

MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA  
RECHERCHE SCIENTIFIQUE

UNIVERSITE FERHAT ABBAS - SETIF-  
UFAS (ALGERIE)

**MEMOIRE**

Présenté à la faculté de Technologie  
Département d'Electronique

Pour l'obtention du Diplôme de

**MAGISTER**

**Option : Contrôle**

**Par**

**Mr.: Sahli Abdeslem**

*Thème*

---

---

***Filtrage actif et contrôle de puissances :  
application aux systèmes photovoltaïques  
interconnectés au réseau.***

---

---

Soutenue le : -- / -- /2012 devant la commission d'examen :

*Président :*

**M<sup>r</sup> : A. BERTIL**

Maître de Conférences à l'Université de Sétif.

*Rapporteur :*

**M<sup>r</sup> : F. KRIM**

Professeur à l'Université de Sétif.

*Examineurs :*

**M<sup>r</sup> : T. REKIOUA**

Professeur à l'Université de Bejaïa.

**M<sup>r</sup> : N. KHANFER**

Professeur à l'Université de Sétif.

# **Remerciement**

Le travail présenté dans ce mémoire a été réalisé au sein de Laboratoire d'Electronique de Puissance et Commande Industrielle (LEPCI) de l'Université de Sétif,

A l'issue de ce travail je tiens à adresser ma reconnaissance et mes remerciements à toutes les personnes qui ont contribué, chacune à leur manière, à l'accomplissement de ce mémoire.

Tout d'abord, je tiens à remercier très chaleureusement mon directeur de mémoire Monsieur **Fateh KRIM**, Professeur à l'Université de Sétif, pour son encadrement, son suivi permanent et ses précieux conseils.

Je tiens également à remercier vivement les membres de jury pour avoir accepté d'évaluer ce travail et ce mémoire :

Monsieur **A. BERTIL** Maitre de conférence à l'Université de Sétif, d'avoir accepté de juger mon travail et de présider le jury de soutenance de ce mémoire.

Messieurs **T. REKIOUA** Professeur à l'Université de Bejaïa, et **N. KHANFER** Professeur à l'Université de Sétif pour m'avoir fait l'honneur d'accepter d'être les rapporteurs de ce mémoire.

J'exprime toute ma gratitude à *mon père, ma mère, mes frères et ma sœur* qui m'ont apporté soutien et encouragements tout au long de mes études. Je leurs réserve une pensée toute particulière.

Enfin, merci à mes amis qui ont partagé au quotidien mes espoirs et mes inquiétudes, qui m'ont réconforté dans les moments difficiles et avec qui j'ai partagé d'inoubliables instants de détente. Je vous remercie tous chaleureusement *H. kherchi, N.Sekki, A.Rais, B.Rais, B.Gasmi, A.Lakhdari, A.Lemita*, son oublier mes amis au sein de laboratoire d'électronique de puissance et de la commande industrielle : *ARABI Abderrazak* et *BELAOUT Abdesslam*.

# Table des matières

---

Introduction générale. ....	1
<b>Chapitre 1 : Etat de l'art : pollution harmonique, solutions de dépollution.</b>	
Introduction.....	3
1.1 Perturbations dans les réseaux de distribution électrique.....	3
1.1.1 Généralités sur l'analyse harmonique.....	3
1.1.2 Caractérisation d'un contenu harmonique pour un signal.....	4
1.1.2.1 Expression de la valeur efficace.....	4
1.1.2.2 Taux de distorsion harmonique <i>THD (%)</i> .....	5
1.1.2.3 Expression des puissances mises en jeux .....	5
1.1.3 Génération des harmoniques et inter-harmoniques .....	7
1.1.4 Effets des perturbations harmoniques .....	8
1.1.5 Charge non linéaire raccordée au réseau.....	9
1.1.6 Normes et réglementations.....	10
1.2 Réduction de la pollution harmonique .....	11
1.2.1 Absorption sinusoïdale .....	11
1.2.2 Ajout d'une inductance de lissage du courant .....	11
1.2.3 Confinement des harmoniques .....	11
1.2.4 Filtrages passifs .....	12
1.2.4.1 Filtre passif résonant .....	12
1.2.4.2 Filtre passif amorti.....	13
1.2.4.3 Phénomène de l'anti-résonance.....	13
1.2.5 Filtrages actifs.....	14
1.2.5.1 Filtre actif série.....	14
1.2.5.2 Filtre actif parallèle.....	15
1.2.5.3 Filtre combiné parallèle-série (UPQC.1).....	15

1.2.5.4	Filtre actif série avec un filtre passif parallèle.....	16
1.2.5.5	Filtre actif hybride.....	16
1.2.6	Etat de l'art des filtres actifs.....	17
1.3	Conclusion.....	18
	Références chapitre 1.....	19
<b>Chapitre 2 : L'énergie solaire, système photovoltaïque, Description et problématiques.</b>		
2.1	Généralité sur le système photovoltaïque .....	21
2.1.1	Effet photovoltaïque .....	21
2.1.1.1	Définition .....	21
2.1.1.2	Principe de la génération photovoltaïque .....	22
2.1.2	Caractéristiques de la cellule photovoltaïque.....	23
2.1.2.1	Paramètres d'une cellule PV.....	24
2.1.2.1.1	Le courant de court- circuit et la tension à circuit ouvert.....	24
2.1.2.1.2	Le point de puissance maximal .....	26
2.1.2.1.3	L'efficacité (rendement) maximale de la conversion.....	27
2.1.2.1.4	Le facteur de forme FF.....	27
2.1.2.2	Le Panneau Solaire .....	27
2.1.2.2.1	Effet d'ensoleillement et de température.....	27
2.1.2.2.2	L'effet d'angle d'incidence solaire (AOI) .....	30
2.2	Généralités sur les Système photovoltaïques connectés au réseau.....	30
2.2.1	Le photovoltaïque dans les systèmes énergétiques .....	31
2.2.2	Technologies des onduleurs couplés au réseau.....	31
2.2.2.1	Onduleurs modulaires (module inverter).....	31
2.2.2.2	Onduleurs centralisés (central inverter).....	32
2.2.2.3	Onduleurs "String" ou "de Rangée" .....	32
2.2.3	Les différents types de systèmes photovoltaïques.....	33
2.2.3.1	Structure générale d'un système photovoltaïque.....	33
2.2.3.2	Système à bus continu intermédiaire .....	33

2.2.3.2.1 Structure avec hacheur et onduleur.....	33
2.3 Convertisseur de puissance de système photovoltaïque.....	34
2.3.1 Convertisseurs DC/DC.....	34
2.3.1.1 Le hacheur dévolteur (Buck).....	36
2.3.1.2 Hacheur parallèle (Boost).....	38
2.3.1.3 Hacheur Cùk .....	40
2.3.2 Commande (MPPT) des convertisseurs DC/DC .....	42
2.3.2.1 Principe de fonctionnement d'un étage d'adaptation DC-DC.....	42
2.3.2.2 Méthode de poursuite du point de puissance maximale .....	43
2.3.2.2.1 Méthode de la dérivée de la puissance.....	43
a. Méthode de la perturbation et l'observation la (P&O).....	44
b. Méthode par incrémentation de conductance.....	44
2.4 Conclusion .....	47
Références chapitre 2.....	48
<b>Chapitre 3 : Filtre actif parallèle : identification des courants harmoniques et commandes</b>	
Introduction.....	50
3.1 Caractéristiques de la charge non linéaire (charge polluante).....	51
3.1.1 Définitions sur la charge non linéaire.....	51
3.1.2 Compensation des courants harmoniques.....	52
3.2 Structure et caractéristiques du Filtre Actif Parallèle(SAPF).....	53
3.2.1 Structure générale du SAPF.....	53
3.2.2 Tension de sortie du SAPF .....	54
3.3 Modélisation du SAPF .....	54
3.3.1 Modélisation du SAPF sous un aspect électrique .....	55
3.3.1.1 Modèle du SAPF dans un repère triphasé (a, b, c) .....	55
3.3.1.2 Modèle du SAPF dans un repère biphasé ( $\alpha$ , $\beta$ ) .....	56
3.4 Estimation des paramètres du SAPF.....	60
3.4.1 Système de stockage de l'énergie.....	60

3.4.1.1 Estimation de la valeur de la capacité de stockage ( $C_{dc}$ ).....	60
3.4.2 Filtre de sortie .....	61
3.4.2.a Modélisation de filtre de sortie (L) .....	61
3.4.2.b Estimation de $L_f$ .....	61
3.5 Structure de la P.L.L. classique .....	62
3.6 Contrôle de la tension du bus continu $V_{dc}$ .....	64
3.6.1 Régulateur de type Proportionnel-Intégral (PI).....	64
3.6.2 Estimation de la tension de référence du bus continu ( $V_{dc\text{ref}}$ ).....	65
3.7 Stratégies des commandes du SAPF.....	66
3.7.1 Etude de la commande en courant du SAPF.....	66
3.7.1.1 Commande par hystérésis.....	66
3.7.2 Etude du contrôle direct de puissance du SAPF (D.P.C.).....	67
3.7.2.1 Etat de l'art de la technique D.P.C.....	67
3.7.2.2 Stratégie du contrôle direct de puissance du SAPF.....	68
3.7.2.2.1 Calcul des puissances instantanées.....	68
3.7.2.2.2 Contrôleur à hystérésis.....	69
3.7.2.2.3 Choix du secteur.....	70
3.7.2.2.4 La table de commutation.....	70
3.8 Conclusion.....	72
Références chapitre 3 .....	73

## **Chapitre 4 : Simulation du système de compensation photovoltaïque**

Introduction.....	74
4.1 Le Système de Compensation Photovoltaïque .....	74
4.2 Simulation et modélisation du générateur photovoltaïque.....	75
4.2.1 Modélisation du générateur photovoltaïque .....	75
4.2.2 Simulation du générateur (GPV) à éclairement et température constante.....	76
4.2.3 Simulation du générateur (GPV) à éclairement et température variable .....	77
4.2.3.1 L'influence de l'éclairement sur la caractéristique ( $I_{pv} = f(V_{pv})$ ) .....	77

4.2.3.2 L'influence de l'éclairement sur la caractéristique ( $P_{pv} = f(V_{pv})$ ).....	78
4.2.3.3 L'influence de la température sur la caractéristique ( $I_{pv} = f(V_{pv})$ ) .....	79
4.2.3.4 L'influence de la température sur la caractéristique ( $P_{pv} = f(V_{pv})$ ) .....	79
4.3 Simulation du hacheur Cùk avec la commande MPPT .....	80
4.3.1 Simulation du hacheur Cùk a éclairement variable .....	80
4.4 Simulation du système de compensation photovoltaïque .....	82
4.4.1 Simulation du système globale avec éclairement constant .....	83
4.4.1.1 Simulation du système avec la commande a hystérésis pour le filtre actif shunt .....	84
a. Fermeture du SAPF et analyse en régime permanent .....	85
b. Variation de la charge non linéaire .....	87
4.4.1.2 Simulation du système avec le contrôle directe de puissance(D.P.C) pour le filtre actif shunt .....	89
a. Fermeture du SAPF et analyse en régime permanent .....	89
b. Variation de la charge non linéaire .....	92
4.4.1.3 Implémentation du système sous dspace .....	94
4.4.1.3.1 Résultats de la commande à hystérésis .....	94
a. Fermeture du SAPF.....	94
b. Variation de la charge non linéaire .....	96
4.4.1.3.2 Résultats de contrôle direct de puissance (D.P.C.) .....	97
a. Fermeture du SAPF .....	97
b. Variation de la charge non linéaire .....	99
4.4.2 Simulation du système globale avec éclairement variable .....	100
4.4.2.1 Simulation du système avec la commande a hystérésis pour le filtre actif shunt .....	100
4.4.2.2 Simulation du système avec le contrôle directe de puissance(D.P.C) pour le filtre actif shunt.....	103
4.4.2.3 Implémentation du système sous dspace .....	105
4.4.2.3.1 Résultats de la commande à hystérésis .....	106
4.4.2.3.2 Résultats de contrôle direct de puissance (D.P.C.) .....	107
4.5 Conclusion .....	109
<b>Conclusion générale.....</b>	<b>110</b>

# Table des figures

Figure. 1.2- Représentation des inters et infra harmoniques.....	8
Figure. 1.3 - Alimentation d'une charge non linéaire.....	9
Figure. 1.4 - Circuit électrique équivalent d'alimentation d'une charge non linéaire.....	10
Figure.1.6- Raccordement d'un filtre passif.....	12
Figure. 1.7 - Filtre passif résonant.....	13
Figure. 1.8 - Filtre passif amorti.....	13
Figure. 1.9 - Filtre passif parallèle anti-résonant.....	13
Figure.1.10- Filtre actif série.....	14
Figure.1.11- Filtre actif parallèle.....	15
Figure.1.12- Filtre combiné parallèle-série (UPQC).....	15
Figure.1.13- Filtre actif série avec un filtre passif parallèle.....	16
Figure.1.14- Filtre actif hybride.....	16
Figure.2.1- Schéma d'une cellule élémentaire.....	22
Figure.2.2- A gauche caractéristique d'une photodiode, à droite caractéristique d'une cellule Photovoltaïque.....	22
Figure.2.3- Cellules, modules et panneau photovoltaïques.....	23
Figure.2.4- Schéma électrique équivalent d'une cellule solaire.....	23
Figure.2.5- caractéristique $I-V$ (trouvant $R_{optimal}$ ).....	25
Figure.2.6- Caractéristiques V-I, P-V d'un module PV (MPP).....	26
Figure.2.7- Caractéristique I-V d'un module de cellules PV pour déférentes valeurs d'ensoleillement $T= 25\text{ }^{\circ}\text{C}$ .....	28
Figure.2.8- Caractéristique I-V d'un module de cellules PV pour déférentes valeurs de température $G_a= 1000\text{w/m}^2$ .....	28
Figure.2.9- Caractéristique P-V d'un module de cellules PV pour déférentes valeurs d'ensoleillement ( $T=25\text{ }^{\circ}\text{C}$ ).....	28



Figure.2.10- Caractéristique P-V d'un module de cellules PV pour différentes valeurs de la température $G_a = 1000 \text{ W/m}^2$ .....	28
Figure.2.11- point de puissance maximale MPP et la tension $V_{mpp}$ et le courant $I_{mpp}$ correspondants au panneau PV de 180 cellules en série fonctionnant au STC.....	29
Figure.2.12- Angle d'incidence (AOI) et face géométrique de panneau solaire.....	30
Figure.2.13- Classification des onduleurs PV connectés au réseau.....	32
Figure.2.14- Générateur photovoltaïque et filtre Actif.....	34
Figure.2.15- Schéma d'un quadripôle électrique.....	35
Figure.2.16- Périodes fermeture et ouverture d'un commutateur.....	35
Figure.1.17- Hacheur série (buck).....	36
Figure.2.18- Hacheur série. Fonctionnement à courant ininterrompu dans la charge.....	36
Figure.2.19- Hacheur série. Fonctionnement à courant interrompu dans la charge.....	37
Figure.2.20- Hacheur parallèle.....	38
Figure.2.21- Hacheur parallèle. Fonctionnement à courant de source ininterrompu.....	39
Figure.2.22- Hacheur parallèle. Limite du fonctionnement à courant de source ininterrompu.....	39
Figure.2.23- Hacheur Cùk.....	40
Figure.2.24- Schéma du convertisseur Cùk, interrupteur (SW) fermé.....	41
Figure.1.25- Schéma du convertisseur Cùk, interrupteur (SW) ouvert.....	41
Figure.2.26- Chaîne de conversion photovoltaïque avec convertisseur (DC-DC) contrôlé par une commande (PPM) sur charge DC.....	43
Figure.2.27- Caractéristique du point de puissance maximale MPP.....	44
Figure.2.28- Organigramme d'algorithme MPPT ( P&O).....	45
Figure.2.29- Organigramme d'algorithme MPPT ( inc-cond).....	46
Figure. 3.1- Structure générale d'un filtre actif parallèle (SAPF).....	50
Figure. 3.2- Schéma et allures du courant à l'entrée d'un redresseur triphasé à thyristors.....	52
Figure. 3.3- Diagramme de Fresnel des puissances.....	53
Figure. 3.5- Schéma d'un SAPF à trois fils avec neutre non raccordé au point milieu.....	54

Figure. 3.6- Position de l'axe biphasé relativement à celui triphasé.....	58
Figure. 3.16- Projection du vecteur de commande sur l'axe $(\alpha, \beta)$ .....	60
Figure. 3.17- Connexion de l'onduleur à la source via un filtre de couplage.....	61
Figure. 3.18- Schéma équivalent harmonique d'un SAPF raccordé à un réseau parfait.....	61
Figure. 3.19- Synoptique de la P.L.L.....	62
Figure. 3.20 - Schéma simplifié de la P.L.L.....	63
Figure. 2.21- Synoptique de la boucle de régulation de la tension du bus continu $V_{dc}$ .....	64
Figure.3.22- Schémas de régulation de la tension du bus continu par un PI.....	65
Figure.3.23- Algorithme MPPT proposée pour l'estimation de la tension de référence.....	66
Figure.3.24- Commande par hystérésis.....	66
Figure. 3.25- Synoptique de contrôle du SAPF avec la commande DPC.....	69
Figure. 3.26- Comportement d'un contrôleur de puissance à hystérésis à deux niveaux.....	69
Figure. 3.27- Représentation du vecteur de la tension dans le plan de l'espace vectoriel $(\alpha, \beta)$ , divisé en douze (12) secteurs.....	70
Figure. 3.28- Effet du vecteur de la tension de sortie de l'onduleur sur les puissances P et Q.....	72
Figure.4.1- Système de compensation des harmoniques par générateur photovoltaïques. ....	74
Figure.4.2- Modélisation du GPV sous matlab (Simulink®).....	76
Figure.4.3- Caractéristique (courant-tension) du générateur photovoltaïque.....	76
Figure.4.4- Caractéristique (puissance-tension) du générateur photovoltaïque.....	77
Figure.4.5- Influence de l'éclairement sur la caractéristique $I_{pv} = f(V_{pv})$ .....	78
Figure.4.6- Influence de l'éclairement sur la caractéristique $P_{pv} = f(V_{pv})$ .....	78
Figure.4.7- Influence de la température sur la caractéristique $I_{pv} = f(V_{pv})$ .....	79
Figure.4.8- Influence de la température sur la caractéristique $P_{pv} = f(V_{pv})$ .....	79
Figure.4.9- Schéma de simulation du hacheur Cùk et la commande.....	80
Figure.4.9- Caractéristique $V_s = f(t)$ du hacheur Cùk en mode survolteur.....	81
Figure.4.10 (a)- Caractéristique de puissance a éclairement variable.....	81

---

Figure.4.10(b)- Variation de rapport cyclique a éclairement variable.....	82
Figure.4.11- Caractéristique de sortie du hacheur a éclairement variable.....	82
Figure.4.12- Schéma de simulation de système de compensation photovoltaïque.....	83
Figure.4.13(a)- Formes des courants avant l'application de système de compensation photovoltaïque.....	83
Figure.4.13(b)- Caractéristique de puissance active et réactive.....	84
Figure.4.14- Analyse spectacle de courant de source avant la mise en service du SAPF.....	84
Figure.4.15 (a)- Résultats de simulation du transitoire lors de la fermeture du SAPF pour une charge non-linéaire $PD3 - [RL1, L]$ .....	85
Figure.4.15(b)- Allures des puissances instantanées après la mise en service du SAPF.....	85
Figure.4.16- Analyse spectacle des signaux après la mise en service du SAPF : (a)courant de source, (b) tension de source.....	86
Figure.4.17- Allure de la tension de bus continue et sa tension de référence.....	86
Figure.4.18- Caractéristique du générateur photovoltaïque.....	86
Figure.4.19- Allures de puissance active Injecté au réseau par le GPV .....	87
Figure.4.20(a)- Résultats de simulation du transitoire lors de la variation de la charge non linéaire.....	88
Figure.4.20(b)- Allure de tension de bus continu et sa tension de référence.....	88
Figure.4.21- Caractéristique du générateur photovoltaïque lors da la variation de la charge non linéaire.....	89
Figure.4.22- Allures des puissances instantanées pour une variation de la charge non linéaire.....	89
Figure.4.23- Allures de puissance active Injecté au réseau lors de la variation de charge .....	89
Figure.4.24(a)- Résultats de simulation du transitoire lors de la fermeture du SAPF pour une charge non-linéaire $PD3 - [RL1, L]$ .....	90
Figure.4.24(b)- Allures des puissances instantanées lors de la fermeture du SAPF.....	90
Figure.4.25- Analyse spectacle des signaux après la mise en service du SAPF : (a)courant de source, (b) tension de source.....	90
Figure.4.26(a)- Allure de la tension de bus continue et sa tension de référence.....	91
Figure.4.26(b)- Caractéristique du générateur photovoltaïque.....	91

Figure.4.27- Allures de puissance active Injecté au réseau par le GPV.....	91
Figure.4.28- l'évolution de la position, de ses secteurs et de ses composantes sur les axes $(\alpha, \beta)$ .....	92
Figure.4.29(a)- Résultats de simulation du transitoire lors de la variation de la charge non linéaire.....	92
Figure.4.29(b)- Allure de tension de bus continu et sa tension de référence lors de variation da la charge non linéaire.....	93
Figure.4.30- Caractéristique du générateur photovoltaïque lors da la variation de la charge non linéaire.....	93
Figure.4.31- Allures de puissance active Injecté au réseau lors de la variation de la charge.....	93
Figure.4.32- Allures des puissances instantanées pour une variation de la charge non linéaire.....	94
Figure.4.33- Allures du courant de la source et l'évolution des secteurs.....	94
Figure.4.34- Signaux des tensions et courants de source, courant de charge, courant de compensation, puissance active et réactive, tension de bus continu et sa référence.....	95
Figure.4.35- Allures de puissance active Injecté au réseau.....	95
Figure.4.36- Signaux de la tension et le courant du générateur photovoltaïque et le rapport cyclique correspondant.....	95
Figure.4.37- Signaux des tensions et courants de source, courant de charge, courant de compensation, puissance active et réactive, tension de bus continu et sa référence lors la variation de la charge.....	96
Figure.4.38- Allures de puissance active Injecté au réseau lors de la variation de la charge .....	96
Figure.4.39- Signaux de la tension et le courant du générateur photovoltaïque et le rapport cyclique correspondant.....	97
Figure.4.40-Signaux des tensions et courants de source, courant de charge, courant de compensation, puissance active et réactive, tension de bus continu et sa référence.....	98
Figure.4.41- Allures de puissance active Injecté au réseau .....	98
Figure.4.42- l'évolution de la position, de ses secteurs et de ses composantes sur les axes $(\alpha, \beta)$ .....	98

---

Figure.4.43- Signaux de la tension et le courant du générateur photovoltaïque et le rapport cyclique correspondant.....	99
Figure.4.44- Signaux de courant et tension de source, courant de compensation, courant de charge, puissance active et réactive, tension de bus continu et sa référence lors la variation de la charge.....	99
Figure.4.45- Allures de puissance active Injecté au réseau lors de la variation d'éclairement .....	100
Figure.4.46- Signaux de la tension et le courant du générateur Photovoltaïque et le rapport cyclique correspondant.....	100
Figure.4.47- Allures de courant et tension de générateur GPV lors la variation d'éclairement.....	100
Figure.4.48- Signaux de courant et tension de source, courant de compensation, courant de charge.....	101
Figure.4.49- Allures de puissance active et réactive durent la variation de l'éclairement.....	101
Figure.4.50- Allures de puissance active Injecté au réseau lors de la variation d'éclairement .....	102
Figure.4.51- Allure de tension de bus continu et sa tension de référence Lors de variation d'éclairement.....	102
Figure.4.52- Analyse spectacle des signaux après la mise en service du SAPF : (a)courant de source, (b) tension de source.....	102
Figure.4.53- Allures de courant et tension de générateur GPV lors la variation d'éclairement.....	103
Figure.4.54- Signaux de courant et tension de source, courant de compensation, courant de charge.....	103
Figure.4.55- Allures de puissance active et réactive durent la variation de l'éclairement.....	104
Figure.4.56- Allures de puissance active Injecté au réseau lors de la variation d'éclairement .....	104
Figure.4.57- Allure de tension de bus continu et sa tension de référence.....	105
Figure.4.58- Analyse spectacle des signaux lors de variation d'éclairement : (a)courant de source, (b) tension de source.....	105
Figure.4.59- Signaux de la tension et le courant du GPV.....	106

Figure.4.60- Signaux de courant et tension de source, courant de compensation, courant de charge.....	106
Figure.4.61- Allures de puissance active Injecté au réseau lors de la variation d'éclairément .....	106
Figure.4.62- Allures de puissance active et réactive.....	107
Figure.4.63- Allures de tension de bus continu et sa tension de référence.....	107
Figure.4.64- Signaux de la tension et le courant du GPV.....	107
Figure.4.65- Signaux de courant et tension de source, courant de compensation, courant de charge.....	108
Figure.4.66- Allures de puissance active et réactive.....	108
Figure.4.67- Allures de puissance active Injecté au réseau lors de la variation d'éclairément .....	108
Figure.4.68- Allures de tension de bus continu et sa tension de référence.....	108

## INTRODUCTION GENERALE

---

Les équipements industriels et domestiques utilisent de plus en plus de circuits électroniques ayant un comportement non-linéaire. Ils engendrent, dans les réseaux de distribution, des courants non-sinusoidaux provoquant des effets nocifs. 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 une capacité qui se charge à travers le redresseur formé par les diodes montées en anti-parallèle aux bornes des transistors, cette source est dite source flottante. A fin 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.

Aujourd'hui, dans les pays dits avancés, l'énergie électrique est devenue un bien indispensable comme l'eau courante, parce qu'elle permet à chacun, au quotidien, de faire fonctionner tous les équipements qui nous entourent (éclairage, information, communication, conservation, cuisson, chauffage, distraction,...) juste par la connexion d'un câble souple dans une prise. Evidemment cette aisance d'utilisation ne doit pas cacher le problème majeur de la création de cette énergie. Sous sa forme alternative, qui est de loin la plus utilisée, elle n'existe pas de façon naturelle. La maxime "rien ne se perd, rien ne se crée, tout se transforme" peut s'appliquer pour l'énergie électrique. C'est-à-dire il faut une source d'énergie primaire pour fabriquer de l'électricité. Selon le site (<http://www.energethique.com>), au niveau mondial, 64% provient des réserves fossile, 17% de l'exploitation nucléaire et 19% est de l'énergie renouvelable dont 17% pour l'hydraulique. De façon globale, due à la demande croissante de l'énergie, le prix de l'énergie sera inéluctablement de plus en plus cher. Pour limiter l'effet de serre et par la raréfaction de leurs ressources, les énergies fossiles sont vouées à une faible progression dans les années à venir. Ainsi les énergies renouvelables qui offrent la possibilité de produire de l'électricité propre et surtout avec une moindre dépendance des ressources, ont une marge de croissance importante pour les prochaines années. Aujourd'hui de nombreux pays font des éoliens sont parmi les filières les plus aidées.

La technologie photovoltaïque (PV) est une solution attrayante comme remplacement ou complément des sources conventionnelles d'approvisionnement en électricité en raison de ses nombreux avantages :

- la production de cette électricité renouvelable n'émet pas de gaz à effet de serre, il faut cependant réduire l'impact environnemental de la fabrication du système,
- la lumière du soleil étant disponible partout et quasi-inépuisable, l'énergie photovoltaïque est exploitable aussi bien en montagne, dans un village isolé que dans le centre d'une grande ville, et aussi bien au Sud que dans le Nord,

- l'électricité photovoltaïque peut être produite au plus près de son lieu de consommation, de manière décentralisée, directement chez l'utilisateur, ce qui la rend accessible à une grande partie de la population mondiale.

Le document présenté est rédigé en quatre 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 : filtrage passif, actif et hybride, on se focalisera ensuite sur le filtrage actif parallèle.

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

Dans le troisième chapitre, nous présentons une modélisation basée sur une étude électrique puis une autre sur l'aspect énergétique du filtre actif shunt (*SAPF*). La deuxième partie est consacrée aux stratégies de commande du *SAPF*, la commande à hystérésis et le contrôle directe de puissance (*DPC*).

Dans le quatrième chapitre, nous présentons la simulation du fonctionnement du système de compensation des harmoniques par un générateur photovoltaïque que nous regrouperons sous deux formes :

- Cas de la compensation de puissance réactive et des harmoniques avec une injection de puissance réelle produite par le *GPV* sous un éclairage constant,
- Cas de la compensation de puissance réactive et des harmoniques avec une injection de puissance réelle produite par le *GPV* sous un éclairage variable.

Et finalement l'implémentation du modèle de compensation photovoltaïque sous l'environnement dspace, afin de valider les résultats de simulation réalisés par le logiciel de simulation MATLAB (*Simulink*°).

Enfin, une conclusion générale de ce travail ainsi que des perspectives clôturent le mémoire.



## **ETAT DE L'ART : pollution harmonique, solutions de dépollution.**

---

### Introduction

L'utilisation croissante dans les appareils industriels ou domestiques de systèmes commandés à base d'électronique de puissance entraîne de plus en plus de problèmes de perturbation au niveau des réseaux électriques. Ces convertisseurs statiques apportent une souplesse d'utilisation, des fonctionnalités supplémentaires, une augmentation de la fiabilité, le tout avec un rendement élevé. De plus, avec la généralisation de leur utilisation les coûts de ces modules d'électronique de puissance ne cessent de baisser. 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 mais 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 [1 Cha]. 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.

### 1.1 Perturbations dans les réseaux de distribution électrique

#### 1.1.1 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 sinusoïdale 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 entraînant 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 absorbés n'est pas proportionnelle aux ondes des tensions appliquées[1 Cha].

### 1.1.2 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-Batiste Joseph Fourier (1768-1830). Cette décomposition s'écrit sous les formes suivantes :

$$y(t) = Y_h + \sqrt{2} (Y_1 \cdot \sin(\omega t - \varphi_1) + Y_2 \cdot \sin(2 \cdot \omega t - \varphi_2) + \dots + Y_h \sin (h \cdot \omega t - \varphi_h)) \quad (1.1)$$

Qui peut s'écrire sous forme de somme :

$$y(t) = Y_0 + \sum_{h=1}^{\infty} Y_h \cdot \sqrt{2} \cdot \sin (h \cdot \omega t - \varphi_h) \quad (1.2)$$

Avec :

- $Y_0$  : valeur moyenne ou composante continue du signal  $y(t)$
- $h$  : rang de l'harmonique,
- $Y_1$  : valeur efficace de l'harmonique au rang  $h$ ,
- $\omega$  : pulsation fondamentale ( $2\pi \cdot f_1 = 2\pi/T$ ),
- $\varphi_h$  : phase de l'harmonique au rang  $h$ .

Dans l'écriture de l'équation 1.1, il est possible d'identifier le terme fondamental, correspondant au rang 1, qui est une composante sinusoïdale de fréquence égale à  $f_1$ , 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...etc.) et les harmoniques de rangs impairs (3,5,7,9...etc.) plus répandus et influents dans les réseaux industriels [1 Cha].

#### 1.1.2.1 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 :

$$Y_{trms} = \sqrt{Y_0^2 + \sum_{h=1}^{\infty} (Y_h)^2} = \sqrt{Y_0^2 + Y_1^2 + Y_2^2 + \dots + Y_h^2} \quad (1.3)$$

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.

### 1.1.2.2 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 :

$$T_{aux(h)} = 100 \frac{Y_{h,trms}}{Y_{1,trms}} (\%) \quad (1.4)$$

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 [2 Col]. C'est le rapport entre la valeur efficace des harmoniques à celle du fondamental seul (norme IEC 61000-2-2) :

$$THD = 100 \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^{\infty} Y_{h,trms}^2}}{Y_{1,trms}} (\%) \quad (1.5)$$

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

$$THD = 100 \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^{\infty} Y_{h,trms}^2}}{\sqrt{\sum_{h=1}^{\infty} Y_{h,trms}^2}} (\%) \quad (1.6)$$

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.

### 1.1.2.3 Expression des puissances mises en jeu

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 :

$$v(t) = \sum_{h=1}^{\infty} V_h \cdot \sqrt{2} \cdot \sin(h \cdot \omega t) \quad (1.7.a)$$

$$i(t) = \sum_{h=1}^{\infty} I_h \cdot \sqrt{2} \cdot \sin(h \cdot \omega t - \varphi_h) \quad (1.7.b)$$

est le siège d'une puissance instantanée :

$$p(t) = m \cdot v(t) \cdot i(t) \text{ avec } m \text{ nombre de phase} \quad (1.8)$$

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  $P$  effectivement consommée et exprimée en *Watt* ( $W$ ) :

$$P = m \cdot \sum_{h=1}^{\infty} V_h \cdot I_h \cdot \cos \varphi_h \quad (1.9)$$

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 ( $VAR$ ) :

$$Q = m \cdot \sum_{h=1}^{\infty} V_h \cdot I_h \cdot \sin \varphi_h \quad (1.10)$$

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 Ampère* ( $VA$ ) :

$$S = m \cdot V_{rms} \cdot I_{rms} = m \cdot \sqrt{\sum_{h=1}^{\infty} V_h^2} \cdot \sqrt{\sum_{h=1}^{\infty} I_h^2} \quad (1.11)$$

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

$$D = \sqrt{S^2 - P^2 - Q^2} \quad (1.12)$$

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.

$$F = \frac{P}{S} = \frac{\sum_{h=1}^{\infty} V_h \cdot I_h \cdot \cos \varphi_h}{\sqrt{\sum_{h=1}^{\infty} V_h^2} \cdot \sqrt{\sum_{h=1}^{\infty} I_h^2}} \quad (1.13)$$

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 :

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

D'où les nouvelles expressions des puissances :

$$P = m \cdot V \cdot I_1 \cdot \cos \varphi_1 \quad (1.14)$$

$$Q = m \cdot V \cdot I_1 \cdot \sin \varphi_1$$

Avec  $\cos \varphi_1$  qui est le facteur de déplacement fondamental à la source. En ce qui concerne le facteur de puissance il devient :

$$F = \frac{P}{S} = \frac{I_1 \cdot \cos \varphi_1}{\sqrt{\sum_{h=1}^{\infty} I_h^2}} \quad (1.15)$$

Ce qui peut s'écrire aussi sous la forme :

$$F = \frac{\cos\varphi_1}{\sqrt{1+THD_i^2}} \quad (1.16)$$

### 1.1.3 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 [1 Cha]:

- 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 classés 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. 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 1.2 illustre cette répartition.

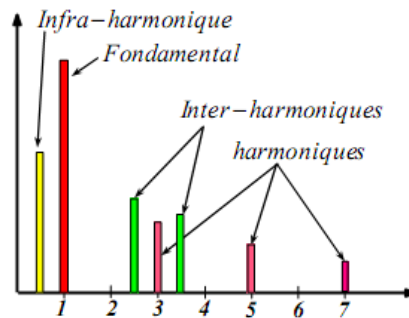


FIG. 1.2- Représentation des inters et infra harmoniques.

#### 1.1.4 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 entraînant 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 [1 cha] :

##### ❖ 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,

##### ❖ 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 équipement entraînant des déclassements du matériel avec des surdimensionnements,
- ▶ surchauffe du neutre. En effet dans un système triphasé équilibré, les tensions sont déphasées de  $120^\circ$  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,

- ▶ échauffements 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 [2 Dew] qui peuvent entraîner des destructions.

### 1.1.5 Charge non linéaire raccordée au réseau

Considérons une source de tension sinusoïdale  $V_s$  connectée à une charge non linéaire (Fig. 1.3).

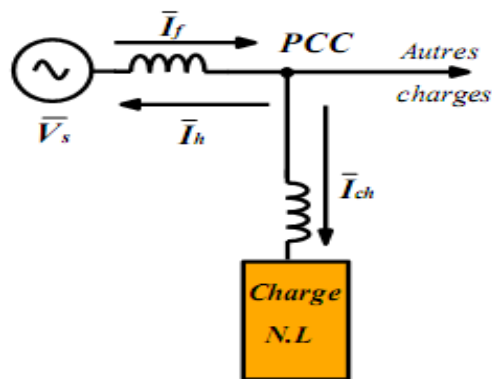


FIG. 1.3 - Alimentation d'une charge non linéaire.

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 (Fig.1.4) peut donc se décomposer en une composante fondamentale  $i_{ch_1}$  et une composante harmonique  $i_{ch_h} = i_{ch_1} + i_{ch_h}$

$$\text{Avec pour le fondamental : } i_{ch_1}(t) = I_1 \cdot \sqrt{2} \cdot \sin(\omega t + \varphi_1) \quad (1.17)$$

$$\text{et pour les harmoniques : } i_{ch_h}(t) = \sum_{h=1}^{\infty} I_h \cdot \sqrt{2} \cdot \sin(h \cdot \omega t + \varphi_h) \quad (1.18)$$

La tension au point de raccordement s'écrit alors :

$$v_{ch} = v_s - Z_{cc} \cdot i_{ch} = v_{ch_1} + v_{ch_h} \quad (1.19)$$

Avec pour le fondamental :  $v_{ch_1}(t) = v_s - |Z_{cc}|_1 \cdot I_1 \cdot \sin(\omega t + \varphi_1 - \varphi_{cc1})$  (1.20)

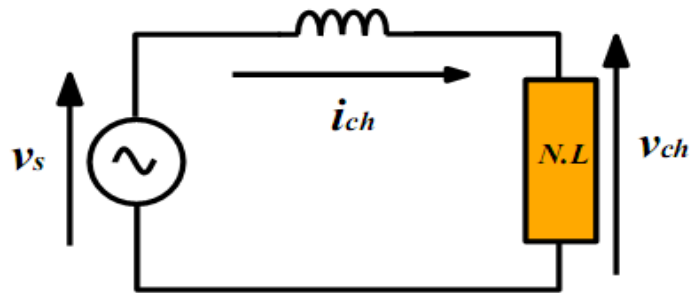


FIG. 1.4 - Circuit électrique équivalent d'alimentation d'une charge non linéaire.

et pour les harmoniques :

$$v_{ch_h}(t) = -\sum_{h=1}^{\infty} |Z_{cc}|_h \cdot I_h \cdot \sin((h\omega t + \varphi_h) - \varphi_{cc1})$$
 (1.21)

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

$$THD_i = \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^{\infty} I_h^2}}{I_1}$$
 (1.22)

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

$$THD_v = \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^{\infty} V_h^2}}{V_1}$$
 (1.23)

### 1.1.6 Normes et réglementations

Afin 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. Ces recommandations concernent les exigences au point de raccordement de l'utilisateur sur le réseau électrique dans le but :

- D'épargner à l'utilisateur de l'énergie électrique, les désagréments engendrés par la présence des harmoniques.
- D'assurer la longévité et la sécurité des différents équipements constituant le réseau et ceux qui sont branchés à ce dernier.

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).



Le tableau 1.1, 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 1000-2-4.

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	0.2+1.3*25/h				

Tableau 1.1 : Niveau de compatibilité pour les tensions harmoniques sur les réseaux basse tension (Norme CEI 61000-2-2)

## 1.2 Réduction de la pollution harmonique

### 1.2.1 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 [1 Cha].

### 1.2.2 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 [1 Cha].

### 1.2.3 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  $Yzn$ ) permet d'éliminer au primaire les courants de pulsation  $3h$  [1 Cha].

#### 1.2.4 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 [1 Cha]. 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  $5 \times$  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 1.6.

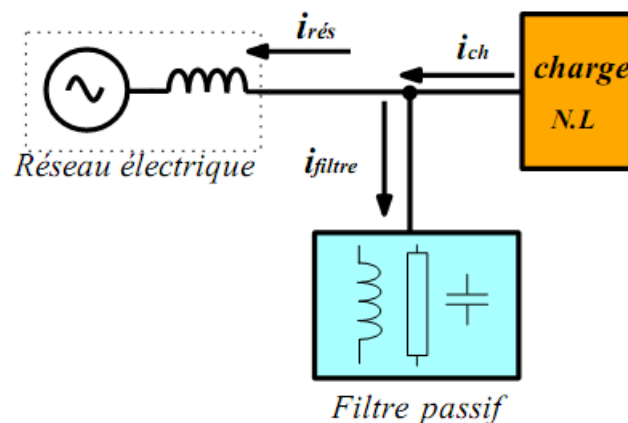


FIG.1.6- Raccordement d'un filtre passif.

Equation des courants :

$$\begin{aligned}
 i_{ch} &= i_{\text{fondamental}} + i_{h_5} + i_{h_7} + i_{h_{11}} + i_{h_{13}} + \dots \\
 i_{\text{filtre}} &= i_{h_5} \\
 i_{ch} &= i_{\text{fondamental}} + i_{h_7} + i_{h_{11}} + i_{h_{13}} + \dots
 \end{aligned}
 \tag{1.24}$$

Parmi les dispositifs de filtrage les plus répandus, on distingue le filtre passif résonnant et le filtre passif amorti ou passe-haut[1 Cha].

##### 1.2.4.1 Filtre passif résonant

C'est un filtre sélectif constitué d'une résistance, d'un condensateur et d'une bobine en série, comme décrit sur la figure 1.7, son impédance équivalente est :

$$Z_{eq}(\omega) = \frac{1 - LC\omega^2 + jRC\omega}{jC\omega} \quad (1.25)$$

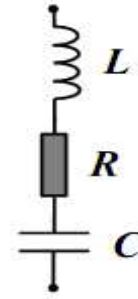


FIG. 1.7 - Filtre passif résonant.

Le rang d'accord ' $h_a$ ' correspond au multiple, entier ou non, de la fréquence nominale du réseau. La pulsation de résonance du filtre est  $\omega_a = 2 \cdot \pi \cdot f_a = 1/\sqrt{LC}$  [1 Cha].

#### 1.2.4.2 Filtre passif amorti

C'est un filtre passe haut constitué d'une inductance en parallèle avec une résistance, le tout en série avec un condensateur comme décrit sur la figure 1.8[1 Cha]. Son impédance équivalente est :

$$Z_{eq}(\omega) = \frac{1 - LC\omega^2 + j\frac{L}{R}\omega}{-\frac{L}{R}C\omega^2 + jC\omega} \quad (1.26)$$

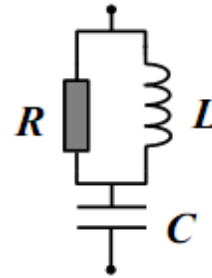


FIG. 1.8 - Filtre passif amorti.

#### 1.2.4.3 Phénomène de l'anti-résonance

Le phénomène de l'anti-résonance (fig.1.9) se rencontre dans les réseaux électriques quelque soit leur niveau de tension. L'impédance vue par le réseau et le filtre passif résonant est :

$$Z_{eq}(\omega) = jLs\omega \frac{1 - LC\omega^2 + jRC\omega}{1 - (L+Ls)C\omega^2 + jRC\omega} \quad (1.27)$$

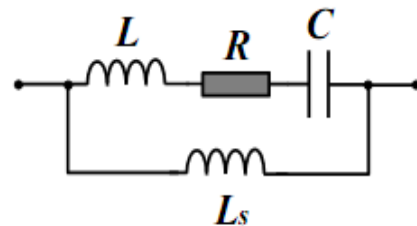


FIG. 1.9 - Filtre passif parallèle anti-résonant.

Dans ce cas, les variations de l'impédance du réseau peuvent détériorer les performances du filtre. Finalement, cette solution est dédiée à un type de charge et une configuration réseau et perd de son efficacité lorsque les caractéristiques de ceux-ci évoluent[1 Cha].

### 1.2.5 Les filtres actifs

Les inconvénients inévitables aux filtres passifs et l'apparition de nouveaux composants semi-conducteurs, comme les thyristors *GTO* et les Transistors *IGBT*, ont conduit à concevoir une nouvelle structure de filtres appelée filtres actifs de puissance (*A.P.F.*). Le but de ces filtres est de générer soit des courants, soit des tensions harmoniques de manière à ce que le courant et la tension du réseau soient rendus sinusoïdaux et parfois avec un facteur de puissance unitaire. Le filtre actif est connecté en série, en parallèle, en combinant ces deux dernières structures ensemble ou associé avec des filtres passifs en fonction des grandeurs électriques harmoniques (courants ou tensions) à compenser [3 Aka] [4 Ala][1 Cha].

Les avantages de ces filtres actifs par rapport aux filtres passifs sont les suivants [5 Ama] :

- ▶ le volume physique du filtre est plus réduit.
- ▶ la capacité de filtrage est supérieure.
- ▶ la flexibilité et adaptabilité sont très supérieures.

Pourtant, ils présentent quelques inconvénients :

- ▶ Leur coût élevé a limité leur implantation dans l'industrie.
- ▶ Les pertes sont plus élevées.

Deux types de convertisseurs connus dans la littérature constituent l'*APF* : convertisseur à source de courant (*CSI*) ou à source de tension (*VSI*).

#### 1.2.5.1 Filtre actif série

Le but du filtre actif série 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. En plus, ce filtre nécessite une protection complexe contre les courts-circuits des réseaux. En effet, lors d'un court-circuit côté réseau, ce dernier peut être amené à supporter tout le courant de court-circuit.

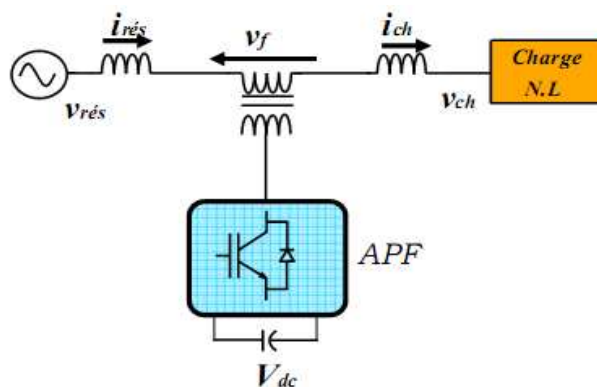


FIG.1.10- Filtre actif série.

### 1.2.5.2 Filtre actif parallèle

Sur la figure 1.11 apparaît le synoptique d'un filtre actif parallèle. Le filtre actif est constitué d'un onduleur de tension et d'un filtre inductif en sortie. Ainsi, l'inductance en sortie de l'onduleur donne la nature de source de courant au filtre actif. Dans le cas où le réseau alimente plusieurs charges polluantes, il est préférable d'utiliser un seul filtre actif pour toutes les charges car, dans ce cas, le coût du filtrage est moindre.

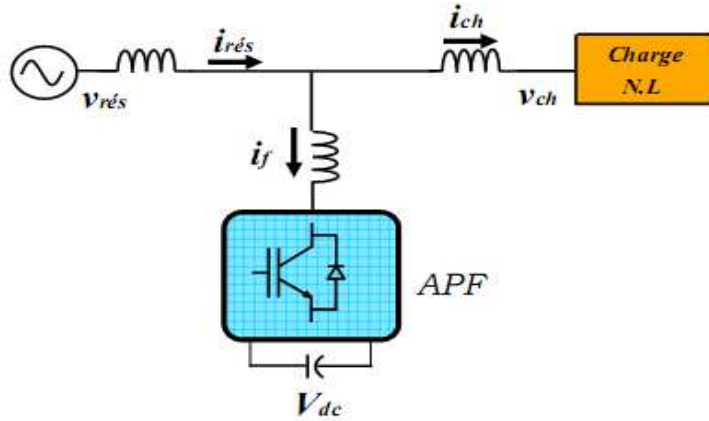


FIG.1.11- Filtre actif parallèle.

Cependant, lorsque la puissance des charges polluantes est élevée, la solution d'un filtre actif par charge s'avère nécessaire. Cette dernière méthode est bien sûr plus coûteuse mais elle possède l'avantage d'éviter que la stabilité des harmoniques vienne perturber le réseau dans le cas où un filtre actif est défectueux.

### 1.2.5.3 Filtre combiné parallèle-série (UPQC)

L'UPQC est principalement la combinaison de deux filtres actifs série et parallèle qui partagent la même capacité sur le bus continu. Ce type de dispositif est capable à la fois de régler la tension du réseau et d'éliminer les harmoniques. Il est considéré comme le plus puissant dispositif et il est capable d'effectuer efficacement toutes les tâches de conditionnement de puissance [6 Are][7 Fuj][1 Cha]. Cependant, son prix important et la complexité des commandes des nombreux interrupteurs limitent son utilisation à des applications critiques comme l'équipement médical.

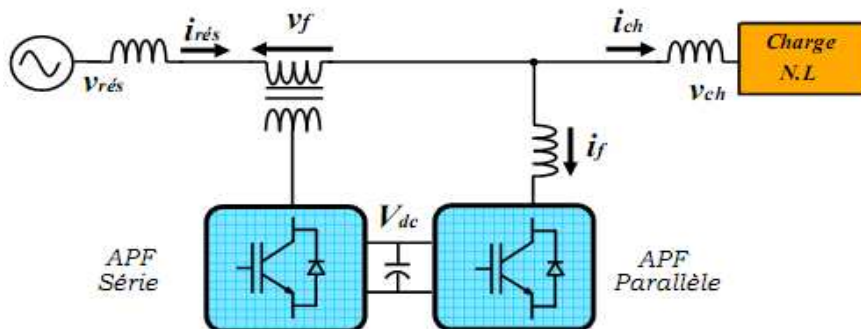


FIG.1.12- Filtre combiné parallèle-série (UPQC).

#### 1.2.5.4 Filtre actif série avec un filtre passif parallèle

Une version moins chère de la structure précédente est illustrée par la figure 1.13 où un filtre actif série et un filtre parallèle passif sont exploités.

Principalement, le filtre série régule la tension au point PCC tandis que le filtre parallèle est réglé sur quelques harmoniques de courant (rangs inférieurs) qui doivent être supprimés. Cette topologie a la possibilité de réduire les harmoniques de tension et de courant à un prix raisonnable [1 Cha].

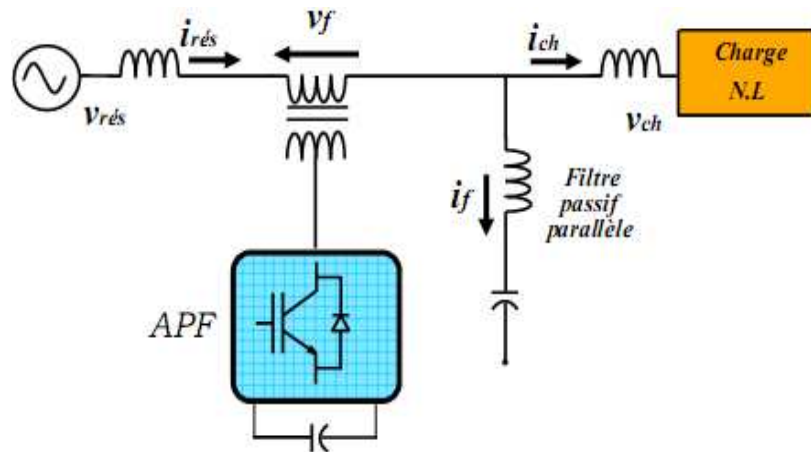


FIG.1.13- Filtre actif série avec un filtre passif parallèle.

#### 1.2.5.5 Filtre actif hybride

Connecté avec ou sans transformateurs au réseau, le filtre actif hybride (Fig. 1.14) est constitué d'un filtre passif connecté directement en série avec le filtre actif, ce qui entraîne une diminution de la tension du bus continu comparativement à celle d'un filtre actif pur et une réduction du dimensionnement du filtre hybride. En plus, le filtre passif évite les oscillations dues à la commutation ( $HF$ ) car il présente une haute impédance à cette fréquence [3 Aka][1 Cha].

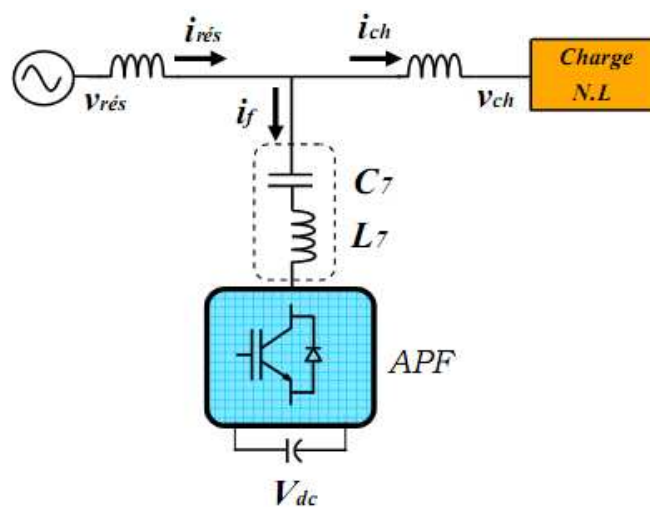


FIG.1.14- Filtre actif hybride.

### 1.2.6 Etat de l'art des filtres actifs parallèles

Les filtres actifs parallèles sont créés à partir d'onduleurs à thyristors commandés en *MLI* [8 Gyu]. Ces filtres ont été développés pour éliminer les harmoniques générés par les convertisseurs utilisés dans les systèmes de transmission de courant continu à haute tension (*HVDC*). Par la suite, des progrès importants ont été accomplis avec la commercialisation de composants d'électronique de puissance qui commutent des puissances de plus en plus importantes avec des fréquences de plus en plus élevées. Ainsi, en 1982, le premier *FAP* de  $800kVA$ , composé d'un commutateur de courant à *MLI* et thyristors *GTO*, a été installé pour la compensation d'harmoniques [9 Aka][1 Cha].

Plus tard, de nombreux onduleurs de puissance commandés en *MLI* ont été développés pour des applications de filtrage actif [10 Aka] [1 Cha]. En conséquence, les filtres actifs parallèles ont commencé à être commercialisés et installés à travers le monde et surtout au Japon, où en 1996, il y avait plus de cinq cents filtres actifs parallèles installés avec des puissances allant de  $50kVA$  à  $2MVA$  [11 Aka].

Les filtres actifs modernes, en plus de compenser et amortir les courants harmoniques, compensent les déséquilibres de courant, contrôlent la puissance réactive.

Pour l'instant, tous les filtres actifs parallèles étaient installés par des consommateurs industriels. Néanmoins, l'installation par le distributeur d'énergie de ces dispositifs peut s'envisager. Dans ce cas, l'objectif principal est d'amortir la résonance entre les condensateurs de compensation de puissance réactive et l'inductance de la ligne plutôt que de réduire la distorsion harmonique de la tension sur un réseau de distribution [1 Cha].

Au cours de l'année 1997, la topologie multi-niveaux a débuté aussi pour des applications de filtrage actif. Les années qui ont suivi ont vu de nombreuses publications sur les filtres actifs multi-niveaux avec différentes topologies. Cependant, de nos jours, la plupart des filtres actifs parallèles utilisent des convertisseurs clampés par le neutre [12 Hui] [13 Sae] [14 Lin][1 Cha].

La première référence sur un filtre actif connecté à un réseau de moyenne tension date de 2001. La référence [15 Tan] propose la connexion d'un filtre actif shunt monophasé à l'extrémité d'une ligne de traction de  $25kV$  dans le but de diminuer les harmoniques de tension aux rangs 3, 5 et 7 au point de connexion du filtre et de fournir de la puissance réactive pour maintenir la tension sur la ligne.

Une contribution plus récente est consacrée à un filtre actif à base d'onduleurs en cascade connecté à un réseau de  $4.16kV$  avec transformateur [16 Ras]. L'auteur constate qu'une combinaison des semi-conducteurs de puissance élevée et une inductance de filtre réduit en moyenne tension peut être une solution compétitive, au niveau du coût, par rapport aux filtres actifs conventionnels en basse tension. En effet, ces filtres se présentent comme une solution très intéressante pour surmonter les limitations des filtres actifs, surtout en ce qui

concerne la montée en tension. D'un côté, dans [17 Lou], l'auteur propose l'utilisation d'un filtre actif hybride à base d'un onduleur multi-niveaux à capacité flottante pour se connecter à un réseau de  $20kV$ . L'onduleur se comporte comme un diviseur de tension dans le but de limiter la tension que doit supporter le filtre actif.

### 1.3 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons illustré, en premier lieu, le phénomène des harmoniques, leurs caractéristiques, leurs sources et leurs conséquences. Par conséquent, un domaine de recherche a émergé pour les scientifiques afin d'élaborer des solutions de compensation pour cette pollution harmonique. Plusieurs solutions traditionnelles et modernes de dépollution ont été présentées. 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 avec leurs combinaisons 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.



## Références chapitre 1

- [1 Cha] A. Chaoui, " *Filtrage actif triphasé pour charges non linéaires*", Thèse de doctorat, Université Ferhat Abbas – Sétif, Décembre 2010.
- [2 Dew] C. Dewez, " *Modélisation d'un filtre actif parallèle triphasé pour la dépollution harmonique et synthèse d'une commande basée sur le rejet de perturbations* ", Thèse de doctorat, LAII-ESIP, Université de Poitiers, France, December 2007.
- [3 Aka] H. Akagi, " *Active harmonic filters* ", IEEE Trans. of Power Electronics, vol. 93, no. 12, pp. 2128-2141, Dec. 2005.
- [4 Ala] M.A.E. Alali, " *Contribution à l'étude des compensateurs actifs des réseaux Electriques basse tension* ", Thèse de doctorat, Université Louis Pasteur, ULP-Strasbourg 1, France, Septembre 2002.
- [5 Ama] L.D.H.B. Amaia, " *Commande avancées des systèmes dédiés à l'amélioration de la qualité de l'énergie : de la basse tension à la montée en tension* ", Thèse de doctorat, LEG, Institut National Polytechnique de Grenoble, France, Novembre 2006.
- [6 Are] M. Aredes, J. Häfner, K. Heumann, " *A combined series and shunt active power filter*", IEEE/KTH Stockholm Power Tech. Conference, Stockholm, Sweden, Jun. 1995.
- [7 Fuj] H. Fujita, H. Akagi, " *The unified power quality conditioner: the integration of series- and shunt-active filters* ", IEEE Trans. on Power Electronics, vol. 13, no. 2, pp.1312-1322, Mar. 1998.
- [8 Gyu] L. Gyugyi, E. C. Strycula, " *Active AC Power Filters* ", Conference IAS Annual Meeting, 1976, pp. 529-535.
- [9 Aka] H. Akagi, H. Fujita, " *New Power Line Conditioner for Harmonic Compensation in Power Systems* ", IEEE Trans. on Power Delivery, vol. 10, no. 3, pp. 1570-1575, Jul. 1995.
- [10 Aka] H. Akagi, A. Nabae, S. Atoh, " *Control Strategy of Active Power Filters using Multiple Voltage-Source PWM Converters* ", IEEE Trans. on Industry Applications, vol. IA-22, no. 3, pp. 460-465, May/June. 1986.
- [11 Aka] H. Akagi, " *Control Strategy and Site Selection of a Shunt Active Filter for Damping of Harmonic Propagation in Power Distribution Systems* ", IEEE Trans. on Power Delivery, vol.12, no.1, pp. 354-363, Jan. 1997.

- [12 Hui] S. Hui, Z. Ji-Yan, L. Wei-Dong, "*A Novel Active Power Filter Using Multilevel Converter with Self Voltage Balancing*", Conference PowerCon'02, vol. 4, Oct. 2002, pp. 2275-2279.
- [13 Sae] M. Saeedifard, A. R. Bakhshai, P. Jain, "*An Active Power Filter Implemented with a Three-Level NPC Converter in Conjunction with the Classification Technique*", Conference CCGEI'03, Montréal (Canada), May 2003.
- [14 Lin] B-R. Lin, H-K. Chiang, K-T. Yang, "*Shunt Active Filter with Three-Phase Four-Wire NPC Inverter*", IEEE International Midwest Symposium on Circuits and Systems, vol. 2, Jul. 2004, pp.II.281-II.284
- [15 Tan] P. C. Tan, R. E. Morrison, D. G. Holmes, "*Voltage Form Factor Control and Reactive Power Compensation in a 25-kV Electrified Railway System Using a Shunt Active Filter Based on Voltage Detection*", IEEE Trans. on Industry Applications, vol. 39, no. 2, Mar./Apr. 2003.
- [16 Ras] M. Rastogi, P. W. Hammond, S. R. Simms, "*Multi-level Active Filter for Medium Voltage Applications*", Conference PEDS'05, vol. 2, Nov. 2005, pp. 1508-1513.
- [17 Lou] S. Loudot, H. Pouliquen, T. Meynard, Y. Chéron, "*Active Current Filter for MV/HV Networks*", Conference EPE'95, vol. 1, Séville (Spain), pp. 1 129-1134.

# L'énergie solaire, système photovoltaïque

## Description et problématique.

---

### 2.1. GENERALITE SUR LE SYSTEME PHOTOVOLTAIQUE

#### Introduction

Depuis plusieurs années, l'être humain a cherché à utiliser l'énergie émise par le soleil. La plupart des utilisations sont directement liées à la vie de tous les jours comme dans les diverses applications de séchage et chauffage autant artisanales qu'industrielles ou bien dans des phénomènes de réactions chimiques comme la photosynthèse.

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  $1000 \text{ W/m}^2$  dans les zones tempérées et atteint  $1400 \text{ W/m}^2$  dans les zones où l'atmosphère est faiblement polluée en poussière ou chargée d'eau.

Sachant que le 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, la latitude 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.

Il existe donc des zones beaucoup plus ensoleillées dans le monde que d'autres. Celles-ci sont répertoriées sous forme d'atlas, mettant en évidence des «gisements solaires» [1 Cla].

#### 2.1.1 Effet photovoltaïque

##### 2.1.1.1. Définition

Le rayonnement solaire est constitué de photons transportant chacun une énergie  $E_{ph}$  qui répond, elle même, à la relation suivante :

$$E_{ph} = h \cdot c / \lambda \quad (2.1)$$

Où  $E_{ph}$  représente la quantité d'énergie,  $\lambda$  la longueur d'onde,  $h$  la constante de Planck et  $c$  la vitesse de la lumière.

### 2.1.1.2 Principe de la génération photovoltaïque

Une cellule photovoltaïque est assimilable à une diode photosensible, son fonctionnement est basé sur les propriétés des matériaux semi conducteurs. La cellule photovoltaïque permet la conversion directe de l'énergie lumineuse en énergie électrique. Son principe de fonctionnement repose sur l'effet photovoltaïque [2 Leo]. Une cellule est constituée de deux couches minces d'un semi conducteurs. Ces deux couches sont dopées différemment. Pour la couche *N*, c'est un apport d'électrons périphériques et pour la couche *P* c'est un déficit d'électrons. Les deux couches présentent ainsi une différence de potentiel. L'énergie des photons lumineux captés par les électrons périphériques (couche *N*), leur permet de franchir la barrière de potentiel et d'engendrer un courant électrique continu. Pour effectuer la collecte de ce courant, des électrodes sont déposées par sérigraphie sur les deux couches de semi conducteur (Figure 2.1). L'électrode supérieure est une grille permettant le passage des rayons lumineux. Une couche antireflet est ensuite déposée sur cette électrode afin d'accroître la quantité de lumière absorbée [3 Pro].

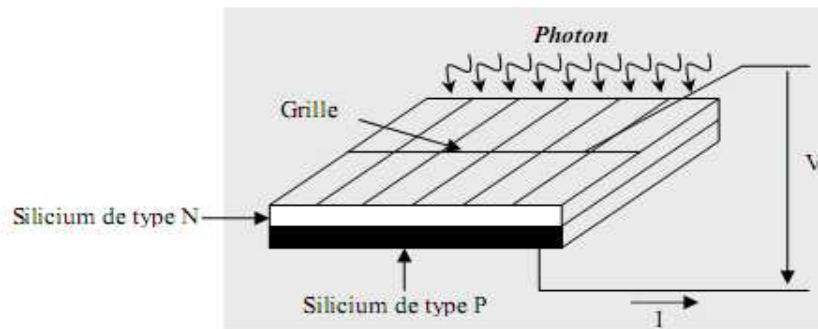


FIG.2.1- Schéma d'une cellule élémentaire.

Industriellement les matériaux les plus utilisés sont à base de silicium. Le rendement énergétique atteint industriellement est de 13 à 14 % pour les cellules à base de silicium monocristallin, 11 à 12 % avec du silicium poly-cristallin et enfin 7 à 8 % pour le silicium amorphe en films minces.

Les caractéristiques ainsi obtenues sont celles d'une photodiode mais en convention générateur (figure 2.2).

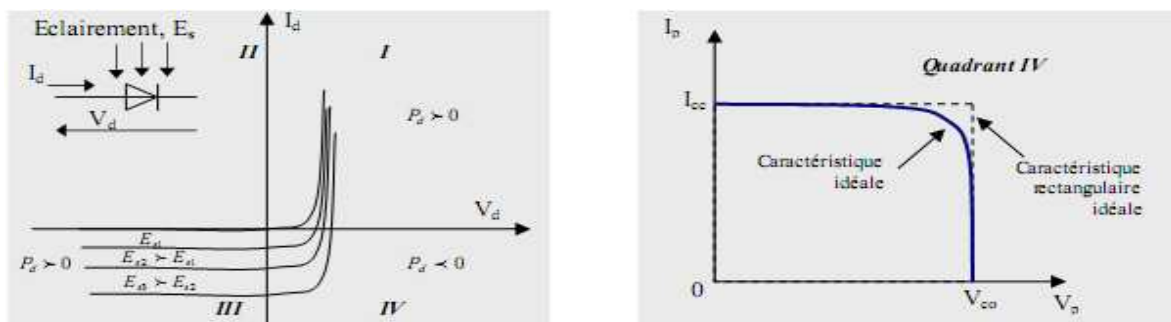


FIG.2.2- A gauche caractéristique d'une photodiode, à droite caractéristique d'une cellule Photovoltaïque [16 Tad].

Typiquement une cellule photovoltaïque produit moins de 2 watts sous approximativement 0,5 Volt. Une association série de plusieurs cellules donne un module et une association série et/ou parallèle de plusieurs modules permet de réaliser un panneau photovoltaïque.

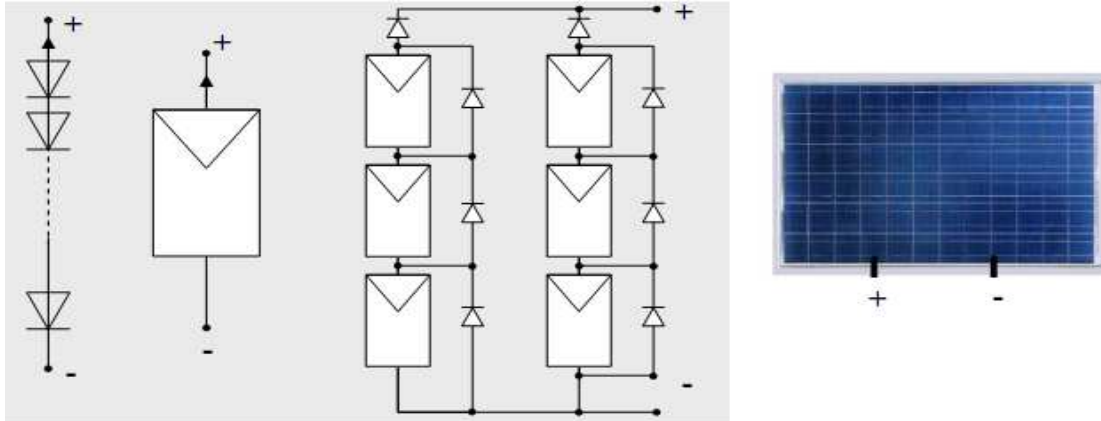


FIG.2.3- Cellules, modules et panneau photovoltaïques

Le passage d'un module à un panneau se fait par l'ajout de diodes de protection, une en série pour éviter les courants inverses et une en parallèle, dite diode by-pass, qui n'intervient qu'en cas de déséquilibre d'un ensemble de cellules pour limiter la tension inverse aux bornes de cet ensemble et minimiser la perte de production associée.

### 2.1.2 Caractéristiques de la cellule photovoltaïque

Le circuit équivalent d'une cellule photovoltaïque qui est largement utilisé est représenté sur la figure 2.2 :

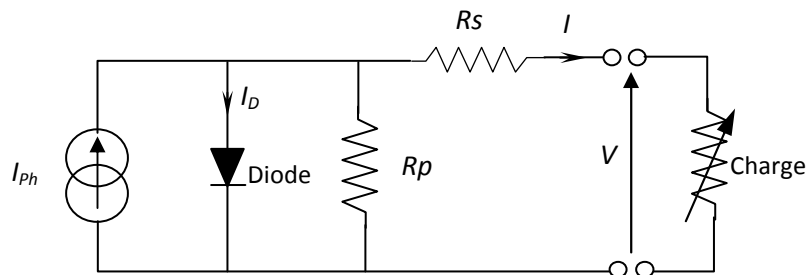


FIG.2.4- Schéma électrique équivalent d'une cellule solaire

Comme montre la figure 2.4 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 2.4 le modèle mathématique pour la caractéristique courant-tension est donné par [4 Ben] :

$$I = I_{sc} - I_D - \frac{V+I.R_s}{R_p}$$

$$I = I_{sc} - I_0 \left( \exp \left[ \frac{q}{m.k.T_c} (V + I.R_s) \right] - 1 \right) - \frac{V+I.R_s}{R_p} \quad (2.2)$$

Où :  $V$  : Tension de sortie de la cellule,

$I$  : Courant de sortie de la cellule,

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

$I_0$  : Courant de saturation de la diode ( $A$ ),

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

$K$  : Constant de Boltzmann ( $K = 1.38 \cdot 10^{-23} JK^{-1}$ ),

$T_c$  : Température absolue de fonctionnement de la jonction ( $K^\circ$ ),

$m$  : Facteur d'idéalité de la diode ( $m \in [1, 2]$ ), La valeur typique de  $m$  est 1.3.

$R_s$  : Résistance série,

$R_p$  : Résistance parallèle,

Dans la pratique, l'équation (2.2) 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 ( $\frac{V+IR_p}{R_p} = 0$ ).

► L'expression  $\exp \left[ \frac{q}{m.k.T_c} (V + I.R_s) \right] \gg 1$

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

$$I = I_{sc} - I_0 \left( \exp \left[ \frac{q}{m.k.T_c} (V + I.R_s) \right] \right) \quad (2.3)$$

La figure 2.5 montre la caractéristique courant-tension ( $I - V$ ) d'une cellule PV à une température fixée  $T_c$  et à une certaine ambiante irradiation  $G_a$ .

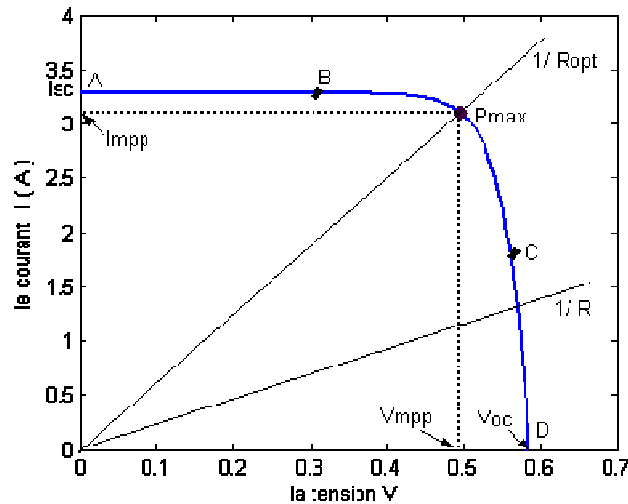


FIG.2.5- caractéristique I-V (trouvant  $R_{optimal}$ )

Si une résistance série variable  $R$  connectée au terminale de la cellule, le point de fonctionnement est déterminé 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 petite 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).

### 2.1.2.1 Paramètres d'une cellule PV

#### 2.1.2.1.1 Le courant de court-circuit et la tension à circuit ouvert

Les deux importants paramètres 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 où  $V = 0$ .
- ▶ **la tension à circuit ouvert** ( $V_{oc}$ ) : est la tension à travers la jonction/diode PN où  $I = 0$  et  $I_D = I_{ph}$ , elle représente la tension de cellule lorsque elle est à l'ombre [4 Ben] [5 Fai] et peut être exprimé comme suit :

$$V = V_{oc} = \left( \frac{m \cdot k \cdot T_c}{q} \right) \ln \left( \frac{I_{ph}}{I_0} \right) = V_{th} \cdot \ln \left( \frac{I_{ph}}{I_0} \right) \quad (2.4)$$

Avec  $V_{th}$  : la tension thermique

Ou encore : l'équation courant-tension de la cellule s'écrit donc ;

$$I = I_{sc} \left( 1 - \exp \left[ \frac{V - V_{oc} + IR_s}{V_{th}} \right] \right) \quad (2.5)$$

Les équations donnant la variation de la tension de circuit ouvert ( $V_{oc}$ ) et le courant de court-circuit ( $I_{sc}$ ) en fonction de l'éclairement  $G_a(W/m^2)$  et de la température de jonction  $T(C^\circ)$  et par rapport aux conditions standards  $STC$  ( $25 C^\circ, 1000W/m^2, AM 1.5$ ) sont les suivantes : [6 Wal], [7 Les], [8 Kno], [9 Dri].

$$I_{sc} = C_1 \cdot G_a [1 + (T_c - T_c(STC)) \cdot 5 \cdot 10^{-4}] \quad (2.6)$$

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

$$V_{oc} = V_{oc}(STC) + C_3 \cdot (T_c - T_c(STC) + V_{th}) \cdot \ln \left[ \frac{G_a}{G_a(STC)} \right] \quad (2.7)$$

Avec : Le coefficient  $C_3$  représente le facteur de correction de la tension de circuit ouvert en fonction de la température. La valeur type de ce facteur est égale à  $C_3 = -2.3 \cdot 10^{-3} V/^\circ C$ , la température des cellules  $T_c$  dépend exclusivement de l'ensoleillement  $G_a$  et de la température ambiante  $T_a$  [4 Ben].

$$T_c = T_a + C_2 \cdot G_a \quad (2.8)$$

Où  $C_2$  est approximativement  $0.03 \text{ cm}^2/W$ .

### 2.1.2.1.2 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 (2.5). De cette figure, une condition de puissance maximum est vérifiée quand  $I_{mpp}$  rencontre  $V_{mpp}$ .

La figure 2.6, montre les courbes typiques  $I - V$  et  $P - V$  pour un module PV de 60W.

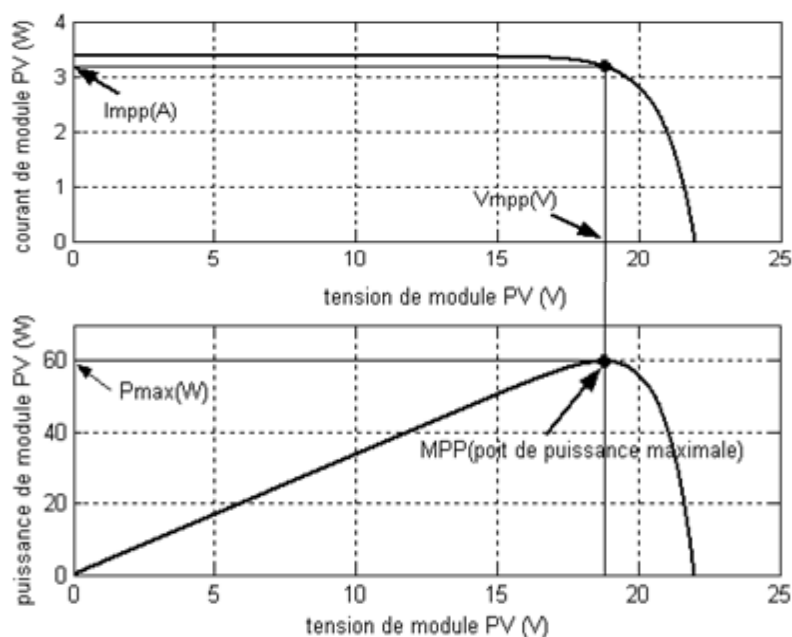


FIG.2.6- Caractéristiques  $V - I, P - V$  d'un module PV (MPP).



### 2.1.2.1.3 L'efficacité (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.

$$\eta = \frac{P_{out}}{P_{in}} = \frac{P_{max}}{P_{in}} = \frac{I_{mpp} \cdot V_{mpp}}{S \cdot G_a} = \frac{V_{oc} \cdot I_{sc} \cdot FF}{P_{in}} \quad (2.9)$$

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

### 2.1.2.1.4 Le facteur de forme FF

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

$$FF = \frac{P_{max}}{V_{oc} \cdot I_{sc}} = \frac{I_{mpp} \cdot V_{mpp}}{V_{oc} \cdot I_{sc}} \quad (2.10)$$

Pour les cellules ayant moyen rendement, le  $FF$  a des valeurs d'ordre 0.7 à 0.85.

$$FF = \frac{V_{oc} - \ln(V_{oc} + 0.72)}{V_{oc} + 1} \quad (2.11)$$

Le facteur de forme  $FF$  diminue si la température augmente [4 Ben].

### 2.1.2.2 Le Panneau Solaire

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 (2.4)) 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 (2.11) [5 Fai].

$$I = I_{sc} \cdot \left[ 1 - \left( \exp \left[ \frac{V - V_{oc} \cdot N_s + I \cdot R_s \cdot N_s}{V_{th}} \right] \right) \right] \quad (2.12)$$

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

#### 2.1.2.2.1 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 (2.6) (2.7)).

La figure 2.7 prouve que le courant  $I$  d'un module est considérablement influencé par le changement de l'ensoleillement  $G_a$ , tandis que la tension  $V$  reste approximativement constante. En revanche, lorsque la température change, on peut observer que la tension change considérablement tandis que le courant reste sans changement (figure. 2.8).

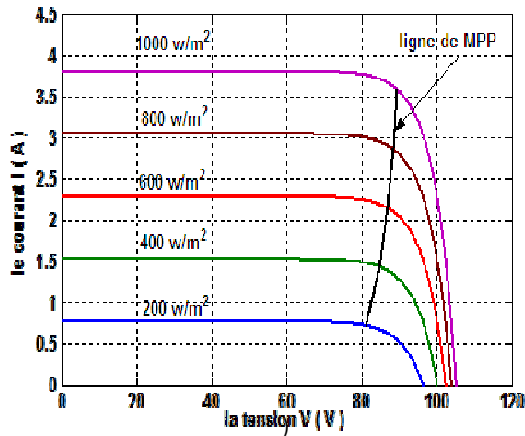


FIG.2.7- Caractéristique I-V d'un module de cellules PV pour différentes valeurs d'insolation  $T=25^{\circ}\text{C}$ .

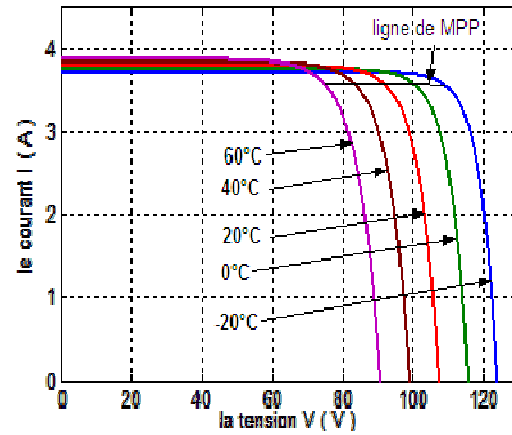


FIG.2.8- Caractéristique I-V d'un module de cellules PV pour différentes valeurs de température  $G_a=1000\text{W}/\text{m}^2$

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  $P = V I$  comme représenté sur les figures 2.9 et 2.10 montrent clairement comment la dépendance du courant  $I$  et la tension  $V$  avec la température et l'insolation, traduit la dépendance de la puissance avec les mêmes deux paramètres. La figure 2.9 confirme 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'insolation. Il montre également à un effet ce qui ne pourrait pas être immédiatement évident : la puissance de sortie est réduite par une augmentation de la température de panneau. Ceci peut être expliqué par la dépendance significative de la tension de circuit ouvert  $V_{oc}$  avec la température.

On peut aussi remarque que la puissance de sortie d'un panneau solaire dépend non seulement avec la température et l'insolation, mais aussi très fort avec sa tension de fonctionnement  $V$ . Le point de la puissance maximum indiqué comme MPP (point maximum

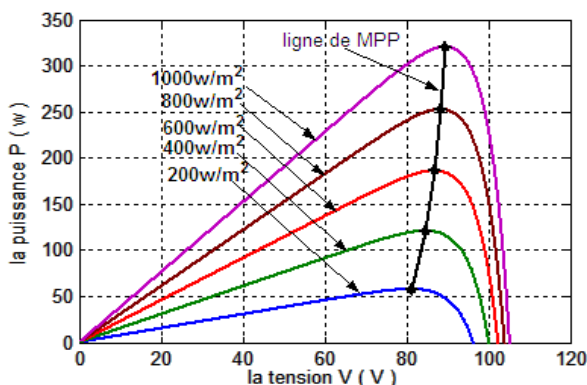


FIG.2.9- Caractéristique P-V d'un module de cellules PV pour différentes valeurs d'insolation ( $T=25^{\circ}\text{C}$ ).

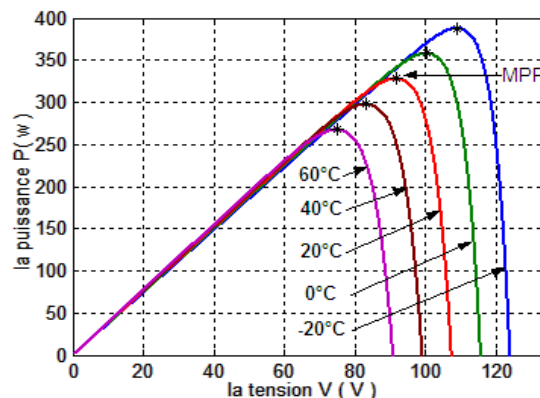


FIG.2.10- Caractéristique P-V d'un module de cellules PV pour différentes valeurs de la température  $G_a=1000\text{W}/\text{m}^2$ .

de puissance) sur la figure 2.11 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  $V_{mpp}$  et  $I_{mpp}$ , respectivement.

La courbe  $P - V$  représentée sur la figure 2.11 partage les dépendances de la température et d'ensoleillement représentées sur les figures 2.7 - 2.10 ; 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 charge de système de telle manière que la tension de fonctionnement  $V$  soit toujours approximativement égale à la tension optimum  $V_{mpp}$  de fonctionnement :

$$V = V_{mpp} + \varepsilon \quad (2.13)$$

Avec  $\varepsilon$  est très petit

Si la tension de fonctionnement diffère de  $V_{mpp}$  près environ 10% comme indiqué par  $V_1$ , 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 *MPPT* produisent 80-90% de leur puissance maximum théorique, tandis que les unités sans *MPPT* fonctionnent seulement à 30% de leur puissance maximum de sortie [10 Hua].

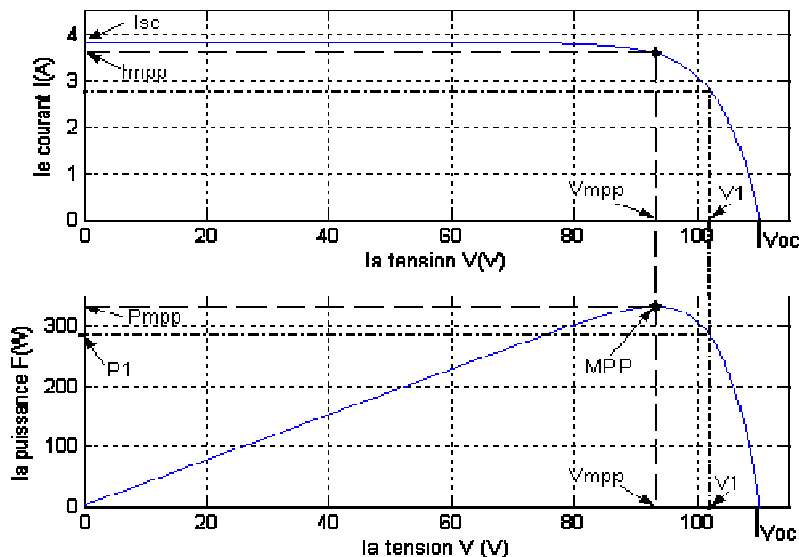


FIG.2.11- Point de puissance maximale *MPP* et la tension  $V_{mpp}$  et le courant  $I_{mpp}$  correspondants au panneau PV de 180 cellules en série fonctionnant au *STC*.

Un autre facteur qui influence sur la puissance de sortie du module solaire est :

### 2.1.2.2.2 L'effet d'angle d'incidence solaire (AOI)

Également connu sous le nom de (effet de cosinus) [4 Ben]. Comme discuté plus tôt, le photo-courant  $I_{ph}$  produit dépend de l'ensoleillement  $G_a$ . L'ensoleillement dépend alternativement de la taille géométrique du panneau (la figure 2.12).

Si le soleil est sous un angle  $\theta$  avec la normale du panneau, la puissance développée diminuera avec l'augmentation du  $\theta$  suivant la loi de cosinus :

$$P = P_0 \cos(\theta) \quad (2.14)$$

Là où  $P_0$  dénote la puissance de sortie à la normale d'incidence solaire.

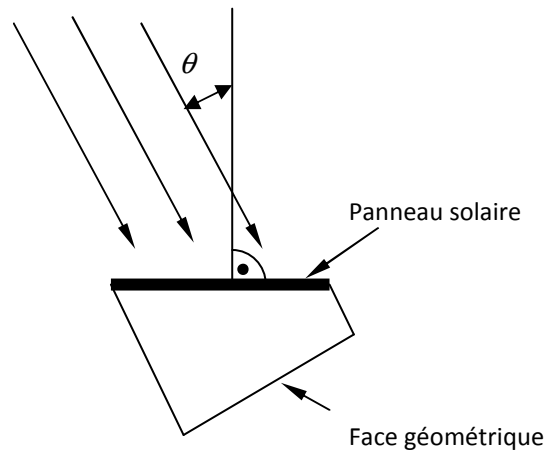


FIG.2.12- Angle d'incidence (AOI) et face géométrique de panneau solaire.

Les facteurs additionnels qui influencent sur la lumière qui atteint réellement les piles solaires incluent :

- la texture et le matériel de la cellule photovoltaïque lui-même, la réaction extérieure et d'autres effets optiques sur un certain matériel transparent plaçant pour protéger la surface réelle de cellules contre l'environnement.
- la masse d'air relative (AM).

## 2.2 Généralités sur les Système photovoltaïques connectés au réseau

### Introduction

Les problèmes d'approvisionnements en énergie rencontrés à l'échelle mondiale ne sont pas uniquement dus à la destruction de l'environnement et aux changements climatiques qui en découlent, mais bien aussi à une croissance de la consommation mondiale en hausse, en particulier en ce qui concerne l'énergie électrique et une tendance à la libéralisation sont à l'origine de changements considérables, tant dans le domaine des réseaux d'alimentation que pour le remplacement du parc des centrales électriques. Les conséquences, pour le moins préoccupantes, se répercutent sur la disponibilité et la qualité de l'énergie. C'est pourquoi les solutions recherchées doivent être réalisables techniquement parlant tout en répondant aux exigences en matière de durabilité.

Dans cette partie, une étude descriptive générale des systèmes photovoltaïques reliés au réseau électrique est présentée. Cette étude comprend : la conception des systèmes photovoltaïque, les problèmes produits, les techniques d'interconnexions.

### 2.2.1 Le photovoltaïque dans les systèmes énergétiques

A l'heure actuelle, les consommateurs de l'énergie électrique sont surtout alimentés par des centrales électriques situées à de grandes distances. Ces réseaux d'alimentation fournissent au consommateur un courant alternatif présentant une fréquence et une tension pratiquement constantes (par exemple 230V pour 50 Hz). Il est concevable de compléter ces infrastructures par des systèmes décentralisés de génération de chaleur et d'électricité. Cette alimentation en énergie décentralisée se caractérise par des unités d'alimentation relativement petites et situées à proximité immédiate du consommateur. Ceci permet de faire une exploitation plus intense de l'électricité permettant ainsi d'améliorer l'utilisation de sources d'énergies sur le terrain (en particulier les énergies renouvelables d'origine solaire, éolienne ou encore celle issue de la biomasse). En résumé on peut parler d'une augmentation de l'efficacité globale allant de pair avec une amélioration de la situation économique qui répond aux critères de durabilité.

Cette structure décentralisée de l'alimentation en énergie correspond au caractère décentralisé des énergies renouvelables. En fonction des conditions régionales, le concept peut être mis en application soit par le raccordement d'une installation photovoltaïque au réseau public, soit par le montage d'un système autonome ou en îlotage servant à alimenter les consommateurs éloignés non raccordés à un réseau d'alimentation [11 Abb].

### 2.2.2 Technologies des onduleurs couplés au réseau

L'onduleur couplé au réseau est utilisé pour les installations photovoltaïques. Il permet de transformer le courant continu, produit par les modules solaires, en un courant ondulé conforme à celui du réseau. Dans les installations d'habitation, le courant solaire produit est d'abord utilisé par l'habitation elle-même, si le courant produit pour l'habitation est excédentaire, l'excédent est injecté dans le réseau.

Pour des raisons de sécurité, un onduleur couplé au réseau doit constamment surveiller ces perturbations et interrompre immédiatement l'injection en cas de défaillance ou de coupure. Ceci est absolument nécessaire pour permettre une intervention sans danger sur le réseau [12 Aoi].

#### 2.2.2.1 Onduleurs modulaires (module inverter)

Suivant ce concept, chaque module solaire disposé d'un onduleur individuel, pour les installations plus importantes, tous les onduleurs sont connectés en parallèle côté courant alternatif. Les onduleurs modulaires sont montés à proximité immédiate du module solaire correspondant [11 Abb], [13 Sch].

### 2.2.2.2 Onduleurs centralisés (central inverter)

Un onduleur centralisé de forte puissance transforme l'ensemble du courant continu produit par un champ de cellules solaires en courant alternatif.

Le champ de cellules solaires est en règle générale constitué de plusieurs rangées connectées en parallèle.

Chaque rangée est elle-même constituée de plusieurs modules solaires connectés en série. Pour éviter les pertes dans les câbles et obtenir un rendement élevé, on connecte le plus possible de modules en série [11 Abb].

### 2.2.2.3. Onduleurs "String" ou "de Rangée"

L'onduleur String est le plus utilisé. Le plus souvent, huit (ou plus) de modules solaires sont connectés en série. Comme une seule connexion série est nécessaire, les coûts d'installation sont réduits. Il est important de noter qu'en cas d'ombrage partiel des modules solaires, il n'y a pas de perte, l'emploi de diodes de by-pass est fortement recommandé [11 Abb].

Les installations jusqu'à 3 Kilowatt de puissance sont fréquemment réalisées avec un onduleur String. Pour une puissance plus élevée, il est possible de connecter plusieurs onduleurs String en parallèle, côté courant alternatif. L'intérêt dans ce concept est d'utiliser un plus grand nombre d'onduleurs du même type. Cela réduit les coûts de production et apporte un intérêt supplémentaire : si un onduleur tombe en panne, seule la production de la rangée concernée est défaillante.

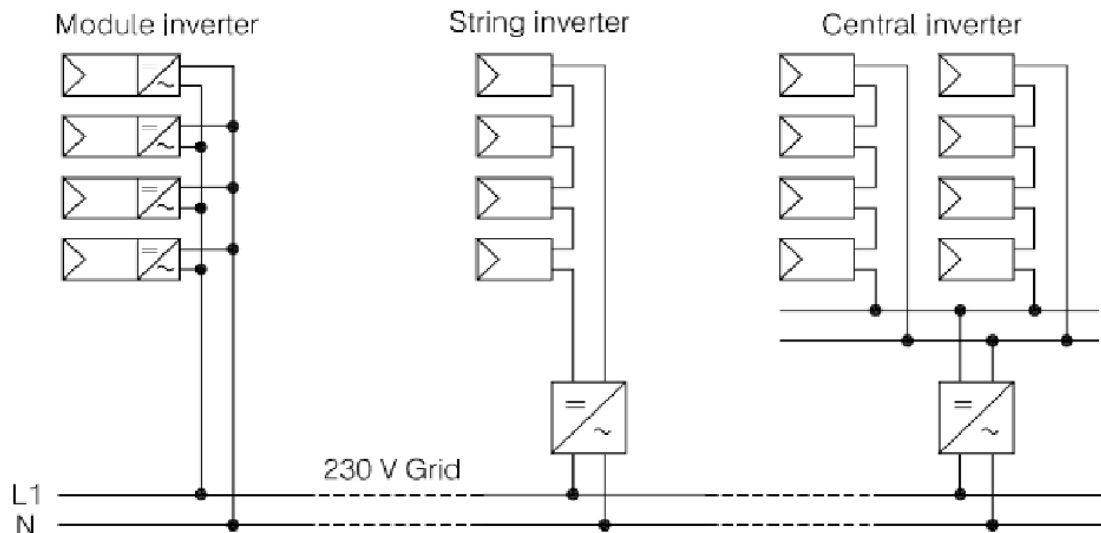


FIG.2.13- Classification des onduleurs PV connectés au réseau.

Ils sont toujours conçus en triphasé. La plupart du temps, les systèmes photovoltaïques(PV) sont installés dans les réseaux de distribution basse tension avec une puissance allant jusqu'à 30 kVA. Le type du réseau choisi au raccordement détermine la possibilité du choix des systèmes de surveillance, et la détection en cas de défaut.

### 2.2.3 Les différents types de systèmes photovoltaïques

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, les câblages, la batterie en cas de stockage et sont régulateur de charge, et l'onduleur lorsque les appareils fonctionnent en courant alternatif [14 Pan].

#### 2.2.3.1 Structure générale d'un système photovoltaïque

Il existe deux types de structures de système photovoltaïque [14 Pan] :

- **Les systèmes à connexion directe au réseau** : cette installation est constituée d'un générateur photovoltaïque connecté directement, à l'aide d'un onduleur au réseau électrique.
- **Le système à bus continu intermédiaire** : Le générateur photovoltaïque est connecté par l'intermédiaire d'un convertisseur continu-continu. Un onduleur délivre une tension modulée, celle-ci est filtrée pour réduire le taux d'harmonique, on obtient alors en sortie de ce dispositif une tension utilisable pouvant être injectée dans le réseau.

Il existe plusieurs architectures pour les dispositifs permettant de convertir la tension continue issue du générateur photovoltaïque en une tension sinusoïdale utilisable. Dans notre étude le système photovoltaïque proposer est connecté au réseau via un bus continu intermédiaire.

#### 2.2.3.2 Système à bus continu intermédiaire

##### 2.2.3.2.1 Structure avec hacheur et onduleur

Les hacheurs présentent la partie essentielle dans le dispositif de commande d'un générateur photovoltaïque, ils sont des convertisseurs statiques continu-continu permettant de contrôler la puissance électrique dans les circuits fonctionnant en courant continu avec une très grande souplesse et un rendement élevé et élève la tension en sortie du module photovoltaïque en une tension délivrée sur le bus continu figure (2.14). On adjoint un onduleur pour avoir une sortie sinusoïdale. Cette structure est ainsi conçue pour fonctionner en parallèle et en interconnexion avec le réseau public d'électricité ou pour un compensateur des harmoniques (filtre actif).

Le principal composant de ce type de système (filtre actif) est l'onduleur. Il convertit la puissance continue (DC) obtenue à partir des modules PV en puissance alternative en respectant les conditions de qualité de la tension et de la puissance exigées par le réseau, avec une possibilité d'arrêt automatique quand le réseau n'est pas en fonctionnement. Cela

permet de produire une puissance alternative à partir du système PV soit en alimentant directement toutes les charges électriques, soit en injectant le surplus d'électricité (PV) dans le réseau lorsque les besoins sont plus importants.

Dans cette structure on va associer à la capacité du bus continu, un générateur photovoltaïque pour répondre aux mieux aux exigences du système de filtrage actif d'harmonique.

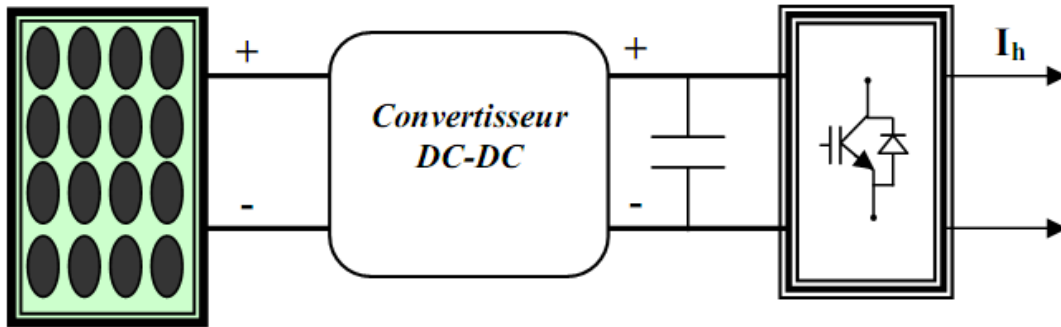


FIG.2.14- Générateur photovoltaïque et filtre Actif.

## 2.3 Convertisseur de puissance de système photovoltaïque

### Introduction

Par convention, des systèmes de conversion photovoltaïques reliés au réseau se composent de convertisseur DC-DC et d'onduleur. Le convertisseur DC-DC est contrôlé pour la poursuite du point de puissance maximum du panneau photovoltaïque et l'onduleur est contrôlé pour produire le courant de telle manière que le courant de système ait une faible déformation totale d'harmonique et il ait en phase avec la tension de réseau.

Cette partie décrit certains convertisseurs d'électronique de puissance et les techniques de commande et de conversion (DC-DC).

### 2.3.1 Convertisseurs DC/DC

Pour la conversion de puissance, il est essentiel que le rendement soit maintenu élevé pour éviter la dissipation de la puissance et pour éviter les échauffements excessifs dans les composants électroniques. Pour cette raison toute la conversion de puissance échangée doit être réalisée autour des composants de stockage d'énergie (inductance et condensateurs) et les commutateurs. 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 (transistors bipolaires à gâchette isolée) à des puissances plus élevées. Les thyristors ont été généralement utilisés et acceptés dans les plus hauts niveaux de puissance [15 Mar] ;



D'un point de vue circuit, le hacheur apparaît comme un quadripôle (figure 2.15), jouant le rôle d'organe de liaison entre deux parties d'un réseau. On peut le considérer comme un transformateur de grandeurs électriques continues [16 Tad].

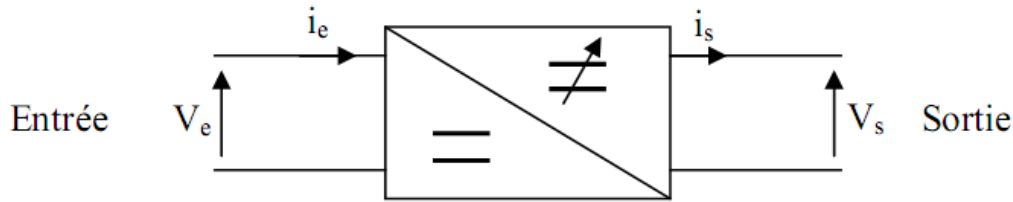


FIG.2.15- Schéma d'un quadripôle électrique.

Le hacheur se compose de condensateurs, d'inductances et de commutateurs. Dans le cas idéal, tous ces dispositifs ne consomment aucune puissance active, c'est la raison pour laquelle on a de bons rendements dans les hacheurs.

Le commutateur est un dispositif semi-conducteur en mode (bloqué -saturé), si le dispositif semi-conducteur est bloqué, son courant est zéro et par conséquent sa dissipation de puissance est nulle. Si le dispositif est dans l'état saturé, la chute de tension à ses bornes sera presque zéro et par conséquent la puissance perdue sera très petite [16 Tad].

Pendant le fonctionnement du hacheur, le transistor sera commuté à une fréquence constante  $f_s$  avec un temps de fermeture  $= d \cdot T_s$  et un temps d'ouverture  $= (1 - d) \cdot T_s$ , où :

- $T_s$  est la période de commutation qui est égale à  $1/f_s$ .
- $d$  le rapport cyclique du commutateur ( $d \in [0, 1]$ ) figure 2.16.

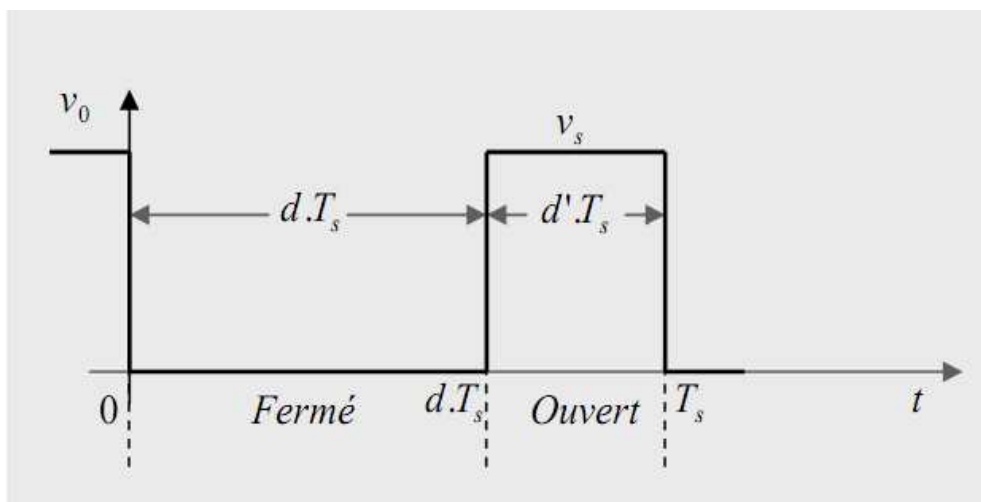


FIG.2.16- Périodes fermeture et ouverture d'un commutateur.

Trois topologies de base de circuit de conversion ( $DC - DC$ ) seront décrites dans les paragraphes suivants :

### 2.3.1.1 Le hacheur dévolteur (Buck)

Le hacheur dévolteur, sous sa forme de base est présenté par la Figure 2.17. On considère l'interrupteur  $I$  et la diode  $D$  parfaits. (La charge est par exemple un moteur à courant continu).

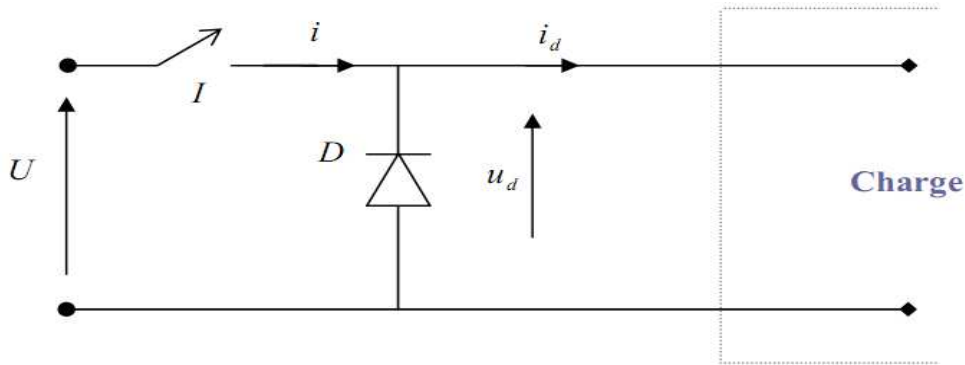


FIG.1.17- Hacheur série (buck).

Le fonctionnement du convertisseur se déduit de l'analyse du comportement de l'interrupteur  $I$ .

- à  $t = 0$ ,  $I$  est enclenché (passant) pendant un temps  $\alpha T$ , alors :  $u_d(t) = U$
- entre  $\alpha T$  et  $T(\alpha T < t < T)$ ,  $I$  est ouvert.

On a alors  $i=0$  et le courant  $i_d$  circule à travers la diode  $D$  (diode de « roue libre »). Donc :  $u_d(t) = 0$  tant que la diode  $D$  conduit, soit tant que le courant  $i_d(t)$  est non nul.

Lorsque  $i_d(t) = 0$ , la diode  $D$  se bloque et :  $u_d(t) = E_C$

On distingue deux types de fonctionnement selon que le courant  $i_d(t)$  est interrompu ou non.

#### a. Fonctionnement à courant ininterrompu

La valeur moyenne de  $u_d(t)$  vaut  $\int_0^{\alpha T} U \cdot dt = \alpha U$  (1.15)

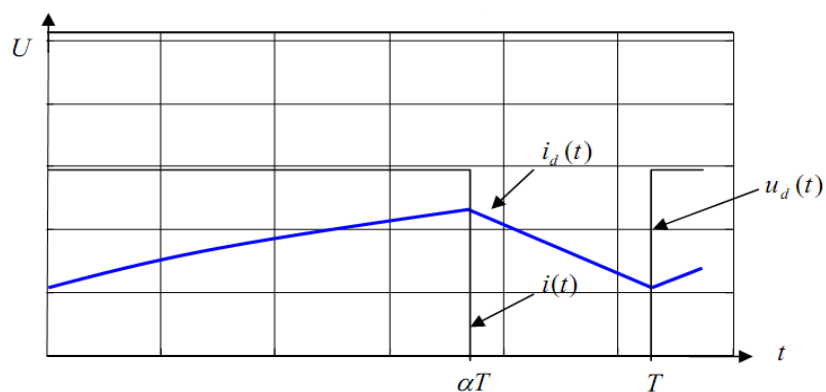


FIG.2.18- Hacheur série. Fonctionnement à courant ininterrompu dans la charge.

**b. Fonctionnement à courant dans la charge interrompu**

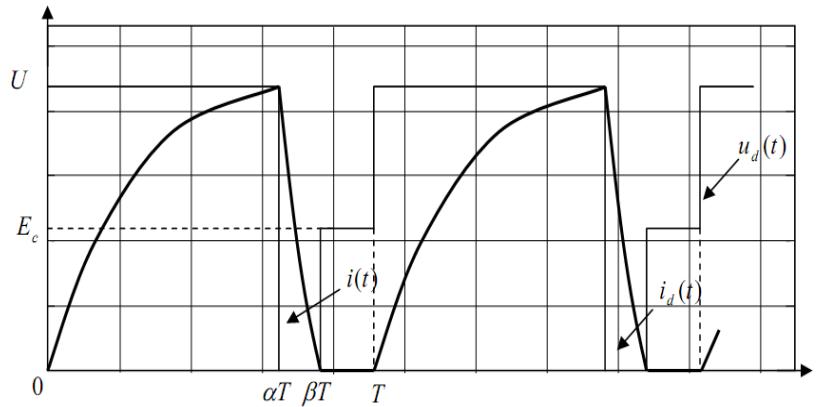


FIG.2.19- Hacheur série. Fonctionnement à courant interrompu dans la charge.

Lorsque l'interrupteur s'ouvre, à  $t = \alpha T$ , le courant  $i_d(t)$  décroît. Si la constante de temps  $\tau = \frac{L_c}{R_c}$  est suffisamment faible devant  $T$ , ce courant s'annule avant que l'interrupteur ne redevienne passant à  $t = T$ .

En considérant que le courant  $i_d(t)$  est nul entre les instants  $\beta T$  et  $T$ , la valeur moyenne de vaut alors :

$$U_{d0} = \frac{1}{T} \left\{ \int_0^{\alpha T} U \cdot dt + \int_{\beta T}^T E_c \cdot dt \right\} = \alpha U + (1 - \beta) E_c \quad (2.16)$$

Le rapport cyclique est défini comme étant le rapport entre la durée  $T_1$  pendant la quelle K « ou I » et la période  $T$ .

$$\alpha = T_1 / T \quad \text{avec } 0 \leq \alpha \leq 1.$$

La valeur moyenne  $\langle U_c \rangle$  de la tension  $U_c(t)$  aux bornes de la charge se calcul sur une période :

$$\langle U_c \rangle = \frac{1}{T} \int_0^{\alpha T} U_c(t) dt = \alpha \cdot U \quad (2.17)$$

**c. Conclusion sur le hacheur série**

Dans les deux types de fonctionnement, on voit que la valeur moyenne  $U_{d0}$  de la tension disponible aux bornes de la charge est fonction du rapport  $\alpha$ . On règlera la valeur de  $U_{d0}$  En modifiant le rapport cyclique  $\alpha$  [16 Tad]:

1. soit en modifiant la durée de conduction de l'interrupteur  $I$  sans modifier la période  $T$  de commande (modulation de largeur d'impulsion).
2. soit en modifiant la fréquence de commande  $f = \frac{1}{T}$  sans modifier la durée de conduction de l'interrupteur.

### 2.3.1.2 Hacheur parallèle (Boost)

Le hacheur boost est aussi appelé hacheur survolteur. Ce montage permet de fournir une tension moyenne  $U_{d0}$  à partir d'une source de tension continue  $U > U_{d0}$ . Le montage étudié est donné à la figure 2.20.

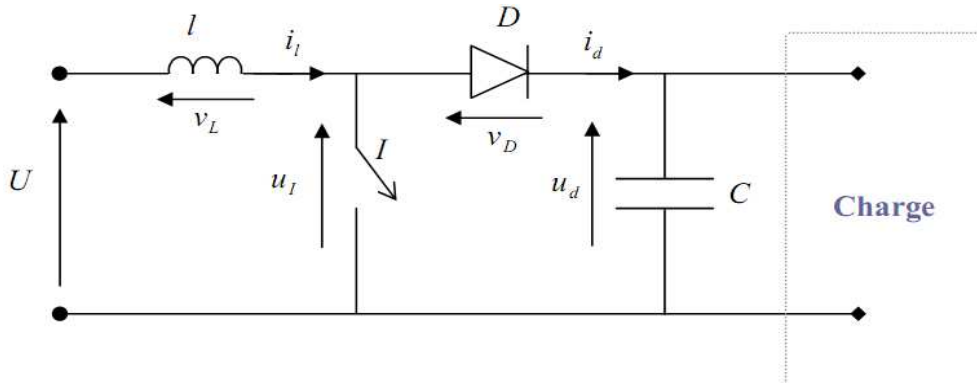


FIG.2.20- Hacheur parallèle.

On distingue deux phases de fonctionnement [16 Tad]:

- 1- lorsque l'interrupteur  $I$  est fermé, la diode est polarisée en inverse  $V_D = -u_D$ ; la charge est donc isolée de la source. La source fournit de l'énergie à l'inductance  $L$ .
- 2- lorsque l'interrupteur  $I$  est ouvert, l'étage de sortie ( $C+$  charge) reçoit de l'énergie de la source et de l'inductance  $L$ .

Pour l'analyse en régime permanent présentée ici, le condensateur de filtrage  $C$  a une valeur suffisamment élevée pour que l'on puisse considérer la tension disponible en sortie constante :  $u_D(t) = U_{d0}$

Enfin on distingue deux modes de fonctionnement selon le courant dans l'inductance  $L$ ,  $i_L(t)$  est interrompu ou non.

#### a. Fonctionnement à courant de source ininterrompu

-pour  $0 < t < \alpha T$  l'interrupteur  $I$  est fermé et l'intensité  $i_L(t)$  croît linéairement :

$$U = L \frac{di_L}{dt} + U_{d0} \text{ donc } i_L(t) = \frac{U - U_{d0}}{L} (t - \alpha T) + i_L(\alpha T) \quad (2.18)$$

$$\text{avec } i_L(\alpha T) = \frac{U}{L} \alpha T + i_L(0) \quad (2.19)$$

Et  $U < U_{d0}$  car  $i_L(t)$  doit décroître.

$$\text{On a : } u_L = U_{d0}; i_d = i_L; v_L = U - U_{d0}$$

On déduit les caractéristiques de la figure 2.21 :

On détermine facilement la relation liant  $U$  à  $U_{d0}$ .

On a :  $U = v_L + u_i$ ; Donc en moyenne sur une période, compte tenu du fait que la valeur de

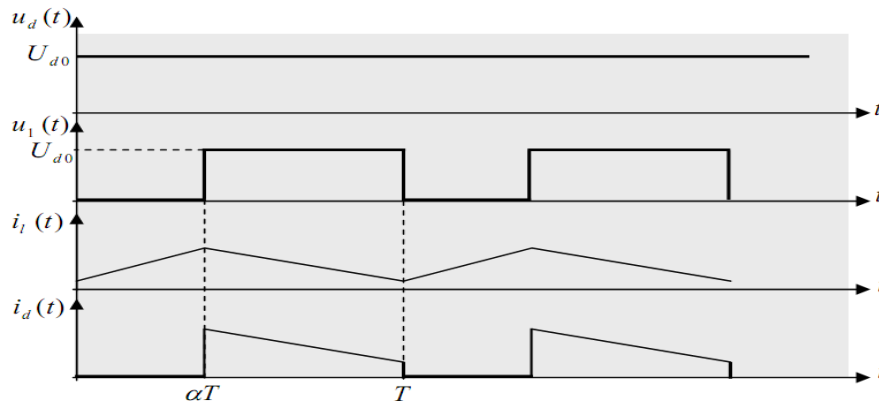


FIG.2.21- Hacheur parallèle. Fonctionnement à courant de source ininterrompu.

la moyenne  $v_L(t)$  est nulle, on obtient :

$$U = U_{I0} = (1 - \alpha) \frac{T}{T} U_{d0} = (1 - \alpha) U_{d0}; \text{ donc } \frac{U_{d0}}{U} = \frac{1}{(1-\alpha)}$$

### b. Limites entre le fonctionnement interrompu et le fonctionnement ininterrompu

La forme des courant et tension  $i_L(t)$  et  $v_L(t)$  est donnée sur la figure 1.22. La valeur moyenne du courant  $i_L(t)$  s'écrit :

$$I_{L0} = \frac{I_{LM}}{2} = \frac{1}{2} \cdot \frac{U}{L} \alpha T \text{ (Car } i_L(0) = 0) \quad (2.20)$$

Donc la valeur moyenne du courant disponible en sortie  $I_{d0}$  s'écrit :

$$I_{d0} = (1 - \alpha) I_{L0} = \frac{1}{2} \frac{U}{L} \alpha T (1 - \alpha) = \frac{1}{2} \frac{U_{d0}}{L} \alpha T (1 - \alpha) \quad (2.21)$$

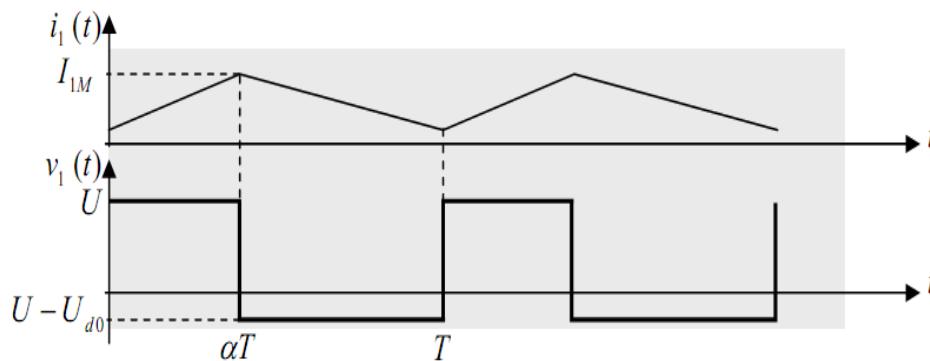


FIG.2.22- Hacheur parallèle. Limite du fonctionnement à courant de source ininterrompu.

Les études faites sur les deux hacheurs Boost et Buck, montrent que le hacheur Boost a un rendement élevé pour une grande partie du rapport cyclique [16 Tad]. Il est le plus utilisé dans les systèmes photovoltaïques car la puissance maximale que peut délivrer une source en l'occurrence du *GPV* est :

$$P_{max} = V_{max} * I_{max} \quad (2.22)$$

### 2.3.1.3 Hacheur Cùk

Le montage étudié est donnée à la figure 2.23. Contrairement aux autres convertisseurs le hacheur Cùk utilise la capacité comme une moyenne de transfert d'énergie, donc l'analyse est baser sur l'équilibre de courant du condensateur [17 Aki].

La tension de sortie peut être inférieure au supérieure a la tension d'entré car la topologie du convertisseur Cùk est une topologie en cascade de deux convertisseur un buck et un boost.

A l'équilibre, la tension moyenne d'inductance est zéro, ainsi par l'application de la loi de kirchouf (KVL) autour de la boucle extérieure du circuit de la figure 2.23.

$$V_{c1} = V_s + V_o$$

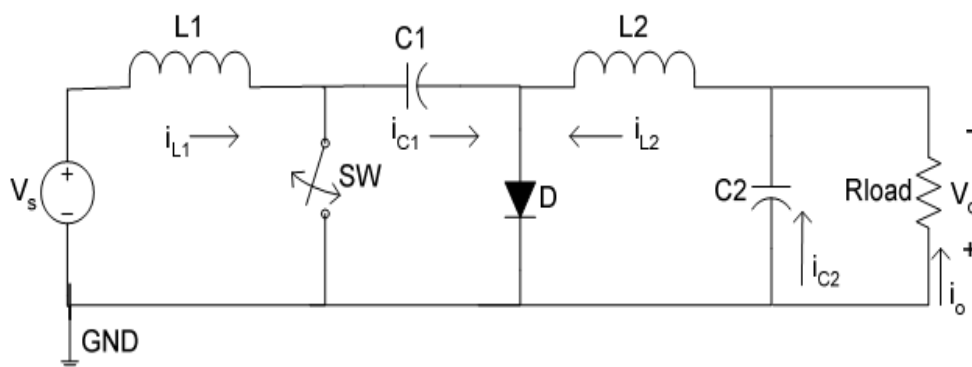


FIG.2.23- Hacheur Cùk.

Supposer que le condensateur  $C_1$  est assez grand.

L'état initial est quand le commutateur (SW) est ouvert, La diode (D) est polarisée en directe, et le condensateur ( $C_1$ ) est chargé.

Le fonctionnement du circuit peut être divisé en deux modes [18 Saf].

#### Mode 1 : l'interrupteur (SW) fermé.

Le circuit de la figure 2.23 devient (figure2.24):

En appliquant la loi de Kirchhoff au circuit de la figure 2.24 (interrupteur fermé) on aboutit à l'équation suivante :

$$-I_{c1} = I_{L2} \quad (2.23)$$

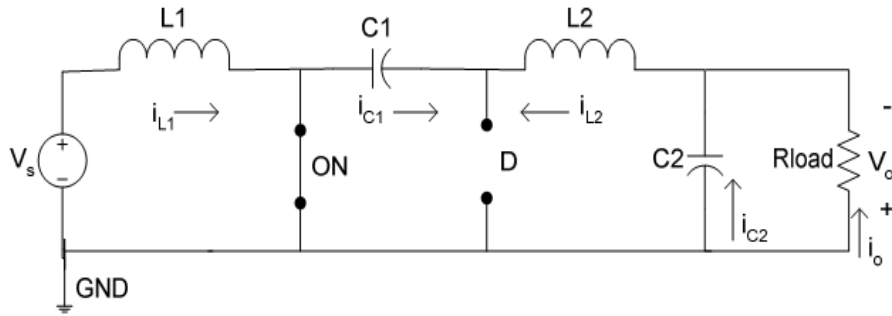


FIG.2.24- Schéma du convertisseur Cùk, interrupteur(SW) fermé.

**Mode 2: l'interrupteur (SW) ouvert.**

Le circuit équivalent est représenté sur la figure 2.25 :

En utilisant la loi de Kirchhoff sur le circuit de la figure 2.25 (commutateur ouvert), on obtient l'équation suivante :

$$I_{c1} = I_{L1} \tag{1.24}$$

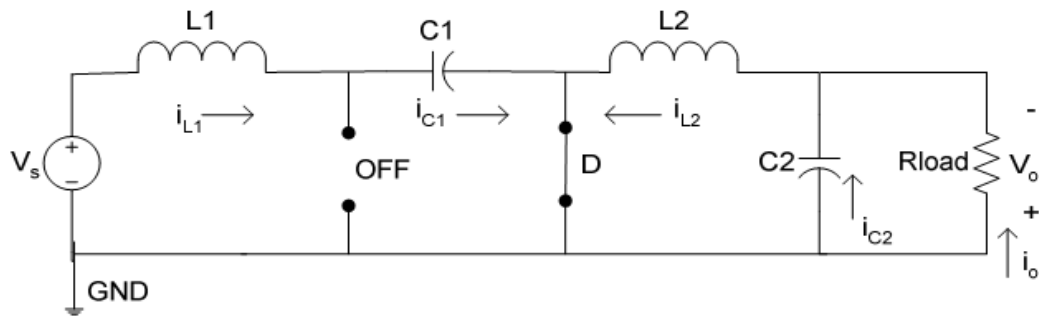


FIG.1.25- Schéma du convertisseur Cùk, interrupteur(SW) ouvert.

Pour le fonctionnement périodique, le courant moyen de condensateur est zéro. Ainsi a partir des équations (2.23) et (2.24) :

$$[I_{c1}|_{sw_{on}}].DT + [I_{c1}|_{sw_{off}}].(1 - D)T = 0 \tag{2.25}$$

$$-I_{L2}.DT + I_{L1}.(1 - D)T = 0 \tag{2.26}$$

$$\frac{I_{L1}}{I_{L2}} = \frac{D}{(1-D)} \tag{2.27}$$

Avec  $D$  est le rapport cyclique ( $0 < D < 1$ ), et  $T$  la période de commutation.

Supposant que c'est un convertisseur idéal, la puissance fourni par la source doit être la même que la puissance absorbée par la charge.

$$P_{entree} = P_{sortie} \quad \text{Donc :} \quad V_s \cdot I_{L1} = V_o \cdot I_{L2} \tag{1.28}$$

$$\frac{I_{L1}}{I_{L2}} = \frac{V_O}{V_S} \quad (1.29)$$

De l'équation (2.27) et (2.29) on obtient :

$$\frac{V_O}{V_S} = \frac{D}{(1-D)} \quad (1.30)$$

A partir de cette équation on a trois modes de fonctionnement selon le rapport cyclique  $D$  :

- $0 < D < 0.5$        $V_O < V_S$       mode dévolteur (buck)
- $0.5 < D < 1$        $V_S < V_O$       mode survolteur (boost)
- $D = 0.5$        $V_S = V_O$

Le hacheur Cùk présente beaucoup des avantages par a port aux autres hacheurs comme :

- Le hacheur Cùk peut fourni un meilleur courant de sortie due a l'inductance de filtre de sortie
- Il utilise un condensateur comme élément de stockage d'énergie, en conséquence, le courant d'entrée est continu

### 2.3.2 Commande (MPPT) des convertisseurs DC/DC

Les panneaux solaires de première génération sont généralement dimensionnés pour que leurs ( $PPM$ ) correspondent à la tension nominale de batterie de 12 ou 24 Volts. Grâce à cette configuration, une simple connexion directe via une diode anti-retour suffit pour effectuer le transfert d'énergie du générateur photovoltaïque ( $GPV$ ) à la charge. Cependant, les caractéristiques non-linéaires du module photovoltaïque et sa sensibilité aux conditions extérieures, comme l'éclairement et la température, induisent des pertes énergétiques. L'utilisation d'un étage d'adaptation afin d'optimiser la production d'énergie à tout moment est ainsi de plus en plus préconisée [19 Pet].

#### 2.3.2.1 Principe de fonctionnement d'un étage d'adaptation DC-DC

La Figure 2.26 présente le schéma de principe d'un module photovoltaïque doté d'un étage d'adaptation (DC-DC) entre le ( $GPV$ ) et la charge. Cette structure correspond à un système plus communément appelé système autonome. Il permet le plus souvent d'alimenter une batterie pour stocker de l'énergie ou une charge qui ne supporte pas les fluctuations de la tension (ballast,...). Cet étage d'adaptation dispose d'une commande ( $MPPT$ ) qui permet de rechercher le ( $PPM$ ) que peut fournir un panneau solaire photovoltaïque. L'algorithme de recherche ( $MPPT$ ) peut être plus ou moins complexe en fonction du type d'implantation choisie et des performances recherchées. Cependant au final, tous les algorithmes performants doivent jouer sur la variation du rapport cyclique du convertisseur de puissance associé.



De nombreuses recherches sur les commandes (*MPPT*) ont été effectuées afin de trouver un système optimal permettant une recherche du (*PPM*) selon l'évolution de la puissance fournie par le *GPV*. Les commandes (*MPPT*) développées, sont toutes basées sur une commande extrême de type Perturbe & Observe, (*P&O*) [19 Pet].

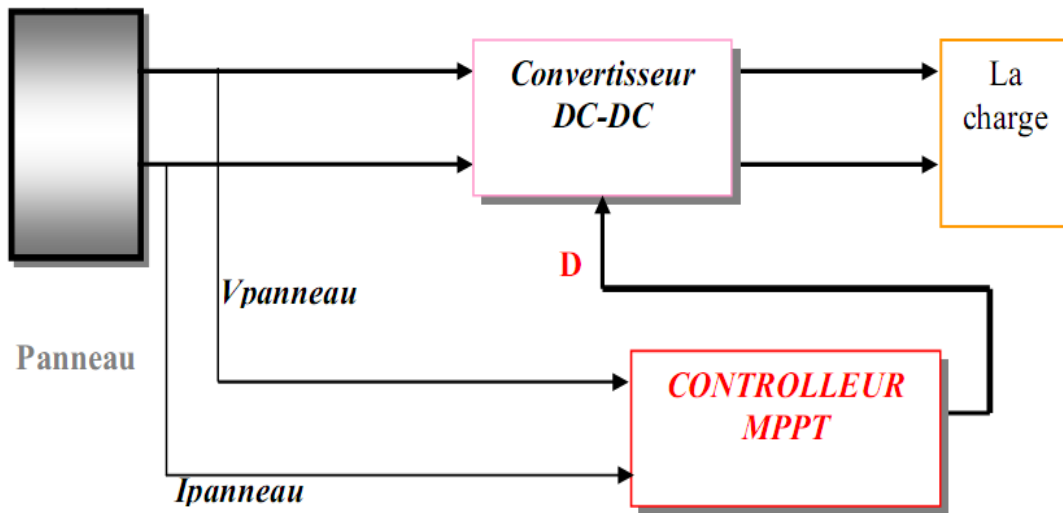


FIG.2.26- Chaîne de conversion photovoltaïque avec convertisseur (DC-DC) contrôlé par une commande (*PPM*) sur charge *DC*.

### 2.3.2.2 Méthode de poursuite du point de puissance maximale

Pour obtenir un meilleur rendement dans le fonctionnement des générateurs photovoltaïques, la technique appelée la poursuite de la puissance maximale (*MPPT*) qui consiste à transférer de façon optimale toute la puissance électrique à extraire de cette source de l'énergie photovoltaïque vers la charge à alimenter. Elle doit être utilisée dans toute application utilisant ces générateurs, et deviendra nécessaire et même indispensable selon la théorie du transfert optimal de puissance.

Les techniques de contrôle employées pour la poursuite du point de puissance sont [20 Bou]:

- ▶ Méthodes de la dérivée de la puissance
- ▶ Méthodes à contre réaction de la tension

#### 2.3.2.2.1 Méthode de la dérivée de la puissance

Cette méthode est basée sur la recherche de l'extremum de la courbe de puissance  $P_{PV} = f(V_{pv})$  obtenue directement de la caractéristique du (*GPV*). Le (*PPM*) est obtenu lorsque la dérivée de la puissance par rapport à la tension s'annule, c'est-à-dire, lorsque  $\left(\frac{dP_{PV}}{dV_{pv}} = 0\right)$  [20 Bou].

Le point de puissance maximale (*PPM*) est donné par la Figure 2.27 :

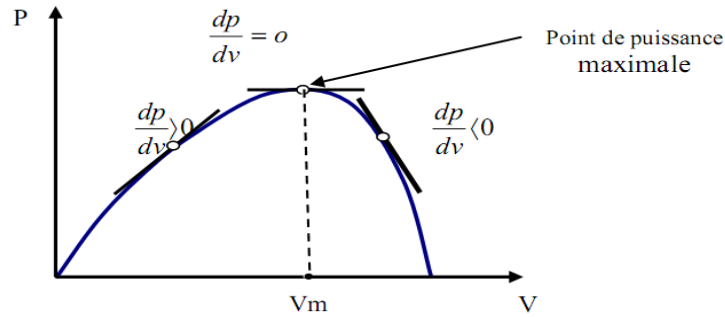


FIG.2.27- Caractéristique du point de puissance maximale *MPP*.

### a. Méthode de la perturbation et l'observation (P&O)

C'est l'algorithme de poursuite du *PPM* le plus utilisé figure 2.28 [21 Ait]. Comme son nom l'indique il est basé sur la perturbation du système à travers l'augmentation ou la diminution de  $V_{ref}$  ou en agissant directement sur le rapport cyclique du convertisseur DC-DC, puis par l'observation des effets de ces perturbations sur la puissance de sortie du panneau. Si la valeur de la puissance actuelle  $P(k)$  du panneau est supérieure à la valeur précédente  $P(k - 1)$  alors on garde la même direction de perturbation précédente sinon on inverse la perturbation du cycle précédent.

Avec cet algorithme la tension de fonctionnement  $V$  est perturbée à chaque cycle du *MPPT*. Dès que le *MPP* sera atteint,  $V$  oscillera autour de la tension idéale  $V_{mp}$  de fonctionnement. Ceci cause une perte de puissance qui dépend de la largeur du pas d'une perturbation simple.

La valeur pour la largeur idéale du pas  $\Delta D$  dépend du système, elle doit être déterminée expérimentalement.

### a. Méthode par incrémentation de conductance

L'algorithme par incrémentation de conductance (figure 2.29) se résulte en dérivant la puissance du panneau photovoltaïque par rapport à la tension et en mettant le résultat égal à zéro. Ceci peut être décrit par les équations suivantes [18 Saf]:

$$\frac{dP_{pv}}{dV_{pv}} = \frac{d(V_{pv} \cdot I_{pv})}{dV_{pv}} = I_{pv} + V_{pv} \frac{dI_{pv}}{dV_{pv}} = 0 \quad (2.31)$$

$$\frac{dI_{pv}}{dV_{pv}} = \frac{-I_{pv}}{V_{pv}} \quad (2.32)$$

Le terme  $\frac{I_{pv}}{V_{pv}}$  représente l'opposé de la conductibilité instantanée du panneau photovoltaïque, et  $\frac{dI_{pv}}{dV_{pv}}$  représente le terme d'incrément de conductance. Par conséquent, pour le point de puissance maximum (*PPM*), ces deux termes peuvent être

égaux mais de signes opposés. Si le point de fonctionnement ne coïncide pas avec le point (*PPM*), l'inégalité de l'équation (1.32) indique la position de la tension de fonctionnement si elle est plus grande ou inférieure à la tension du point de puissance maximum (*PPM*) [21 Ait].

$$\begin{aligned} \frac{dI}{dV} &= \frac{-I}{V}, \left( \frac{dP}{dV} = 0 \right) \\ \frac{dI}{dV} &> \frac{-I}{V}, \left( \frac{dP}{dV} > 0 \right) \\ \frac{dI}{dV} &< \frac{-I}{V}, \left( \frac{dP}{dV} < 0 \right) \end{aligned} \quad (2.33)$$

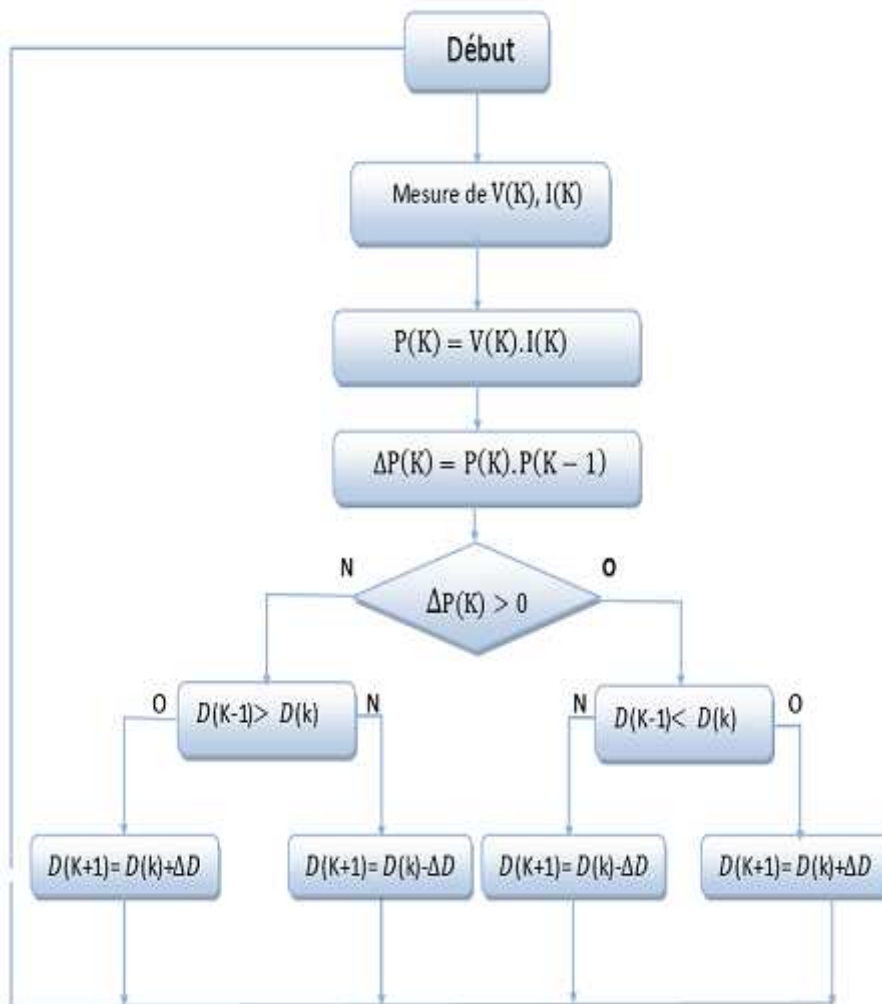


FIG.2.28- Organigramme d'algorithme *MPPT* ( *P&O* ).  
 $\Delta D$  est le pas de perturbation.

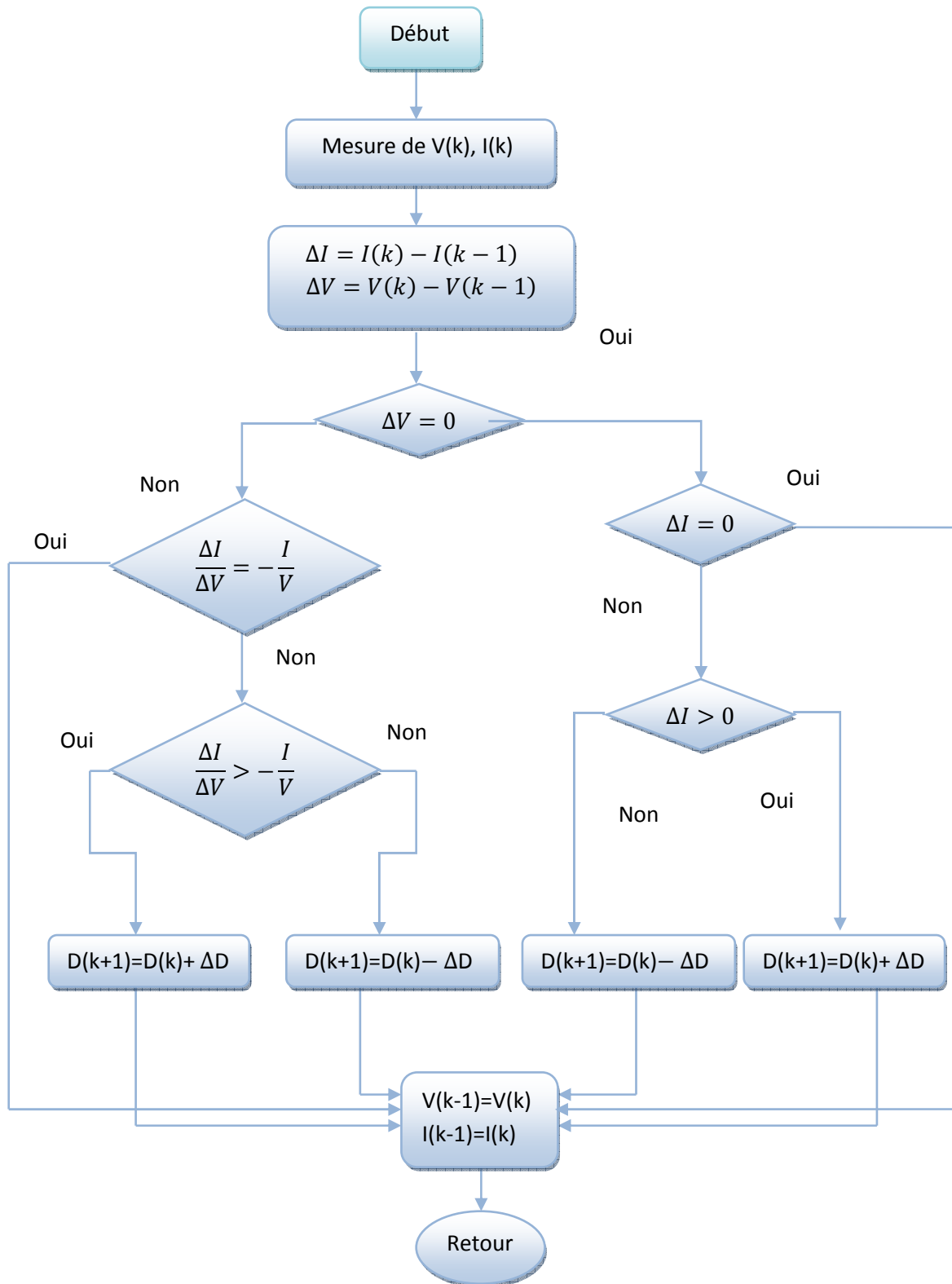


FIG.2.29- Organigramme d'algorithme MPPT ( inc-cond).  
 $\Delta D$  est le pas de perturbation.

## 2.4 Conclusion

Le fonctionnement du générateur (*GPV*) et le récepteur à leur rendement optimal, nécessitent l'insertion des convertisseurs statiques entre le générateur et le récepteur. Dans la littérature, plusieurs travaux se sont intéressés à l'étude des systèmes photovoltaïques connectés au réseau électrique. Ce chapitre (2) a été consacré à l'introduction de quelques notions et définitions relatives aux systèmes photovoltaïques, et les convertisseurs *DC – DC* et sur les méthodes de poursuite de point de puissance maximale (*MPPT*), nous avons donné l'exemple de deux méthodes de maximisation de puissance de *GPV*, la *P&O* et la conductance incrémentale (*inc-cond*). Des informations au sujet de ces systèmes ont été décrites en donnant leur structure générale et en abordant les problèmes comportant l'interconnexion et les conditions standards d'interconnexion ou de raccordement.

## Références chapitre 2

- [1 Cla] P.Claux. *Atlas solaire Français*. PYC édition, 1982.
- [2 Leo] Leonard Leslie, "*Design and analysis of a grid connected photovoltaic generation system with active filtering function*", Blacksburg, Virginia, March 14, 2003.
- [3 Pro] L.Protin and S. Astier. "*Convertisseurs photovoltaïques*", Technique d'ingénieur, D 3360, 1996.
- [4 Ben] B. Bendib." *Techniques conventionnelle et avancée de poursuite MPPT pour des applications photovoltaïques : étude comparative*". Mémoire de magistère, Université Ferhat Abbas-Sétif, 2007
- [5 Fai] Mohammed Faizal Bin Mohamed Thah, "*Grid-Connected Photovoltaic System*". Degree in Bachelor of Engineering (Honors), University of Queensland, 21st May 2003.
- [6 Wal] G. Walker. "*Evaluating MPPT converter topologies using a MATLAB PV model*". Journal of Electrical and Electronical Engineering Australia, vol. 21, pp. 49–56, 2001.
- [7 Les] L. G. Leslie . "*Design and analysis of a grid connected photovoltaic generation system with active filtering function*". Master of Sciences in Electrical Engineering, March 14, 2003;
- [8 Kno] H. Knopf. "*Analysis, simulation, and evaluation of maximum power point tracking (MPPT) methods for a solar powered vehicle*". Master of Sciences Portland University, 1999.
- [9 Dri] M.Drif. "*Contribution au développement d'un dispositif de régulation et de contrôle à bas MC pour systèmes photovoltaïques autonomes*". Mémoire de magister, université de Sétif, mars 1999.
- [10 Hua] Hua, C Shen. "*Comparative study of peak power tracking techniques for solar storage system*". Proc. of the 1998 13th Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, vol. 2, pp. 679-685, Anaheim, CA, USA, February 1998.
- [11 Abb] Abbassen. Lyes." *Etude de la connexion au réseau électrique d'une centrale photovoltaïque*" Mémoire de magistère, Université Mouloud Mammeri- Tizi Ouzou, 05/05/2011.

- [12 Aoi] A. Oi, "*Design and simulation of photovoltaic water pumping system*". Partial Fulfillment of the Requirements for the Degree of Master of Science in Electrical Engineering, Faculty of California Polytechnic State University, San Luis Obispo September 2005.
- [13 Sch] Detlef Schulz, Matthias Jahn and Thomas Pfeifer "*Grid Integration of Photovoltaics and Fuel Cells*". Department of Electrical Engineering, Electrical Power Engineering, Helmut-Schmidt-University, Holstenhofweg 85, D-22043 Hamburg, Germany.
- [14 Pan] Y. Pankow, "*Etude de l'intégration de la production décentralisée dans un réseau basse tension*". Thèse de doctorat de l'école Nationale supérieure d'Art et Métiers, décembre 2004.
- [15 Mar] T. Markvart et L. Castaber, "*Photovoltaics Fundamentals and applications*". Preface Guide to Usage of the Handbook by Professional Groups.
- [16 Tad] Tadjer. Sid Ahmed. "*Etude d'un système de compensation d'harmonique en utilisant un générateur photovoltaïque*" Mémoire de magistère, Université M'hamed Bougara-Boumrdes, 2008.
- [17 Aki] Akihiro. Oi, "*design and simulation of photovoltaic water pumping system*". A Thesis Presented to the Faculty of California Polytechnic State University, San Luis Obispo, 2005.
- [18 Saf] Azadeh Safari, Saad Mekhilef "*Simulation and Hardware Implementation of Incremental Conductance MPPT With Direct Control Method Using Cuk Converter*" IEEE Trans. On Indus. Electronics, vol. 58, NO. 4, APRIL 2011.
- [19 Pet] S. Petibon, "*Nouvelles architectures distribuées de gestion et de conversion de l'énergie pour les applications photovoltaïques*". Thèse de doctorat de l'université de Toulouse, Janvier 2009.
- [20 Bou] F. Bouchtouche cherfa "*Etude et réalisation d'une centrale photovoltaïque connectée au réseau de distribution électrique BT*". Mémoire de magister, Ecole Nationale Polytechnique Elharach, 2004.
- [21 Ait] Salah. Mouhamed Ait-Chiekh. "*Etude, Investigation et conception d'algorithmes de commande appliqués aux systèmes photovoltaïques*". thèse de doctorat, Ecole Nationale Polytechnique, 2007.

# FILTRE ACTIF PARALLELE : IDENTIFICATION DES COURANTS HARMONIQUES ET COMMANDES.

## Introduction

Le Filtre Actif Parallèle (*SAPF*), appelé aussi filtre actif pur, fait l'objet de discussion dans ce chapitre du point de vue structure, caractéristiques et modélisation. Connecté à un réseau triphasé, supposé équilibré, il alimente une charge non linéaire (N-L) de type redresseur triphasé à diodes ou à thyristors et est représenté par la structure générale d'un SAPF sur la Figure 3.1.

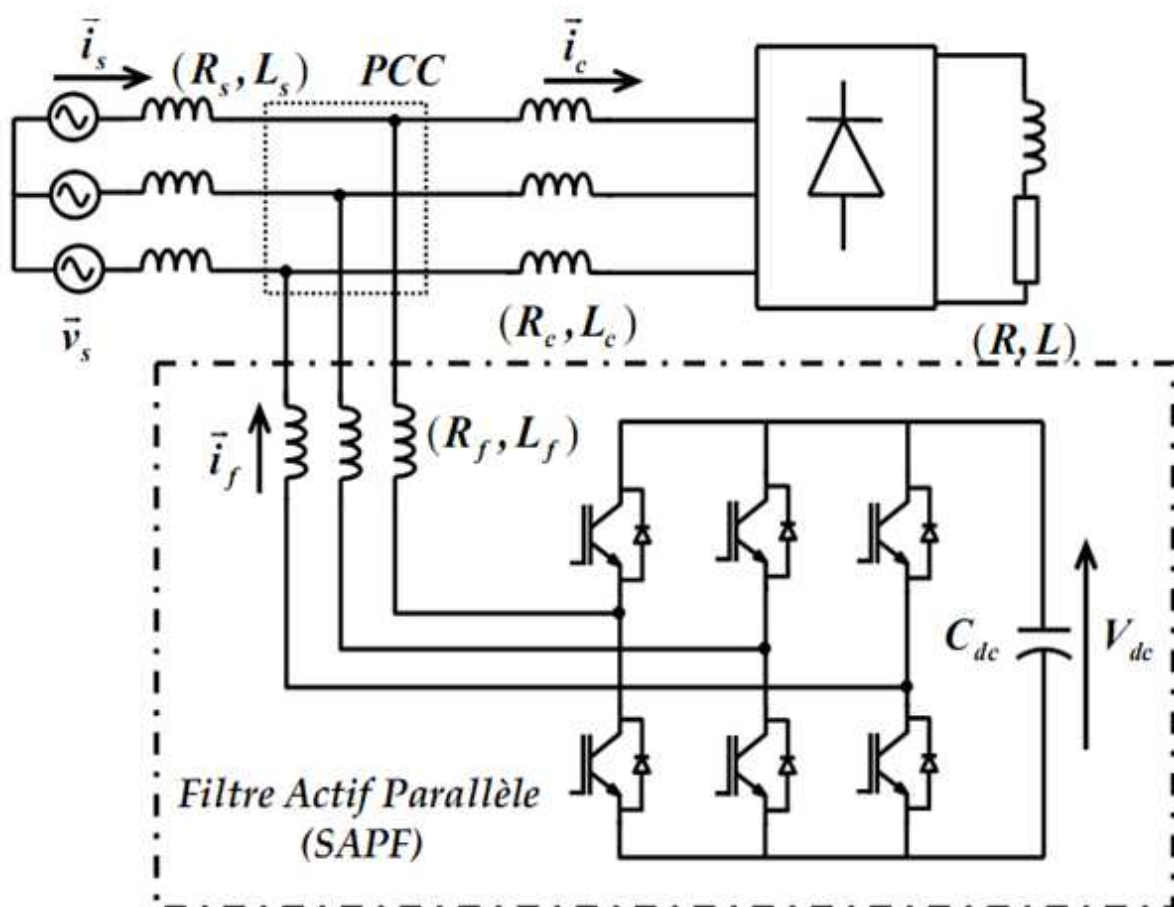


FIG. 3.1- Structure générale d'un filtre actif parallèle (*SAPF*).

Avant d'introduire l'étude concernant le *SAPF*, il s'avère nécessaire de connaître les caractéristiques de la charge non linéaire du point de vue pollution harmonique et rappeler les différentes notions la caractérisant ainsi que le pouvoir en puissance du SAPF face à un rejet des harmoniques, à une compensation de l'énergie réactive ou au déséquilibre[1 Cha].



### 3.1 Caractéristiques de la charge non linéaire (charge polluante)

#### 3.1.1 Définitions sur la Charge non linéaire

L'ensemble constitué par le réseau d'alimentation et la charge polluante (représentée par un pont redresseur à thyristors/diodes débitant sur une charge  $R - L$ ) est présenté sur la figure 3.2.a. Le réseau d'alimentation est modélisé par trois sources de tension sinusoïdales parfaites en série avec une inductance  $L_s$  et une résistance  $R_s$ . Une inductance additionnelle  $L_c$  est connectée à l'entrée du pont redresseur afin de limiter les gradients  $di/dt$  à l'amorçage des thyristors/diodes.

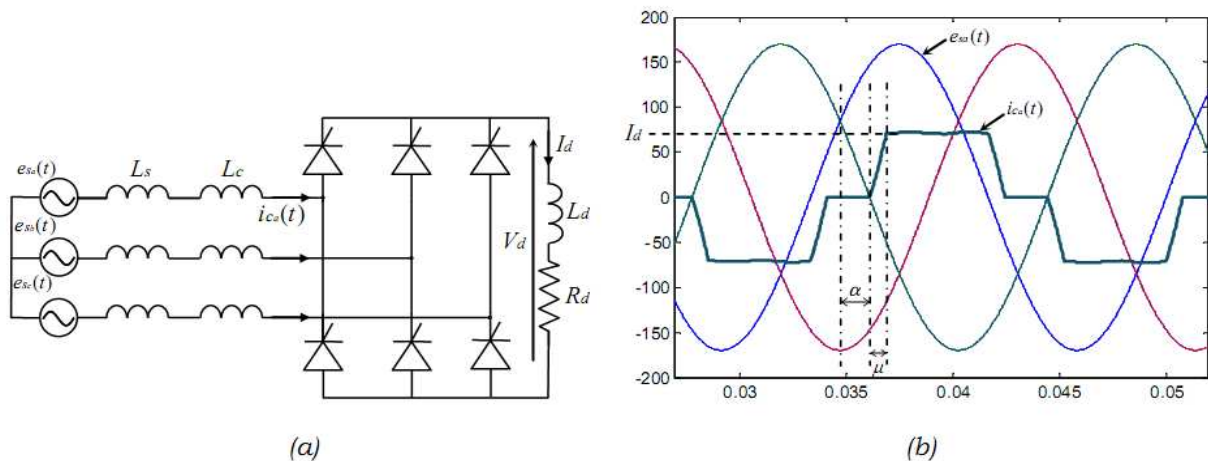


FIG. 3.2- Schéma et allures du courant à l'entrée d'un redresseur triphasé à thyristors.

En conséquence ; la commutation des thyristors/diodes ne peut être considérée comme instantanée et laisse apparaître un empiètement des intervalles de conduction des semi-conducteurs. Nous admettons que la résistance  $R_s$  est négligeable devant la résistance de charge  $R$  et que l'inductance du côté continu  $L$  est très grande permettant au convertisseur de fournir un courant redressé  $I_d$  parfaitement lissé. Avec  $\mu$  et  $\alpha$  l'angle d'empiètement et l'angle de retard à l'amorçage respectivement.

Les tensions  $e_{sa}(t)$ ,  $e_{sb}(t)$ ,  $e_{sc}(t)$  forment un système triphasé équilibré. Pour simplifier l'étude, nous considérons que le courant varie linéairement pendant les phases de commutations, ce qui conduit à une allure du courant alternatif de forme trapézoïdale figure 2.2.b. La décomposition en série de Fourier du courant de la première phase est donnée par la formule de Möltgen [1 Cha] :

$$i_c(t) = \sum_{h=1}^{\infty} \sqrt{2} \cdot I_{ch} \cdot \sin(h \cdot \omega t - \varphi_h) \quad (3.1)$$

$$\text{Avec : } I_{ch} = \frac{2\sqrt{2} \cdot I_d}{\pi \cdot h} \cdot \cos\left(\frac{\pi \cdot h}{6}\right) \cdot \left(\frac{\sin(h\mu/2)}{h\mu/2}\right) \text{ et } \varphi_h = h(\alpha + \mu/2) \quad (3.2)$$

En supposant que  $(\mu)$  est très faible, l'expression du courant  $i_c(t)$  devient :

$$i_c(t) = \frac{2\sqrt{3}.I_d}{\pi} \left[ \sin(\omega t) - \frac{1}{5} \cdot \sin(5. \omega t - \alpha) - \frac{1}{7} \cdot \sin(7. \omega t - \alpha) + \frac{1}{11} \cdot \sin(11. \omega t - \alpha) + \dots \right] \quad (3.3)$$

Les harmoniques de courant sont de rang  $h = 6k \mp 1$  avec  $k$  entier.

La valeur efficace de courant de charge du côté alternatif est donnée par [1 Cha]:

$$I_{ceff} = I_d \cdot \sqrt{\frac{2}{3}} \quad (3.4)$$

La valeur efficace du courant harmonique  $I_{ch}$  à compenser s'écrit :

$$I_{ch} = \sqrt{I_{ceff}^2 - I_{c1}^2} \quad (3.5)$$

Avec  $I_{c1}$  le courant fondamental consommé par la charge non linéaire. Il s'écrit en fonction du courant direct de la charge non linéaire de la façon suivante :

$$I_{c1} = \frac{\sqrt{6}}{\pi} I_d \quad (3.6)$$

Donc :

$$I_{ch} = I_d \cdot \sqrt{\frac{2}{3} - \frac{6}{\pi^2}} = 0.242 \cdot I_d \quad (3.7)$$

La valeur crête du courant harmonique s'écrit alors :

$$I_{chmax} = \frac{I_{c1} \cdot \sqrt{2}}{2} = I_d \cdot \frac{\sqrt{3}}{\pi} = 0.551 \cdot I_d \quad (3.8)$$

D'où le facteur de crête peut être déduit comme suit :

$$F = \frac{I_{chmax}}{I_{ch}} \approx 2.3 \quad (3.9)$$

Le pont triphasé fonctionne sous une tension efficace  $V_s$ . Alors, pour une charge non linéaire avec  $\alpha = 0$  (redresseur à diodes) nous pouvons écrire :

$$V_d = \frac{3 \cdot \sqrt{6} \cdot V_s}{\pi} \cdot \cos(\alpha) \quad (3.10)$$

Le facteur de puissance de l'installation vaut :

$$F_p = \frac{P_{dc}}{S} = \frac{V_{dc} \cdot I_d}{3 \cdot V_s \cdot I_{ceff}} = \frac{3}{\pi} \cos(\alpha) \quad (3.11)$$

### 3.1.2 Compensation des courants harmoniques

D'après la figure 3.3, La puissance apparente d'une charge non linéaire  $S_c$  est composée de trois termes de puissance : la puissance active  $P_c$ , la puissance réactive  $Q_c$  et la puissance déformante  $D_c$ , comme l'indique la relation suivante :

$$S_c = \sqrt{P_c^2 + Q_c^2 + D_c^2} = 3 \cdot V_s \cdot I_{ceff} \quad (3.12)$$

La puissance apparente du *SAPF*  $S_f$ , compensant le courant harmonique  $I_{ch}$ , est donnée par l'équation suivante :

$$S_f = \sqrt{D_c^2} = 3 \cdot V_s \cdot I_{ch} \quad (3.13)$$

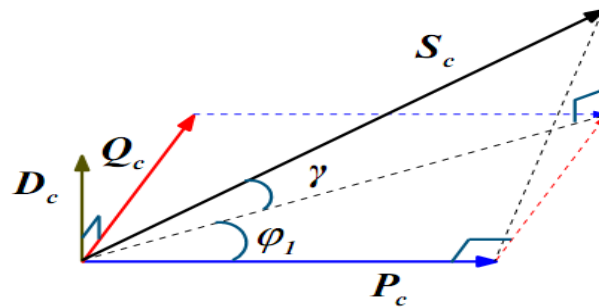


FIG. 3.3- Diagramme de Fresnel des puissances.

En reportant les équations(3.4) (3.5) et (3.6) dans celles de (3.12 et ) (3.13) , on obtient le rapport des puissances  $\tau_h$  donné par l'expression suivante [1 Cha], [2 Ala] :

$$\tau_h = \frac{S_f}{S_c} = 0.3 \cdot \cos(\alpha) \quad (3.14)$$

## 3.2 Structure et caractéristiques du SAPF

### 3.2.1 Structure générale du SAPF

Le *SAPF* est une structure de tension connectée en parallèle au réseau et représenté sur la figure 3.5. Dans ce type de filtre le condensateur  $C_{dc}$  joue le rôle d'une source de tension continue. La tension à ses bornes  $V_{dc}$  est maintenue à une valeur quasi-constante. La fluctuation de cette tension doit être faible d'une part pour ne pas dépasser la limite en tension des semi-conducteurs et d'autre part pour ne pas dégrader la performance du filtre actif [1 Cha], [3 Aka].

Le filtre entre l'onduleur et le réseau est un filtre de premier ordre qui est en réalité une simple inductance mais avec des spécificités au niveau de son circuit magnétique (introduction de noyaux en ferrites). Il a deux objectifs :

- générer des courants harmoniques à partir de la différence des tensions entre la sortie du pont onduleur et le réseau. A ce titre, l'inductance  $L_f$  intervient dans la commandabilité du courant du filtre.

- réduire au point de raccordement au réseau (*PCC*), l'amplitude des créneaux de tension générés.

Les interrupteurs sont bidirectionnels en courant. Ils sont formés par des composants

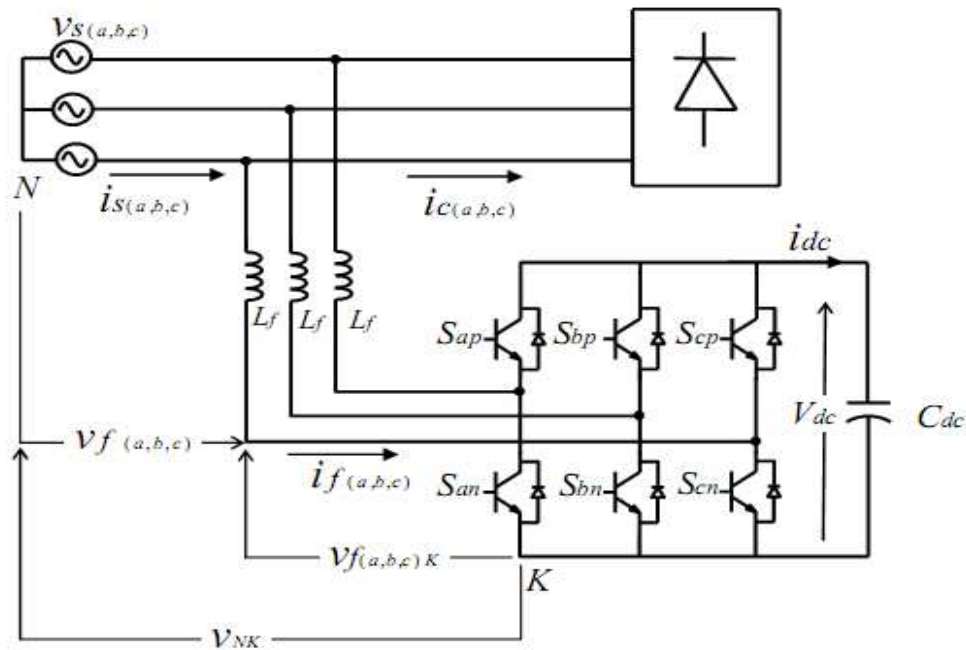


FIG. 3.5- Schéma d'un SAPF à trois fils avec neutre non raccordé au point milieu.

Semi-conducteurs commandés à la fermeture et à l'ouverture (*IGBT, thyristors, GTO*), en antiparallèle avec une diode. Dans ce cas également, l'onduleur de tension est raccordé entre deux types de sources : source de courant côté alternatif et source de tension côté continu.

La présence de ces deux types de sources impose les conditions suivantes :

- un seul interrupteur d'un bras doit conduire pour éviter des courts-circuits de la source de tension.
- le courant de ligne doit toujours trouver un chemin libre d'où la mise en anti- parallèle des diodes avec les interrupteurs pour éviter l'ouverture du circuit de la source de courant.

### 3.2.2 Tension de sortie du SAPF

Les performances du filtre actif dépendent en grande partie de celles de l'onduleur de tension. Deux tâches majeures lui ont été confiées, l'élimination des harmoniques et la compensation de l'énergie réactive. Afin de réaliser ces objectifs, celui-ci doit être capable de fournir une tension avec un contenu harmonique prédéfini et une amplitude optimale pour assurer la commandabilité des courants de compensation. Cependant le type de modulation mis en œuvre dans la commande des interrupteurs doit assurer un rejet des harmoniques et fixer également la tension maximale en sortie de l'onduleur.[1 cha]

### 3.3 Modélisation du SAPF

Un aspect sera illustré pour la modélisation du SAPF, un aspect électrique basé sur les chutes de tensions et la circulation des courants en appliquant les lois des mailles et des nœuds (Lois de Kirchhoff).

### 3.3.1. Modélisation du SAPF sous un aspect électrique

#### 3.3.1.1. Modèle du SAPF dans un repère triphasé ( $a, b, c$ )

Le schéma de base considéré dans cette modélisation est celui de la figure 3.5 où la capacité ( $C_{dc}$ ) est l'élément principal de stockage de l'énergie et l'inductance ( $L_f$ ) est utilisée pour le couplage des deux sources de tension et le filtrage du courant généré par l'onduleur. Dans ce modèle, on considère que tous les éléments sont linéaires et invariants dans le temps. De même, les interrupteurs et les sources de tensions sont considérés comme idéaux. En introduisant les définitions des vecteurs suivants :

$v_{s(a,b,c)} = [v_{sa} \ v_{sb} \ v_{sc}]^T$  : le vecteur des tensions de la source ;

$v_{f(a,b,c)} = [v_{fa} \ v_{fb} \ v_{fc}]^T$  : le vecteur de tension de l'onduleur relativement au nœud  $N$  ;

$v_{f(a,b,c)k} = [v_{fak} \ v_{fbk} \ v_{fck}]^T$  : le vecteur des tensions de l'onduleur relativement au nœud  $K$  ;

$i_{s(a,b,c)} = [i_{sa} \ i_{sb} \ i_{sc}]^T$  : le vecteur des courants de source d'alimentation ;

$i_{c(a,b,c)} = [i_{ca} \ i_{cb} \ i_{cc}]^T$  : le vecteur des courants de la charge non linéaire ;

$i_{f(a,b,c)} = [i_{fa} \ i_{fb} \ i_{fc}]^T$  : le vecteur des courants du filtre ;

$V_{dc}$  : la tension de la capacité de stockage ;

$V_{nk}$  : la tension entre les nœuds  $N$  et  $K$ .

Dans l'hypothèse où le système est équilibré, les tensions de la source sont définies comme suit :

$$\begin{aligned} v_{sa}(t) &= V_m \cos(\omega t) \\ v_{sb}(t) &= V_m \cos(\omega t - 2\pi/3) \\ v_{sc}(t) &= V_m \cos(\omega t + 2\pi/3) \end{aligned} \quad (3.15)$$

En raison de la topologie du filtre, la loi de Kirchoff permet d'écrire que les sommes des tensions et des courants cités ci-dessus sont nuls :

$$\begin{aligned} v_{sa} + v_{sb} + v_{sc} &= 0 \\ i_{sa} + i_{sb} + i_{sc} &= 0 \\ i_{ca} + i_{cb} + i_{cc} &= 0 \\ i_{fa} + i_{fb} + i_{fc} &= 0 \end{aligned} \quad (3.16)$$

Les interrupteurs des bras de l'onduleur fonctionnent en complémentarité plus précisément quand celui du haut,  $S_{jp}$ ,  $j \in \{a, b, c\}$  du  $j^{eme}$  bras est conducteur celui du bas,  $S_{jn}$  est bloqué ( $S_{jp}$  est " fermé " et  $S_{jn}$  est " ouvert "). L'état de ces interrupteurs est défini par les fonctions logiques  $S_a, S_b, S_c$  dont leur valeur est (1) quand l'interrupteur positif est

fermé et(0) quand le négatif est ouvert. Par conséquent, il est possible de déduire les valeurs suivantes :

$$\begin{aligned} S_a = 0 &\rightarrow v_{fak} = 0 \\ &= 1 \rightarrow v_{fak} = V_{dc} \\ S_b = 0 &\rightarrow v_{fbk} = 0 \\ &= 1 \rightarrow v_{fbk} = V_{dc} \\ S_c = 0 &\rightarrow v_{fck} = 0 \\ &= 1 \rightarrow v_{fck} = V_{dc} \end{aligned}$$

En appliquant la loi des mailles, les expressions du vecteur  $v_{f(abc)}$  sont définies par :

$$\begin{aligned} v_{fa} &= v_{sa} - L_f \frac{di_{fa}}{dt} - Ri_{fa} = S_a V_{dc} - v_{Nk} \\ v_{fb} &= v_{sb} - L_f \frac{di_{fb}}{dt} - Ri_{fb} = S_b V_{dc} - v_{Nk} \\ v_{fc} &= v_{sc} - L_f \frac{di_{fc}}{dt} - Ri_{fc} = cV_{dc} - v_{Nk} \\ C_{dc} \frac{dV_{dc}}{dt} &= S_a i_a + S_b i_b + S_c i_c \end{aligned} \quad (3.17)$$

Où ( $R$ ) représente la résistance interne de l'inductance de couplage ( $L_f$ ).

En faisant la somme des trois premières équations de (3.17), sachant les conditions sur le système de (3.16), il vient:

$$\begin{aligned} v_{fa} + v_{fb} + v_{fc} &= 0 \\ v_{Nk} &= \frac{S_a + S_b + S_c}{3} \cdot V_{dc} \end{aligned} \quad (3.18)$$

En introduisant (3.18), les équations (3.17) précédentes peuvent être mises sous forme de système d'état comme suit :

$$\begin{aligned} \frac{di_{fa}}{dt} &= -\frac{R}{L_f} i_{fa} - \frac{V_{dc}}{L_f} \left( S_a - \frac{S_a + S_b + S_c}{3} \right) + \frac{1}{L_f} v_{sa} \\ \frac{di_{fb}}{dt} &= -\frac{R}{L_f} i_{fb} - \frac{V_{dc}}{L_f} \left( S_b - \frac{S_a + S_b + S_c}{3} \right) + \frac{1}{L_f} v_{sb} \\ \frac{di_{fc}}{dt} &= -\frac{R}{L_f} i_{fc} - \frac{V_{dc}}{L_f} \left( S_c - \frac{S_a + S_b + S_c}{3} \right) + \frac{1}{L_f} v_{sc} \\ \frac{dV_{dc}}{dt} &= \frac{1}{C_{dc}} (S_a i_{fa} + S_b i_{fb} + S_c i_{fc}) \end{aligned} \quad (3.19)$$

Du système d'équations (3.17) il est possible de définir de nouvelles fonctions de commande ( $u_a, u_b, u_c$ ) tel que :

$$\begin{aligned} u_a &= \left( S_a - \frac{S_a + S_b + S_c}{3} \right) \\ u_b &= \left( S_b - \frac{S_a + S_b + S_c}{3} \right) \\ u_c &= \left( S_c - \frac{S_a + S_b + S_c}{3} \right) \end{aligned} \quad (3.20)$$

Il est important de souligner que les fonctions logiques précédentes  $S_j$  représentent les tensions  $v_{fjk}$  normalisées relativement à la tension du bus continu  $V_{dc}$ , tandis que les nouvelles fonctions de commande représentent les tensions normalisées  $v_{fj}$  qui sont référées au nœud ( $N$ ) [1 Cha]. En examinant l'équation précédente (3.20) il est possible d'exprimer les fonctions logiques et les fonctions de commandes sous une forme plus compacte :

$$u_{abc} = T_S^u S_{abc} \quad (3.21)$$

Avec

$$u_{abc} = \begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix}; S_{abc} = \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix}; T_S^u = \begin{bmatrix} 2/3 & -1/3 & -1/3 \\ -1/3 & 2/3 & -1/3 \\ -1/3 & -1/3 & 2/3 \end{bmatrix}$$

En considérant les huit combinaisons possibles des trois interrupteurs, le Tableau 3.1 peut être déduit.

$S_a$	$S_b$	$S_c$	$(S_a + S_b + S_c)/3$	$u_a$	$u_b$	$u_c$
0	0	0	0	0	0	0
1	0	0	1/3	2/3	-1/3	-1/3
1	1	0	2/3	1/3	1/3	-2/3
0	1	0	1/3	-1/3	2/3	-1/3
0	1	1	2/3	-2/3	1/3	1/3
0	0	1	1/3	-1/3	-1/3	2/3
1	0	1	2/3	1/3	-2/3	1/3
1	1	1	1	0	0	0

Tableau 3.1 : Les fonctions de commande dans le repère ( $a, b, c$ ).

Le système d'état obtenu en (3.19) peut être réécrit facilement avec les nouvelles fonctions de commandes :

$$\begin{aligned} \frac{di_{fa}}{dt} &= -\frac{R}{L_f} i_{fa} - \frac{V_{dc}}{L_f} u_a + \frac{1}{L_f} v_{sa} \\ \frac{di_{fb}}{dt} &= -\frac{R}{L_f} i_{fb} - \frac{V_{dc}}{L_f} u_b + \frac{1}{L_f} v_{sb} \\ \frac{di_{fc}}{dt} &= -\frac{R}{L_f} i_{fc} - \frac{V_{dc}}{L_f} u_c + \frac{1}{L_f} v_{sc} \\ \frac{dV_{dc}}{dt} &= \frac{1}{C_{dc}} (u_a i_{fa} + u_b i_{fb} + u_c i_{fc}) \end{aligned} \quad (3.22)$$

On constate que le dernier modèle diffère sensiblement du précédent par la différence de définition du vecteur de commande ( $u$ ) au lieu de celui de logique ( $S$ ) [1 Cha].

### 3.3.2. Modèle du SAPF dans un repère biphasé ( $\alpha, \beta$ )

Toutes les variables du modèle triphasé du SAPF ci-dessus sont équilibrées. Et leurs sommes sont toujours nulles (3.16). Prenons en considérations (3.20), la même relation s'applique pour les fonctions de commande :

$$u_a + u_b + u_c = 0 \quad (3.23)$$

En gardant à l'esprit (3.16) et cette dernière relation, il est clair que le modèle triphasé est redondant et un modèle biphasé du SAPF peut être obtenu au moyen d'une transformation appropriée.

En particulier le système cartésien choisi et son orientation, relativement à l'ancien système triphasé, est présenté dans la figure 3.6. Le vecteur général  $x_{abc}$  peut être représenté dans le plan ( $\alpha, \beta$ ) par :

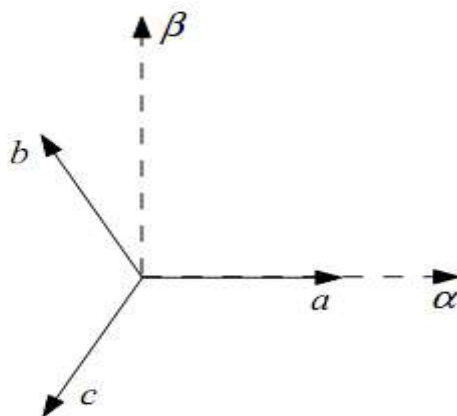


FIG. 3.6- Position de l'axe biphasé relativement à celui triphasé.

$$\begin{aligned} x_{\alpha\beta} &= T_{abc}^{\alpha\beta} x_{abc} \\ x_{abc} &= T_{\alpha\beta}^{abc} x_{\alpha\beta} \end{aligned} \quad (3.24)$$

Avec :

$$T_{abc}^{\alpha\beta} = k \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix}, \quad T_{\alpha\beta}^{abc} = \frac{2}{3k} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -1/2 & \sqrt{3}/2 \\ -1/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix}$$

Où la constante  $k$  doit être bien choisie. En particulier :

- $k = \frac{2}{3}$ , dans ce cas l'amplitude du signal sinusoïdal dans le repère ( $a, b, c$ ) est égale à l'amplitude du signal dans le nouveau système d'axes ("conservation d'amplitude", dite Transformation de Clarke).



- $k = \sqrt{\frac{2}{3}}$ , le produit scalaire des courants et des tensions dans le repère  $(a, b, c)$  est le même que celui dans le nouveau système d'axes ("conservation de la puissance", dite Transformation de Concordia).

Par le biais de ces outils, le modèle triphasé précédent (3.22) peut être réaménagé dans une représentation biphasée comme suit :

$$\begin{aligned} \frac{di_{f\alpha}}{dt} &= -\frac{R}{L_f} i_{f\alpha} - \frac{V_{dc}}{L_f} u_\alpha + \frac{1}{L_f} v_{s\alpha} \\ \frac{di_{f\beta}}{dt} &= -\frac{R}{L_f} i_{f\beta} - \frac{V_{dc}}{L_f} u_\beta + \frac{1}{L_f} v_{s\beta} \\ \frac{dV_{dc}}{dt} &= \frac{2}{3k^2} \frac{1}{C_{dc}} (u_{\alpha\alpha} i_{f\alpha} + u_{\beta\beta} i_{f\beta}) \end{aligned} \quad (3.25)$$

$u_j$	$u_a$	$u_b$	$u_c$	$u_\alpha$	$u_\beta$
$u_0$	0	0	0	0	0
$u_1$	$2/3$	$-1/3$	$-1/3$	$2/3$	0
$u_2$	$1/3$	$1/3$	$-2/3$	$1/3$	$1/\sqrt{3}$
$u_3$	$-1/3$	$2/3$	$-1/3$	$-1/3$	$1/\sqrt{3}$
$u_4$	$-2/3$	$1/3$	$1/3$	$-2/3$	0
$u_5$	$-1/3$	$-1/3$	$2/3$	$-1/3$	$-1/\sqrt{3}$
$u_6$	$1/3$	$-2/3$	$1/3$	$1/3$	$-1/\sqrt{3}$
$u_7$	0	0	0	0	0

Tableau 3.2 : Les fonctions de commande dans le repère  $(\alpha, \beta)$

Où  $[i_{f\alpha} \ i_{f\beta} \ V_{dc}]^T$  est le vecteur d'état du système,  $[u_\alpha \ u_\beta]^T$  est le vecteur de commande, tandis que le vecteur de tension de source  $[v_{s\alpha} \ v_{s\beta}]^T$  agit en qualité de perturbation.

Maintenant, le vecteur de commande peut être représenté dans le nouveau repère et les huit configurations introduites dans le tableau 3.1 peuvent être translatées en termes  $\alpha\beta$  comme il est montré sur la figure 3.7 et dans le tableau 3.2 où la valeur choisie de  $k = \frac{2}{3}$ .

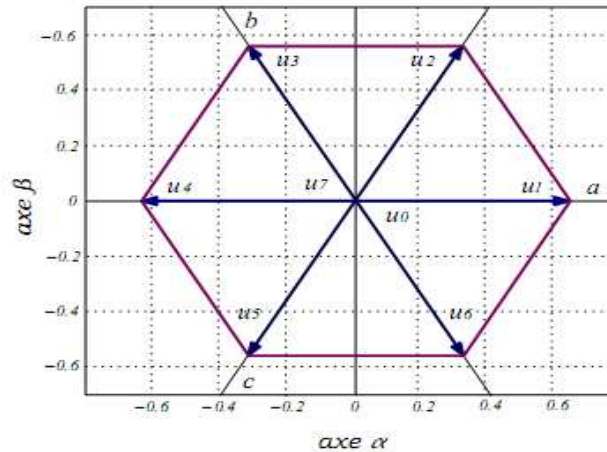


FIG. 3.16- Projection du vecteur de commande sur l'axe  $(\alpha, \beta)$ .

### 3.4 Estimation des paramètres du SAPF

Les trois principaux paramètres qu'il faut estimer, dans la conception du circuit de puissance, afin d'assurer une commande adéquate et une bonne qualité de filtrage, sont :

- La sélection de la valeur de tension de référence de la capacité ( $V_{dcref}$ ).
- La sélection de la valeur de la capacité de stockage ( $C_{dc}$ ).
- Le choix du type de filtre (L) en sortie de l'onduleur de tension, ainsi que le dimensionnement de ses paramètres.

#### 3.4.1 Système de stockage de l'énergie

Pour les petites et moyennes puissances, l'élément de stockage de l'énergie le plus adapté est une capacité placée du côté continu de l'onduleur qui a deux tâches essentielles :

- En régime permanent, il maintient la tension du bus continu  $V_{dc}$  constante avec des faibles oscillations.
- Il sert comme élément de stockage d'énergie pour compenser la différence de la puissance réelle entre la charge et la source lors des périodes transitoires[1 Cha].

En régime permanent, la puissance réelle générée par la source est égale à celle imposée par la charge ajoutée à une petite quantité de puissance pour compenser les pertes dans le SAPF. Donc, la tension du bus continu peut être maintenue constante à sa référence.

#### 3.4.1.2 Estimation de la valeur de la capacité du condensateur de stockage ( $C_{dc}$ )

La détermination de la valeur de la capacité du condensateur de stockage d'énergie peut  $C_{dc}$  être estimée en se basant sur le principe de l'échange instantané de l'énergie nécessaire pour subvenir à une augmentation ou une diminution d'un échelon de puissance imposé par la charge (régime transitoire), en appliquant le concept de l'équilibre d'énergie[1 Cha].

A partir de la puissance réelle maximale de la charge  $P_{max}$  la valeur de la capacité est donnée par :

$$C_{dc} = \frac{2 \cdot P_{max} \cdot 20 \cdot 10^{-3}}{V_{dc}^2 (1 - k^2)} \quad \text{Ou } k = V_{dcmin} / V_{dc} \quad (3.26)$$

La tension  $V_{dcmin}$  doit être choisie judicieusement pour assurer la contrôlabilité du courant en tous points de fonctionnement.

### 3.4.2 Filtre de sortie

Afin de connecter l'onduleur de tension en parallèle avec le réseau, il est nécessaire de disposer entre les deux un filtre de raccordement ou dit de sortie de nature inductive. La fonction de ce filtre permet d'une part de convertir le compensateur en un dipôle de courant du point de vue du réseau, et d'autre part à limiter la dynamique du courant, de façon à le rendre plus facile à contrôler [1 Cha].

#### a. Modélisation de filtre de sortie (L)

La figure 3.17 représente la topologie filtre du premier ordre  $L_f$ . Supposons que  $R$  la résistance série d'inductance.

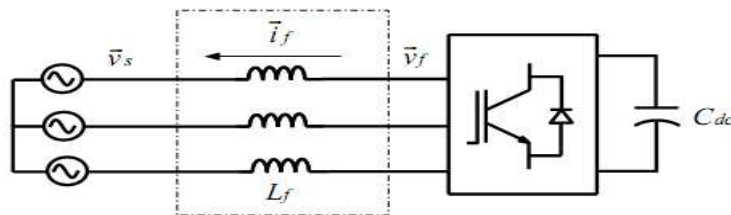


FIG. 3.17- Connexion de l'onduleur à la source via un filtre de couplage.

Le schéma équivalent monophasé du système du point de vue des grandeurs fondamentales sera celui de la figure 3.18.

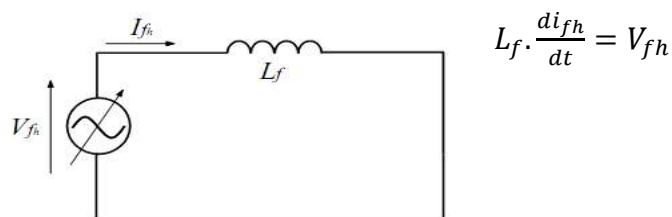


FIG. 3.18- Schéma équivalent harmonique d'un SAPF raccordé à un réseau parfait.

#### b. Estimation de $L_f$

Dans cette méthode, la valeur de l'inductance est limitée par un maximum  $L_{fmax}$  et un minimum  $L_{fmin}$  [1 Cha]. Pour maintenir l'ondulation du courant à un niveau réduit, la valeur d'inductance utilisées ne doit pas être inférieure à  $L_{fmin}$ . Une possibilité

d'estimation de cette valeur minimale à partir du courant maximal  $I_{fmax}$  que le SAPF doit fournir pour compenser toute la charge inductive, est la relation suivante :

$$L_{fmin} = \Delta V / \omega I_{fmax} \quad (3.27)$$

Tel que  $\Delta V$  : la différence de potentielle entre la tension de source et la tension de l'onduleur.

$$L_{fmax} = (V_s + 0.5V_{dc}) / (4. A. f_m) \quad (3.28)$$

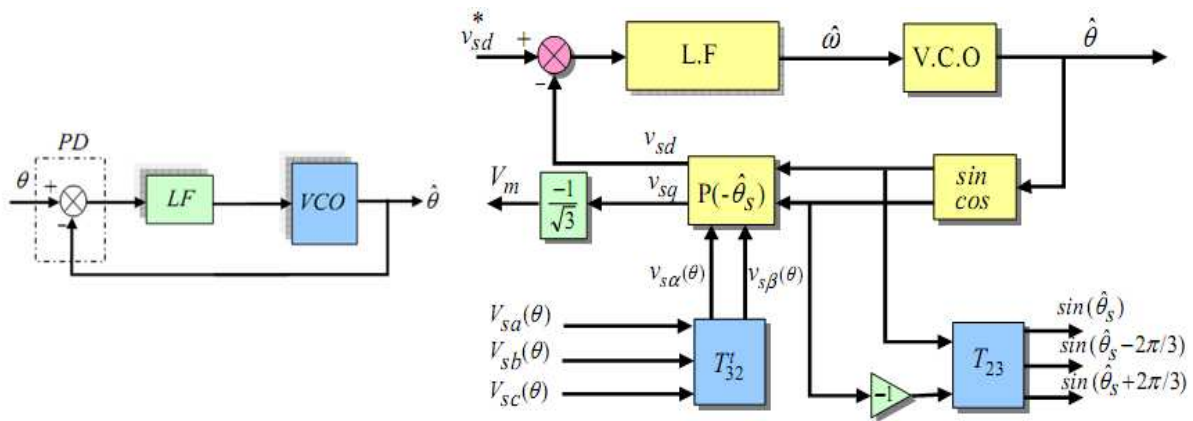
Tel que  $f_m$  : fréquence de la porteuse d'un commande MLI

$A$  : Amplitude de signal

$$\text{Donc : } \Delta V / \omega I_{fmax} < L_f < (V_s + 0.5V_{dc}) / (4. A. f_m) \quad (3.29)$$

### 3.5 Structure de la P.L.L. classique

La P.L.L est un élément clef dans les nouvelles techniques de commande en électronique de puissance. Elle est utilisée comme un moyen pour récupérer les informations de la phase et de la fréquence. La forme de base de la *P.L.L* est présentée sur la figure 3.19(a), contenant un détecteur de phase(*PD*), un filtre de la boucle(*LF*) et un oscillateur de tension contrôlée(*VCO*). Plusieurs techniques de *P.L.L* ont été développées, la figure 3.19(b) représente le synoptique détaillé de la *P.L.L* classique utilisée. Cette méthode détecte les paramètres de la composante fondamentale ( $\hat{\theta}, V_m$ ) des tensions de sources données par l'équation (3.31) où  $\omega$  est la pulsation du terme fondamental de la tension et  $V_m$  sa valeur efficace [4 Cha].



(a) Synoptique de la P.L.L classique. (b) Synoptique détaillé de la P.L.L classique.

FIG. 3.19- Synoptique de la P.L.L

$$\begin{bmatrix} v_{sa} \\ v_{sb} \\ v_{sc} \end{bmatrix} = \sqrt{2}V_m \begin{bmatrix} \sin\theta \\ \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix}; \text{ Avec } \theta = \omega t \quad (3.30)$$

Les tensions simples  $v_{s(abc)}(\theta)$ , mesurées au point de raccordement, subissent en premier lieu la transformation de Concordia qui permet de passer d'une structure triphasée à la structure diphasée équivalente dans un repère de coordonnées  $(\alpha, \beta)$  et qui s'écrit comme suit :

$$\begin{bmatrix} v_\alpha(\theta) \\ v_\beta(\theta) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sqrt{3}V_m \cdot \sin(\theta) \\ -\sqrt{3}V_m \cdot \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad (3.31)$$

Ces grandeurs peuvent être obtenues dans le référentiel tournant synchrone en appliquant la transformation de Park suivante :

$$\begin{bmatrix} v_{sd} \\ v_{sq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\hat{\theta}) & \sin(\hat{\theta}) \\ -\sin(\hat{\theta}) & \cos(\hat{\theta}) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} \quad (3.32)$$

D'où on obtient :

$$\begin{bmatrix} v_{sd} \\ v_{sq} \end{bmatrix} = \sqrt{3}V_m \begin{bmatrix} \sin(\theta - \hat{\theta}) \\ -\cos(\theta - \hat{\theta}) \end{bmatrix} \quad (3.33)$$

La P.L.L. sera verrouillée lorsque l'angle estimé  $\hat{\theta}$  sera égal à  $\theta$ . Dans ce cas :  $v_{sd} = 0$ , et  $v_{sq} = -\sqrt{3}V_m$ . Donc, il est possible de contrôler  $\theta$  en régulant  $v_{sd}$  à zéro. Le synoptique de la figure 3.19(b) peut être simplifié pour être similaire à celui de la figure 3.19(a) comme il apparaît sur le schéma de la figure 3.20. La fonction de transfert en boucle fermée de ce système est donnée par :

$$\frac{\hat{\theta}(s)}{\theta(s)} = \frac{\sqrt{3}V_m \cdot k_p \left( \frac{1+\tau_i s}{\tau_i s} \right) \cdot \frac{1}{s}}{1 + \sqrt{3}V_m \cdot k_p \left( \frac{1+\tau_i s}{\tau_i s} \right) \cdot \frac{1}{s}} \quad (3.34)$$

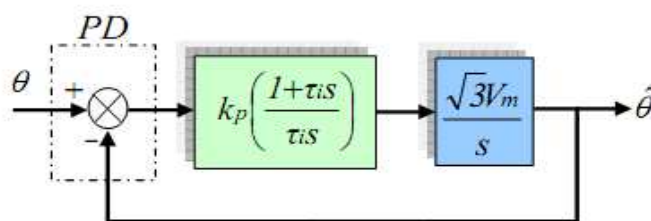


FIG. 3.20 - Schéma simplifié de la P.L.L.

La fonction de transfert trouvée peut s'identifier avec le système général du deuxième ordre donné par :

$$F(s) = \frac{2 \cdot \xi \cdot \omega_n s + \omega_n^2}{s^2 + 2 \cdot \xi \cdot \omega_n s + \omega_n^2} \quad (3.35)$$

Les paramètres du LF s'expriment comme suit :  $k_p = \frac{2 \cdot \xi \cdot \omega_n}{\sqrt{3}V_m}$  et  $\tau_i = \frac{2 \cdot \xi}{\omega_n}$ .

Afin de réaliser un bon compromis entre la stabilité et les performances dynamiques, les valeurs suivantes sont retenues :

$$k_p = 1.07, \tau_i = 5 \cdot 10^{-5} s, \xi = 0.707, \omega_n = 2\pi f_n.$$

### 3.6 Contrôle de la tension du bus continu $V_{dc}$

Le contrôle du bus continu est une procédure indispensable pour la commande du SAPF. L'observation des fluctuations de la tension aux bornes des condensateurs donne des indications sur l'évolution des échanges d'énergie entre ces derniers et le réseau. Si le convertisseur est considéré sans pertes, le réseau fournit la puissance active utile pour la charge, ainsi la capacité de l'étage continu peut être considérée comme un réservoir pour la circulation des harmoniques. Alors, aucune puissance active n'est fournie par la capacité  $C_{dc}$ . En régime permanent, la puissance active fournie par la source doit être égale à la puissance demandée par la charge. Lorsqu'un déséquilibre de puissance active se produit dans le système, le condensateur de stockage d'énergie doit fournir la différence de puissance entre le réseau et la charge. Il en résulte alors une variation de la tension continue aux bornes du condensateur  $C_{dc}$  [5 Hsu][1 Cha].

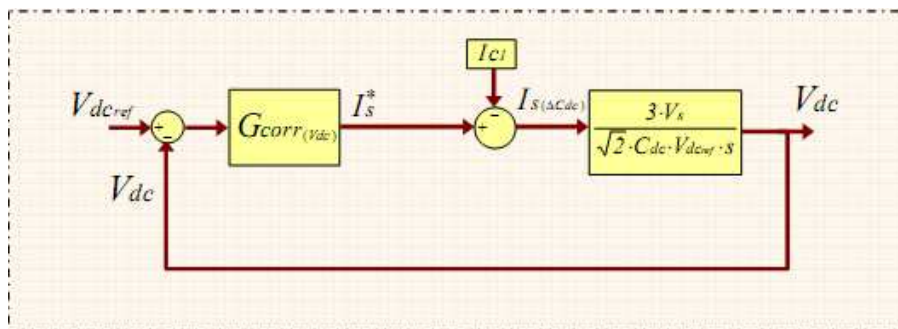


FIG. 2.21- Synoptique de la boucle de régulation de la tension du bus continu  $V_{dc}$ .

#### 3.6.1 Régulateur de type Proportionnel-Intégral (PI)

Un régulateur du type proportionnel-Intégral dont la fonction de transfert est symbolisée par  $G_{PI}(s)$  est retenu comme correcteur pour la boucle externe. Alors, en éliminant la perturbation due au courant de charge, le synoptique de la figure précédente se simplifie comme indiqué à la figure 3.22.a, en posant [4 Cha] :

$$k = \frac{\sqrt{2} \cdot C_{dc} \cdot V_{dc}^{ref}}{3 \cdot V_s} \quad (3.36)$$

A partir du schéma simplifié de la figure 3.22.a, la fonction de transfert du système en boucle fermé s'écrit:

$$GV_{dc(PI)}(s) = \frac{k_p + s \cdot k_i}{k \cdot s^2 + k_p s + k_i} \quad (3.37)$$

Cette fonction de transfert représente un système de deuxième ordre.

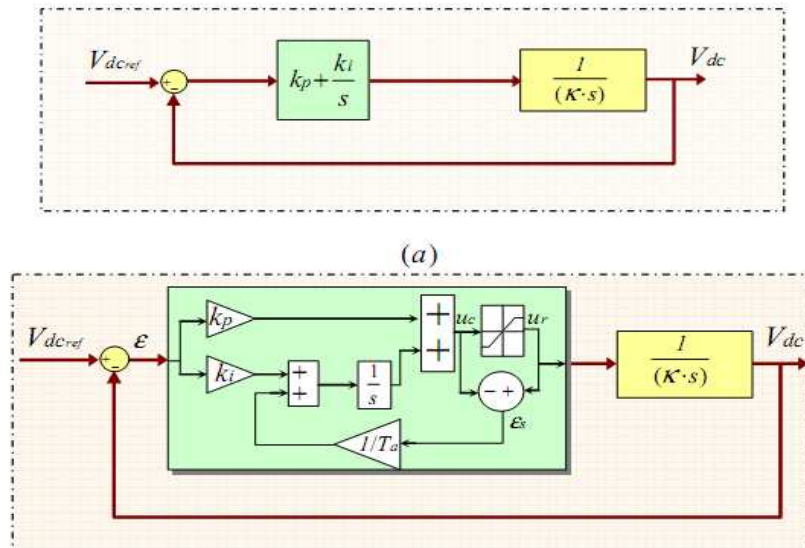


FIG.3.22- Schémas de régulation de la tension du bus continu par un PI :  
 (a) schéma simplifié. (b) schéma du PI avec un retour d'anti-emballement.

Donc  $k_i = k \omega_n^2$

$$k_p = 2 \cdot \xi \cdot \omega_n \cdot k$$

En plaçant les pôles pour  $\xi = 0.707$ ,  $\omega_n = 2\pi f_n$  on obtient  $k_p = 0.118$ ,  $k_i = 6.41$ .

### 3.6.2 Estimation de la tension de référence du bus continu ( $V_{dcref}$ )

L'estimation de la valeur de la tension de référence du bus continu est basée sur une nouvelle technique de recherche de point de puissance maximale du générateur photovoltaïque. Le but est de conserver une tension constante sur le bus continu dans des conditions d'éclairement stable ou durant des changements rapides de ces conditions atmosphériques. L'algorithme d'adaptation *MPPT* adapte la tension de référence  $V_{dcref}$  en fonction du contexte climatique avec pour objectif de forcer le fonctionnement du générateur photovoltaïque et le hacheur au *PPM* [6 Kad].

L'algorithme de la méthode *MPPT* proposée est indiqué sur la figure 3.23. Avec  $i_d(k)$  est la représentation de courant de source triphasé dans le repère synchrone  $d - q$ ,  $\Delta i_G(k)$  représente la variation de la puissance provoquée par la variation de l'éclairement et peut être défini comme suit :

$$\Delta i_G = T_e \cdot \varepsilon \cdot k_i = T_e \cdot k_i (V_{dcref}(k-1) - V_{dc}(k)) \quad (3.38)$$

L'écriture discrétisée du courant sur l'axe  $d$  durant une période d'échantillonnage  $T_e$  dans une situation de variation d'éclairement s'écrit comme suit :

$$\Delta i_d(k) = \Delta i_G(k) + \Delta i_v(k) \quad (3.39)$$

$\Delta i_v(k)$  Décrit la variation du courant sur la composante d'axe  $d$  engendrée par les

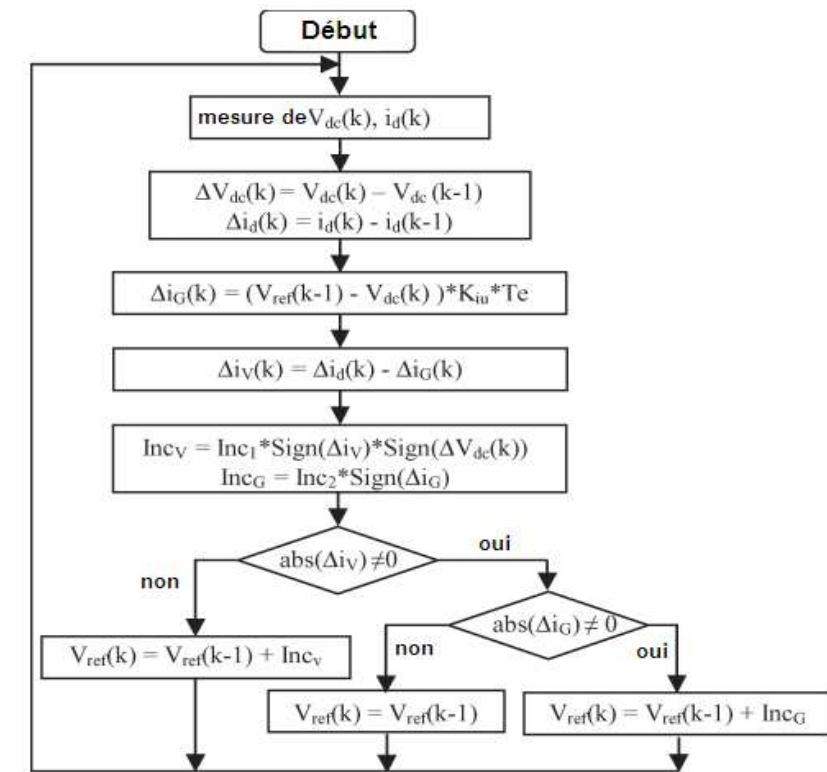


FIG.3.23- Algorithme MPPT proposée pour l'estimation de la tension de référence.

incréments de perturbation de l'algorithme *MPPT* ( $Inc_v$ ) .

Le premier  $Inc_v$  est exploité lorsque la tension en sortie du panneau est éloignée de la tension du *PPM*, et le second  $Inc_G$  en présence d'une variation d'éclairement.

### 3.7 Stratégies des commandes du SAPF

#### 3.7.1 Etude de la commande en courant du SAPF

##### 3.7.1.1 Commande par hystérésis

La commande par hystérésis, appelée aussi commande en tout ou rien, est une commande non linéaire qui utilise l'erreur existant entre le courant de référence ( $I_{fref}$ ) et le courant produit par l'onduleur ( $I_f$ ). L'erreur est comparée à un gabarit appelé bande d'hystérésis. Dès que l'erreur atteint la bande inférieure ou supérieure, un ordre de commande est envoyé de manière à rester à l'intérieur de la bande. La simplicité de la mise en œuvre, comme le montre la Figure 3.23, est le principal atout de cette technique.

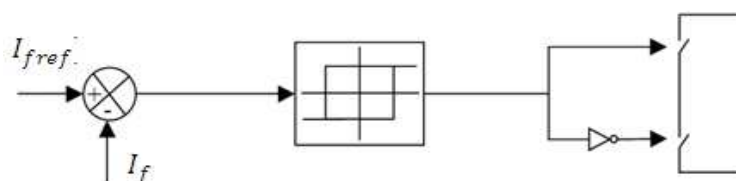


FIG.3.24- Commande par hystérésis.



Malgré sa simplicité de mise en œuvre, sa robustesse et sa bonne dynamique, cette commande présente certains inconvénients à savoir :

- La fréquence de commutation n'est pas fixe, elle dépend de la bande d'hystérésis et de la dérivée de courant.
- La commande est appliquée séparément sur les trois phases. Or la structure électrotechnique impose à chaque instant que la somme des trois courants soit nulle. Le résultat obtenu sur un courant n'est donc pas indépendant des deux autres phases. Ainsi le courant asservi ne pourra pas respecter les limites imposées par la bande de l'hystérésis [7 Tad].

### 3.7.2 Etude du contrôle direct de puissance du SAPF (D.P.C.)

Le principe du contrôle direct a été proposé à la référence [8 Tak] et il a été développé plus tard dans de nombreuses 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 références et les mesures.

La première application développée visait le contrôle d'une machine électrique et la structure de contrôle est connue sous la dénomination de Contrôle Direct de Couple (*D.T.C*). Par la suite, une technique similaire de commande en puissance (*D.P.C.*) était proposée par [9 Nog][1 Cha] pour une application de contrôle des redresseurs connectés au réseau.

Dans ce cas, les grandeurs contrôlées sont les puissances active et réactive instantanées.

Avec la *D.P.C.* il n'y a pas de boucle de régulation en courant ni d'élément de modulation *MLI*, car les états de commutation de l'onduleur, pour chaque période d'échantillonnage, sont sélectionnés à partir d'une table de commutations, basée sur l'erreur instantanée entre les valeurs de références et celles mesurées ou estimées des puissances active et réactive, et la position angulaire du vecteur de tension de source. Généralement avec cette stratégie de commande, la tension du bus continu est régulée pour un contrôle de la puissance active et le fonctionnement avec un facteur de puissance unitaire est obtenu en imposant la puissance réactive à une valeur nulle[1 Cha].

#### 3.7.2.1 Etat de l'art de la technique D.P.C.

L'idée de la *D.P.C.* a été proposée par Ohnishi [10 Ohn][1 Cha]. Pour la première fois, il a utilisé les valeurs des puissances actives et réactive comme variables de commande au lieu des courants triphasés instantanés. Premièrement, il a établi une relation proportionnelle entre les valeurs des puissances instantanées et les courants exprimés dans le référentiel

tournant ( $dq$ ) pour un fonctionnement sinusoïdal équilibré. Cette méthode est basée sur la sélection du vecteur tension à partir d'une table de commutation, relativement aux erreurs des puissances active et réactive, ainsi qu'à la position angulaire du vecteur tension de source. Ainsi le choix de l'état optimum de commutation est effectué de sorte que l'erreur de la puissance active puisse être limitée dans une bande à hystérésis de largeur et de même pour l'erreur de la puissance réactive. Pour améliorer les performances, les auteurs ont proposé de diviser l'espace vectoriel en douze secteurs afin de déterminer ensuite la position du vecteur de la tension de source.

L'inconvénient majeur de la *D.P.C* réside dans sa fréquence de commutation variable qui dépend principalement de la fréquence d'échantillonnage, de la structure de table de commutation, des paramètres du système, des valeurs de référence des puissances active et réactive, des bandes d'hystérésis et finalement de l'état des interrupteurs de l'onduleur [1 Cha].

### 3.7.2.2 Stratégie du contrôle direct de puissance du SAPF

La stratégie de commande *DPC* appliquée au *SAPF* est illustrée sur le synoptique de la figure 3.24. Elle consiste à sélectionner l'état approprié à partir d'une table de commutation basée sur les erreurs, qui sont limitées par une bande d'hystérésis, présentes dans les puissances active et réactive [1 Cha].

Deux aspects importants garantissent un fonctionnement viable du système :

- ▶ Une exacte détermination exacte des états de commutation.
- ▶ Une estimation rapide et précise des puissances active et réactive.

#### 3.7.2.2.1 Calcul des puissances instantanées

Basée sur la mesure des tensions et courants de source, les puissances active et réactive instantanées peuvent être calculées par les expressions :

$$p_s(t) = v_{sa} \cdot i_{sa} + v_{sb} \cdot i_{sb} + v_{sc} \cdot i_{sc} \quad (3.40)$$

$$q_s(t) = \frac{1}{\sqrt{3}} [(v_{sa} - v_{sb}) \cdot i_{sa} + (v_{sb} - v_{sc}) \cdot i_{sb} + (v_{sc} - v_{sa}) \cdot i_{sc}] \quad (3.41)$$

Toutefois, le nombre des capteurs requis augmente le coût et réduit la fiabilité du système.

Par conséquent, afin d'estimer correctement la puissance et en même temps de réduire le nombre de capteurs de tension, Noguchi propose l'utilisation d'un estimateur du vecteur tension [9 Nog][1 Cha].

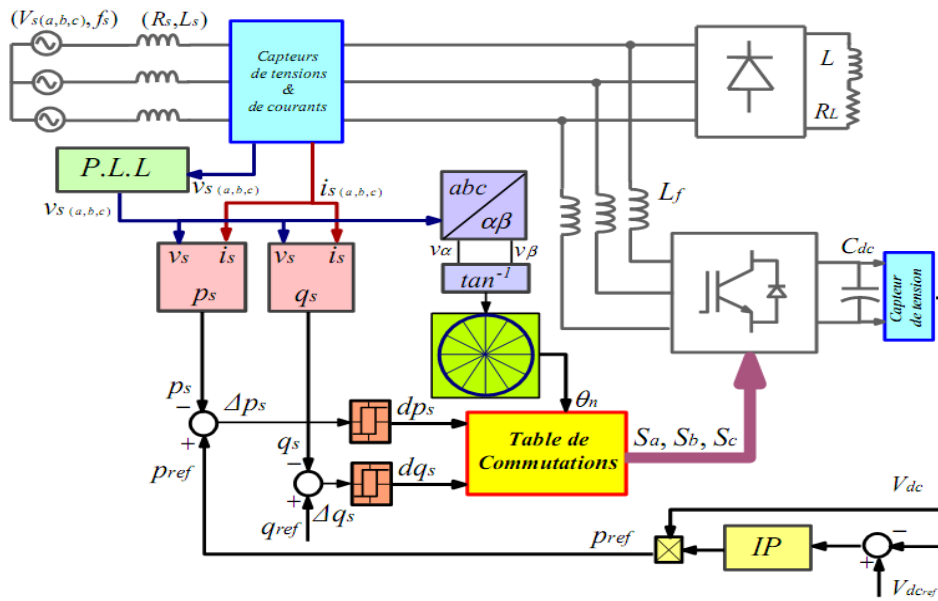


FIG. 3.25- Synoptique de contrôle du SAPF avec la commande DPC.

### 3.7.2.2.2 Contrôleur à hystérésis

L'idée principale de la commande directe de puissance est de maintenir les puissances active et réactive instantanées dans une bande désirée. Ce contrôle est basé sur deux comparateurs à hystérésis qui utilisent comme entrée les signaux d'erreurs entre les valeurs de références et estimées des puissances active et réactive. Ces deux contrôleurs sont chargés de décider à quel point une nouvelle commutation et/ou un vecteur de tension de sortie de l'onduleur est appliquée.

Si l'erreur de la puissance ( $\Delta p_s$  ou  $\Delta q_s$ ) est en croissance et atteint le niveau supérieur, le contrôleur à hystérésis change sa sortie à '1' (Fig. 3.26).

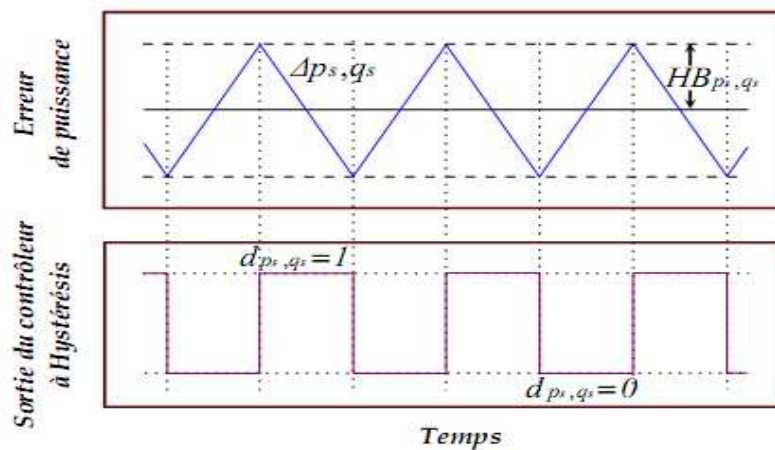


FIG. 3.26- Comportement d'un contrôleur de puissance à hystérésis à deux niveaux.

Avec :

$$\begin{aligned} \Delta p_s &= p_{ref} - p_f \\ \Delta q_s &= q_{ref} - q_f \end{aligned} \quad (3.42)$$

### 3.7.2.2.3 Choix du secteur

L'influence de chaque vecteur de sortie résultant du SAPF sur les puissances active et réactive est très dépendante de la position réelle du vecteur de la tension de source. Ainsi, outre les signaux des deux contrôleurs à hystérésis, la table de commutation fonctionne selon la position du vecteur de la tension de source, qui tourne à la pulsation ( $\omega$ ), dans le plan complexe. Toutefois, au lieu d'introduire à la table de commutation la position exacte du vecteur de la tension, le bloc du choix de secteur nous informe dans quel domaine est localisé l'actuel vecteur de la tension de source.

Afin d'augmenter la précision et aussi pour éviter les problèmes rencontrés aux frontières de chaque vecteur de commande, le plan de l'espace vectoriel est divisé en 12 secteurs de  $30^\circ$  chacun (Fig. 3.27), où le premier secteur est défini entre :

$$-\pi/3 < \theta_1 < 0$$

Les régions consécutives suivent dans le sens trigonométrique le même critère, qui peut être génériquement exprimé par :

$$(n - 2)\frac{\pi}{6} < \theta_n \leq (n - 1)\frac{\pi}{6} \quad n = 1,2, \dots, 12. \quad (3.43)$$

Selon l'angle du vecteur de la tension de source référencé sur l'axe ( $\alpha$ ), le secteur où le vecteur est localisé sera sélectionné. L'angle est calculé en utilisant la fonction trigonométrique inverse, basée sur les composantes du vecteur de la tension dans le repère ( $\alpha, \beta$ ), indiquée par l'équation (3.44) :

$$\theta = \arctan \frac{v_\alpha}{v_\beta} \quad (3.44)$$

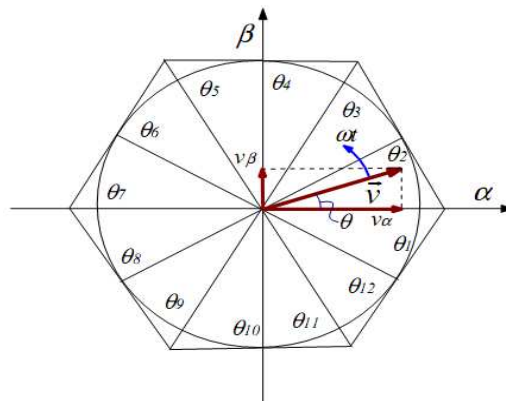


FIG. 3.27- Représentation du vecteur de la tension dans le plan de l'espace vectoriel ( $\alpha, \beta$ ), divisé en douze (12) secteurs.

### 3.7.2.2.4 La table de commutation

La table de commutation peut être considérée comme le cœur de la commande directe en puissance. Elle sélectionne un vecteur de tension de l'onduleur approprié pour permettre le déplacement des puissances active et réactive instantanées dans la direction désirée, en

se basant aussi sur la position du vecteur de la tension de la source et des erreurs des puissances active et réactive.

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

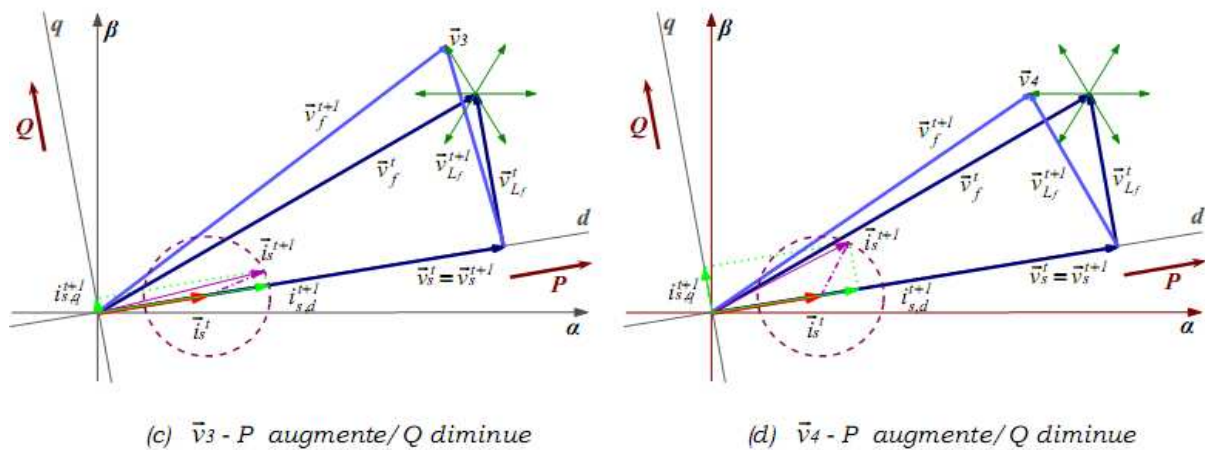
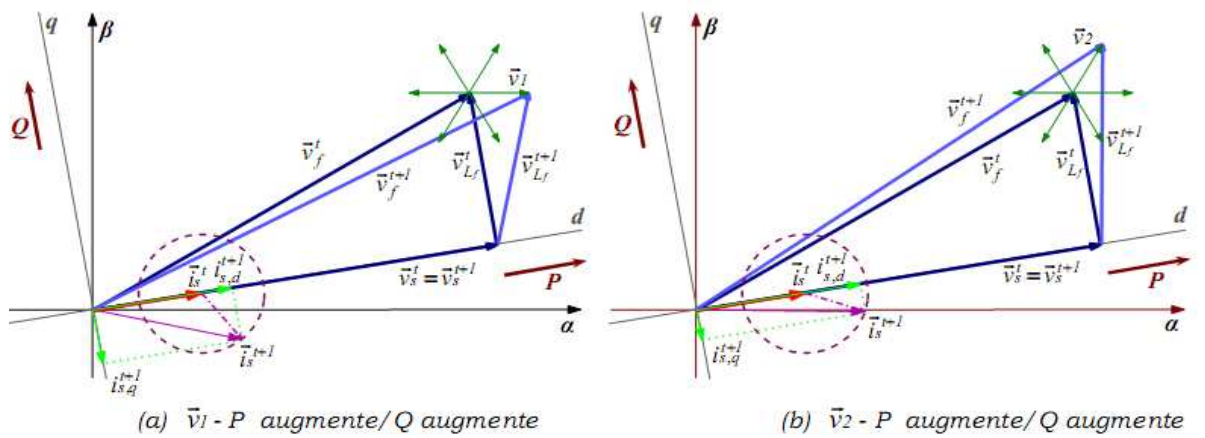
$$\begin{aligned} p_s &= \frac{3}{2} \Re\{\bar{v}_s \cdot \bar{i}_s^*\} \\ q_s &= \frac{3}{2} \Im\{\bar{v}_s \cdot \bar{i}_s^*\} \end{aligned} \quad (3.45)$$

Donc on peut représenter les puissances actives et réactives dans le repère  $(\alpha, \beta)$ , comme la montre la figure 3.28.

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

$$\begin{aligned} p_s &= v_{sd} \cdot i_{sd} + v_{sq} \cdot i_{sq} \\ q_s &= v_{sq} \cdot i_{sd} - v_{sd} \cdot i_{sq} \end{aligned} \quad (3.46)$$

Cependant, par l'utilisation d'une PLL les tensions obtenues deviennent purement sinusoïdales et équilibrées ce qui permet au vecteur de tension d'être aligné sur l'axe 'd'



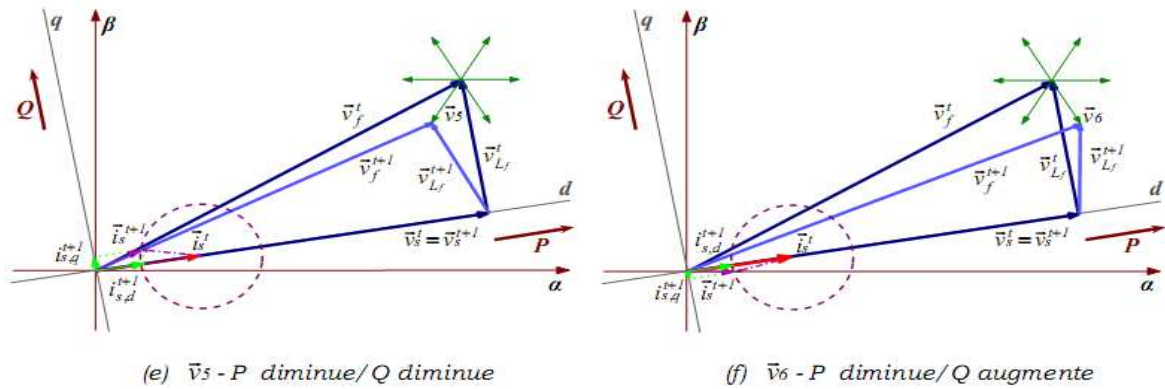


FIG. 3.28- Effet du vecteur de la tension de sortie de l'onduleur sur les puissances P et Q.

et la composante quadratique sera nulle ( $v_{sq} = 0$ ). Par conséquent, l'équation (3.46) devient:

$$\begin{aligned}
 p_s &= v_{sd} \cdot i_{sd} \\
 q_s &= -v_{sd} \cdot i_{sq}
 \end{aligned}
 \tag{3.47}$$

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

Rappelons qu'un onduleur de tension à deux niveaux génère sept vecteurs de tension pour huit combinaisons différentes. Chaque vecteur de tension est calculé en se basant sur une combinaison des interrupteurs respectifs et de la tension du bus continu [1 Cha].

En se basant sur cette approche, Noguchi a développé la table de commutation suivante :

$dp$	$dq$	$\theta_1$	$\theta_2$	$\theta_3$	$\theta_4$	$\theta_5$	$\theta_6$	$\theta_7$	$\theta_8$	$\theta_9$	$\theta_{10}$	$\theta_{11}$	$\theta_{12}$
1	0	$v_6$	$v_7$	$v_1$	$v_0$	$v_2$	$v_7$	$v_3$	$v_0$	$v_4$	$v_7$	$v_5$	$v_0$
	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	$v_6$	$v_1$	$v_1$	$v_2$	$v_2$	$v_6$	$v_6$	$v_4$	$v_4$	$v_5$	$v_5$	$v_6$
	1	$v_1$	$v_2$	$v_2$	$v_6$	$v_6$	$v_4$	$v_4$	$v_5$	$v_5$	$v_6$	$v_6$	$v_1$

Tableau 3.3 : Table de commutation de la DPC.

### 3.8 Conclusion

Ce chapitre nous ont permis de présenter et d'analyser la topologie, la modélisation, l'estimation des paramètres, la structure de la P.L.L. et la synthèse de régulateur PI afin de réguler efficacement le bus continu. Cette deuxième partie, expose les commandes du filtre actif abordées lors de notre étude. Elles se caractérisent par la commande en courant (hystérésis), le contrôle direct de puissance (D.P.C.).

**Références chapitre 3**

- [1 Cha] A. Chaoui, " *Filtrage actif triphasé pour charges non linéaires*", Thèse de doctorat, Université Ferhat Abbas – Sétif, Décembre 2010.
- [2 Ala] M.A.E. Alali, S. Saadate, Y.A. Chapuid, F. Braun, " *Energetic study of a shunt active conditioner compensating current harmonics, power factor and unbalanced current*", EPE-PEMC 2000, Kosic, Slovak Republic, Sep. 2000, vol. 5, pp. 211-216.
- [3 Aka] H. Akagi, A. Nabae, S. Athoh, " *Control Strategy of active power filters using multiple Voltage- source PWM converters*", IEEE Trans. on Ind. Appl., vol. IA-22, no. 3, pp. 460-465, May/Jun. 1986.
- [4 Cha] A. Chaoui, J.P. Gaubert, F. Krim, L. Rambault, " *IP controlled three-phase shunt active filter for power improvement quality* ", Conference of the IEEE Industrial Electronics Society (IECON), Paris, France, Nov. 2006.
- [6 Kad] R. kadri, J-P.Gaubert, G. Champenois, " *An Improved Maximum Power Point Tracking for Photovoltaic Grid-Connected Inverter Based on Voltage-Oriented Control* ", IEEE Trans. on industrial electronics, vol. 58, no. 1, JANUARY 2011.
- [5 Hsu] C.Y. Hsu, H.Y. Wu, " *New single-phase active power filter with reduced energy storage capacitor* ", IEE Proc. Electr. Power Appl., vol. 143, no. 1, pp. 25-30, Jan. 1996.
- [7 Tad] S. A. Tadjer, " *Etude d'un système de compensation d'harmonique en utilisant un générateur photovoltaïque (GPV)* ", Mémoire de magistère, Université M'Hamed Bougara – Boumerdes, 2008.
- [8 Tak ] I. Takahashi and M. Nunokawa, " *Prediction control for a cycloconverter of a Power distortion compensation system*", IEEE Trans. on Industry Applications, vol. 25, no. 2, pp. 348-355, Mar. /Apr. 1989.
- [9 Nog] T. Noguchi, H. Tomiki, S. Kondo, I.Takahashi, " *Direct power control of PWM converter without power-source voltage sensors*", IEEE Trans. on Industrial Application, vol. 34, no. 3, pp. 473-479, May/Jun. 1998.
- [10 Ohn] T. Ohnishi, " *Three phase PWM converter/inverter by means of instantaneous active and reactive power control*", Conference of the IEEE Industrial Electronics Society (IECON), Kobe, Japan, Nov.1991, vol. 1, pp. 819-8241.



# SIMULATION DU SYSTEME DE COMPENSATION PHOTOVOLTAIQUE

## Introduction

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

### 4.1 Le Système de Compensation Photovoltaïque

La Figure (4.1) présente l'ensemble de la structure du filtre actif parallèle et de son environnement fonctionnel.

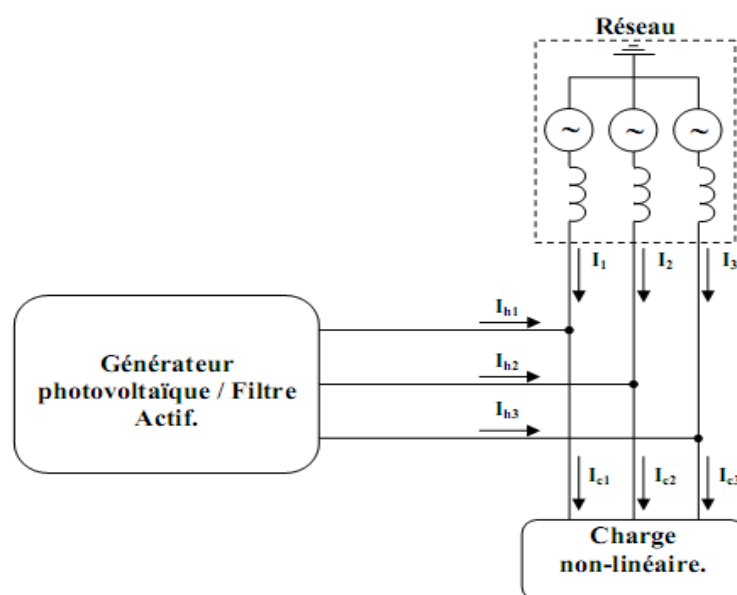


FIG.4.1- Système de compensation des harmoniques par GPV.

La modélisation globale de la structure, présentée sur la Fig.4.1, a permis d'étudier la validité fonctionnelle du filtre actif parallèle à travers plusieurs simulations. Ces simulations ont été réalisées en utilisant le logiciel de simulation MATLAB 7.10 et nous ont permis d'analyser les performances et la faisabilité du système de compensation des harmoniques aussi bien dans le domaine temporel que spectral.



## 4.2 Simulation et modélisation du GPV

### 4.2.1 Modélisation du GPV

Le module photovoltaïque (BP MSX – 150), est choisi pour la modélisation puis la simulation. Il contient (72) cellules solaires du silicium multi cristallines, et fournit une puissance maximum nominale de 150W. Les caractéristiques physiques et électriques de ce panneau photovoltaïque sont données par le tableau suivant :

Caractéristiques physiques	BP MSX-150
Nombre de cellules en série ( $N_s$ )	$N_s = 72$
Nombre de cellules en parallèle ( $N_p$ )	$N_p = 1$
Caractéristiques électriques (STC)	( $G_a = 1000 \text{ w/m}^2 \cdot 25^\circ\text{C} \cdot \text{AM1.5}$ )
Puissance maximale ( $P_{max}$ )	150w
Tension au point maximale ( $V_{mpp}$ )	34.28 Volt
Courant au point maximal ( $I_{mpp}$ )	4.375 A
Tension de circuit ouvert ( $V_{oc}$ )	43.5 Volt
Courant de court circuit ( $I_{sc}$ )	4.74 A

Tableau 4.1: Caractéristiques physiques et électriques du générateur PV choisi pour la modélisation et la simulation.

Le modèle mathématique d'un GPV a été présenté dans la section 2.1.2.2 et donné par l'équation (2.12) comme :

$$I = I_{sc} \cdot \left[ 1 - \left( \exp \left[ \frac{V - V_{oc} \cdot N_s + I \cdot R_s \cdot N_s}{v_{th}} \right] \right) \right]$$

D'autres expressions (équations (2.6), (2.7)) ont été données pour exprimer  $I_{sc}$  et  $V_{oc}$  respectivement par :

$$I_{sc} = C_1 \cdot G_a [1 + (T_c - T_c(STC)) \cdot 5 \cdot 10^{-4}]$$

$$V_{oc} = V_{oc}(STC) + C_3 \cdot (T_c - T_c(STC) + v_{th} \cdot \ln \left[ \frac{G_a}{G_a(STC)} \right])$$

Pour construire un modèle équivalent (par Simulink®) du GPV, les expressions ci-dessus ont été utilisées pour subdiviser le GPV en blocs représentant les divers éléments de son modèle de circuit équivalent. Le schéma représentatif du modèle mathématique courant-tension d'un module photovoltaïque sous matlab-simulink est donné par la figure 4.2.

Les valeurs de la température de cellules  $T$ , l'ensoleillement  $G_a$ , et le nombre de cellules photovoltaïques en série  $N_s$  sont accessibles en tant que variables externes et peuvent être changées pendant le procédé de simulation. Ceci permet d'observer et d'évaluer la réaction

du système aux changements brusques des conditions de fonctionnement, telles que des variations de l'ensoleillement.

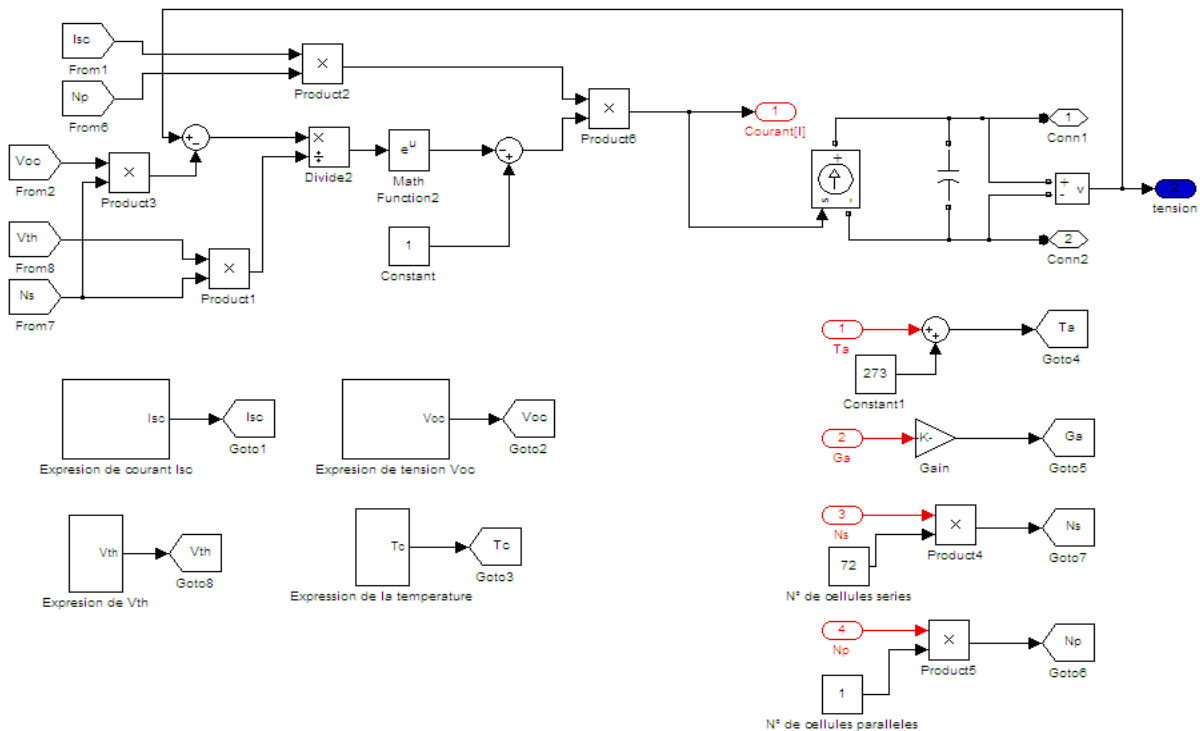


FIG.4.2- Modélisation du GPV sous matlab (Simulink®).

#### 4.2.2 Simulation du générateur (GPV) à éclairage et température constante

- Caractéristique ( $I_{pv} = f(V_{pv})$ ): À température et éclairage constants, et particulièrement aux conditions standards (STC) ( $G_a = 1000 \text{ w/m}^2$  .  $T_a = 25^\circ\text{C}$ ). La caractéristique ( $I_{pv} = f(V_{pv})$ ) est donnée par la figure 4.3.

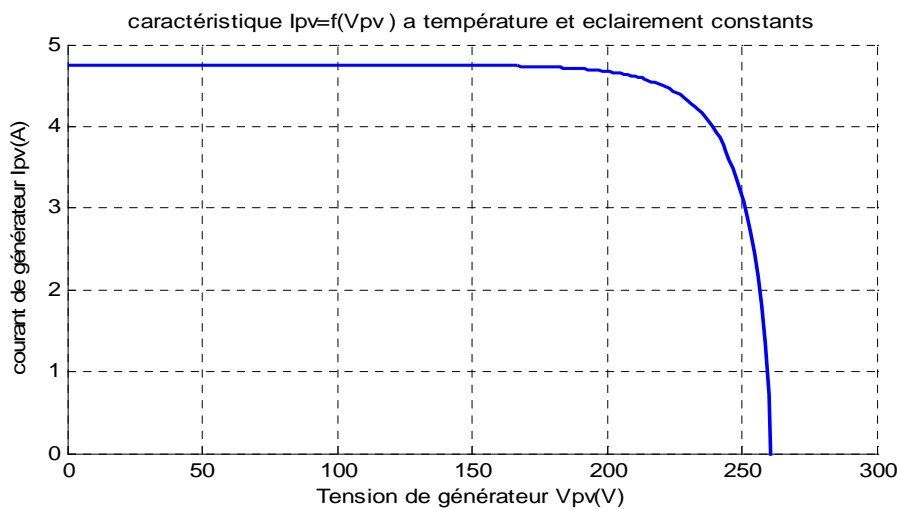


FIG.4.3- Caractéristique (courant-tension) du GPV.

- Caractéristique ( $P_{pv} = f(V_{pv})$ ): À température et éclairement constants, et particulièrement aux conditions standards (STC) ( $G_a = 1000 \text{ w/m}^2$ ,  $T_a = 25^\circ\text{C}$ ). La caractéristique ( $P_{pv} = f(V_{pv})$ ) est donnée par la figure 4.4.

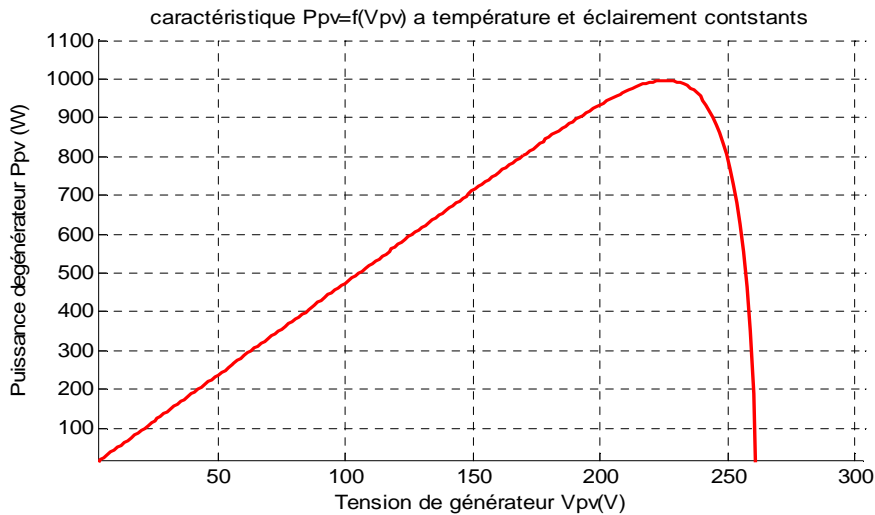


FIG.4.4- Caractéristique (puissance-tension) du GPV.

#### 4.2.3 Simulation du générateur (GPV) à éclairement et température variable

Afin d'observer l'influence des conditions externes, de l'éclairement et de la température ( $G_a, T_a$ ) sur les caractéristiques ( $I_{pv} - V_{pv}$ ) et ( $P_{pv} - V_{pv}$ ) nous avons adopté la méthode suivante :

- Pour visualiser l'influence de l'éclairement, on fixe la température ambiante ( $T_a = 25^\circ\text{C}$ ) et on fait varier l'éclairement dans une gamme suffisante.
- Pour un éclairement constant ( $G_a = 1000 \text{ w/m}^2$ ), nous ferons varier la température afin de voir l'influence de celle-ci par rapport aux caractéristiques du GPV.

##### 4.2.3.1 L'influence de l'éclairement sur la caractéristique ( $I_{pv} = f(V_{pv})$ )

En faisant varier l'éclairement ( $G_a$ ) entre ( $200 \text{ w/m}^2$  et  $1000 \text{ w/m}^2$ ) avec un pas de ( $200 \text{ w/m}^2$ ), la caractéristique  $I_{pv} = f(V_{pv})$  est donnée par la figure 4.5.

D'après la figure 4.5, on remarque une forte diminution du courant de court-circuit par rapport à l'éclairement ( $G_a$ ) et une faible diminution de la tension du circuit ouvert. C'est qui prouve que le courant de court circuit de la cellule dépend au éclairement, par contre la tension de circuit ouvert subit une légère augmentation quand l'éclairement varie de  $200 \text{ w/m}^2$  a  $1000 \text{ w/m}^2$ .

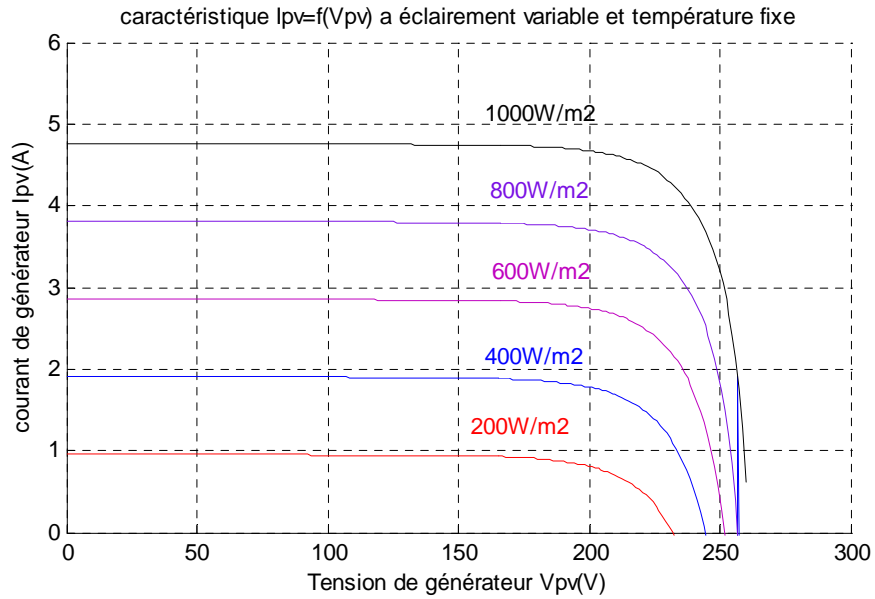


FIG.4.5- Influence de l'éclairement sur la caractéristique  $I_{pv} = f(V_{pv})$ .

#### 4.2.3.2 L'influence de l'éclairement sur la caractéristique ( $P_{pv} = f(V_{pv})$ )

En faisant varier l'éclairement ( $G_a$ ) entre ( $200w/m^2$  et  $1000w/m^2$ ) avec un pas de ( $200w/m^2$ ), la caractéristique  $P_{pv} = f(V_{pv})$  est donnée par la figure 4.6.

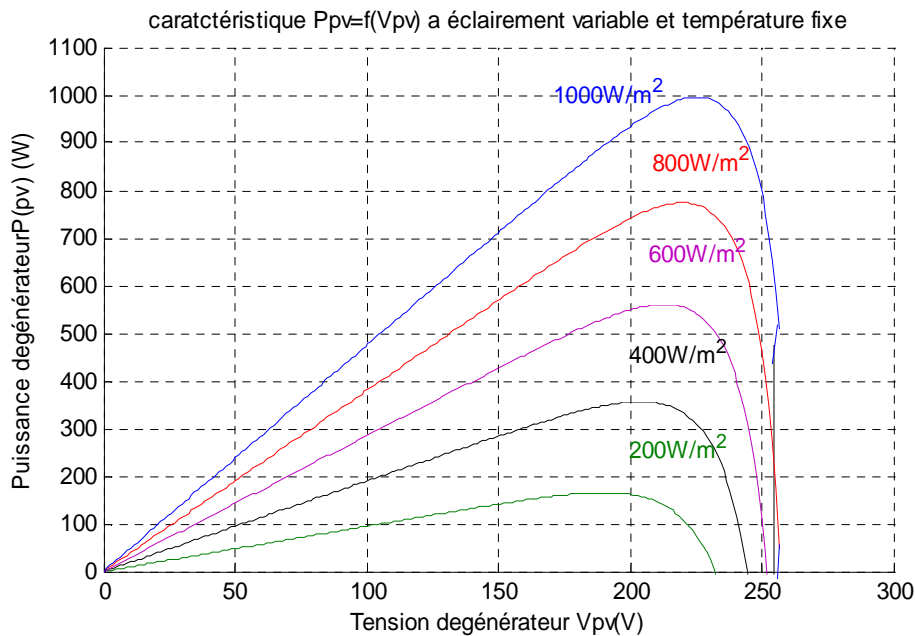


FIG.4.6- Influence de l'éclairement sur la caractéristique  $P_{pv} = f(V_{pv})$ .

On remarque aussi sur la figure 4.6 que, l'éclairement influence proportionnellement sur la puissance et la tension du circuit ouvert du *GPV*.

#### 4.2.3.3 L'influence de la température sur la caractéristique ( $I_{pv} = f(V_{pv})$ )

En faisant varier la température ambiante ( $T_a$ ) entre ( $0^\circ\text{C}$  et  $75^\circ\text{C}$ ) avec un pas de ( $25^\circ\text{C}$ ) l'influence de celle-ci sur la caractéristique ( $I_{pv} - V_{pv}$ ) est donnée par la figure 4.7, avec un éclairement ( $G_a = 1000 \text{ w/m}^2$ ).

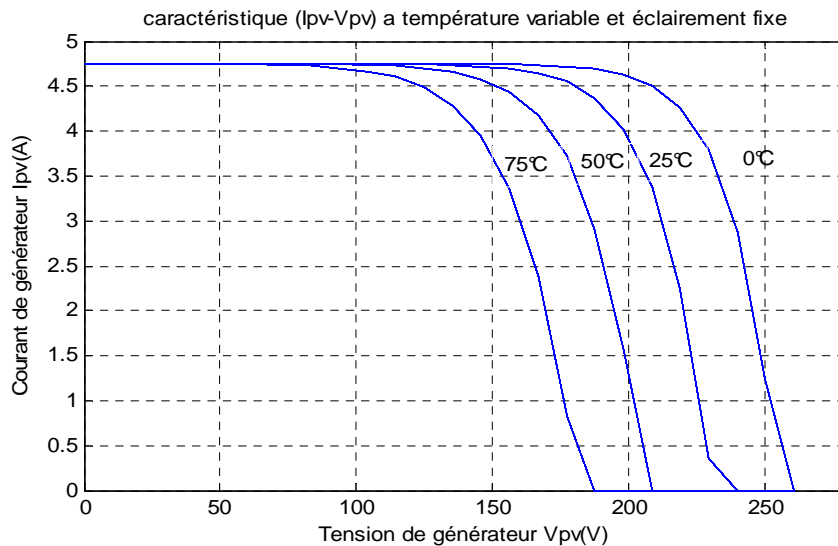


FIG.4.7- Influence de la température sur la caractéristique  $I_{pv} = f(V_{pv})$ .

On constate d'après la figure 4.7 que l'effet de l'augmentation de la température fait diminuer la tension du circuit ouvert du GPV, contrairement au courant de court-circuit qui reste constant.

#### 4.2.3.4 L'influence de la température sur la caractéristique ( $P_{pv} = f(V_{pv})$ )

La caractéristique  $P_{pv} = f(V_{pv})$  est donnée par la figure 4.8 :

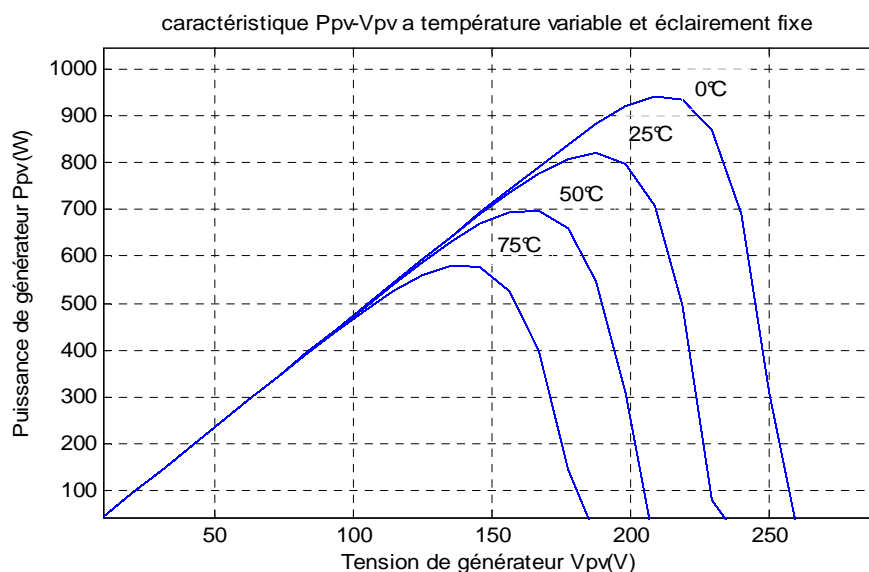


FIG.4.8- Influence de la température sur la caractéristique  $P_{pv} = f(V_{pv})$ .

D'après la figure 4.8, l'effet de l'augmentation de la température sur la caractéristique  $P_{pv} = f(V_{pv})$  fait diminuer la puissance et la tension du circuit ouvert du *GPV*.

Le modèle choisi a donné des résultats concordant avec ceux obtenus dans la littérature et reflète bien le comportement physique d'une cellule (*PV*) vis-à-vis des variations de la température et de l'éclairement, ce qui valide le modèle utilisé.

### 4.3 Simulation du hacheur Cùk avec la commande MPPT

Parmi les techniques de commande à *MPPT* du hacheur Cùk décrites au chapitre 2, nous avons choisi la méthode incrémentation de conductance. Le schéma de simulation est donné par la figure 4.9, toute la partie de puissance a été simulée en utilisant les modules *SimPowerSystems*(*simulink*<sup>o</sup>).

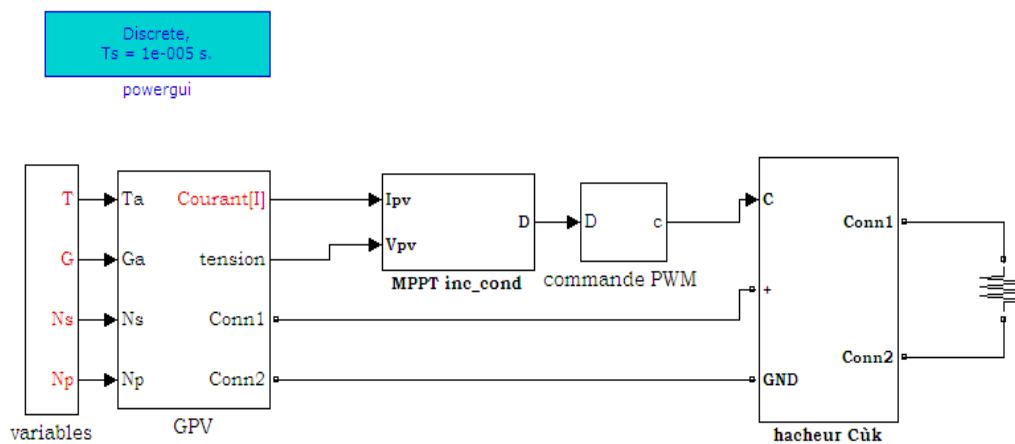


FIG.4.9- Schéma de simulation du hacheur Cùk et de sa commande.

Les simulations sont faites en prenant en compte les paramètres du hacheur Cùk (donnés dans la section 2.3.1.3) :

- Inductance d'entrée  $L_1 = 5mH$ .
- IGBT et une diode de puissance.
- Capacité  $C_1 = 47\mu F$ .
- Inductance du filtre de sortie  $L_1 = 5mH$ .
- Capacité du filtre de sortie  $C_2 = 1\mu F$ .
- Fréquence de commutation de la commande PWM (porteuse)  $10kHz$ .
- Charge résistive  $R$

Pour l'algorithme MPPT la fréquence d'échantillonnage est fixée à  $100Hz$ .

L'objectif fixé dans ces simulations est d'atteindre une tension suffisamment grande à partir d'une tension relativement faible en sortie du *GPV* c.à.d. de faire fonctionner le hacheur comme un hacheur survolteur avec un rapport cyclique ( $D > 0.5$ ).

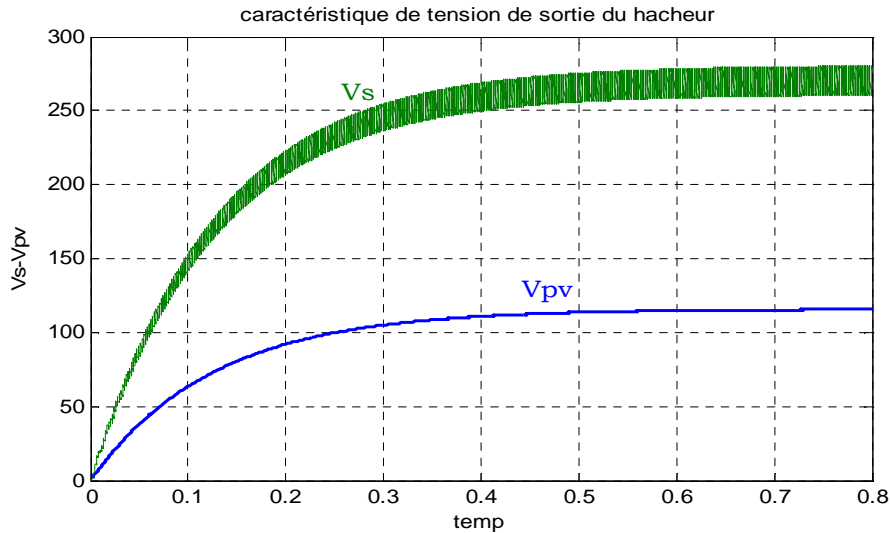


FIG.4.9- Caractéristique  $V_s = f(t)$  du hacheur Cùk en mode survolteur.

#### 4.3.1 Simulation du hacheur Cùk à éclairement variable

Pour tester l'exploitation du système, le changement de l'éclairement a été modélisé. La température est fixée à  $25^{\circ}\text{C}$ , et le niveau de l'ensoleillement varie entre deux valeurs.

Le premier niveau d'éclairement est fixé à ( $G_a = 1000 \text{ w/m}^2$ ), à l'instant  $t = 0.8\text{s}$  le niveau de l'ensoleillement passe brusquement à ( $G_a = 700 \text{ w/m}^2$ ), et puis de nouveau à ( $G_a = 1000 \text{ w/m}^2$ ), a l'instant  $t = 1.6\text{s}$ .

Une illustration de la relation entre l'éclairement et la puissance de sortie du *GPV* est représentée dans la figure 4.10 (a) et (b) pour expliquer l'efficacité de l'algorithme mentionné dans la section 2.3.1.3.

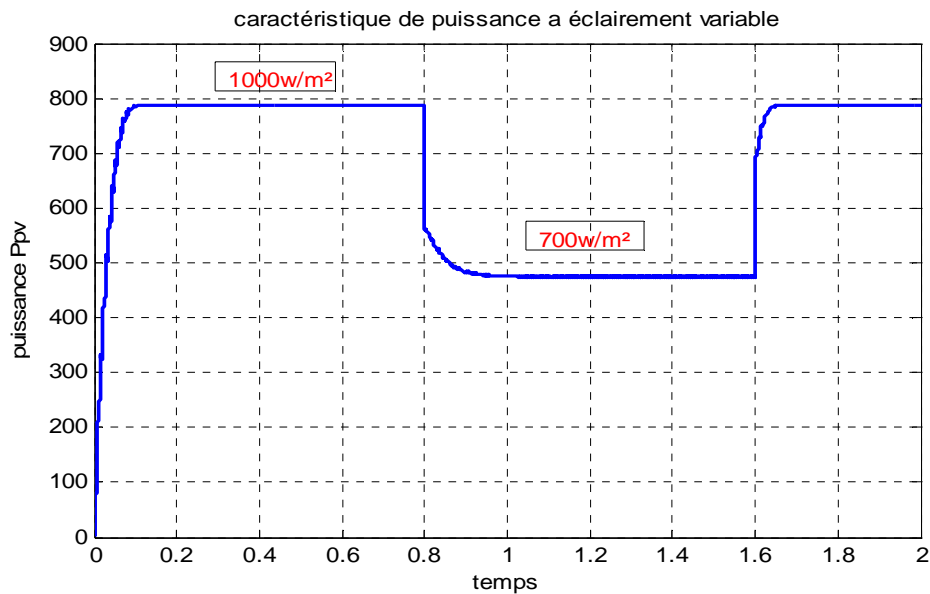


FIG.4.10 (a)- Caractéristique de la puissance à éclairement variable.

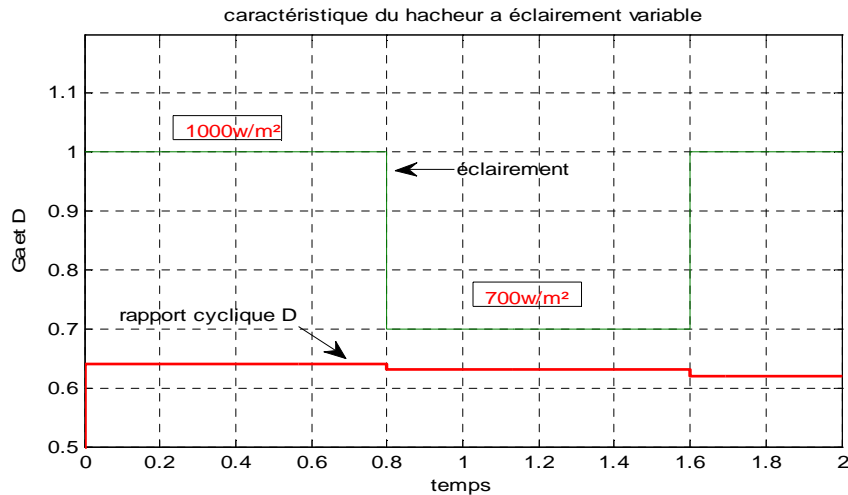


FIG.4.10(b)- Variation du rapport cyclique à éclairement variable.

La figure 4.11 représente les tensions de sortie du hacheur et du GPV à éclairement variable.

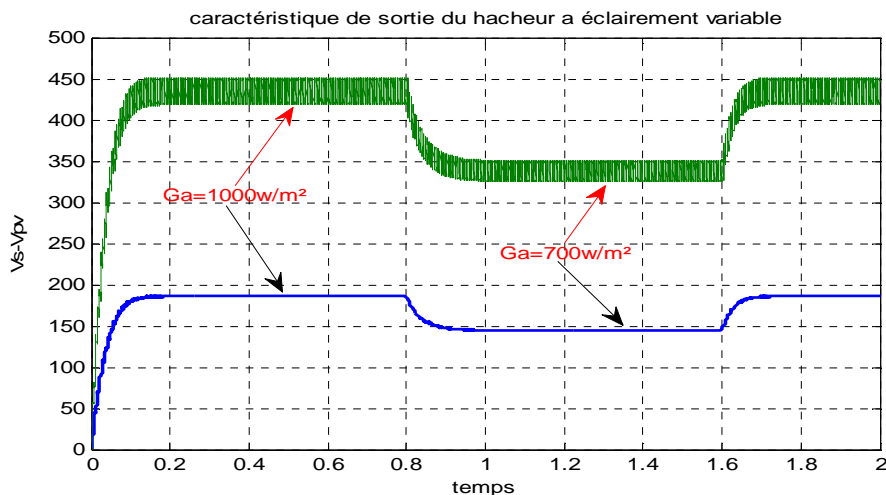


FIG.4.11- Caractéristique de sortie du hacheur à éclairement variable.

Ces résultats montrent l'efficacité de l'algorithme et la relation entre l'éclairement et la puissance de sortie du GPV, et mettent en évidence le fonctionnement du hacheur en survolteur. D'après ces résultats on constate que la variation de l'éclairement a un effet remarquable sur le fonctionnement du système, donc on peut consacrer notre étude sur la variation de l'éclairement.

#### 4.4 Simulation du système de compensation photovoltaïque

Le système de compensation photovoltaïque est constitué d'un GPV, d'un hacheur Cùk en mode survolteur et un filtre actif shunt qui assure la connexion au réseau. Ce dernier alimente une charge non linéaire (figure 4.12). Le système de compensation proposé joue le rôle d'un compensateur des réactifs dans le cas de faible éclairement, et joue le rôle d'un filtre actif shunt avec une injection de puissance réelle au réseau électrique produit par la chaîne de conversion photovoltaïque dans le cas d'un fort éclairement.



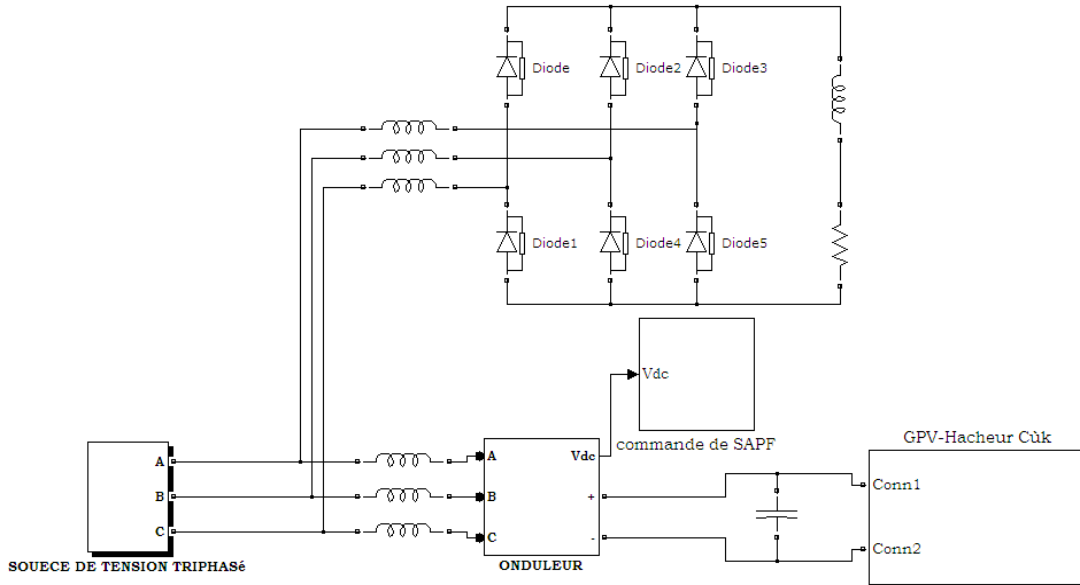


FIG.4.12- Modèle de simulation du système de compensation photovoltaïque.

#### 4.4.1 Simulation du système global à éclairement maximale

Dans cette partie on fixe la température et l'éclairement, aux conditions standards ( $STC$ ), ( $G_a = 1000 \text{ w/m}^2$ ,  $T_a = 25^\circ C$ ) et on simule le système global avec deux types de commande de l'onduleur (filtre actif), la commande à hystérésis et la commande directe de puissance ( $DPC$ ) de telle sorte de faire fonctionner le système comme une source d'énergie (injection de puissance au réseau électrique) et un filtre actif shunt (compensation des harmoniques et de puissance réactive).

La figure 4.13(a) et(b) représente les formes d'onde du courant de source triphasé et le courant consommé par la charge non linéaire, et les puissances active et réactive de la source triphasé avant l'introduction du système de compensation photovoltaïque.

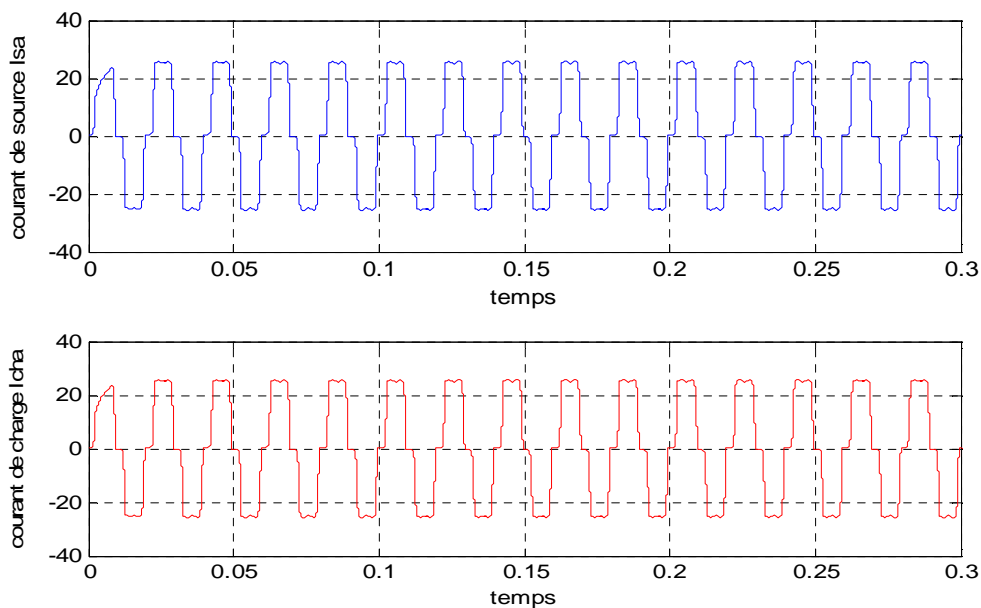


FIG.4.13(a)- Formes d'onde des courants avant compensation photovoltaïque.

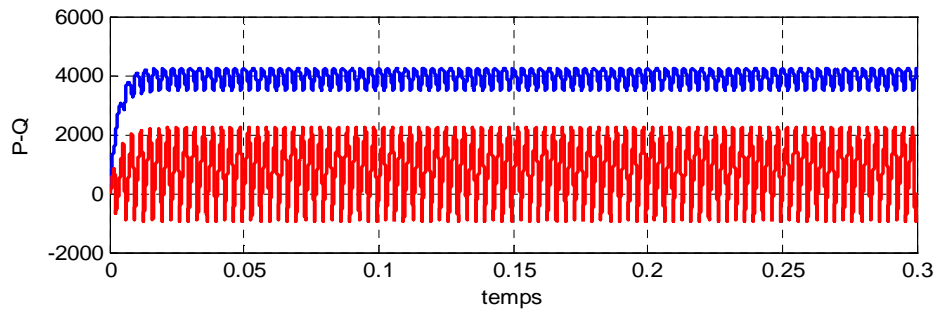


FIG.4.13(b)- Caractéristique de puissance active et réactive.

Initialement le système fonctionne sans *SAPF*, la charge consomme une puissance active de  $4Kw$ , les courants de source sont identiques à ceux de la charge non linéaire ( $i_s = i_{ch} = 27.84A$ ) caractérisés par un spectre ne contenant que des harmoniques d'ordre impair (non multiples de trois) et un  $THDi = 23.29\%$  (figure 4.14).

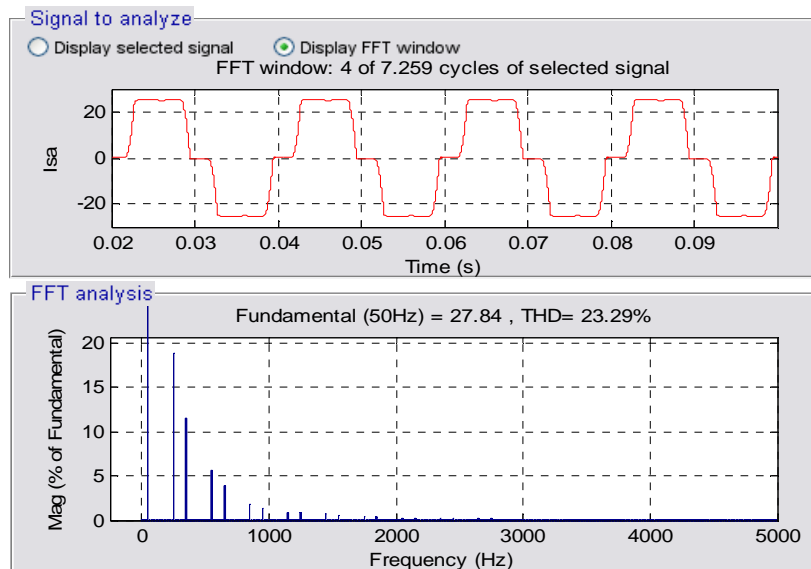


FIG.4.14- Analyse spectrale du courant de source avant la mise en service du *SAPF*.

#### 4.4.1.1 Simulation du système avec la commande à hystérésis pour le filtre actif shunt

La simulation du système global (*GPV*, hacheur, *SAPF*) est effectuée sous l'environnement Matlab\Simulink®. Afin d'obtenir une analyse objective et concrète des résultats de simulation. Le tableau 4.2 résume les paramètres de simulation du *SAPF* en régime permanent.

Système	Désignations	Valeurs
Source d'alimentation	<ul style="list-style-type: none"> <li>La tension efficace</li> <li>La fréquence</li> <li>La résistance interne</li> <li>L'inductance interne</li> </ul>	$V_s = 100 V.$ $f = 50 Hz.$ $R_s = 0.1 \Omega.$ $L_s = 0.1 mH.$
Charge non linéaire	<ul style="list-style-type: none"> <li>Pont Redresseur triphasé (<i>PD3</i>)</li> </ul>	$RL1 = 6.1 \Omega.$

Charge non linéaire	avec charge $R - L$ <ul style="list-style-type: none"> <li>Inductance de filtrage à l'entrée du pont (<math>PD3</math>)</li> </ul>	$RL2 = 10 \Omega$ $L = 20 \text{ mH}$ . $Rc = 0.01 \Omega$ . $Lc = 0.566 \text{ mH}$ .
$S.A.P.F$	<ul style="list-style-type: none"> <li>Capacité de stockage</li> <li>Inductance de couplage</li> <li>Bande d'hystérésis</li> </ul>	$Cdc = 2200 \mu F$ . $Lf = 2 \text{ mH}$ . $HB = 0.2A$ .

Tableau 4.2 Paramètres de simulation du SAPF.

**a. Introduction du SAPF et analyse en régime permanent**

La figure 4.15 (a)(b) montre que le  $SAPF$  est mis en service, en produisant des courants  $i_f$  qui arrivent, après un transitoire de  $t = 0.01s$ , rendant les courants de source sinusoïdaux et en phase avec les tensions correspondantes, la puissance active reprend sa valeur nominale après un transitoire alors que l'énergie réactive continue à osciller aux alentours de zéro. Dès lors, le taux de distorsion harmonique du courant de source est amélioré et vaut  $THDi = 2.51\%$  (figure 4.16(a)) et le taux de distorsion harmonique de la tension de source devient  $THDv = 3.55\%$  (figure 4.16(b)).

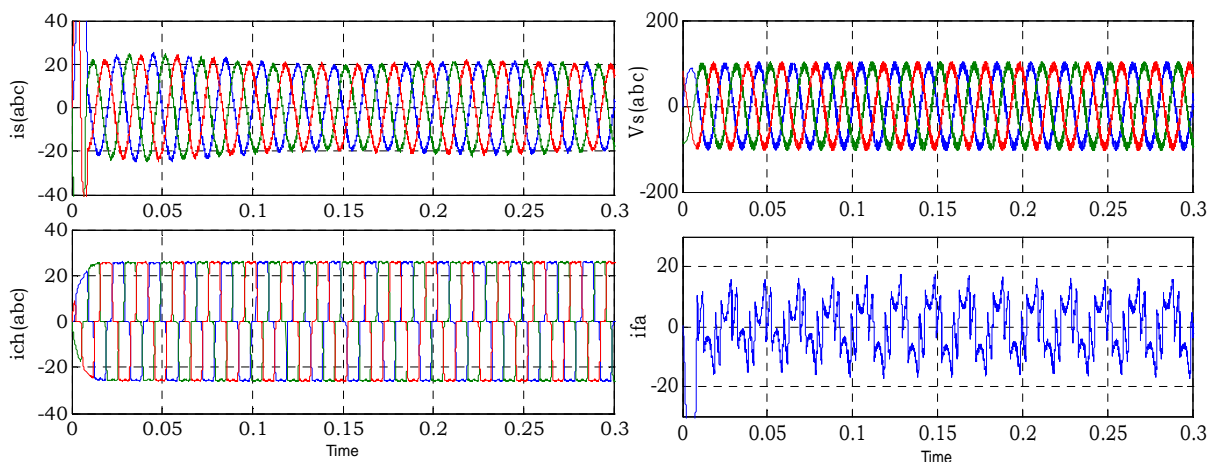


FIG.4.15 (a)- Résultats de simulation du transitoire lors de la fermeture du SAPF pour une charge non-linéaire  $PD3 - [RL1, L]$ .

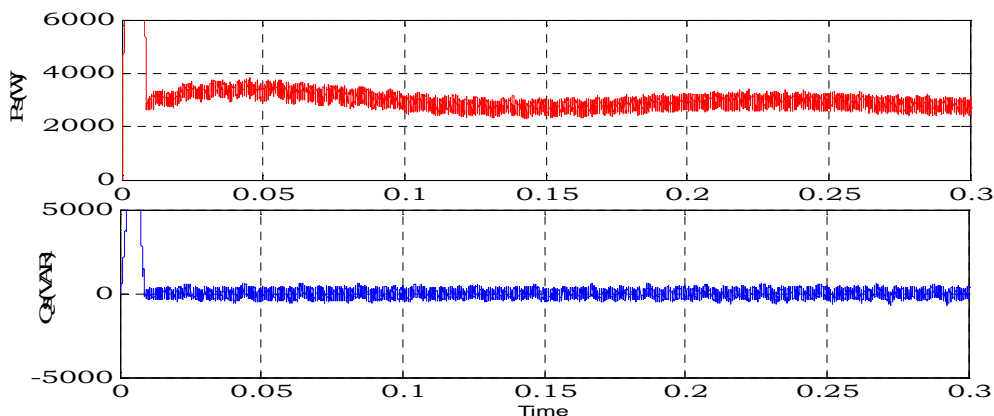


FIG.4.15(b)- Allures des puissances instantanées après la mise en service du SAPF.

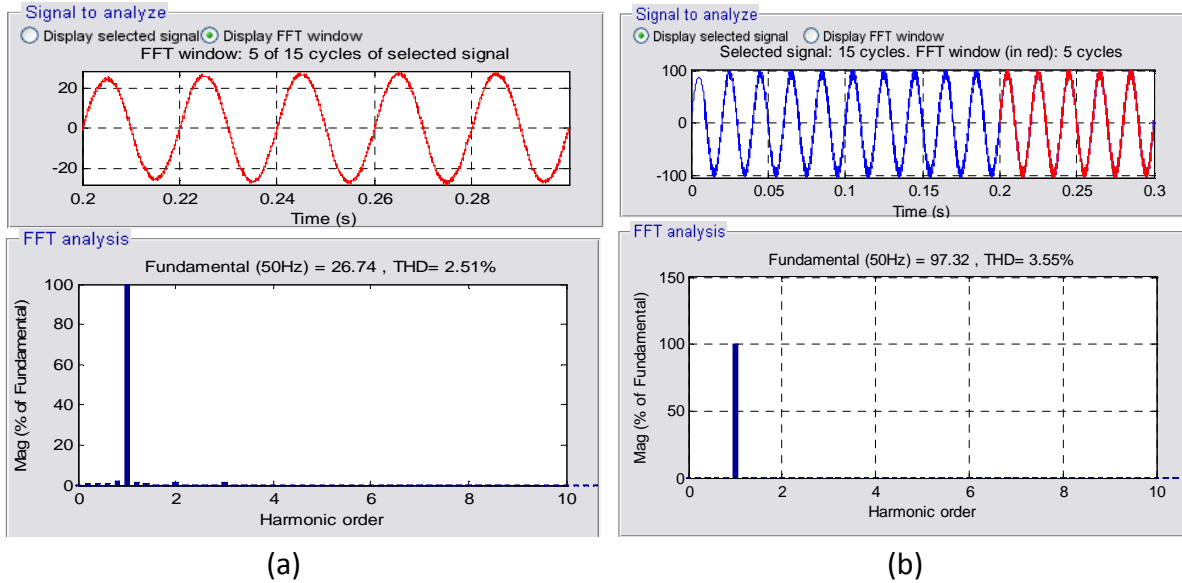


FIG.4.16- Analyse spectrale des signaux après la mise en service du SAPF :  
(a) courant de source, (b) tension de source.

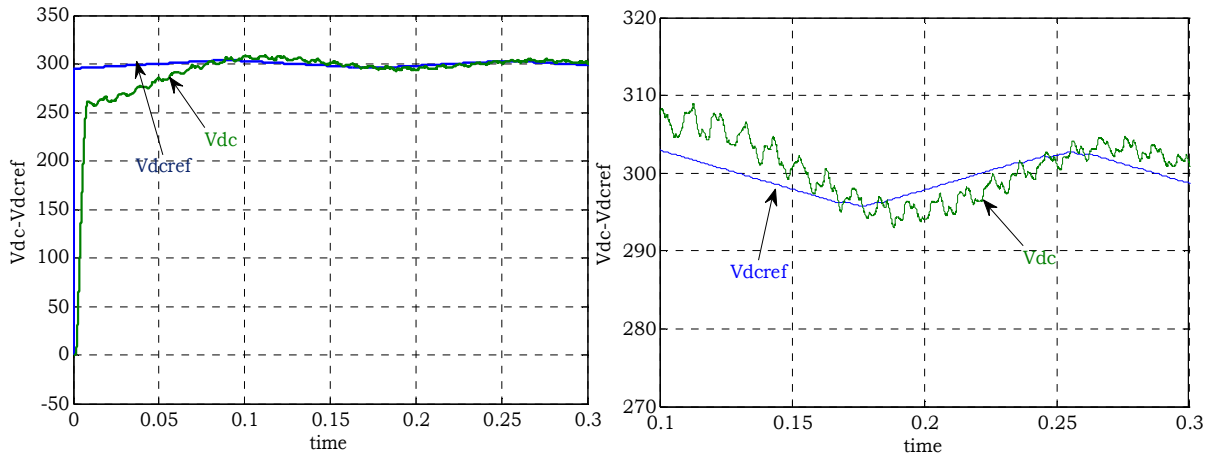


FIG.4.17- Allure de la tension du bus continu et sa tension de référence.

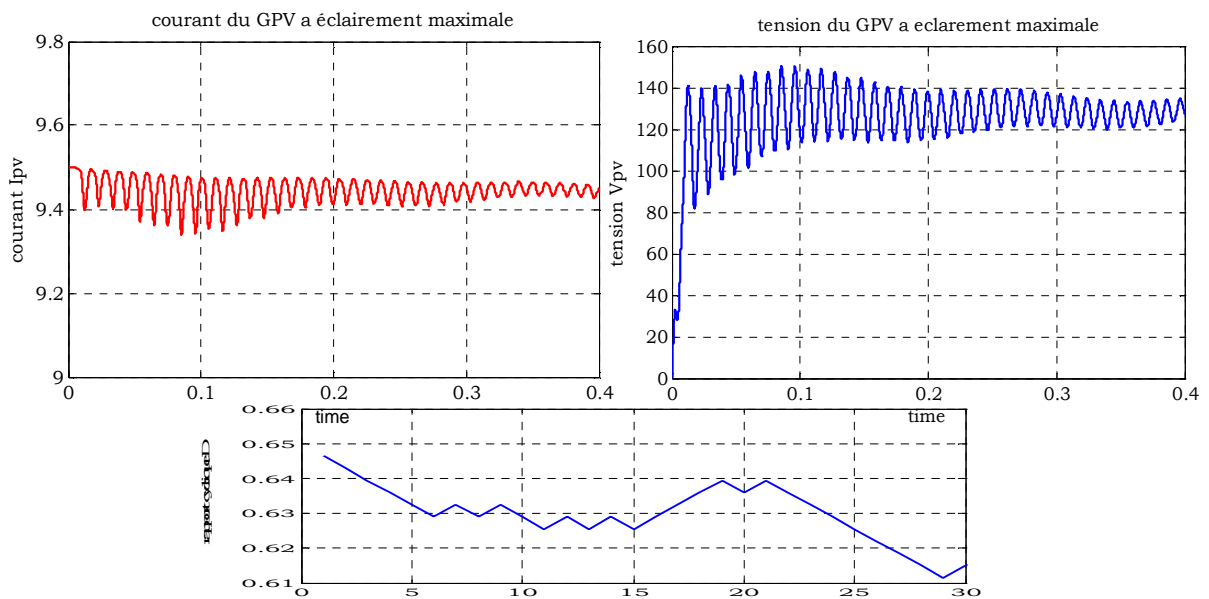


FIG.4.18- Caractéristique du GPV.

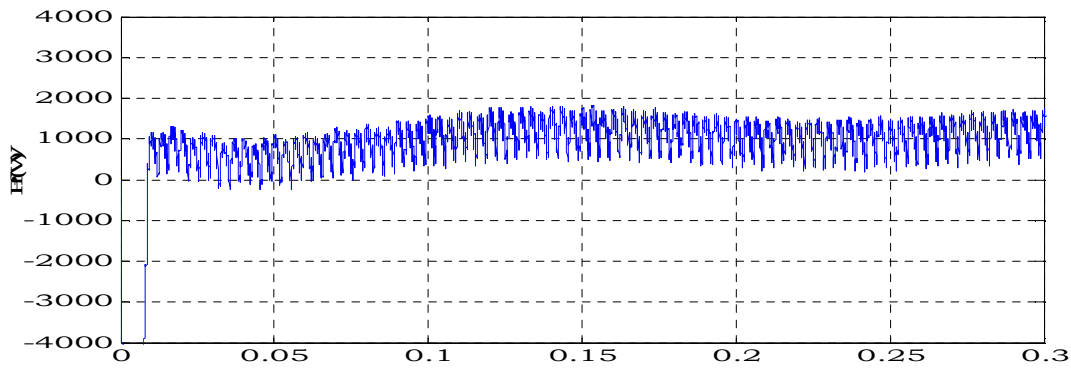


FIG.4.19- Allure de la puissance active injecté au réseau par le GPV.

D'autre part la valeur de la tension du bus continu tend vers sa valeur de référence  $V_{dcref}$  (figure 4.17), obtenue par l'algorithme d'adaptation présenté dans la section 3.6.2 après un transitoire de  $\Delta t = 0.08s$ . Ces résultats montrent l'efficacité de l'algorithme proposé.

La figure 4.18 représente les allures de la tension et du courant du *GPV*, avec un rapport cyclique toujours supérieur à 0.5.

A partir de cette simulation, on remarque une injection de puissance active au réseau dû au *GPV*. Ceci est caractérisé par une diminution de puissance active fournie par le réseau triphasé  $P_s = 3KW$  (diminution courant de source  $i_s = 20A$ ), donc on a une puissance de  $P_f = 1000W$  produit par le *GPV* pour répondre au besoin énergétique de la charge non linéaire (figure 4.19).

### b. Variation de la charge

Pour étudier la robustesse de la commande, on applique une variation de la charge non linéaire avec un passage de  $R_{L1}$  à  $R_{L2}$ . La figure 4.20(a) montre qu'à  $t = 0.25s$  les courants de charge montrent une augmentation brusque alors que les courants de source conservent leurs formes sinusoïdales, et les tensions de source ne présentent aucune perturbation. En plus, la tension du bus continu diminue temporairement et rejoint après un transitoire de  $t = 0.1s$  sa valeur de référence (figure 4.20(b)).

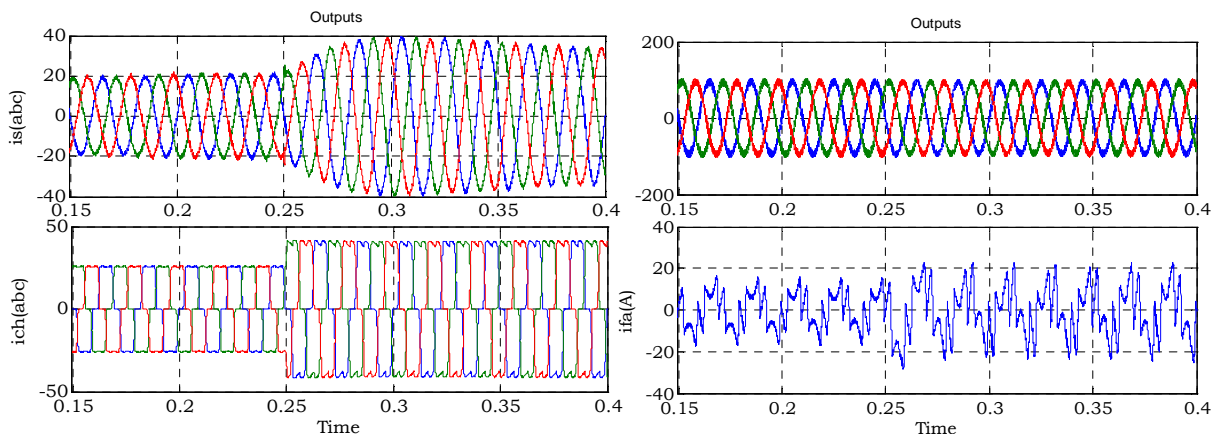


FIG.4.20(a)- Résultats de simulation du transitoire lors de la variation de la charge.

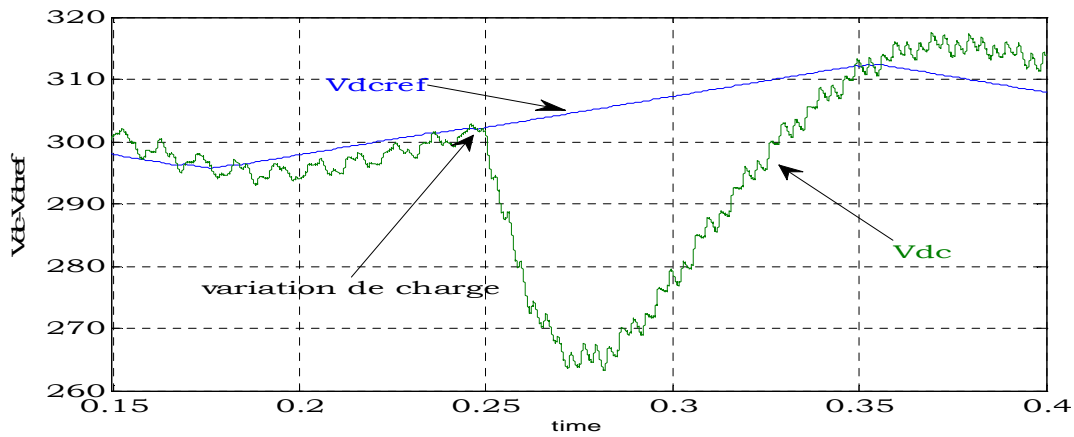


FIG.4.20(b)- Allure de la tension du bus continu et sa tension de référence.

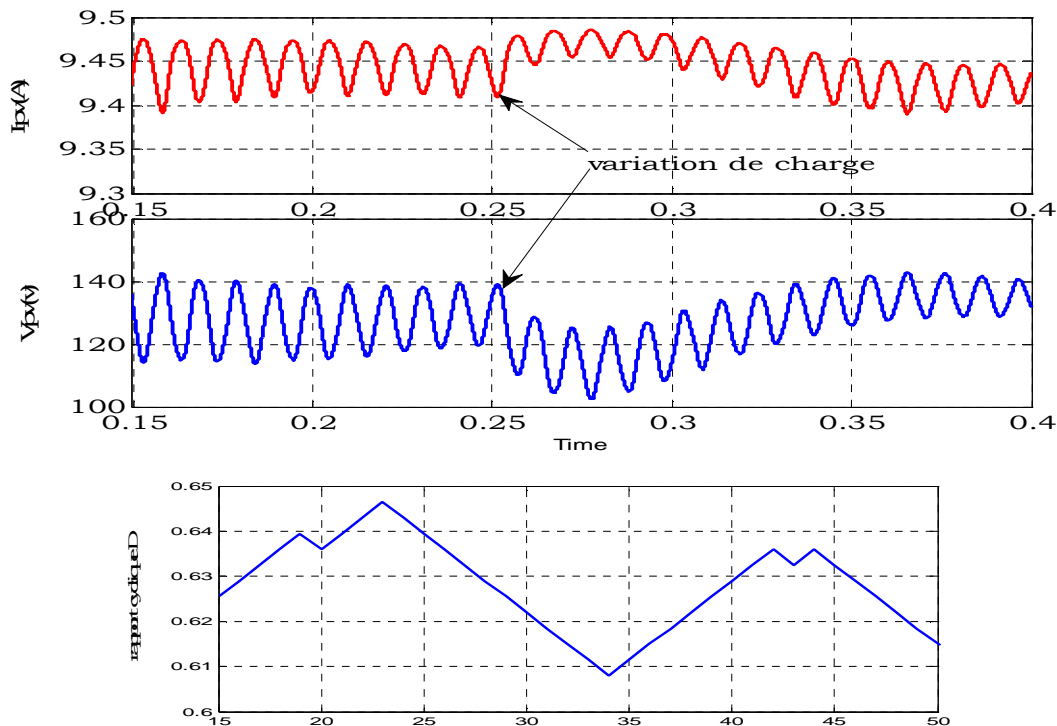


FIG.4.21- Caractéristique du GPV lors de la variation de la charge non linéaire.

La figure 4.21 représente les caractéristiques du *GPV* lors des variations de la charge, après un transitoire de  $t = 0.1s$ , la tension et le courant tendent vers ces valeurs nominales avec une marge restreinte et le rapport cyclique est supérieur à 0.5, donc le hacheur toujours fonctionne comme un élévateur de tension du générateur, grâce à l'algorithme d'adaptation de la tension de référence de bus continu  $Vdcref$ .

Suite à cette variation de la charge, on observe une augmentation remarquable au niveau de la puissance active à l'instant  $t = 0.25s$ , par contre la puissance réactive ne présente aucun changement est reste presque nulle, pour assurer une bonne compensation du réactif (figure 4.22). Dans ce cas de variation de charge, le *GPV* injecte la même puissance au réseau correspondant au *PPM* du *GPV* (figure 4.23).

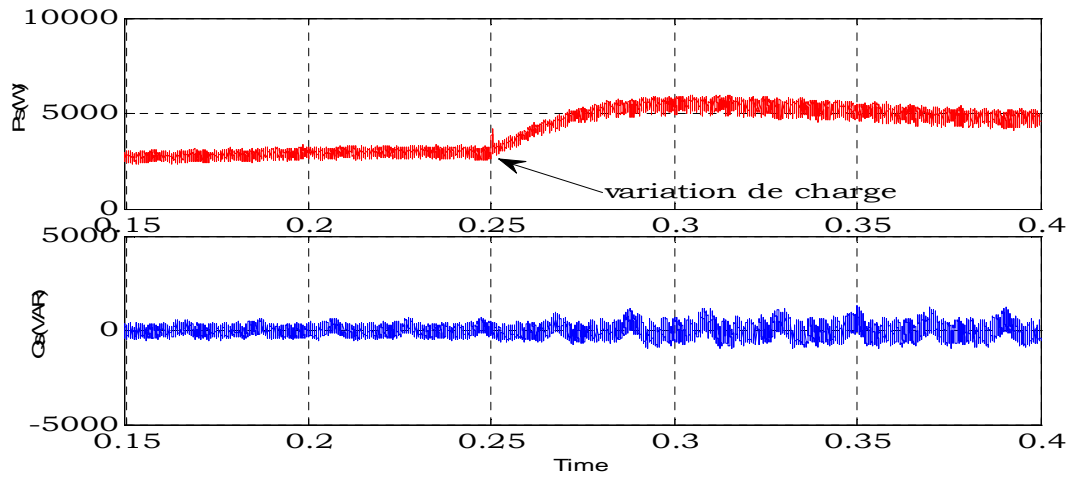


FIG.4.22- Allures des puissances instantanées pour une variation de la charge non linéaire.

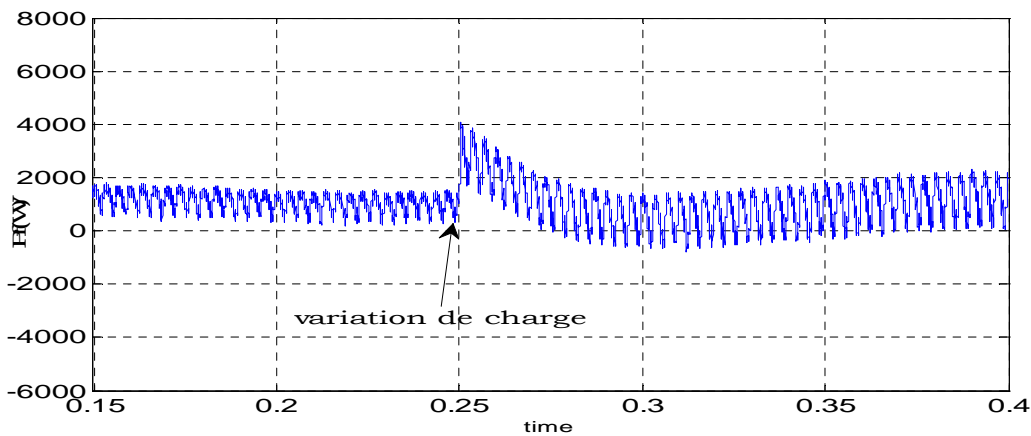


FIG.4.23. Allure de la puissance active injecté au réseau lors de variation de la charge.

#### 4.4.1.2 Simulation du système avec la commande (D.P.C) pour le filtre actif shunt

Afin d'étudier les performances par simulation de cette technique de commande directe en puissance appliquée au *SAPF*, nous avons développé un modèle sous l'environnement Matlab\Simulink® en utilisant les mêmes paramètres appliqués pour la commande à hystérésis montrés au tableau 4.2.

##### a. Fermeture du SAPF et analyse en régime permanent

Après la mise en service du SAPF nous pouvons remarquer que les courants de source (figure 4.24(a)), après un transitoire de  $t = 0.01s$  deviennent sinusoïdaux avec un  $THDi = 1.61\%$  (figure 4.25(a)), et sont en phase avec les tensions de source avec un  $THDv = 2.77\%$  (figure 4.24(b)). En ce qui concerne la tension du bus continu, elle tend vers sa référence après un transitoire de  $\Delta t = 0.08s$  (figure 4.26(a)). Cette technique de commande permet d'obtenir une meilleure qualité d'énergie comparativement à la technique précédente (figure 4.24(b)).

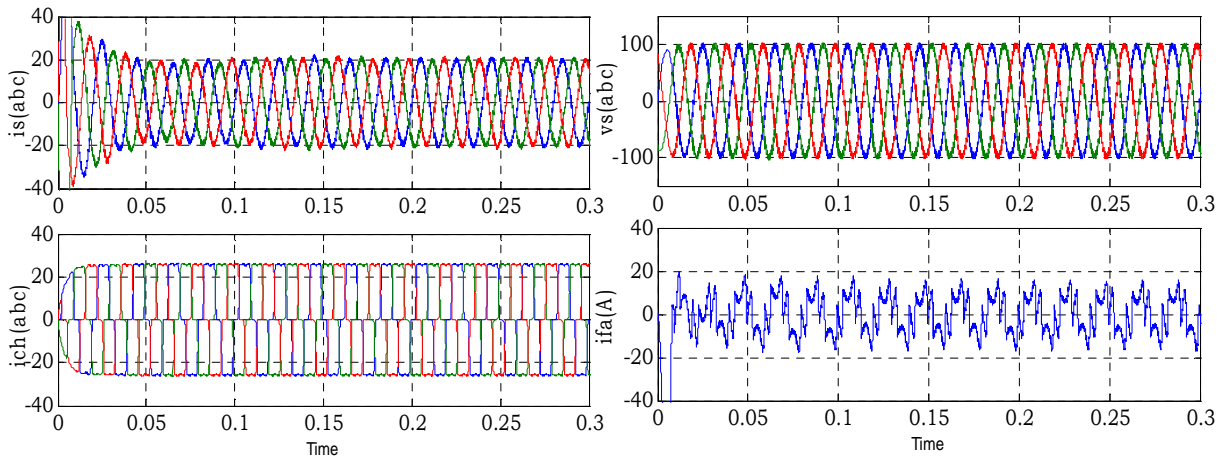


FIG.4.24(a)- Résultats de simulation du transitoire lors de la fermeture du SAPF pour une charge non-linéaire  $PD3 - [RL1, L]$ .

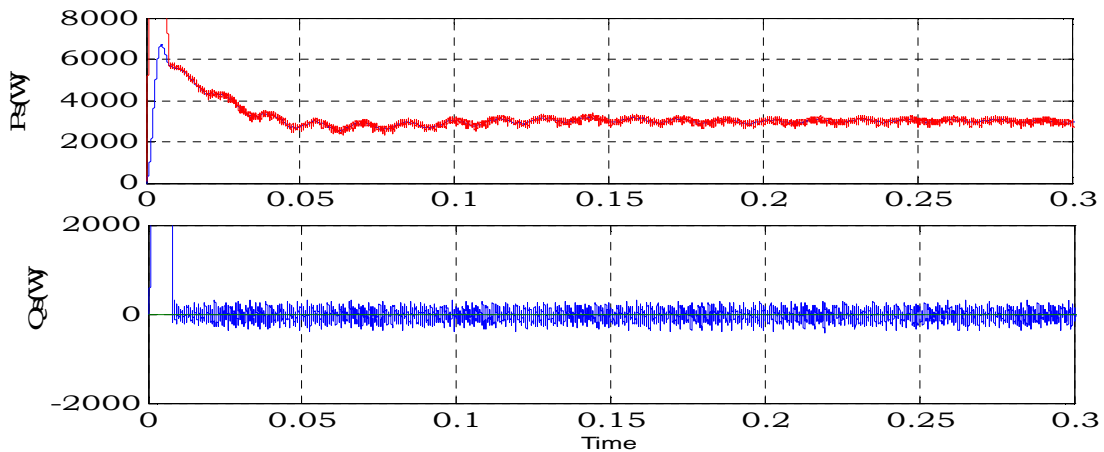


FIG.4.24(b)- Allures des puissances instantanées lors de la fermeture du SAPF.

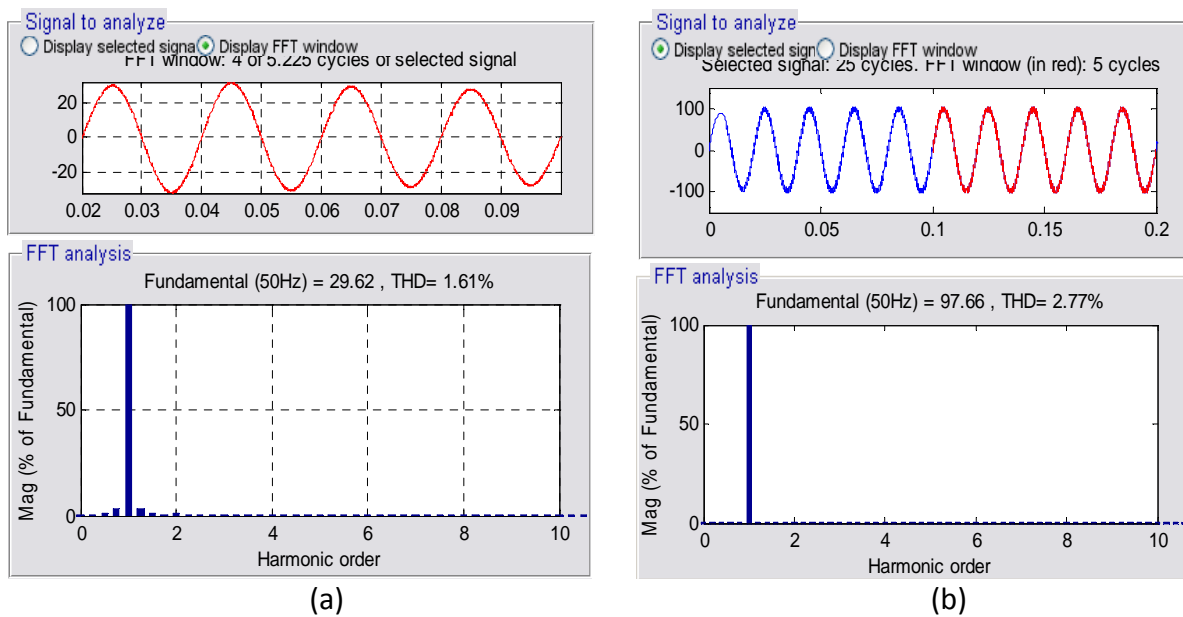


FIG.4.25- Analyse spectrale des signaux après la mise en service du SAPF :  
(a) courant de source, (b) tension de source.



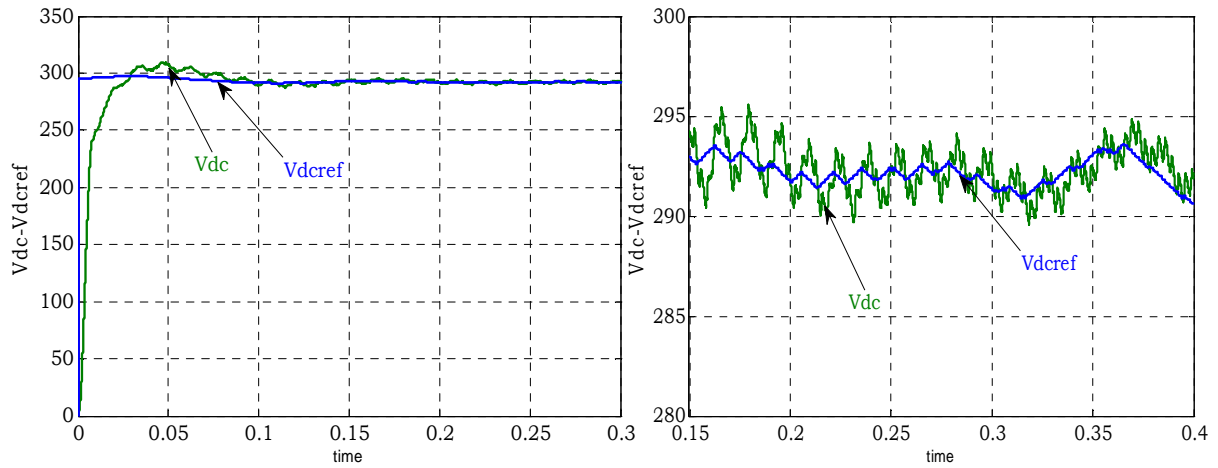


FIG.4.26(a)- Allure de la tension de bus continu et sa tension de référence.

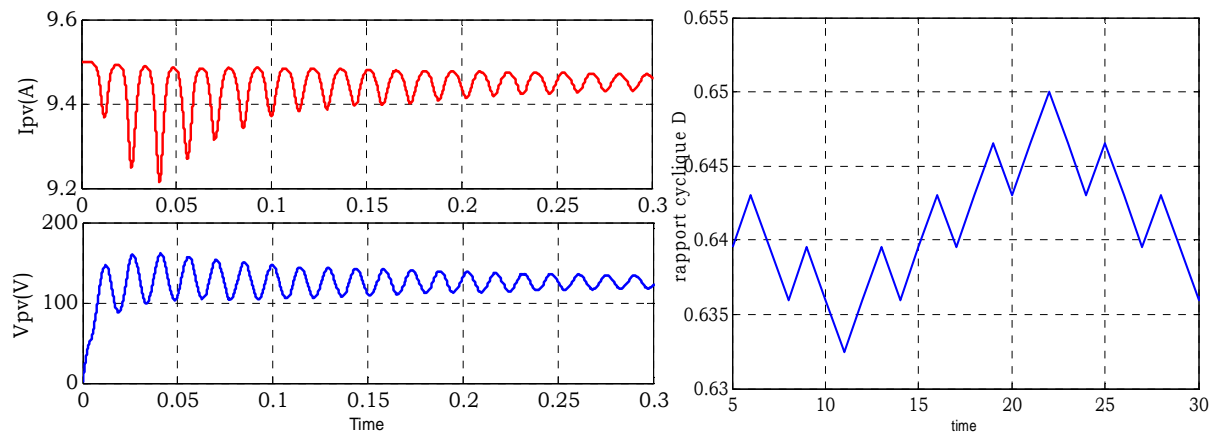


FIG.4.26(b)- Caractéristique du GPV.

Notons que la figure 4.26(b) représente les allures de tension, courant et le rapport cyclique du *GPV* au point de fonctionnement *PPM*, avec une injection de puissance au réseau (figure 4.27).

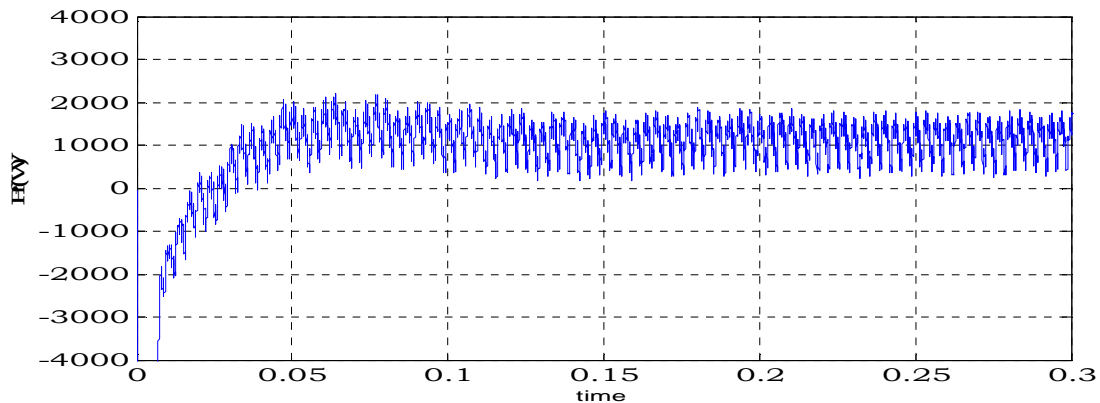


FIG.4.27- Allure de la puissance active injecté au réseau par le GPV.

La figure 4.28 représente les allures de la position ( $\theta$ ), les secteurs, les composantes de la tension de source  $v_\alpha$  et  $v_\beta$ .

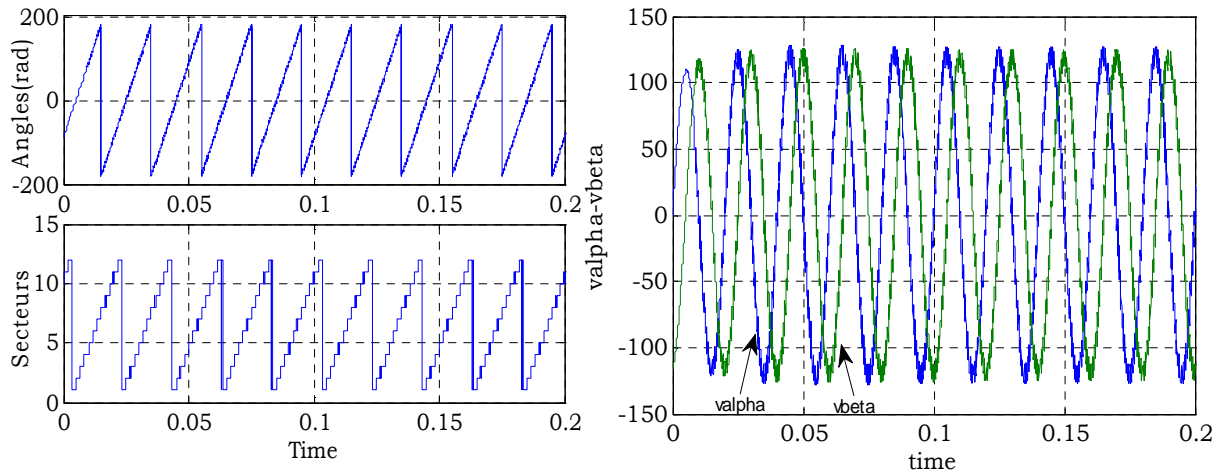


FIG.4.28-Tension de source : évolution de la position, des secteurs et des composantes sur les axes  $(\alpha, \beta)$ .

### b. Variation de la charge

Pour cet essai, la charge non linéaire est modifiée suite à la variation de sa résistance en sortie du pont redresseur  $PD3 - [RL1 \rightarrow RL2]$  à l'instant  $t = 0.25s$ .

La figure 4.29(a) montre bien que l'appel en courant suite à ce changement est quasi-instantané  $\Delta t = 0.05s$  sans aucune distorsion et de bonne qualité. Mais provoquant ainsi une diminution de la tension du bus continu pendant un transitoire de  $\Delta t = 0.08s$ (figure 4.29(b)), Il est à noter que la technique *DPC* prouve sa robustesse lors de ce changement et cela par l'excellente poursuite des puissances active et réactive de leurs références(figure 4.30), avec une injection de la même puissance réelle produite par la chaîne de conversion photovoltaïque. Cette puissance injectée provoque une diminution de puissance fournie par le réseau triphasé (figure 4.31).

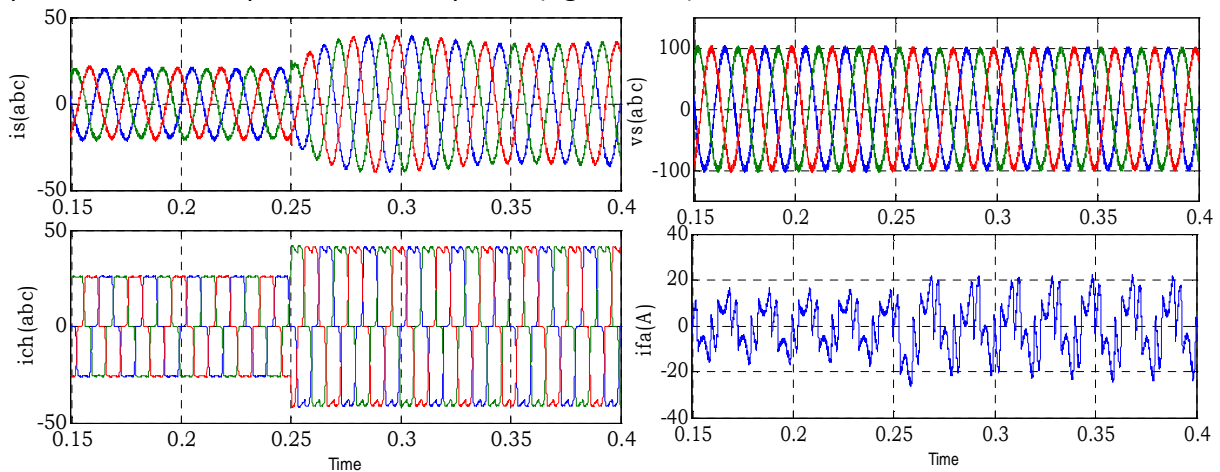


FIG.4.29(a)- Résultats de simulation du transitoire lors de la variation de la charge.

La figure 4.32 illustre dans le cas de l'augmentation de la charge les formes d'onde de la tension, du courant et du rapport cyclique du *GPV*. On remarque que la tension et le

courant demeurent constants autour de leurs valeurs nominales (point de fonctionnement *PPM*) avec une gamme restreinte (130V – 140V). Ceci prouve que la tension du *GPV* ne dépend pas de la variation de charge. La variation sera au niveau de la valeur de la tension de référence du bus continu grâce à l’algorithme d’adaptation.

La figure 4.33 illustre la forme d’onde du courant de source et l’évolution des secteurs en fonction du temps durant la variation de la charge.

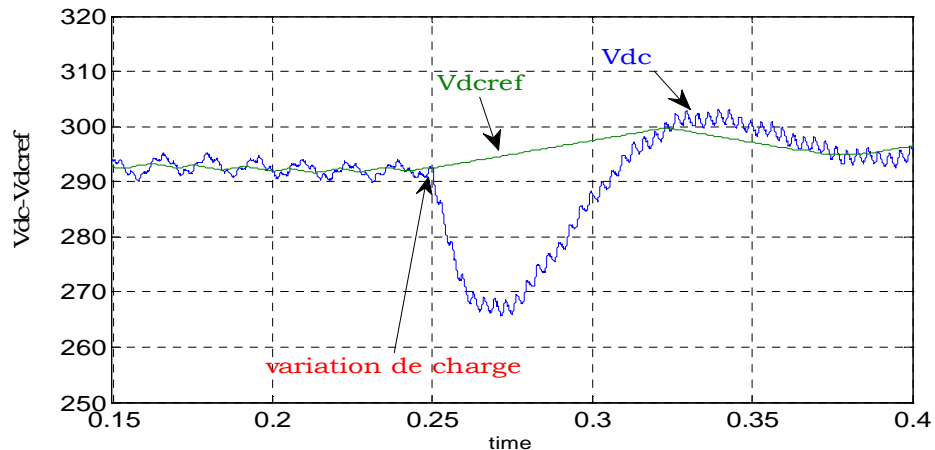


FIG.4.29(b)- Allure de tension de bus continu et sa tension de référence lors de variation de la charge non linéaire.

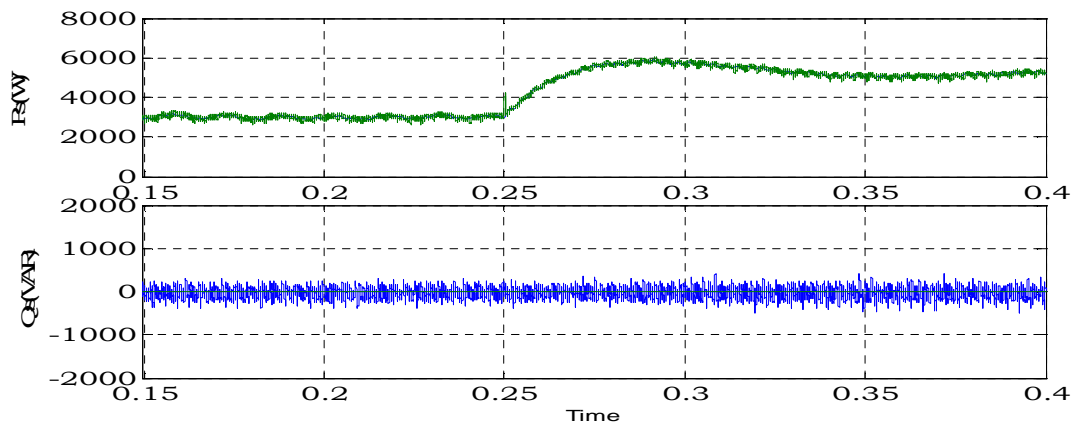


FIG.4.30- Allures des puissances instantanées pour une variation de la charge non linéaire.

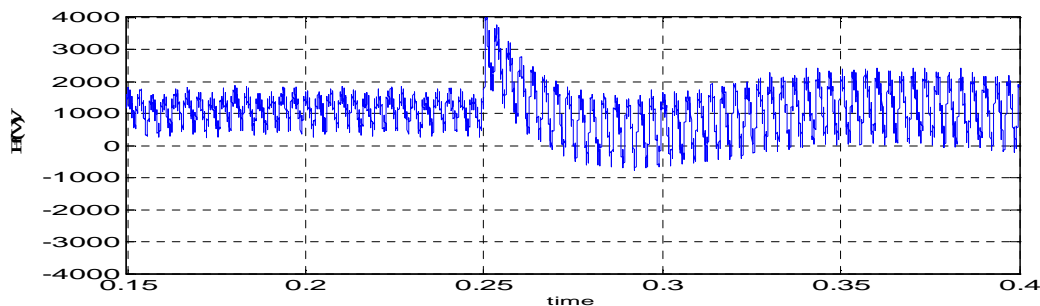


FIG.4.31. Allure de la puissance active injectée au réseau lors de variation de la charge.

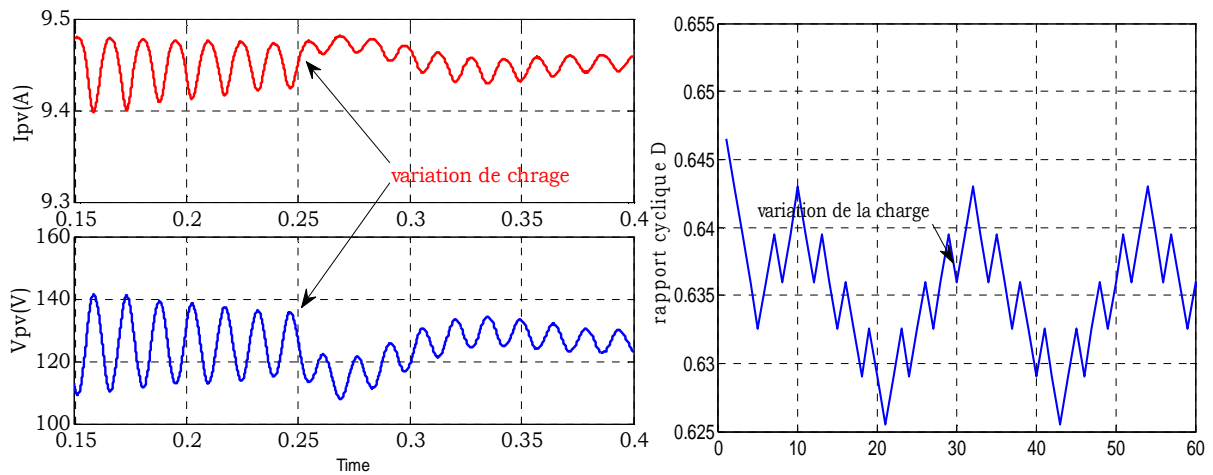


FIG.4.32- Caractéristique du GPV lors da la variation de la charge non linéaire.

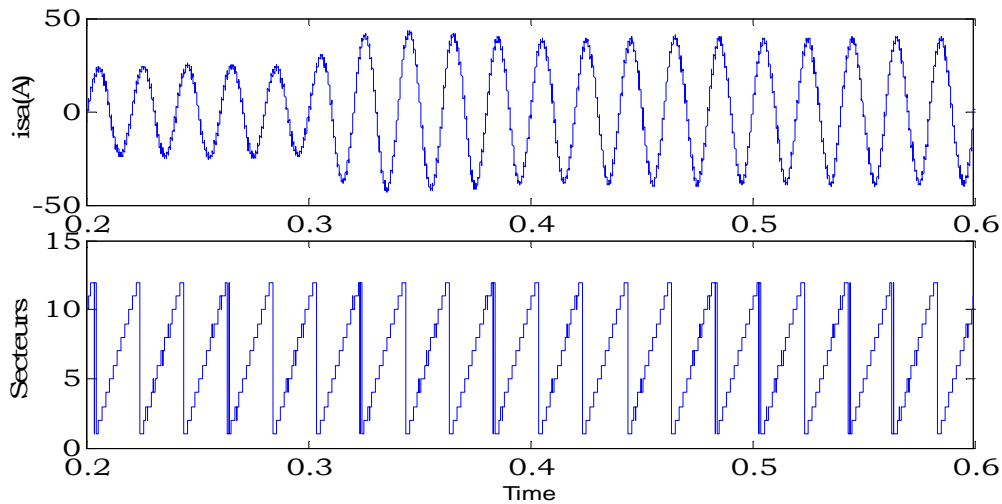


FIG.4.33- Allures du courant de source et l'évolution des secteurs.

#### 4.4.1.3 Implémentation du système sous l'environnement dspace

Dans cette partie nous présentons l'implémentation du modèle de notre système de compensation photovoltaïque l'environnement dspace (Carte DS1104), qui est un système de simulation en temps réel, afin de confirmer la robustesse des commandes (*MPPT* pour le hacheur, commande à hystérésis et la *DPC* pour le système de filtrage).

##### 4.4.1.3.1 Commande à hystérésis

###### a. Fermeture du *SAPF*

Après la mise en service du *SAPF* en parallèle avec le système (réseau et charge N-L) sous une tension de  $V_s = 100V$ , la commande à hystérésis est appliquée avec une bande  $HB = 0.2$ .

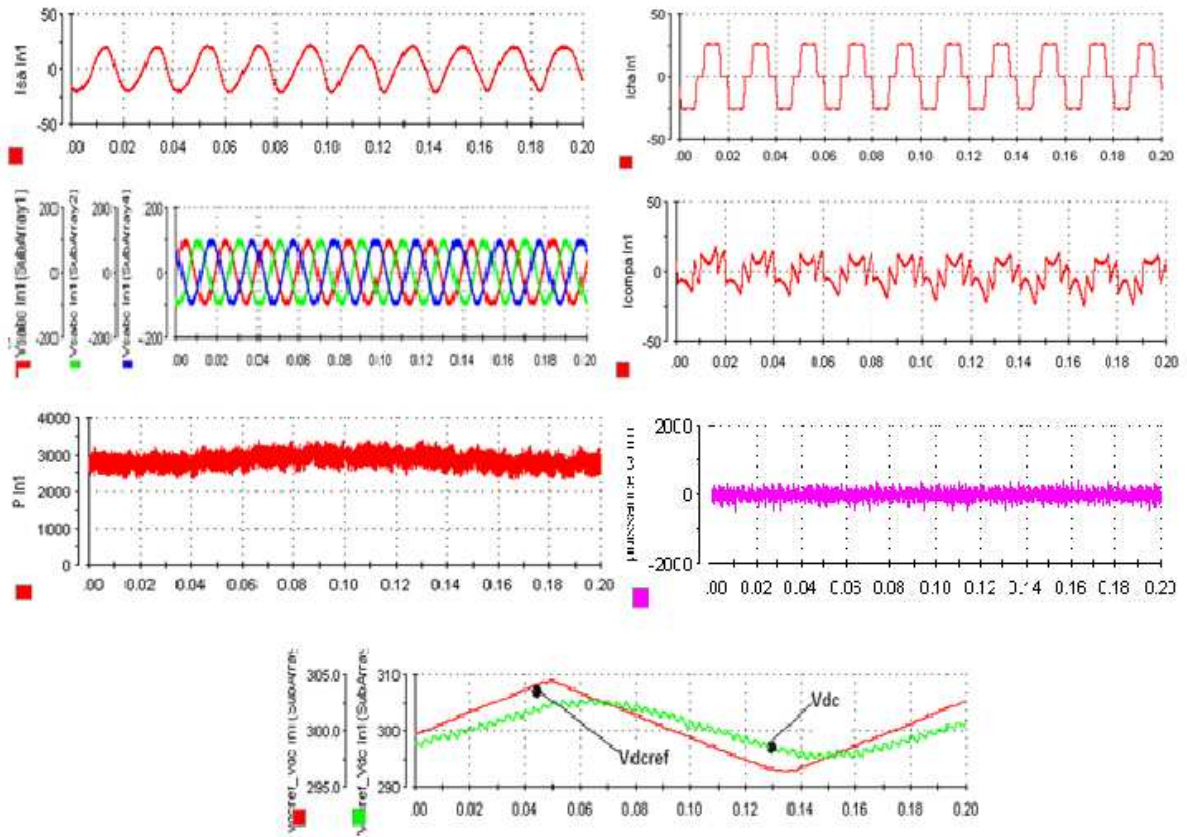


FIG.4.34- Signaux des tension et courant de source, courant de charge, courant de compensation, puissance active et réactive, tension de bus continu et sa référence.

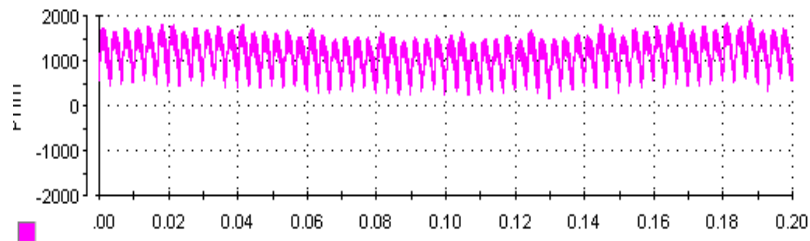


FIG.4.35- Allure de la puissance active injecté au réseau.

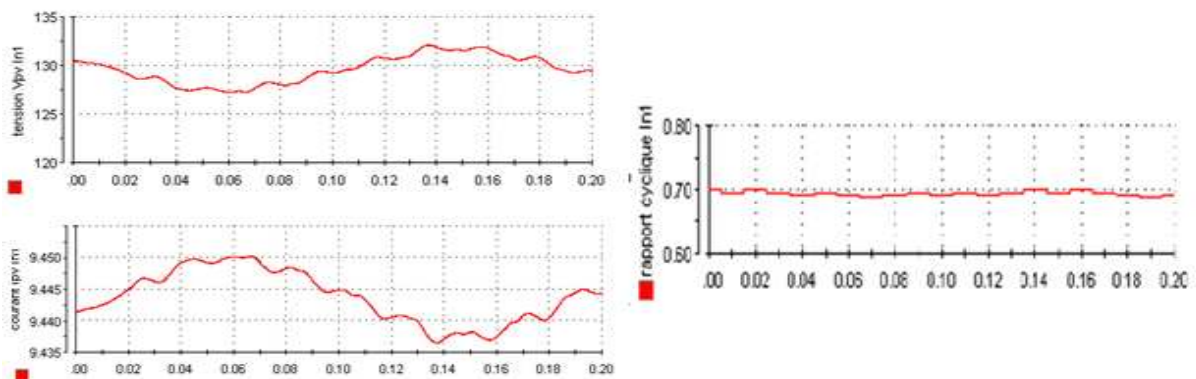


FIG.4.36- Tension et courant du GPV et rapport cyclique correspondant.

La figure 4.34 montre les résultats de la compensation, en régime permanent, du courant de l'alimentation devenu sinusoïdal et en phase avec la tension du réseau, le courant de filtre(courant de compensation), la compensation de puissance réactive, et la variation de la tension de bus continu avec la tension de référence. La puissance active injectée au réseau produit par le *GPV* est montré à la figure 4.35.

La figure 4.36 illustre les caractéristiques du *GPV*, et le rapport cyclique correspond au point de fonctionnement généré par l'algorithme de *MPPT*.

### b. Variation de la charge non linéaire

Pour cet essai, la charge non linéaire est modifiée suite à la variation de sa résistance en sortie du pont redresseur *PD3* – [*RL2* → *RL1*] (diminution de la charge) à l'instant  $t = 0.08s$

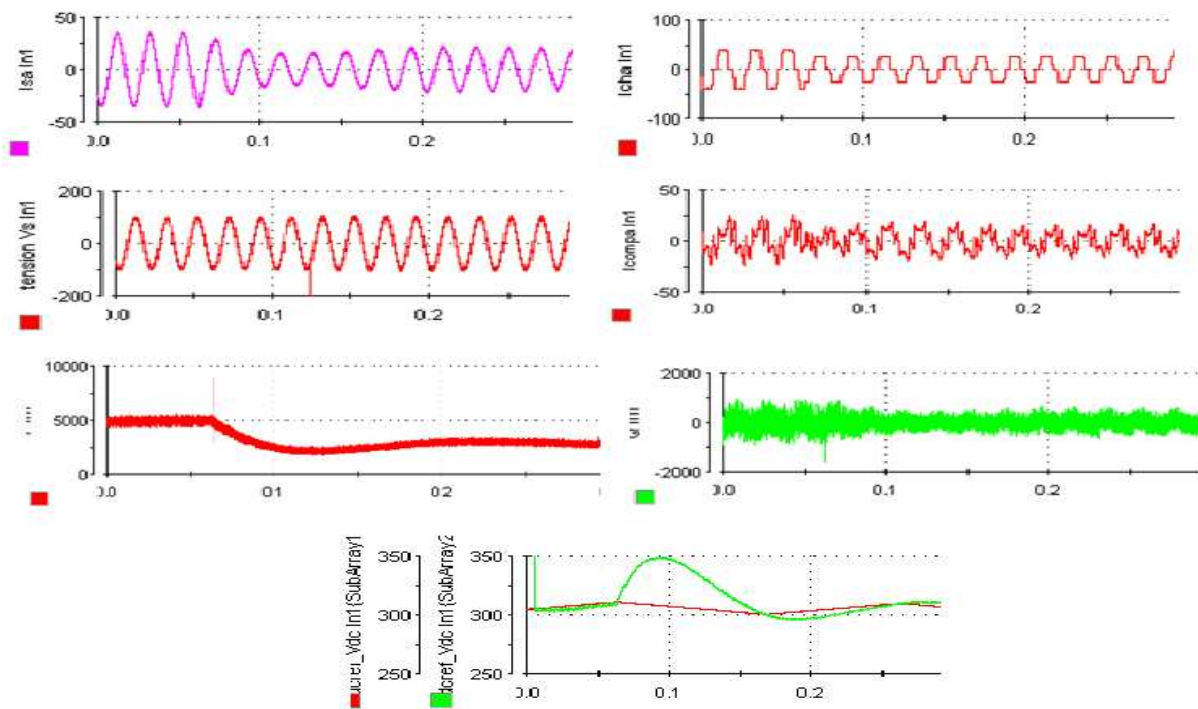


FIG.4.37- Signaux des tension et courant de source, courant de charge, courant de compensation, puissance active et réactive, tension de bus continu et sa référence lors la variation de la charge.

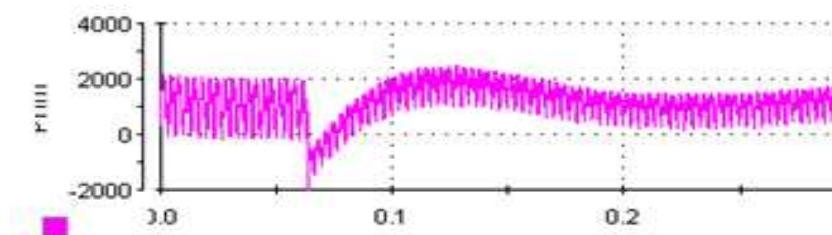


FIG.4.38- Allure de la puissance active injecté au réseau lors la variation de la charge.



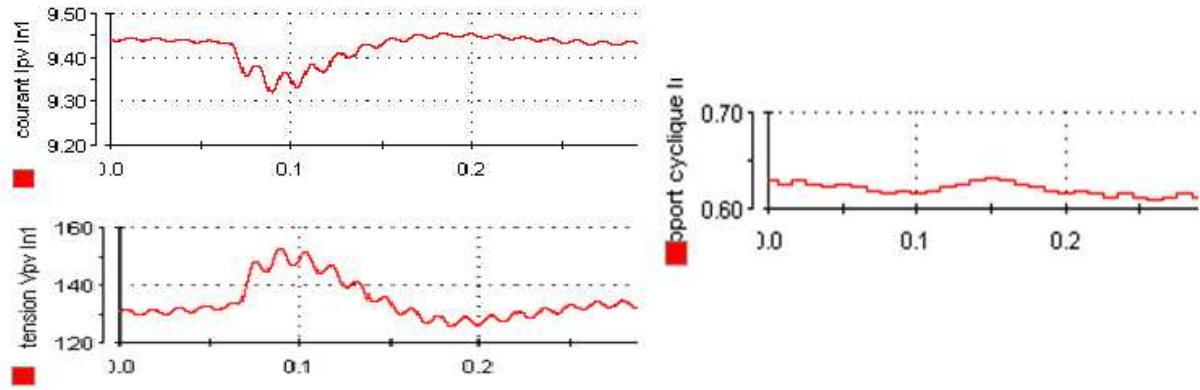


FIG.4.39- Signaux de la tension et du courant du GPV et rapport cyclique correspondant.

D'après la figure 4.37, il est observable que cette variation de la charge provoque un creux de tension au niveau du bus continu et son transitoire dure  $t = 0.1s$  pour que cette tension rejoigne sa référence. Il apparaît que le courant de source, le courant de charge et la puissance active subissent des diminutions à  $t = 0.08s$  quand la charge diminue. Cependant l'énergie réactive continue à osciller autour de zéro. Par contre le *GPV* continue à injecter la même puissance active au réseau (figure 4.38). La tension et le courant du générateur gardent la même valeur avec une perturbation à l'instant de variations (figure 4.39)

#### 4.4.1.3.2 Commande directe de puissance (*D.P.C.*)

##### a. Fermeture du SAPF

Le fonctionnement du système de compensation commandé par la *DPC* et pour une charge non linéaire est illustrée sur la figure 4.40. Le courant est devenu quasi-sinusoidal et en phase avec la tension du réseau, la tension du bus continu qui suit exactement sa valeur de référence imposée, les puissances active et réactive réelles suivent leurs références mais avec une légère erreur comparativement aux résultats de la technique précédente.

La figure 4.41 illustre la puissance active produite par la chaîne de conversion photovoltaïque quand l'éclairement est maximal.

La figure 4.42 représente les allures de la position ( $\theta$ ), les secteurs, les composantes de la tension de source  $v_\alpha$  et  $v_\beta$ .

La figure 4.43 illustre les allures de tension et courant avec la variation de rapport cyclique du GPV.

Cette technique de commande (*DPC*) donne des meilleurs résultats de compensation comparativement aux résultats de la technique précédente.

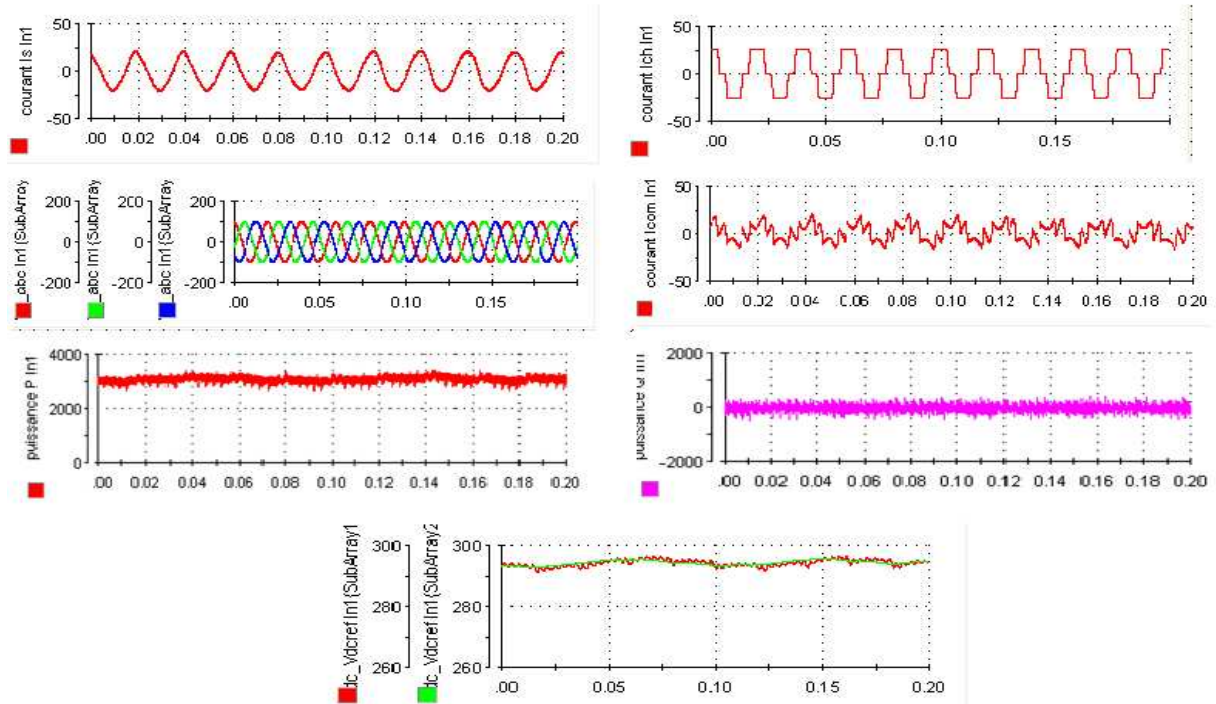


FIG.4.40-Signaux des tension et courant de source, courant de charge, courant de compensation, puissance active et réactive, tension de bus continu et sa référence.

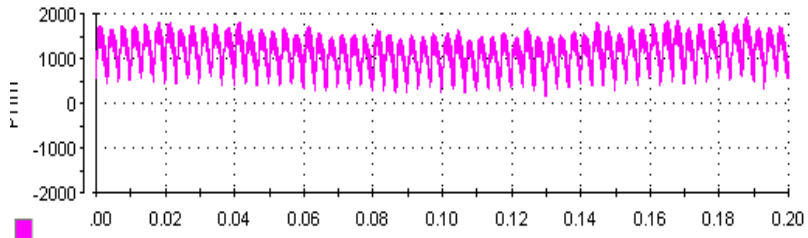


FIG.4.41- Allure de la puissance active injecté au réseau.

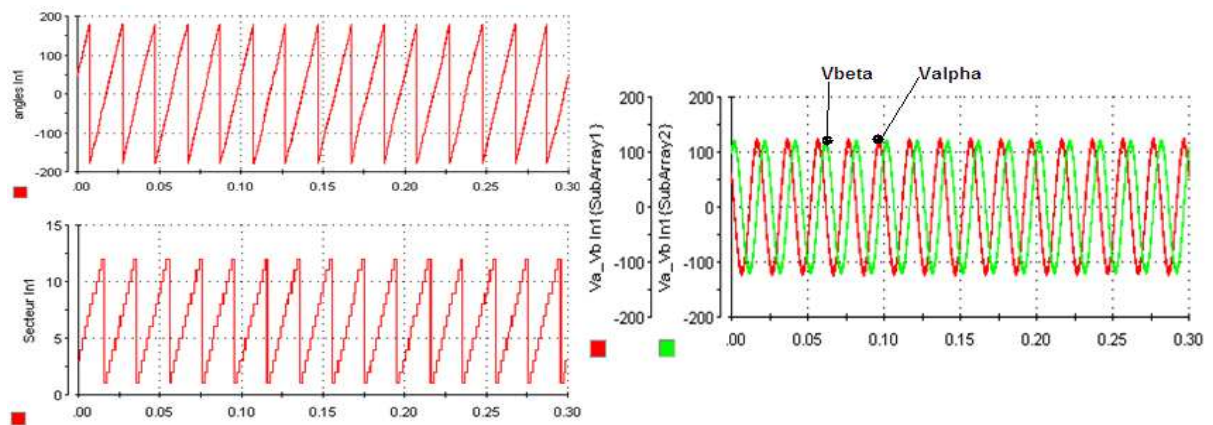


FIG.4.42- Tension de source : évolution de la position, de ses secteurs et de ses composantes sur les axes  $(\alpha, \beta)$ .



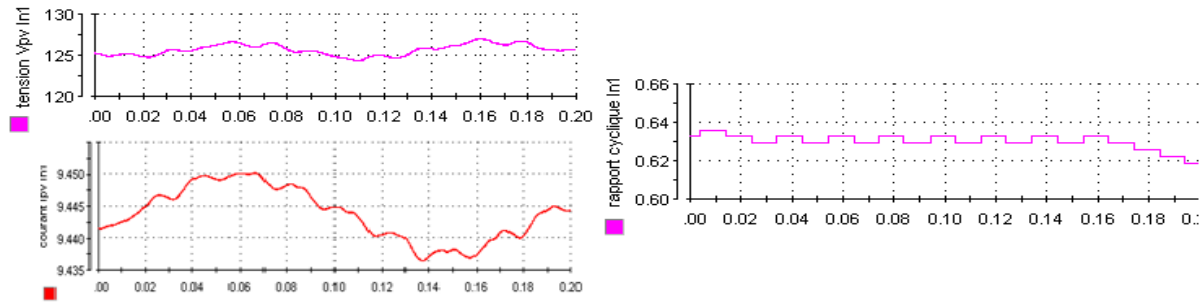


FIG.4.43- Signaux de la tension et du courant du GPV et rapport cyclique correspondant.

**b. Variation de la charge non linéaire**

Pour cet essai, la charge non linéaire est modifiée suite à la variation de sa résistance en sortie du pont redresseur  $PD3 - [RL2 \rightarrow RL1]$  (diminution de la charge) à l'instant  $t = 0.12s$ .

D'après la figure 4.44, il est observable que cette variation de la charge provoque un creux de tension au niveau du bus continu et son transitoire dure  $t = 0.1s$  pour que cette tension rejoigne sa référence. Il apparait que le courant de source, le courant de charge et la puissance active subissent des diminutions à  $t = 0.12s$ , cependant l'énergie réactive continue à osciller autour de zéro. la figure 4.45 illustre la puissance active injecté au réseau par la GPV.

La tension et le courant du GPV gardent la même valeur avec une perturbation à l'instant de variations (figure 4.46).

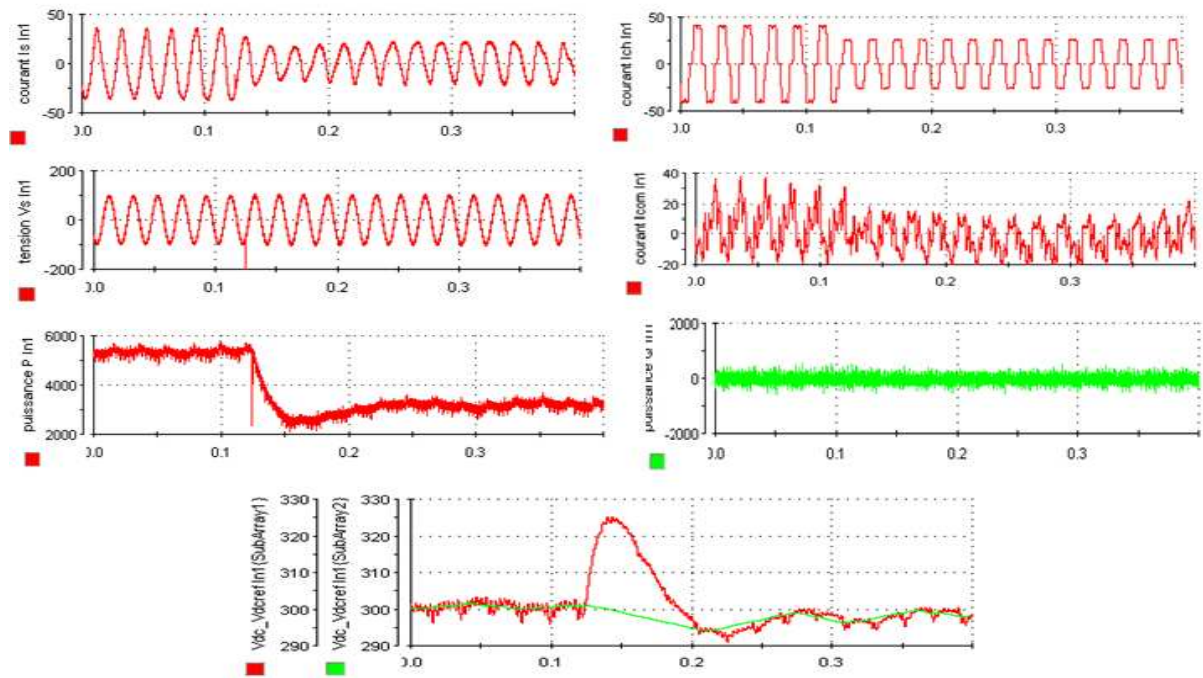


FIG.4.44- Signaux de courant et tension de source, courant de compensation, courant de charge, puissance active et réactive, tension de bus continu et sa référence lors la variation de la charge.

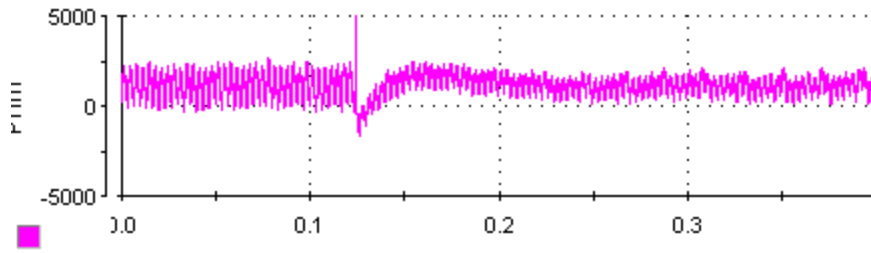


FIG.4.45- Allure de la puissance active injecté au réseau lors de la variation de la charge.

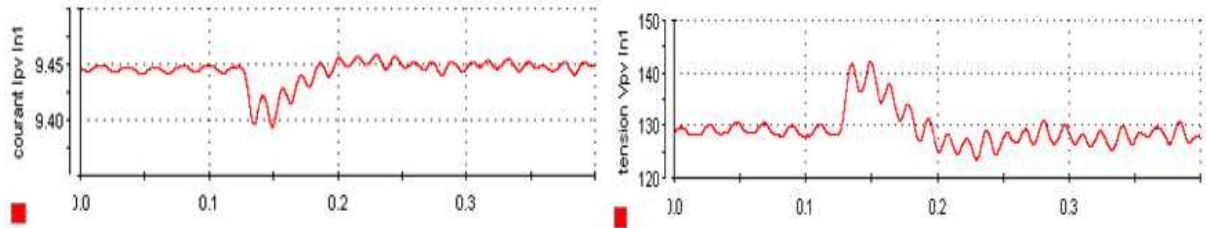


FIG.4.46- Signaux de la tension et du courant du GPV.

#### 4.4.2 Simulation du système globale avec éclaircissement variable

Dans cette partie nous faisant varier l'éclaircissement, et simulé le système globale avec deux commande de l'onduleur (filtre actif), commande a hystérésis et contrôle directe de puissance (*DPC*).

##### 4.4.2.1 Simulation du système avec la commande a hystérésis pour le filtre actif shunt

Pour cette simulation on doit appliquer une variation brusque de ( $G_a = 1000 \xrightarrow{0.2s} 50 \xrightarrow{0.2s} 1000$ ), cette variation entrain une variation de courant  $I_{pv}$  (figure 4.47).

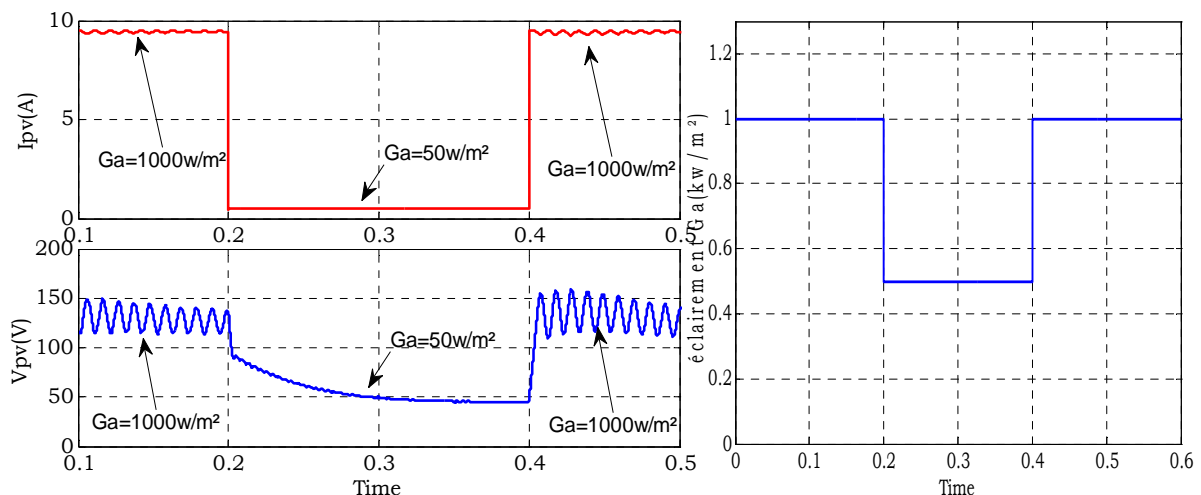


FIG.4.47- Allures du courant et de la tension du générateur GPV lors de la variation d'éclaircissement.

La figure 4.47 prouve que le courant  $I_{pv}$  est considérablement influencé par le changement de l'ensoleillement  $G_a$ , tandis que la tension  $V_{pv}$  reste approximativement constante.

La figure 4.48 représente les allures du courant et de la tension de source triphasée, le courant de charge, le courant de compensation, lors de la variation d'éclairement.

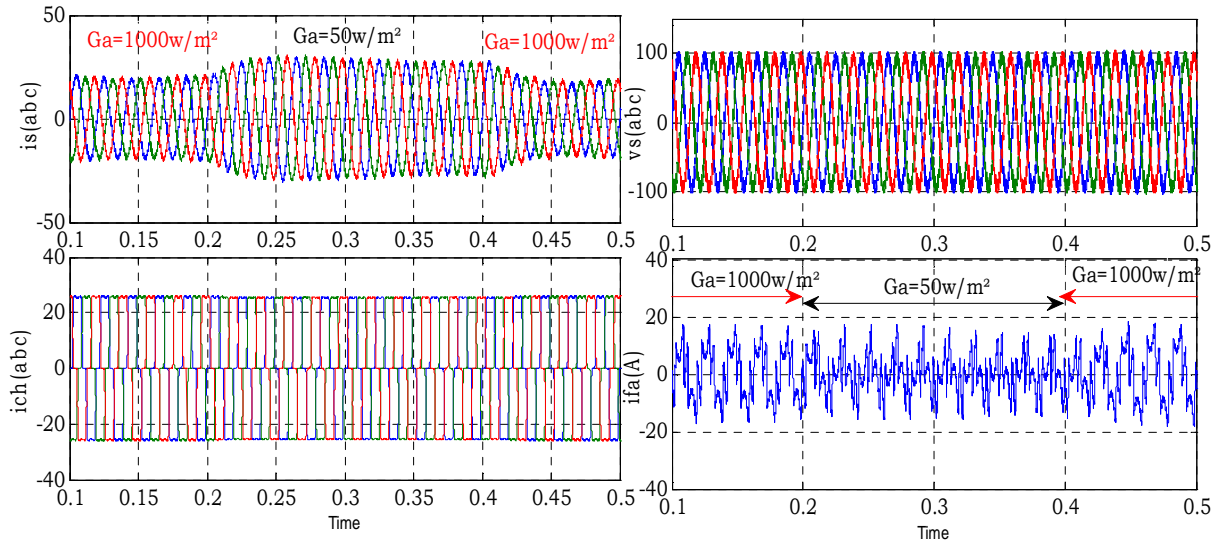


FIG.4.48- Signaux de courant et tension de source, courant de compensation, courant de charge,

D'après cette figure et lors de la variation de l'éclairement, le courant de source présente une variation lors la variation d'éclairement [20A quand  $Ga = 1000w/m^2$  et 27A quand  $Ga = 50w/m^2$ ], bien que la forme reste sinusoïdale durant les variations. Ce qui prouve qu'on a une injection de puissance active.

La figure 4.49 illustre les allures des puissances active et réactive lors de la variation d'éclairement. On observe que la puissance active subit une augmentation à l'instant de l'éclairement en basculant de 1000 à 50, ce qui prouve que la puissance injectée par le GPV a diminué [1000W – 50W](figure 4.50), alors que l'énergie réactive continue à osciller autour de zéro. En ce qui concerne la tension du bus continu, elle suit bien sa référence lors des variations variation, pour assurer une bonne compensation de la puissance réactive (figure 4.51).

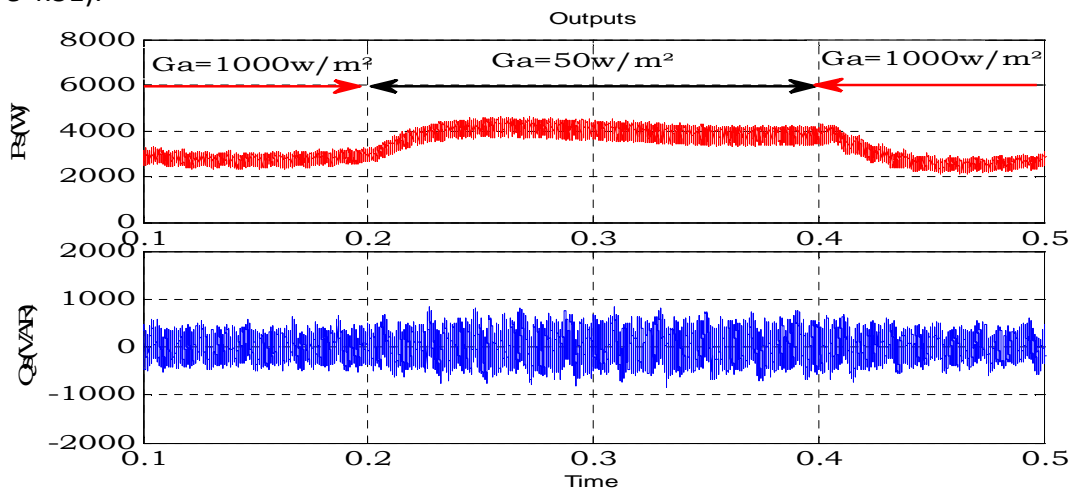


FIG.4.49- Allure des puissances active et réactive lors de la variation de l'éclairement.

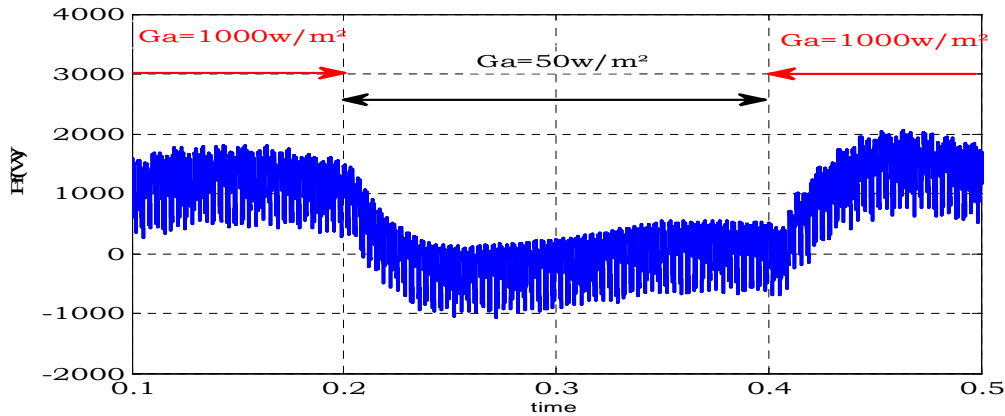


FIG.4.50. Allure de la puissance active injecté au réseau lors de la variation d'éclairement.

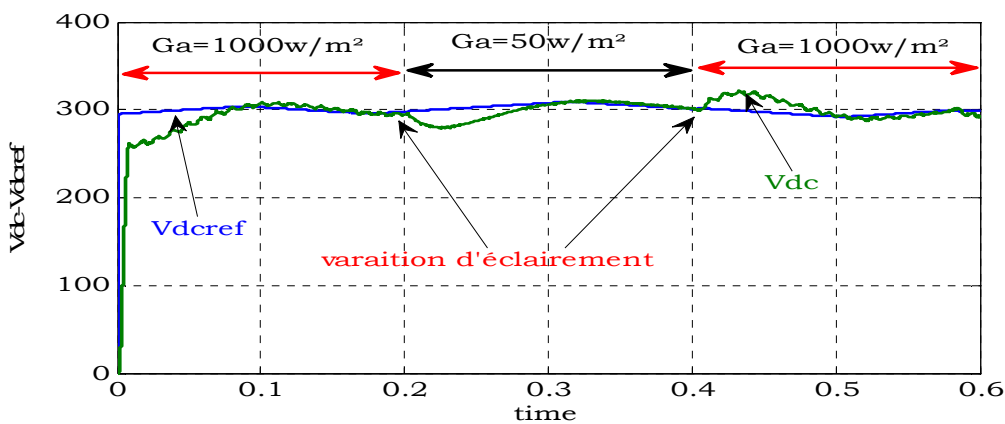
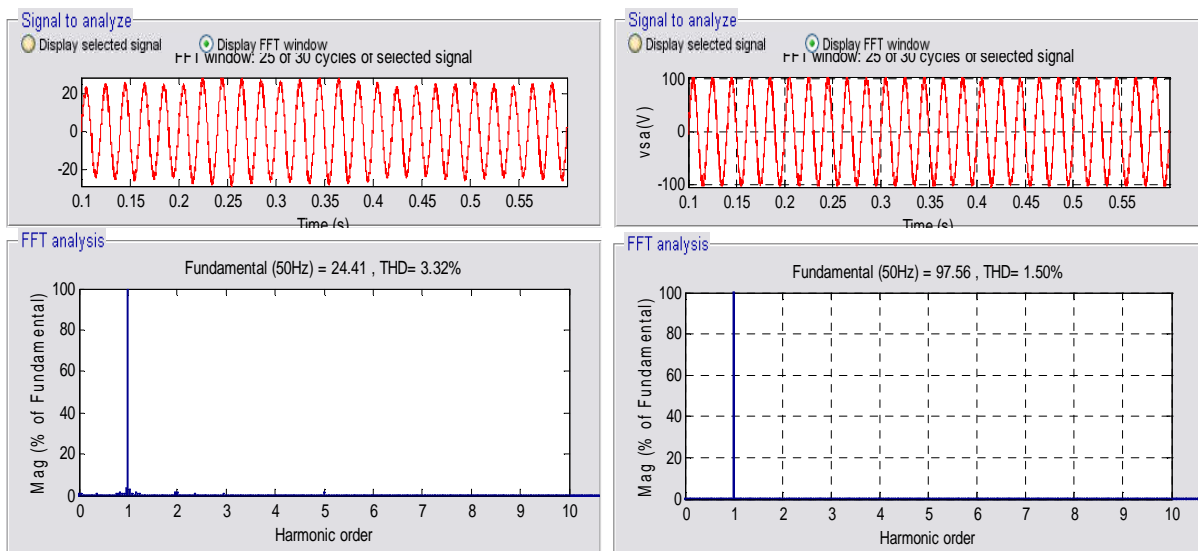


FIG.4.51- Allure de la tension de bus continu et sa tension de référence lors de la variation d'éclairement.



(a)

(b)

FIG.4.52- Analyse spectrale des signaux après la mise en service du SAPF :

(a)courant de source, (b) tension de source.

Le THD est amélioré,  $THDi = 3.32\%$  (figure 4.52(a)) et  $THDv = 1.5\%$  (figure 4.52(b)).

On peut conclure d'après ces observations que malgré la variation d'éclairement, la compensation de puissance réactive reste stable, grâce à l'algorithme d'adaptation de tension de référence de bus continu. Son objectif de maintenir la puissance active à sa valeur nominale, et compenser la puissance réactive.

#### 4.4.2.2 Simulation du système avec commande directe de puissance (D.P.C) pour le filtre actif shunt

Pour cette simulation on doit appliquer une variation brusque de ( $G_a = 1000 \xrightarrow{0.2s} 50 \xrightarrow{0.2s} 1000$ ), cette variation entraîne une variation de courant  $I_{pv}$  (figure 4.53).

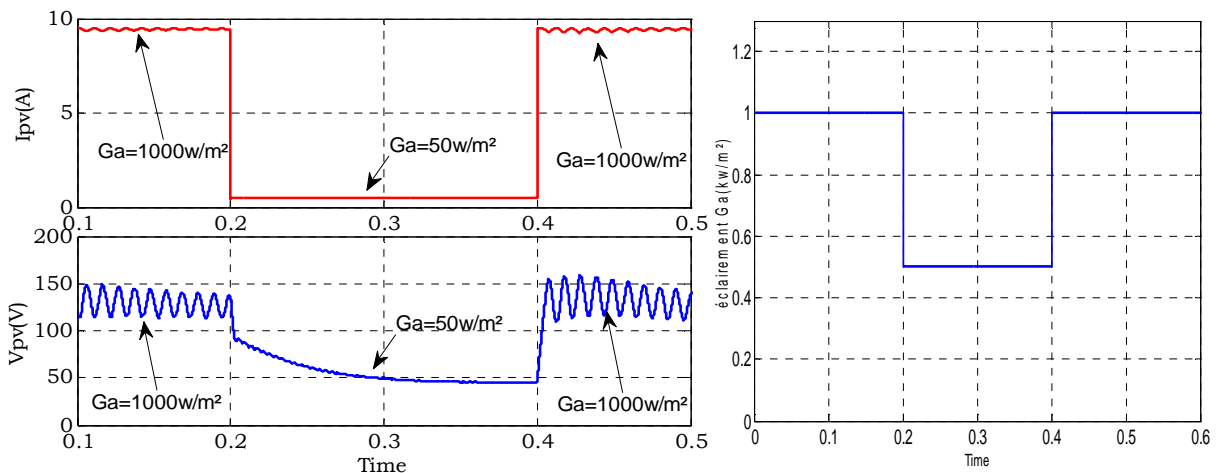


FIG.4.53- Allures du courant et de la tension de générateur GPV lors de la variation d'éclairement.

La figure 4.53 montre que le courant  $I_{pv}$  est considérablement influencé par le changement de l'ensoleillement  $G_a$ , tandis que la tension  $V_{pv}$  reste approximativement constante.

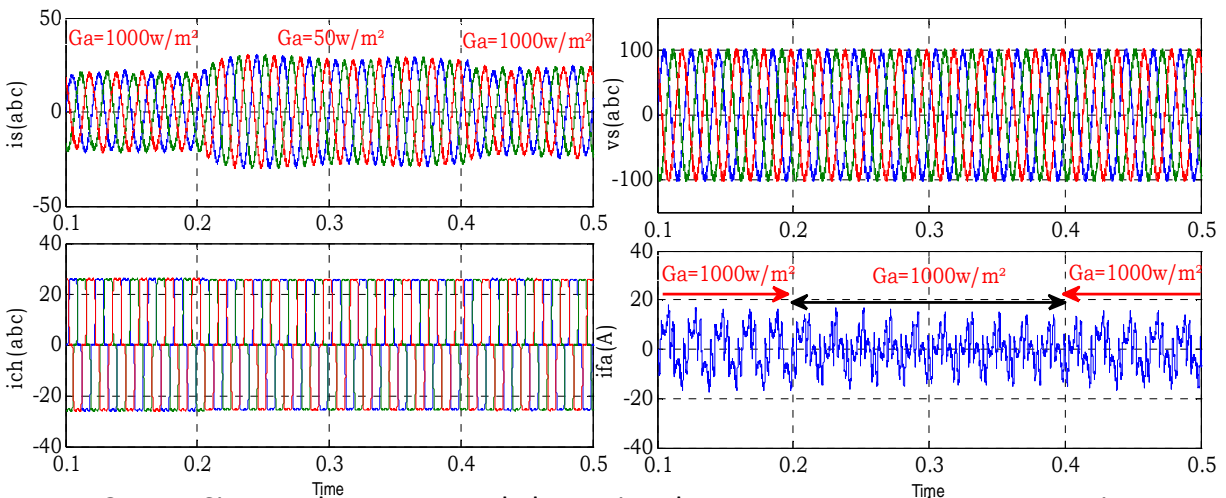


FIG.4.54- Signaux du courant et de la tension de source, courant de compensation, courant de charge.

La figure 4.54 représente les allures de courant et tension de source triphasée, le courant de charge, le courant de compensation, durant la variation d'éclairement.

Le courant de source reste quasi sinusoïdal et subit une augmentation à  $t = 0.2s$  correspondant à  $Ga = 50w/m^2$ , parce que la puissance injectée au réseau par la chaine de conversion a diminué et reprend sa valeur initiale lorsque l'éclairement est maximal  $Ga = 1000w/m^2$ .

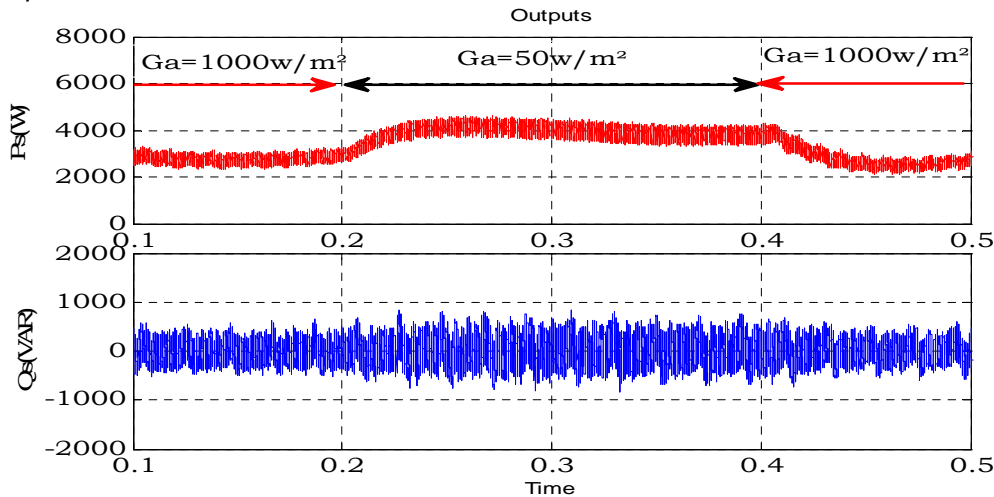


FIG.4.55- Allures des puissances active et réactive durant la variation de l'éclairement.

Suite à cette variation d'éclairement, une augmentation remarquable au niveau de la puissance active du réseau à l'instant  $t = 0.2s$ , correspondant à  $Ga = 50w/m^2$ , et reprend sa valeur initiale correspondant à  $Ga = 1000w/m^2$  à l'instant  $t = 0.4s$ . Ce qui prouve qu'on a une grande puissance injectée lorsque l'éclairement augmente, et moins de puissance injectée lorsque l'éclairement diminue, par contre la puissance réactive ne présente aucun changement, demeurant presque nulle, pour assurer une bonne compensation du réactif (figure 4.55) et (figure 4.56). En ce qui concerne la tension de bus continu, elle suit bien sa référence durant tous les intervalles de variation, pour assurer une bonne compensation de la puissance réactive (figure 4.57).

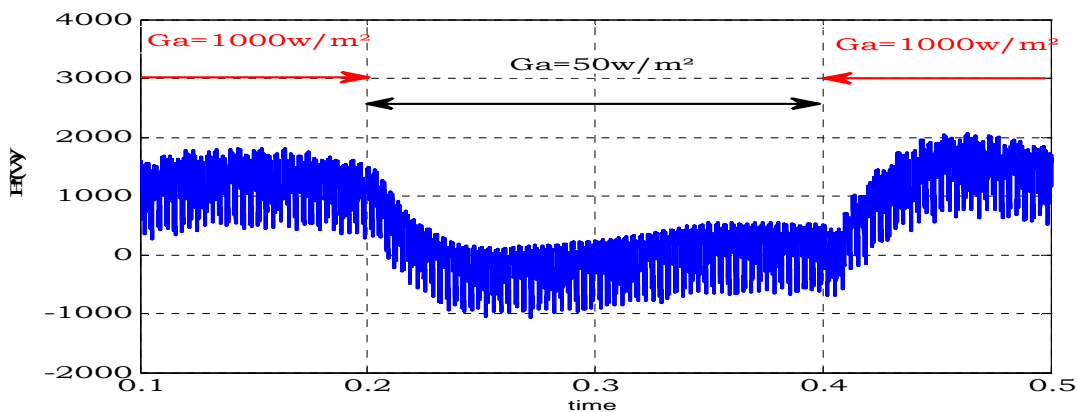


FIG.4.56. Allure de la puissance active injecté au réseau lors de la variation d'éclairement.

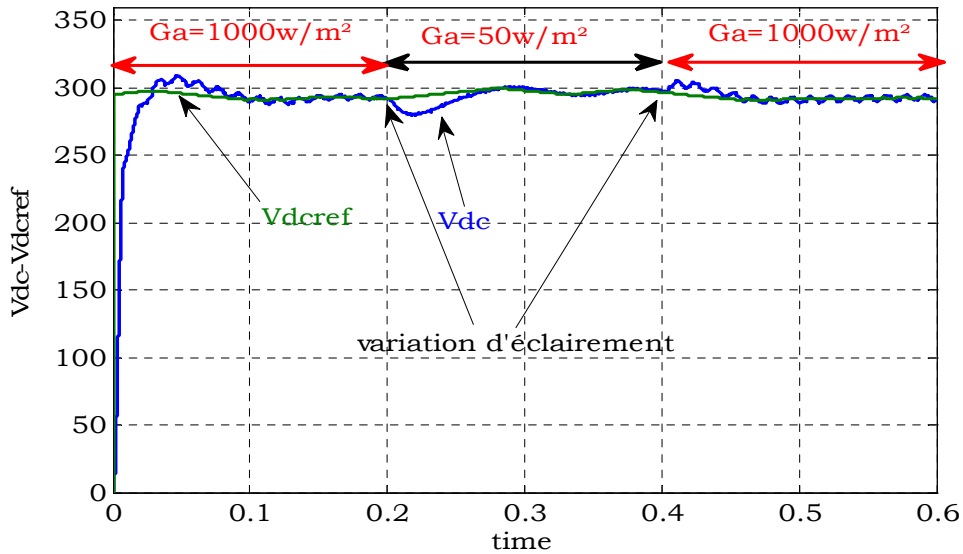


FIG.4.57- Allure de la tension de bus continu et sa tension de référence.

D'autre part, le  $THD$  est amélioré et vaut  $THDi = 1.33\%$  (figure 4.58(a)), et le  $THDv = 1.8\%$  (figure 4.58(b)).

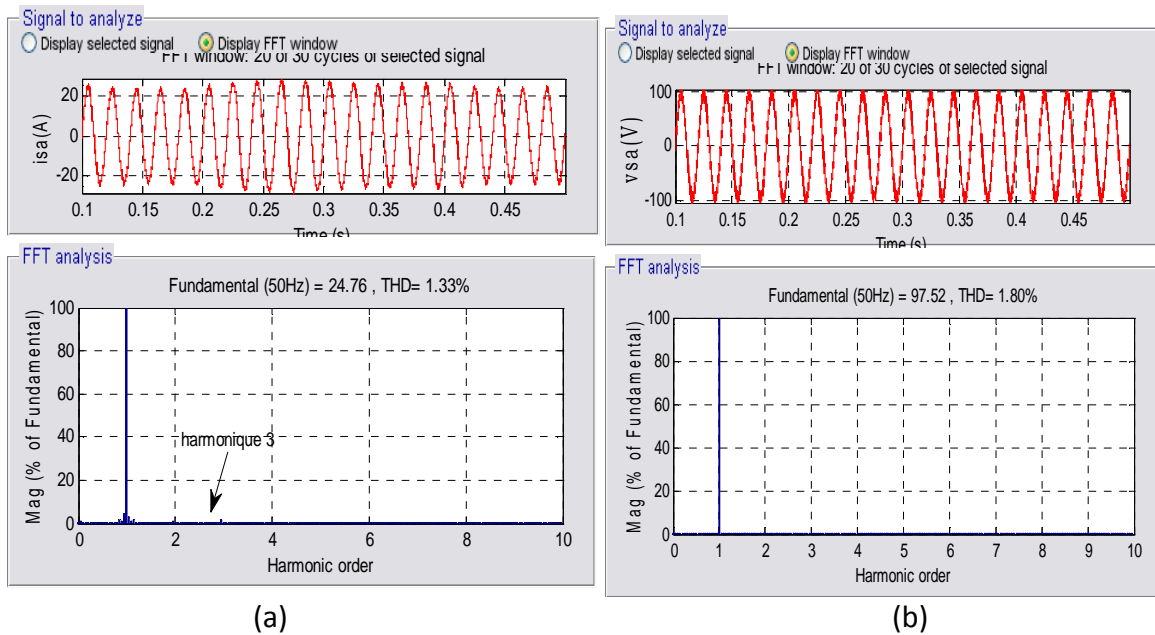


FIG.4.58- Analyse spectrale des signaux lors de variation d'éclairement :  
(a) courant de source, (b) tension de source.

#### 4.4.2.3 Implémentation du système sous l'environnement dspace

Dans cette partie nous présentons l'implémentation du modèle du système de compensation photovoltaïque sous l'environnement dspace (carte DS1104), qui est un système de simulation en temps réel afin d'observer la robustesse des commandes : ( $MPPT$  pour le hacheur, commande à hystérésis et  $DPC$  pour le filtre actif shunt).



#### 4.4.2.3.1 Résultats de la commande à hystérésis

L'implémentation sous dspace se fait avec les paramètres de simulation, en faisant varier l'éclairement entre deux valeurs  $Ga = 1000w/m^2 \rightarrow Ga = 50w/m^2$ .

Les résultats obtenus sont identiques à ceux obtenus par simulation. La figure 4.59 illustre les signaux de courant et tension du *GPV*. Suite à cette variation, le courant de *GPV* subit une variation brusque de  $9.7A$  pour un éclairement  $Ga = 1000w/m^2$  à presque nul pour un éclairement  $Ga = 50w/m^2$ . Le courant de source conserve sa forme sinusoïdale avec une augmentation lorsque l'éclairement bascule de  $(1000 \text{ à } 50)[20A - 27A]$ . Le courant de charge reste constant lors des variations de l'éclairement (figure 4.60). En ce qui concerne la puissance active, elle présente une variation à l'instant de basculement d'éclairement donc on a une injection de puissance active qui provient de notre chaîne de conversion ( $Pf = 1000W$  pour  $Ga = 1000 w/m^2$ ,  $Pf = 50W$  pour  $Ga = 50 w/m^2$ ), (figure 4.61). La puissance réactive reste autour de zéro et ne présente aucune variation (figure 4.62). Le bus continu reste sans changement et suit bien sa tension de référence (figure 4.63).

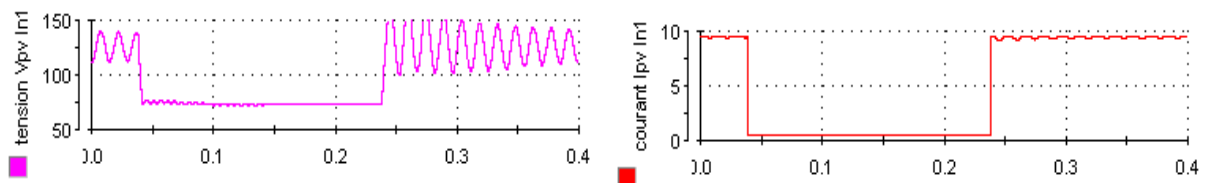


FIG.4.59- Signaux de la tension et du courant du GPV.

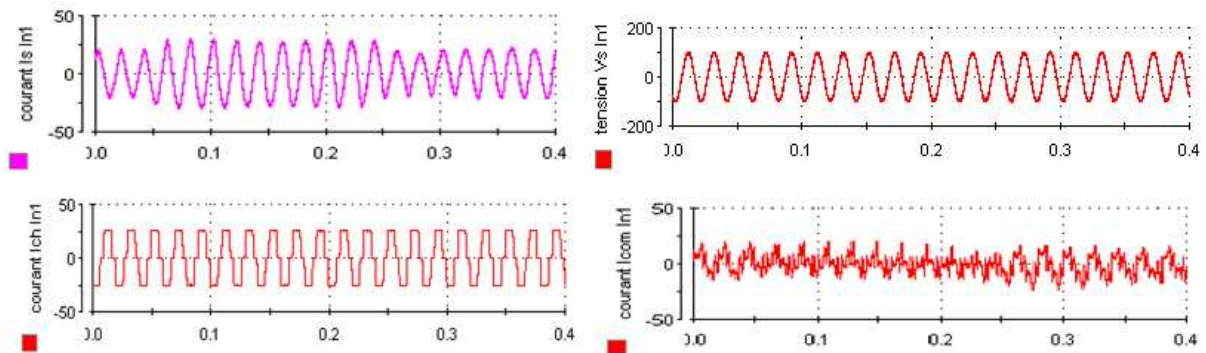


FIG.4.60- Signaux de courant et tension de source, courant de compensation, courant de charge.

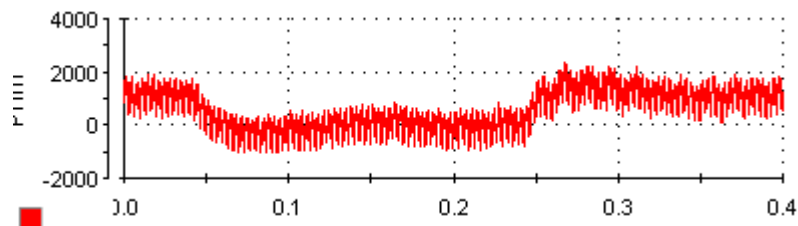


FIG.4.61- Allure de la puissance active injecté au réseau lors de la variation d'éclairement.



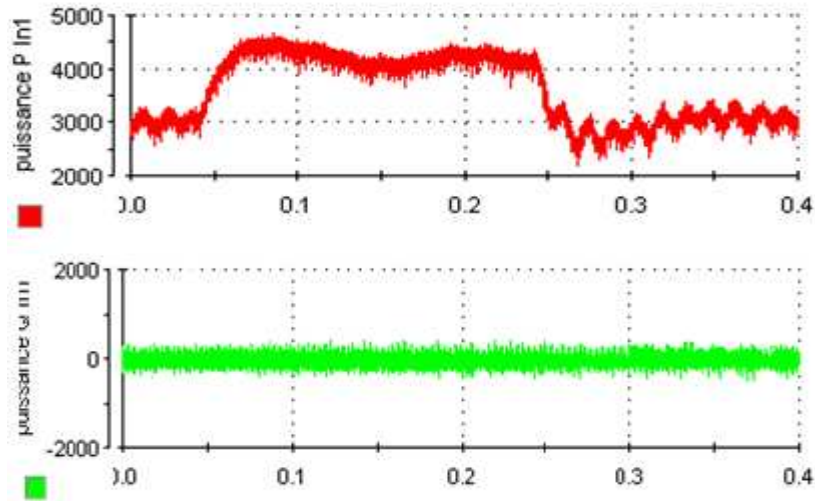


FIG.4.62- Allures des puissances active et réactive.

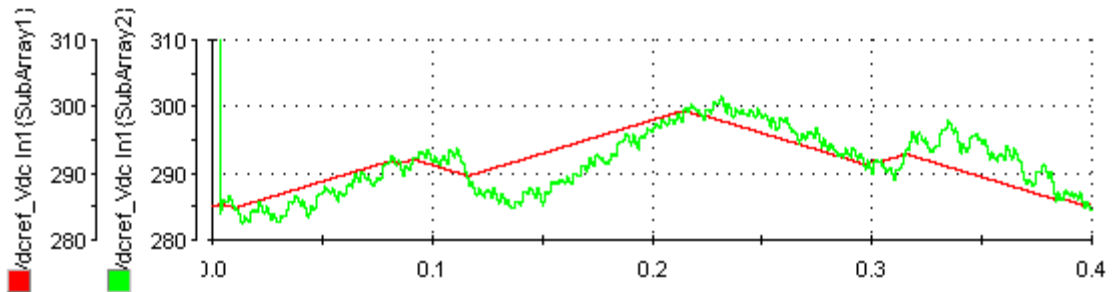


FIG.4.63- Allures de la tension de bus continu et sa tension de référence.

#### 4.4.2.3.1 Résultats de la commande directe de puissance (D.P.C.)

Le fonctionnement du système de compensation commandé par la DPC et pour une variation d'éclairement est illustrée sur la figure 4.64. Le courant et la tension de GPV subit une variation brusque lors de la variation d'éclairement. Le courant de source garde sa forme sinusoïdale avec une augmentation lorsque l'éclairement bascule de (1000 à 50)[20A – 27A], le courant de charge ne montre aucun changement (figure 4.65). la figure 4.66 illustre l'allure de la puissance active injecté au réseau par le GPV, elle subit des variations brusque lorsque l'éclairement bascule de (50 a 1000). La figure 4.67 illustre les puissances active et réactive du système lors de la variation d'éclairement. En ce qui concerne le bus continu, il est représenté en figure 4. 68.

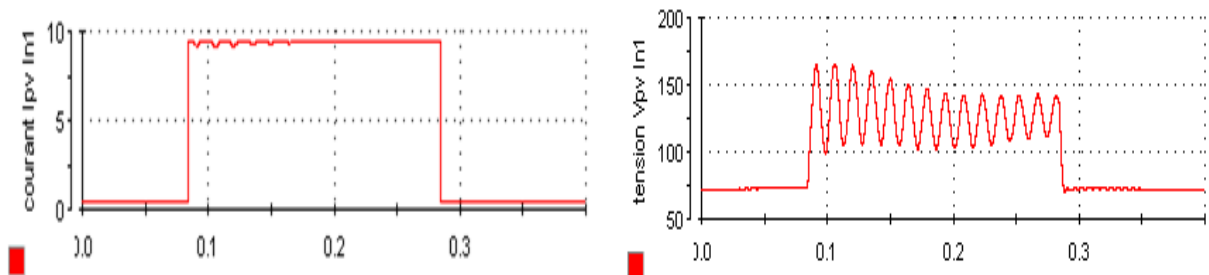


FIG.4.64- Signaux de la tension et du courant du GPV.

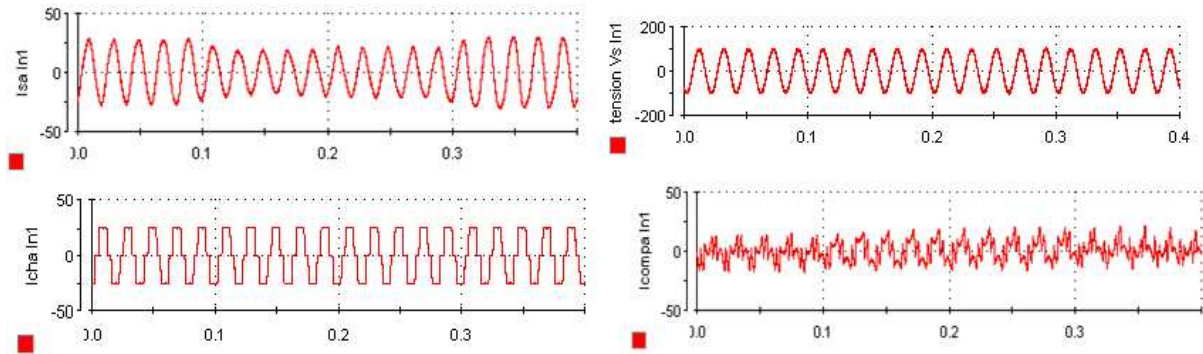


FIG.4.65- Signaux de courant et tension de source, courant de compensation, courant de charge.

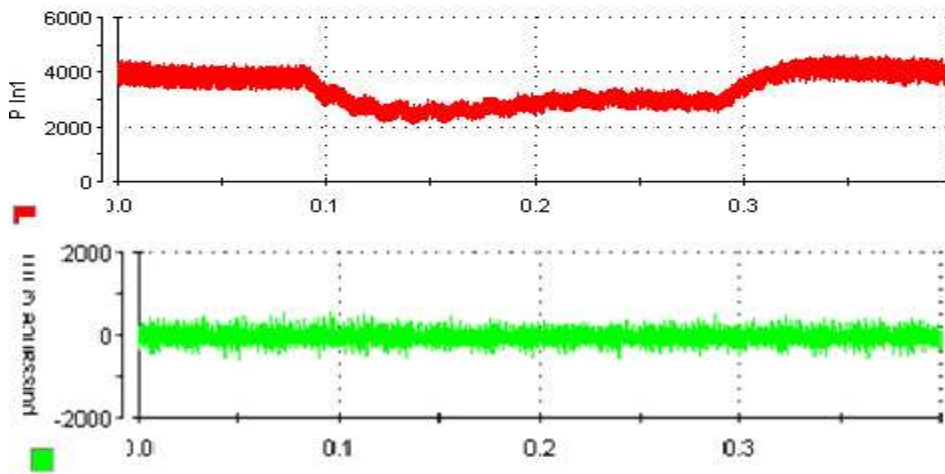


FIG.4.66- Allures des puissance active et réactive.

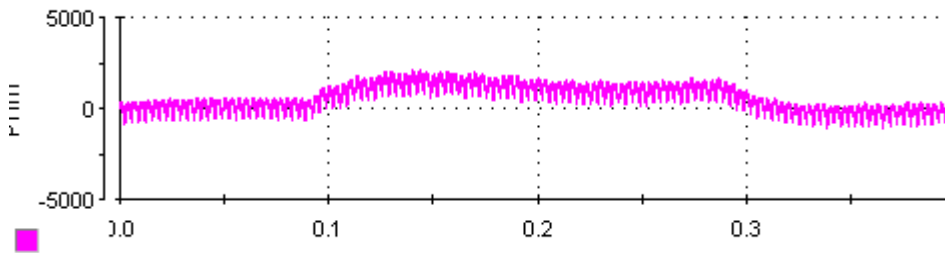


FIG.4.67- Allure de la puissance active injecté au réseau lors de la variation d'éclairément.

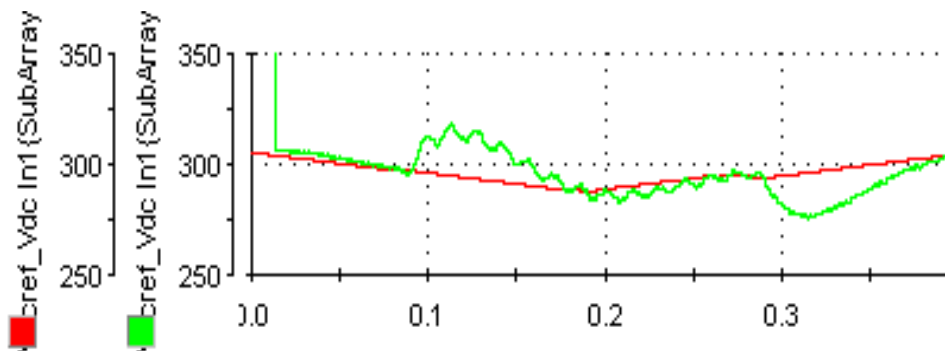


FIG.4.68- Allures de tension de bus continu et sa tension de référence.

### Conclusion

Dans ce chapitre nous avons présenté le système de compensation des harmoniques en utilisant un GPV comme solution de dépollution des réseaux électriques (courants perturbateurs comme le courant harmonique déséquilibré et réactif) avec une injection de puissance réelle au réseau.

Ce dernier chapitre, expose les résultats des deux stratégies de commande. Elles se caractérisent par la commande en courant et la commande directe de puissance (*D.P.C.*)

Les résultats obtenus dans ce chapitre montrent l'analyse temporelle et spectrale du courant de la charge. Ils donnent également les courants des trois phases ainsi ceux de compensation. Un facteur de puissance unitaire témoigne de la bonne compensation de la puissance réactive. Le courant de la ligne après compensation est un courant équilibré sinusoïdal presque dépourvu des harmoniques.

L'évaluation de chaque stratégie est effectuée en premier lieu en simulation puis une implémentation sous dspace pour un éclairage constant, pour une charge non linéaire constante  $THDi = 1.61\%$  pour la (*D.P.C.*) et  $THDi = 2.51\%$  pour la commande à hystérésis et pour une variation brusque de la charge non linéaire, et puis pour une variation brusque de l'éclairage pour observer la robustesse de l'algorithme d'adaptation de la tension  $V_{dcref}$  du bus continu,  $THDi = 1.33\%$  pour la (*D.P.C.*) et  $THDi = 3.32\%$  pour la commande à hystérésis.

Finalement, l'étude du système de compensation photovoltaïque des harmoniques, que nous avons abordé dans ce chapitre, nous a permis d'obtenir de très bonnes performances d'injection de puissance au réseau produit par la chaîne de conversion PV de compensation des harmoniques, du réactif et des perturbations en courant.

## CONCLUSION GENERALE

Ce travail présente l'étude d'un système de compensation d'harmoniques à l'aide d'un système PV.

L'objectif de ce système, composé d'un SAPF et d'un GPV, est de compenser les perturbations générées par les charges dites non linéaires, tels que les courants harmoniques, les courants réactifs et le déséquilibre du courant et injecter des puissances réelles produites par la chaîne de conversion PV.

Plusieurs solutions traditionnelles et modernes de dépollution ont été présentées ainsi que leurs avantages et inconvénients. Particulièrement, le SAPF qui constitue la meilleure solution pour la compensation de tous les types de perturbations susceptibles d'apparaître dans un réseau basse tension.

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

Nous avons exposé l'état de l'art des travaux présentés dans le domaine des filtres actifs de puissance. En ce qui concerne le contrôle de la tension du bus continu, le choix s'est porté sur un régulateur *PI*, classique qui a prouvé ses performances en termes de stabilité et de robustesse pour cette application.

Nous avons développé un algorithme d'adaptation, basé sur la technique de conductance incrémentale, de la tension de référence du bus continu qui a prouvé son efficacité.

Pour le travail de simulation nous avons considéré deux cas de figures. Le premier concerne l'étude du système à éclairage fixe. Le second traite le système à éclairage variable en vue de tester la robustesse de notre système vis-à-vis des variations des paramètres environnementaux.

Les résultats de simulation obtenus dans les différents cas considérés sont satisfaisants et confirment l'étude théorique, et notamment l'efficacité et la robustesse du système proposé : une absorption de courant quasi-sinusoïdale avec un facteur proche de l'unité.

Dans le cas de la commande à hystérésis du SAPF, nous avons observé une bonne qualité des signaux en termes de distorsion harmonique  $THDi = 2.51\%$  des courants et des tensions de la source triphasée. Néanmoins, cette technique de commande en courant,

induit au niveau du spectre une large bande de fréquence due aux commutations des semi-conducteurs difficile à filtrer.

Alors que la technique de commande D.P.C, en plus de sa simplicité, une meilleure maîtrise du contrôle des puissances active et réactive instantanées est obtenue. Ainsi qu'une amélioration sensible des taux de distorsion du courant et de la tension relativement a la commande à hystérésis  $THDi = 1.61\%$ .

Les travaux de simulation ont été suivis d'une implémentation des commandes hystérésis et D.P.C, dans un système de simulation en temps réel ou HIL (hardware in the loop), construit autour de DSP (dSPACE). Les résultats obtenus concordent parfaitement avec la simulation.

Néanmoins le travail présenté dans le cadre de ce mémoire ouvre de larges perspectives dans le domaine de filtrage actif associé aux énergies renouvelables. Nous pouvons citer, entre autres :

- Pour l'identification des différentes perturbations par l'utilisation de la théorie des puissances instantanées actives et réactives à la place de la théorie fréquentielle qui nécessite un temps de calcul élevé. D'autres algorithmes avancés tels que les réseaux neuronaux, neuro-floues peuvent être également envisagés.
- Pour la commande en temps réel : nous pouvons utiliser l'outil informatique ou certain processeurs pour améliorer la vitesse de poursuite des perturbations du filtre actif de puissance tel que les FPGA.
- Pour la commande MPPT nous pouvons envisager des méthodes avancées telles que celles à base des réseaux de neurones et des algorithmes génétiques.

## المخلص

يقدم هذا العمل نظام توليد ضوئي موصول بالشبكة الكهربائية الثلاثية مع عامل قوة احادي لأية حالة من قوة الإضاءة الشمسية. لقد اقترح نموذج العاكس واستراتيجيات السيطرة. بواسطة استخدام السيطرة المباشرة على الاستطاعة (DPC) والتحكم التباطئي. ويعمل النظام على أنه مرشح نشط يمكن تعويض التوافقيات وقوة رد الفعل المتولدة من الأحمال غير الخطية المتصلة بالشبكة و أيضا حقن الطاقة المولدة بواسطة المولد الضوئي في نظام الشبكة الكهربائية من خلال نظام تحويل على طابقين ، ويتألف من تحويل مستمر-مستمر Cúk و العاكس مستمر-متناوب. يتم تطبيق وحدة تحكم MPPT إلى السعي وراء نقطة الاستطاعة القصوى لنظام الطاقة الكهروضوئية تحت ظروف مختلفة من الإضاءة. الهدف الرئيسي لتتبع نقطة الطاقة القصوى هو استخراج الاستطاعة القصوى من المولد الكهروضوئي. كما تم عرض نتائج المحاكاة والتنفيذ العملي في الوقت الحقيقي من خلال نظام تحكم مجلس dspace 1104 للتحقق من صحة المنهجية المقترحة.

## كلمات مفتاحية

نظام توليد ضوئي، السيطرة المباشرة على الاستطاعة، التحكم التباطئي، مرشح نشط، تحويل مستمر-مستمر، وحدة تحكم MPPT، التنفيذ العملي في الوقت الحقيقي.

## Abstract

This work presents a three-phase grid-connected photovoltaic generation system with unity power factor for any situation of solar radiation. The model of the inverter and a control strategy using direct power control (DPC) and hysteresis are proposed, the system operates as an active filter capable of compensate harmonic components and reactive power, generated by the other non linear loads connected to the system and also inject the solar energy into the power system as the active power by means of a two-stage conversion system, composed of a DC-DC Cúk converter and a DC-AC inverter. The MPPT controller is applied to tracking the maximum power point of PV system under variable conditions of irradiance. The task of a maximum power point (MPP) tracking (MPPT) in a PV power system is to continuously tune the system so that it draws maximum power from the GPV. Simulation results and practical implementation in real time has been done through a system controller board dspace 1104, are presented to validate the proposed methodology for grid connected photovoltaic generation system.

**Keywords**— solar radiation, DPC, Hysteresis, Active filter, Harmonic, Cúk converter, GPV, MPPT.

## Résumé

Ce travail présente un système de génération photovoltaïque connecté au réseau triphasé avec un facteur de puissance unité pour n'importe quelle situation de la radiation solaire. Le modèle de l'onduleur et les stratégies de contrôle à l'aide de contrôle directe de puissance (DPC) et la commande à hystérésis sont proposées, le système fonctionne comme un filtre actif capable de compenser les composantes harmoniques et la puissance réactive, générée par les autres charges non linéaires connectées au système et également injecter de l'énergie solaire dans le réseau triphasé comme une puissance active à travers un système de conversion en deux étages, composées d'un convertisseur continu-continu(Cúk) et un onduleur continu-alternatif. Le contrôleur MPPT est appliqué pour la poursuite du point de puissance maximale du système PV dans des conditions variables d'éclairage. La tâche de la poursuite du point de puissance maximale (MPPT) dans un système de puissance PV à un objectif de continuer à affiner le système de sorte qu'il tire le maximum de puissance du générateur photovoltaïque GPV. Les résultats de simulation et de mise en œuvre pratique en temps réel a été fait par le biais d'un système de carte contrôleur dspace 1104, sont présentés pour valider la méthodologie proposée pour le système photovoltaïque connecté au réseau.

**Mots clés**— irradiation solaire, DPC, hystérésis, filtre actif, convertisseur Cúk, GPV, MPPT.