibré, les tensions sont déphasées de 120° si bien que lorsque les charges sont égales, le courant résultant dans le neutre est nul. Toutefois, si les courants de phases s'annulent, ce n'est pas le cas des courants harmoniques. Ces courants qui sont des multiples impairs de la fréquence du courant de phase s'ajoutent dans le conducteur neutre. Ainsi le courant résultant dans le neutre représente l'addition des courants harmoniques de rang trois et multiple de trois ;
- ✓ Echauffements supplémentaires des condensateurs par conduction et par hystérésis dans le diélectrique qui peuvent conduire au claquage ;
- ✓ Risque d'excitation de résonance : Les fréquences de résonance des circuits formés par les inductances du transformateur et les câbles sont normalement élevées. Ce n'est pas le cas lorsque des batteries de condensateurs sont raccordées au réseau pour relever le facteur de puissance. Les fréquences de résonance peuvent devenir assez faibles et coïncider avec celles des harmoniques engendrés par les convertisseurs statiques. Dans ce cas, il y aura des phénomènes d'amplification d'harmoniques qui peuvent entrainer des destructions.

I.6. Charge non linéaire raccordée au réseau

Considérons une source de tension sinusoïdale Vs connectée à une charge non linéaire (Figure I.6).

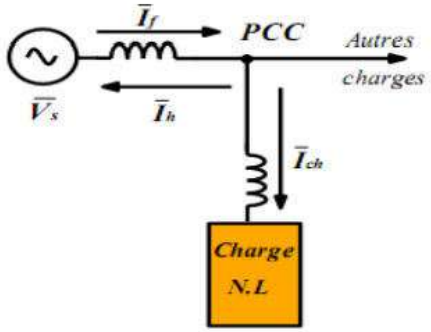


Figure 1.6: Alimentation d'une charge non linéaire.

A cause de non linéarité de la charge, le courant I_{ch} ne sera pas sinusoïdal même si la source de tension est parfaite. Il contient donc une composante fondamentale I_f et des composantes harmoniques I_h Ces harmoniques de courant circulent dans la source de tension, en même temps qu'ils parcourent la charge.

Le courant circulant dans la charge (Figure I.7) peut donc se décomposer en une composante fondamentale I_{ch_1} et une composante harmonique I_{ch_h} ,$I_{ch} = I_{ch_1} + I_{ch_h}$

Avec pour le fondamental :

$$I_{ch_1}(t) = I_1.\sqrt{2}\sin(\omega t + \phi_1) \quad \text{(I.17)}$$

et pour les harmoniques :

$$I_{ch_h}(t) = \sum_{h=1}^{\infty} I_h.\sqrt{2}\sin(h.\omega t + \phi_h) \quad \text{(I.18)}$$

La tension au point de raccordement s'écrit alors :

$$v_{ch} = v_s - z_{cc}.i_{ch} = v_{ch1} + v_{ch_h} \quad \text{(I.19)}$$

Avec pour le fondamental :

$$v_{ch1}(t) = v_s - |z_{cc}|I_1.\sin(\omega t + \phi_1 - \phi_{cc1}) \quad \text{(I.20)}$$

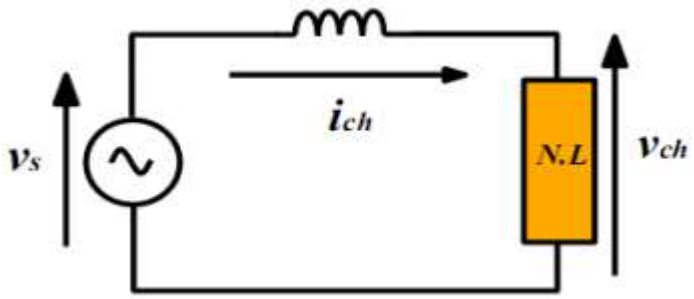


Figure 1.7: Circuit électrique équivalent d'alimentation d'une charge non linéaire.

et pour les harmoniques :

$$v_{ch_h}(t) = \sum_{h=1}^{\infty} |z_{cc}|I_h.\sin((h\omega t + \phi_h) - \phi_{cc1}) \quad \text{(I.21)}$$

Dans le cas d'un courant pollué, le THD en courant est donné par l'expression :

$$THD_i = \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^{\infty} {i_h}^2}}{i_1} \quad \text{(I.22)}$$

Pour la tension, le THD est donné par une formule analogue :

$$THD_v = \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^{\infty} {v_h}^2}}{v_1} \quad \text{(I.23)}$$

I.7. Autres effets des harmonies

- ✓ Augmentation du niveau sonore et de la pulsation du couple dans les machines électriques ;

- ✓ accélération du vieillissement des équipements d'éclairage et des batteries de condensateurs ;
- ✓ influence sur les relais de protection.

Le Tableau (I.2) représente les seuils admissibles et les effets des harmonies sur les différents matériels connecter aux réseaux.

Tableau I.2 : Conséquences des harmoniques sur les éléments du réseau.

Matériels	Gêne liée à la pollution harmonique	Seuils admissibles de distorsion
Alternateurs	- Pertes supplémentaires, dans les enroulements statoriques et, principalement, dans les amortisseurs, liées à la circulation des courants harmoniques.	- Distorsion de tension = 10 % (pour petites machines). - Distorsion de courant = 5 % (machines de fortes puissances).
Lignes	- Pertes ohmiques supplémentaires.	- Distorsion de tension = 3 %. - Distorsion de courant = 1.7 %.
Les câbles	- Pertes ohmiques supplémentaires, surtout dans les câbles de retour du neutre où circulent les courants harmoniques d'ordres 3 ou homopolaires. - Pertes diélectriques liées à la distorsion de tension pouvant entraîner des détériorations. - Corrosion des câbles en aluminium sous l'effet de la circulation des courants harmoniques pairs associés à une composante continue.	- Distorsion de tension = 10 %. - Tension harmonique individuelle $\frac{U_h}{U_1} = 7\%$.
Matériels	- Gêne liée à la pollution harmonique	- Seuils admissibles de distorsion.
Transformateurs	- Pertes supplémentaires dans les enroulements liées à la circulation des courants harmoniques. - Pertes supplémentaires dans le fer (par courants de Foucault). - Risque de saturation en présence des composantes continues.	- Distorsion de tension = 10 % - Distorsion de courant = 7 %
Moteurs	- Pertes supplémentaires dans les enroulements, principalement, liées à la distorsion de tension. - Limitation de performance en puissance	- Distorsion de tension = 15 %. - Distorsion de courant = 10 %.
Circuits de protection divers de la clientèle	- Risque de déclenchements impératifs attribués aux distorsions de tension et à des particularités des circuits alimentés.	- Présence de perturbation si $6\% < \frac{U_h}{U_1} < 12\%$

Lampes à décharge pour éclairage, appareils médicaux et générateurs de rayons X	- Risque de vacillement sous l'effet de tension harmonique de rang 2. - Perturbation par surtension en valeur de crête liée aux distorsions de la tension.	- Présence de perturbation si $\frac{U_h}{U_1} = 3\%$. - Présence de perturbation si $\frac{U_h}{U_1} = 3\%$.
Ordinateurs, électronique de puissance	- Troubles fonctionnels liés à la distorsion de tension.	- Distorsion de tension = 5 %.
Condensateurs de puissance	- Pertes diélectriques supplémentaires aboutissant au vieillissement du condensateur.	- Tension harmonique individuelle : $\frac{U_h}{U_1} = \frac{83\%}{h}$.

I.8. Normes et réglementations

Afin de pouvoir garantir un niveau de qualité suffisant à l'ensemble des utilisateurs et de limiter l'influence d'une charge polluante sur les autres charges connectées au réseau et en même temps éviter la modification des caractéristiques de ce dernier, les distributeurs d'énergie électrique ont été amenés à émettre des recommandations et des limites aux perturbations engendrées par certains utilisateurs. Pour cela, il s'agit de définir :

D'une part, un taux de distorsion maximum permettant un fonctionnement correct de la plupart des utilisations (niveau de compatibilité).

D'autre part, un taux de perturbations maximum pour chacun des utilisateurs, afin que les effets cumulés des différentes perturbations produites, permettent la compatibilité de fonctionnement entre tous les matériaux raccordés sur le même réseau. Tous doivent fonctionner correctement.

Par conséquent, si cette compatibilité est nécessaire entre abonnés, elle l'est également à l'intérieur des installations des abonnés eux-mêmes (tertiaire ou industriel). L'utilisateur final est tributaire du niveau de perturbations induites par les matériels qu'il installe. C'est pourquoi, il est important que les fabricants affichent clairement quels sont les niveaux de perturbations engendrées par leurs produits.

Des normes doivent, donc, fixer les niveaux de perturbations harmoniques acceptables, pour les réseaux et pour les pollueurs afin de limiter, préventivement, les dysfonctionnements occasionnés par les harmoniques. Ces normes sont appliquées suivant 4 règles :

- ✓ Limites d'émission **:** Elles sont fixées soit par installation, soit par appareil. Ces limites garantissent le maintien, en tout point, des niveaux de compatibilité ;

- ✓ niveaux d'immunité **:** Ils permettent de garantir à l'utilisateur un fonctionnement de l'équipement sur un réseau perturbé dans certaines limites ;
- ✓ niveaux de compatibilité **:** Ils sont, généralement, des taux de tension harmonique à ne pas dépasser en tout point du réseau. Le maintien de ces niveaux garantit un fonctionnement correct de tous les appareils ;
- ✓ niveaux de planification **:** Ils représentent des seuils de perturbations décidés par un gestionnaire de réseau, tel que le niveau de compatibilité qu'il ne soit pas dépassé. Par exemple, la norme CEI 1000-2-2 pour les équipements raccordés à un réseau basse tension permet de garantir à l'utilisateur un fonctionnement de l'équipement sur un réseau perturbé dans certaines limites. Un extrait de la norme CEI 1000-2-2 est donné au tableau suivant :

Le Tableau (I.3), repris de la norme CEI 61000-2-2, présente les caractéristiques et le niveau de compatibilité pour les harmoniques au point de raccordement du client pour un réseau satisfaisant la norme CEI 1000-2-2.

Tableau I.3 : Niveau de compatibilité pour les tensions harmoniques sur les réseaux basse tension (Norme CEI 61000-2-2).

Rangs impairs non multiples de 3		**Rangs impairs multiples de 3**		**Rangs pairs**	
Rang	Tension harm (%)	Rang	Tension harm (%)	Rang	Tension harm (%)
5	6	3	5	2	2
7	5	9	1.5	4	1
11	3.5	15	0.3	6	0.5
13	3	21	0.2	8	0.5
17	2	>21	0.2	10	0.5
19	1.5			12	0.2
23	1.5			>12	0.2
25	1.5				
>25	12.7/h				

Ce sont des normes fixant un seuil d'injection harmonique maximale à ne pas dépasser, ces normes ont été élaborées par différents organismes, ils peuvent être soit nationaux, notamment UTE-CEF (Union Technique de l'Electricité- Comité Electrotechnique Français), régionaux, notamment le CENELEC (Comité de normalisation Electrotechnique (EN 50160)) en Europe ou internationaux, notamment CEI (Comité Electrotechnique International).

I.9. Solutions de dépollution des réseaux électriques

Pour avoir de bonne qualité d'énergie électrique, tout d'abord, il faut remédier les signaux perturbés à cause de la charge non linéaire par des solutions proposées, les solutions traditionnelles et les solutions modernes [Etx 03] [Dje 07] [Mor 18].

I.9.1. 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) et/ou des branchements qui modifient le schéma de l'installation. Plusieurs solutions existent pour limiter la propagation et l'effet des harmoniques dans les réseaux électriques :

I.9.1.1. Intervention sur la structure de l'installation

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

I.9.1.2. Surdimensionnement ou déclassement de l'installation électrique

On procède généralement au surdimensionnement des équipements afin d'assurer leur tenue aux surcharges harmoniques. Cette solution n'agit pas sur les harmoniques qui ne subissent aucune action curative de la part de l'utilisateur. Par cette approche, les problèmes liés à la pollution harmoniques sont résolus pendant une durée limitée. Le déclassement des équipements de distribution électrique soumis aux harmoniques est utilisé dans le cas des installations existantes. Cette méthode cause un surcoût de production et ne tire pas profit du potentiel réel de l'installation.

I.9.1.3. Renforcement de la puissance de court-circuit

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

I.9.1.4. Rééquilibrage des courants du réseau électrique

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

I.9.1.5. Ajout d'une inductance de lissage du courant

L'ajout d'inductances de lissage en amont des dispositifs polluants est une solution communément utilisée afin d'atténuer les harmoniques de rangs élevées puisque leurs impédances augmentent avec la fréquence. Ces inductances réduisent donc la distorsion de la tension au point de raccordement mais induisent un coût supplémentaire [Cha 10].

I.9.1.6. Absorption sinusoïdale

Le prélèvement sinusoïdal est une technique qui permet aux convertisseurs statiques d'absorber un courant très proche d'une sinusoïde avec un facteur de puissance unitaire. Dans ce cas, ces structures se positionnent dans une stratégie préventive et non curative. Ces techniques de prélèvement sinusoïdal s'appliquent aux structures monophasées et triphasées. Ces convertisseurs propres utilisent la technique MLI (Modulation de Largeur d'Impulsions) également appelée PWM (Pulse Width Modulation) comme principe de pilotage des interrupteurs commandés.

I.9.1.7. Confinement des harmoniques

Il s'agit de limiter la circulation des courants harmoniques à une partie de l'installation la plus limitée possible. Si le montage est un montage équilibré, les harmoniques de rang $3k$ sont en phase et en l'absence de conducteur neutre connecté, ces courants ne peuvent pas circuler. Pour éviter la circulation de ces courants de rang $3h$ sur l'ensemble du réseau, il est possible d'effectuer un découplage par transformateur. Par exemple l'utilisation d'un transformateur dont le primaire est couplé en étoile et le secondaire en zigzag (couplage Y_{zn}) permet d'éliminer au primaire les courants de pulsation $3h$ [Etx 03].

I.9.1.8. Les filtres passifs

Le filtrage consiste à placer en parallèle sur le réseau d'alimentation une impédance de valeur très faible autour de la fréquence à filtrer et suffisamment importante à la fréquence fondamentale du réseau. Un filtre passif est constitué d'éléments passifs tels que des inductances, des condensateurs et des résistances, qui forment une impédance dont la valeur varie en fonction de la fréquence. On connecte alors le filtre passif en parallèle avec le réseau de manière à absorber un harmonique de courant donné . Si on veut par exemple éliminer le courant harmonique de rang 5, on dimensionne alors les éléments passifs de manière à ce que l'impédance équivalente du filtre soit la plus petite possible à la fréquence 5× fondamental , le courant circulera alors dans l'impédance la plus faible, c'est à dire dans le filtre passif et donc plus dans l'impédance de court-circuit du réseau comme l'illustre la Figure (I.8).

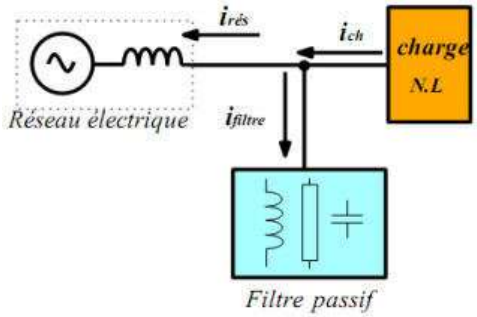


Figure 1.8: Raccordement d'un filtre passif.

Equation des courants :

$$\begin{gathered} i_{ch} = i_{fondamental} + i_{h_5} + i_{h_7} + i_{h_11} + i_{h_13} + \cdots \\ i_{filtre} = i_{h_5} \\ i_{ch} = i_{fondamental} + i_{h_7} + i_{h_11} + i_{h_13} + \ \ldots \end{gathered} \tag{I.24}$$

Parmi les dispositifs de filtrage les plus répandus, on distingue le filtre passif résonnant (Figure I.9) et le filtre passif amorti ou passe-haut (Figure I.10).

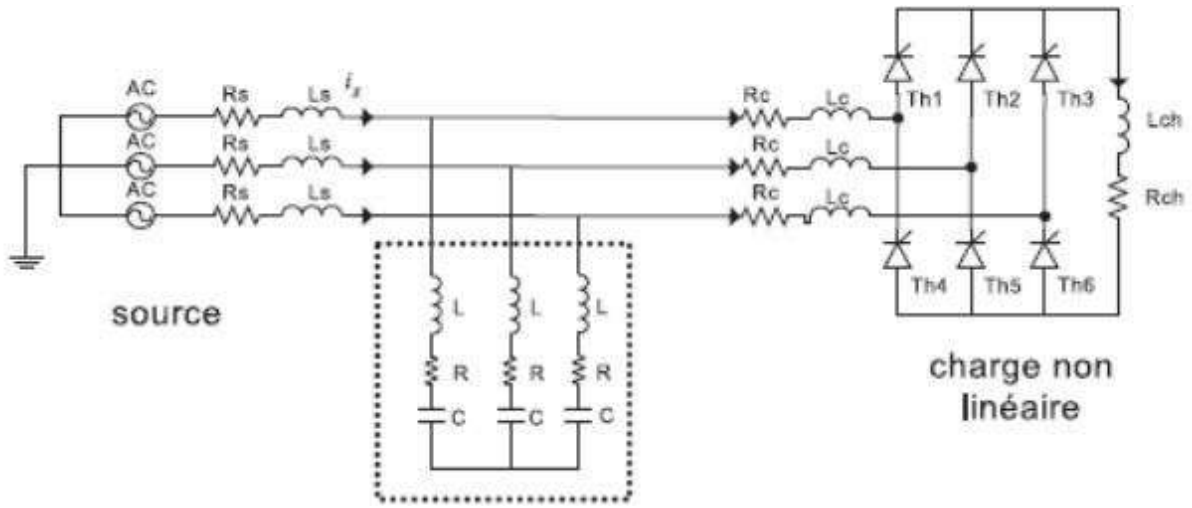


Figure 1.9: Filtre passif résonant.

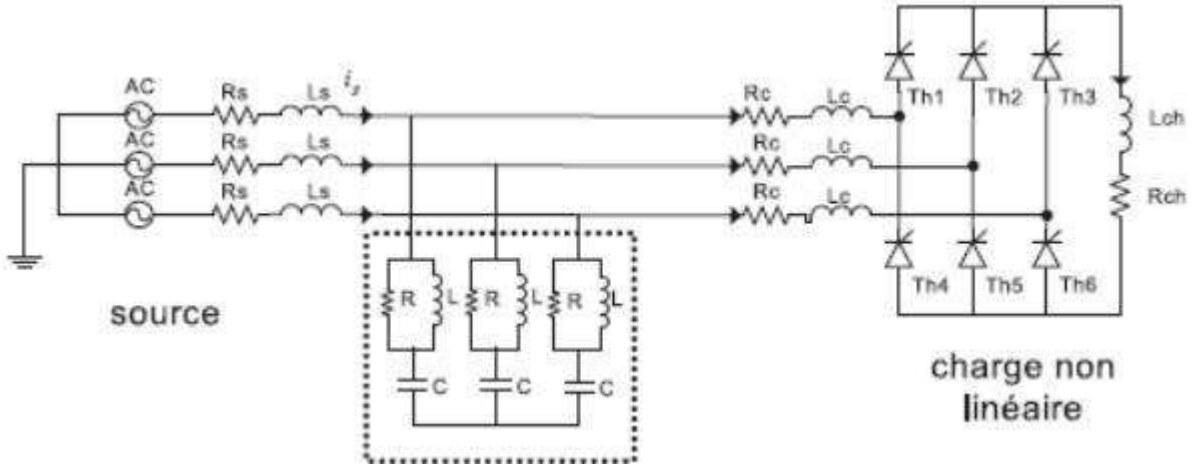


Figure 1.10: Filtre passif amorti.

Ces dispositifs sont utilisés pour empêcher les courants harmoniques de se propager dans les réseaux électriques. Ils peuvent aussi être utilisés pour compenser la puissance réactive.

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

- ✓ Une connaissance approfondie de la configuration du réseau électrique est nécessaire ;
- ✓ les variations de l'impédance du réseau peuvent détériorer les performances du filtre ;
- ✓ le réseau peut former un système résonnant avec le filtre et les fréquences voisines de la fréquence de résonnance sont amplifiées;
- ✓ équipements volumineux ;

- ✓ inadaptabilité et perte d'efficacité lorsque les caractéristiques du réseau électrique évoluent [Lab-95].

I.9.2. Solutions modernes

I.9.2.1. Filtre actif série (FAS)

Le but du filtre actif série montré sur la Figure (I.11) est de créer une impédance en série avec le réseau qui sera nulle pour le fondamental et de valeur élevée pour les harmoniques. Il est destiné à protéger les installations sensibles aux perturbations provenant du réseau telles que les harmoniques en tension, les surtensions, déséquilibres et creux de tension. En revanche, le filtrage série ne permet pas de compenser les courants harmoniques consommés par la charge.

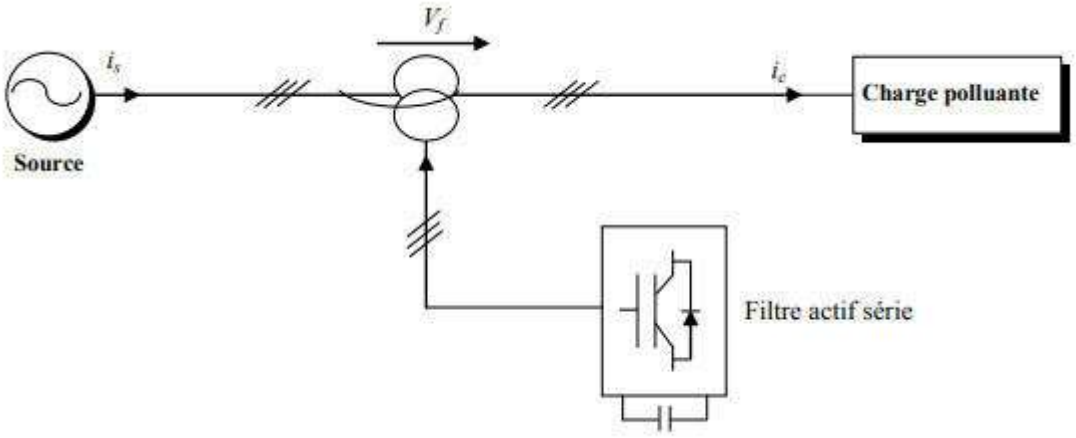


Figure 1.11: Filtre actif série.

I.9.2.2. Le filtre actif parallèle (FAP)

Appelé aussi compensateur shunt, il est connecte en parallèle sur le réseau de distribution (Figure I.12). Il est le plus souvent commande comme un générateur de courant. Il restitue dans le réseau électrique les courants harmoniques if égaux à ceux absorbés par la charge non linéaire mais en opposition de phase, de telle sorte que le courant fourni par le réseau is soit sinusoïdal et en phase avec la tension simple correspondante. Son indépendance vis-à-vis de la source et de la charge lui assure auto-adaptabilité, fiabilité et performance. Le filtre actif parallèle empêche les courants harmoniques, réactifs et déséquilibres de circuler à travers l'impédance du réseau. Il améliore ainsi les taux de distorsion en courant et en tension [Bea-07].

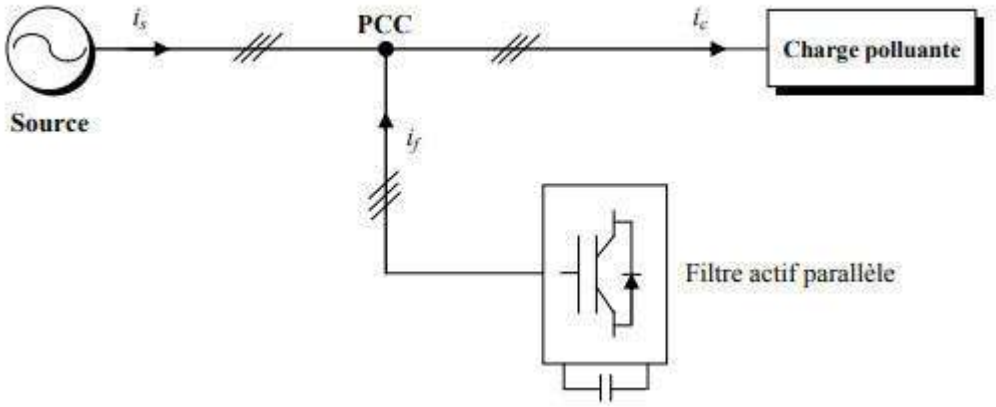


Figure 1.12: Filtre actif parallèle.

I.10. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté les différentes origines des perturbations affectant les réseaux électriques et les solutions de dépollution existantes. Le développement croissant des appareils générateurs d'harmoniques entraînera une hausse sensible des perturbations injectées par les clients. Le traitement de ce problème se fait par plusieurs stratégies traditionnelles et modernes.

Nous avons montré que la solution classique à base de filtres passifs est souvent pénalisée en termes d'encombrements et de résonance. En revanche, la solution des filtres actifs parallèles et séries se présente comme la meilleure jusqu'à ce jour pour tous types de perturbations susceptibles d'apparaître dans le réseau électrique. Ainsi, le choix de la topologie du filtre actif parallèle se présente comme la solution la plus standard pour le filtrage des courants harmoniques. Dans ce contexte et pour la suite de ce mémoire nous avons retenu l'application au filtrage actif parallèle.

CHAPITRE (II)

Description du système photovoltaïque

II.1. Introduction

De nos jours, l'utilisation des énergies fossiles devient de plus en plus une énigme aux décideurs politiques surtout en Afrique ou bon nombre de sociétés électriques dépendent de l'exploitation du pétrole. De plus en plus a la nécessité d'assurer une continuité de service, de maîtriser l'énergie. Parmi cette alternative aux énergies fossiles, l'énergie solaire photovoltaïque demeure la solution idéale pour les contrées isolées ou en développement.

Cette énergie est disponible en abondance sur toute la surface de la terre malgré une atténuation importante lors de la traversée de l'atmosphère. Cette énergie est de l'ordre de 1000 W/m² dans les zones tempérées et atteint 1400 W/m² dans les zones où l'atmosphère est faiblement polluée en poussière ou chargée d'eau. Sachant que l'intensité du flux solaire reçu au niveau du sol dépend de :

- ✓ L'orientation ;
- ✓ la nature et de l'inclinaison de la surface terrestre ;
- ✓ l'altitude et du degré de pollution du lieu de collecte ;
- ✓ la période de l'année, ainsi que de l'instant considéré dans la journée ;
- ✓ la nature des couches nuageuses.

II.2. Définition d'un système PV

Un système photovoltaïque se compose d'un champ de modules et d'un ensemble de composants qui adapte l'électricité produite par les modules aux spécifications des récepteurs. Cet ensemble, appelé aussi "Balance Of System" ou BOS, comprend tous les équipements entre le champ de modules et la charge finale, à savoir la structure rigide (fixe ou mobile) pour poser les modules, le câblage, la batterie en cas de stockage et son régulateur de charge, et l'onduleur lorsque les appareils fonctionnent en courant alternatif.

L'énergie solaire photovoltaïque désigne l'électricité produite par transformation d'une partie du rayonnement solaire avec une cellule photovoltaïque (Figure II.1-a). Plusieurs cellules sont reliées entre elles et forment un module solaire photovoltaïque (Figure II.1-b). Plusieurs modules qui sont regroupés dans une centrale solaire photovoltaïque sont appelés champ photovoltaïque (Figure II.1-c). Le terme photovoltaïque peut désigner soit le phénomène physique - l'effet photovoltaïque - ou la technologie associée [Mor 12].

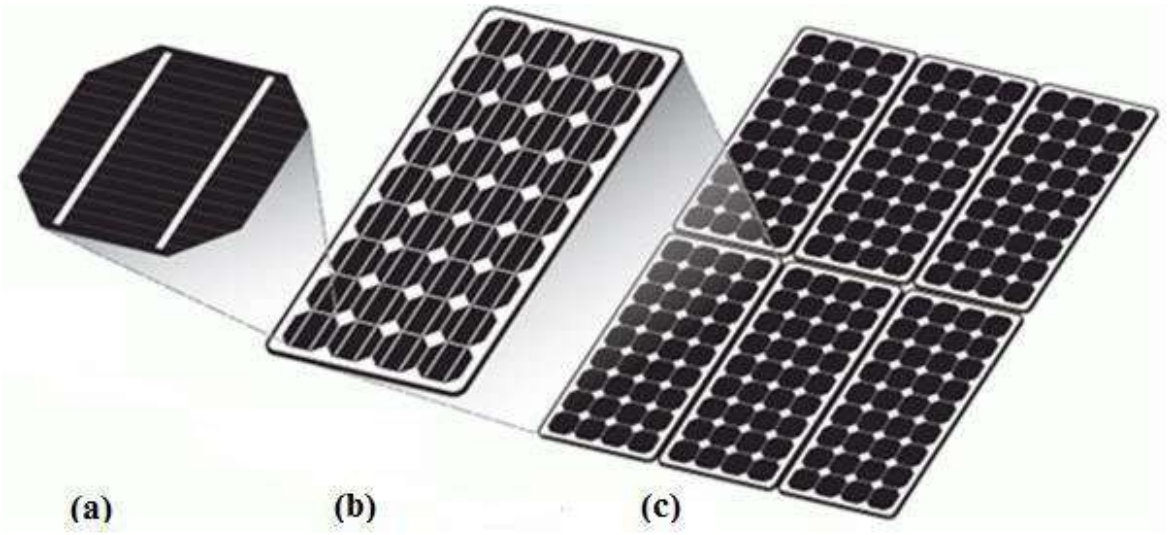


Figure II.1 : Cellule PV (a), Module PV (b) et Champ PV (c).

Il existe un grand nombre de technologies mettant en œuvre l'effet photovoltaïque. Beaucoup sont encore en phase de recherche et développement. Les principales technologies industrialisées en quantité à ce jour sont : le silicium mono ou poly cristallin (plus de 80% de la production mondiale) et le silicium en couche mince à base de silicium amorphe ou CIS (Cuivre Indium Sélénium) (Figure II.2).

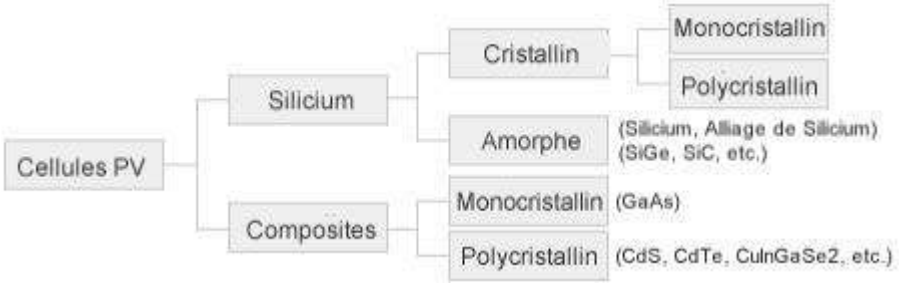


Figure II.2: Les différentes technologies des cellules photovoltaïques.

II.3. Caractéristiques de la cellule photovoltaïque

Le circuit équivalent d'une cellule photovoltaïque qui est largement utilisé est représenté sur la Figure (II.3) :

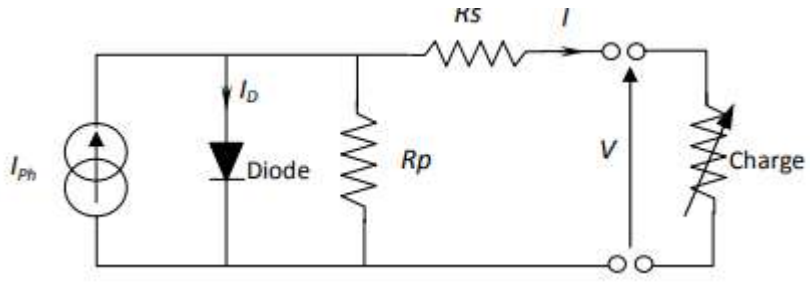


Figure II.3: Schéma électrique équivalent d'une cellule solaire.

Comme montre la Figure (II.3) une cellule photovoltaïque comporte en réalité une résistance série R_s et une résistance shunt R_p. Ces résistances auront une certaine influence sur la caractéristique I-V de la cellule :

- La résistance série est la résistance interne de la cellule ; elle dépend principalement de la résistance du semi-conducteur utilisé, de la résistance de contact des grilles collectrices et de la résistivité de ces grilles.
- La résistance shunt est due à un courant de fuite au niveau de la jonction ; elle dépend de la façon dont celle-ci a été réalisée.

D'après la figure précédente le modèle mathématique pour la caractéristique courant-tension est donné par:

$$I = I_{ph} - I_d - \frac{V - I.R_s}{R_p} \quad \text{(II.1)}$$

$$I = I_{ph} - I_0\left(e^{\frac{q}{m.k.T_c}(V+I.R_s)} - 1\right) - \frac{V+I.R_s}{R_p} \quad \text{(II.2)}$$

Où :

V : Tension de sortie de la cellule (V),

I : Courant de sortie de la cellule (A),

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

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

q : Charge d'électron (q =1.6.10^{-19} C),

K : Constant de Boltzmann (K =1.38.$10^{-38} JK^{-1}$),

T_c: 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_s: Résistance série,

R_p: Résistance parallèle.

Dans la pratique, l'équation (II.2) peut être simplifiée. Pour le cas d'une cellule solaire de bonne qualité, on admet que :

- La résistance parallèle R_p a une valeur assez élevée. Donc le terme $\frac{V+I.R_S}{R_p} = 0$.
- L'expression $e^{\frac{q}{m.k.T_c}(V+I.R_s)} \gg 1$.

Par conséquent, l'équation courant-tension de la cellule s'écrit donc :

$$I = I_{ph} - I_0 . e^{\frac{q}{m.k.T_c}(V+I.R_s)} \quad \text{(II.3)}$$

La Figure (II.4) montre la caractéristique I-V d'une cellule photovoltaïque à une température fixée T_c et une certaine ambiante radiance G_a.

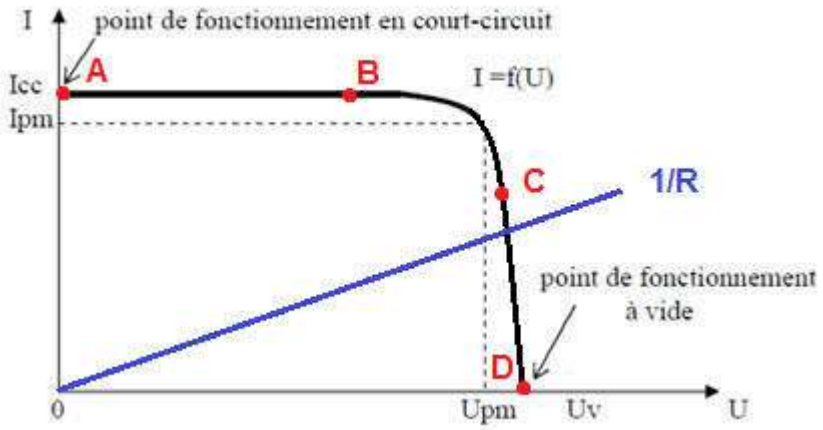


Figure II.4: Caractéristique I-V d'une cellule PV.

Typiquement une cellule photovoltaïque produit moins de 2 W sous approximativement 0,5 V.

Si une résistance variable R connectée au terminale de la cellule, le point de fonctionnement est détermine par l'intersection de la courbe I-V et la caractéristique I-V de la charge.la caractéristique de la charge résistive est une droite avec $I/V = 1/R$. Si la résistance est petit la cellule fonctionne dans la région A vers B seulement (comme une source de courant constant) et si la résistance est large, la cellule fonctionne dans la région C vers D de la courbe (comme une source de tension constant).

II.4. Paramètres d'une cellule PV

Le courant de court circuit et la tension a circuit ouvert :

Les deux parametres d'une cellule PV sont : le courant de court-circuit I_{sc} et la tension de circuit ouvert V_{oc}.

- Le courant de court circuit : $I_{sc} \approx I_{ph}$. il est plus grand valeur de courant générée par la cellule sous les conditions de court circuit ou V=0.
- La tension de circuit ouvert V_{oc} : est la tension a traverse la jonction PN ou $I = 0$ et $I_D = I_{ph}$elle représente la cellule lorsque elle est a lombre et peut etre exprimé comme suite :

$$\text{V}=V_{oc} = \left(\frac{m.k.T_c}{q}\right) \ln\left(\frac{I_{ph}}{I_0}\right) = V_{th}.\ln(\frac{I_{ph}}{I_0}) \quad \text{(II.4)}$$

Avec V_{th}: $la\ tension\ thermique$.

Ou encore : lequation courant- tension de la cellule s'écrit donc :

$$I = I_{sc}(1 - e^{[\frac{V-V_{oc}+IR_S}{V_{th}}]}) \quad \text{(II.5)}$$

Les équations donnantes la variation de la tension de circuit ouvert (V_{oc}) et le courant de court-circuit (I_{sc}) en fonction de l'éclairement G_a(W/m²) et de la température de jonction T(c°) et par rapport aux conditions standards STC $(25c°, \frac{1000W}{m^2}, AM\ 1.5)$ sont les suivantes :

$$I_{sc} = C_1.G_a[1 + \left(T_c - T_c(STC)\right).5.10^{-4}] \quad \text{(II.6)}$$

Avec, $C_1 = \frac{I_{sc}(STC)}{G_a(STC)}$.

$$V_{oc} = V_{oc(STC)} + C_3.(T_c - T_{c(STC)} + V_{th}.\ln[\frac{G_a}{G_{a(STC)}}] \quad \text{(II.7)}$$

Avec : Le coefficient C_3représente le facteur de correction de la tension de circuit ouvert en fonction de la température. La valeur type de ce facteur est égale à $C_3 = -2.3.10^{-3}V/C°$· la température des cellules $T_c$dépend exclusivement de l'ensoleillement Ga et de la température ambiante T_a.

$$T_c = T_a + C_2.G_a \quad \text{(II.8)}$$

Où C_2 est approximativement 0.03 cm^2/W.

II.4.1. Le point de puissance maximal

C'est le point sur la courbe $I - V$ de la cellule où la puissance est maximale (la puissance absorbée par la charge résistive est maximale), ceci peut être vu sur la figure

précédente (II.6). De cette figure, une condition de puissance maximum est vérifiée quand I_{mpp}rencontreV_{mpp}. La Figure (II.5), montre les courbes typiques $I-V$ et $P-V$ pour un module PV de 60W.

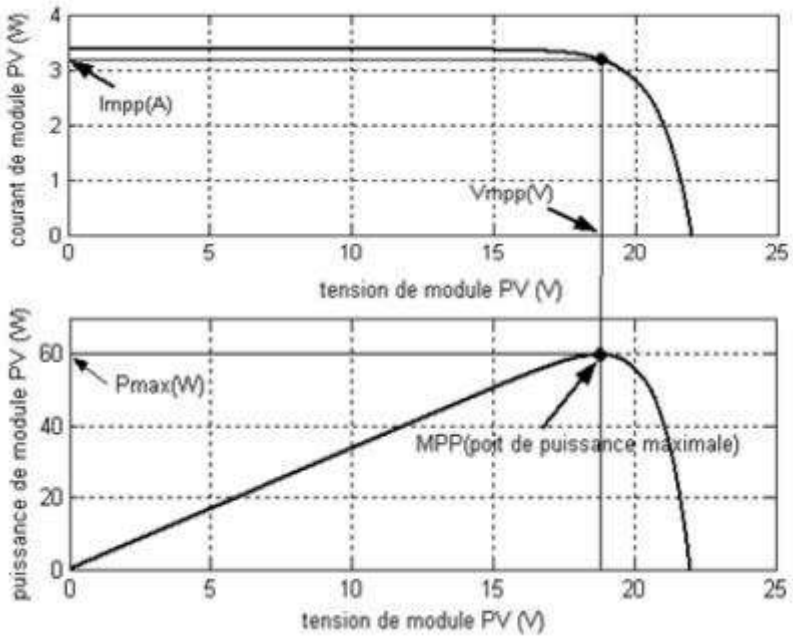


Figure II.5: Caractéristiques V-I et P-V d'un module PV.

II.4.2. Rendement maximale de la conversion

Elle est le rapport de la puissance électrique maximale pouvant être extraite, à la puissance de rayonnement incident sur la surface S de la cellule.

$$\eta = \frac{P_{out}}{P_{in}} = \frac{P_{max}}{P_{in}} = \frac{I_{mpp}.V_{mpp}}{S.G_a} = \frac{V_{oc}.I_{sc}.FF}{S.P_{in}} \quad \text{(II.9)}$$

Où S est la surface de la cellule, G_a est l'ensoleillement ambiant et FF est le facteur de forme.

II.4.3. Le facteur de forme FF

Est le rapport de la puissance maximale qui peut être délivré à la charge et le produit de ($V_{oc}.\ I_{sc}$) .

$$FF = \frac{P_{max}}{V_{oc}.I_{sc}} = \frac{I_{mpp}.V_{mpp}}{V_{oc}.I_{sc}} \quad \text{(II.10)}$$

Les cellules ayant moyen rendement, le FF a une valeur d'ordre 0.7 à 0.85.

$$FF = \frac{V_{oc} - \ln(V_{oc}+0.72)}{V_{oc}+1} \quad \text{(II.11)}$$

Le facteur de forme FF diminue si la température augmente [Saf-11].

II.5. Simulation d'une cellule solaire

Pour réaliser la modélisation d'un module photovoltaïque, nous avons utilisé le langage MATLAB comme outil de test et de simulation. Nous faisons une simulation des différents effets sur les caractéristiques Courant-Tension et Puissance-Tension telle que, l'influence de l'éclairement et de la température ainsi le regroupement des modules PV en série et en parallèle.

Dans les systèmes photovoltaïques, les cellules sont combinées dans des modules de pile solaire en reliant un certain nombre de cellules en série. La considération du modèle de circuit équivalent (l'équation II.4) mène à l'équation pour une module de cellules photovoltaïques (généralement appelée un panneau solaire ou une module solaire) avec N_s cellules photovoltaïques en raccordement série (II.12)

$$I = I_{sc}[\,1 - e^{\frac{V - V_{OC} \cdot N_S + I.R_S.N_S}{V_{th}}}\,] \qquad \text{(II.12)}$$

Ces panneaux alors peuvent être encore arrangés en raccordements série ou parallèle pour réaliser les valeurs désirée de tension et de courant du système.

II.6. Effet d'ensoleillement et de température

Comme mentionné précédemment, les caractéristiques I-V d'une cellule photovoltaïque dépendent fortement de l'ensoleillement et de la température (équations II.7 et II.8). La Figure (II.6) prouve que le courant d'un module est considérablement influencé par le changement de l'ensoleillementG_a , tandis que la tension V reste approximativement constante. En revanche, lorsque la température change, on peut observe que la tension change considérablement tandis que le courant reste sans changement (Figure II.7).

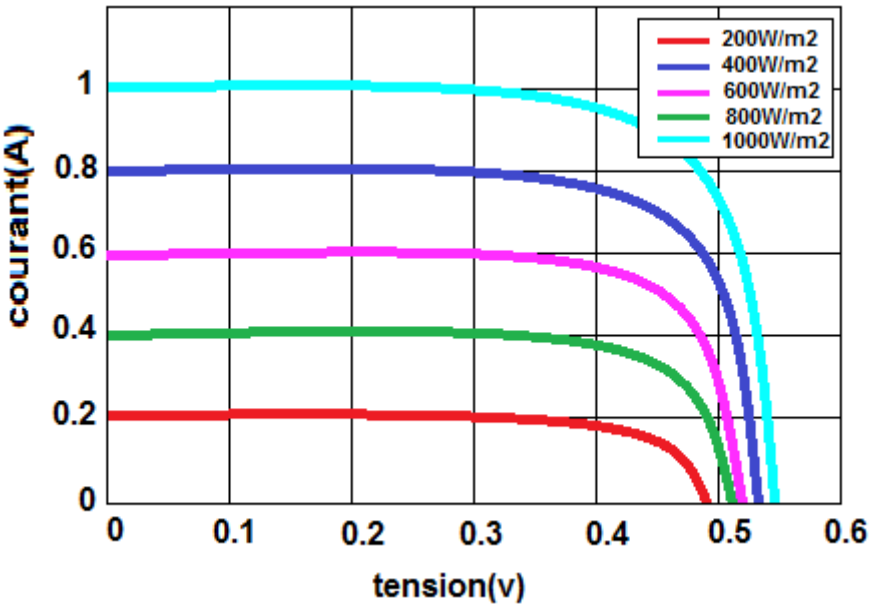


Figure II.6: Caractéristiques I-V d'un module de cellules PV pour différents valeurs d'ensoleillement (T=25C°).

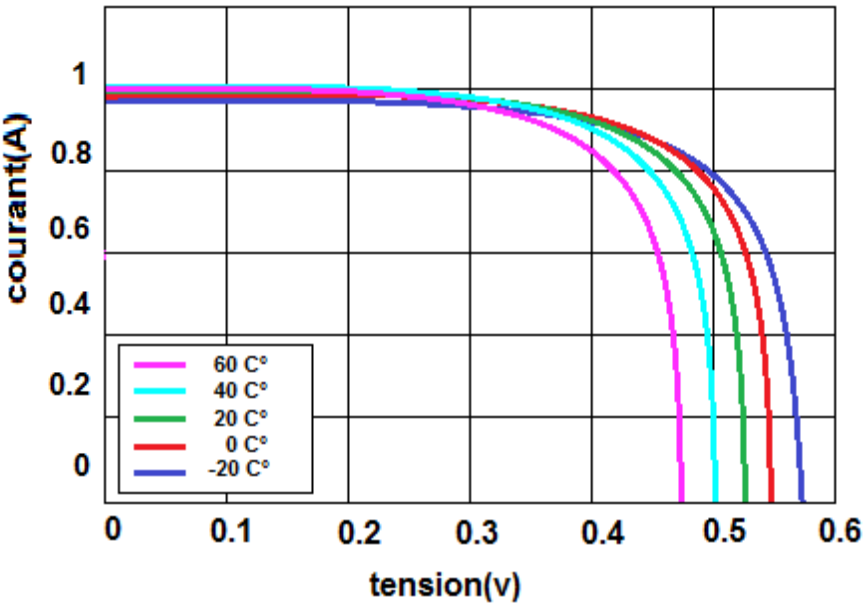


Figure II.7: caractéristique I-V d'une cellule PV pour différentes valeurs de température

Les caractéristiques $P-V$ d'un module photovoltaïque peuvent être obtenues à partir des caractéristiques $I-V$ et de la relation de la puissance de sortie $P=I.V$ comme présente sur les Figures (II.6) et (II.7) montrent clairement comment la dépendance du courant I et le tension V avec la température et l'ensoleillement, traduisent la dépendance de la puissance avec les mêmes deux paramètres. Les Figures (II.8) et (II.9) confirment le comportement prévu d'un dispositif qui convertit l'énergie solaire en énergie électrique : la puissance de sortie d'un panneau solaire est considérablement réduite en décroissant l'ensoleillement. La puissance de sortie est réduite par une augmentation de la température de panneau, ceci peut

être explique par la dépendance significatif de la tension de circuit ouverte V_{oc} avec la température.

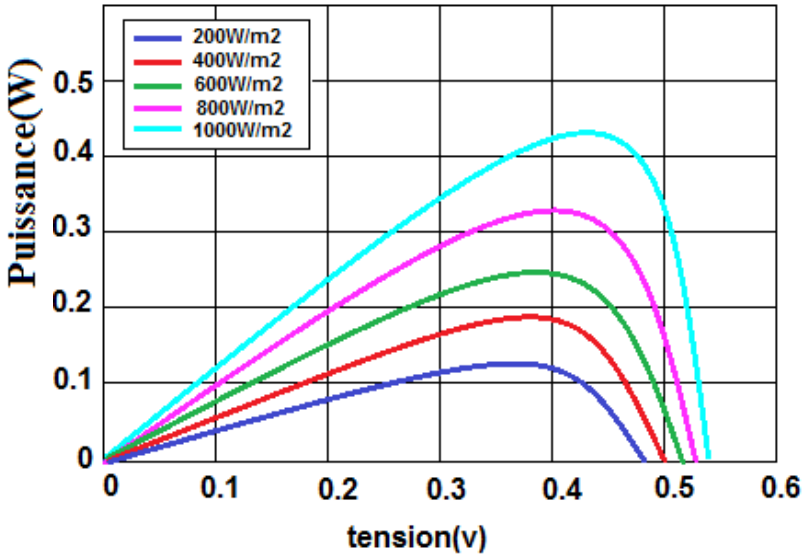


Figure II.8: Caractéristiques P-V d'une cellule PV pour différents valeurs d'ensoleillement (T=25°C).

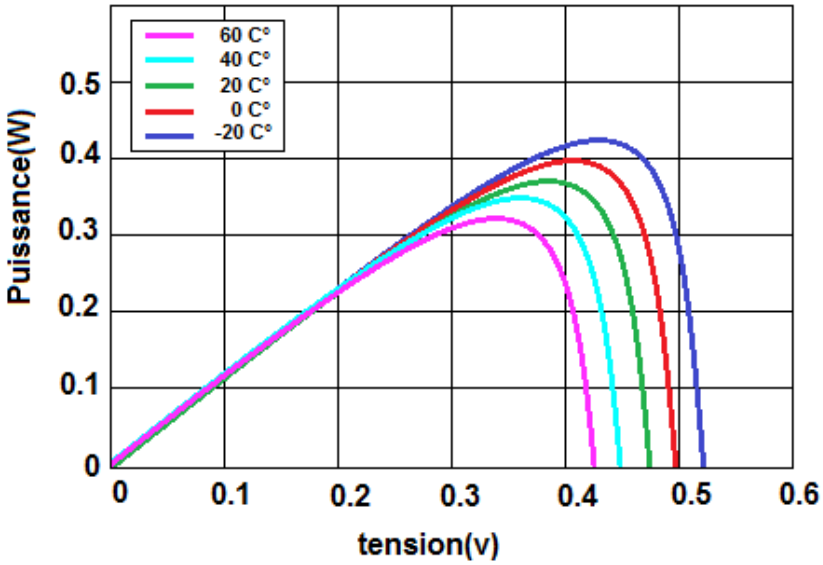


Figure II.9 : Caractéristiques P-V d'une cellule PV pour différents valeurs de température (Ga=1000W/m2).

On peut aussi remarque que la puissance de sortie d'un panneau solaire dépend non seulement avec la température et l'ensoleillement, mais aussi très fort avec sa tension de fonctionnement V .le point de la puissance maximum indiqué comme MPP (Maximum power point) sur la Figure (II.10) est le point désiré de fonctionnement d'un module photovoltaïque pour obtenir l'efficacité maximum. Les valeurs correspondantes de la tension et le courant s'appellent I_{mpp} et V_{mpp} respectivement.

La courbe $P-V$ représentée sur la Figure (II.10) partage les dépendances de la température et d'ensoleillement représentées sur les Figures (II.8) et (II.9) ; en conséquence la valeur optimum de la tension de fonctionnement V_{mpp} changera constamment avec des changements de ces conditions environnementales.

Dans ces circonstances le mécanisme de la poursuite de point de puissance maximum (MPPT) peut aider à augmenter de manière significative la puissance de sortie d'un système d'alimentation solaire en ajustant la tension de système de telle manière que la tension de fonctionnement V soit toujours approximativement égale à la tension optimum V_{mpp} de fonctionnement :

$$V = V_{mpp} + \varepsilon \qquad \text{(II.13)}$$

avec ε tres petit.

Si la tension de fonctionnement diffère de V_{mp} près environ 10% comme indiqué, elle aura comme conséquence une réduction de puissance de sortie de presque 25 %. La comparaison des systèmes avec et sans des dispositifs MPPT prouve que les unités avec un produisent 80-90% de leur puissance maximum théorique, tandis que les unités sans MPPT fonctionnent seulement à 30% de leur puissance maximum de sortie [Mar-12].

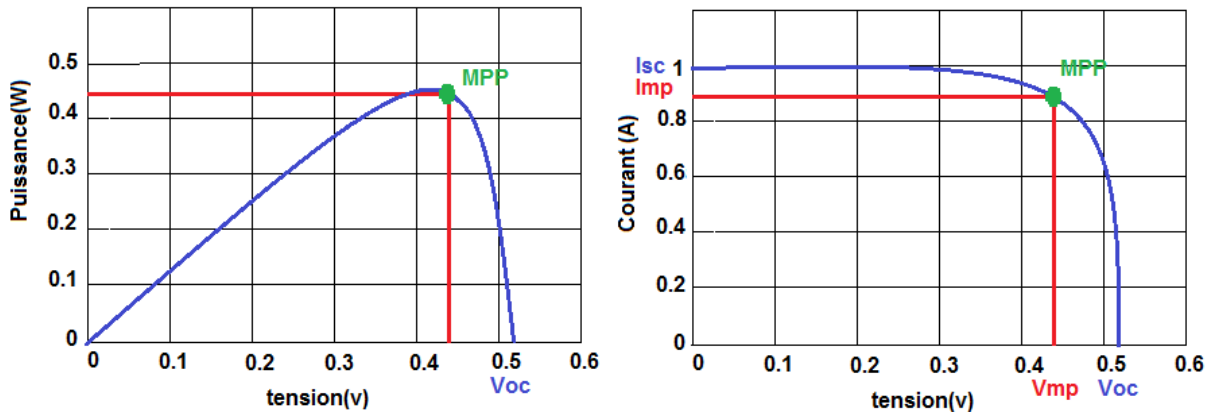


Figure II.10: Point de puissance maximale « MPP » et la tension Vmp et le courant Imp correspondants des deux courbes P-V et I-V d'une cellule PV fonctionnant au STC.

II.7. Étage d'adaptation entre un générateur PV et une charge

Un générateur photovoltaïque présente des caractéristiques I-V non linéaires avec de point de puissance maximum PPM. Ces caractéristiques dépendent du niveau d'éclairement et de la température de la cellule. De plus, selon les caractéristiques de la charge sur laquelle le

GPV débite, on peut trouver un très fort écart entre la puissance potentielle du générateur et celle réellement transférée à la charge en mode connexion directe.

Afin d'extraire à chaque instant le maximum de puissance disponible aux bornes du générateur photovoltaïque et de la transférer à la charge, la technique utilisée classiquement est d'utiliser un étage d'adaptation entre le générateur photovoltaïque et la charge comme décrit dans la Figure (II.11).

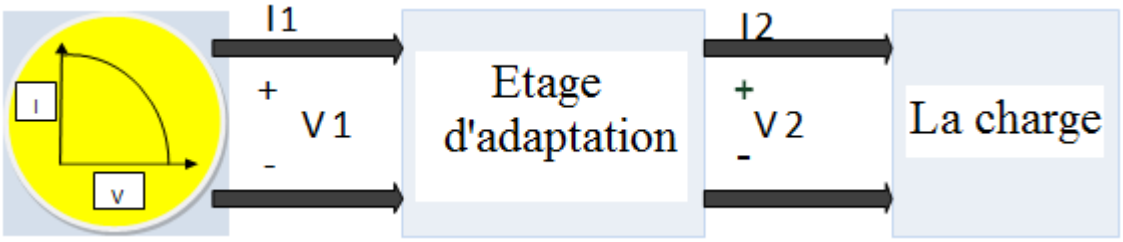


Figure II.11: Étage d'adaptation entre un GPV et une charge.

Ce dernier par le biais d'une commande spécifique est alors susceptible de permettre au générateur de délivrer sa puissance maximale notée ; P_{max} (P_{max} =V_{opt} *I_{opt}), où V_{opt} et I_{opt} représentent respectivement les tensions et les courants optimaux du générateur photovoltaïque, pour une courbe I-V donnée), tout en assurant que la tension ou bien le courant de la charge correspond bien aux caractéristiques de cette dernière.

Pour que le générateur PV fonctionne le plus souvent possible dans son régime optimal, la solution communément adoptée est alors d'introduire un convertisseur statique qui joue le rôle d'adaptateur source-charge.

Rôle du convertisseur DC-DC fait fonctionner les modules à leur point de puissance optimale, quelques soient l'éclairement et la charge pour délivrer cette puissance à l'utilisation.

II.7.1. Les Convertisseurs des systèmes d'énergie solaire

II.7.1.1. Convertisseur DC/DC

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 [Mar-12].

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.

Les trois configurations de base sont :

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

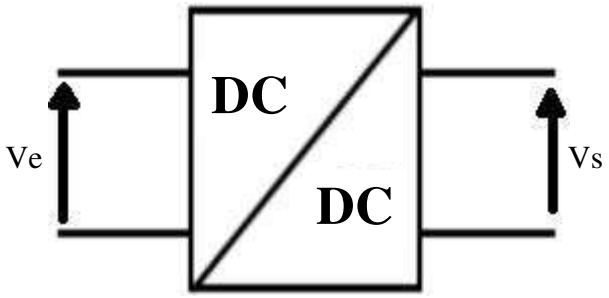


Figure II.12: Symbole d'un convertisseur DC-DC.

A. Hacheur dévolteur (Buck)

C'est un convertisseur direct DC-DC. La source d'entrée est de type tension continue et la charge de sortie continue de type source de courant. 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 II.13).

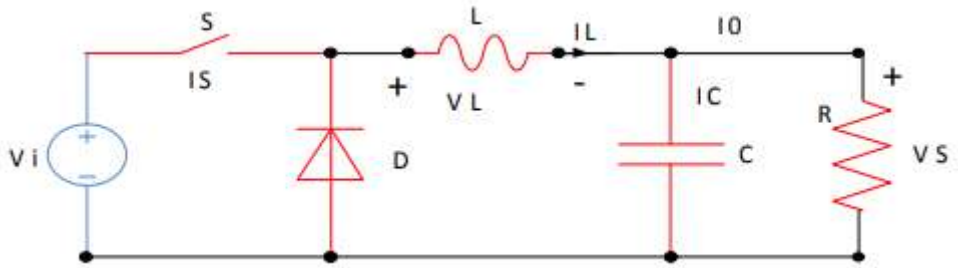


Figure II.13: Schéma électrique d'un hacheur Buck.

✓ **Fonctionnement :**

Quand l'interrupteur est fermé pendant la durée, αT_e la tension appliquée aux bornes de la diode est Vi l'interrupteur est commandé à la fréquence de découpage fc =1/Te La source Vi fournit de l'énergie à la charge et à l'inductance. Pendant le temps Tϵ[αT_e , T_e] l'interrupteur s'ouvre et l'énergie emmagasinée dans l'inductance commande la circulation du

courant dans la diode de roue libre D. La tension à ses bornes est donc nulle .Les chronogrammes (tracés dans le cas idéal) de la Figure (I.14) sont tracés dans le cas d'une conduction continue, c'est-à-dire que le courant ne repasse jamais par zéro. Pour calculer la relation entre la tension d'entrée et celle de sortie, on exprime que la tension aux bornes de l'inductance est nulle.

$$Vo = a.Vi \qquad \text{(II.14)}$$

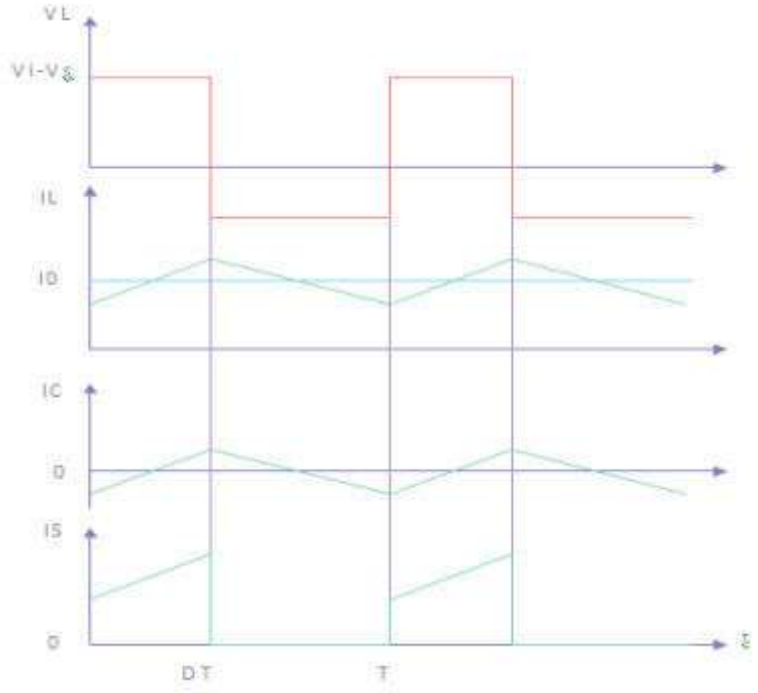


Figure II.14: Chronogrammes de courant et tension d'un hacheur buck.

B. 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 I.15).

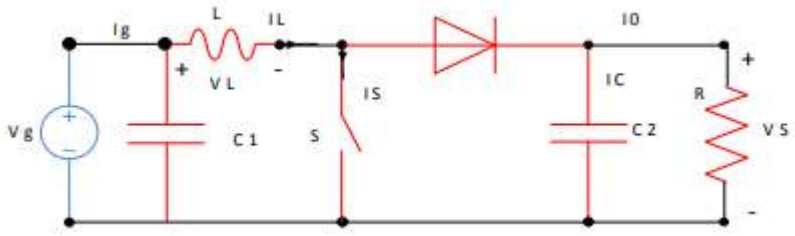


Figure II.15: Schéma électrique d'un hacheur boost.

✓ **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[αT_e , T_e] 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 :

$$Vi = (1 - a)Vo \qquad (II.15)$$

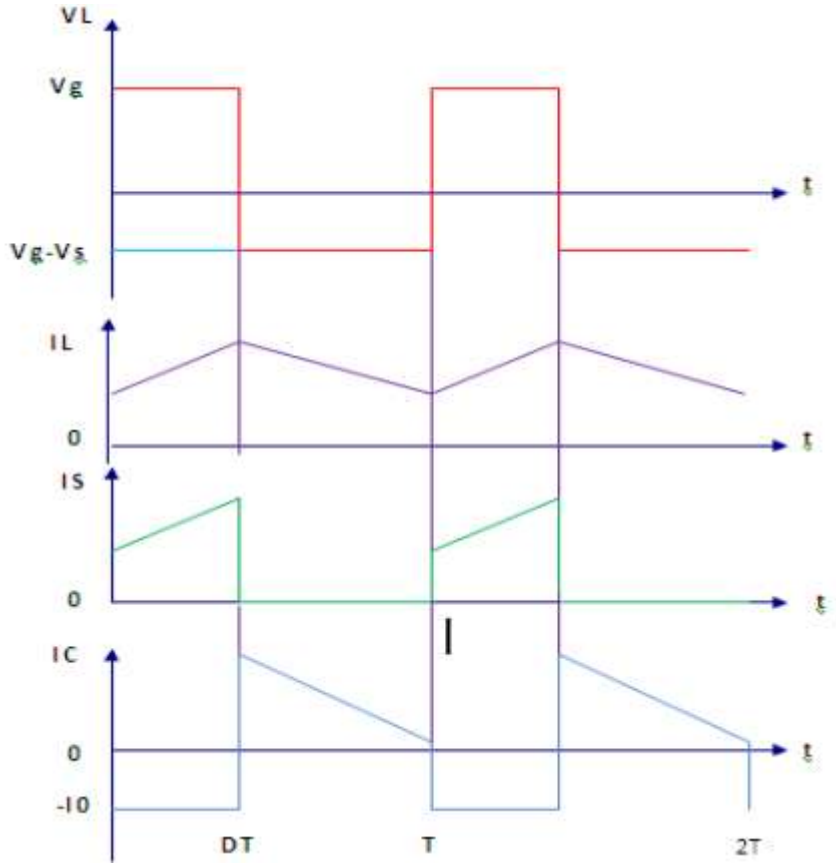


Figure II.16: Chronogrammes de courant et tension d'un hacheur boost.

C. Hacheur Buck-Boost

Le convertisseur dévolteur-survolteur combine les propriétés des deux convertisseurs précédents, il est utilisé comme un transformateur idéal de n'importe quelle tension d'entrée pour n'importe quelle tension de sortie désirée; son schéma de base est illustré par la (Figure I.17).

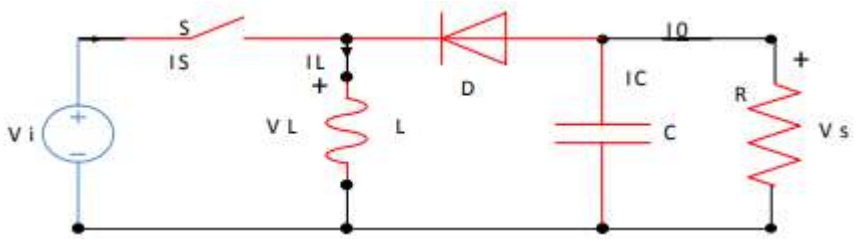


Figure II.17: Schéma électrique d'un hacheur Buck- Boost

✓ **Fonctionnement :**

Cette structure de convertisseur permet d'obtenir des tensions négatives à partir de tension positive. Le schéma de principe est présenté sur la Figure (I.17). Quand l'interrupteur est fermé pendant la durée αT_e, le courant augmente linéairement. La tension est égale à Vi. À l'ouverture de *K*, la diode prend le relais et la tension V_l est égale à $-V_0$. Par définition la tension moyenne aux bornes de l'inductance est nulle. Il en résulte que :

$$Vi.aTe = V0(1-a)T \qquad \text{(III.16)}$$

Quand le rapport cyclique α>0.5 le hacheur Buck-Boost fonction comme un hacheur Boost et si le rapport cyclique α<0.5 le hacheur Buck-Boost fonction comme un hacheur Buck.

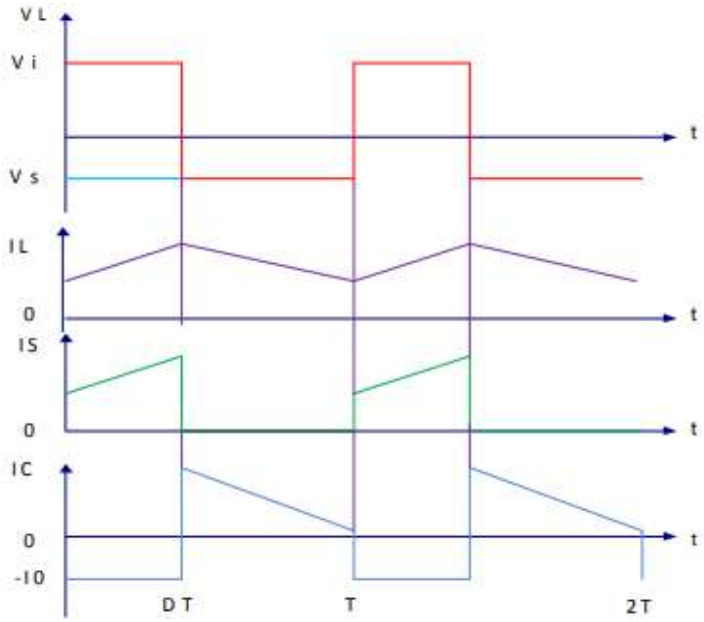


Figure II.18: Chronogrammes de courant et tension d'un hacheur Buck-Boost.

II.7.1.2. Convertisseur DC/AC

Un onduleur est un convertisseur statique assurant la conversion d'énergie électrique de la forme continue (DC) à la forme alternative (AC). En fait, cette conversion d'énergie est satisfaite au moyen d'un dispositif de commande (semi-conducteurs). Il permet d'obtenir aux bornes du récepteur une tension alternative réglable en fréquence et en

valeur efficace, en utilisant ainsi une séquence adéquate de commande. (Figure II.19) qui est une représentation du schéma de principe de l'onduleur.

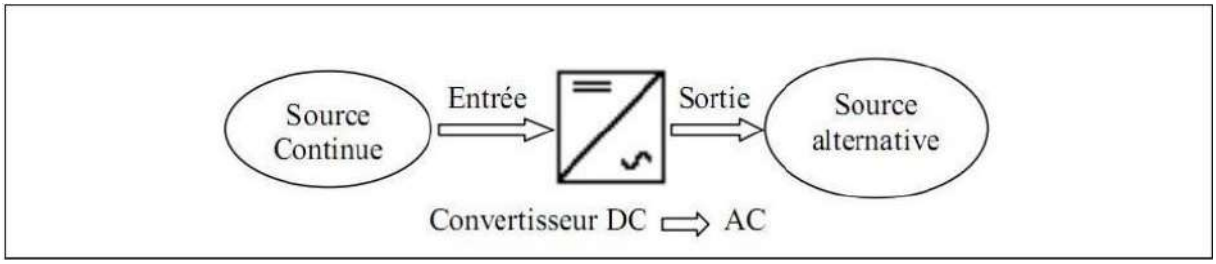


Figure II.19: Schéma de principe de la conversion Continu – Alternative (DC – AC).

II.7.1.3.Principe de fonctionnement d'un onduleur :

La création d'une sinusoïde à partir d'une tension continue s'obtient grâce à des impulsions de tension de largeur bien déterminée, cette technologie fait appel à la MLI (Modulation de Largeur d'impulsion) ou PWM (Pulse width Modulation)

En pratique, l'onduleur est composé d'un ensemble de composants actifs (interrupteurs électroniques) et de composants passifs (transformateur).

L'onduleur doit tolérer une large plage de tension en entrée (10% à +30%) à cause des variations de tension nominale de la batterie selon les différentes conditions de fonctionnement.

Il y a deux types d'onduleurs utilisés pour assurer une telle conversion.

- ✓ Onduleur Monophasé ;
- ✓ Onduleur triphasé.

II.7.1.4 Génération des signaux de contrôle

L'objectif de la commande est de générer les ordres d'ouverture et de fermeture des interrupteurs, de sorte que la tension créée par l'onduleur soit la plus proche de la tension de référence.

Deux méthodes de générations des signaux de contrôle peuvent être utilisées :

- ✓ génération des signaux de contrôle par hystérésis.
- ✓ générations des signaux de contrôle par MLI (Modulation de Largeur d'Impulsion)

II.7.1.4 .1Générations des signaux de contrôle par hystérésis

Algorithme

Le principe de la génération des signaux de contrôle par hystérésis est basé sur la commande des interrupteurs de telle sorte que les variations du courant dans chaque phase soient limitées dans une bande enveloppant les courants de référence. Ce contrôle se fait par une comparaison permanente entre les courants réels et les courants de références. Comme l'onduleur à deux niveaux possède deux états de commande possibles pour un bras j, alors nous utilisons un régulateur à hystérésis à une position

Nous désignons par ε_i l'écart entre le courant de référence if^* et le courant réel if tel que :

$$\varepsilon_{i=} if^* - if \tag{III.17}$$

L'algorithme de cette stratégie est donné comme suit :

$$\begin{cases} \varepsilon i > \Delta i ==> s = 1 \\ \varepsilon i < \Delta i ==> s = 0 \end{cases} \tag{III.18}$$

Δi : largeur de bande d'hystérésis

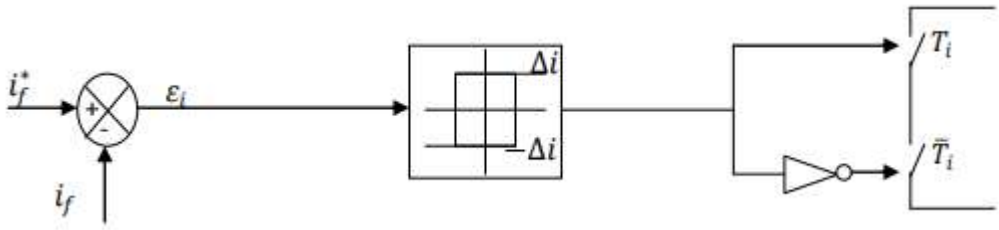


Figure II.20: Principe de contrôle du courant par hystérésis

II.7.1.4.2.Générations des signaux de contrôle par MLI

Principe :

La méthode de la MLI, Modulation de Largeur d'Impulsion (En anglo-saxon : Pulse Width Modulation), compare l'erreur entre le signal (courant ou tension) et sa consigne avec une onde triangulaire (porteuse) d'une amplitude et d'une fréquence fixées. Ce contrôle met en œuvre d'abord un régulateur qui, à partir de l'écart entre le courant et sa référence détermine la tension de référence de l'onduleur (modulatrice). Cette dernière est ensuite comparée avec une onde triangulaire symétrique, à fréquence élevée (porteuse) comme il est indiqué sur la figure II.20. La sortie du comparateur

fournit l'ordre de commande des interrupteurs. Dans ce système de contrôle, la fréquence de commutation est fixe, le réglage s'effectuant par variation du rapport cyclique des signaux de commande.

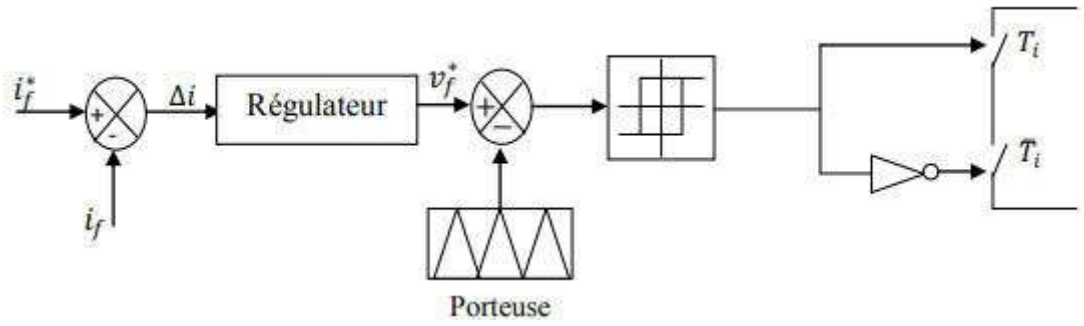


Figure II.21 : Schéma synoptique de la commande MLI triangulo-sinusoïdale.

II.7.2. Principe de la recherche du point de puissance maximale (MPPT)

Une poursuite du point de puissance maximale, est une commande associée à un étage d'adaptation permettant de faire fonctionner un générateur électrique non linéaire de façon à produire en permanence le maximum de sa puissance. Les systèmes MPPT sont généralement associés avec les générateurs photovoltaïques ou encore avec les générateurs éoliens. Un générateur photovoltaïque est un générateur, dont la caractéristique I = f(V) est fortement non linéaire. En conséquence, pour un même éclairement, la puissance délivrée sera différente selon la charge. Un contrôleur MPPT permet alors de piloter le convertisseur statique reliant la charge (une batterie par exemple) et le panneau photovoltaïque de manière à fournir en permanence le maximum de puissance à la charge (Figure II.20).

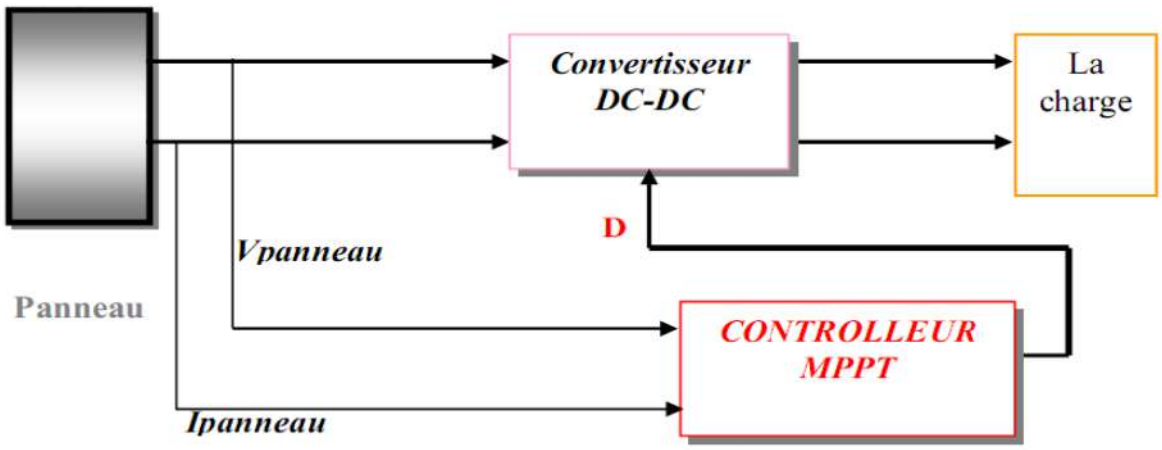


Figure II.22: Schéma synoptique d'un système photovoltaïque avec MPPT.

II.7.3. Méthode d'Observation et Perturbation "P&O"

La méthode de P & O est une méthode largement utilisée à l'approche MPPT. Elle utilise un microprocesseur qui traite les valeurs de la tension V et du courant I du panneau et qui à partir de ces valeurs calcule la puissance. Ceci permet au microprocesseur de commander directement le rapport cyclique variable "d" qui génère le signal de modulation de largeur d'impulsion (PWM) pour la commande du convertisseur DC/DC. La méthode de perturbation et d'observation (P&O), génère la perturbation continuelle du système en augmentant ou en diminuant la tension d'opération du panneau et observe son impact sur le rendement de ce même panneau. Le diagramme suivant explicite l'algorithme de cette méthode de perturbation et d'observation (P&O) qui est implémenté dans le microprocesseur. Comme on peut le voir dans la Figure (II.21).

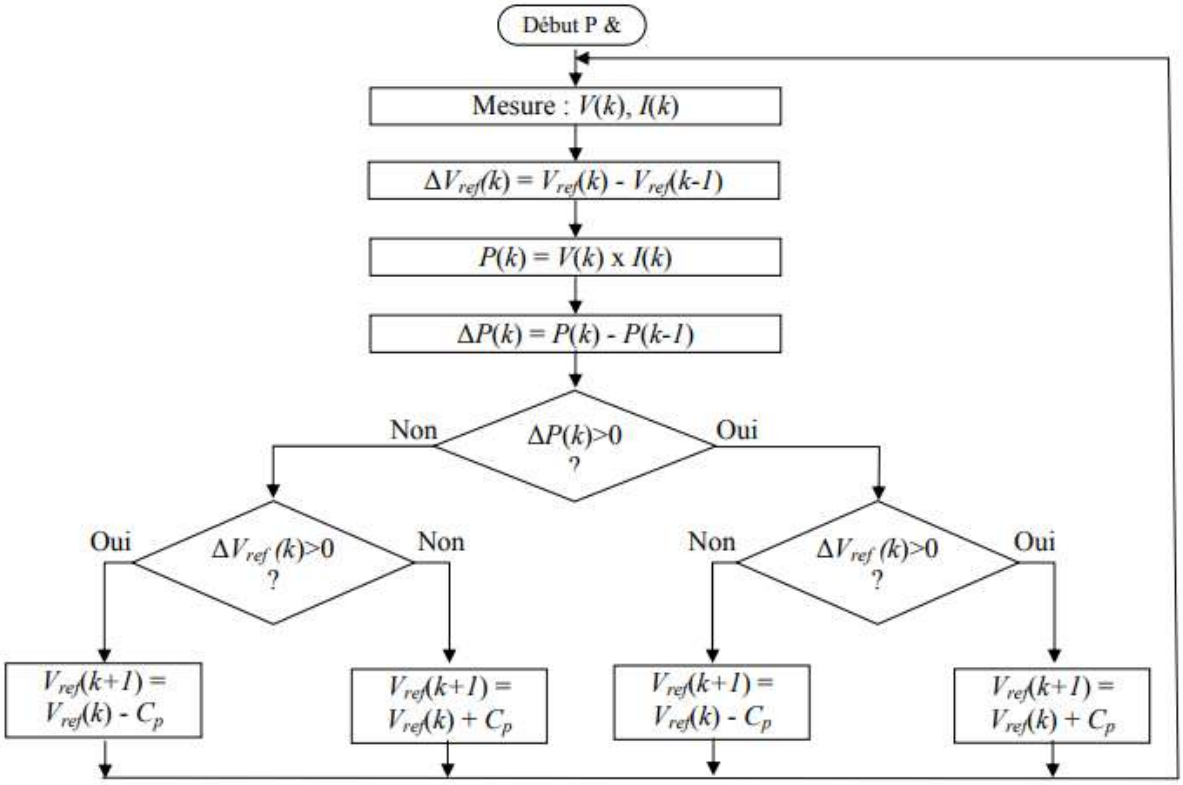


Figure II.23: Algorithme de la méthode de Perturbation et d'Observation (P & O) du MPPT. Avec Cp est la largeur du pas de la perturbation.

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 Vmp. 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 [Eri-97][Mor-10].

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 d'opération du panneau. La prochaine perturbation, par conséquent, sera dans la même direction que la précédente même si ce n'est pas le bon.

II.8. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté l'aspect des cellules solaires et leur modélisation mathématiques et une simulation sous l'environnement MATLAB-SIMULINK pour des différent facteurs influant la puissance produite telle que, l'influence de l'éclairement et la température, ensuite étudié l'étage d'adaptation utilisés dans les systèmes photovoltaïques nécessaires pour fonctionner en régime optimal, les convertisseurs DC-DC, Ainsi, nous avons décrit la commande MPPT.

Le fonctionnement du générateur photovoltaïque à un rendement optimal nécessite un algorithme de commande de MPPT tel que P&O qui a pour but d'ajuster le rapport cyclique α des convertisseurs DC/DC afin que le générateur puisse fonctionner à la puissance optimale.

CHAPITRE (III)

Réalisations des circuits électroniques et les bobine de puissance

III. Introduction

D'après les simulations des différentes composant de notre system à travers des logiciels (Matlab/Simulink & 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 system photovoltaïque à l'aide des circuits logiques sophistiqués (microprocesseurs ou microcontrôleurs) 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 les bobine de correction (bobines de puissances) que nous avons réalisé au ***L**aboratoire De **R**echerche En **E**lectrotechnique Et En **A**utomatique **LREA** et **I**nstitut **N**ational **S**pécialisé en **F**ormation **P**rofessionnelle de Médéa **INSFP***

III.1. Schéma bloc du système PV :

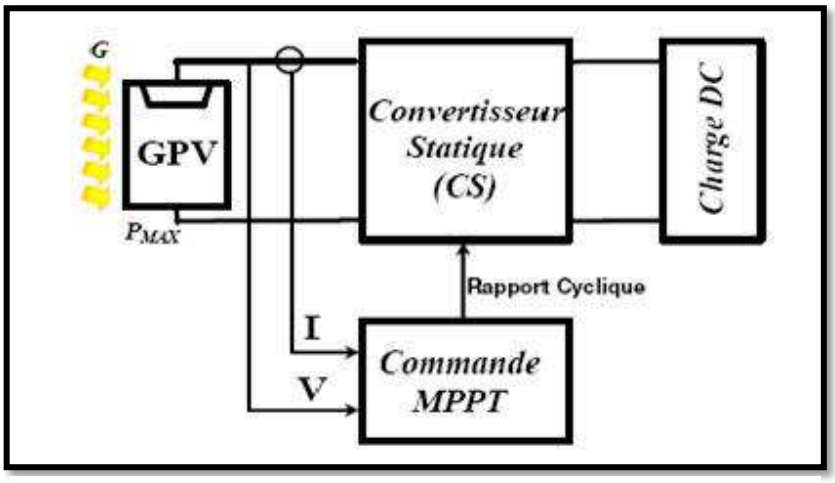


Figure III.1 : Schéma de principe du convertisseur MPPT

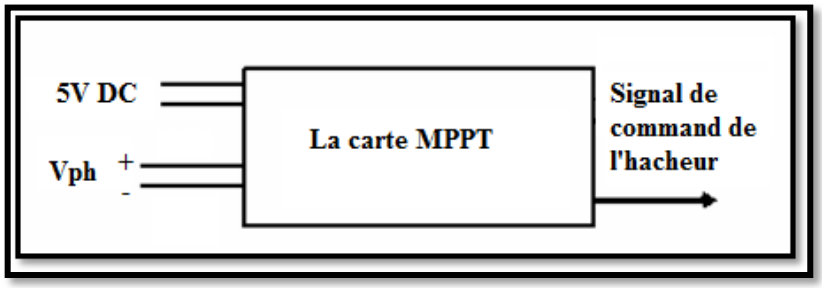


Figure III. 2: Schéma bloc de la carte MPPT.

La carte d'acquisition présente comme entrée/sortie :

- ✓ Une entrée en provenance du générateur photovoltaïque (V_{Ph+}, V_{Ph-}) ;
- ✓ Une entrée d'alimentation de microcontrôleur et de capteur V_{DD} ;
- ✓ Le signal de commande du hacheur génère par le contrôleur ;

On peut subdiviser le schéma bloc du contrôleur MPPT en deux sous blocs :

1. Bloc capture ;
2. Bloc contrôle.

Ces sous-blocs sont montrés dans la figure (V.3) suivante :

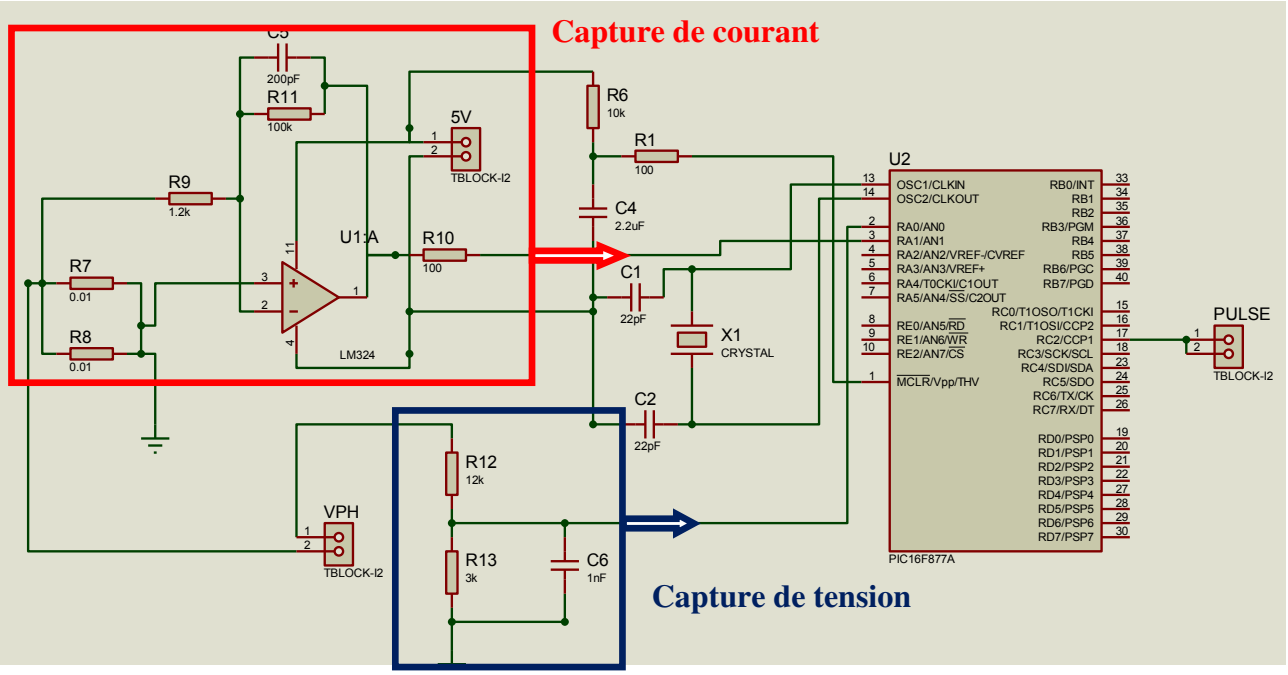


Figure III. 3: Circuit électronique du contrôleur MPPT.

III.1.2. Bloc Capture

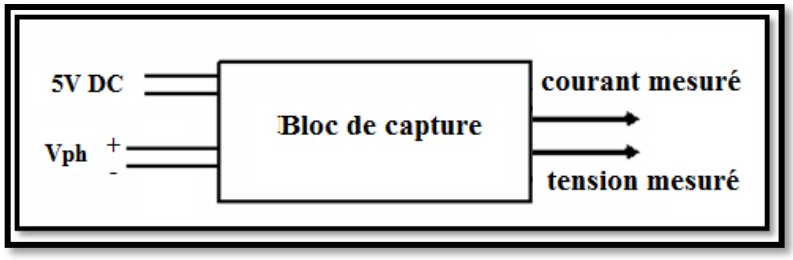


Figure III.4: Schéma bloc de l'étage de captage.

Le rôle de ce bloc c'est mesuré les valeurs de courant et de tension génères par le panneau solaire, ce bloc est dimensionné de tel manière support à leurs entrées des tensions de l'ordre de 20V et des courant de l'ordre de 3.45A.

III.1.3. Bloc Contrôle

C'est le bloc le plus important dans le système, il contient le microcontrôleur qui fait la poursuite du point de puissance maximale.

Ce bloc récupère à son entrée la mesure de V et la mesure de I, du bloc de captage et génère directement le signal PWM qui attaquera l'élément de commutation du hacheur.

Le microcontrôleur utilisé dans notre bloc est le PIC16f877A. Ce PIC comprend d'une part des convertisseurs A/D et un module de génération du signal MLI. D'une point économique, son prix vis-à-vis de ses performances lui rend encore plus intéressent et la réalisation du système plus économique .

III.1.3.1 Caractéristiques du PIC 16F877A :

- ✓ Mémoire : Flash de 8Koctets ;
- ✓ RAM de 368 octets ;
- ✓ Eprom de 256 octets ;
- ✓ 5 MIPS (million d'instructions par secondes) ;
- ✓ Avec un quartz de 20 MHz .

Pour la programmation du PIC16F877A, on peut utiliser l'assembleur du constructeur ou bien le langage évolué destinés pour les PICs.

Dans cas de notre travail, on a choisi le *langage C* pour la programmation du PIC, et c'est pour les raison suivant :

1. La disponibilité du compilateur C.
2. Sa facilité par rapport à l'assembleur et ses fonctions spéciales concernant la PWM et convertisseur A/D.

III.2. La carte de l'hacheur :

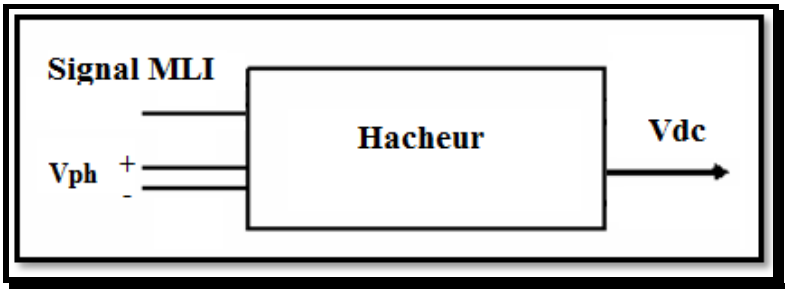


Figure III.5: Schéma bloc de l'hacheur.

Le bloc de l'hacheur présente comme entrée/sortie :

- ✓ Une entrée en provenance du générateur photovoltaïque (V_{Ph+}, V_{Ph-}) ;
- ✓ Une sortie de tension continue Vdc ;
- ✓ Une entrée signal de commande du hacheur génère par le contrôleur.

On peut subdiviser le schéma bloc du l'hacheur en deux sous blocs :

1. Bloc alimentation.
2. Bloc convertisseur DC-DC (hacheur).

Ces sous-blocs sont montrés dans la figure suivante :

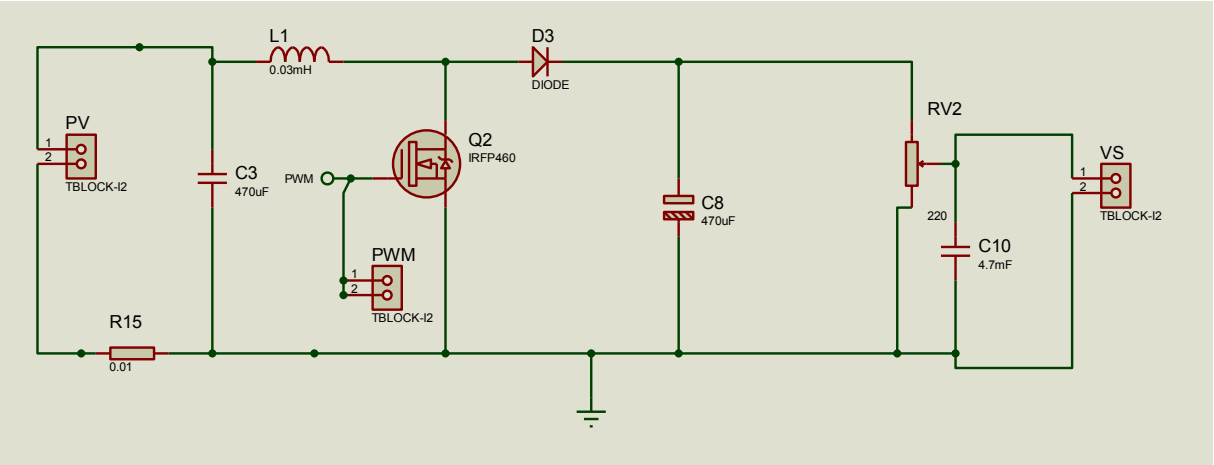


Figure III.6: Circuit électronique de l'hacheur Boost sous proteus.

III.2.1 Dimensionnement des composants

La partie essentielle à dimensionner c'est l'hacheur, par ce que cette partie permet d'adapter le contrôleur MPPT entre la charge et le panneau solaire. Ceci faire fonctionner ce dernier dans sa puissance maximale.

Puisque le circuit utiliser dans la conversion DC-DC est de type Boost (élévateur de tension) ou la tension d'entrée est calculée dans le chapitre 2 est égal à :

$$V_o = \eta \frac{1}{1-D} V_i \tag{3.1}$$

Avec un rendement η voisin de un, et une tension d'entrée maximale générée par le panneau solaire égale (14 V), la tension de sortie V_O appliquer entre le drain et la source de transistor MOSFET pour un rapport cyclique utilisé de 90%, doit être supporté. Alors il faut bien choisir ce type de transistor qui support cette tension, parmi les transistors disponibles on choisit les MOSFETs *IRFP460* qui sont caractérisés par les principaux caractéristiques suivants :

- ✓ V_{dss} = 500 V : (tension maximale entre le drain et la source) ;
- ✓ $R_{ds(on)}$ = 0.4 Ω : (résistance ohmique entre le drain et la source dans l'état conducteur) ;
- ✓ I_d = 14 A : (courant maximum admissible de drain).

III.2.2 Dimensionnement des éléments réactifs

Pour dimensionner l'inductance, il faut d'abord connaitre la valeur de ses ondulations de courant ; la formule correspondante est la suivante : [EL MEL 10]

Pour I = 1.14 A 1.14 A → 100%

$\delta Imax$= 10% → $\delta Imax$ = 0.114 A

Avec :

I : le courant suportable

$\delta Imax$: l'ondulations de courant

Donc :

$$L = \frac{V_{in}}{\delta \mathrm{Imax} * \mathrm{Fc}} = \frac{20}{0.114 * 6000} = 0.03 \text{ mF} \tag{3.2}$$

Avec cette valeur d'inductance, il est possible de la faire bobiner soi-même ou l'acheter directement nous avons opté pour la deuxième option.



Figure III. 7: Anneau de ferrite bobiné avec du fil de cuivre.

Pour les condensateurs d'entrée et de sortie, leurs influences ce manifeste dans les ondulations des tensions d'entrées et de sorties respectivement. Leurs valeurs sont en fonction de l'ondulation voulues ainsi que des grandeurs moyennes désirées :

$$C_8 = \frac{|Ii - I_L|}{2\Delta V_i} dT_S \tag{3.3}$$

$$C_3 = \frac{|-I_0|}{2\Delta V_0} dT_s \tag{3.4}$$

- ✓ $I_i = 6.3(\text{A})$ (Courant d'entrée pour un ensoleillement maximum de 1000w/m^2) ;
- ✓ $I_L = 6.58(\text{A})$ (Courant moyenne de l'inductance pour un pic de (13A) ;
- ✓ $V_0 = 450V$ (Tension maximale pour un rapport cyclique de 90%) ;
- ✓ $I_0 = 0.28\text{A}$ (Courant de sortie pour un rapport cyclique de 90% dans le cas idéal).

Pour des ondulations de 0.1% les valeurs de ces deux condensateurs sont :

$$C_8 = \frac{|6.3(A) - 6.58(A)|}{2\times10^{-4}\times450(V)} \times 0.9 \times \frac{1}{6\times10^3}(s) \approx 4700\mu F \tag{3.5}$$

$$C_3 = \frac{|0.28(A)|}{2\times10^{-4}\times450(V)} \times 0.9 \times \frac{1}{6\times10^3}(s) \approx 470\mu F \tag{3.6}$$

III.2.3. Dimensionnement des composants associés à MOSFET

Nous avons un autre paramètre important de fonctionnement optimal de MOSFET c'est la charge totale maximale de la grille Q_g. Le courant de la grille doit être calculé de

façon à ne pas dépasser cette charge afin de réduire les pertes de commutation, à partir de cette charge on peut calculer le courant maximal de la grille à ne pas dépasser par l'équation suivante :

$$Ig = F_{\max} Q_g \tag{3.7}$$

Pour une fréquence maximale de 60Khz et une charge Q_g de 55nC (donnée par le Datasheet de MOSFET *IRFP460* pour une tension $V_{gs} = 4.7V$) le courant maximal est :

$$I_{g\max} = 6(\mathrm{K}hz) \times 55(nC) = 3.3m\mathrm{A} \tag{3.8}$$

Cela nous permis de calculer la résistance d'attaque de la grille pour une tension de charge maximale V_{gs} =20V qui corresponde à la tension maximale de panneau :

$$R_{31} = Rg = \frac{V_{gs}}{I_g} = \frac{20(V)}{3.3(mA)} \approx 6\mathrm{K}\Omega \tag{3.9}$$

Une faible résistance à cause de la surcharge de la grille donne un échauffement supplémentaire d'une part, mais elle diminue le temps de réponse d'autre part. Alors qu'une grande résistance risque d'augmenter les oscillations et rende la vitesse de commutation plus lente.

La puissance dissipée dans le MOSFET est aussi un paramètre important, où la majorité de cette puissance est consommée par la résistance entre le drain et la source dans son état conducteur. Cette puissance et donné par :

$$Pd = Id^2 Rds_{(0n)} \tag{3.10}$$

Pour I_d =3.5A (courant moyenne) et R_{ds} = 0.4 Ω la puissance dissiper dans le transistor est :

$$Pd = 3.5^2 \times 0.4 = 4.9\mathrm{W} \tag{3.11}$$

Pour la diode (*D3*) de l'hacheur elle doit supporter une tension inverse maximale de 450 V et un courant de sortie soit maximale égale à 0. 35A, pour cela on a choisi la diode type *BYT30* : courant direct max I_d=30A, tension inverse max $V_{d(in)v}$=500 V.

III.3 Emplacement des Composants et la réalisation des circuit

La figure suivante montre l'emplacement et la connexion des composants de la carte du circuit de commande MPPT numérique avec les captures. Cette carte électronique s'appelle *plaque d'essai breadboard*.

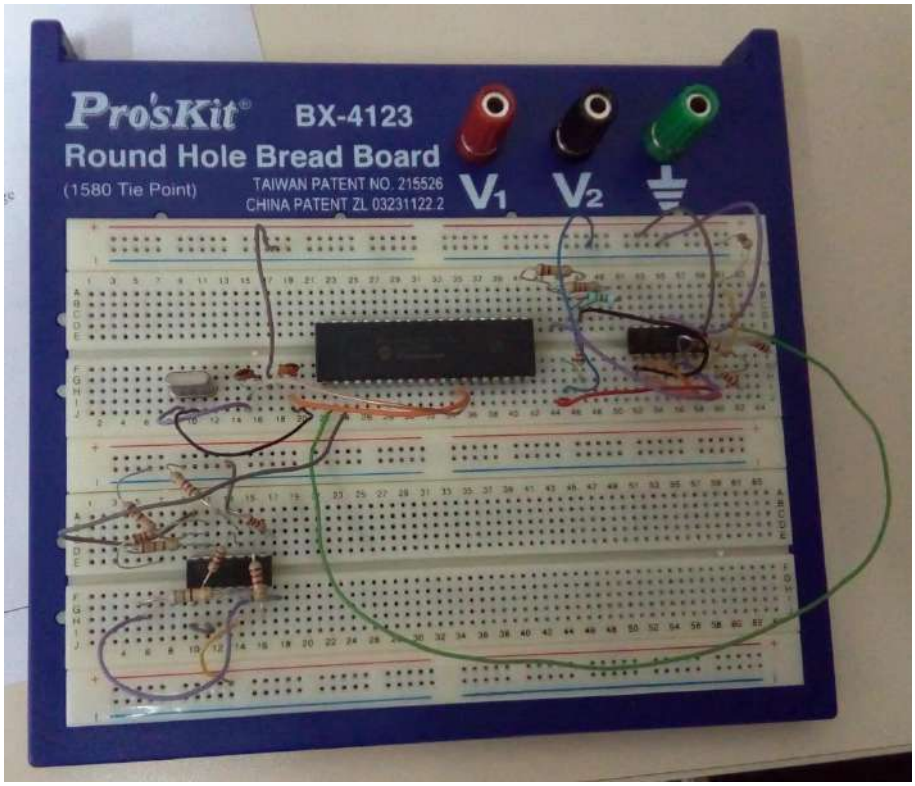


Figure III 8 : la carte du contrôleur MPPT sur la plaque d'essai.

De même façon on réalise le hacheur sur la plaque par les composants électriques prés dimensionnés pour l'essai avant de commencer la réalisation final.On commence par la conception des deux circuit sous le logiciel de simulation Proteus qui est une suite logicielle destinée à l'électronique. Développé par la société Labcenter Electronics, les logiciels incluent dans Proteus permettent la CAO dans le domaine électronique. Dans notre projet on va utiliser Deux logiciels principaux composent cette suite logicielle: ISIS, ARES,Premièrement on fait la conception électrique des deux circuits sous le logiciel ISIS (FigureIII.9), ce logiciel permet également de simuler ces schémas ce qui permet de déceler certaines erreurs dès l'étape de conception. Indirectement, les circuits électriques conçus grâce à ce logiciel peuvent être utilisé dans des documentations car le logiciel permet de contrôler la Majorité de l'aspect graphique des circuits.

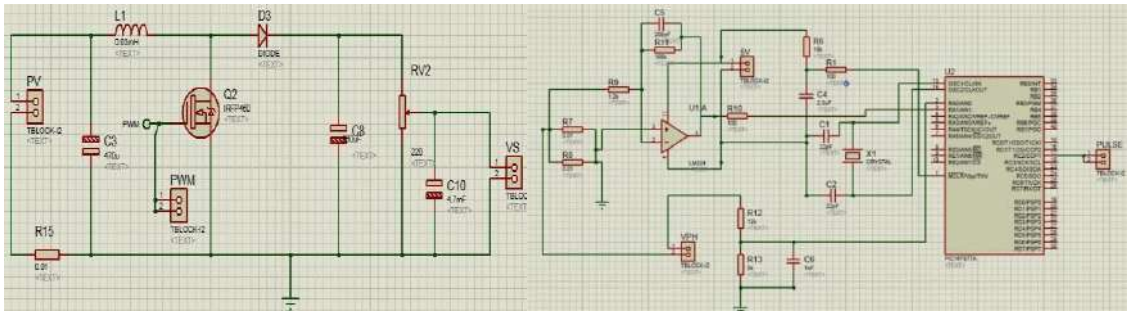


Figure III.9 : Les schémas synoptique de deux circuits réalisés

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.

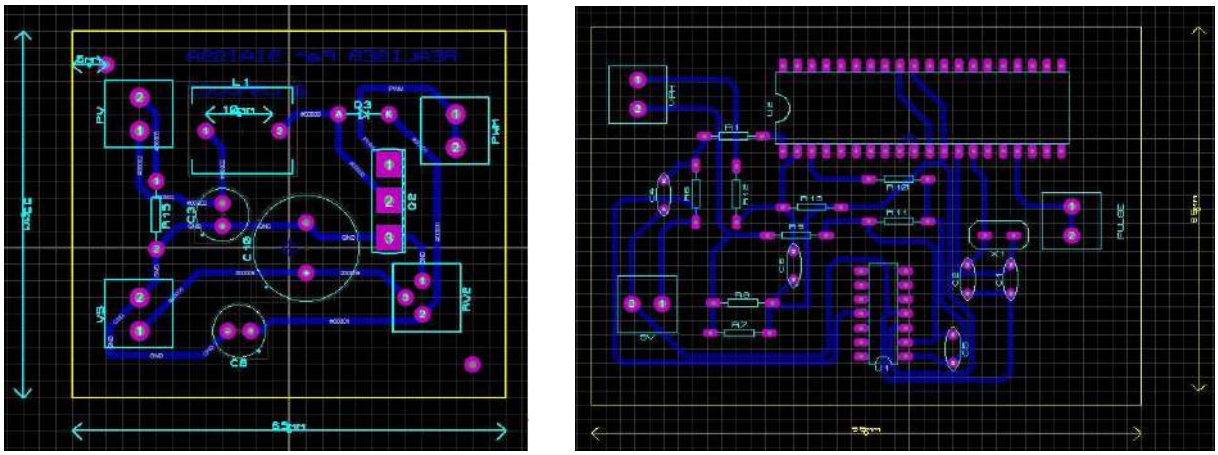


Figure III.10 : Les deux circuits sous ARES

on vérifier le montage final à l'aide de l'option 3D viewer , on prend une idée général sur le circuit avant de commencer l'impression

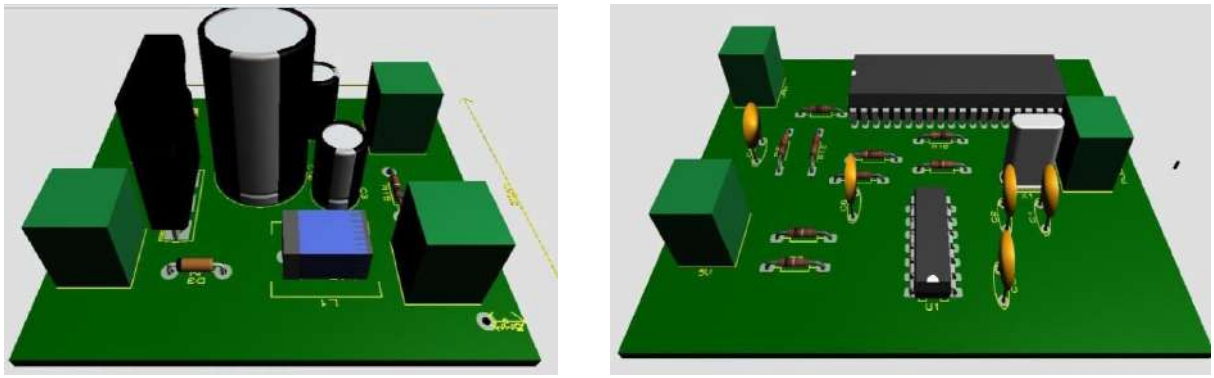


Figure III.11 : 3D viewer

Et en fin en export les Typons de routage final au forme nécessaire :

- format PDF pour la méthode traditionnelle qui utilise les produits chimiques et les rayons UV sur une plaque d'époxy Présensibilisé.
- la forme Gerber pour la méthode modern numérisé à l'aide des machines CNC

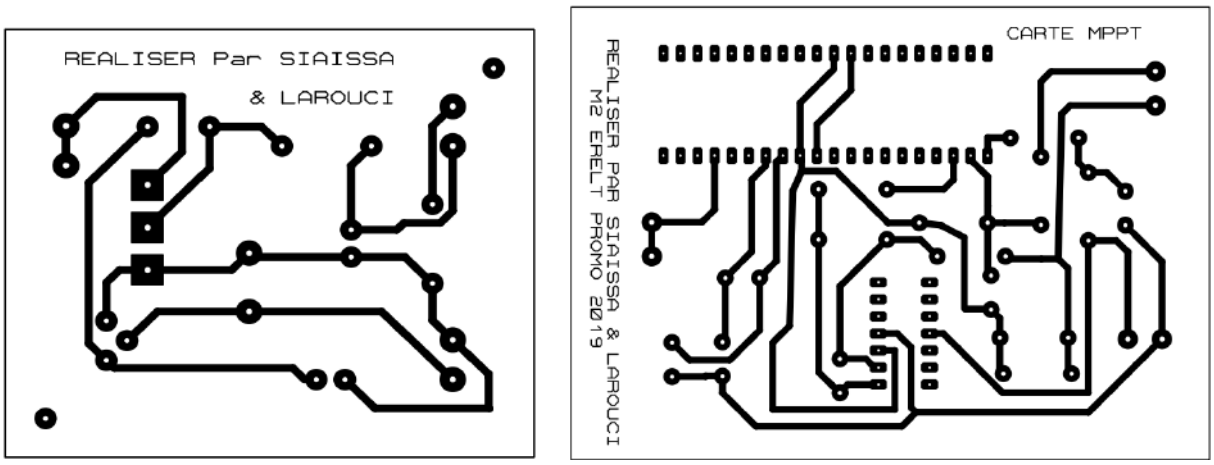


Figure III.12: Typons de routage final

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

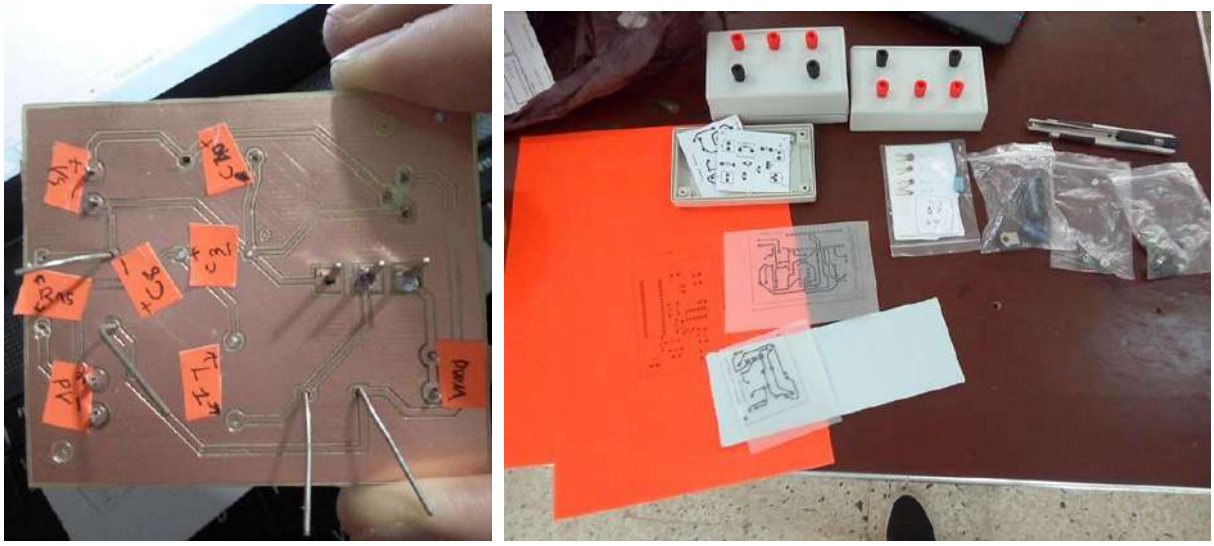


Figure III.13 : mettre en place les composants electrique.

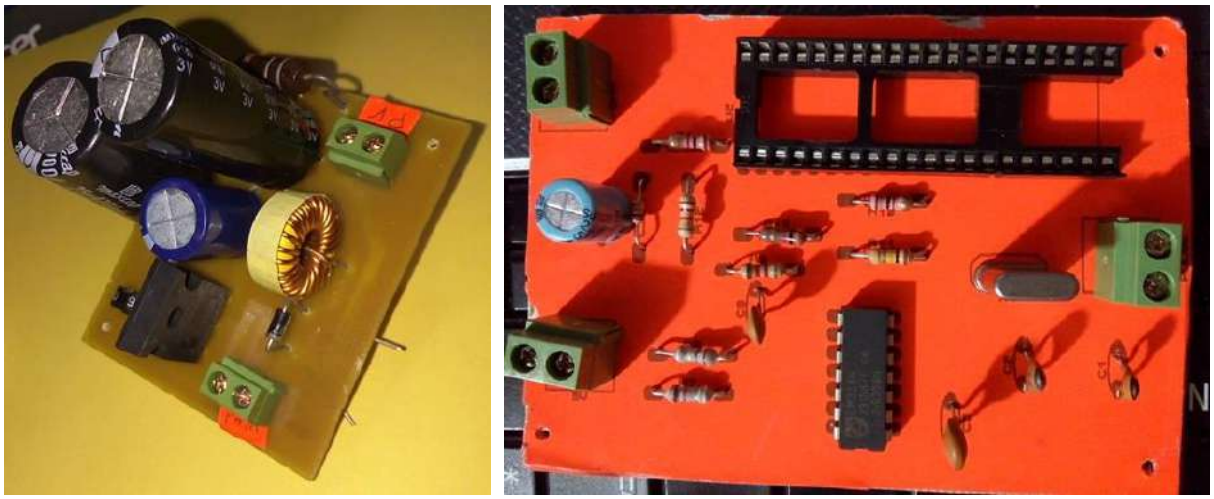


Figure III.14 : Produit final hacheur à gauche & carte MPPT à droite.

III.4 Prototype finale d'étage d'adaptation pour GPV :

La figure (III.15) montre la photographie des prototypes finals réalisés au cours de ce projet.

Les dimensions réelles des circuits sont les suivantes :

- 55 mm X 65 mm pour le hacheur Boost(A).
- 95 mm X 65 mm pour la carte MPPT numérique(B).

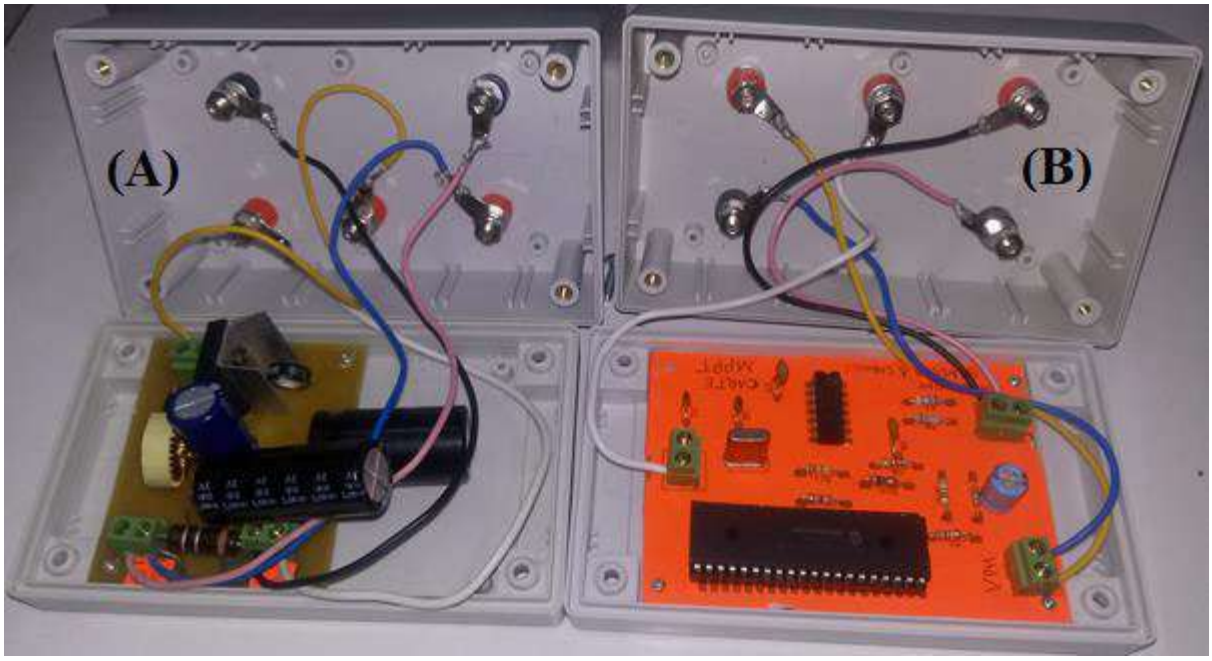


Figure III.15 : Prototype finale du convertiseur boost avec la carte de commande MPPT numérique

III.4.1 Cout de la carte :

Le tableau suivant montre le cout de la carte de commande et le convertiseur boost que nous avons réaliser

Quantité	Références	Prix unitaire	Prix par lot
1	Op LM324	200 DA	200 DA
6	Connecteurs deux borne 5mm	20 DA	120 DA
2	Boite en plastic	250 DA	500 DA
1	Résistance 1.2KΩ	5 DA	5 DA
1	Résistance 100KΩ	5 DA	5 DA
2	Résistance 100Ω	5 DA	10 DA
1	Résistance 3KΩ	5 DA	5 DA
1	Résistance 10KΩ	5 DA	5 DA
1	Résistance 12KΩ	5 DA	5 DA
1	Résistance de puissance 0.01Ω	10 DA	10 DA
2	Condensateur 22pF	5 DA	10 DA
1	Condensateur 200pF	5 DA	5 DA
2	Condensateur polarisé 4700uF	350 DA	700 DA
1	Condensateur polarisé 470uF	350 DA	350 DA
1	Cristal quartz	250 DA	250 DA
1	PIC 16F877A	2800 DA	2800 DA
1	IGBT IRFP 460	150 DA	150 DA
1	Diode MMBZ5230B	20 DA	20 DA
1	Inductance 0.03mH	300 DA	300 DA
100 Cm²	Carte en cuivre + impression	5 DA/Cm²	500 DA
		TOTAL	5950 DA

III.5 Les bobines de couplage :

En ce qui concerne les bobines, on utilise la fameuse équation de dimensionnement [Gaë 16]

$$L = \frac{u_0.u_r.N^2.S}{l} \quad (3.12)$$

Avec :

L : L'inductance en henry (H). u_r : Perméabilité relative effective de matériaux.

u_0 : Perméabilité à vide (air) =4π.10^{-7}H.m^{-1}. N : Nombres des spires.

S : Section effective de noyaux (m²). l : Longueur de noyau magnétique.

D'après la simulation, la meilleure valeur pour bien laisser le courant est 1.6 mH

On a choisir Un matériau ferromagnétique mince (des tôles feuilletées) 100X60x0.5 mm fer doux de perméabilité magnétique égale à 1

l = 8 cm, S =0.0012m²

Donc on peut facilement déduire le nombre des spires nécessaires à l'aide de l'équation (3.13)

AN : $N = \sqrt{\frac{L.l}{u_0.u_r..S}}$ =105 spires

Résistance interne mesurer après la réalisation =0.9Ω



Figure III.16 : Les bobines de couplage

III.6 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons réalisé la carte de commande MPPT à base du PIC 16F877A, 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 des microcontrôleurs, permettant la recherche du point de puissance maximale indépendamment des conditions climatiques.

CHAPITRE (IV)

Techniques de commande des systèmes de filtrage actif parallèle FAP

IV .1. INTRODUCTION:

Le principe du contrôle direct, notamment du couple, a été proposé en 1986 par TAKAHASHI, et il a été développé plus tard pour d'autres applications. Le but était d'éliminer le bloc de modulation et les boucles internes en les remplaçant par un tableau de commutation dont les entrées sont les erreurs entre les valeurs de référence et les mesures effectuées.

La première application développée était le contrôle d'une machine électrique et la structure de contrôle était connue sous le nom de Contrôle Direct du Couple ou DTC (Direct Torque Control). Dans ce cas, on contrôle le flux statorique et le couple électromagnétique de la machine sans aucun bloc de modulation. Ensuite, une technique similaire, mais appliquée sur la puissance, appelée Contrôle Direct de Puissance ou DPC (Direct Power Control) était proposée et développée 1986 [Tak 98].

La commande directe de puissance DPC est basé sur le contrôle instantané des puissances active et réactive, Dans cette technique de commande il n'y a ni boucle interne de contrôle de courant ni bloc de modulation, dans ce cas les états des interrupteurs du l'onduleur sont sélectionnés à partir d'une table de commutation basée sur les erreurs instantanées entre les puissances active et réactive estimées et leurs valeurs de références.

Dans ce chapitre nous nous intéressons au commande DPC (la commande directe de **puissance) , les méthodes de déterminations des courante et de puissance pour un contrôle** plus performant des onduleurs à travers les commandes de ses bras .

IV.2. COMMANDE DIRECTE DE PUISSANCE DPC :

L'idée principale de la commande directe de puissance (DPC) proposée initialement par Takahachi (1986) et développée ensuite par Noguchi et Ohnishi en 1998, est similaire à la commande directe du couple (DTC) des machines asynchrones. Au lieu du flux et du couple, les puissances actives (p) et réactive (q) instantanées sont choisies comme deux grandeurs à contrôler (figure(IV.1)).

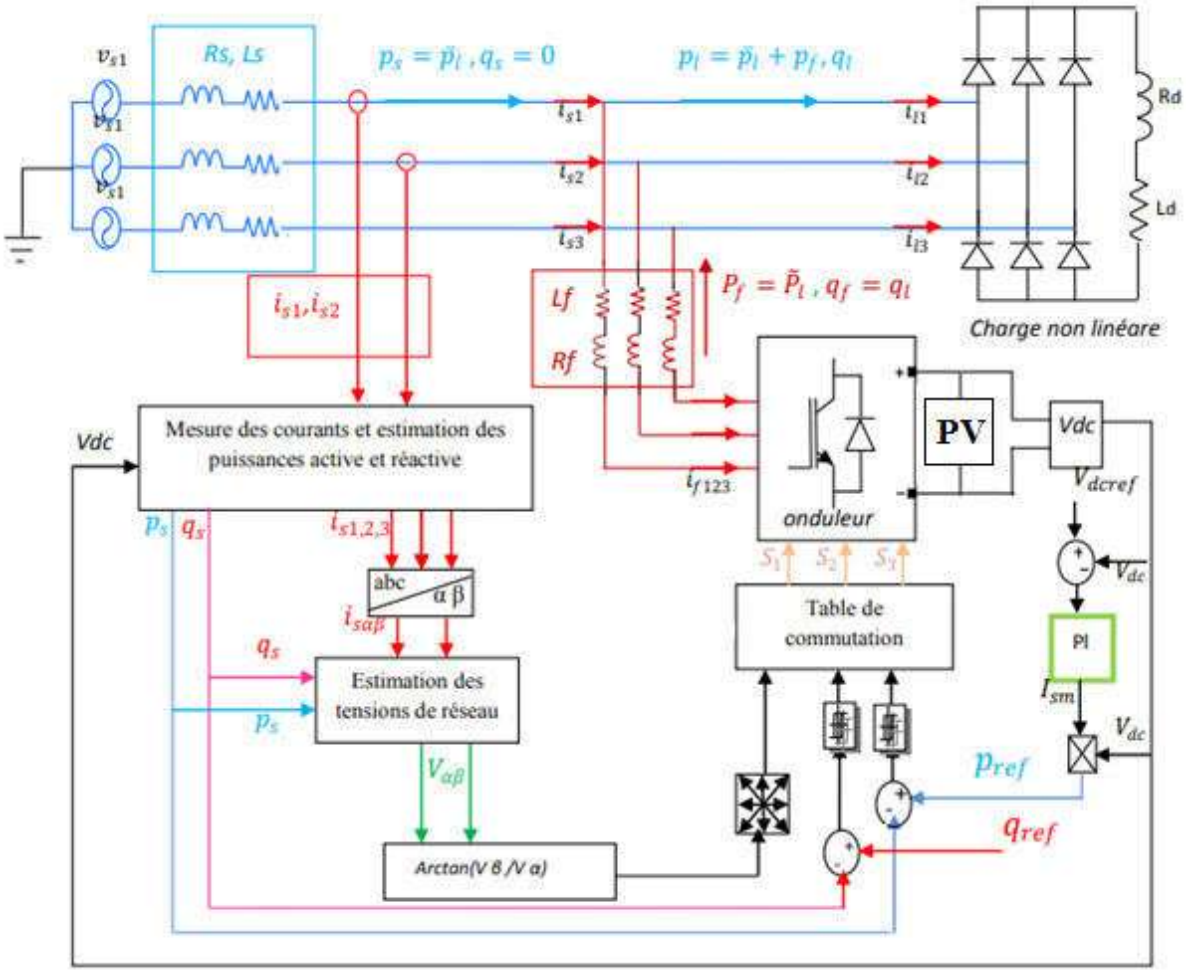


Figure IV.1 : Principe de DPC classique.

IV.2.1 Principe de la commande directe de puissance

La figure (IV.1) montre la configuration globale de la commande directe de puissance sans capteur de tension pour un onduleur triphasé. La DPC consiste à sélectionner un vecteur de commande d'après une table de commutation. Cette dernière est fondée sur les erreurs numérisées Dp, Dq des puissances active et réactive instantanées, fournies par les régulateurs a hystérésis a deux niveaux, aussi bien que sur la position angulaire du vecteur tension estime. En fonction de la valeur de cette position, le plan (α-β) est divise en douze secteurs ou on doit associer à chaque secteur un état logique du redresseur. La référence de la puissance active est obtenue par régulation de la tension continue, en utilisant un régulateur PI. Tandis que pour assurer un facteur de puissance unitaire un contrôle de la puissance réactive à zéro est effectué [Tak 98].

IV.2.2 Estimation de courant et de tension du réseau

on exploite la transformation de Concordia pour obtenir les puissances réelles et imaginaires. Notons par (v_{α} ,v_{β}) ,et (i_{α} , i_{β}) composantes orthogonales du repère $\boldsymbol{\alpha}$-$\boldsymbol{\beta}$ associées respectivement aux tensions de raccordement du filtre actif parallèle $V_{s(a,b,c)}$et aux courants absorbés par les charges polluantes $I_{s(a,b,c)}$ .La transformation $\boldsymbol{\alpha}$-$\boldsymbol{\beta}$ permet d'écrire, la relation des tensions suivantes [Che-13][Ala-02] :

$$\begin{bmatrix} v_{s\alpha} \\ v_{s\beta} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} v_{sa} \\ v_{sb} \\ v_{sc} \end{bmatrix} \tag{4.1}$$

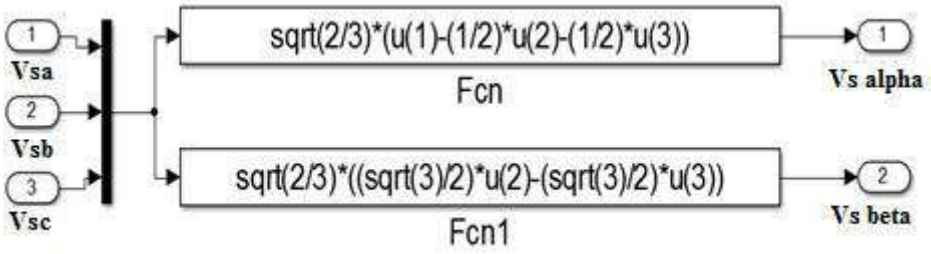


Figure IV.2 : schéma bloc d'estimation de tension

Et la relation des courants ci-dessous :

$$\begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{ca} \\ i_{cb} \\ i_{cc} \end{bmatrix} \tag{4.2}$$

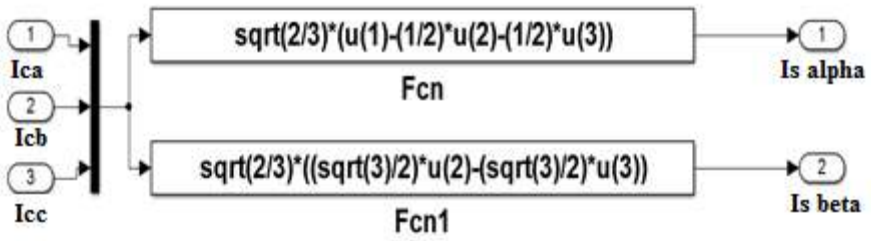


Figure IV.3 : schéma bloc d'estimation de courant

IV.2.3 Estimation de la puissance instantanée

L'estimation de la puissance instantanée peut être réalisée à partir de produit scalaire entre les courants et les tensions de ligne. Alors que, la puissance réactive est définie par le produit vectoriel entre eux. Les puissances réelles et imaginaires, notés respectivement p et q, sont définies par la relation matricielle suivante [Mor-17]:

$$\begin{bmatrix} p \\ q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{s\alpha} & v_{s\beta} \\ -v_{s\beta} & v_{s\alpha} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{c\alpha} \\ i_{c\beta} \end{bmatrix} \tag{4.3}$$

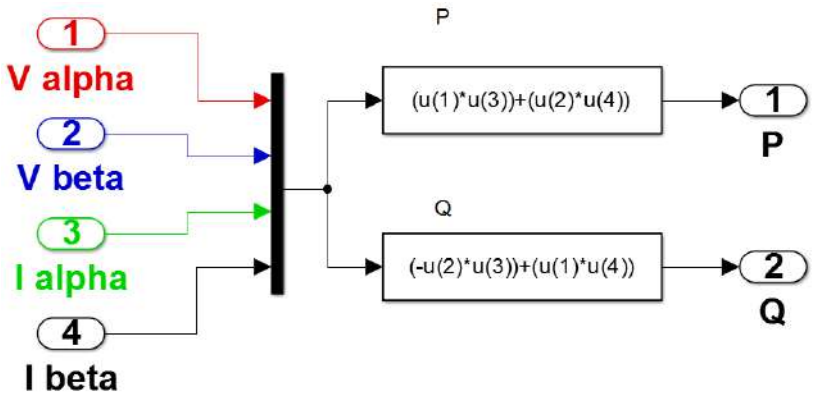


Figure IV. 4 : schéma bloc d'estimation de puissance instantanée

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

$$p = v_{s\alpha} \cdot i_{c\alpha} + v_{s\beta} \cdot i_{c\beta} = v_{sa} \cdot i_{ca} + v_{sb} \cdot i_{cb} + v_{sc} \cdot i_{cc} \tag{4.4}$$

De même, pour la puissance imaginaire on a :

$$q = v_{s\alpha} \cdot i_{c\beta} - v_{s\beta} \cdot i_{c\alpha} = -\frac{1}{\sqrt{3}}[(v_{sa} - v_{sb})i_{cc} + (v_{sb} - v_{sc})i_{ca} + (v_{sc} - v_{sa})i_{cb}] \tag{4.5}$$

A partir de l'expression (4.3), et en posant :

$$\Delta = v_{s\alpha}^2 + v_{s\beta}^2 \tag{4.6}$$

On a:

$$\begin{bmatrix} i_{ca} \\ i_{c\beta} \end{bmatrix} = \frac{1}{\Delta} \left\{ \begin{bmatrix} v_{s\alpha} & -v_{s\beta} \\ v_{s\beta} & v_{s\alpha} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} p \\ q \end{bmatrix} \right\} \tag{4.7}$$

Ou alors :

$$\begin{bmatrix} i_{c\alpha} \\ i_{c\beta} \end{bmatrix} = \frac{1}{\Delta} \left\{ \begin{bmatrix} v_{s\alpha} & -v_{s\beta} \\ v_{s\beta} & v_{s\alpha} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} p \\ 0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_{s\alpha} & -v_{s\beta} \\ v_{s\beta} & v_{s\alpha} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 \\ q \end{bmatrix} \right\} = \begin{bmatrix} i_{c\alpha\, p} \\ i_{c\beta\, p} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} i_{c\alpha\, q} \\ i_{c\beta\, q} \end{bmatrix} \quad (4.8)$$

Avec :

$$i_{c\alpha\, p} = \frac{v_{s\alpha}}{\Delta} p \quad \& \quad i_{c\alpha\, q} = \frac{v_{s\beta}}{\Delta} q \quad (4.9)$$

$$i_{c\beta\, p} = \frac{v_{s\beta}}{\Delta} p \quad \& \quad i_{c\beta\, q} = \frac{v_{s\beta}}{\Delta} q \quad (4.10)$$

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

$$\begin{bmatrix} p \\ q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{s\alpha} \cdot & i_{c\alpha} \\ -v_{s\beta} \cdot & i_{c\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathrm{v_{s\alpha}} \cdot & \mathrm{i_{c\alpha\, p}} \\ \mathrm{v_{s\beta}} \cdot & \mathrm{i_{c\beta\, p}} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathrm{v_{s\alpha}} \cdot & \mathrm{i_{c\alpha\, q}} \\ \mathrm{v_{s\beta}} \cdot & \mathrm{i_{c\beta\, q}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} p_{\alpha p} \\ \mathrm{p_{\beta p}} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} p_{\alpha q} \\ q_{\beta q} \end{bmatrix} \quad (4.11)$$

$$p_{\alpha\, p} = \frac{v_{s\alpha}^2}{\Delta} p \quad \& \quad p_{\alpha\, q} = -\frac{v_{s\alpha} \cdot v_{s\beta}}{\Delta} q \quad (4.12)$$

$$p_{\beta\, p} = \frac{v_{s\beta}^2}{\Delta} p \quad \& \quad p_{\beta\, q} = \frac{v_{s\alpha} \cdot v_{s\beta}}{\Delta} q \quad (4.13)$$

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

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

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

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

D'après les expressions (4.12) et (4.13), on peut écrire :

$$p = p_{\alpha p} + p_{\beta p} + p_{\alpha q} + p_{\beta q} = p_{\alpha q} + p_{\beta q} \quad (4.14)$$

L'analyse de l'équation (4.14) nous ramène aux conclusions suivantes [Mor 10]:

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

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

Ces puissances $p_{\alpha p}$ et $p_{\beta p}$ s'annulent entre elles et elles n'apportent aucune

Contribution au transfert de puissance instantanée entre la source et la charge [Mor-12].

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

$$p = \bar{p} + \tilde{p} \quad \& \quad q = \bar{q} + \tilde{q} \tag{4.15}$$

Avec :

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

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

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

En considérant les équations (4.8) et (4.15), nous pouvons séparer le courant dans le repère ($\boldsymbol{\alpha}$-$\boldsymbol{\beta}$) en trois composantes active et réactive à la fréquence fondamentale et la somme des harmoniques, ceci conduit à l'équation (4.16) suivante [Mor-12] :

$$\begin{bmatrix} i_{ca} \\ i_{c\beta} \end{bmatrix} = \frac{1}{\Delta} \left\{ \begin{bmatrix} v_{s\alpha} & -v_{s\beta} \\ v_{s\beta} & v_{s\alpha} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{p} \\ 0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_{s\alpha} & -v_{s\beta} \\ v_{s\beta} & v_{s\alpha} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 \\ \bar{q} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_{s\alpha} & -v_{s\beta} \\ v_{s\beta} & v_{s\alpha} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{p} \\ \tilde{q} \end{bmatrix} \right\} \tag{4.16}$$

Il est évident, d'après la relation (4.16), que pour identifier une des trois composantes, par exemple les courants harmoniques, les parties alternatives des puissances réelle et imaginaire doivent être séparées des parties continues. Cette séparation peut être réalisée en utilisant l'artifice de filtrage illustré sur la Figure (IV.5).

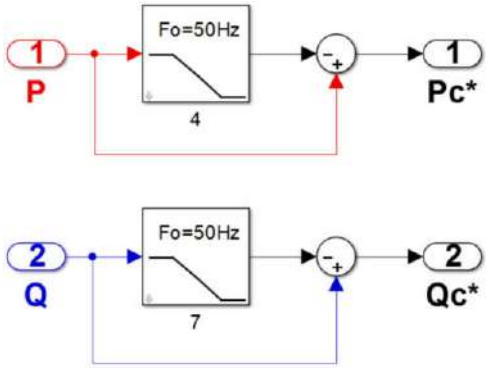


Figure IV.5 : Principe de l'extraction des composantes alternative de p et q

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

$$\begin{bmatrix} i_{fa}^{*} \\ i_{fb}^{*} \\ i_{fc}^{*} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{f\alpha}^{*} \\ i_{f\beta}^{*} \end{bmatrix} \tag{4.17}$$

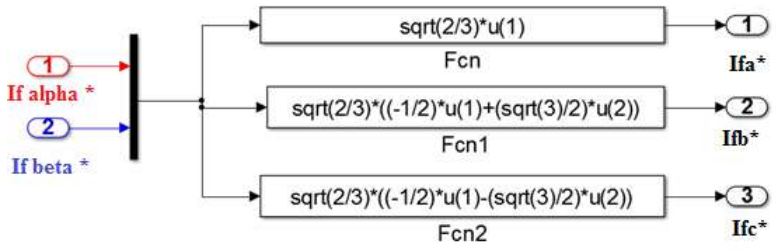


Figure IV.6: par la transformation inverse de Concordia.

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

$$\begin{cases} \bar{p} = 3 \cdot V_{sa} \cdot I_{ca} \cdot \cos \varphi_a \\ \bar{q} = 3 \cdot V_{sa} \cdot I_{ca} \cdot \sin \varphi_a \end{cases} \tag{4.18}$$

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

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

L'algorithme p-q d'extraction des courants harmoniques présenté sur la figure (4.2) illustre les différentes étapes permettant l'obtention des composantes harmoniques du courant d'une charge non linéaire [Gue-07][Mor-14]

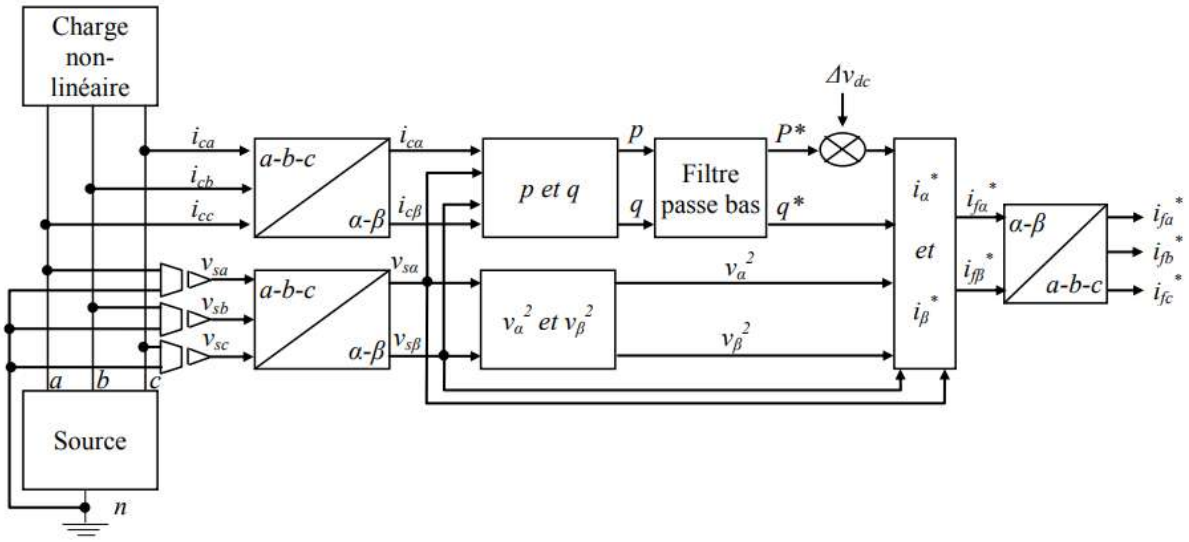


Figure IV.7: Algorithme p-q d'extraction des courants harmoniques.

IV.2.4 Régulateur à hystérésis

Le but de contrôleur de puissance est de maintenir l'extrémité de l'erreur de la puissance active ou bien réactive dans une bande à hystérésis de largeur 2h La sortie du correcteur à hystérésis, représentée par une variable boolienne indique directement si l'amplitude de l'erreur de la puissance doit être augmentée (dp = 1),(dq = 1) ou diminué (dp = 0) ,(dq =0)

$$P_{ref} - P < -h_p \Rightarrow\ d_p = 0 \tag{4.19}$$

$$P_{ref} - P > h_p \Rightarrow\ d_p = 1 \tag{4.20}$$

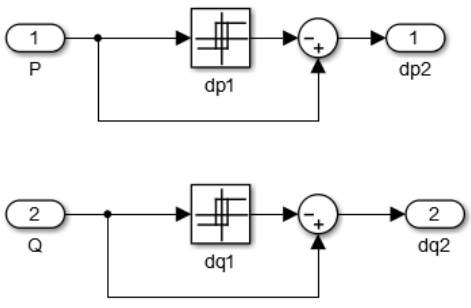


Figure IV.8 : régulateur à hystérésis.

Et de même pour la puissance réactive, avec un écart de largeur hq Avec $Pref$ la consigne de la puissance active et hp l'écart d'hystérésis du contrôleur. Et de même pour l'erreur de la puissance réactive, avec une bande de largeur$2hq$.

IV.2.5 Détermination du secteur

La connaissance du secteur de la tension estimée est nécessaire pour déterminer les états de commutation optimale. Pour cela, le plan de travail (α, β) est divisé en 12 secteurs (figure. IV.4), ces derniers peuvent être déterminés par la relation suivante.

$$(N-2)\,\pi/6 < \theta_n < (N-1)\,\pi/6 \qquad (4.21)$$

Où : N=1….12 est le numéro du secteur

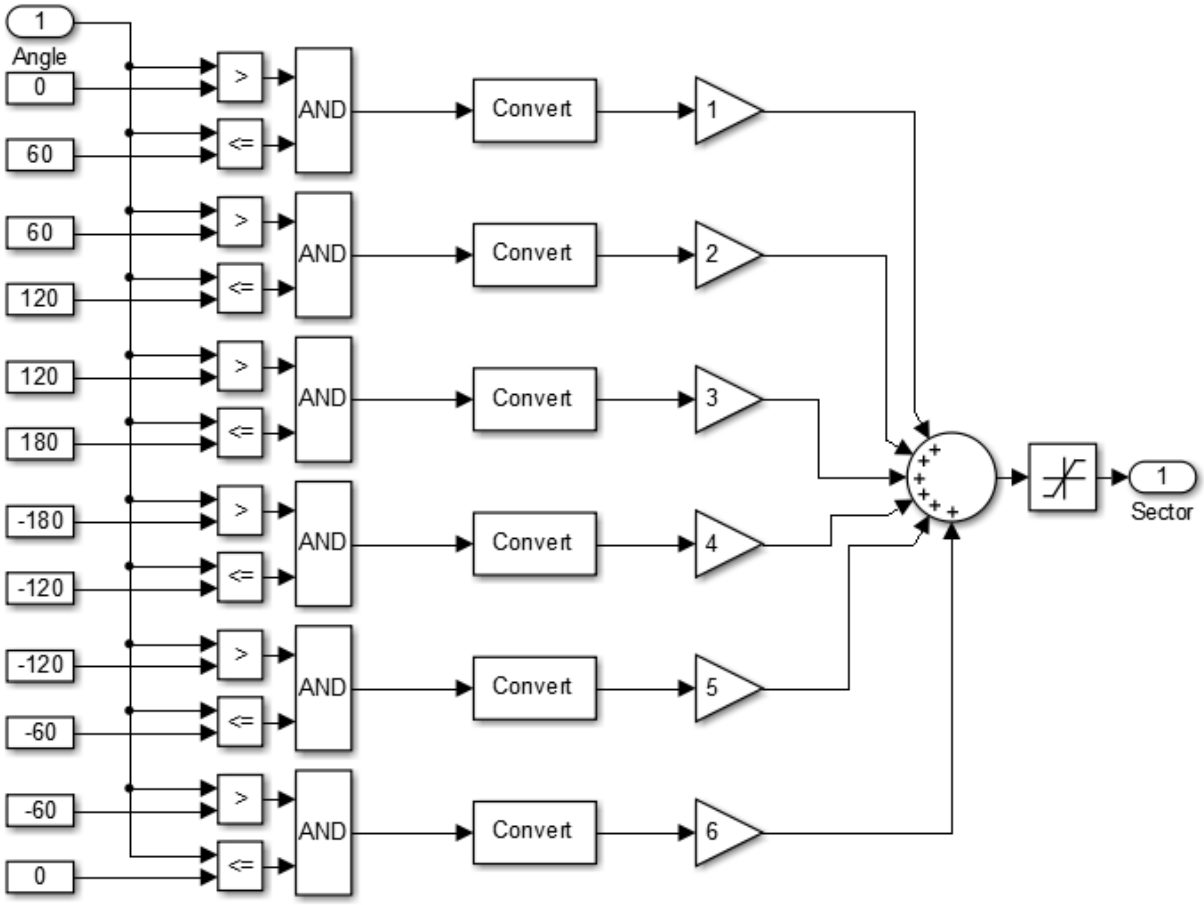


Figure IV.9 : détermination des secteurs

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

$$\theta = arc\tan\left(\frac{V_\alpha}{V_\beta}\right) \tag{4.22}$$

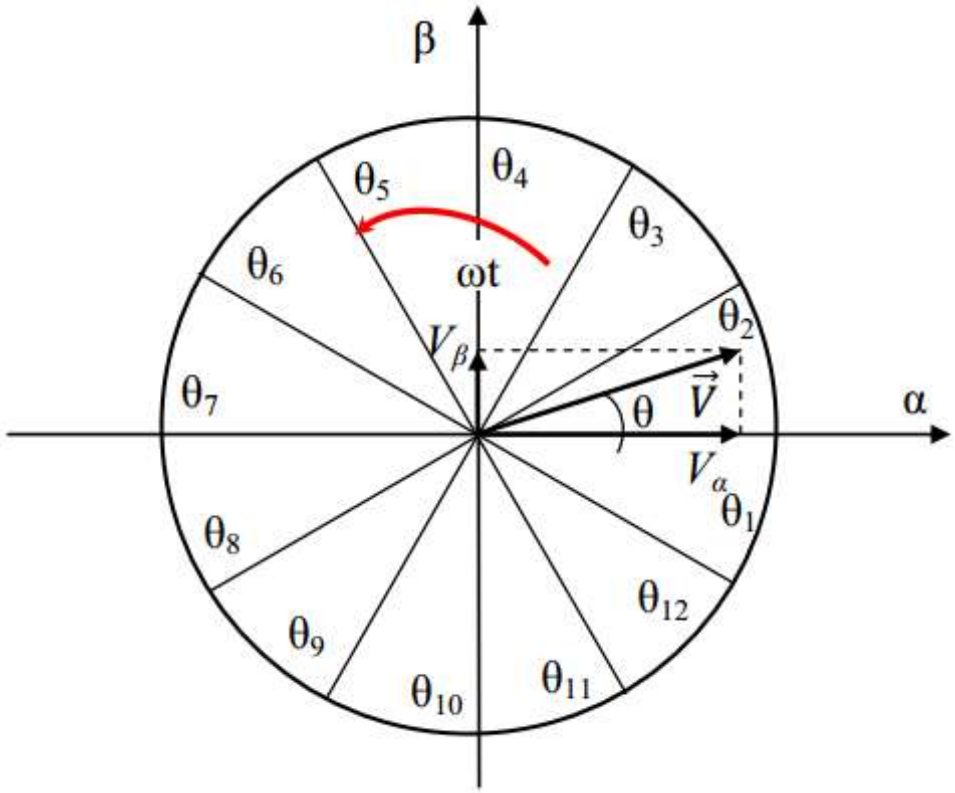


Figure IV.10 : Plant (α, β) divisé en 12 secteurs

IV.2.6 Table de commutation

La table de commutation est la partie primordiale dans la commande directe de puissance [Cha-10]. Elle sélectionne le vecteur de tension approprie de l'onduleur pour permettre d'orienter les puissances active et réactive instantanées dans leur valeur désirée Les signaux numériques d'erreurs dp et dq et le numéro du secteur de travail sont les entrées de la table de commutation, où les états de commutations S1, S2 et S3 du l'onduleur sont mémorisés.

L'état optimum de commutation du l'onduleur peut être choisi à chaque état de commutation selon la combinaison des signaux numériques dp, dq et le numéro du secteur. C'est-à-dire, que le choix de l'état optimum de commutation est effectué de sorte que l'erreur de la puissance active puisse être restreinte dans une bande à hystérésis de largeur 2hp, et de même pour l'erreur de la puissance réactive, avec une bande de largeur 2hq.

La synthèse de la table de commutation est basée sur les signes des dérivées des puissances active et réactive dans chaque secteur. Pour tous les secteurs la table de commutation proposée est représentée dans la Table IV.1 [Abd 10]

Tableau IV.1 : Table de choix des vecteurs de commutation.

d_p	d_q	θ_1	θ_2	θ_3	θ_4	θ_5	θ_6	θ_7	θ_8	θ_9	θ_{10}	θ_{11}	θ_{12}
1	0	V_6	V_7	V_1	V_0	V_2	V_7	V_3	V_0	V_4	V_7	V_5	V_0
	1	V_7	V_7	V_0	V_0	V_7	V_7	V_0	V_0	V_7	V_7	V_0	V_0
0	0	V_6	V_1	V_1	V_2	V_2	V_3	V_3	V_4	V_4	V_5	V_5	V_6
	1	V_1	V_2	V_2	V_3	V_3	V_4	V_4	V_5	V_5	V_6	V_6	V_1

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

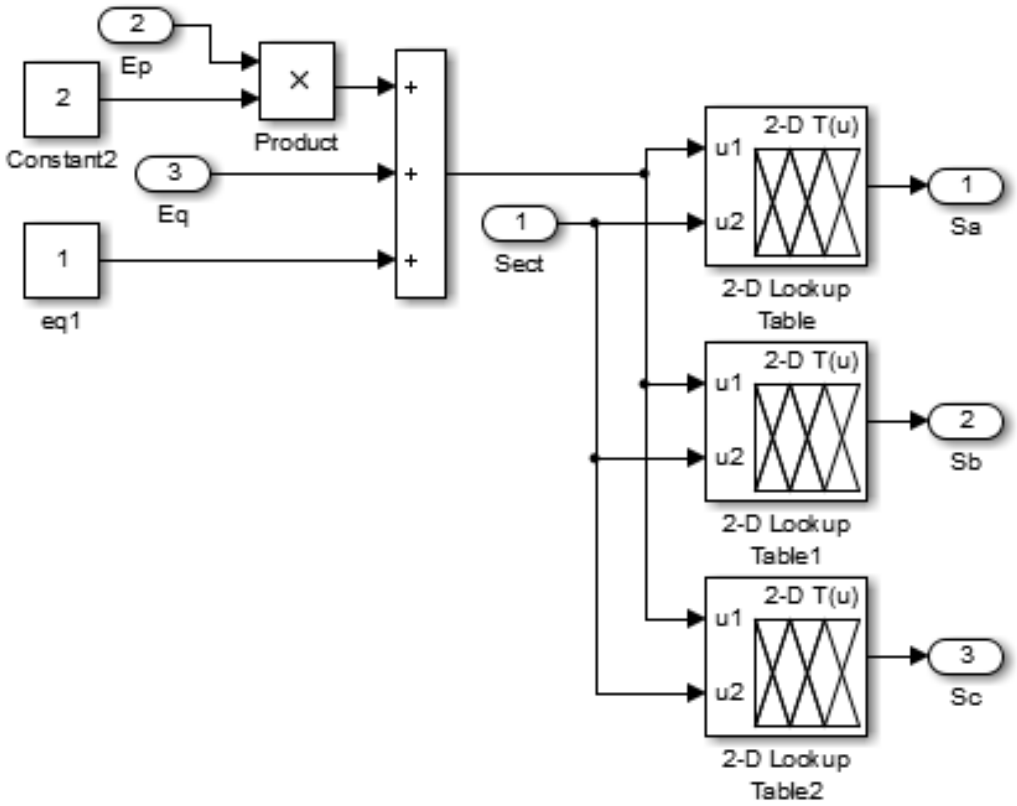


Figure IV.11 : Génération des impulsions de commande

IV.2.7 Régulateur PI

La méthode de la MLI à porteuse triangulaire, montrée dans la Figure (IV.5), compare l'erreur entre le signal du courant et sa consigne avec une onde triangulaire (porteuse) d'une amplitude et d'une fréquence fixées. L'erreur passe par un correcteur

Proportionnel-Intégral PI avant d'être comparée avec la porteuse triangulaire. En effet, ce sont les deux coefficients $k_p$et k_i du correcteur PI qui permettent de déterminer la réponse transitoire et l'erreur du régime permanent de cette méthode à porteuse triangulaire. Il a été empiriquement montré que les kp et ki calculés par les équations (4.23) et (4.24) donnent une bonne performance dynamique indifféremment sous des conditions transitoires ou permanentes [Dje-07]

$$K_p = \frac{L \cdot 2\omega_c}{2V_{dc}} \tag{4.23}$$

$$K_i = \omega_c \cdot K_p \tag{4.24}$$

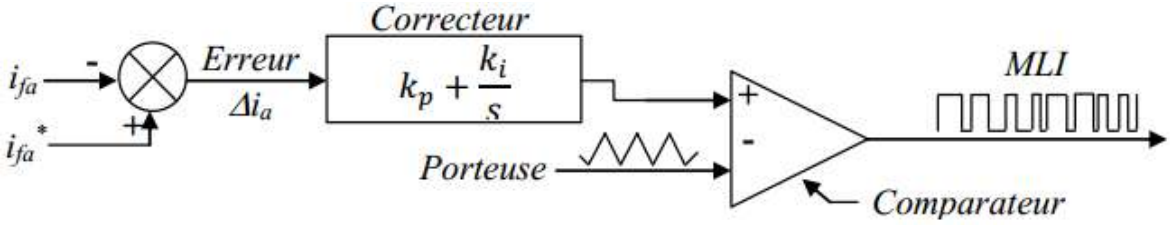


Figure IV.12: Signal MLI à porteuse triangulaire du régulateur PI de courant de filtre actif

VI.3. CONCLUSION

Nous avons présenté la stratégie de commandes appliquées au filtre actif shunt triphasé FAP: la commande directe de puissance (DPC),

D'après les résultats issus de la simulation de ce type de commande, nous avons prouvé que cette méthode permet de compenser la puissance réactive et les harmoniques provoquées par la charge non linéaire. Toutefois, nous démontrons que est la meilleure car elle permet de diminuer le taux de THD coté réseau de manière efficace.

CHAPITRE (V)

Validation expérimentale de la commande « DPC » d'un FAP

V.1 Introduction

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

V.2 Description de la carte dSPACE 1104

Le système numérique dSPACE (carte de prototypage DS1104) nous permet de réaliser l'identification des courants harmoniques en l'associant avec l'environnement MATLAB/Simulink par le bloc d'interface « Real Time Interface (RTI) ». Comme nous montre la figure (V.1), les constituants du système DS1104 sont les suivants:

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

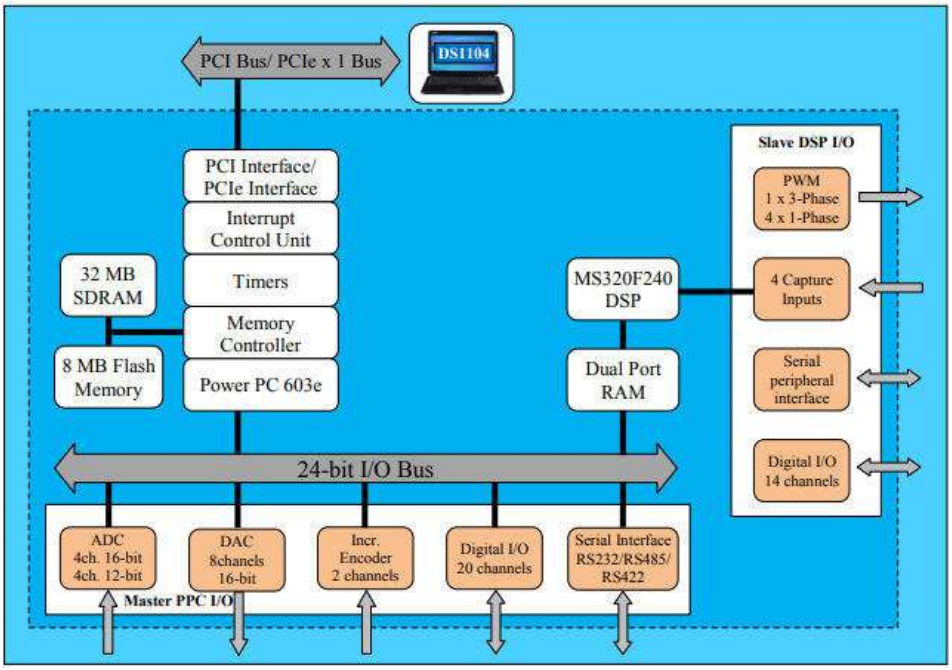


Figure V.1: composition de la carte dSPACE

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

Les résultats expérimentaux en échelle réduite ont été obtenus à partir du banc d'essais montré dans la Figure (V.2), composé d'un filtre actif parallèle dans le Laboratoire de recherche en électrotechnique et de automatique LREA, université de Médéa, La maquette du système représenté à la figure (V.2) est composée des éléments suivants :

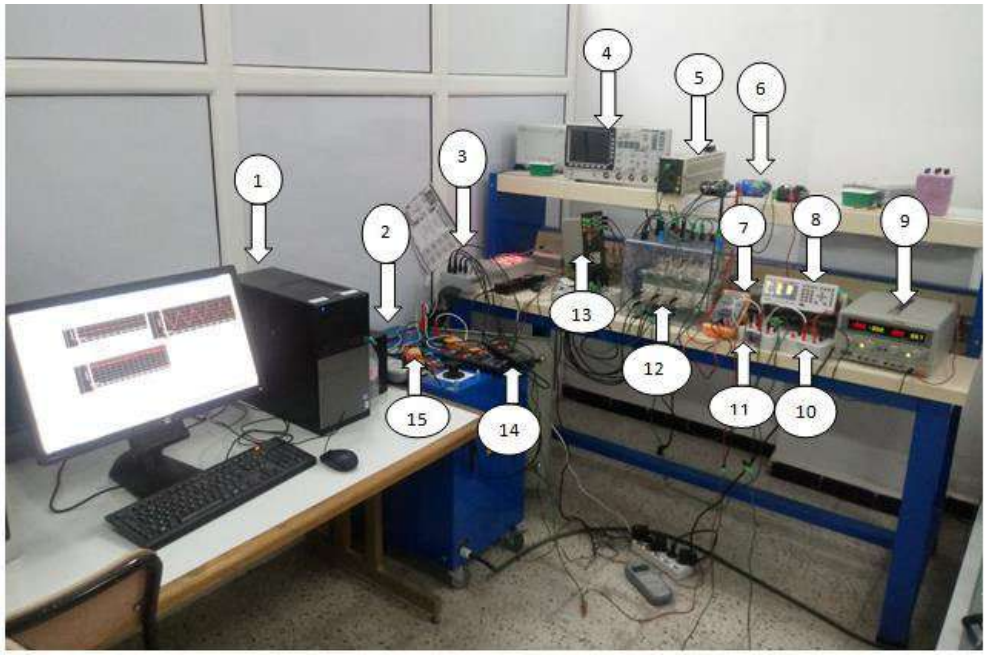


Figure V.2: Photographie du prototype du système de filtrage actif parallèle de puissance captée à LREA-Médéa

1) Ordinateur.
2) Source d'alimentation triphasée.
3) Carte dSPACE 1104.
4) Oscilloscope.
5) Résistance de puissance.
6) Inductances de couplages.
7) Multimètre.
8) Analyseur des harmoniques.
9) Générateur DC.
10) Carte MPPT.
11) Hacheur boost.
12) Switch.
13) Onduleur et redresseur.
14) Capteur de tension.
15) Pince Ampère métrique (Capteur de courant).

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

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

- Il faut tout d'abord installer le logiciel MATLAB/Simulink et la carte dSPACE.
- Ensuite, ouvrir le modèle Simulink du filtrage actif parallèle de telle façon de remplacer tous les éléments de puissance (Source d'alimentation, le redresseur avec filtre de lissage Lc et L'onduleur de tension avec le filtre de découpage Lf) par des blocs CAN et CNA aux entrées et aux sorties du système en les mettant via la bibliothèque RTI de dSPACE d'une part, le teste pratique selon la modélisation de la partie commande d'autre part.
- Puis, implanté le modèle précédent sur la carte DS1104. Cela est réalisé à l'aide de l'outil d'interface temps réel RTI (Real-Time Interface). Cet outil traduit d'abord le modèle Simulink en code C, puis le code C est compilé afin de générer un fichier exécutable pour le processeur résidant sur la carte dSPACE DS1104. Ce fichier exécutable est téléchargé. Cette étape associe le modèle Simulink au système dSPACE à travers le bloc RTI Data qui apparaît alors au niveau du fichier Simulink.

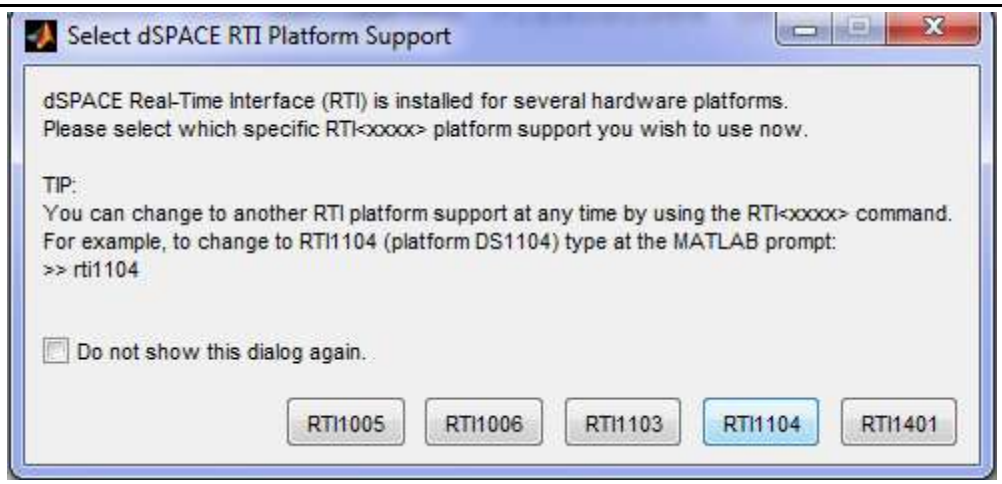


Figure V.3: Sélection de RTI selon dSPACE utilisé

Enfin, une fois le modèle téléchargé dans dSPACE, un nouveau fichier doit être établi (via Control Desk Layout) pour contrôler le système étudié. Cela nous permet de réaliser différentes fonctions de contrôle telles que démarrer/arrêter l'expérimentation, changer en ligne les valeurs des paramètres du système et visualiser les signaux mesurés.

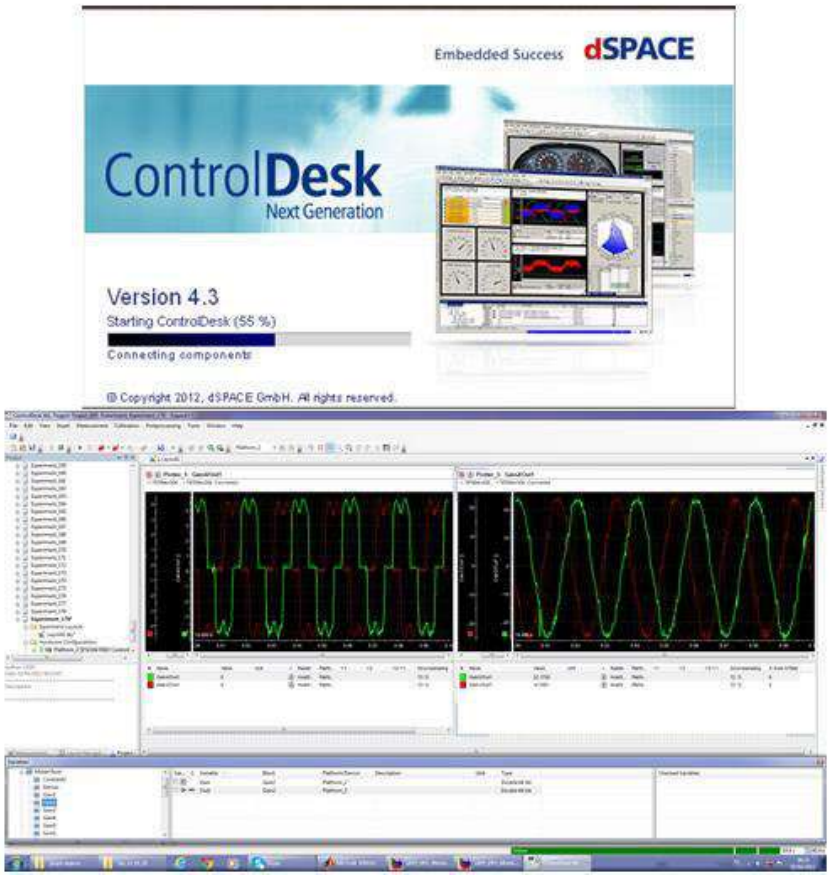


Figure V.4 : Interface control desk

V.5 Résultats de simulation

V.5.1 L'influence de éclairement sur le fonctionnement du panneau PV

A. Caractéristiques : I=f(U)

L'ensemble des caractéristiques I=f(U) suivant avec un éclairement variable (pour une température constant de 25°C). On remarque que la tension Vmax correspondant à la puissance maximale ne varie que très peu en fonction de l'éclairement, contrairement au courant Imax qui augmente fortement avec l'éclairement.

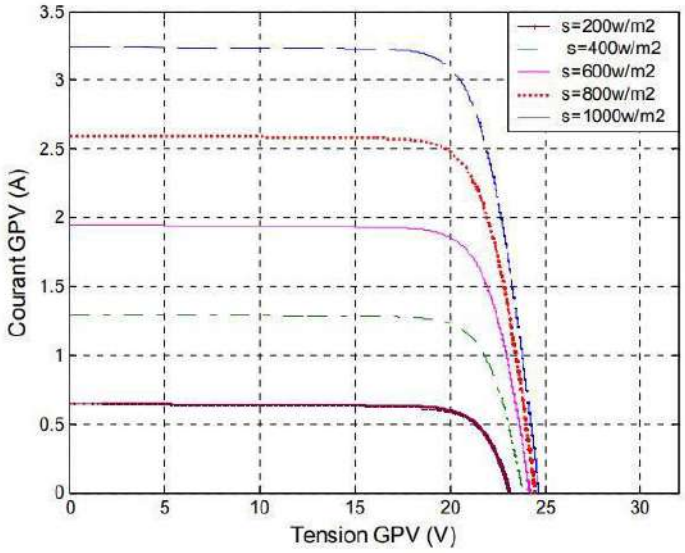


Figure V.5: Caractéristique d'un module photovoltaïque I=f(V),Tc=25C°

B. Caractéristiques : P=f(U)

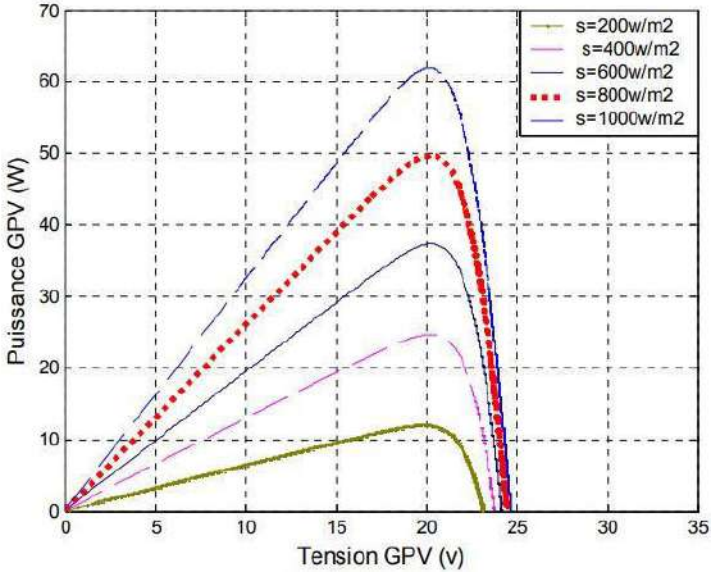


Figure V.6 : Courbes de puissance en fonction de la tension aux bornes d'un panneau PV Tc=25C°

V.5.2 L'influence de la température sur le fonctionnement du panneau PV

A. Caractéristiques : I=f(U)

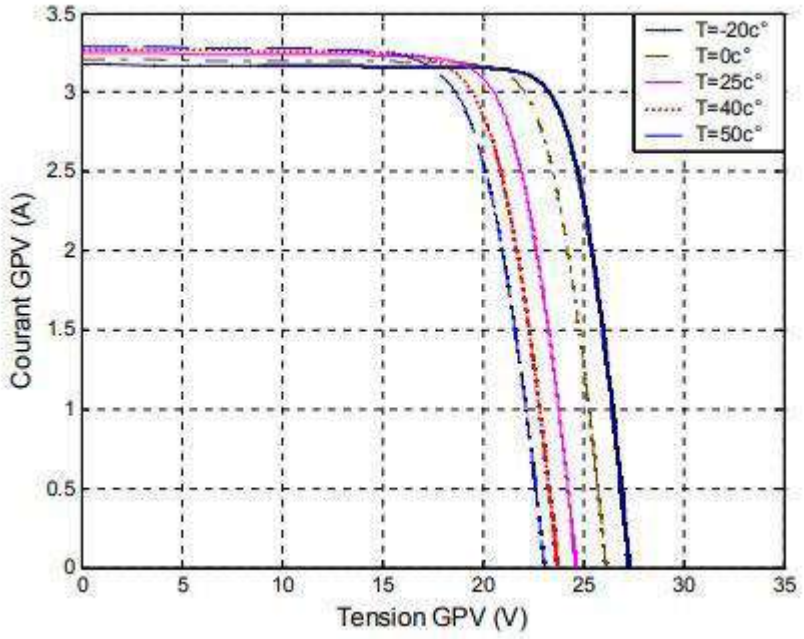


Figure V.7: Caractéristique d'un module photovoltaique I=f(V) G=1000W/m²

B. Caractéristiques : P=f(U)

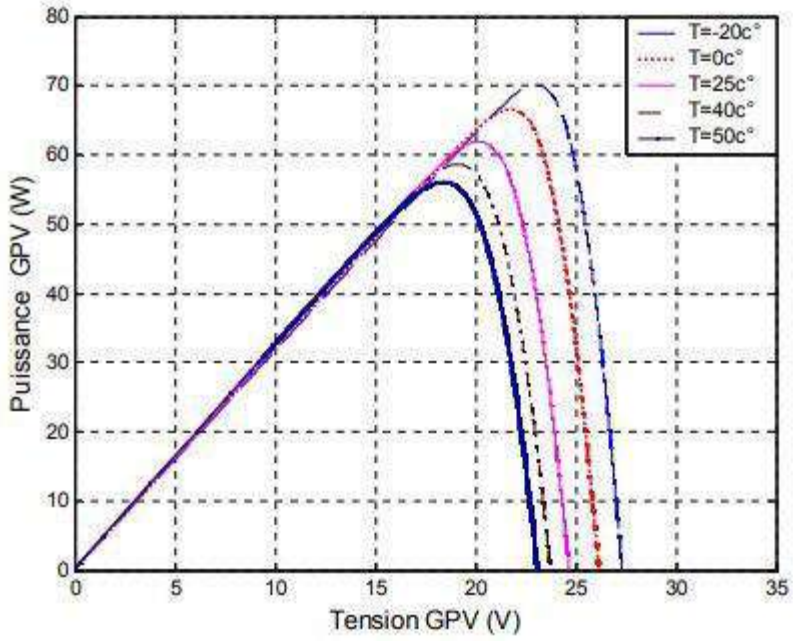


Figure V.8: Courbes de puissance en fonction de la tension aux bornes d'un panneaux PV G=1000W/m²

V.5.3 La méthode de commande perturbation et observation

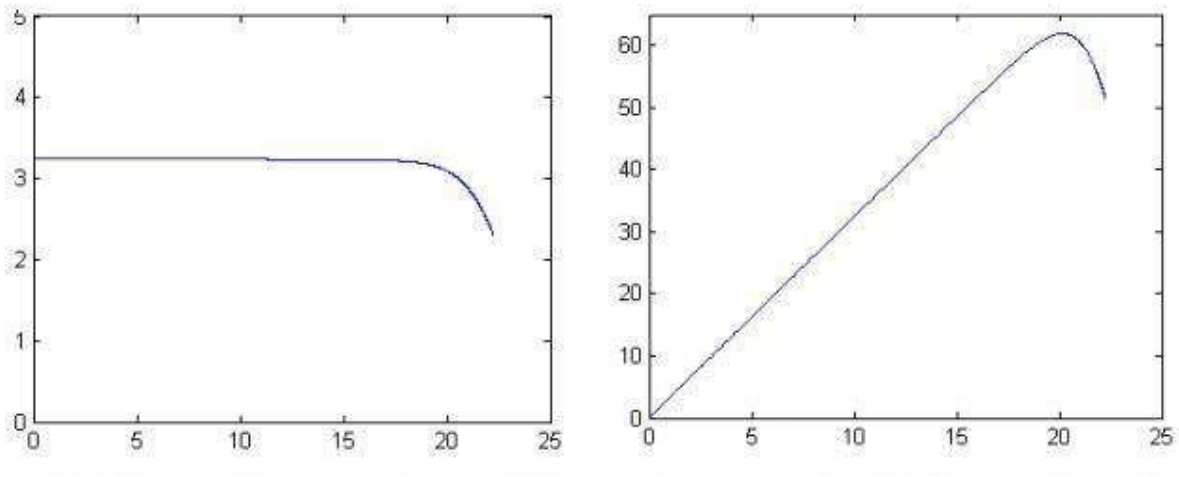


Figure V.9 : Caracteritique I=f(V) et P=f(V) du panneaux PV(Tc=20C° et G=1000W/m²) avec regulation P&O et hacheur Boost

Ce genre de techniques basées sur la dérivée de la puissance générée par les panneaux solaires afin de traquer le point de puissance maximale MPP présente des oscillations au-dessous de ce point ce que donne que la puissance maximale n'est jamais atteinte, cela est la cause de l'approximation de la dérivée continue par une différence discrète ce qui conduite à l'impossibilité d'annuler la dérivée.

V.6 Résultats expérimentaux

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

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

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

Paramètre		**Valeur numérique**
Source d'alimentation	$V_{s,rms}$ (efficace)	17V
	Fréquence fs	50Hz
	Résistance de ligne R_s	0.25Ω
	Inductance de ligne L_s	2.5mH
Redresseur triphasé a diode Charge linéaire(en aval de la charge non-linéaire	Résistance snubber R_s	500 Ω
	Condensateur snubber C_s	250^{e}-6 F
	Inductance de charge DC L_{dc}	1,2 mH
	Résistance de charge DC R_{dc}	10 Ω
Filtre actif	Tension de filtre V_{dc}	15V
	Condensateur de bus continu C_{dc}	110uF
	Fréquence de commutation f_{com}	10KHz
	Filtre de sortie L_{FA}	5 mF
	Résistance interne R_{FA}	0.9 Ω
Inductance de correction	Inductance en amont de la charge	1 mH
	Résistance interne	0.2 Ω

Tableau V.2: les paramètres d'un panneau photovoltaïque

Paramètre	Valeur numérique
Tension Voc	21.96 V
Courant Icc	1.27 A
Vmpp	17.82 V
Impp	1.14 A
Puissance Pmax	20 W

Simulation avec source PV

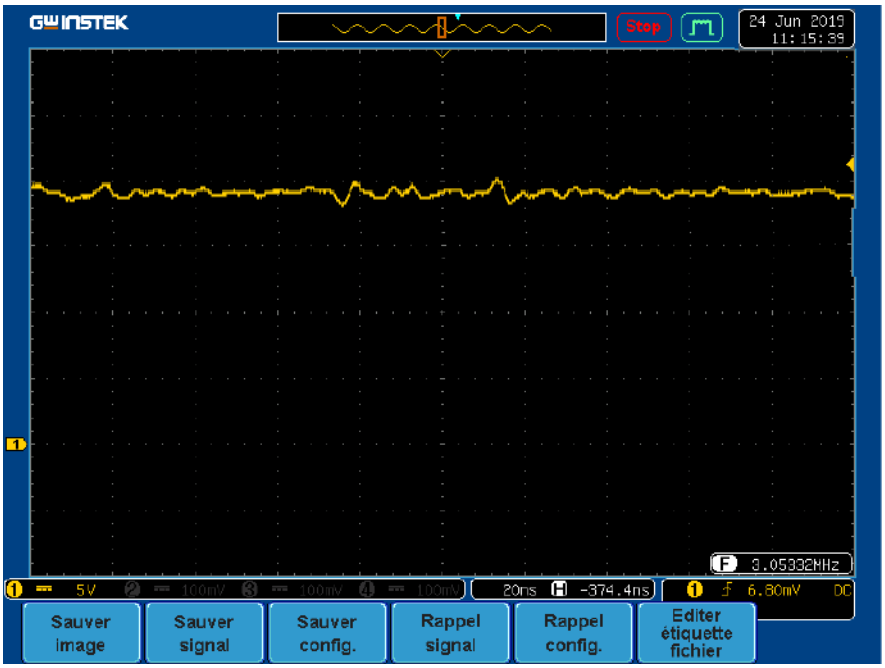


Figure V.10: Tension d'alimentation de filtre

Tension d'alimentation de filtre Vdc, c'est une tension continue génère par le panneau photovoltaïque Environ 18 V

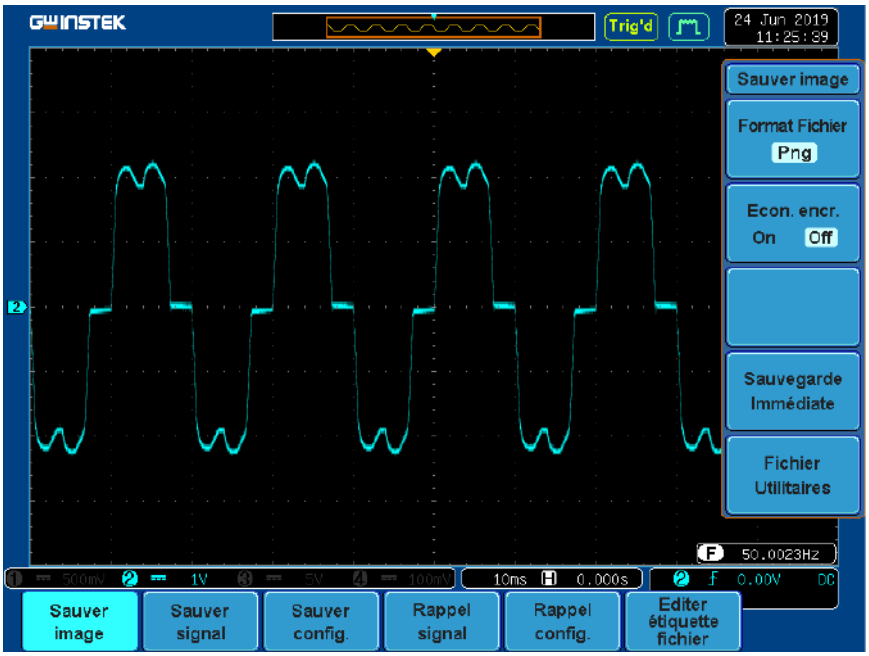


Figure V.11 : Allure de courant au point de connexion commun Isa avant le filtrage

L'allure de courant avant le filtrage a une forme déformé qui est identique a celle visualiser par dSPACE .

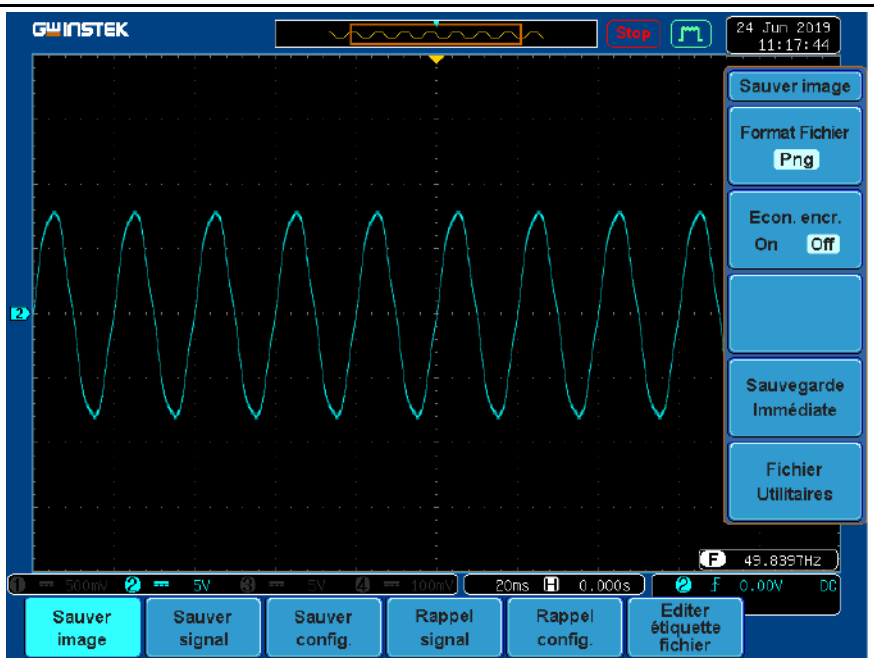


Figure V.12 : allure de courant Isa après filtrage

On observe bien que le courant après l'injection de FAP revient à sa forme naturelle parfaitement sinusoïdale

Ua : jaune

Isa : Blue

P : Rouge

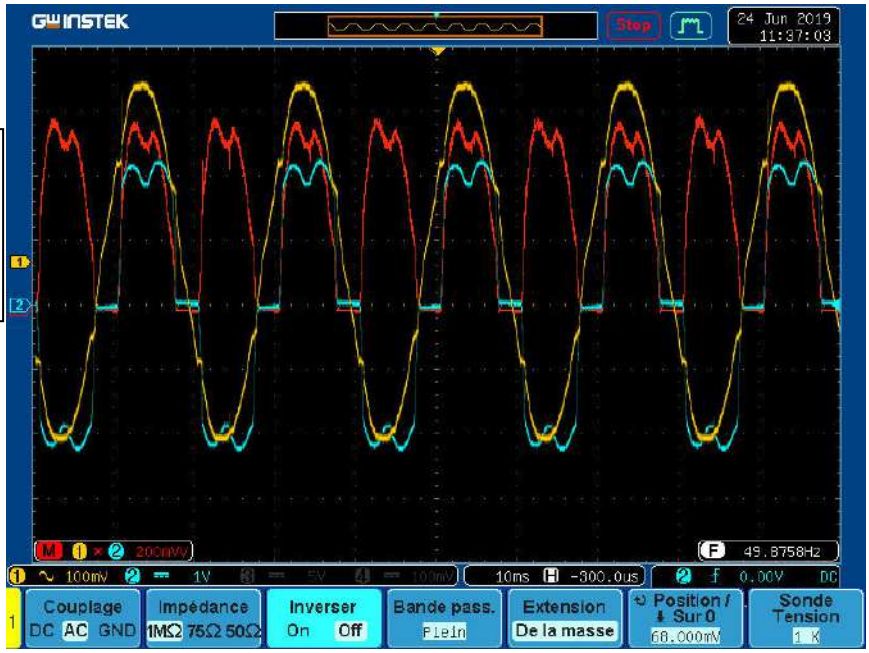


Figure V.13 : allure de signal Vsa Isa et p avant le filtrage

Grace au fonctions prédéfini sur l'oscilloscope, on peut visualiser la puissance active M=Ch1xCh2

Ua : jaune

Isa : Blue

P : Rouge

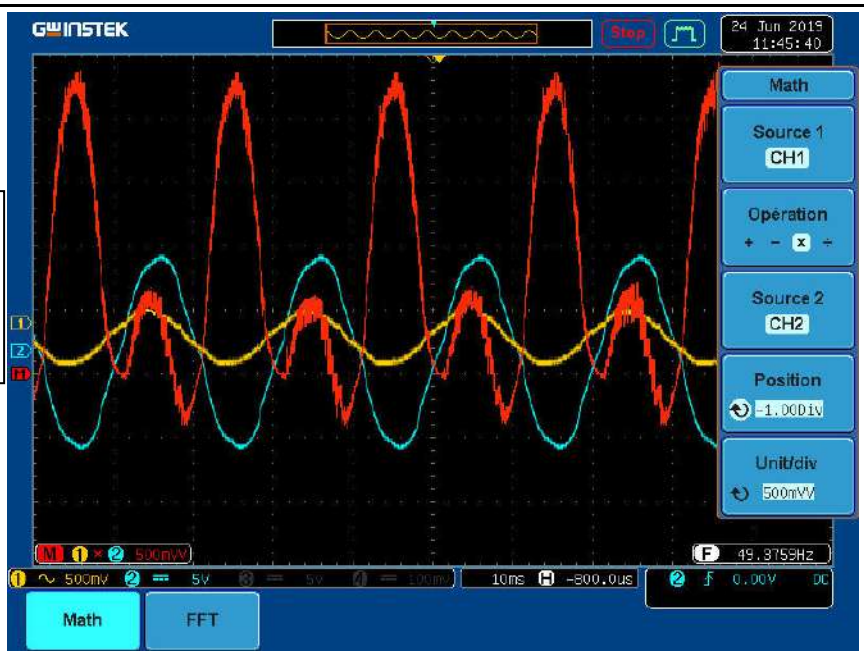


Figure V.14 : allure de signal Vsa Isa et p après le filtrage

On observe une augmentation de puissance active après le filtrage

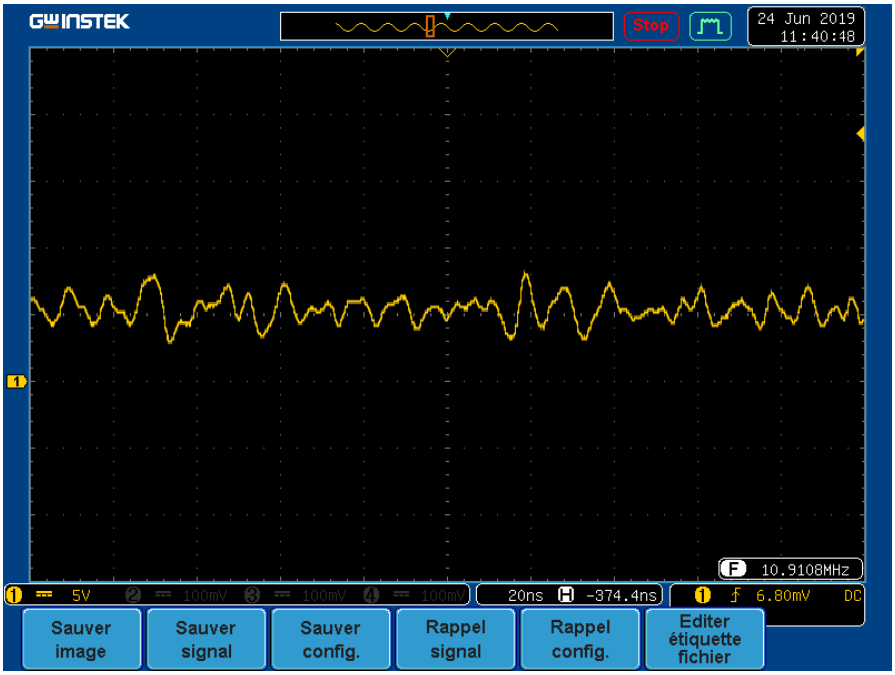


Figure V.15 : allure de courant injectée par le filtre

La figure V.15 montre la forme de courant injecté par le filtre

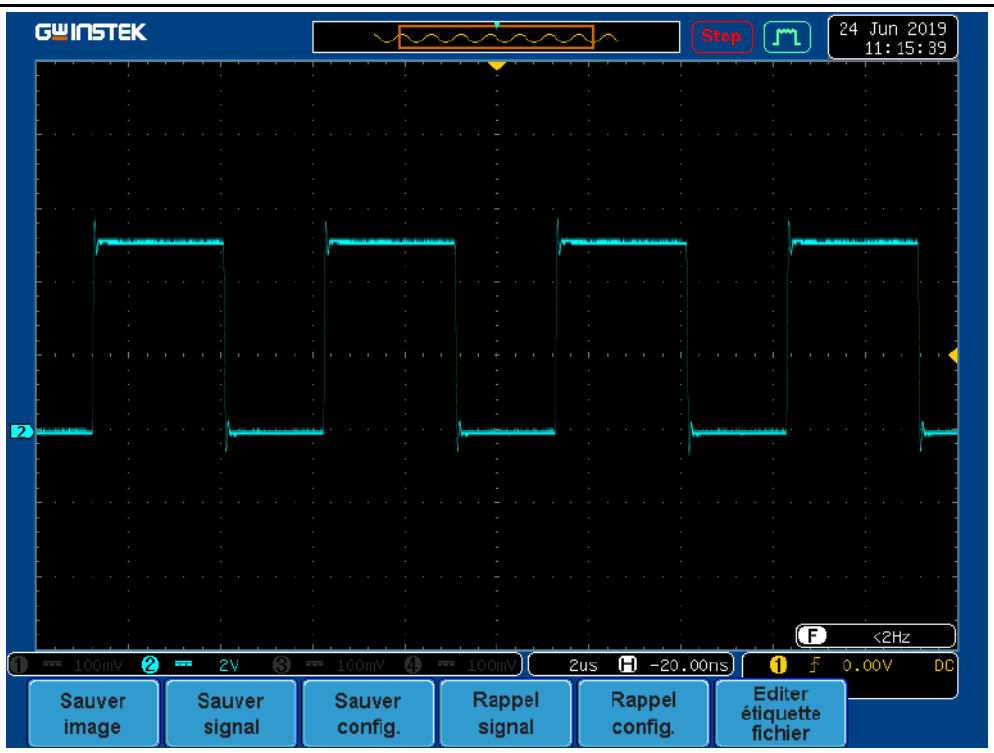


Figure 16 : Les impulsions de commande de l' hacheur boost

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

La figure (V.17) représente la tension de source Vsa, et le courant Isa avant le filtrage, on fait notre étude sur une seule phase puisque le réseau est équilibrer (les trois phases ont les mêmes amplitudes 24V et décalée l'une à l'autre par un angle de 2π/3 et la charge est parfaitement reparti sur les trois phases)

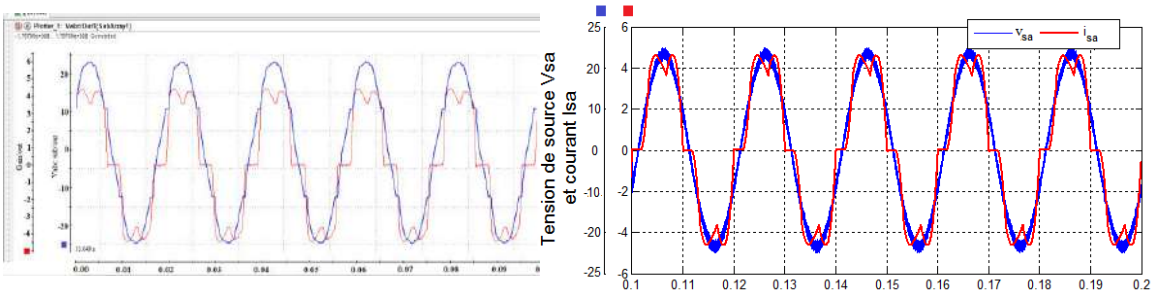
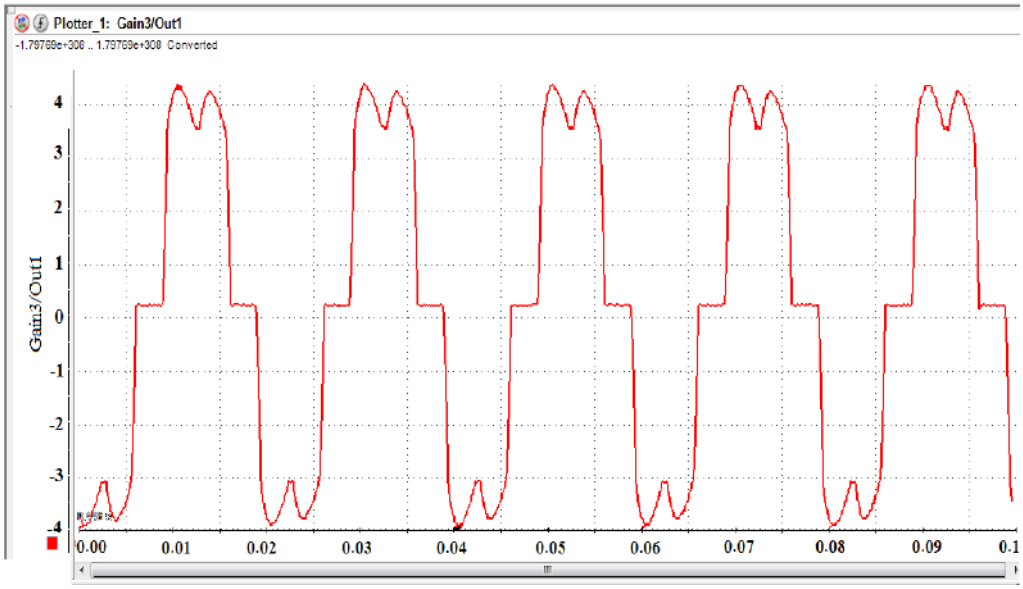


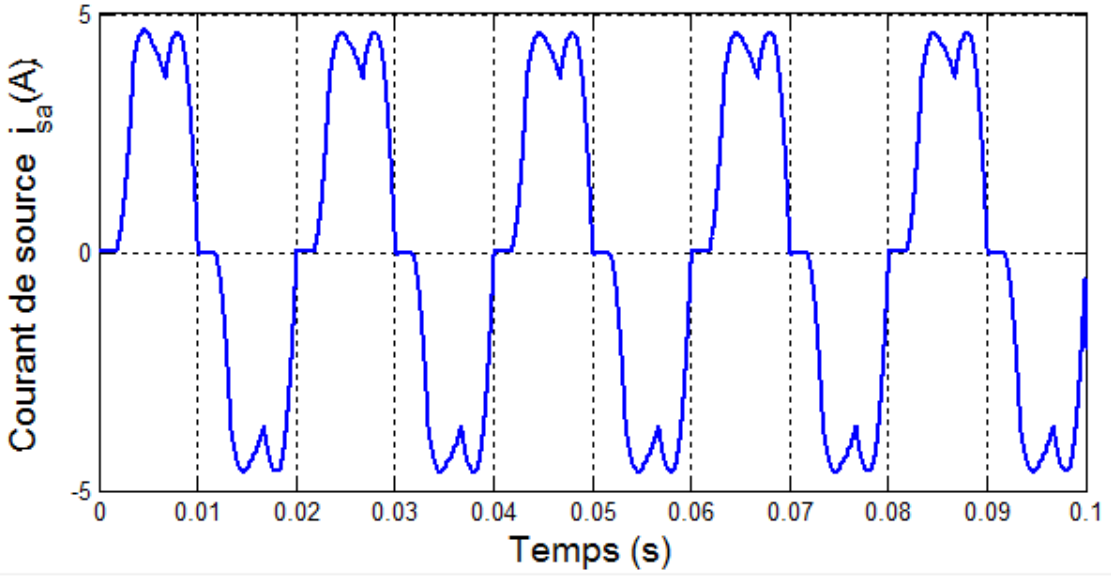
Figure V.17: la tension de source Vsa, et le courant Isa avant le filtrage

La figure (V.18) représente le courant de charge avant l'application du filtre actif parallèle. Nous observons que les résultats obtenus que ce soit par simulation ou par expérimental sont

identiques, la nature du courant n'est pas sinusoïdal donc est déformée. C'est-à-dire une mauvaise qualité d'énergie.

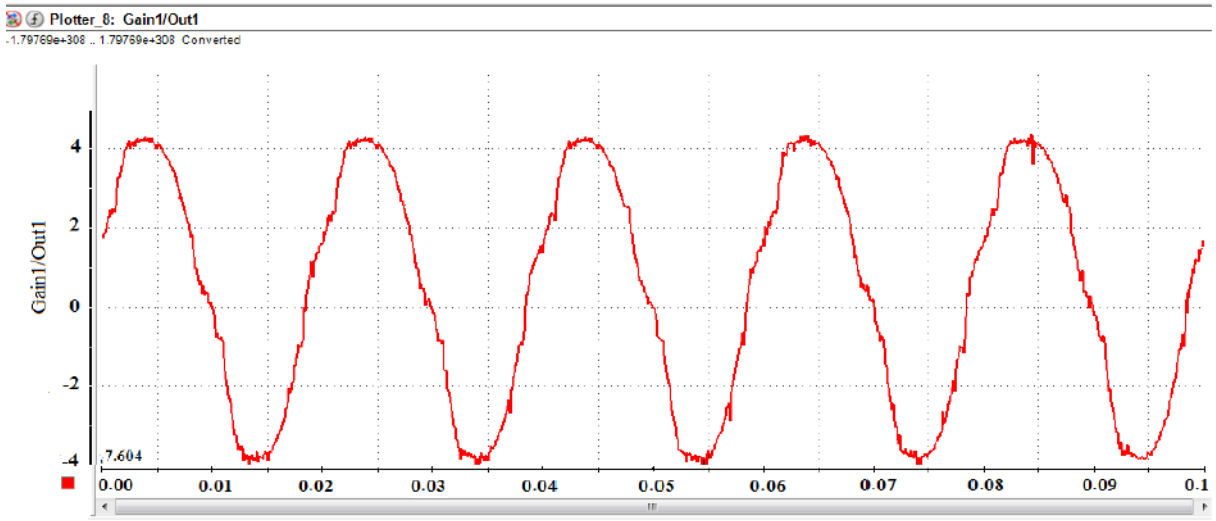


(a)

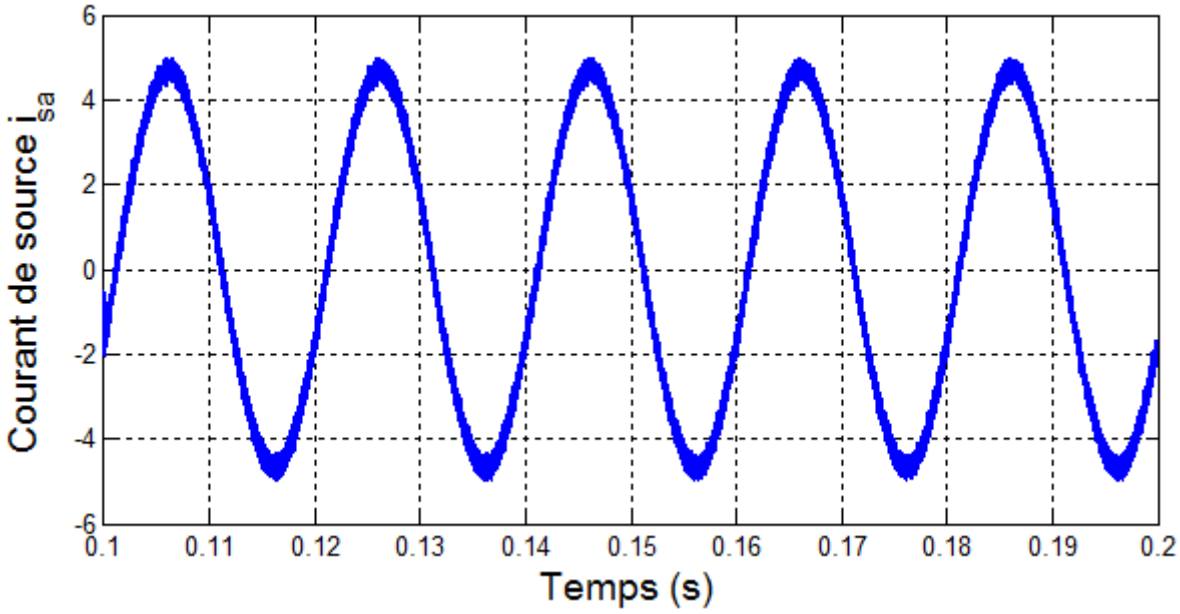


(b)

Figure V.18: Résultats expérimentale (a) et de simulation (b) du courant de source isa avant filtrage



(a)



(b)

Figure V.19:Résultats expérimentale (a) et de simulation (b) de courant Isa après filtrage

La figure (V.19) représente les courants de source isa après filtrage, le Switch utiliser dans le labo ne supporte pas des courant supérieur à 3 A (il break le circuit très rapidement) donc on a simulé les deux cas séparément (cas sans filtre, cas avec filtre). Nous observons que les résultats obtenus que ce soit par simulation ou par expérimental sont identiques, la nature du courant isa est devenus presque sinusoïdale, ainsi le courant ifa est injecté par l'onduleur ce qui minimise le maximum des harmoniques imposés par la charge non linéaire. C'est-à-dire, une amélioration de la qualité d'énergie

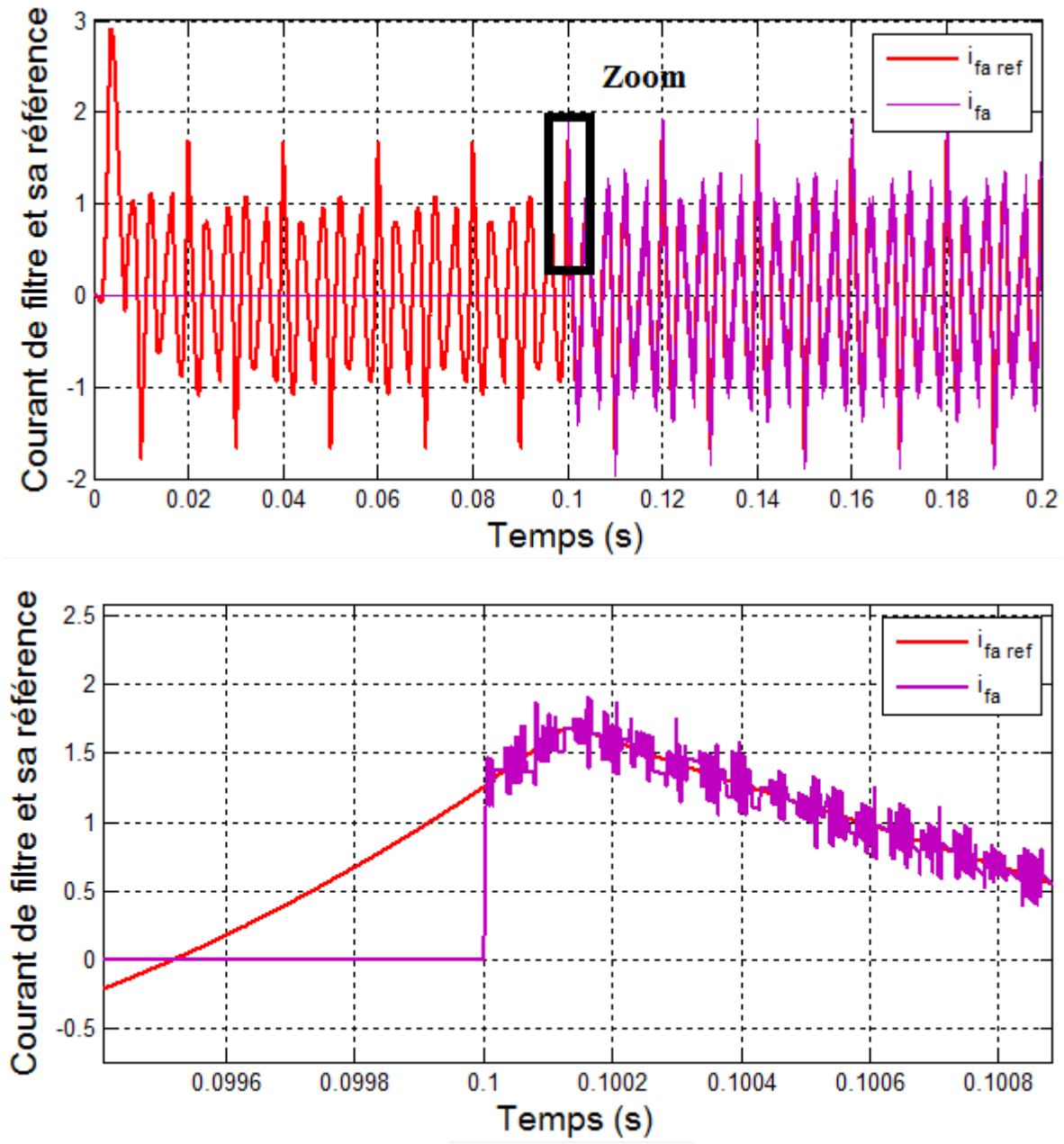
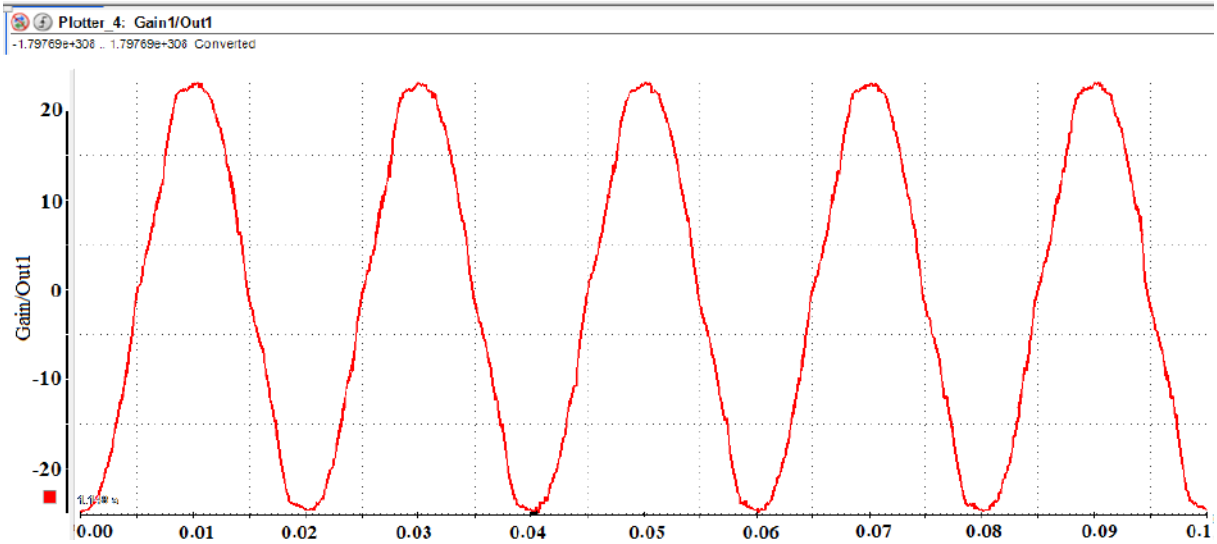


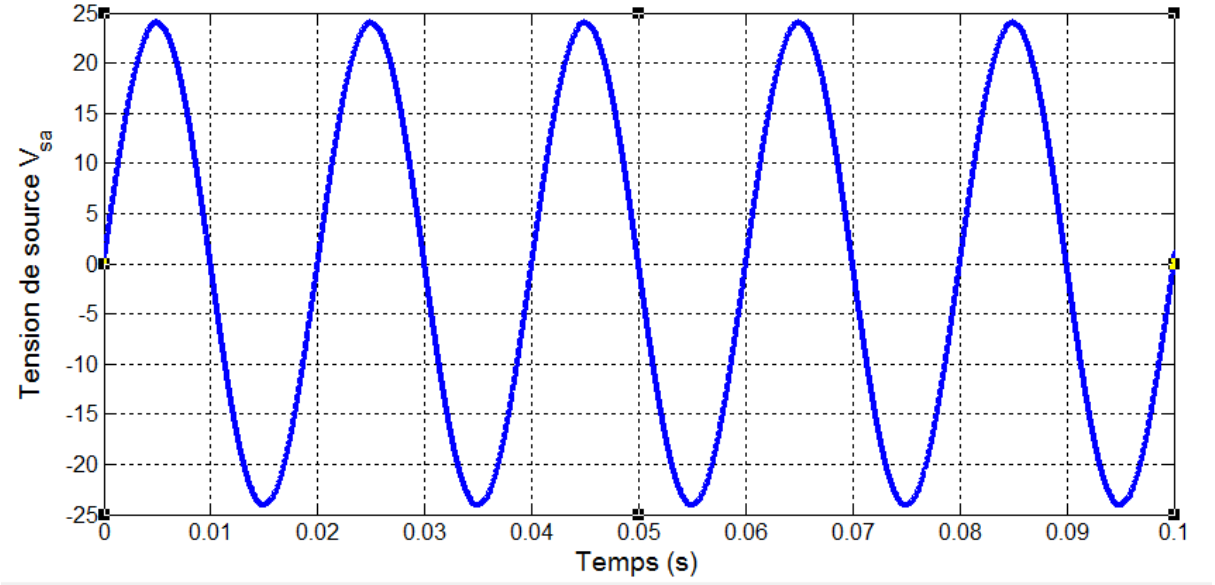
Figure V.20: le courant injecter par le filtre et leur référence Ifa,ifa_ref

D'après la simulation de courant injecter par le filtre on observe que le courant ifa suit parfaitement son référence ce qui nous montre que l'algorithme de commande DPC est efficace et très rapide

La figure (V.21) représente la tension de source v_{sa}. Avant filtrage



(a)

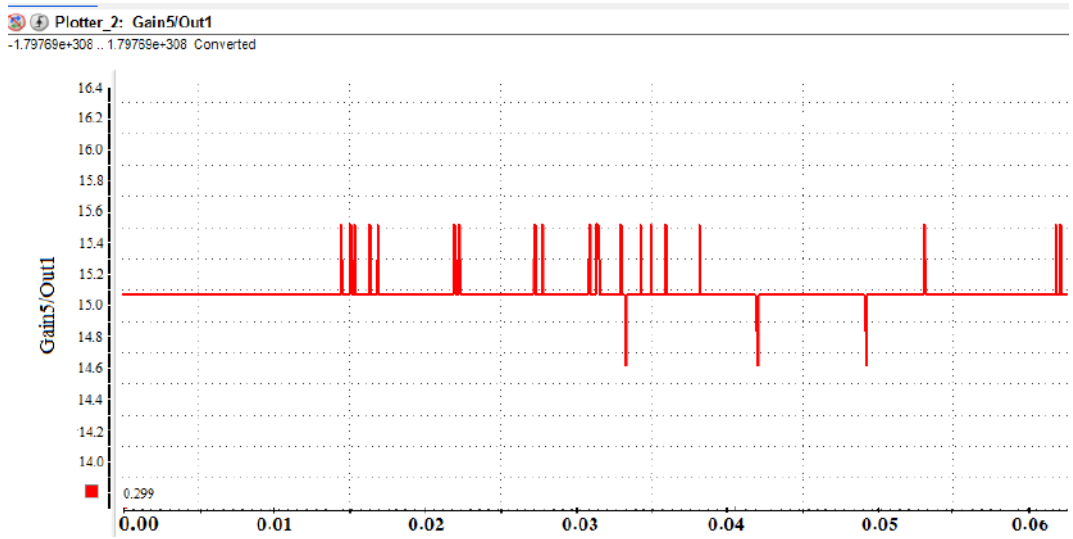


(b)

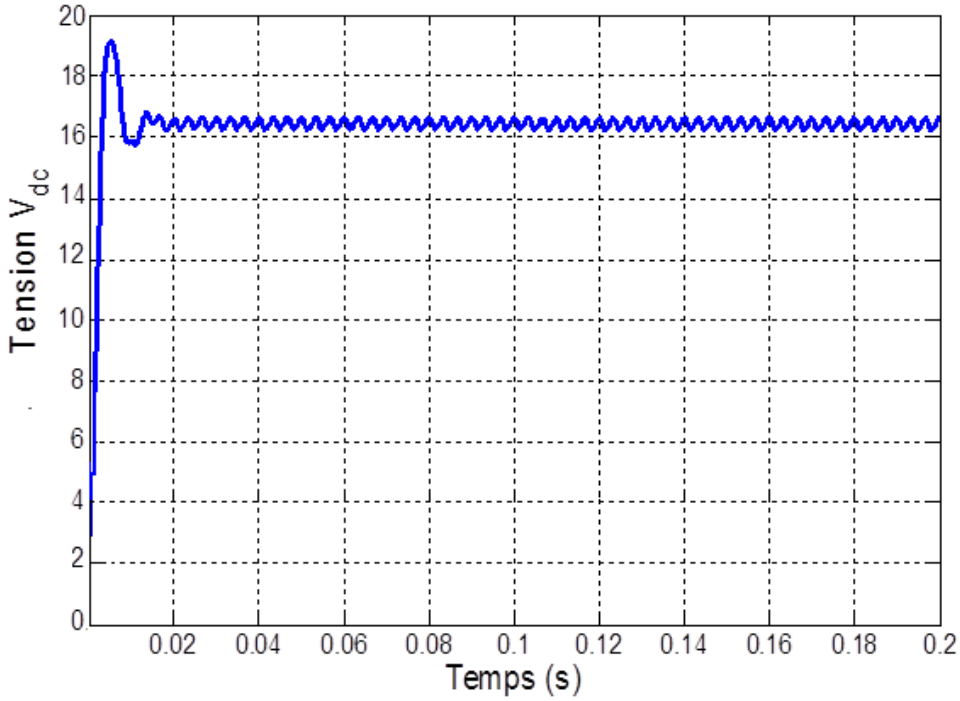
Figure V.21: Résultats expérimentale (a) et de simulation (b) de la tension de source Vsa

La tension de source ne change pas que ce soit avant ou après l'application de filtre

La figure (V.22) représente la tension v_{dc} avant le filtrage



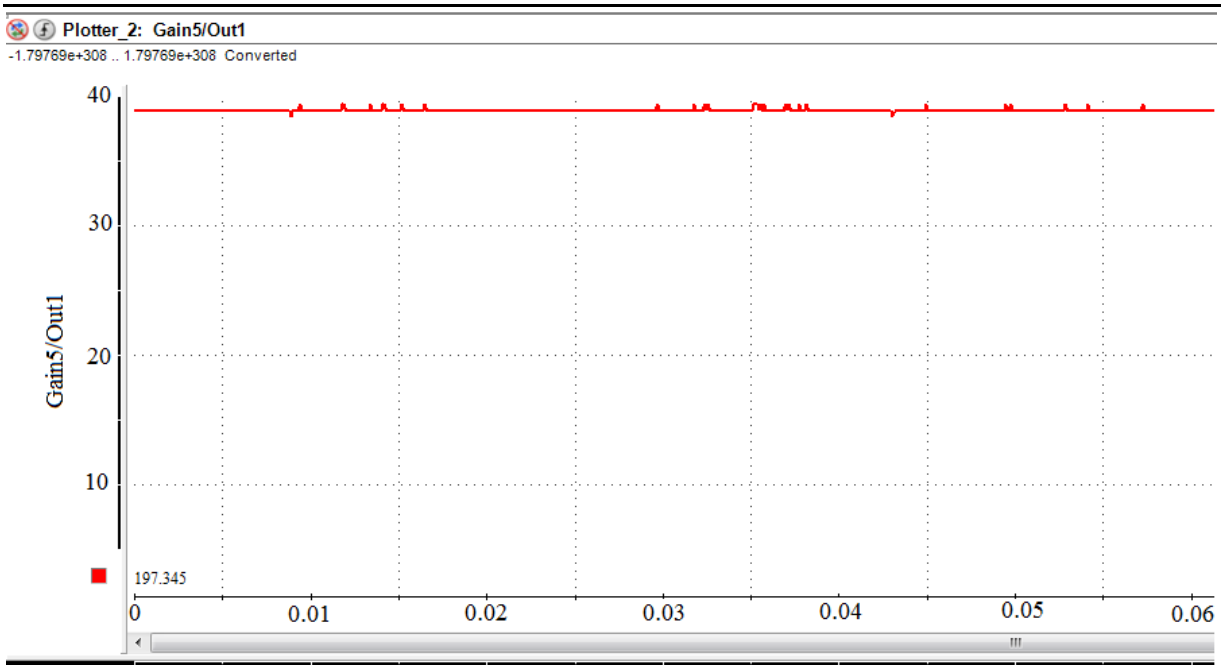
(a)



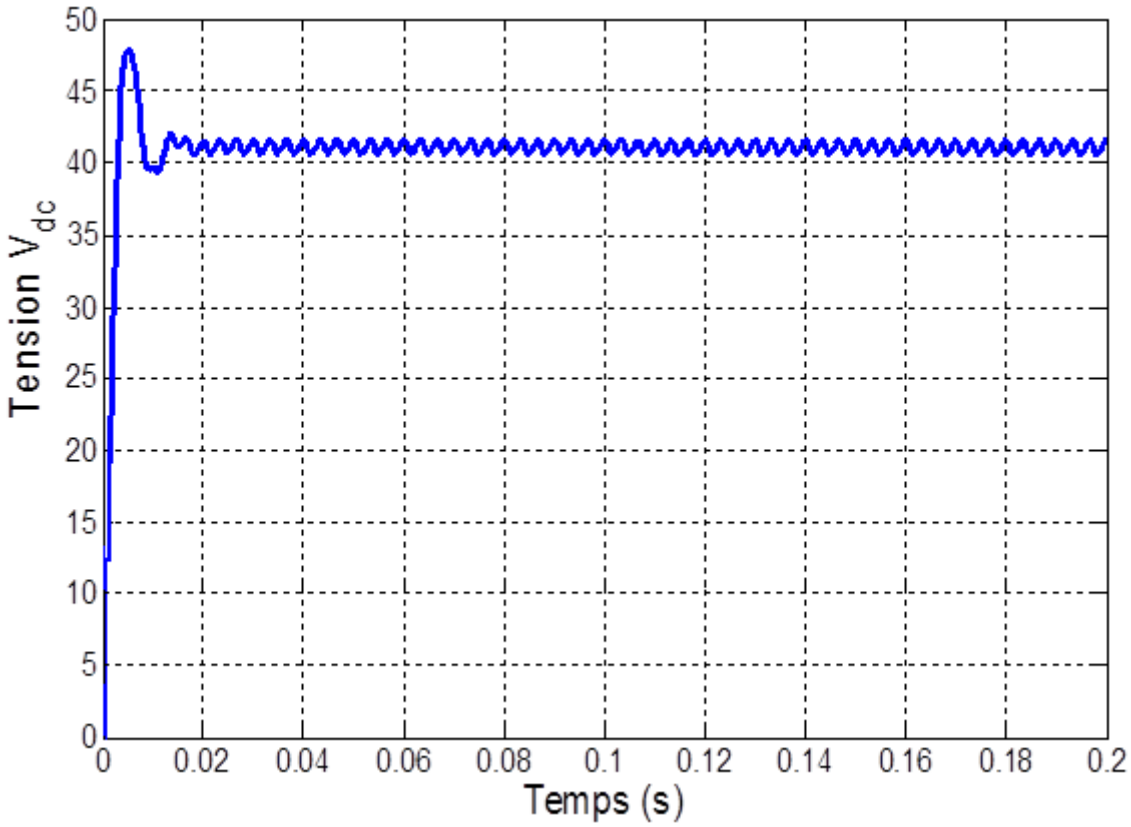
(b)

Figure V.22: Résultats expérimentale (a) et de simulation (b) de tension V_{dc}.

La figure (V.23) représente la résultat de simulation et de l'expérimentale du tension V_{dc} après le filtrage



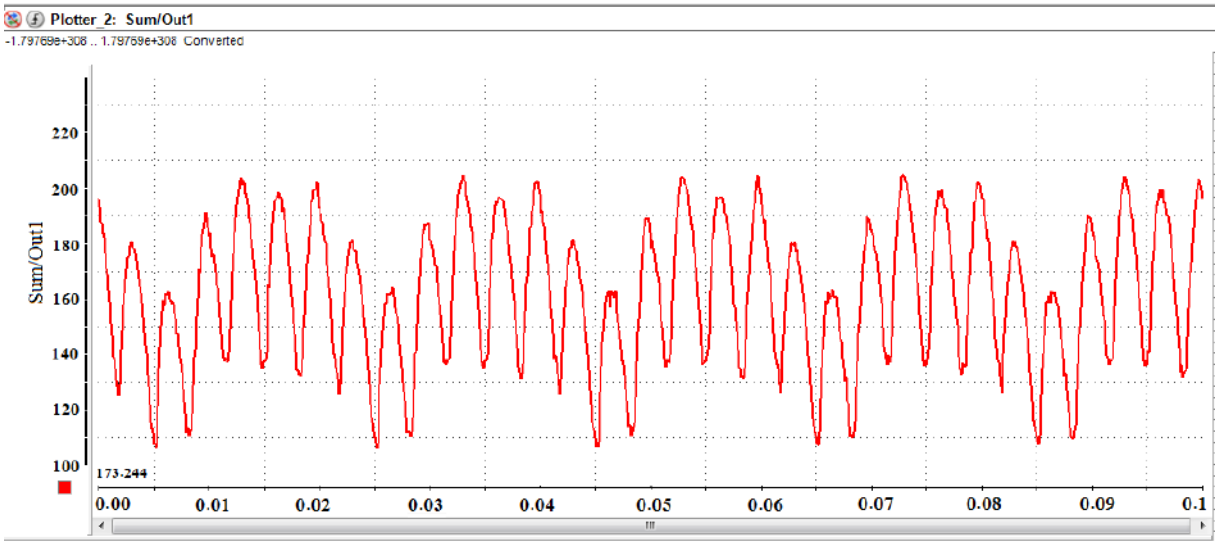
(a)



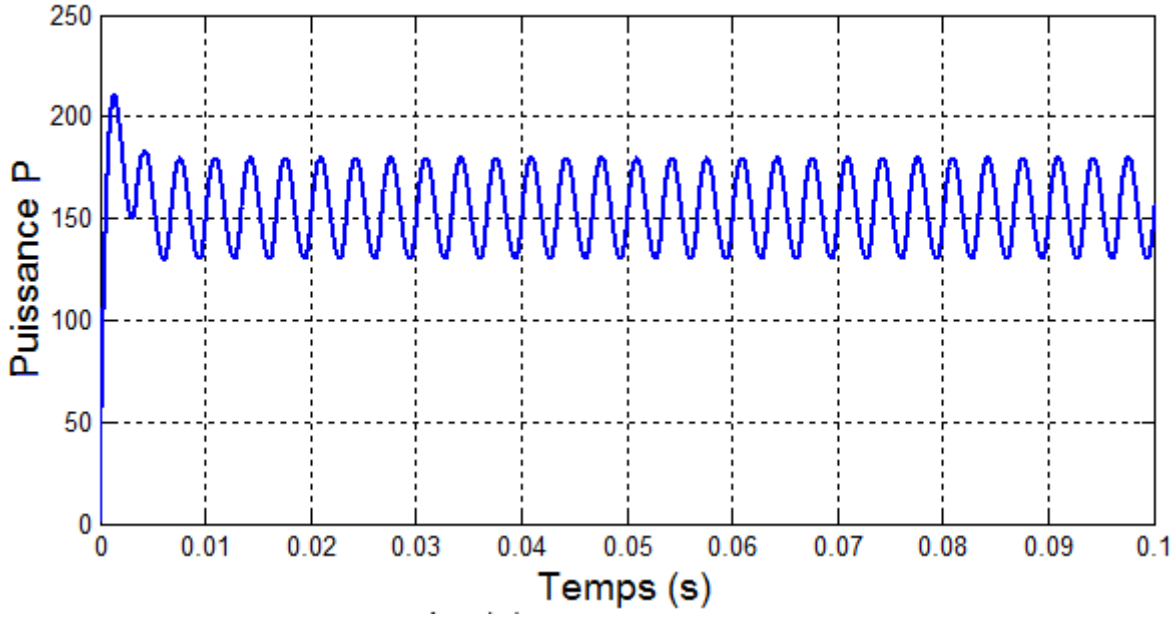
(b)

Figure V.23: Résultats expérimentale (a) et de simulation (b) du Tension Vdc après l'injection de filtre

Les figures (V.24) et (V.25) représentent la puissance active avant et après le filtrage.

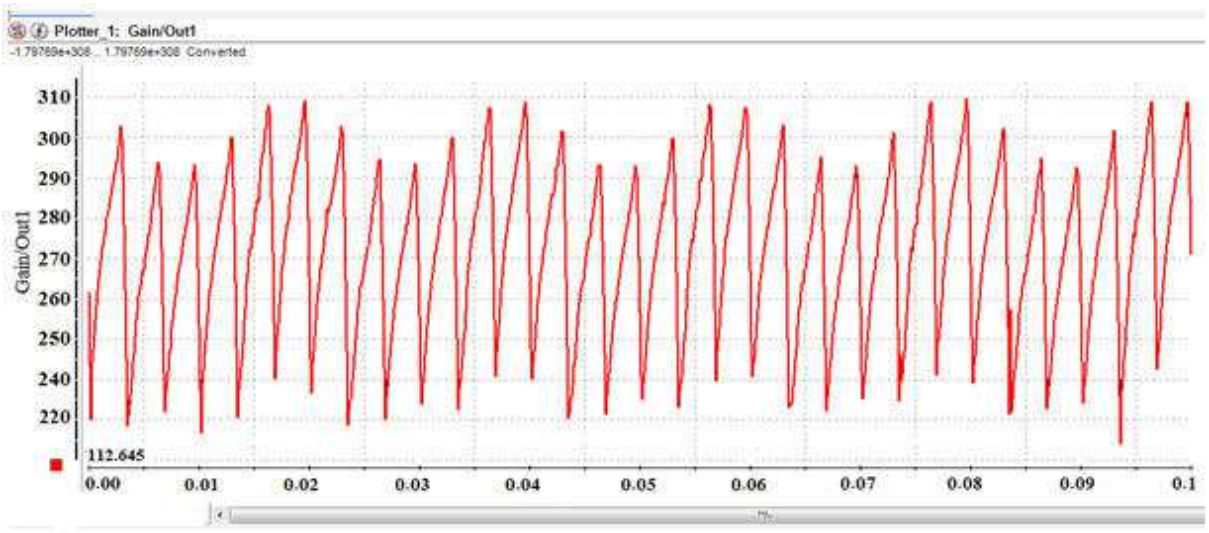


(a)

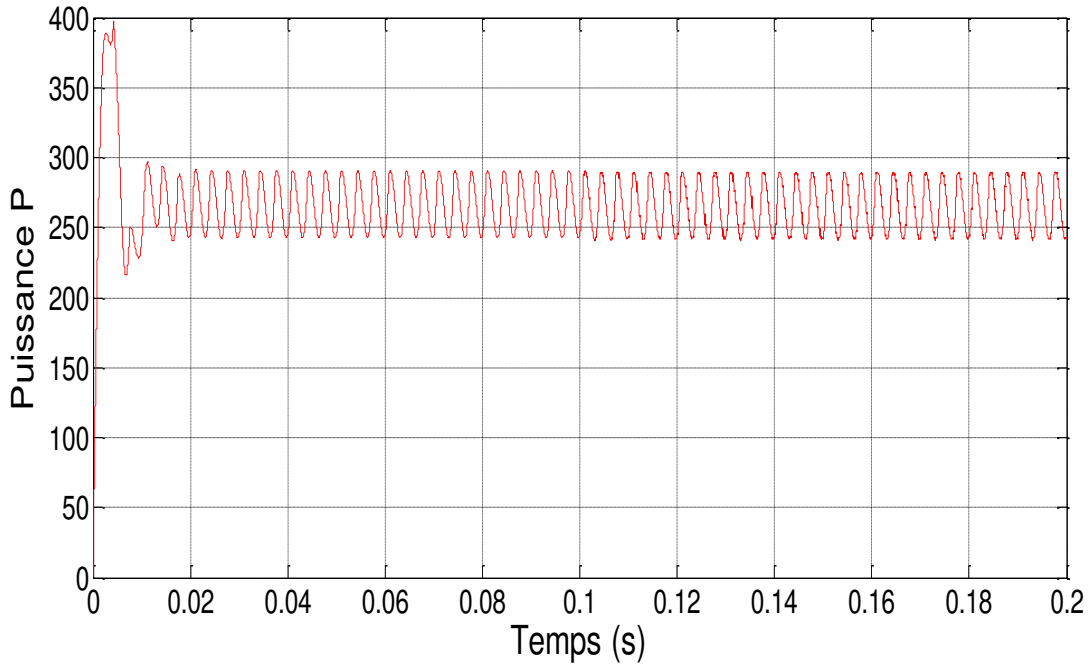


(b)

Figure V.24: Résultats expérimentale (a) et de simulation (b) de Puissance active avant le filtrage



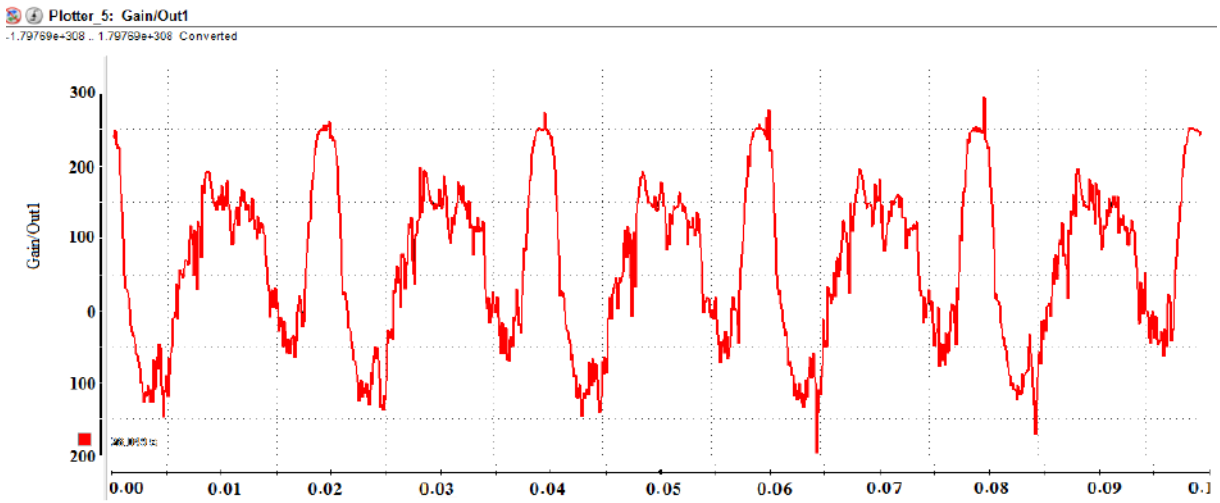
(a)



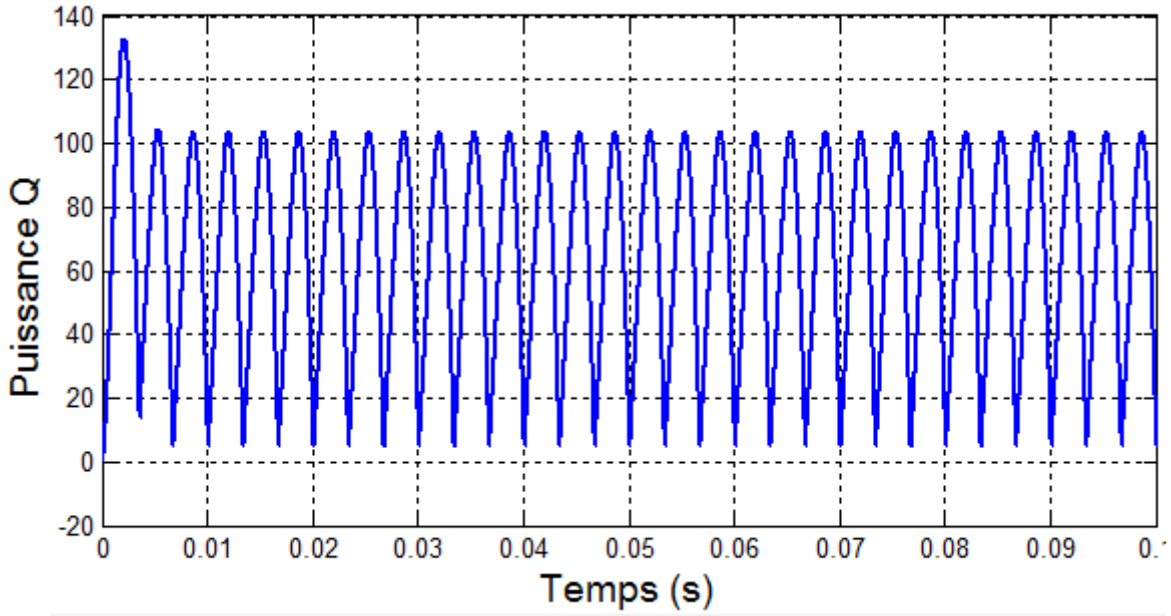
(b)

Figure V.25: Résultats expérimentale (a) et de simulation (b) de Puissance active après filtrage

On observe bien que les deux résultats sont les même (expérimentale et simulation) la puissance suit sa références



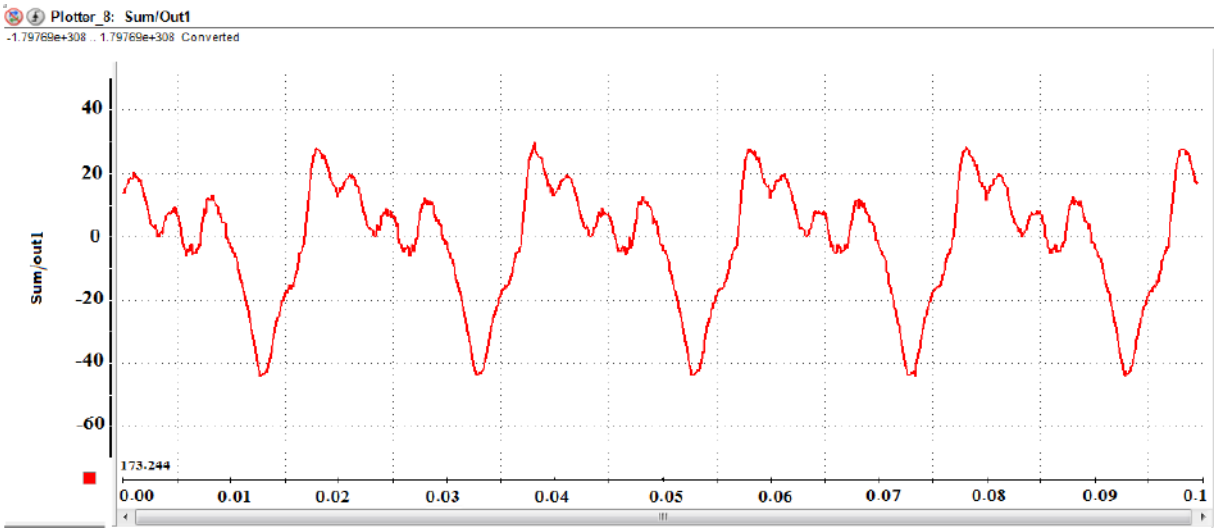
(a)



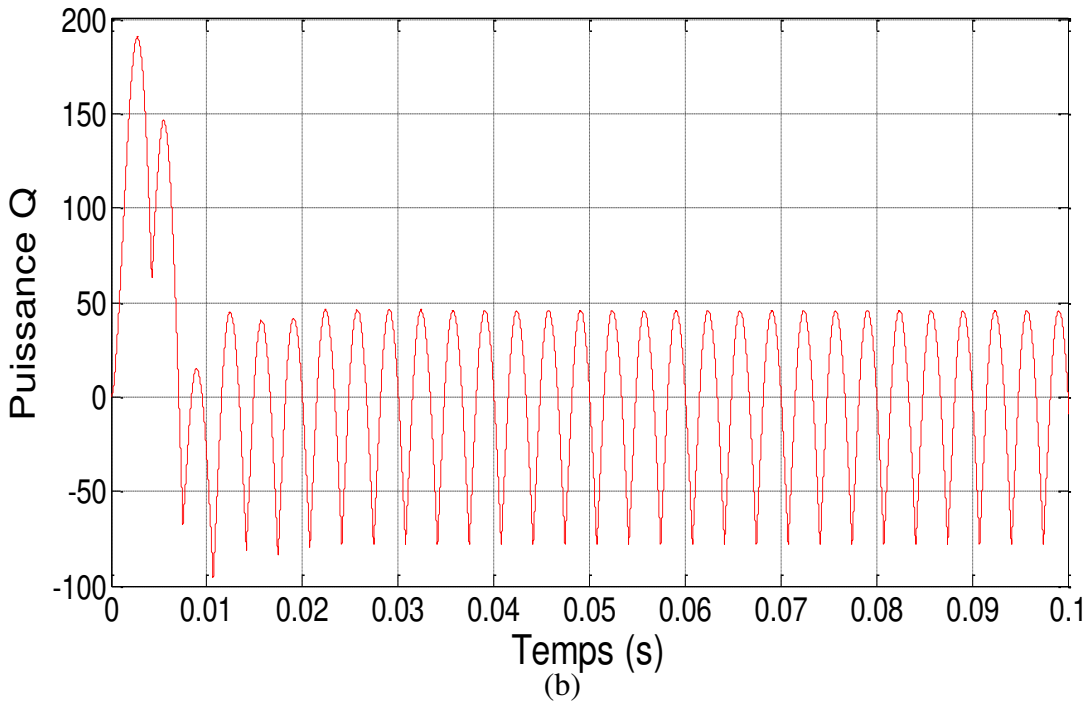
(b)

Figure V.26 : Résultats expérimentale (a) et de simulation (b) de Puissance réactive avant l'application de FAP

La figure (V.27) représente la puissance réactive q après le filtrage



(a)



(b)

Figure V.27 : Résultats expérimentale (a) et de simulation (b) de Puissance réactive après l'application de FAP

Les figures (V.24),(V.25)et (V.26),(V.27) représentent respectivement les puissances active P et réactive Q. Ce qui nous montre que la puissance active P suit sa référence P* qui est égale à

275 W et la puissance réactive Q suit aussi sa référence Q* qui est égale à 0 VAR, après l'application de filtre actif, on a une compensation de puissance

La figure (V.28) représente le taux d'harmoniques de distorsion du courant de source i_{sa} (THD_{isa}) avant le filtre actif parallèle .

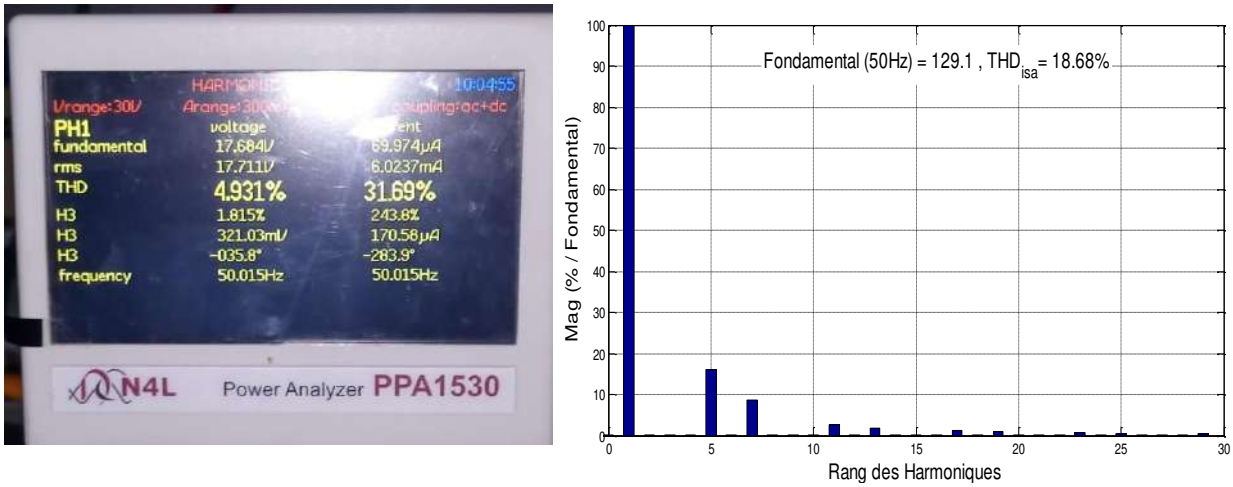


Figure V.28: Spectre harmonique de isa avant filtrage

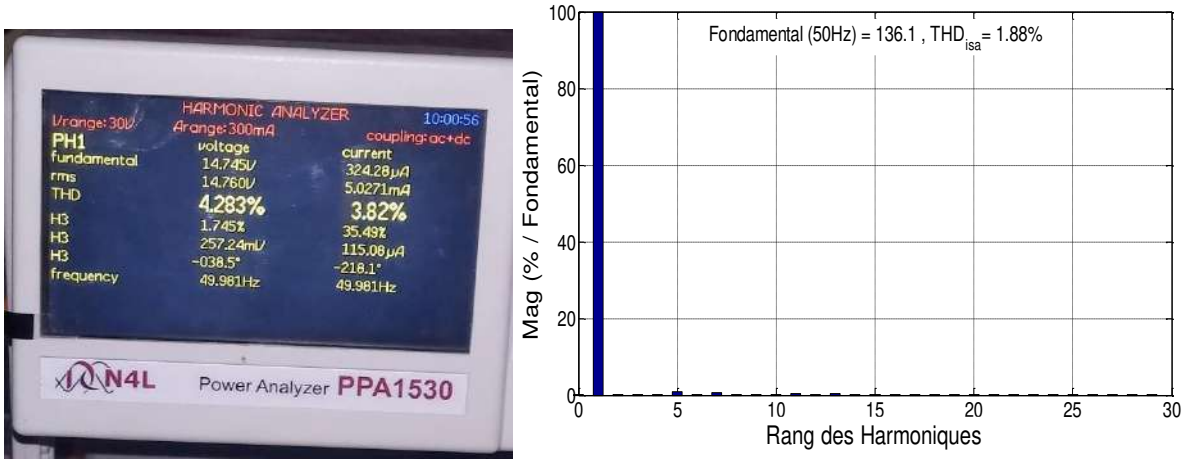


Figure V.29: Spectre harmonique de Isa après filtrage

Le figure (V.28) représente le taux d'harmoniques de distorsion du courant de source Isa (THDisa). Nous observons que les valeurs obtenues en simulation 18.68 % et en pratique 31.69 % sont très élevé due à la perturbation crée par la charge non linéaire cette valeur est très supérieur de 5% imposé par la source (SONELGAZ),

Apres l'injection de filtre (figureV.29) le THD trouvé par la simulation est 1.88% et la valeur pratique est légèrement supérieure celle trouver en simulation, THD Isa=3.82% Nous pouvons justifier l'augmentation du THD expérimental à cause de la qualité de la source qui n'est pas purement nette d'une part et les influences dues par les différents organes du système (l'autotransformateur, les inductances de correction et de couplage, ainsi le câblage) d'autre part.

Conclusion :

Dans ce chapitre, nous avons présenté une validation expérimentale d'un système de filtrage actif parallèle par un banc d'essai à l'intérieur des laboratoires de recherches (LREA université de Médéa). Les résultats obtenus montrent clairement et manifestement l'efficacité de la commande directe de puissance (DPC) appliqué au filtre actif parallèle de puissance (FAP) à deux niveaux. Ainsi, on peut observer que ces résultats sont similaires à ceux obtenus en simulation dans l'environnement MATLAB / Simulink.

La puissance active de référence est obtenue par le bus continu de contrôle (à l'aide du régulateur PI) avec sa référence 17V et la puissance réactive de référence est nulle imposée pour assurer un fonctionnement à facteur de puissance unitaire.

Dans ce travail, la commande DPC est développée pour ces principaux avantages intrinsèques :

- Il est basé sur la commande directe des puissances actives et réactives sans boucle de courant.
- Ces puissances sont commandées indépendamment les unes des autres au moyen de deux contrôleurs d'hystérésis et sont ainsi découplées.
- Il ne nécessite pas la détection complexe des courants harmoniques et réactifs de la charge non linéaire.
- Il n'inclut aucune transformation de coordonnées, ce qui facilite sa mise en œuvre sur des systèmes temps réel peu coûteux.

CONCLUSION GENERALE

Conclusion générale :

Ces dernières années ont vu, chez les consommateurs d'énergie électrique, se multiplier les charges non-linéaires, responsables de l'apparition des harmoniques et des effets néfastes qui leurs sont liés. Le problème de la réduction de cette pollution harmonique est, par conséquent, devenu l'un des grands défis de la distribution électrique, surtout que leurs comportements sont de moins en moins prédictibles et les risques d'interaction sont de plus en plus importants.

La limitation de la pollution harmonique peut être abordée par des approches à priori ou à posteriori. Les premières regroupent l'ensemble des normes et contraintes financières utilisées par les distributeurs d'énergie pour maintenir la génération d'harmoniques dans certaines limites, limites qui sont fournies par une analyse statistique globale du problème. S'il n'est pas possible d'empêcher l'apparition des pollutions harmoniques, les méthodes à posteriori apportent la possibilité de dépolluer les réseaux électriques. Selon le cas, nous parlerons d'absorber, de compenser ou d'atténuer les harmoniques, par des d'équipements électriques tels que les filtres. En général, les solutions passives s'avèrent insuffisantes. Le filtrage actif de puissance, qui consiste à annuler en un point une pollution harmonique variable, fournit une approche plus souple et plus efficace.

Sur la base de ce constat, nous nous sommes intéressés dans ce mémoire à étudier les dispositifs de dépollution des réseaux électriques en utilisant les filtres actifs alimentée par un source renouvelable « le photovoltaïque». Notre travail s'est porté plus particulièrement sur l'étude du filtre actif parallèle alimentée à travers un hacheur Boost commander par contrôleur MPPT numérique à base d'un microcontrôleur PIC 16F877A.

Ce mémoire a nécessité la mise en commun des connaissances acquises dans des spécialités différentes, telles que l'électronique, l'électrotechnique de puissance ainsi que l'informatique.

Les méthodes de poursuites du point de puissance maximale et les hacheurs font partie de ces composants à considérer. Selon les applications et les objectifs on choisira la plus adaptée des méthodes MPPT. Pour cela on a utilisé le logiciel de simulation (MATLAB simulink) et ISIS proteus professionnelle offert par l'outil informatique et ainsi optimiser au maximum les futures systèmes, aussi pour faciliter le saut vers la conception réelle.

Des convertisseurs électriques de conditionnement d'énergie assurant le transfert d'énergie entre les panneaux et le bus continu d'alimentation FAP, ont été proposés.

Ces convertisseurs, dont la topologie est basée sur le hacheur survolteur/dévolteur, ont été dimensionnés et simulés.

PERSPECTIVES :

Nous souhaitons que ce mémoire sert les intérêts des autres étudiants qui sont intéressés par l'électronique de puissance et les applications photovoltaïques et les encourage à plus haut projet avancé de maîtrise ou de recherche.

Dans ce travail, plusieurs perspectives peuvent être évoquées. Nous pouvons citer :

- Application d'autres techniques de commande du filtre actif comme La commande par mode glissant, la commande non-linéaire shunt (commande par backstepping, commande adaptative).
- Développement d'autres structures du filtre actif shunt (multiniveaux, multi-bras).
- Mise en parallèle de filtres actifs shunts.

ANNEXE (A)

Bloc diagrammes des modules de simulations

A.1. Définition des valeurs des composants utilisés dans la simulation

- Les valeurs des composants du hacheur :

  L=3.5 mH

  C_1=5.6 mF

  C_2=5.6 mF

- Le panneau solaire photovoltaïque :

$$I = I_{Ph} - I_{S1}\left[e^{\frac{q(V+IRs)}{n1kT}} - 1\right] - I_{S2}\left[e^{\frac{q(V+IRs)}{n2kT}} - 1\right] - \frac{V + IRs}{Rp} \qquad \text{(A.1)}$$

Les valeurs suivantes ont été employées dans les équations du premier chapitre :

- I_{ph}=3.5 A
- R_p=30 Ω
- R_s=15 *10^{-3} Ω
- E_g=1.1 eV
- n_1 =1
- n_2 =2
- k =1.38 * 10^{-23} j/k
- q=1.602 * 10^{-19}C

Les schémas fonctionnels pour les simulations des convertisseurs :

A.2. Générateur PV

$$I = I_{ph} - I_{d1} - I_{d2} - I_r \qquad \text{(A.2)}$$

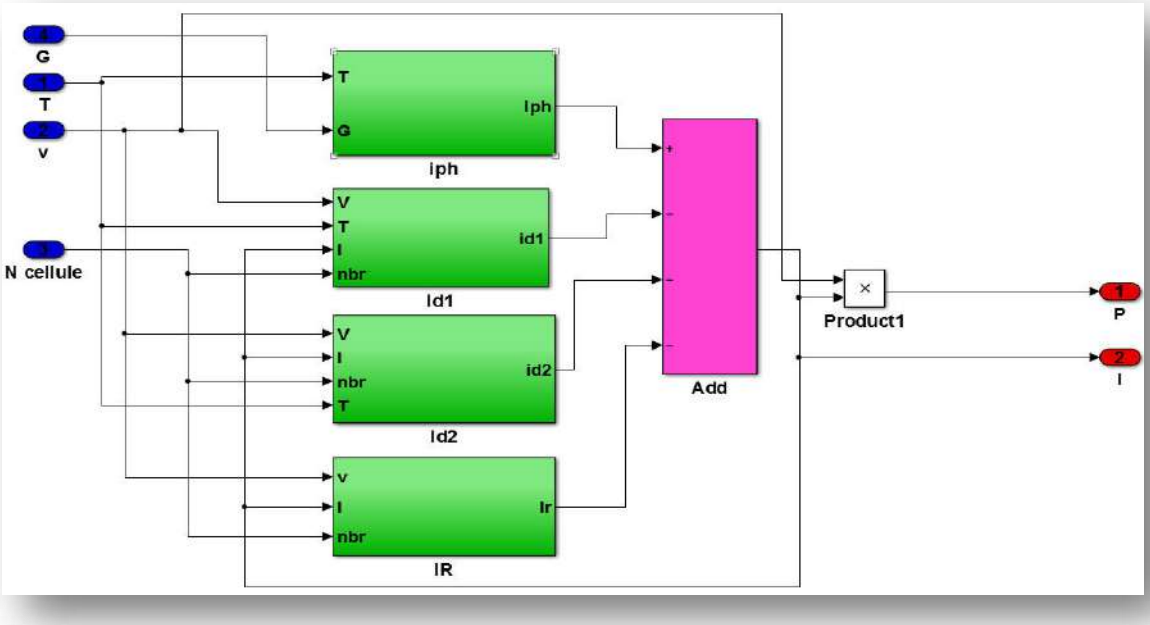


Figure A.1 : Block diagramme du module PV.

A.2.1 Courant I_{ph} :

$$I_{ph} = [(T - 298)5.10^{-4} + 1]3,25.S.10^{-3} \text{(A.3)}$$

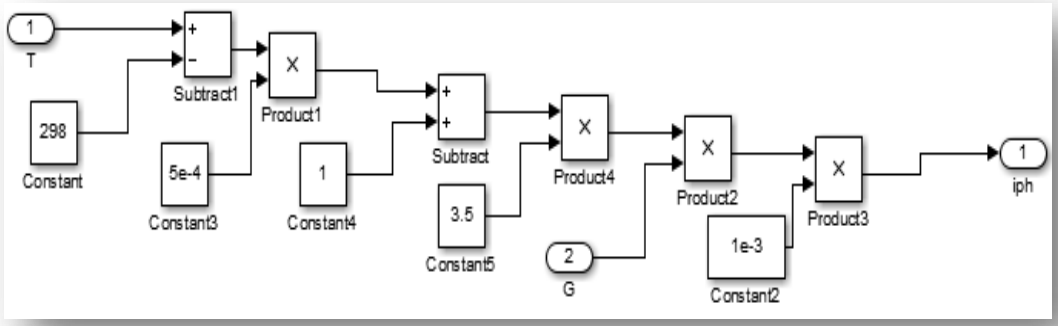


Figure A.2 : Block diagramme de l'équation du photo courant*Iph*

A.2 .2 Courant I_{d1} :

$$\mathbf{I_{d1} = I_{s1}\left(e^{\frac{q(V+ZR_SI)}{n_1ZKT_{ck}}} - 1\right)} \text{(A.4)}$$

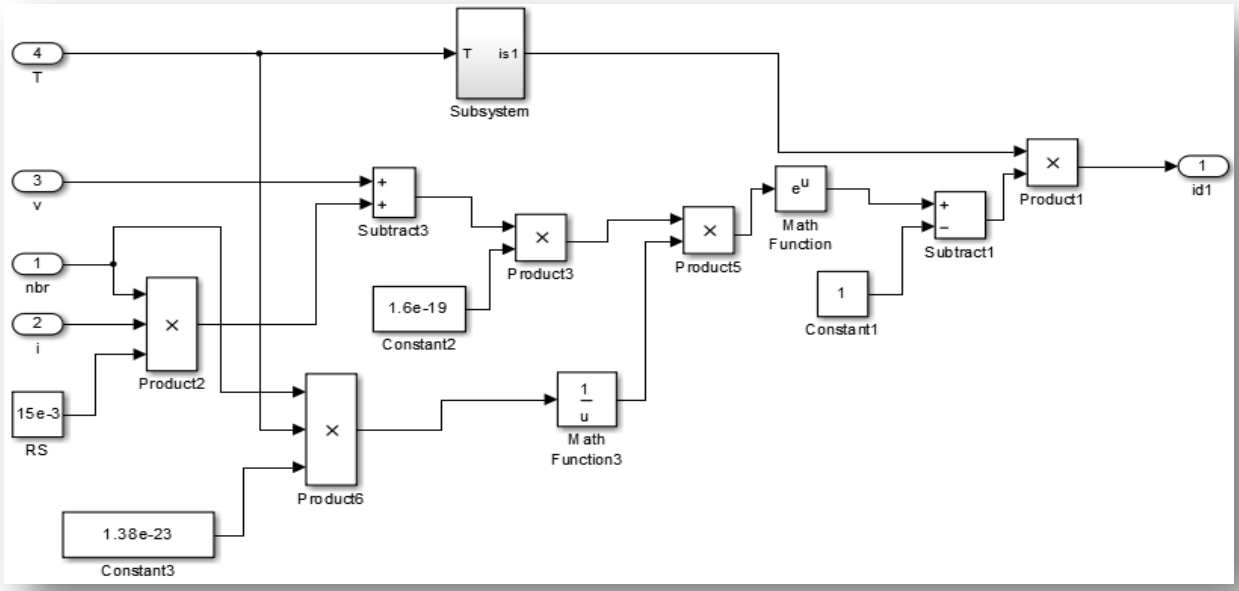


Figure A.3 : Block diagramme de l'équation de courant I_{d1}.

A.2.3 Sub_systémeI$_{s1}$:

$$I_{s1} = 1,2.T^3\left(e^{\frac{-1,76.10^{-19}}{KT}}\right) \quad \text{(A.5)}$$

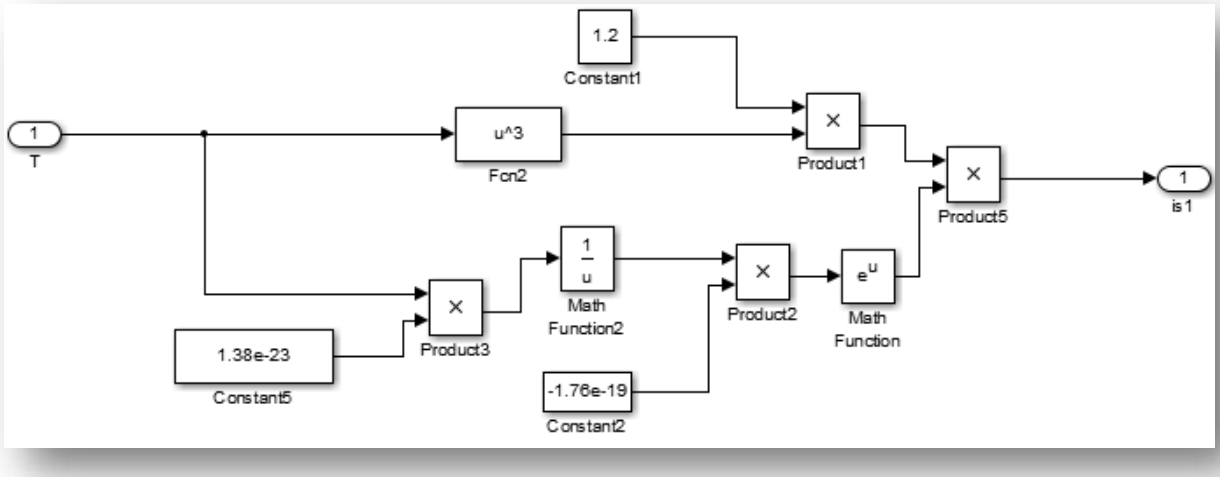


Figure A.4: Block diagramme del'équation de courant I_{s1}.

A.2.4 Courant I$_{d2}$:

$$\mathbf{I_{d2} = I_{s2}\left(e^{\frac{q(V+ZR_sI)}{n_2ZKT_{ck}}} - 1\right)} \quad \text{(A.6)}$$

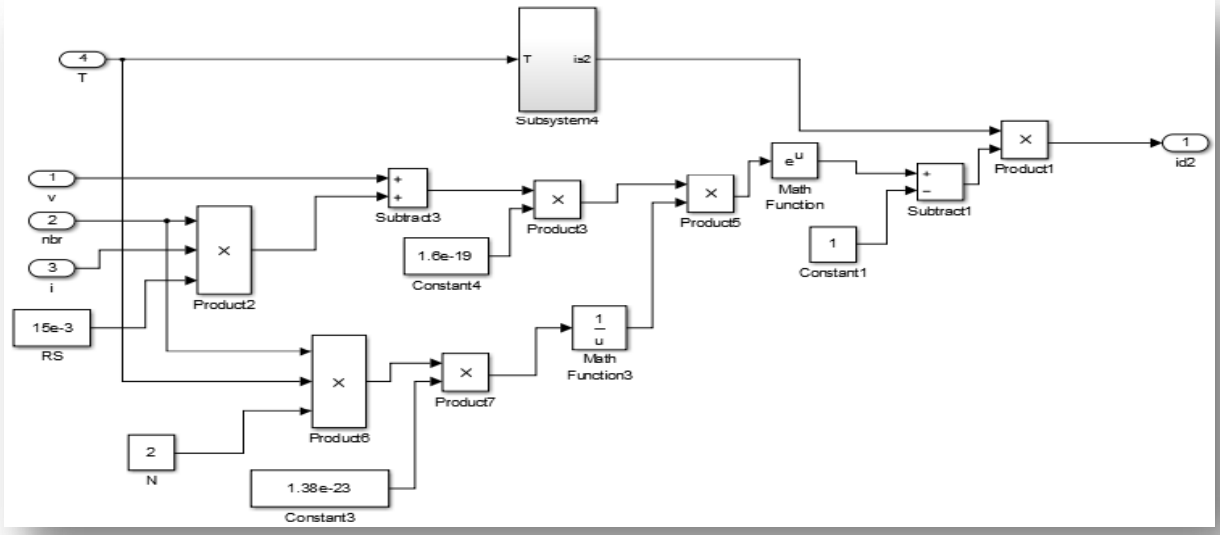


Figure A.5: Block diagramme de l'équation de courant I_{d2}.

A.2.5 Subsystéme I_{s2} :

$$I_{s2} = 2,9.10^{5}.T^{\frac{5}{2}}\left(e^{\frac{-1,76.10^{-19}}{KT}}\right) \quad \textbf{(A.7)}$$

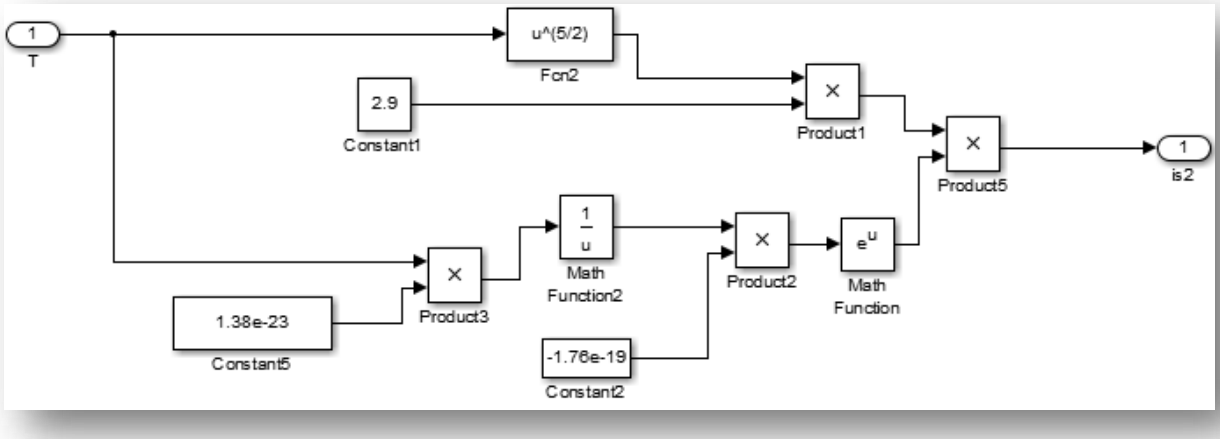


Figure A.6: Block diagramme del'équation de courant I_{s2}.

A.2.6 Courant I_r :

$$I_r = \frac{V+ZR_sI}{ZR_{sh}} \quad \textbf{(A.8)}$$

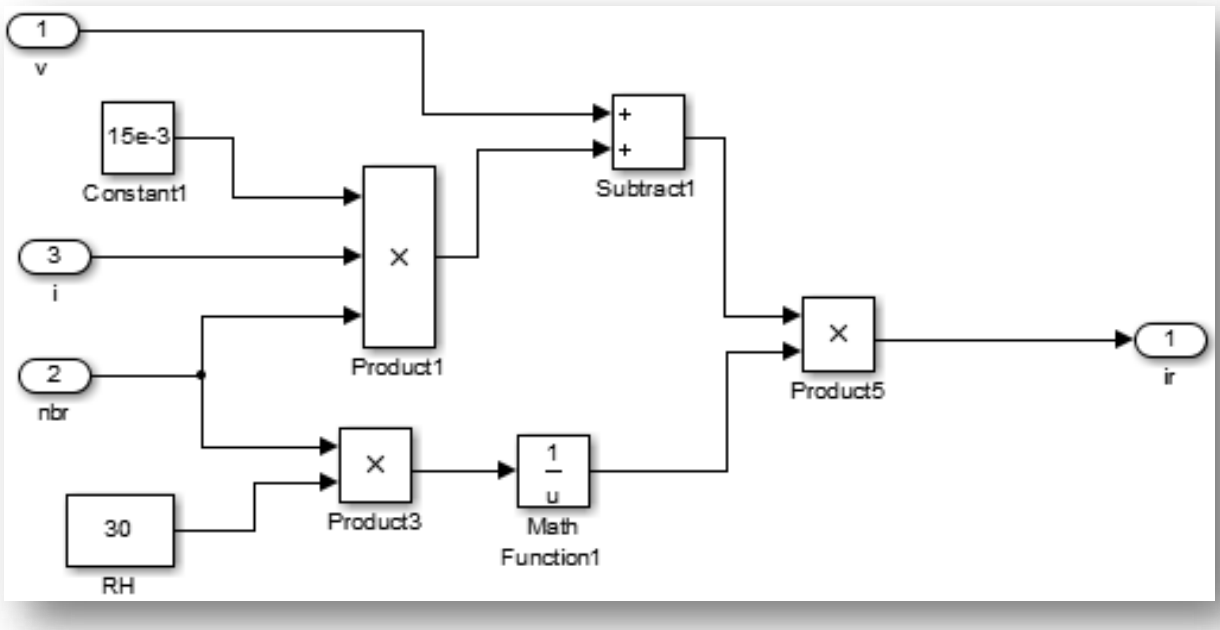


Figure A.7: Block diagramme de l'équation de courant I_r.

A.3. Méthode de commande :

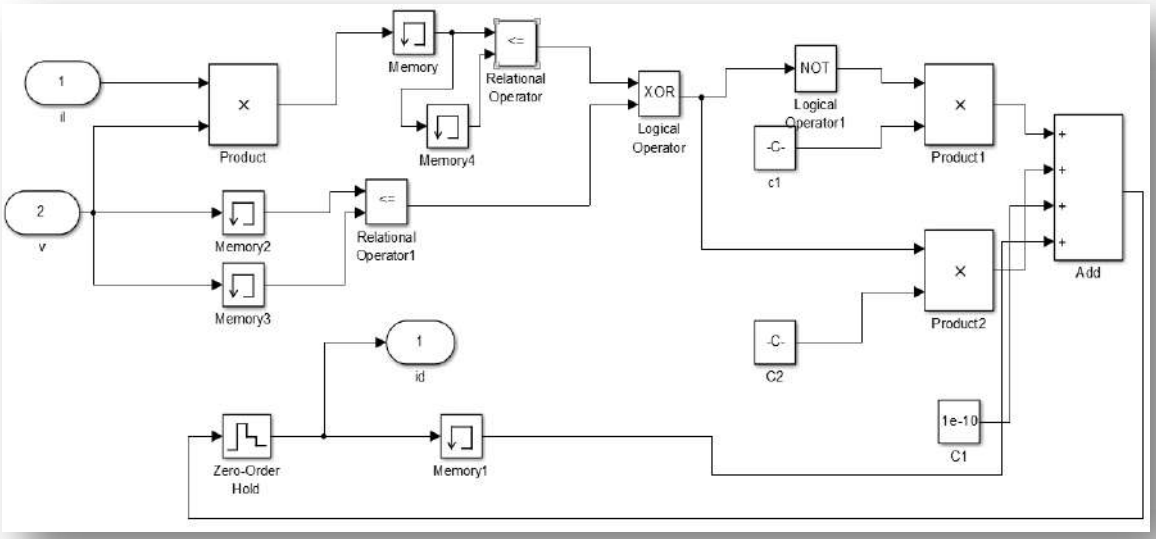


Figure A.8: Block diagramme de la méthode P&O.

A.4. Hacheur

A.4.1 Courant I_L :

$$I_L = i - \frac{dv}{dt} \cdot C_1 \qquad \textbf{(A.9)}$$

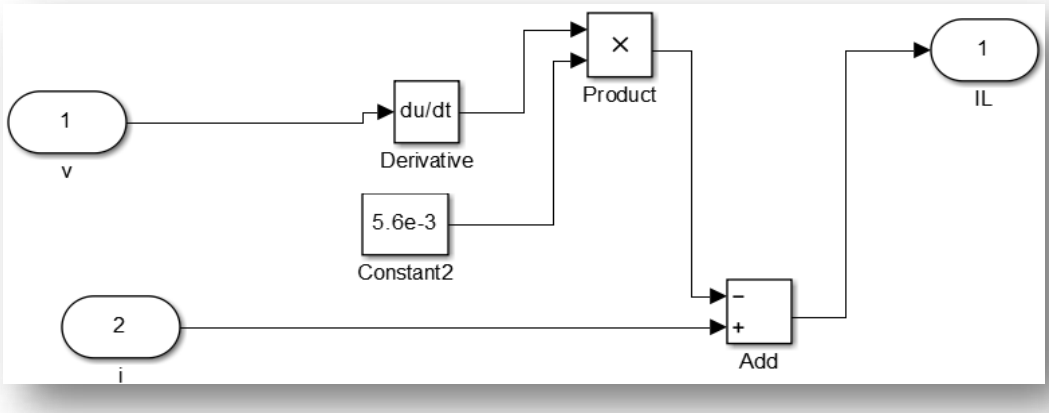


Figure A.9 : Block diagramme de l'équation de courant I_L

A.4.2 Courant I_b :

$$i_b = i_L(1 - D) - \frac{dv_b}{dt} \cdot C_2 \qquad \textbf{(A.10)}$$

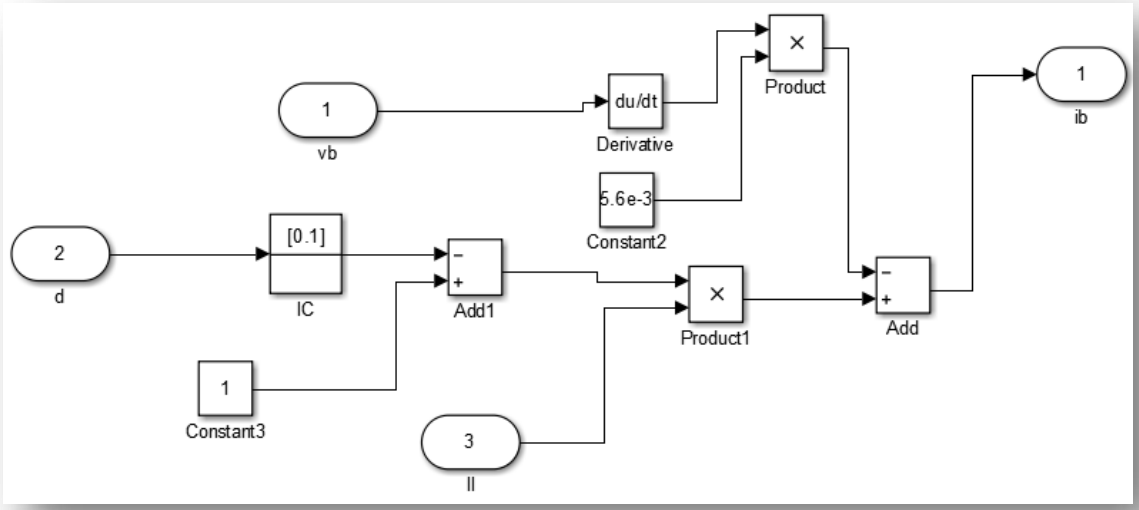


Figure A.10 : Block diagramme de l'équation de courant*ib*

A.4.3 Tension V :

$$V = V_d(1 - D) + \left(\frac{di_L}{dt} \cdot L\right) \qquad \textbf{(A.11)}$$

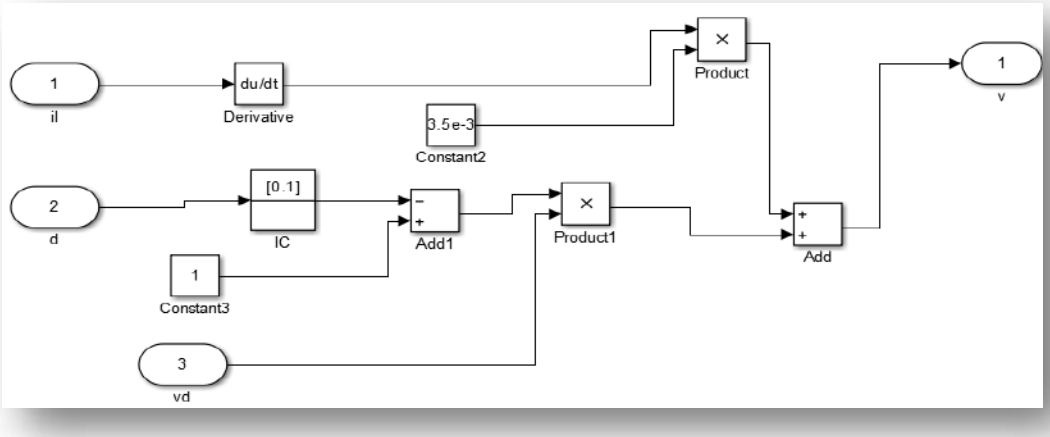


Figure A.11: Block diagramme de l'équation de tension *V*.

A.5. Le system de FAP :

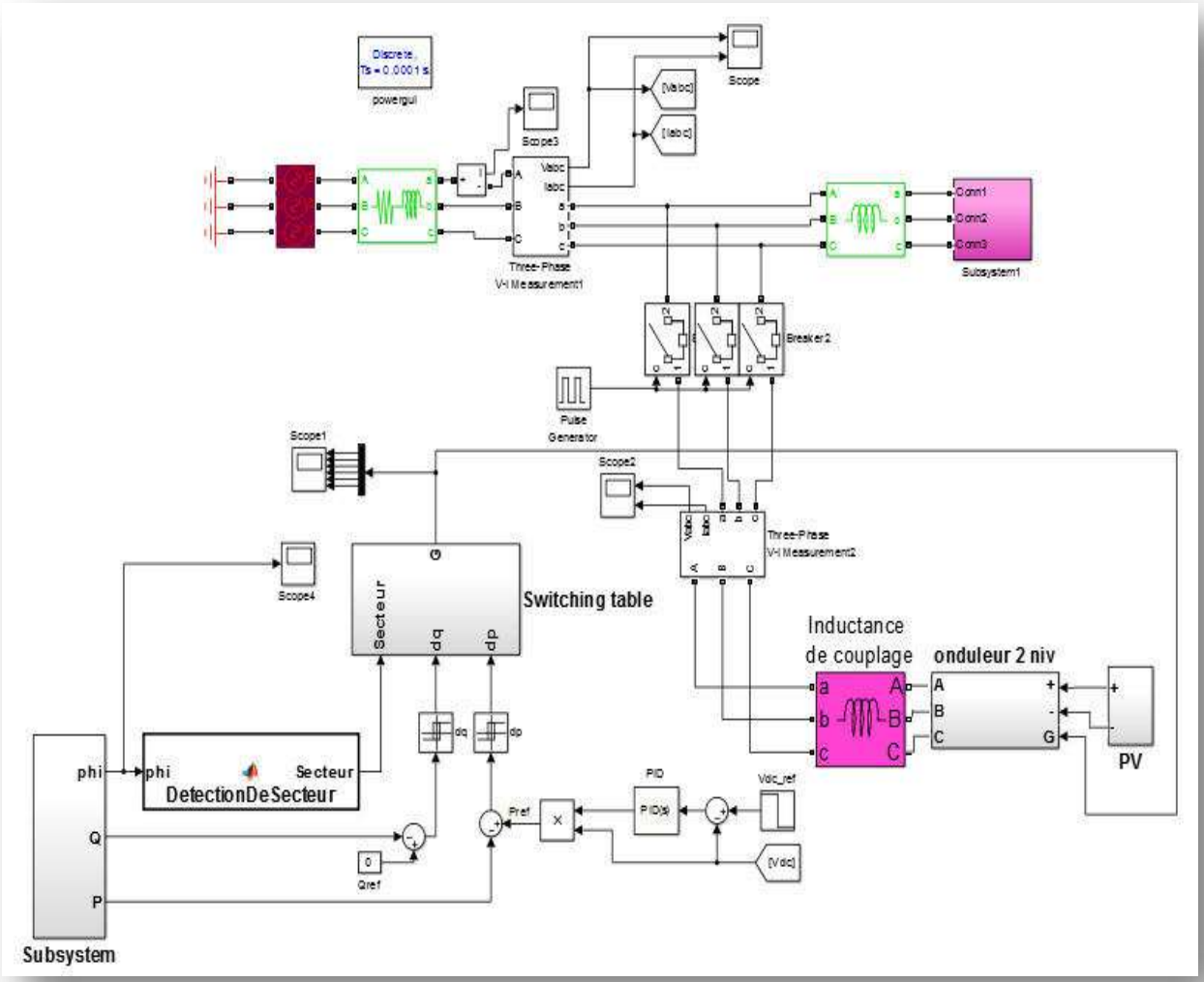


Figure A.12: Block diagramme de system complet

ANNEXE (B)

Les Composants électroniques de module de la carte de commande MPPT et de l'hacheur boost

B.1. PIC16F877A :

Le 16F877A font partie de la sous-famille des 16F877XA. Cette branche faite partie intégrante de la grande famille des PICsMid-Range, au même titre que le 16F84.on peut considérer que le 16F84 constitue le circuit d'entrée de gamme de cette famille .de nouveaux circuits ne devraient pas tarder améliorer encore les performances.

La famille de16F87X comprend toute une série de composants, voici les différents types existant au moment de l'écriture de cet ouvrage. Notez que les composent sont en constante évolution. Il vous appartiendra donc de vous tenir au courant de ces évolutions.

B.2. Caractéristiques techniques du PIC 16F877A :

Tableau B.1 : Caractéristiques techniques du PIC 16F877A.

Manuel	PIC16F877A
Fréquence de fonctionnement	DC-20MHZ
RESET	POR, BOR (PWRT, OST)
FLACH Mémoire	8K
Mémoire des donnes (octet)	368K
EEPROM	256
Interruptions	15
E/S Ports	Ports A, B, C, D, E
compteur	3
Capture/Compare/PWM modules	2
Communication série	MSSP, USART
Communication parallèle	PSP
Convertisseur Analogique/Digital	8 voies
Jeux d'instructions	35 instructions

Les principales caractéristiques sont :

Lignes d'entrées/sortie, réparties en un port de 5lignes (port A) et 3 port de 8lignes (Port B, port C, port D) et un port de 3 lignes (port E).

- Alimentation sous 5Volts ;
- Architecture interne révolutionnaire lui conférant une extraordinaire rapidité ;

- Une mémoire de programme pouvant contenir 8k instructions de 14bits chacune (allants de adresse 0005h à l'adresse 1FFFh) ;
- Une mémoire RAM utilisateur de 368 emplacements a 8 bits ;
- Une RAM de 4×12 emplacements réservée aux registres spéciaux ;
- Une EEPROM de 256 emplacements.

B.3. Brochage du PIC 16F877A :

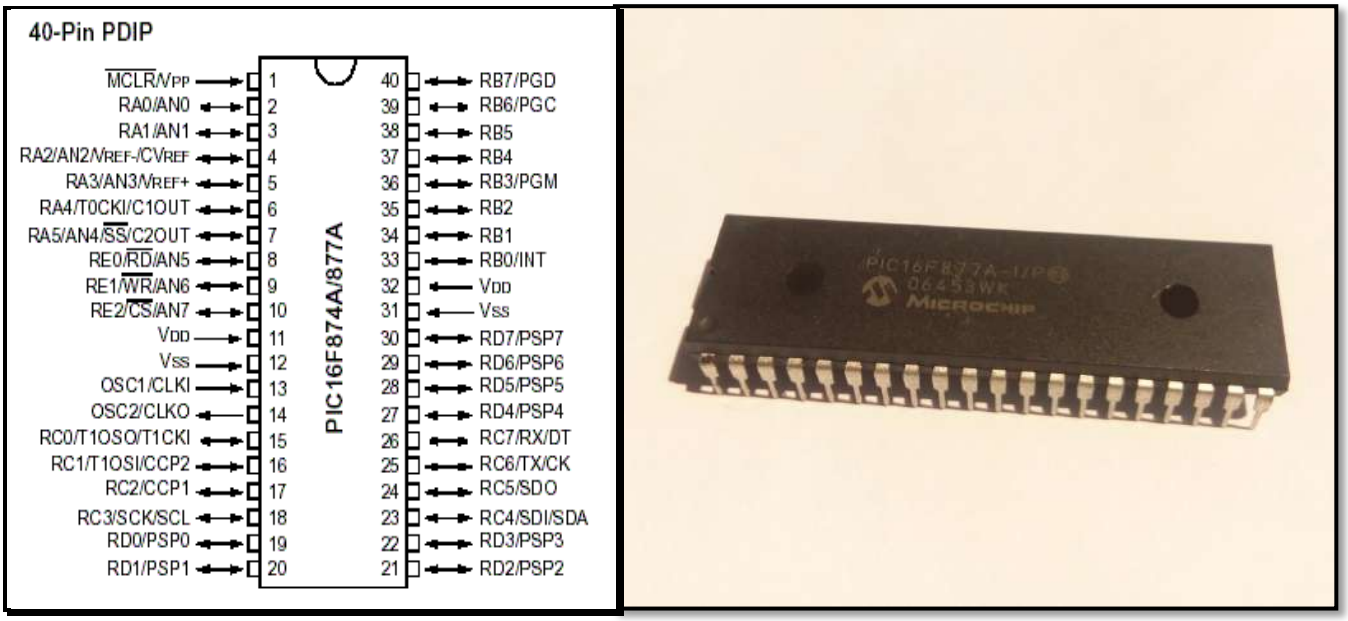


Figure B.2 : brochage du PIC16F877A.

B.4. IRFP460:

N - CHANNEL 500V - 0.33Ω - 14A - TO-247

Power MESH™ MOSFET

TYPE	VDSS	RDS (on)	ID
IRFP460	500V	< 0.27W	20 A

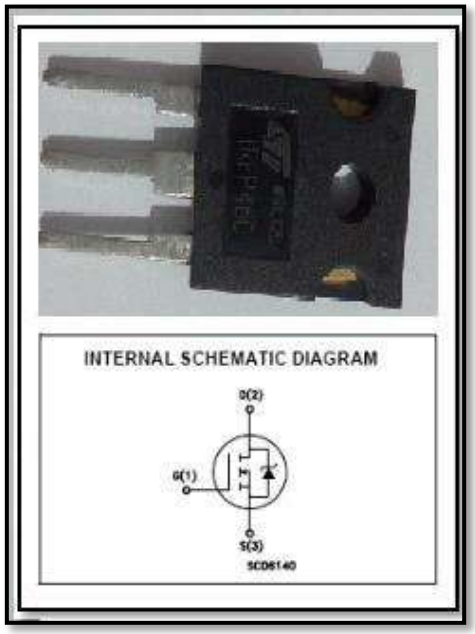


Figure B.3 :IRFP460

- RDS TYPES (sur) = 0.31W
- CAPACITÉ / dt EXTRÊMEMENT ÉLEVÉ

- AVALANCHE 100% testé
- NOUVELLE RÉFÉRENCE HAUTE TENSION
- GATE CHARGE minimisé

Tableau B.2 :caractéristique de fonctionnement.

SPECIFICATIONS T_J = 25 °C, unless otherwise noted						
PARAMETER	**SYMBOL**	**TEST CONDITIONS**	**MIN.**	**TYP.**	**MAX.**	**UNIT**
Static						
Drain-Source Breakdown Voltage	V_{DS}	V_{GS} = 0 V, I_D = 250 µA	500	-	-	V
V_{DS} Temperature Coefficient	$\Delta V_{DS}/T_J$	Reference to 25 °C, I_D = 1 mA	-	0.63	-	V/°C
Gate-Source Threshold Voltage	$V_{GS(th)}$	V_{DS} = V_{GS}, I_D = 250 µA	2.0	-	4.0	V
Gate-Source Leakage	I_{GSS}	V_{GS} = ± 20 V	-	-	± 100	nA
Zero Gate Voltage Drain Current	I_{DSS}	V_{DS} = 500 V, V_{GS} = 0 V	-	-	25	µA
		V_{DS} = 400 V, V_{GS} = 0 V, T_J = 125 °C	-	-	250	
Drain-Source On-State Resistance	$R_{DS(on)}$	V_{GS} = 10 V, I_D = 12 A[b]	-	-	0.27	Ω
Forward Transconductance	g_{fs}	V_{DS} = 50 V, I_D = 12 A[b]	13	-	-	S

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS T_C = 25 °C, unless otherwise noted					
PARAMETER		**SYMBOL**	**LIMIT**	**UNIT**	
Drain-Source Voltage		V_{DS}	500	V	
Gate-Source Voltage		V_{GS}	± 20		
Continuous Drain Current	V_{GS} at 10 V, T_C = 25 °C	I_D	20	A	
	V_{GS} at 10 V, T_C = 100 °C		13		
Pulsed Drain Current[a]		I_{DM}	80		
Linear Derating Factor			2.2	W/°C	
Single Pulse Avalanche Energy[b]		E_{AS}	960	mJ	
Repetitive Avalanche Current[a]		I_{AR}	20	A	
Repetitive Avalanche Energy[a]		E_{AR}	28	mJ	
Maximum Power Dissipation	T_C = 25 °C	P_D	280	W	
Peak Diode Recovery dV/dt[c]		dV/dt	3.5	V/ns	
Operating Junction and Storage Temperature Range		T_J, T_{stg}	- 55 to + 150	°C	
Soldering Recommendations (Peak Temperature)	for 10 s		300[d]		
Mounting Torque	6-32 or M3 screw		10	lbf · in	
			1.1	N · m	

✓ **Description :**

Le Power Mesh ™ est l'évolution de la première Génération de superposition en maille ™. Les améliorations de mise en pageIntroduit améliorer considérablement la zone Ron * facteur de mérite, tout en gardant l'appareil à la fine pointe pour ce qui concerne la vitesse de commutation, charge de grille et la robustesse.

✓ **Applications :**

- fournitures commutées power (smps) ;
- courant élevé, haute vitesse de commutation ;
- convertisseurs DC-AC pour le soudage ;
- équipement et sans interruption ;
- alimentation et moteur.

B.5. LM324 :

Tableau B.3 : Evaluation des maximums absolus.

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	±30	V
I_D	Drain Current (continuos) at T_C = 25°C	14	A
I_D	Drain Current (continuos) at T_C = 100°C	8.7	A
I_{DM} (•)	Drain Current (pulsed)	56	A
P_{TOT}	Total Dissipation at T_C = 25°C	190	W
	Derating Factor	1.5	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} ≤14A, di/dt ≤100A/µs, V_{DD} ≤ $V_{(BR)DSS}$, T_j ≤ T_{JMAX}.

- ✓ **Description :**

La série LM324 se compose de quatre indépendante,Haut-gain, des amplificateurs opérationnels de fréquence compensé en interneconçu spécialement pour fonctionner à partir d'un seul bloc d'alimentation sur unelarge gamme de tensions.

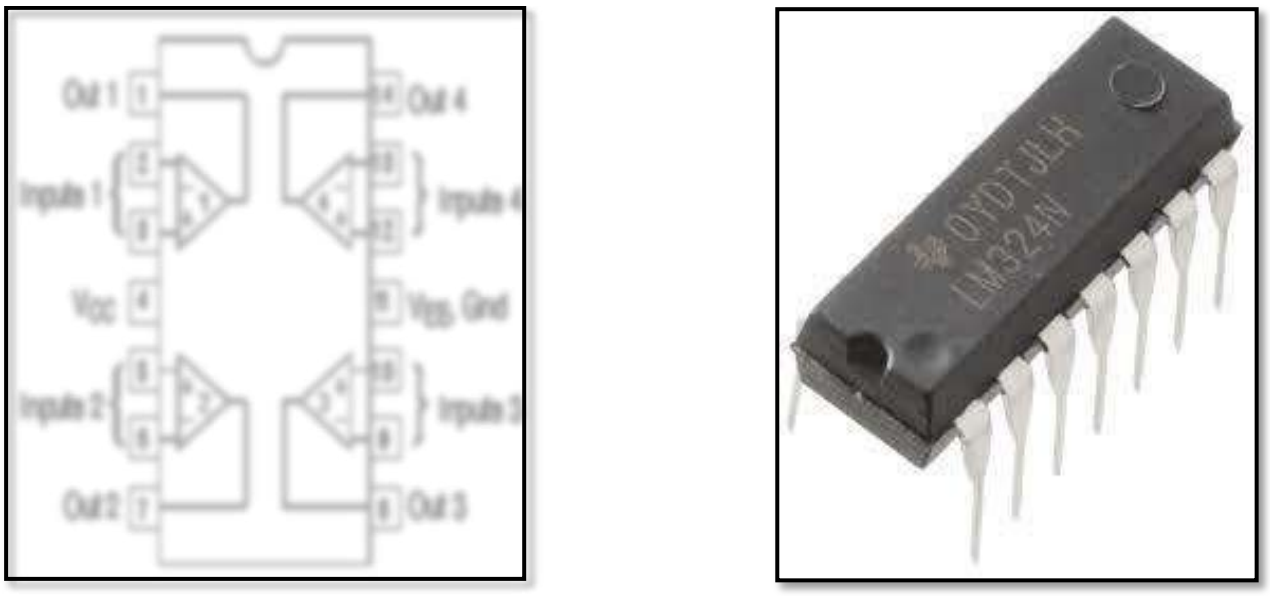


Figure B.4 : Structure interne du LM324.

- ✓ **Caractéristiques Uniques :**

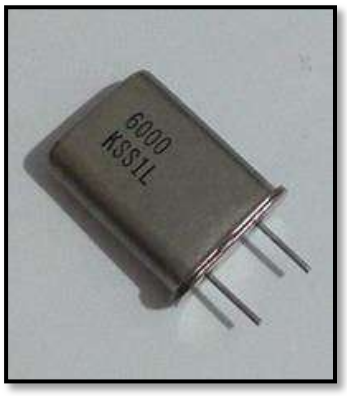
Dans le mode linéaire, la plage de tension de mode commun d'entrée comprend sol et la tension de sortie peut également balancer à la terre, même si exploité à partir de seulement une tension d'alimentation unique.

La fréquence de coupure de gain unité et le courant de polarisation d'entrée sont à compensation de température.

- ✓ **Caractéristiques :**

- En interne fréquence compensé pour le gain de l'unité ;
- Grand gain de tension DC: 100 dB ;
- Large bande passante (gain unitaire): 1 MHz (compensé en température) ;
- Large gamme d'alimentation électrique unique: 3 à 30 V cc ou double ;
- fournitures: ± 1,5 VDC à ± 15 VDC ;
- Très faible consommation de courant électrique: essentiellement indépendante de l'approvisionnement ;
- tension (1 mW / ampli op à 5 VDC) ;
- Faible courant de polarisation d'entrée: 45 CNDA (compensation de température) ;
- Une entrée basse tension de décalage: 2 mVDC et le décalage actuel: 5 NADC ;
- Plage de tension d'entrée différentielle égale à la tension d'alimentation ;
- Large plage de tension de sortie: 0VDC à VCC-1,5 balançoire VDC.

B.6. quartz cristaloscillateur :



- **Caractéristiques:**

- Une large gamme de fréquence
- Haute tolérance aux chocs
- Petit taille
- stabilité de fréquencefiable

- **Applications :**
  - System microprocesseur
  - Électronique
  - Instrumentation
  - Électronique automobile

Tableau B.4 : Spécifications de quartz KSS1L.

Frequency	3000Hz ~ 350.00KHz
Frequency Tolerance (at 25°C)	±20ppm ~ ±100ppm
ESR	32KHz-40KHz: 40Kohm Max
	40KHz-60KHz: 30Kohm Max
	60KHz-70KHz: 25Kohm Max
	70KHz-200KHz: 22Kohm Max
	200KHz-350KHz: 20Kohm Max
Turnover Temperature	25 ± 5°C
Frequency Temperature Curve	-0.034(±0.006)ppm/°C2
Storage Temperature Range	-55 °C to +125 °C
Operable Temperature Range	-10 °C to + 60 °C, -20 °C to + 70 °C
Shunt Capacitance (C0)	2.0pF Typ
Dynamic Capacitance (C1)	4.0pF Typ
Driver Level (Typical)	1 μW Max
Load Capacitance(C_L)	6.0pF ~ 12.5pF, or specify
Aging @25°C 1st year (Max)	±3ppm/year

REMARK: SPECIFICATIONS SUBJECT TO CHANGE WITHOUT PRIOR NOTICE. PLEASE CONFIRM WITH OUR SALES ENGINEER

ANNEXE (C)

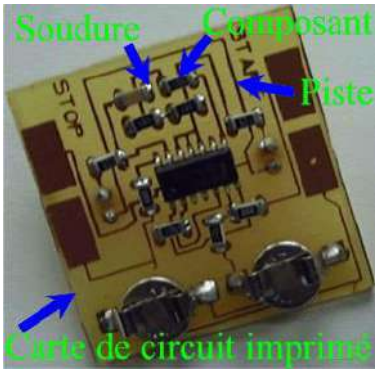
La méthode chimique de réalisation des circuits électrique

Cette opération a été faite au laboratoire de l'électronique d'institut national de formation professionnelle **INSFP** d'ain dheb Médéa

ÉLABORATION D'UN CIRCUIT IMPRIMÉ :

Le rôle du circuit imprimé est de supporter les composants électroniques, et d'assurer les liaisons électriques nécessaires au fonctionnement du système.

Le circuit imprimé ne peut réaliser ces fonctions seul, la soudure est nécessaire pour réaliser les liaisons mécaniques et électriques entre les composants et les pistes du circuit.



La réalisation d'un circuit imprimé est une tâche pas si compliquée mais qui nécessite cependant beaucoup de soin elle se décompose en 5 étapes :

- Imprimer sur un transparent (typon)
- Insoler la plaque de circuit
- Révéler la plaque
- Graver la plaque
- Percer les trous

1ere étape : Imprimer sur un transparent (Réalisation du typon)

On doit réaliser sur un support transparent le schéma du circuit imprimé à graver.
Le schéma reproduit est totalement opaque (il ne laisse pas passer les rayons lumineux.
Ce schéma reproduit sur support transparent s'appelle le typon. Ce typon est maintenant transmis à l'atelier de fabrication.

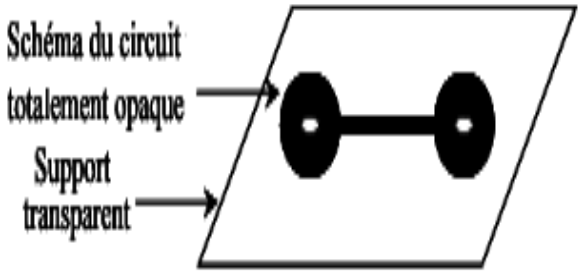
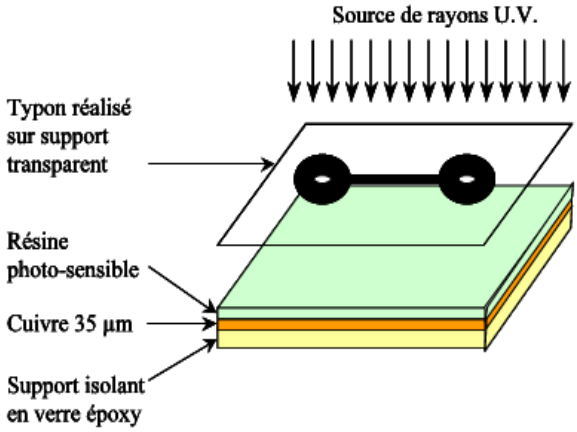


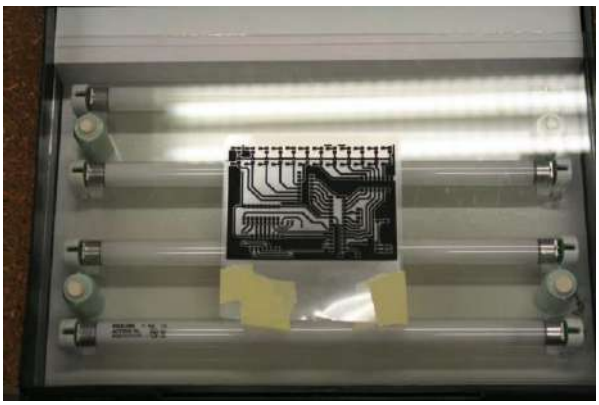
Figure C.1 :Typon

2eme étape : Insoler le circuit (L'insolation)

on positionne le tout dans l'insoleuse pour insoler le circuit, La plaque brute de circuit imprimé est insolé par des rayons ultraviolets au travers du typon pendant environ 2 à 3 minutes.

L'opacité du schéma à reproduire permet de protéger la résine des rayons ultraviolets.

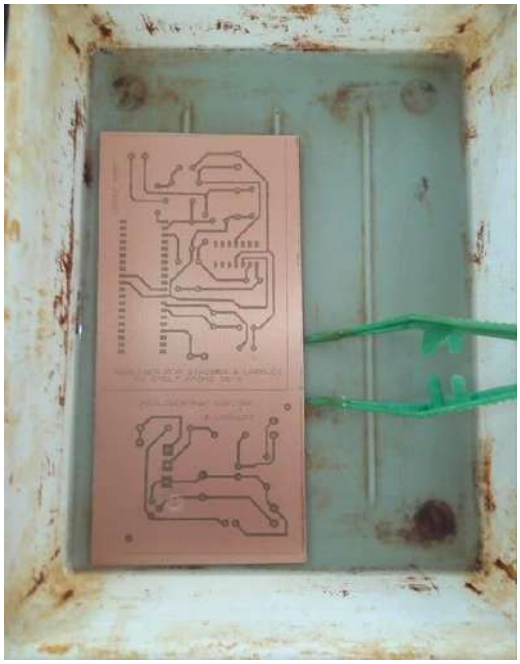




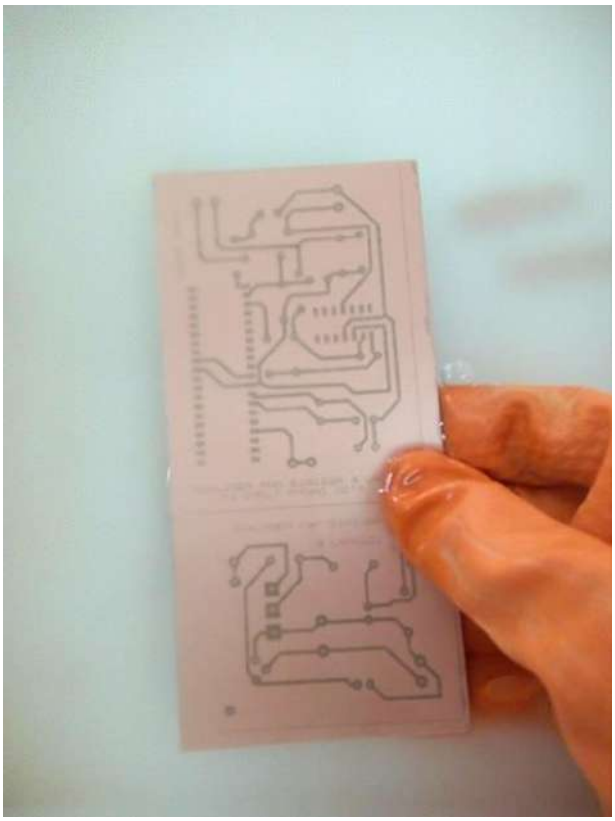
3eme étape : La révélation (Le développement)

Une fois le circuit insolé, on remarque déjà le dessin des pistes sur la partie cuivrée. Mais le vernis est toujours présent ! Il faut donc le retirer. On plonge la plaque dans un bain de soude pendant une vingtaine de secondes, cela suffit à enlever le vernis qui a été détérioré lors de l'insolation. On voit donc apparaitre les pistes encore protégées par le vernis et le cuivre nu qui sera enlevé plus tard.





Cette étape se termine par un rinçage à l'eau de la carte.

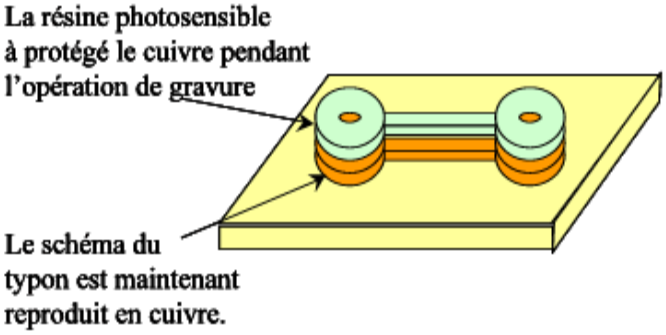


4eme étape : L'impression proprement dite ou la gravure

La plaque est plongée dans une solution de perchlorure de fer chauffé et agité par des bulles d'air ou est soumise à des jets de perchlorure de fer. On plonge le circuit imprimé jusqu'à ce que tout le cuivre nu ait disparu. Une fois la réaction terminée, on plonge la plaque sous l'eau courante afin d'enlever les quelques résidus de solution.



Cette étape se termine par un rinçage à l'eau de la carte.



5eme étape : Le perçage

Tous les perçages se font d'abord avec un foret de 0.8mm. La plupart des composants rentrent dans un trou de 0.8mm de diamètre mais vous devrez en aléser quelques-uns avec un foret plus gros en fonction des composants.



Précautions à prendre durant toutes les manipulations :

Vous utiliserez de nombreux produits chimiques différents c'est pourquoi je vous conseille très fortement de toujours porter des gants. Pensez aussi à vos yeux et à vos vêtements, une blouse et des lunettes de protection ne seront pas de trop ! La pièce dans laquelle vous travaillez devra toujours être bien ventilée et nettoyée.

Liste du matériel nécessaire :

1. Des transparents (laser ou jet d'encre)
2. Une insoleuse
3. Des gants Des lunettes
4. Une blouse
5. Perchlorure de fer
6. De l'acide chlorhydrique
7. De l'eau oxygénée à 130 volumes
8. Un foret de 0.8mm de diamètre
9. Une mini-perceuse et son support sur colonne

ANNEXE (D)

Matériels utilisée



Capteur de courant (pince ampérométrique)

Fluke i3



Capteur de tension Gw-instek GDP-100



Carte dSPACE 1104



Harmonic analyser



LCR Meter 816



Panneau PV 40W

BIBLIOGRAPHIE

[Abd 10] AbdelmadjidChaouib, Jean-Paul Gauberta, FatehKrima, " Power quality improvement using DPC controlled three-phase shunt active filter ", Electric Power Systems Research 80 (2010) 657–666.

[Bea 07] Beaulieu, « Etude et mise en point d'un filtre actif d'harmoniques en vue d'améliorer la qualité de l'alimentation électrique »Thèse d'ingéniorat ,université de Québec Canada.2007

[Bou MS] Morsli.A ,Tlemçani.A ,Bouchrit.M.S etOuldCherchali.N « The INTERNATIONAL CONFERENCE ON ELECTRONICS & OIL: FROM THEORY TO APPLICATIONS Application of PQ Algorithm and Fuzzy Controller to a Multilevel Inverter as a shunt Active Power Filter» , 2 décembre 2011 Disponiblesurwww.academia.edu.

[Cha 10]Chaoui,abdlhafid, " Filtrage actif triphasé pour charges non linéaires", Thèse de doctorat, Université Ferhat Abbas – Sétif, Décembre 2010.

[Dew 07],Claude. Dewez "Modélisation d'un filtre actif parallèle triphasé pour la dépollution harmonique et synthèse d'une commande basée sur le rejet de perturbations ",152p, Thèse de doctorat, LAII-ESIP, Université de Poitiers, France, December 2007

[Dji17] B. Djidjio Keubeng &L. Bitjoka « Sliding mode control of a three-phase parallel active filter based on a two-level voltage converter » Publier en ligne: 27 Nov 2017 Disponiblesurwww.tandfonline.com

[Dje 07] Djeghloud Hamid, "Filtrage actif de puissance", Thèse de doctorat. Université de Constantine, Algérie. 2007.

[Eri 97]R.W. Erickson, Fundamentals of Power Electronics, Chapman & Hall, 115 Fifth Avenue, New York, NY, 1997

[Etx 03] Etx eberria Otadui Ion, "Sur les Systèmes de l'Electronique de Puissance dédiés à la Distribution Electrique – Application à la Qualité de l'Energie",122p, Thèse de Doctorat de l'Institut Nationale Polytechnique de Grenoble, France. 2003.

[Han 99] Hannes Knopf. Analysis, simulation, and evaluation of maximum power point tracking (MPPT) methods for a solar powered vehicle.Master of Science in Electrical and Computer Engineering. Portland State University 1999.

[Igna 06] Vanya .Ignatova" Méthodes d'analyse de la qualité de l'énergie électrique Application aux creux de tension et à la pollution harmonique ",170p, Thèse Doctorat. Université de Grenoble 2006.

[Lab 95] F. Labrique, G. Seguier et R. Bausiere, « Les Convertisseurs de l'Électronique de puissance » Technique et Documentation-Lavoisier, Paris, 1995.

[Mar 12] T.MarkvartetL.Castaber, ''Photovoltaics Fundamentals and applications''. Preface Guide to Usage of the Handbook by Professional Groups.2012.

[Nek 14] NEKKAR Djamel. "Contribution à l'étude des stratégies de commande des filtres actifs triphasés "89p, Mémoire de magister .Université de Souk-Ahras 2014

[Mor 18] MORSLIAbdelkader,''Réduction de la pollution des réseaux électriques basses tensions fondée sur les compensateurs actifs : Théorie et réalisation'.141p, Thèse de doctorat, Automatique ,Alger, école nationale polytechnique ,Novembre 2018.

[Mor 10] Morsliabdelkader , « Etude d'un système solaire photovoltaïque utilisant des super condensateurs », 88p Thèse de magister , école nationale polytechnique ,2010

[Saf 11] Safari Azadeh, SaadMekhilef ''Simulation and Hardware Implementation of Incremental Conductance MPPT With Direct Control Method Using CukConverter''IEEE Trans.On Indus. Electronics, vol. 58, NO. 4, avril 2011

[Tak 98] T. Noguchi, H. Tomiki., S. Takahashi, "Direct Power Control of PWM converter without power-source voltage sensors". IEEE Trans. on Industrial Application, vol 34, p. 473-479, 1998..

[Tle A] Morsli.A ,Tlemçani.A ,Bouchrit.M.S et Ould Cherchali.N « Dépollution des réseauxélectrique basse tension utilisant un filtre actif parallèle a deux niveauxcontrôlé par l'algorithme P-Q » , 2 Novembre 2012 Disponible sur scholar.google.pt