

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



UNIVERSITE DJILLALI LIABES DE SIDI-BEL-ABBES
Faculté de Génie Electrique
Département d'Electrotechnique

Thèse présentée par :

YOUCEFA Brahim Elkhalil

Pour l'obtention du diplôme de :

Doctorat 3^{ème} Cycle

Spécialité : Electrotechnique

Option : Commande électrique

Intitulé de la thèse :

Etude de l'association d'un filtre actif parallèle à des sources d'énergie renouvelables

Présentée devant le jury composé de :

Mr. MEROUFEL Abdelkader	Professeur (U.D.L. Sidi Bel-Abbès)	Président
Mr. MASSOUM Ahmed	Professeur (U.D.L. Sidi Bel-Abbès)	Directeur de thèse
Mr. PATRICE Wira	Professeur (UHA, Mulhouse, France)	Co-directeur de thèse
Mr. BENTAALLAH Abderrahim	Professeur (U.D.L. Sidi Bel-Abbès)	Examineur
Mr. SEMMAH abdelhafid	MCA (U.D.L. Sidi Bel-Abbès)	Examineur
Mr. TALEB Rachid	Professeur (UHB. Chlef)	Examineur

Soutenue publiquement le : 02 / 03 / 2020

بِسْمِ اللَّهِ الرَّحْمَنِ الرَّحِيمِ

بِسْمِ اللَّهِ الرَّحْمَنِ الرَّحِيمِ

الصلاة والسلام على حبيبنا وقائدنا وقدوتنا محمد طه الأمين

أهدي هذا العمل

إلى أمي فضيلة وأبي بن يوسف ...

إلى أختي مريم وأم مريم ...

إلى كل إخوتي وعائلي ...

إلى جمعيتي شموع تلمسان الثقافية ...

إلى كل إخوتي الذين أحبهم في الله ...

إلى كل شخص زرع فينا حب الخير والعطاء ...

إبراهيم الخليل يوسف

Remerciement

Je tiens d'abord à exprimer toute ma gratitude et ma reconnaissance à Monsieur **MASSOUM Ahmed**, Professeur à l'Université djilali liabes de sidi bel abbés pour m'avoir encadré et soutenu durant ces années de thèse. Je le remercie particulièrement d'avoir proposé ce thème de recherche ainsi qu'aux moyens et les facilités. Je tiens à vous remercier pour tous vos efforts durant toute ces années.

Je suis extrêmement reconnaissant à Monsieur **WIRA Patrice**, Professeur à l'Université de Haute alsace, Mulhouse, co-directeur de cette thèse, pour ses encouragements qui m'ont vraiment poussé, pour m'avoir accueillie au sein du laboratoire de recherche IRIMAS.

Je tiens à adresser mes remerciements les plus sincères à Monsieur **BARKAT Said**, Professeur à l'Université Mohamed BOUDIAF de M'sila. Ses compétences scientifiques, ses conseils précieux, ses encouragements, et ses qualités humaines ont largement contribué à l'aboutissement de ce travail.

J'ai été profondément honoré que monsieur **MEROUFEL Abdelkader**, Professeur à l'Université djilali liabes de sidi bel abbés, a accepté la présidence du jury de ma thèse. Je vous remercie monsieur **MEROUFEL**.

Je tiens également à remercier Monsieur **BENTAALLAH Abderrahim**, Professeur à l'Université djilali liabes de sidi bel abbés, pour m'avoir fait l'honneur de participer dans le jury d'évaluation de cette thèse.

J'exprime ma plus profonde gratitude à Monsieur **SEMMAH abdelhafid**, Maître de Conférences à l'Université djilali liabes de sidi bel abbés, pour l'honneur qu'il m'a fait en participant à l'évaluation de travaux présentés dans cette thèse.

Je remercie également Monsieur **TALEB Rachid**, Professeur à l'Université Hassiba Benbouali de Chlef, de m'avoir honoré en acceptant d'être examinateur pour l'évaluation des travaux présentés dans cette thèse.

Sommaire

Sommaire.....	I
Listes des figures	VII
Liste des Tableaux	XV
Liste des abréviations	XVI
Liste des symboles	XVII
Introduction Générale	1
Chapitre 01 : Modélisation d'un système photovoltaïque connecté au réseau agissant comme un filtre actif parallèle	
I.1 Introduction.....	7
I.2 Description du système étudié.....	7
I.3 Structures d'une chaîne classique de conversion.....	8
I.3.1 Connexion directe d'un générateur photovoltaïque à une charge.....	8
I.3.2 Connexion d'un générateur photovoltaïque-charge via un étage d'adaptation continu-continu	10
I.3.2.1 Principe de fonctionnement d'un étage d'adaptation DC-DC.....	10
I.4 Modélisation du system coté générateur photovoltaïque.....	11
I.4.2 Modélisation du hacheur boost	13
I.4.2.1 Circuit électrique	13
I.5 Modèle mathématique du convertisseur élévateur DC/DC	15
I.5.1 Commande MLI du convertisseur boost.....	15
I.5.2 Concept de la strategie MPPT.....	16
I.5.2.1 Méthodes indirectes	17
I.5.2.2 Les méthodes directes.....	17
I.5.3 Méthode Perturb & Observe (P&O).....	17
I.6 Modélisation du system coté FAP.....	19
I.6.1 Modélisation du réseau électrique	19
I.6.2 Modélisation de la charge polluante.....	20
I.6.3 Modélisation de l'onduleur de tension.....	21
I.6.3.1 Onduleur de tension	21
I.6.3.2 Modélisation de l'onduleur de tension.....	22

I.6.4	Modèle mathématique du filtre actif parallèle dans le repère triphasé.....	24
I.6.5	Modèle du filtre actif dans le repère stationnaire.....	25
I.7	Dimensionnement des paramètres du FAP	25
I.7.1	Choix de la tension de référence du bus continu	25
I.7.2	Choix de la capacité du condensateur	26
I.7.3	Dimensionnement des paramètres du filtre de sortie de la partie shunt	27
I.8	Méthode de commande de l'onduleur	28
I.8.1	Modulation vectorielle.....	29
I.8.2	Principe de la MLI vectorielle.....	29
I.8.3	Modulation vectorielle de l'onduleur de tension.....	29
I.8.3.1	Tension de sortie de l'onduleur	29
I.8.3.2	Etats d'un bras de l'onduleur	30
I.8.3.3	Etats de l'onduleur	30
I.8.3.4	Représentation vectorielle	30
I.8.3.5	Localisation du vecteur de référence	32
I.8.3.6	Calcul des temps de commutation.....	33
I.8.3.7	Génération des impulsions de commande.....	34
I.8.3.8	Schéma bloc de la MLI vectorielle.....	36
I.9	Etude de la partie commande du FAP	36
I.9.1	Identification des harmoniques.....	36
I.9.2	Identification des courants harmoniques du FAP.....	37
I.9.2.1	Méthode du repère synchrone (SRF)	37
I.9.2.2	Méthode des puissances réelle et imaginaire instantanées (PQ)	38
I.10	Conclusion	40

Chapitre 02 : Commandes à base de régulateurs de type PI d'un système photovoltaïque connecté au réseau agissant comme un filtre actif parallèle

II.1	Introduction.....	41
II.2	Commande VOC du système PV-FAP	41
II.2.1	Stratégie de commande coté FAP	42
II.2.1.1	Stratégie de contrôle basée sur la théorie P-Q :	42
II.2.1.2	Régulation de la tension continue.....	43

II.2.1.3	Régulation des courants du filtre $I_{f\alpha}^*$ et $I_{f\beta}^*$	44
II.2.2	Commande linéaire par PI du convertisseur Boost	45
II.2.2.1	Stratégie de commande du convertisseur Boost :	45
II.2.2.2	Modèle mathématique du convertisseur élévateur	45
II.2.2.3	Synthèse du régulateur de la tension V_{PV}	46
II.2.2.4	Synthèse du régulateur du courant I_{LPV}	46
II.2.3	Résultats de simulation et discussions	47
II.4	Commande DPC du PV-FAP	53
II.4.1	Introduction.....	53
II.4.2	Etat de l'art sur la commande DPC	54
II.4.3	DPC avec modulation vectorielle	55
II.4.4	Modèle mathématique du FAP pour le contrôle des puissances active et réactive.....	55
II.4.5	Stratégie de commande par (PI-DPC-SVM) du système PV-FAP	57
II.4.5.1	Stratégie de contrôle basée sur la théorie P – Q	57
II.4.5.2	Synthèse des contrôleurs côté FAP	57
II.4.5.2.1	Contrôler du bus continu :	57
II.4.5.2.2	Synthèse des contrôleurs de puissances.....	57
II.4.6	Résultats de simulations et discussions	58
II.5	Commande directe de puissance prédictif.....	63
II.5.1	Commande directe de puissance prédictif du système PV-FAP	64
II.5.2	Synthèse du contrôleur prédictif des puissances.....	65
II.5.3	Résultats de simulation et discussions	67
II.6	Etude comparative.....	71
II.7	Conclusion.....	72

Chapitre 03 : Commandes à base de régulateurs de type mode glissant (MG) d'un système photovoltaïque connecté au réseau agissant comme un filtre actif parallèle

III.1	Introduction.....	74
III.2	Principe de la commande par mode glissant	74
III.2.1	Structures de la commande par mode glissant	75
III.2.2	Structure par commutation au niveau de l'organe de commande	75

III.2.3	Structure par commutation au niveau d'une contre réaction d'état	75
III.2.4	Structure par commutation au niveau de l'organe de commande, avec l'ajoute de la commande équivalente.....	76
III.3	Choix de la surface de glissement	76
III.4	Conditions d'existence et de convergence.....	77
III.5	Détermination de la loi de commande.....	77
III.5.1	Commande équivalente	77
III.5.2	Commande discontinue.....	78
III.5.3	Mode de glissement avec effet intégrale.....	78
III.6	Commande par mode glissant de PV-FAP.....	78
III.6.1	Stratégie de commande coté FAP	79
III.6.2	Synthèse du régulateur de la tension continue V_{dc}	80
III.6.3	Synthèse de régulateur par mode glissant du courant $i_{f\alpha}$	81
III.6.4	Synthèse de régulateur par mode glissant de courant $i_{f\beta}$	82
III.7	Commande par mode glissant du convertisseur boost DC-DC.....	83
III.7.1	Synthèse de régulateur par mode glissant de la tension V_{PV}	84
III.7.2	Synthèse du régulateur par mode glissant du courant I_{LPV}	85
III.7.3	Résultats de simulations et discussions	86
III.8	Commande par mode glissant-DPC du système PV-FAP.....	91
III.8.1	Synthèse des régulateurs par mode glissant-DPC coté FAP.....	91
III.8.1.1	Commande par mode glissant de la puissance active P_F	91
III.8.1.2	Commande par mode glissant de la puissance réactive Q_F	93
III.8.2	Résultats de simulations et discussions	94
III.9	Commande directe des puissances prédictifs par mode glissant.....	98
III.9.1	Résultats de simulations et discussions	99
III.10	Etude comparative	104
III.11	Conclusion.....	105

Chapitre 04 : Commandes à base de régulateurs par backstepping (BC) d'un système photovoltaïque connecté au réseau agissant comme un filtre actif parallèle

IV.1	Introduction.....	106
------	-------------------	-----

IV.2 Principe de fonction de la commande par BC	106
IV.3 Commande non linéaire par backstepping du système PV-FAP :	110
IV.3.1 Introduction.....	110
IV.3.2 Stratégie de commande coté FAP	111
IV.3.3 Conception des contrôleurs par backstepping coté FAP	111
IV.3.4 Synthèse de régulateur par backstepping de la tension continue	112
IV.3.5 Synthèse du régulateur par backstepping du courant $i_{f\alpha}$	113
IV.3.6 Synthèse de régulateur par backstepping de courant $i_{f\beta}$:.....	114
IV.4 Commande par backstepping coté convertisseur DC-DC.....	115
IV.4.1 Synthèse du régulateur par backstepping de la tension V_{PV}	116
IV.4.2 Synthèse du régulateur par backstepping de courant I_{LPV}	117
IV.5 Résultats de simulation et discussions.....	118
IV.6 Commande par backstepping basée sur la commande direct de puissance (BC-DPC-SVM) du système PV-FAP	123
IV.6.1 Stratégie de commande coté FAP	123
IV.6.2 Synthèse du contrôleur de la tension continue	124
IV.6.3 Synthèse du contrôleur par backstpping de la puissance active	124
IV.6.4 Synthèse du régulateur par backstepping de la puissance réactive	125
IV.6.5 Résultats de simulation et discussions.....	127
IV.7 Commande directe des puissances prédictifs par backstepping.....	131
IV.7.1 Résultats de simulation et discussions.....	132
IV.8 Etude comparative	137
IV.9 Conclusion.....	138

Chapitre 05 : Commandes à base de régulateurs par logique floue (FLC) d'un système photovoltaïque connecté au réseau agissant comme un filtre actif parallèle

V.1 Introduction.....	139
V.2 Structure du Contrôleur flou.....	139
V.3 Théorie de la logique floue.....	141
V.3.1 Ensembles flous par rapport à des ensembles nets	141
V.3.2 Différentes formes des fonctions d'appartenance.....	142

V.3.3	Opérations de base avec des ensembles flous	143
V.4	Contrôleur par la logique floue.....	143
V.4.1	Fuzzification.....	143
V.4.2	Système d'inférence floue	143
V.4.3	Défuzzification.....	143
V.4.4	Caractéristique principale du contrôleur flou adopté.....	144
V.5	Commande par la logique floue du système PV-FAP basée sur la théorie des puissances instantanées :.....	146
V.5.1	Stratégie de commande par la logique floue coté FAP	146
V.5.2	Stratégie de commande coté convertisseur DC/DC	148
V.5.3	Résultats de simulations et discussions	148
V.6	Commande par la logique floue basé sur la commande directe de puissance (FLC-DPC-SVM) du système PV-FAP	153
V.6.1	Stratégie de commande par la logique floue coté FAP	154
V.6.2	Résultats de simulation et discussions	155
V.7	Commande par logique floue basée sur la commande directe des puissances prédictif (FLC-PDPC-SVM) du système PV-FAP.....	160
V.7.1	Résultats de simulation et discussions.....	161
V.8	Etude comparative	166
V.9	Conclusion.....	167
	Conclusion Générale	169
	Annexes	172
	Références	200

Liste des Figures

Chapitre 01 : Modélisation d'un système photovoltaïque connecté au réseau agissant comme un filtre actif parallèle

Figure (I.1) : Circuit électrique d'un system photovoltaïque connecté au réseau	8
Figure (I.2) : Connexion directe d'un générateur photovoltaïque à une charge	8
Figure (I.3) : Caractéristiques électriques d'un générateur photovoltaïque en connexion directe Générateur Photovoltaïque-Charge	9
Figure (I.4) : Chaîne de conversion photovoltaïque avec convertisseur DC/DC contrôlé par une commande MPPT sur une charge continue	10
Figure (I.5) : Circuit équivalent du modèle avec pertes ohmiques d'une cellule photovoltaïque	12
Figure (I.6) : Convertisseur boost : (a) Circuit de boost; (b) Circuit équivalent pour le commutateur fermé, (c) Circuit équivalent pour le commutateur ouvert.....	13
Figure (I.7) : Circuit électrique d'un convertisseur élévateur DC/DC	15
Figure (I.8) : Génération des impulsions de commande de l'hacheur.....	16
Figure (I.9) : Chaîne élémentaire de conversion photovoltaïque associée à une commande MPPT	17
Figure (I.10) : Caractéristique de fonctionnement de la méthode de P&O	18
Figure (I.11) : Organigramme de l'algorithme perturbation et observation.....	19
Figure (I.12) : Réseau électrique triphasé	20
Figure (I.13) : Redresseur à diodes (pont de Graëtz) alimentant une charge RL	20
Figure (I.14) : Structure de l'onduleur de tension	22
Figure (I.15) : Schéma de liaison entre l'onduleur de tension et le réseau	22
Figure (I.16) : Structure de l'onduleur triphasé	23
Figure (I.17) : Les huit états de l'onduleur	30
Figure (I.18) : Diagramme vectoriel de l'onduleur à deux niveaux.....	31
Figure (I.19) : Limite du vecteur v^*	32
Figure (I.20) : Principe de génération des impulsions de commande par MLI vectorielle	35
Figure (I.21) : Schéma bloc de la MLI vectorielle	36
Figure (I.22) : Schéma représentant le principe de séparation des courants.....	38

Chapitre 02 : Commandes à base de régulateurs de type PI d'un système photovoltaïque connecté au réseau agissant comme un filtre actif parallèle

Figure (II.1) : Schéma de commande par PI d'un système PV connecté au réseau agissant comme un filtre actif parallèle	42
Figure (II.2) : Boucle de régulation de la tension continue	44
Figure (II.3) : Boucle de régulation des courants du filtre $I_{f\alpha}$ et $I_{f\beta}$	44
Figure (II.4) : Schéma de commande du convertisseur boost.....	45
Figure (II.5) : Boucle de régulation de la tension photovoltaïque avec un régulateur PI	46
Figure (II.6) : Boucle de régulation de courant I_{LPV} avec un régulateur PI.....	47

Figure (II.7) : Réponses dynamiques du système proposé dans le cas de changement d'irradiation solaire (Commande par VOC) : (a) Phase "a" de la tension V_{sa} et le courant I_{sa} de la source, (b) Courants de la source triphasés I_{sabc} , (c) Tension du bus continu V_{dc} , (d) Spectre harmonique de courant de la source49

Figure (II.8) : Réponses dynamiques du système proposé dans le cas de changement d'irradiation solaire (Commande par VOC): (a) Puissance générée par le générateur PV (GPV) et le point de puissance maximale du GPV (MPP), (b) Puissances actives du réseau P_s , la charge P_L , et du VSI PF , (c) Puissances réactives du réseau Q_s , la charge Q_L , et du VSI QF 50

Figure (II.9) : Réponses dynamiques du système proposé lors de variations de charge non linéaire (Commande de type VOC) : (a) Phase "a" de la tension V_{sa} et le courant I_{sa} de la source, (b) Courants de la source triphasés I_{sabc} , (c) Tension du bus continu V_{dc} , (d) Spectre harmonique du courant de la source52

Figure (II.10) : Réponses dynamiques du système proposé sous de variations de charge non linéaire (Commande de type VOC) : (a) Puissance générée par le générateur PV (GPV) et le point de puissance maximale du GPV (MPP), (b) Puissances actives du réseau P_s , de la charge P_L , et du VSI PF , (c) Puissances réactives du réseau Q_s , de la charge Q_L , et du VSI QF 52

Figure (II.11) : Schéma de commande par PI-DPC-SVM d'un système PV connecté au réseau agissant comme un filtre actif parallèle55

Figure (II.12) : Schéma de régulation des puissances du FAP par des régulateurs PI58

Figure (II.13) : Réponses dynamiques du système proposé dans le cas de changement d'irradiation solaire (Commande par PI-DPC-SVM) : (a) Phase "a" de la tension V_{sa} et le courant I_{sa} de la source, (b) Courants de la source triphasés I_{sabc} , (c) Tension du bus continu V_{dc} , (d) Spectre harmonique de courant de la source59

Figure (II.14) : Réponses dynamiques du système proposé dans le cas de changement d'irradiation solaire (Commande par PI-DPC-SVM): (a) Puissance générée par le générateur PV (GPV) et le point de puissance maximale du GPV (MPP), (b) Puissances actives du réseau P_s , la charge P_L , et du VSI PF , (c) Puissances réactives du réseau Q_s , la charge Q_L , et du VSI QF 60

Figure (II.15) : Réponses dynamiques du système proposé lors de variations de charge non linéaire (Commande de type PI-DPC-SVM) : (a) Phase "a" de la tension V_{sa} et le courant I_{sa} de la source, (b) Courants de la source triphasés I_{sabc} , (c) Tension du bus continu V_{dc} , (d) Spectre harmonique du courant de la source62

Figure (II.16) : Réponses dynamiques du système proposé sous de variations de charge non linéaire (Commande de type PI-DPC-SVM) : (a) Puissance générée par le générateur PV (GPV) et le point de puissance maximale du GPV (MPP), (b) Puissances actives du réseau P_s , de la charge P_L , et du VSI PF , (c) Puissances réactives du réseau Q_s , de la charge Q_L , et du VSI QF 62

Figure (II.17) : Schéma de commande par PI-PDPC-SVM d'un système PV connecté au réseau agissant comme un filtre actif parallèle64

Figure (II.18). Estimation de la valeur prédictive des puissances de référence65

Figure (II.19) : Schéma de contrôle prédictif des puissances active et réactive67

Figure (II.20) : Réponses dynamiques du système proposé dans le cas de changement d'irradiation solaire (Commande par PI-PDPC-SVM) : (a) Phase "a" de la tension V_{sa} et le courant I_{sa} de la source, (b) Courants de la source triphasés I_{sabc} , (c) Tension du bus continu V_{dc} , (d) Spectre harmonique de courant de la source68

Figure (II.21) : Réponses dynamiques du système proposé dans le cas de changement d'irradiation solaire (Commande par PI-PDPC-SVM): (a) Puissance générée par le générateur PV (GPV) et le point de puissance maximale du GPV (MPP), (b) Puissances actives du réseau P_s , la charge PL , et du VSI PF , (c) Puissances réactives du réseau Q_s , la charge QL , et du VSI QF 69

Figure (II.22) : Réponses dynamiques du système proposé lors de variations de charge non linéaire (Commande de type PI-PDPC-SVM) : (a) Phase "a" de la tension V_{sa} et le courant I_{sa} de la source, (b) Courants de la source triphasés I_{sabc} , (c) Tension du bus continu V_{dc} , (d) Spectre harmonique du courant de la source70

Figure (II.23) : Réponses dynamiques du système proposé sous de variations de charge non linéaire (Commande de type PI-PDPC-SVM) : (a) Puissance générée par le générateur PV (GPV) et le point de puissance maximale du GPV (MPP), (b) Puissances actives du réseau P_s , de la charge PL , et du VSI PF , (c) Puissances réactives du réseau Q_s , de la charge QL , et du VSI QF 71

Figure (II.24) : Valeurs du THD de chaque méthode de commande associé au régulateur par (PI) sous une irradiation solaire de 900 W/m^272

Figure (II.25) : Valeurs du THD de chaque méthode de commande associé au régulateur par (PI) lors du changement de la charge non linéaire pendant l'instant $t = 0.1 \text{ s}$ et $t = 0.2 \text{ s}$72

Chapitre 03 : Commandes à base de régulateurs de type mode glissant (MG) d'un système photovoltaïque connecté au réseau agissant comme un filtre actif parallèle

Figure (III.1) : Système de réglage à structure variable avec changement de la structure par commutation.....74

Figure (III.2) : Structure de régulation par commutation au niveau du contre réaction d'état76

Figure (III.3) : Structure de régulation par ajout de la commande équivalente.....76

Figure (III.4) : Schéma de commande par mode glissant d'un système PV connecté au réseau agissant comme un filtre actif parallèle79

Figure (III.5) : Schéma bloc de la commande par mode glissant de la tension du bus continu81

Figure (III.6) : Schéma bloc de commande par mode glissant du courant $i_{f\alpha}$ 82

Figure (III.7) : Schéma bloc de la commande par mode glissant du courant $i_{f\beta}$ 83

Figure (III.8) : Commande par mode glissant du convertisseur élévateur continu-continu ...83

Figure (III.9) : Schéma bloc de commande par mode glissant de la tension V_{pv} 85

Figure (III.10) : Schéma bloc de la commande par mode glissant du courant I_{LPV} 86

Figure (III.11) : Réponses dynamiques du système proposé dans le cas de changement d'irradiation solaire (Commande par MG-SVM) : (a) Phase "a" de la tension V_{sa} et le courant I_{sa} de la source, (b) Courants de la source triphasés I_{sabc} , (c) Tension du bus continu V_{dc} , (d) Spectre harmonique de courant de la source.87

Figure (III.12) : Réponses dynamiques du système proposé dans le cas de changement d'irradiation solaire (Commande par MG-SVM): (a) Puissance générée par le générateur PV (GPV) et le point de puissance maximale du GPV (MPP), (b) Puissances actives du réseau P_s , la charge PL , et du VSI PF , (c) Puissances réactives du réseau Q_s , la charge QL , et du VSI QF88

Figure (III.13) : Réponses dynamiques du système proposé lors de variations de charge non linéaire (Commande de type MG-SVM) : (a) Phase "a" de la tension V_{sa} et le courant I_{sa} de la source, (b) Courants de la source triphasés I_{sabc} , (c) Tension du bus continu V_{dc} , (d) Spectre harmonique du courant de la source.89

Figure (III.14) : Réponses dynamiques du système proposé sous de variations de charge non linéaire (Commande de type MG-SVM) : (a) Puissance générée par le générateur PV (GPV) et le point de puissance maximale du GPV (MPP), (b) Puissances actives du réseau P_s , de la charge PL , et du VSI PF , (c) Puissances réactives du réseau Q_s , de la charge QL , et du VSI QF 90

Figure (III.15) : Schéma de commande par MG-DPC d'un système PV connecté au réseau agissant comme un filtre actif parallèle.....91

Figure (III.16) : Schéma bloc de la commande par mode glissant de la puissance active P_F ..92

Figure (III.17) : Schéma bloc de la commande par mode glissant de la puissance active Q_F ..94

Figure (III.18) : Réponses dynamiques du système proposé dans le cas de changement d'irradiation solaire (Commande par MG-DPC-SVM) : (a) Phase "a" de la tension V_{sa} et le courant I_{sa} de la source, (b) Courants de la source triphasés I_{sabc} , (c) Tension du bus continu V_{dc} , (d) Spectre harmonique de courant de la source.95

Figure (III.19) : Réponses dynamiques du système proposé dans le cas de changement d'irradiation solaire (Commande par MG-DPC-SVM): (a) Puissance générée par le générateur PV (GPV) et le point de puissance maximale du GPV (MPP), (b) Puissances actives du réseau P_s , la charge PL , et du VSI PF , (c) Puissances réactives du réseau Q_s , la charge QL , et du VSI QF96

Figure (III.20) : Réponses dynamiques du système proposé lors de variations de charge non linéaire (Commande de type MG-DPC-SVM) : (a) Phase "a" de la tension V_{sa} et le courant I_{sa} de la source, (b) Courants de la source triphasés I_{sabc} , (c) Tension du bus continu V_{dc} , (d) Spectre harmonique du courant de la source.97

Figure (III.21) : Réponses dynamiques du système proposé sous de variations de charge non linéaire (Commande de type MG-DPC-SVM) : (a) Puissance générée par le générateur PV (GPV) et le point de puissance maximale du GPV (MPP), (b) Puissances actives du réseau P_s , de la charge PL , et du VSI PF , (c) Puissances réactives du réseau Q_s , de la charge QL , et du VSI QF98

Figure (III.22) : Schéma de commande par MG-PDPC-SVM d'un système PV connecté au réseau agissant comme un filtre actif parallèle.....99

Figure (III.23) : Réponses dynamiques du système proposé dans le cas de changement d'irradiation solaire (Commande par MG-PDPC-SVM) : (a) Phase "a" de la tension V_{sa} et le courant I_{sa} de la source, (b) Courants de la source triphasés I_{sabc} , (c) Tension du bus continu V_{dc} , (d) Spectre harmonique de courant de la source.100

Figure (III.24) : Réponses dynamiques du système proposé dans le cas de changement d'irradiation solaire (Commande par MG-PDPC-SVM): (a) Puissance générée par le générateur PV (GPV) et le point de puissance maximale du GPV (MPP), (b) Puissances actives du réseau P_s , la charge PL , et du VSI PF , (c) Puissances réactives du réseau Q_s , la charge QL , et du VSI QF101

Figure (III.25) : Réponses dynamiques du système proposé lors de variations de charge non linéaire (Commande de type MG-PDPC-SVM) : (a) Phase "a" de la tension V_{sa} et le courant I_{sa} de la source, (b) Courants de la source triphasés I_{sabc} , (c) Tension du bus continu V_{dc} , (d) Spectre harmonique du courant de la source.102

Figure (III.26) : Réponses dynamiques du système proposé sous de variations de charge non linéaire (Commande de type MG-PDPC-SVM) : (a) Puissance générée par le générateur PV (GPV) et le point de puissance maximale du GPV (MPP), (b) Puissances actives du réseau P_s , de la charge PL , et du VSI PF , (c) Puissances réactives du réseau Q_s , de la charge QL , et du VSI QF 103

Figure (III.27) : Valeurs du THD de chaque méthode de commande associé au régulateur par (MG) sous une irradiation solaire de 900 W/m^2 104

Figure (III.28) : Valeurs du THD de chaque méthode de commande associé au régulateur par (MG) lors du changement de la charge non linéaire pendant l'instant $t = 0.1 \text{ s}$ et $t = 0.2 \text{ s}$105

Chapitre 04 : Commandes à base de régulateurs par backstepping (BC) d'un système photovoltaïque connecté au réseau agissant comme un filtre actif parallèle

Figure (IV.1) : Schéma de principe de controle par backstepping110

Figure (IV.2) : Schéma de commande par backstepping du système PV connecté au réseau agissant comme un filtre actif parallèle111

Figure (IV.3) : Schéma bloc de commande par backstepping de la tension du bus continu .113

Figure (IV.4) : Schéma bloc de la commande par backstepping du courant $i_{f\alpha}$ 114

Figure (IV.5) : Schéma bloc de la commande par backstepping du courant $i_{f\beta}$ 115

Figure (IV.6) : Commande par backstepping du convertisseur DC-DC115

Figure (IV.7) : Schéma bloc de la commande par backstepping de la tension V_{PV} 117

Figure (IV.8) : Schéma bloc de la commande par backstepping du courant I_{LPV} 118

Figure (IV.9) : Réponses dynamiques du système proposé dans le cas de changement d'irradiation solaire (Commande par BC-SVM) : (a) Phase "a" de la tension V_{sa} et le courant I_{sa} de la source, (b) Courants de la source triphasés I_{sabc} , (c) Tension du bus continu V_{dc} , (d) Spectre harmonique de courant de la source119

Figure (IV.10) : Réponses dynamiques du système proposé dans le cas de changement d'irradiation solaire (Commande par BC-SVM): (a) Puissance générée par le générateur PV (GPV) et le point de puissance maximale du GPV (MPP), (b) Puissances actives du réseau P_s , la charge PL , et du VSI PF , (c) Puissances réactives du réseau Q_s , la charge QL , et du VSI QF 120

Figure (IV.11) : Réponses dynamiques du système proposé lors de variations de charge non linéaire (Commande de type BC-SVM) : (a) Phase "a" de la tension V_{sa} et le courant I_{sa} de la source, (b) Courants de la source triphasés I_{sabc} , (c) Tension du bus continu V_{dc} , (d) Spectre harmonique du courant de la source121

Figure (IV.12) : Réponses dynamiques du système proposé sous de variations de charge non linéaire (Commande de type BC-SVM) : (a) Puissance générée par le générateur PV (GPV) et le point de puissance maximale du GPV (MPP), (b) Puissances actives du réseau P_s , de la charge PL , et du VSI PF , (c) Puissances réactives du réseau Q_s , de la charge QL , et du VSI QF 122

Figure (IV.13) : Schéma de la commande par BC-DPC-SVM d'un système PV connecté au réseau agissant comme un filtre actif parallèle.....123

Figure (IV.14) : Schéma fonctionnel de la commande par backstepping de la puissance active125

Figure (IV.15) : Schéma fonctionnel de la commande par backstepping de la puissance réactive126

Figure (IV.16) : Réponses dynamiques du système proposé dans le cas de changement d'irradiation solaire (Commande par BC-DPC-SVM) : (a) Phase "a" de la tension V_{sa} et le courant I_{sa} de la source, (b) Courants de la source triphasés I_{sabc} , (c) Tension du bus continu V_{dc} , (d) Spectre harmonique de courant de la source128

Figure (IV.17) : Réponses dynamiques du système proposé dans le cas de changement d'irradiation solaire (Commande par BC-DPC-SVM): (a) Puissance générée par le générateur PV (GPV) et le point de puissance maximale du GPV (MPP), (b) Puissances actives du réseau P_s , la charge PL , et du VSI PF , (c) Puissances réactives du réseau Q_s , la charge QL , et du VSI QF 129

Figure (IV.18) : Réponses dynamiques du système proposé lors de variations de charge non linéaire (Commande de type BC-DPC-SVM) : (a) Phase "a" de la tension V_{sa} et le courant I_{sa} de la source, (b) Courants de la source triphasés I_{sabc} , (c) Tension du bus continu V_{dc} , (d) Spectre harmonique du courant de la source130

Figure (IV.19) : Réponses dynamiques du système proposé sous de variations de charge non linéaire (Commande de type BC-DPC-SVM) : (a) Puissance générée par le générateur PV (GPV) et le point de puissance maximale du GPV (MPP), (b) Puissances actives du réseau P_s , de la charge PL , et du VSI PF , (c) Puissances réactives du réseau Q_s , de la charge QL , et du VSI QF 131

Figure (IV.20) : Schéma de commande par BC-PDPC-SVM d'un système PV connecté au réseau agissant comme un filtre actif parallèle.....132

Figure (IV.21) : Réponses dynamiques du système proposé dans le cas de changement d'irradiation solaire (Commande par BC-PDPC-SVM) : (a) Phase "a" de la tension V_{sa} et le courant I_{sa} de la source, (b) Courants de la source triphasés I_{sabc} , (c) Tension du bus continu V_{dc} , (d) Spectre harmonique de courant de la source133

Figure (IV.22) : Réponses dynamiques du système proposé dans le cas de changement d'irradiation solaire (Commande par BC-PDPC-SVM): (a) Puissance générée par le générateur PV (GPV) et le point de puissance maximale du GPV (MPP), (b) Puissances actives du réseau P_s , la charge PL , et du VSI PF , (c) Puissances réactives du réseau Q_s , la charge QL , et du VSI QF 134

Figure (IV.23) : Réponses dynamiques du système proposé lors de variations de charge non linéaire (Commande de type BC-PDPC-SVM) : (a) Phase "a" de la tension V_{sa} et le courant I_{sa} de la source, (b) Courants de la source triphasés I_{sabc} , (c) Tension du bus continu V_{dc} , (d) Spectre harmonique du courant de la source135

Figure (IV.24) : Réponses dynamiques du système proposé sous de variations de charge non linéaire (Commande de type BC-PDPC-SVM) : (a) Puissance générée par le générateur PV (GPV) et le point de puissance maximale du GPV (MPP), (b) Puissances actives du réseau P_s , de la charge PL , et du VSI PF , (c) Puissances réactives du réseau Q_s , de la charge QL , et du VSI QF 136

Figure (IV.25): Valeurs du THD de chaque méthode de commande associé au régulateur par (BC) sous une irradiation solaire de 900 W/m^2 137

Figure (IV.26) : Valeurs du THD de chaque méthode de commande associé au régulateur par (BC) lors du changement de la charge non linéaire pendent l'instant $t = 0.1 \text{ s}$ et $t = 0.2 \text{ s}$ 137

Chapitre 05 : Commandes à base de régulateurs par logique floue (FLC) d'un système photovoltaïque connecté au réseau agissant comme un filtre actif parallèle

Figure (V.1) : Structure d'une commande par la logique floue.....140

Figure (V.2) : Schéma de la commande des systèmes non linéaires par la logique floue140

Figure (V.3) : Noyau, support et hauteur d'un ensemble flou141

Figure (V.4) : Formes habituelles de fonctions d'appartenance142

Figure (V.5) : Répartition des fonctions d'appartenance.....142

Figure (V.6) : Structure interne du contrôleur par logique floue proposée par Mamdani144

Figure (V.7) : Répartition des fonctions d'appartenance adoptés145

Figure (V.8) : Schéma de commande par la logique floue (FLC-SVM) d'un système PV connecté au réseau agissant comme un filtre actif parallèle146

Figure (V.9) : Schéma bloc du régulateur par la logique floue de la tension continue.....147

Figure (V.10) : Schéma bloc du régulateur par la logique floue du courant i_{fa} 147

Figure (V.11) : Schéma bloc du régulateur par la logique floue de courant i_{fb} 148

Figure (V.12) : Réponses dynamiques du système proposé dans le cas de changement d'irradiation solaire (Commande par FLC-SVM) : (a) Phase "a" de la tension V_{sa} et le courant I_{sa} de la source, (b) Courants de la source triphasés I_{sabc} , (c) Tension du bus continu V_{dc} , (d) Spectre harmonique de courant de la source150

Figure (V.13) : Réponses dynamiques du système proposé dans le cas de changement d'irradiation solaire (Commande par FLC-SVM): (a) Puissance générée par le générateur PV (GPV) et le point de puissance maximale du GPV (MPP), (b) Puissances actives du réseau P_s , la charge P_L , et du VSI PF, (c) Puissances réactives du réseau Q_s , la charge Q_L , et du VSI QF150

Figure (V.14) : Réponses dynamiques du système proposé lors de variations de charge non linéaire (Commande de type FLC-SVM) : (a) Phase "a" de la tension V_{sa} et le courant I_{sa} de la source, (b) Courants de la source triphasés I_{sabc} , (c) Tension du bus continu V_{dc} , (d) Spectre harmonique du courant de la source152

Figure (V.15) : Réponses dynamiques du système proposé sous de variations de charge non linéaire (Commande de type FLC-SVM) : (a) Puissance générée par le générateur PV (GPV) et le point de puissance maximale du GPV (MPP), (b) Puissances actives du réseau P_s , de la charge P_L , et du VSI PF, (c) Puissances réactives du réseau Q_s , de la charge Q_L , et du VSI QF153

Figure (V.16) : Schéma de la commande par la logique floue basé sur la commande DPC (FLC-DPC-SVM) d'un système PV connecté au réseau agissant comme un filtre actif parallèle ...154

Figure (V.17) : Schéma bloc du régulateur par la logique floue de la puissance active155

Figure (V.18) : Schéma bloc du régulateur par la logique floue de la puissance réactive.....155

Figure (V.19) : Réponses dynamiques du système proposé dans le cas de changement d'irradiation solaire (Commande par FLC-DPC-SVM) : (a) Phase "a" de la tension V_{sa} et le courant I_{sa} de la source, (b) Courants de la source triphasés I_{sabc} , (c) Tension du bus continu V_{dc} , (d) Spectre harmonique de courant de la source.....157

Figure (V.20) : Réponses dynamiques du système proposé dans le cas de changement d'irradiation solaire (Commande par BC-DPC-SVM): (a) Puissance générée par le générateur PV (GPV) et le point de puissance maximale du GPV (MPP), (b) Puissances actives du réseau P_s , la charge P_L , et du VSI PF, (c) Puissances réactives du réseau Q_s , la charge Q_L , et du VSI QF.....157

Figure (V.21) : Réponses dynamiques du système proposé lors de variations de charge non linéaire (Commande de type FLC-DPC-SVM) : (a) Phase "a" de la tension V_{sa} et le courant I_{sa} de la source, (b) Courants de la source triphasés I_{sabc} , (c) Tension du bus continu V_{dc} , (d) Spectre harmonique du courant de la source159

Figure (V.22) : Réponses dynamiques du système proposé sous de variations de charge non linéaire (Commande de type FLC-DPC-SVM) : (a) Puissance générée par le générateur PV (GPV) et le point de puissance maximale du GPV (MPP), (b) Puissances actives du réseau P_s , de la charge P_L , et du VSI PF, (c) Puissances réactives du réseau Q_s , de la charge Q_L , et du VSI QF160

Figure (V.23) : Schéma de commande par la logique floue basé sur la commande DPC prédictive (FLC-PDPC-SVM) d'un système PV connecté au réseau agissant comme un filtre actif parallèle.....161

Figure (V.24) : Réponses dynamiques du système proposé dans le cas de changement d'irradiation solaire (Commande par FLC-PDPC-SVM) : (a) Phase "a" de la tension V_{sa} et le courant I_{sa} de la source, (b) Courants de la source triphasés I_{sabc} , (c) Tension du bus continu V_{dc} , (d) Spectre harmonique de courant de la source.....162

Figure (V.25) : Réponses dynamiques du système proposé dans le cas de changement d'irradiation solaire (Commande par FLC-PDPC-SVM): (a) Puissance générée par le générateur PV (GPV) et le point de puissance maximale du GPV (MPP), (b) Puissances actives du réseau P_s , la charge P_L , et du VSI PF, (c) Puissances réactives du réseau Q_s , la charge Q_L , et du VSI QF.....163

Figure (V.26) : Réponses dynamiques du système proposé lors de variations de charge non linéaire (Commande de type FLC-PDPC-SVM) : (a) Phase "a" de la tension V_{sa} et le courant I_{sa} de la source, (b) Courants de la source triphasés I_{sabc} , (c) Tension du bus continu V_{dc} , (d) Spectre harmonique du courant de la source.165

Figure (V.27) : Réponses dynamiques du système proposé sous de variations de charge non linéaire (Commande de type FLC-PDPC-SVM) : (a) Puissance générée par le générateur PV (GPV) et le point de puissance maximale du GPV (MPP), (b) Puissances actives du réseau P_s , de la charge P_L , et du VSI PF, (c) Puissances réactives du réseau Q_s , de la charge Q_L , et du VSI QF165

Figure (V.28): Valeurs du THD de chaque méthode de commande associé au régulateur par (FLC) sous une irradiation solaire de 900 W/m^2167

Figure (V.29) : Valeurs du THD de chaque méthode de commande associé au régulateur par (FLC) lors du changement de la charge non linéaire pendant l'instant $t = 0.1 \text{ s}$ et $t = 0.2 \text{ s}$ 167

Liste des Tableaux

Chapitre 01 : Modélisation d'un système photovoltaïque connecté au réseau agissant comme un filtre actif parallèle

Tableau (I.1) : Etats de l'onduleur et les coordonnées du vecteur v_i dans le plan (α, β)	31
Tableau (I.2) : Temps de commutation pour chaque secteur	34
Tableau (I.3) : Durées de fermeture des interrupteurs par secteur.....	35

Chapitre 02 : Commandes à base de régulateurs de type PI d'un système photovoltaïque connecté au réseau agissant comme un filtre actif parallèle

Tableau (II.1) : Paramètres du système PV-FAP.....	48
Tableau (II.2) : Paramètres du module (groupe solaire SX 150 de BP Solar) dans les conditions standard.....	48

Chapitre 03 : Commandes à base de régulateurs de type mode glissant (MG) d'un système photovoltaïque connecté au réseau agissant comme un filtre actif parallèle

Tableau (III.1) : Paramètres des régulateurs MG-SVM du système PV-FAP.....	86
Tableau (III.2) : Paramètres des régulateurs MG-DPC-SVM du système PV-FAP.	94
Tableau (III.3) : Paramètres des régulateurs MG-PDPC-SVM du système PV-FAP.....	100

Chapitre 04 : Commandes à base de régulateurs par backstepping (BC) d'un système photovoltaïque connecté au réseau agissant comme un filtre actif parallèle

Tableau (IV.1) : Paramètres des régulateurs BC-SVM du système PV-FAP.	118
Tableau (IV.2) : Paramètres des régulateurs BC-DPC-SVM du système PV-FAP.....	127
Tableau (IV.3) : Paramètres des régulateurs BC-PDPC-SVM du système PV-FAP.	132

Chapitre 05 : Commandes à base de régulateurs par logique floue (FLC) d'un système photovoltaïque connecté au réseau agissant comme un filtre actif parallèle

Tableau (V.1) : Table des règles floues.....	145
Tableau (V.2) : Paramètres des régulateurs FLC-SVM du système PV-FAP.....	149
Tableau (V.3) : Paramètres des régulateurs FLC-DPC-SVM du système PV-FAP.....	156
Tableau (V.4) : Paramètres des régulateurs FLC-PDPC-SVM du système PV-FAP.....	162

Liste des Abréviations

PV : Photovoltaïque.

MPP : Maximum Power Point.

NOCT : Nominal Operating Cell Temperature.

MPPT : Maximum Power Point Tracking.

P&O : Perturbation et Observation.

I&C : Incrémentation de conductance.

AC : Alternative Current.

DC : Direct Current.

PLL : Phase Locked Loop.

PWM : Pulse Wide Modulation.

IGBT : Insolated Gate Bipolar Transistor.

SVM : Space Vector Modulation.

APF : Active power filter.

SAPF : Shunt Active power filter.

PCC: Point of Common Coupling.

PF: Power Factor.

PI: Proportional Integral.

VOC: Voltage Oriented Control.

DTC: Direct Torque Control.

DPC: Direct Power Control.

DPC – SMV: Direct Power Control with Space Vector Modulation.

PDPC: Predictive Direct Power Control.

BC: Backstepping control

SM: Sliding mode control.

FLC: Fuzzy logic controller.

Liste des symboles

V_M et I_M : représentent respectivement la tension et le courant du module PV ;

R_{cell} : Représente la résistivité aux contacts entre les différentes régions constitutives de la cellule ;

q : La charge d'électron.

k_b : La constante de Boltzmann.

n_{pn} : Le coefficient d'idéalité de la jonction PN ;

T : La température effective de la cellule en Kelvin ;

G : L'irradiation solaire actuelle.

G_{ref} : L'irradiation solaire standard.

T_{ref} : La température de référence en Kelvin.

$I_{ph_cell|T,G}$: Photo-courant de la cellule PV à la température T et l'ensoleillement G ;

$I_0|T$: Le courant de saturation inverse de la diode d_{cell} à la température T .

$I_{sc_cell|T_{ref},G_{ref}}$: Le courant de court-circuit aux conditions de référence T_{ref}, G_{ref} (donné par le fabricant).

a : Le coefficient de variation du courant en fonction de la température (donné par le fabricant).

E_g : La largeur de la bande interdite.

N_s : Nombre des cellules en série.

N_p : Nombre des cellules en parallèle.

C_{PV} : Condensateur d'entrée de l'hacheur.

C_{dc} : Condensateur de bus continue (sortie du hacheur).

V_{PV} : Tension d'entrée du hacheur.

V_{dc} : Tension de sortie du hacheur (tension de bus continue).

I_{PV} : Courant d'entrée du hacheur.

I_{dc} : Courant de sortie du hacheur.

P_{PV} : Puissance d'entrée du hacheur.

P_{dc} : Puissance de sortie du hacheur (puissance aux borne de condensateur de bus continue).

f_c : Fréquence de coupure.

S_i : Secteur numéro i .

T_h : Période d'échantillonnage.

t_i : Temps d'application du vecteur v_{fi}

x_h : Composante harmonique de rang h .

x_l : Composante fondamentale.

S_h : Taux d'harmonique de rang h .

S : Puissance apparente.

P : Puissance active.

Q : Puissance réactive.

D : Puissance déformante.

v_{eff} : Valeur efficace du fondamental de la tension du réseau électrique.

i_h : Courant harmonique de rang h .

e_{sabc} : Les tensions du réseau électrique.

ω_s : pulsation du réseau.

θ_s : Angle de déphasage.

f_s : Fréquence du réseau.

i_{sabc} : Les courants du réseau électrique.

L_s : Inductance du réseau.

R_s : Résistance du réseau.

i_{labc} : Les courants de la charge.

R_l : Résistance à l'entrée de la charge polluante.

L_l : Inductance à l'entrée de la charge polluante.

R_d : Résistance de la charge continue du pont diode.

L_d : Inductance de la charge continue du pont diode.

v_{sabc} : Les tensions du réseau électrique au point de raccordement du filtre actif parallèle.

U_d : Tension redressée.

i_d : Courant redressé.

V_{dc} : Tension de bus continue.

V_{dc}^* : Tension de référence de bus continue.

L_f : Valeur de l'inductance du filtre actif parallèle.

- R_f : Valeur de la résistance interne du filtre actif parallèle.
- I_{dc}^* : Courant obtenu à la sortie du régulateur de la tension continue.
- P_{dc}^* : Puissance obtenue à la sortie du régulateur de la tension continue.
- E : Energie emmagasinée dans le condensateur.
- k_{pdc}, k_{idc} : Les constants du régulateur PI de la tension continue.
- $G_x(S)$: Fonction de transfert du régulateur PI (x).
- $H(S)$: Fonction de transfert désirée.
- ω_n : Pulsation naturelle.
- ξ : Coefficient d'amortissement.
- $k_{pi,\alpha\beta}, k_{ii,\alpha\beta}$: Les constants du régulateur PI des courants.
- $S(x)$: Surface de glissement.
- $e(x)$: Ecart entre la variable à régler et sa référence.
- $V(x)$: Fonction de Lyapunov.
- $h(x)$: Fonction scalaire.
- x : Vecteur d'état.
- $f(x), g(x)$: champs de vecteurs.
- $L_f h(x)$: Dérivé de Lie.
- y : Vecteur de sortie.
- v : Vecteur des nouvelles commandes.
- u : Vecteur des commandes.
- r : Degré relatif total.
- u_{eq} : Commande équivalente.
- Δu : Commande discontinue.
- $\mu_A(x)$: fonctions d'appartenance.
- X : l'univers du discours.
- A : sous-ensemble flou.
- $u(k)$: Loi de contrôle par la logique floue.

Introduction Générale

La production d'énergie reste stratégique sur le long terme, ainsi, la consommation énergétique mondiale augmente d'environ 2% par an, alors que l'on est confronté à une réduction des ressources primaires fossiles. Par ailleurs, concernant les émissions de gaz à effet de serre, il est admis comme étant un risque majeur concernant l'avenir de notre planète. L'utilisation de quelques ressources conventionnelles comme le charbon, le pétrole, l'énergie nucléaire seraient limitée ou découragée pour des raisons liées à l'environnement. Les énergies renouvelables telles que l'énergie éolienne, l'énergie solaire, l'énergie hydroélectrique et la biomasse devront jouer un rôle de plus en plus important [1].

Par énergie renouvelable, on entend des énergies issues du soleil, du vent, de la chaleur de la terre, de l'eau ou encore de la biomasse. La filière étudiée dans cette thèse est l'énergie solaire photovoltaïque. L'énergie solaire photovoltaïque (PV) est en forte croissance depuis quelques années car c'est une source inépuisable, non polluante pour l'environnement, silencieuse et non dérangeante pour les riverains. Le développement rapide de l'énergie solaire est apparu progressivement sous forme d'installations de petites puissances raccordées au réseau à Basse Tension (BT) et de fermes solaires connectées directement au réseau à Moyenne Tension (HTA) [1].

Cependant, le raccordement des systèmes PV au réseau de distribution peut avoir quelques impacts sur les réseaux électriques : impacts sur le changement des flux de puissance (bidirectionnel), sur le plan de tension, sur le plan de protection, sur la qualité de l'énergie ou sur la planification du réseau. D'un autre côté, les caractéristiques, le fonctionnement et les perturbations sur les réseaux de distribution peuvent influencer le fonctionnement des systèmes PV [1]. En outre, la croissance rapide d'utilisation des charges non linéaires et leur généralisation dans les réseaux électriques tend à dégrader la qualité de l'énergie électrique par l'injection de courants harmoniques sur ce dernier principalement. La conséquence directe est la détérioration de l'onde de tension et donc le niveau de qualité de l'énergie fournie aux consommateurs. Il en est de même dans le cas de réseaux contraints ou subissant des déséquilibres. Des conséquences directes apparaissent alors telles que des pertes supplémentaires ou des dysfonctionnements aussi bien au niveau du réseau électrique que chez les consommateurs. Pour pallier ces problèmes de pollutions harmoniques, le filtrage actif de puissance s'avère être une solution adéquate et performante. Elle est envisageable à différents niveaux : à un nœud de distribution, au point de raccordement d'une installation industrielle ou domestique, à l'entrée d'un système polluant.

Par ailleurs, en outre l'énergie photovoltaïque est de nature intermittente et souffre des caractéristiques de rendement variables et du faible rendement de conversion de l'énergie. Si le système photovoltaïque est directement interconnecté au réseau de distribution et mal

contrôlé, cela peut entraîner une instabilité du réseau, voire une panne. Grâce aux convertisseurs électroniques de puissance et à la technologie de commande numérique, le système PV connecté au réseau peut être contrôlé de manière active afin d'améliorer le fonctionnement du système avec une qualité d'alimentation améliorée au point de couplage commun (PCC) [2]. Malgré cela, l'intégration de systèmes photovoltaïques connectés au réseau dans les systèmes de distribution alimentant des charges non linéaires est non seulement incapable d'atténuer la pollution de l'énergie, mais peut aggraver la situation en fonction de la technologie du convertisseur PV utilisé [2]. Pour résoudre ce problème, les filtres actifs et passifs supplémentaires sont reconnus comme des dispositifs de filtrage efficaces. Cependant, les composants volumineux des filtres passifs et le coût élevé d'un filtre de puissance active supplémentaire constituent les principales lacunes de cette solution. Pour remédier à ces inconvénients, le système PV lui-même agissant comme un filtre de puissance active parallèle a été proposé dans notre thèse. En effet, en injectant un courant de compensation approprié dans le réseau, la fonction de filtrage de l'installation photovoltaïque peut améliorer considérablement la fiabilité, l'efficacité de la conversion de puissance et la distorsion harmonique du courant.

La performance d'un système de filtrage, dépend fortement des stratégies de contrôle. Afin de contrôler le PV-SAPF et d'obtenir une régulation adéquate du flux d'énergie dans le réseau, le contrôle par tension (VOC), qui fournit une bonne réponse dynamique par une boucle de contrôle de courant interne, est largement utilisé [3]. Comme alternative à cette méthode de contrôle, d'autres stratégies de contrôle ont été proposées, telles que le contrôle prédictif et le contrôle directe de puissance (DPC) [4].

La technique DPC est devenu plus largement utilisé au cours des dernières années en raison des avantages tels que une performance dynamique rapide et une mise en œuvre simple par rapport à d'autres méthodes [4, 5]. Avec la technique DPC, il n'y a pas de boucles de contrôle de courant internes ni de bloc modulateur PWM, car les états de commutation de l'onduleur sont sélectionnés par un tableau de commutation, sur la base des erreurs instantanées entre les valeurs commandées et estimées des puissances active et réactive et la position du vecteur de tension. Par conséquent, le point clé de la mise en œuvre du DPC est l'estimation correcte et rapide des puissances de ligne active et réactive. La méthode DPC est inspirée du contrôle de couple direct (DTC) qui avait été initialement proposé pour contrôler un moteur à induction en 1986 par Takahashi et Nogushi [6]. Manninen a introduit en 1995 les principes de base de la méthode de contrôle DPC appliquée à l'onduleur de ligne [7]. La structure de l'onduleur de ligne peut être exactement similaire à celle du moteur à induction ; la seule exception étant la connexion au réseau au lieu du moteur à induction et l'introduction du filtre de ligne. Après cela, la technique DPC a été proposé par Noguchi en 1998 pour un onduleur PWM sans capteurs de tension de source d'alimentation [8], et la même idée a été développée par Malinowski en 2001 sur la base d'une estimation de flux virtuel pour un redresseur PWM triphasé [9].

Le principal inconvénient du DPC avec une table de commutation est la variation de la fréquence de commutation, qui génère une plage de spectre harmonique large bande indésirable et rend difficile de concevoir un filtre de ligne [10]. Ces inconvénients peuvent être

surmontés efficacement en utilisant un algorithme de modulation vectorielle (SVM) pour remplacer le tableau de commutation traditionnel. La combinaison de la technique SVM et du DPC traditionnel forme le contrôle de puissance directe à modulation vectorielle (DPC-SVM) [10, 11].

D'autres structures du DPC basées sur des approches prédictives (Prédictive Direct Power Control (PDPC)) ont récemment été publiées [12-16]. Compte tenu de la fréquence de commutation, les méthodes PDPC peuvent être divisées en deux groupes : fréquence de commutation variable et fréquence de commutation constante. Dans le premier groupe, les états de commutation de l'onduleur sont sélectionnés en fonction de la minimisation d'une valeur de fonction de coût, qui définit le comportement du système. Cependant, dans une telle approche, la fréquence de commutation est variable et ses performances dépendent de la fréquence d'échantillonnage, de la charge de l'onduleur et des variations de paramètres [12-15]. Dans le second group, un algorithme de contrôle prédictif utilisant le principe de contrôle « deadbeat » a été développé pour calculer le vecteur de tension moyenne de l'onduleur requis [16]. Le vecteur de tension moyenne du convertisseur calculé est généré pendant chaque période de commutation afin d'annuler simultanément les erreurs de suivi de puissance active et réactive. Ce vecteur de tension est utilisé comme entrée pour la technique SVM afin de générer les états de commutation de l'onduleur [16].

La technique de commande linéaire de type PI donne de bons résultats dans le cas des systèmes linéaires. Pour des systèmes non-linéaires, ces lois de commande classique peuvent être insuffisantes car elles sont moins robustes, surtout lorsque les exigences sur la précisions et autres caractéristiques dynamiques du système sont strictes. Nous devons faire appel à des lois de commande insensibles aux variations de paramètres, aux perturbations et aux non linéarités [17].

Les techniques de commande non-linéaire constituent une bonne solution à ces problèmes liés à la commande linéaire. Il s'agira de la commande non linéaire par mode glissant, de la commande par Backstepping et la commande à base de la logique floue. Ces commandes ont fait preuve d'efficacité vis-à-vis d'un système donné (robustesse, stabilisation, poursuite de trajectoire, temps de réponse, rejet des perturbations, écoulement bidirectionnel de la puissance, facteur de puissance unitaire et taux d'harmoniques réduit dans le réseau électrique, linéarisation de la commande) [17].

La recherche dans le domaine de contrôle des systèmes PV connectés aux réseaux afin d'optimiser les performances et de simplifier le contrôle du transfert de puissance avec le réseau est intense. Dans [18] un système de contrôle simple avec des régulateurs PI est présenté pour les systèmes PV connectés au réseau. On trouve encore l'utilisation des techniques de commande non linéaire telle que la logique floue dans [19, 20] et le mode glissant dans [21] et la commande par backstepping [22] ont été appliqués dans le contrôle des courants et des puissances et de la tension continue.

Dans cette thèse de nouvelles stratégies de commandes non linéaires basées sur la commande par mode glissant, la commande par backstepping, et la logique floue associée à des commandes DPC et PDPC utilisant la modulation vectorielle SVM sont proposées pour contrôler la fonction double du système de conversion d'énergie solaire triphasé connecté au

réseau. L'idée ici est d'améliorer les performances du système de conversion solaire en contrôlant ses puissances active et réactive à l'aide de version améliorées de DPC et PDPC synthétisées sur la base des approches de contrôle non linéaire susmentionnées. De plus, Le système prévoit d'éliminer les problèmes de qualité d'énergie et offre un conditionnement tout en fonctionnant en conduction continue sous des variations de charges non linéaires et d'irradiations solaires. En vue de vérifier le système proposé, des tests de 'processeur in the loop' (PIL) ont été réalisés en régime établi et transitoire de variation de la charge non linéaire ainsi que de changements d'irradiation solaire.

Au cours des dernières décennies, la technologie des processeurs numériques s'est développée rapidement et a eu un impact sur de nombreux domaines. Plus précisément, le processeur de signal numérique (DSP) est l'un des processeurs les plus développés ; il a été impliquée dans la mise en œuvre d'algorithmes de commande numériques volumineux, complexes et rapides relatifs au domaine de l'électronique de puissance. D'autre part, la dynamique de contrôle ne peut souvent pas être suffisamment capturée par la méthodologie de simulation traditionnelle basée uniquement sur un logiciel. Pour cette raison, la construction d'un prototype de test est plus que nécessaire pour valider les performances d'un système donné. Cependant, cette approche implique des processus de conception à long terme, des augmentations de coûts et parfois des risques de dommages pour les chercheurs. Un moyen efficace de combler le fossé entre la mise en œuvre difficile et la simulation numérique consiste à utiliser la technique de co-simulation PIL « Processeur in loop » [22].

La PIL est une méthode qui permet de vérifier et de valider l'implémentation numérique des algorithmes de contrôle en utilisant un composant DSP réel avant de l'intégrer dans un environnement de puissance réel. L'idée principale est de vérifier les algorithmes de commande tout en émulant la partie de puissance par un ordinateur. Il est donc possible d'évaluer les performances de la partie commande dans un environnement virtuel où les modifications des algorithmes de commande sont facilement réalisables par reprogrammation sans itération matérielle coûteuse. Évidemment, cela réduit le temps de développement et le coût de la construction du système. Ainsi, les points faibles peuvent être détectés dans cet environnement virtuel tout en éliminant le risque d'endommager tout ou partie du système électrique. Grâce à l'approche PIL, le concepteur peut détecter des erreurs que le compilateur pourrait ne pas les trouver, et les fonctions et les performances des contrôleurs peuvent également être déboguées et vérifiées [22]. En outre, la procédure PIL peut fournir des mesures importantes sur le système logiciel telles que l'utilisation de la mémoire, le temps d'exécution de l'algorithme de contrôle. Ces données aident les concepteurs à mettre en œuvre et à tester les systèmes de commande numériques et leur matériel au début du processus de conception, limitant ainsi l'utilisation de procédures sujettes aux erreurs [22]. Pour ces raisons, la PIL est de plus en plus utilisé pour simuler conjointement des convertisseurs d'énergie. Par exemple, un convertisseur buck DC-DC alimentant un moteur à courant continu basé sur l'approche PIL a été proposé dans [23]. Le convertisseur de puissance triphasé basé sur la PIL a été étudié dans [24]. Dans la référence [25], un filtre active parallèle de puissance triphasé implémenté avec la technique PIL a été proposé.

Afin d'atteindre ces objectifs de recherche, cette thèse est divisée en cinq chapitres qui se résument comme suit :

Le premier chapitre comportera deux parties essentielles. La première partie sera consacrée à la modélisation de l'onduleur de tension ainsi que sa modulation vectorielle. La deuxième partie sera consacrée à la modélisation du convertisseur élévateur DC/DC.

Dans le deuxième chapitre, nous proposerons trois sortes de commandes et combinaisons des contrôles avec la commande directe de puissance pour le PV-FAP. La première utilise un régulateur traditionnelle PI (PI-VOC-SVM) pour la commande du PV-FAP. La deuxième combine un régulateur PI avec le principe du DPC en utilisant un modulateur vectoriel au lieu d'une table de commutation (PI-DPC-SVM), et la troisième introduire l'approche appelée prédictive, pour former la commande directe de puissance prédictive (PI-PDPC-SVM) afin d'imposer préalablement des critères sur la qualité du contrôle des puissances instantanées.

Le troisième chapitre sera consacré à l'étude et l'application de la commande par mode glissant. A cet effet, nous appliquerons cette technique avec les deux types de contrôle direct de puissance.

Le quatrième et le cinquième chapitre sont respectivement consacrés à l'association de la commande par backstepping et la commande par la logique floue, avec les stratégies du contrôle directe de puissance.

Ensuite, nous concluent ce travail en faisant un bilan des résultats obtenus, et en présentant quelques perspectives de ce travail de recherche.

Enfin l'annexe sera consacrée à la description détaillée d'une nouvelle méthodologie de conception et de prototypage des contrôleurs numériques pour les systèmes de conversion de l'énergie électrique, connue sous le nom "processeur in the loop". Ensuite, nous exposerons la méthodologie de conception proposée.

Chapitre I

Modélisation d'un système photovoltaïque
connecté au réseau agissant comme un filtre
actif parallèle

I.1 Introduction

L'électricité photovoltaïque a dans un premier temps été développée pour des applications autonomes sans connexion à un réseau électrique pour par exemple des satellites de télécommunication ou pour des habitations isolées [26]. En effet, cette électricité produite par des cellules photovoltaïques individuelles peut alimenter diverses charges continues sans difficulté. Plus récemment, avec l'émergence d'installations photovoltaïques connectées au réseau de distribution, le photovoltaïque a connu un développement important en tant que moyen de production d'électricité. Elle consiste à compenser les différences entre la production et la consommation grâce à un échange d'énergie avec le réseau.

Cependant on souhaite que l'interconnexion injecte l'énergie photovoltaïque dans le réseau sans l'injection des harmoniques indésirables. En outre, on souhaite que l'interconnexion garantisse que le courant débité dans le réseau sera en phase avec la tension appliquée. Cette dernière condition devra garantir également un facteur de puissance unitaire.

Dans ce chapitre, notre étude consistera à la modélisation du système photovoltaïque connecté au réseau (PV+FAP) dans le but d'extraire le maximum de puissance du champ PV et de l'injecté réellement et efficacement dans le réseau et en même temps on conditionne avec une qualité d'énergie plus élevé. On commencera par détailler le principe de fonctionnement de l'hacheur boost, le dimensionnement des différents éléments qui le compose, sa commande PWM, ainsi que son modèle mathématique moyen. Après, on donnera une présentation détaillée de la méthode de poursuite du point de puissance maximale le plus répandue (P&O). Et Après, on passe à la modélisation de l'onduleur de tension, réseau électrique, les charges non linéaires. Ensuite, on présentera une étude détaillée de l'onduleur de tension à deux niveau, sa structure, son principe de fonctionnement, la modélisation et la commande par la technique SVM (Space Vector Modulation) de ces topologies seront envisagés. Enfin, les modèles mathématiques du système complet dans les repère (abc) et (α, β) seront développés.

I.2 Description du système étudié

Le réseau de distribution est supposé être une source de tension sinusoïdale avec des impédances de ligne en série. La représentation du réseau avec des forces électromotrices triphasées en série avec les impédances est illustrée à la **Figure (I.1)**. Sur le côté droit, une charge non linéaire est connectée en série avec le réseau par l'intermédiaire des impédances de ligne (L, R_l) . Cette charge consiste un redresseur triphasé non contrôlé alimentant une charge (R_d, L_d) dans son côté continu. De plus, en sur la même figure, un convertisseur élévateur de tension continu-continu est utilisé pour interfacer le générateur photovoltaïque avec le réseau, ce qui peut fournir un flux d'énergie continu du système photovoltaïque au réseau via un onduleur de tension (VSI).

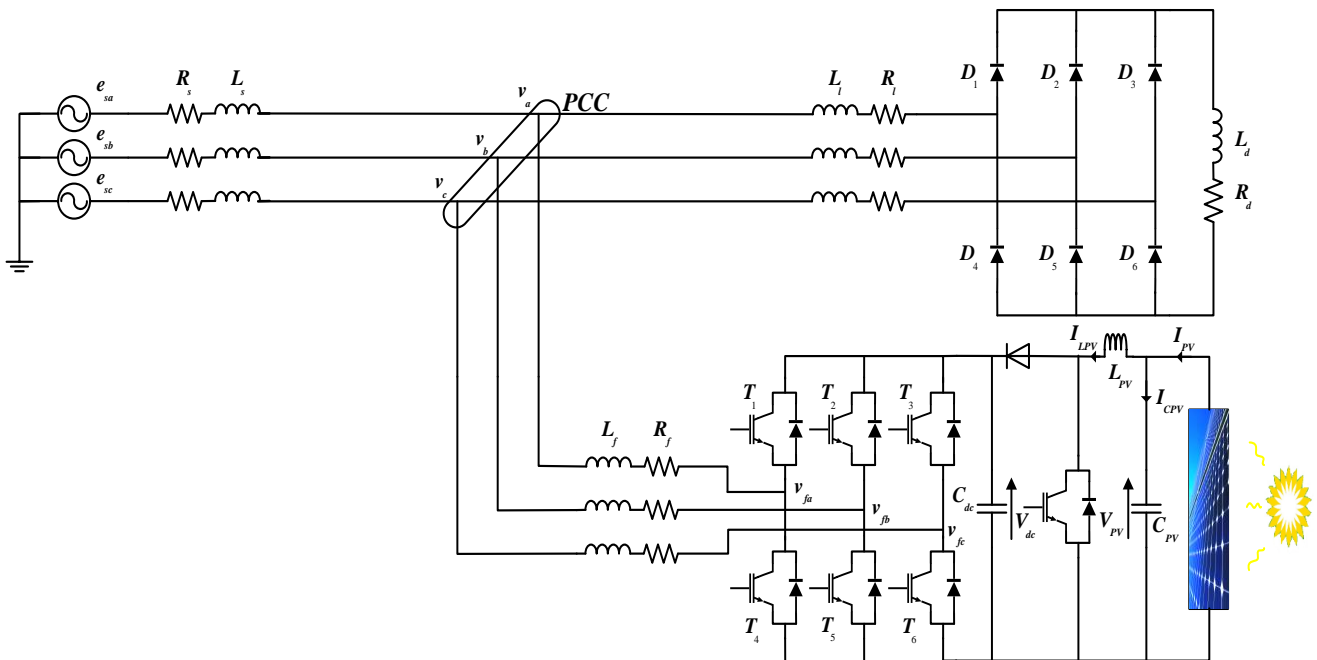


Figure (I.1) : Circuit électrique d'un system photovoltaïque connecté au réseau

L'onduleur de source de tension est connecté en parallèle au point de couplage commun (PCC). Il agit, dans le même temps, comme un onduleur photovoltaïque et un filtre active parallèle de puissance où il est souvent contrôlé en tant que générateur de courant. Il injecte des courants de perturbations en opposition de phase et égaux à ceux absorbés par la charge non linéaire, afin de rendre les courants du réseau purement sinusoïdaux. En bref, il empêche les courants de perturbation générés par la charge non linéaire de circuler à travers l'impédance du réseau.

I.3 Structures d'une chaîne classique de conversion

I.3.1 Connexion directe d'un générateur photovoltaïque à une charge

La connexion directe d'un panneau solaire photovoltaïque à une charge reste actuellement le principe de fonctionnement le moins cher et finalement le plus répandu, dans la mesure où la charge accepte bien la connexion directe au générateur de puissance continue qu'est le panneau solaire [27].

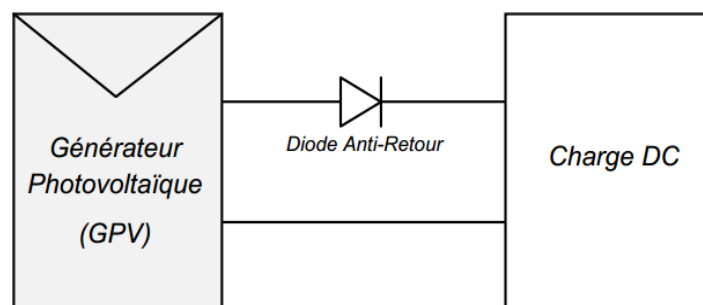


Figure (I.2) : Connexion directe d'un générateur photovoltaïque à une charge

En effet, le générateur photovoltaïque est une source d'énergie continue qui ne peut être connectée à une charge alternative que via un étage d'adaptation de type onduleur. L'inconvénient majeur de cette connexion est sa dépendance directe entre la puissance fournie par le générateur et la charge. En effet, la puissance fournie par le module photovoltaïque résulte de l'intersection entre la caractéristique $I(V)$ du générateur photovoltaïque et celle de la charge **Figure (I.3)** : la puissance

transmise directement à une batterie ou une charge résistive de type lampe ou bien même un moteur n'est pas toujours effectué à la puissance maximale P_{MAX} que peut fournir le panneau solaire, autrement appelé Point de Puissance Maximal (PPM).

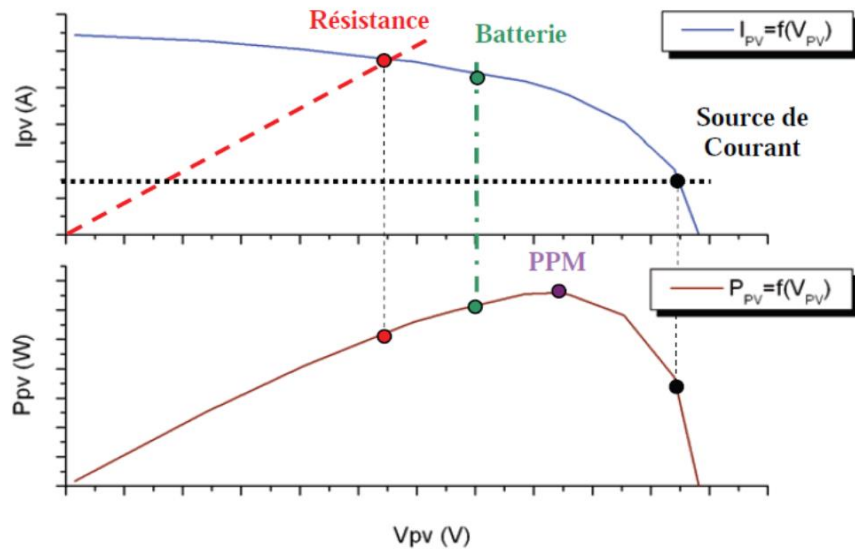


Figure (I.3) : Caractéristiques électriques d'un générateur photovoltaïque en connexion directe Générateur Photovoltaïque-Charge

La solution la plus utilisée actuellement est de créer généralement un générateur photovoltaïque par association de cellules pour obtenir une puissance nominale donnée proche de celle nécessaire pour l'utilisation. Cette solution est valable pour les charges continues de type *batterie*, recueillant le courant photovoltaïque sous des tensions proches de la tension optimale V_{opt} du panneau solaire. Une autre application directe est le pompage d'eau « au fil du soleil ». Dans ce cas, on garantit statistiquement la coïncidence du point de puissance maximale PPM du générateur avec les besoins optimaux de la charge. Toutefois, les pertes de ce genre d'association peuvent aller de 5% à 30% selon les gisements solaires et l'état des charges [27].

Pour augmenter la production d'un générateur photovoltaïque, on trouve de plus en plus d'étages d'adaptation entre le panneau et la charge, dans le but d'optimiser le transfert de puissance. Ces étages présentent certes l'inconvénient d'un surcoût par rapport à la connexion directe qui ne nécessite qu'une simple diode. Mais leur utilisation est motivée par de nombreuses études montrant une réduction du prix du kWh produit par ce type de générateur photovoltaïque. Ceci passe par une augmentation du rendement, et pourrait s'effectuer par une augmentation de l'énergie transmise du générateur photovoltaïque à la charge par l'intermédiaire de gestionnaires appropriés [27].

Aujourd'hui, on peut trouver deux types d'étages d'adaptation électroniques distincts commercialisés. Le premier type permet de connecter le générateur photovoltaïque à une charge continue telle qu'une batterie. Il fait appel à des convertisseurs DC-DC plus communément connus sous l'appellation d'hacheurs ou de régulateurs. Ce type d'architecture est la plupart du temps utilisé pour un fonctionnement en site isolé (*hors réseau, off-grid en anglais*). Cela permet de couvrir les besoins énergétiques d'une résidence ne disposant pas d'une connexion au réseau électrique public ou de satisfaire les critères d'augmentation d'autonomie dans les applications portables, les transports et le spatial [27].

On notera que, dans certaines configurations, l'utilisation d'étages de connexion est obligatoire car les caractéristiques de la charge ne sont pas compatibles avec la forme d'électricité produite par

un générateur photovoltaïque. C'est le cas de toutes les charges ayant besoin de tensions alternatives, où l'on fait appel à un second type d'architecture permettant d'effectuer une conversion continu-alternatif (DC-AC). Ainsi, cette dernière permet d'injecter tout ou partie de l'énergie photovoltaïque produite dans un réseau de distribution.

I.3.2 Connexion générateur photovoltaïque-charge via un étage d'adaptation continu-continu

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 à effectuer le transfert d'énergie du générateur photovoltaïque à la charge. Cependant, les caractéristiques non-linéaires du module 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.

I.3.2.1 Principe de fonctionnement d'un étage d'adaptation DC-DC

La **Figure (I.4)** présente le schéma de principe d'un module photovoltaïque doté d'un étage d'adaptation continu-continu (DC-DC) entre le générateur photovoltaïque et la charge de sortie. Cette structure correspond à un système plus communément appelé système autonome. Il permet le plus souvent d'alimenter une batterie servant de stock d'énergie ou une charge qui ne supporte pas les fluctuations de tension (ballast, etc.). Cet étage d'adaptation dispose d'une commande MPPT (Maximum Power Point Tracking) qui lui permet de rechercher le PPM que peut fournir un panneau photovoltaïque. L'algorithme de recherche MPPT peut être plus ou moins complexe en fonction du type d'implantation choisi 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 de PPM selon l'évolution de la puissance fournie par le générateur photovoltaïque [28, 29]. Les commandes MPPT, par exemple, sont toutes basées sur une commande extrême (de type Perturb & Observe, P&O) et utilisent le rapport cyclique du convertisseur de puissance pour appliquer une action de contrôle adéquate sur l'étage et pour suivre l'évolution au cours du temps du PPM [30, 31].

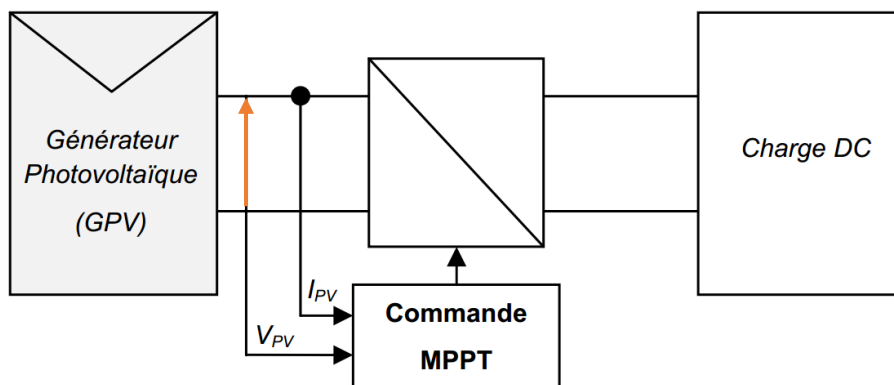


Figure (I.4) : Chaîne de conversion photovoltaïque avec convertisseur DC/DC contrôlé par une commande MPPT sur une charge continue

I.4 Modélisation du system coté générateur photovoltaïque

La modélisation du module photovoltaïque est amplement détaillée dans [32],[33]. Nous présentons ici juste les équations principales modélisant le comportement électrique du module photovoltaïque. Si on considère que le module photovoltaïque est constitué par N_s cellules en série et N_p cellules en parallèle, et en se basant sur le modèle des pertes ohmique représenté par la **Figure (I.5)**, le courant de sortie de ce module est donné par :

$$I_M = I_{ph_cell}|_{T,G} N_P - N_P I_0 |T \exp\left(\frac{V_M + R_{cell} \frac{I_M}{N_P}}{n_{pn} k_b \frac{T}{q}}\right) \quad (I.1)$$

Avec :

V_M et I_M : représentent respectivement la tension et le courant du module PV ;

R_{cell} : Représente la résistivité aux contacts entre les différentes régions constitutives de la cellule ;

q : La charge d'électron ($1.6 \cdot 10^{-19} C$) ;

k_b : La constante de Boltzmann ($1.38 \cdot 10^{23} J/K$) ;

n_{pn} : Le coefficient d'idéalité de la jonction PN ;

T : La température effective de la cellule en Kelvin ;

$I_{ph_cell}|_{T,G}$: Photo-courant de la cellule PV à la température T et l'ensoleillement G ;

$I_0|T$: Le courant de saturation inverse de la diode d_{cell} à la température T .

En outre, les valeurs de I_0 et de I_{ph_cell} sont calculées en fonction de l'ensoleillement et/ou de la température par les relations suivantes:

$$I_{ph_cell}|_{T,G} = I_{sc_cell}|_{T_{ref},G_{ref}} \frac{G}{G_{ref}} [1 + a(T - T_{ref})] \quad (I.2)$$

Et,

$$I_0|T = I_0|_{T_{ref}} \left(\frac{T}{T_{ref}}\right)^3 e^{\frac{-qE_g}{n_{pn}k_b} \left(\frac{1}{T} - \frac{1}{T_{ref}}\right)} \quad (I.3)$$

Avec :

G : L'irradiation solaire actuelle en kW/m^2 .

G_{ref} : L'irradiation solaire standard ($1 kW/m^2$).

T_{ref} : La température de référence en Kelvin (298 K).

$I_{sc_cell}|_{T_{ref},G_{ref}}$: Le courant de court-circuit aux conditions de référence T_{ref}, G_{ref} (donné par le fabricant).

a : Le coefficient de variation du courant en fonction de la température (donné par le fabricant).

E_g : La largeur de la bande interdite.

$I_0|_{T_{ref}}$: Le courant de saturation inverse à la température de référence T_{ref} . Ce courant est calculé dans le point où le courant de la cellule est égal à zéro, alors que la tension à vide de la cellule (V_{oc_cell}) est égale à la tension du circuit ouvert du module donnée par le fabricant (V_{oc_M}) divisée par le nombre des cellules en série (N_S). Ce courant est calculé donc à partir de (I.3) avec $N_S=1$ (une seule cellule) comme suit:

$$I_0|_{T_{ref}} = \frac{I_{sc_cell}|_{T_{ref}}}{\frac{V_{oc_cell}}{e^{n_{pn} \frac{k_b}{q} T_{ref} - 1}}} \quad (\text{I.4})$$

La résistance série de la cellule R_{cell} est calculée dans le point où ($V_{cell} = V_{oc_cell}$) en évaluant la pente de la courbe I-V dans le point V_{oc_M} . En différenciant l'équation (I.1) avec $N_S=1$ (une seule cellule), et puis en la réarrangeant en termes de R_{cell} on trouve:

$$R_{s_cell} = \frac{n_{pn} k_b T_{ref} / q}{\frac{q V_{oc_cell}}{I_0|_{T_{ref}} e^{n_{pn} k_b T_{ref}}} - \frac{dV_{cell}}{dI_{cell}}|_{V_{oc_cell}}} \quad (\text{I.5})$$

Où,

$\frac{dV_{cell}}{dI_{cell}}|_{V_{oc_cell}}$ est la pente de la courbe I-V dans le point $V_{cell} = V_{oc_cell}$ (calculée à partir de la courbe I-V dans la fiche technique du module puis diviser par le nombre de cellules en série N_S).

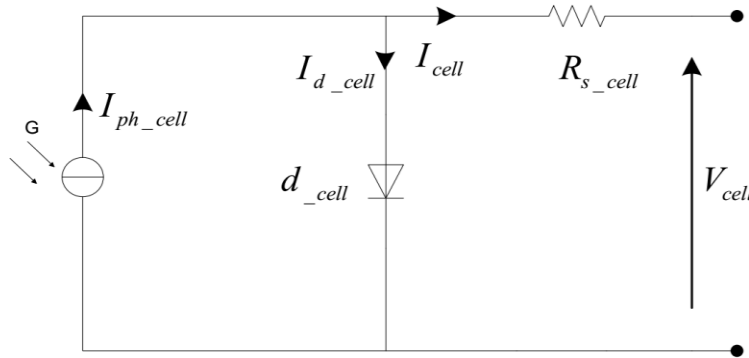


Figure (I.5) : Circuit équivalent du modèle avec pertes ohmiques d'une cellule photovoltaïque

Le modèle présenté par l'équation (I.1) peut être étendu pour exprimer le modèle mathématique d'un générateur photovoltaïque (GPV) comme suit :

$$I_{PV} = I_{ph_cell} N_P M_P - N_P M_P I_0|_T \exp\left(\frac{\frac{V_M}{N_S M_S} + R_{cell} \frac{I_M}{N_P M_P}}{n_{pn} k_b \frac{T}{q}}\right) \quad (\text{I.6})$$

Où, I_{PV} et V_{PV} sont, respectivement le courant et la tension du générateur photovoltaïque ; M_S et M_P sont, respectivement, le nombre de modules en série et en parallèle constituant le générateur photovoltaïque.

I.4.2 Modélisation du hacheur boost

I.4.2.1 Circuit électrique

Il est également appelé, le hacheur élévateur ou survolteur. Il permet d'adapter la tension du GPV aux besoins de la charge par la variation du rapport cyclique D . L'entrée de l'hacheur est une source de courant DC et la sortie de l'hacheur est un récepteur de tension DC, voir la **Figure (I.6) (a)**.

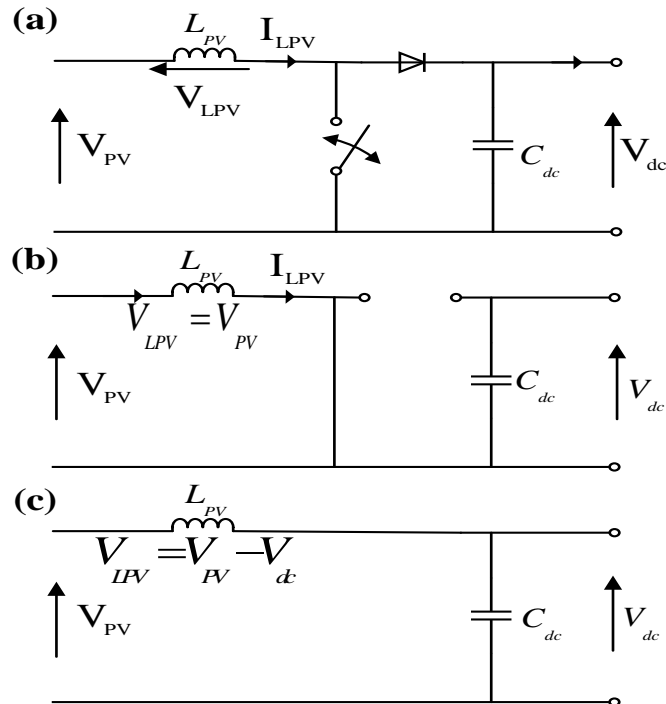


Figure (I.6) : Convertisseur boost : (a) Circuit de boost; (b) Circuit équivalent pour le commutateur fermé, (c) Circuit équivalent pour le commutateur ouvert

- Relation entre tension et courant

On suppose que les contraintes suivantes sont satisfaites

1. Le régime permanent est établi ;
2. La période de la commutation est T_s , et le temps DT_s pour l'interrupteur est fermé et ouvert pour $(1-D)T_s$;
3. Le courant de l'inductance est continu ;
4. Le condensateur est très large, et la tension de sortie V_{dc} reste constante ;
5. Les composants sont idéals.

Analyse du circuit dans le cas où l'interrupteur est fermé

Lorsque l'interrupteur est fermé, **Figure (I.6) (b)**, la diode est bloquée, et par l'utilisation de la loi de Kirchhoff sur une maille contenant la source, l'inductance, et l'interrupteur fermé, on obtient :

$$V_{LPV} = V_{PV} = L \frac{dI_{LPV}}{dt} \quad (\text{I.7})$$

Le taux de changement du courant est constant, ainsi le courant croît linéairement tant que l'interrupteur est fermé. Le changement du courant de l'inductance est calculé par :

$$\frac{\Delta I_{LPV}}{\Delta t} = \frac{\Delta I_{LPV}}{\Delta T} = V_{PV} \quad (\text{I.8})$$

L'ondulation ΔI_{LPV} dans la cas où l'interrupteur est fermé est donné par :

$$\left(\Delta i_{LPV}\right)_{Fermé} = \frac{V_{PV} DT_s}{L} \quad (\text{I.9})$$

Analyse du courant dans le cas où l'interrupteur est ouvert

Lorsque l'interrupteur est ouvert, **Figure (I.6) (c)**, le courant de l'inductance ne peut pas changer instantanément, donc et par l'utilisation de la loi de Kirchhoff sur une maille contenant la source, l'inductance, et l'interrupteur ouvert, on obtient :

$$V_{LPV} = V_{PV} - V_{dc} = L_{PV} \frac{dI_{LPV}}{dt} \quad (\text{I.10})$$

Le taux de changement du courant est constant, ainsi le courant varie linéairement tant que l'interrupteur est ouvert. Le changement de courant de l'inductance est calculé par :

$$\frac{dI_{LPV}}{dt} = \frac{V_{PV} - V_{dc}}{L_{PV}} \quad (\text{I.11})$$

L'équation (I.11) peut être approximé par :

$$\frac{\Delta I_{LPV}}{\Delta t} = \frac{\Delta I_{LPV}}{(1-D)T_s} = \frac{V_{PV} - V_{dc}}{L_{PV}} \quad (\text{I.12})$$

Donc,

$$\left(\Delta I_{LPV}\right)_{ouvert} = \frac{(V_{PV} - V_{dc})(1-D)T_s}{L_{PV}} \quad (\text{I.13})$$

Pour le régime permanent, la variation du courant de l'inductance doit être zéro. En utilisant l'équation (I.9) et (I.13), il vient

$$\left(\Delta I_{LPV}\right)_{Fermé} + \left(\Delta I_{LPV}\right)_{ouvert} = 0 \quad (\text{I.14})$$

$$\frac{V_{PV} DT_s}{L_{PV}} + \frac{(V_{PV} - V_{dc})(1-D)T_s}{L_{PV}} = 0 \quad (\text{I.15})$$

La simplification (I.15) de donne

$$V_{PV}(D+1-D) - V_{dc}(1-D) = 0 \quad (\text{I.16})$$

La tension de sortie peut être calculé par :

$$V_{dc} = \frac{V_{PV}}{(1-D)} \quad (\text{I.17})$$

I.5 Modèle mathématique du convertisseur élévateur DC/DC

La Figure (I.7) représente le schéma du convertisseur élévateur DC/DC alimenté par un source PV.

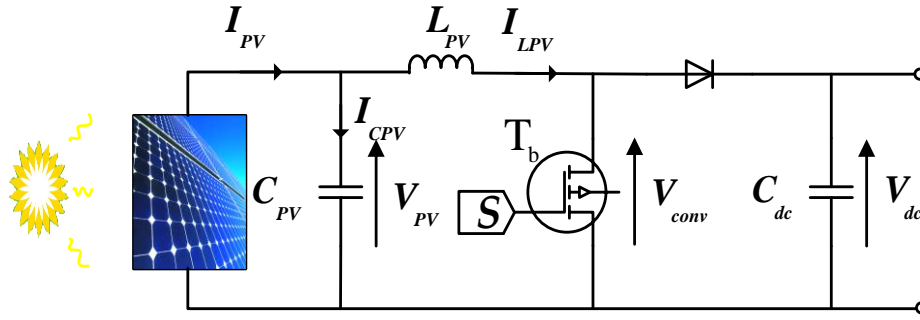


Figure (I.7) : Circuit électrique d'un convertisseur élévateur DC/DC

Les équations différentielles exprimant la dynamique de la tension d'entrée, la tension sortie et le courant qui circule dans l'inductance sont données par :

$$\begin{aligned} C_{PV} \frac{dV_{PV}}{dt} &= I_{PV} - I_{LPV} \\ L_{PV} \frac{dI_{LPV}}{dt} &= V_{PV} - V_{conv} \end{aligned} \quad (\text{I.18})$$

Avec $V_{conv} = (1-u)V_{dc}$

Alors,

$$\begin{aligned} C_{PV} \frac{dV_{PV}}{dt} &= I_{PV} - I_{LPV} \\ L_{PV} \frac{dI_{LPV}}{dt} &= V_{PV} - (1-u)V_{dc} \end{aligned} \quad (\text{I.19})$$

En remplaçant la variable u par sa valeur moyenne sur une période de commutation, qui correspond à la valeur du rapport cyclique D le model d'espace d'états du convertisseur boost devient:

$$\begin{aligned} \frac{dV_{PV}}{dt} &= \frac{1}{C_{PV}} I_{PV} - \frac{1}{C_{PV}} I_{LPV} \\ \frac{dI_{LPV}}{dt} &= \frac{1}{L_{PV}} V_{PV} - \frac{1}{L_{PV}} (1-D)V_{dc} \end{aligned} \quad (\text{I.20})$$

Où, V_{PV} est la tension de sortie du générateur photovoltaïque aux bornes du condensateur C_{PV} , I_{PV} le courant de sortie du générateur photovoltaïque, I_{LPV} est le courant dans l'inductance L_{PV} , D est le rapport cyclique du convertisseur DC-DC boost, V_{dc} est la tension de sortie du convertisseur boost.

I.5.1 Commande MLI du convertisseur boost

Le signal de contrôle de l'interrupteur S par la technique MLI (modulation de largeur d'impulsion) est le résultat de la comparaison entre le rapport cyclique D et celui généré par un générateur triangulaire, ou en dent de scie, de fréquence fixée par le fonctionnement du convertisseur comme le montre la **Figure (I.8)**.

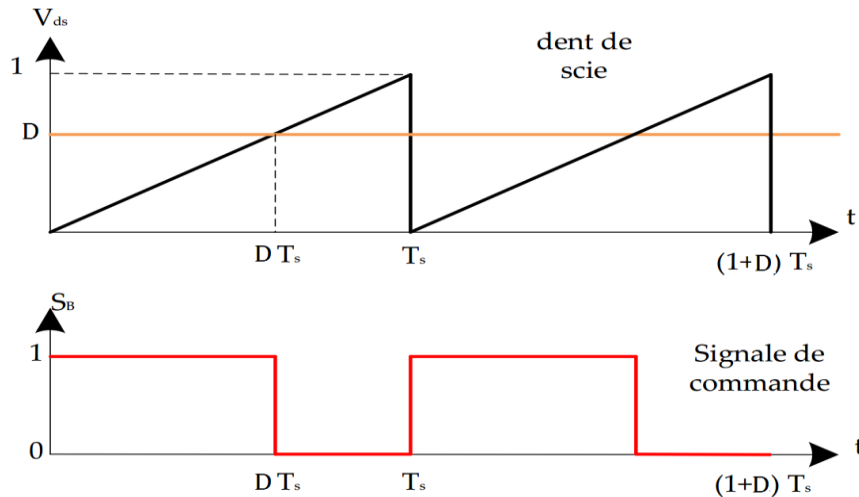


Figure (I.8) : Génération des impulsions de commande de l'hacheur

La génération des impulsions de commande s'effectue comme suit :

- Si $D > V_{ds}$ alors $S = 1$, l'interrupteur T_b est fermé (séquence 1) ;
- Si $D < V_{ds}$ alors $S = 0$, l'interrupteur T_b est ouvert (séquence 2).

I.5.2 Concept de la MPPT

Dans un système photovoltaïque comprenant une source photovoltaïque et une charge, la recherche du point de fonctionnement optimal par des techniques d'optimisation représente une étape importante. Cette technique de commande est souvent nommée dans la littérature « poursuite du Point de Puissance Maximum » (Maximum Power Point Tracking, MPPT). Une commande MPPT, associée à un étage intermédiaire d'adaptation, permet de faire fonctionner un générateur PV de façon à produire en permanence le maximum de sa puissance. Ainsi, quels que soient les conditions météorologiques (température et irradiation) et quels que soit la charge, la commande d'étage d'adaptation place le système au point de fonctionnement maximums (V_{mpp}, I_{mpp}), **Figure (I.9)** représente une chaîne élémentaire de conversion photovoltaïque associée à une commande MPPT. Pour simplifier les conditions de fonctionnement de cette commande, une charge DC est choisie. Comme nous pouvons le voir sur cette chaîne, la commande MPPT est nécessairement associée à un convertisseur DC-DC de telle sorte que la puissance fournie par le champ PV corresponde à la puissance maximale (P_{mpp}) qu'il génère et qu'elle puisse ensuite être transférée directement à la charge [34].

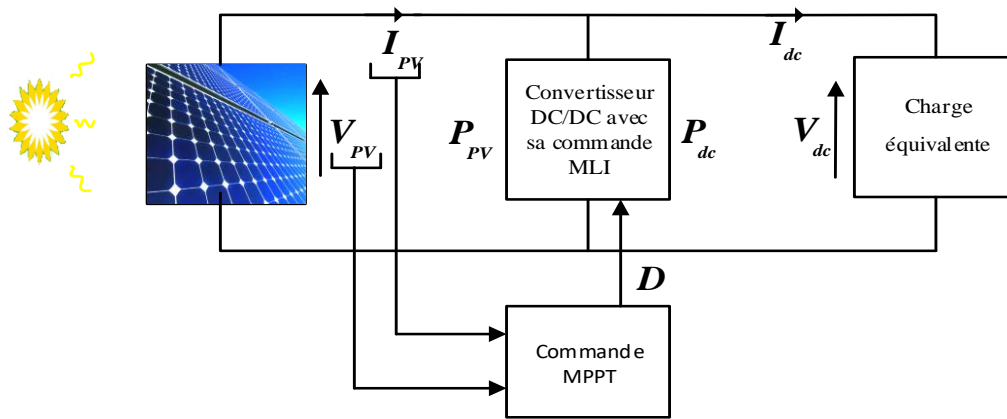


Figure (I.9) : Chaîne élémentaire de conversion photovoltaïque associée à une commande MPPT

La technique de contrôle communément utilisée consiste à agir sur le rapport cyclique de manière automatique pour amener le générateur à sa valeur optimale de fonctionnement qu'elles que soient les conditions météorologiques ou variations brutales de charges qui peuvent survenir à tout moment. De nombreuses méthodes de commandes MPPT existent et font appel à des algorithmes plus ou moins complexes en fonction des critères de précision et de rapidité exigés. Certains systèmes sont précis mais peu rapides, d'autres sont plus rapides mais moins efficaces. Les différentes méthodes de maximisation de puissance sont classées en deux catégories : les méthodes indirectes et les méthodes directes [35].

I.5.2.1 Méthodes indirectes

Les méthodes indirectes utilisent des bases de données regroupant les caractéristiques du champ photovoltaïque dans différentes conditions climatiques (température, ensoleillement, etc.) mais aussi des équations mathématiques empiriques permettant de déterminer le point de puissance maximum. Ces méthodes sont souvent propres à chaque type de panneau et donc difficile à généraliser. Parmi elles, on peut citer [35] :

- La méthode d'ajustement de courbe ;
- La méthode « look-up table » ;
- La méthode de la tension de circuit ouvert du générateur ;
- La méthode de court-circuit.

I.5.2.2 Les méthodes directes

Les méthodes directes sont des méthodes qui utilisent les mesures de tension et de courant du champ et dont l'algorithme est basé sur la variation de ces mesures. L'avantage de ces algorithmes est qu'ils ne nécessitent pas une connaissance préalable des caractéristiques du champ PV. Parmi ces méthodes, on retrouve la méthode de différenciation, la méthode Perturb & Observ (P&O) et l'incrément de conductance et etc. [35].

I.5.3 Méthode Perturb & Observe (P&O)

Le principe de la commande MPPT de type P&O consiste à perturber la tension V_{PV} d'une faible amplitude autour de sa valeur initiale et d'analyser le comportement de la variation de puissance P_{PV} qui en résulte.

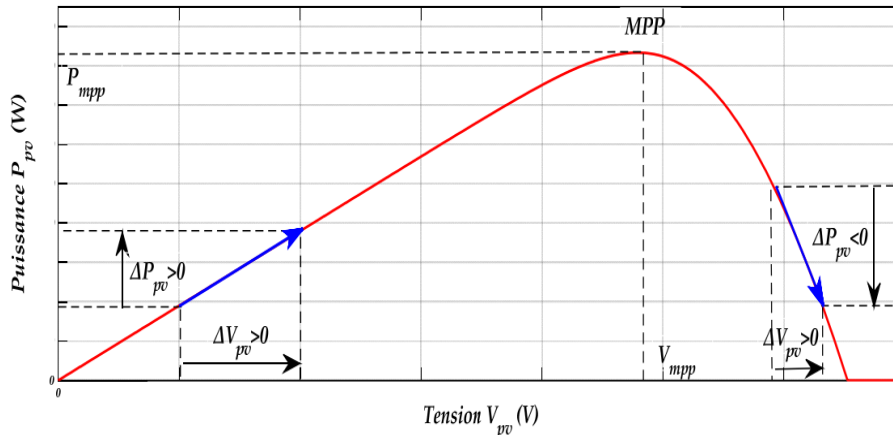


Figure (I.10) : Caractéristique de fonctionnement de la méthode de P&O

Ainsi, comme l'illustre la **Figure (I.10)** pour différentes zones de fonctionnement, on peut déduire que si une incrémentation positive de la tension V_{pv} engendre un accroissement de la puissance P_{pv} cela signifie que le point de fonctionnement se trouve à gauche du MPP. Si au contraire, la puissance décroît, cela implique que le système a dépassé le MPP. Un raisonnement similaire peut être effectué lorsque la tension décroît. A partir de ces diverses analyses sur les conséquences d'une variation de tension sur la caractéristique $P_{pv}(V_{pv})$, il est alors facile de situer le point de fonctionnement par rapport au MPP, et de faire converger ce dernier vers le maximum de puissance à travers un ordre de commande. On résume cette figure dans quatre cas à savoir :

Premier cas : $\Delta P_{pv} > 0$ et $\Delta V_{pv} > 0$

Dans ce cas le point de fonctionnement se trouve à gauche du MPP ; en plus ΔV_{pv} est positive, on est donc dans la bonne direction. Pour la prochaine itération, on augmente la tension du champ photovoltaïque. Ceci peut être réalisé par une diminution du rapport cyclique. Soit donc, $V_{pv}^*(k) = V_{pv}^*(k-1) - \Delta V_{pv}^*$.

Deuxième cas : $\Delta P_{pv} > 0$ et $\Delta V_{pv} < 0$

Le point de fonctionnement se trouve à droite du MPP ; en plus ΔV_{pv} est négative, la recherche du MPP se fait dans la bonne direction. On va donc pour la prochaine itération continuer à diminuer la tension (donc à diminuer le rapport cyclique). Soit donc, $V_{pv}^*(k) = V_{pv}^*(k-1) + \Delta V_{pv}^*$.

Troisième cas : $\Delta P_{pv} < 0$ et $\Delta V_{pv} < 0$

Le point de fonctionnement se trouve à gauche du MPP ; et comme ΔV_{pv} est négative on se dirige dans le mauvais sens. Lors de la prochaine itération on doit corriger le sens de la recherche en augmentant la tension. Soit donc, $V_{pv}^*(k) = V_{pv}^*(k-1) - \Delta V_{pv}^*$.

Quatrième cas : $\Delta P_{pv} < 0$ et $\Delta V_{pv} > 0$

Le point de fonctionnement actuel est à droite du MPP ; en plus ΔV_{pv} est positive, la recherche se fait donc dans la mauvaise direction. Pour la prochaine itération, on va diminuer la tension (donc diminuer le rapport cyclique). Soit donc, $V_{pv}^*(k) = V_{pv}^*(k-1) + \Delta V_{pv}^*$.

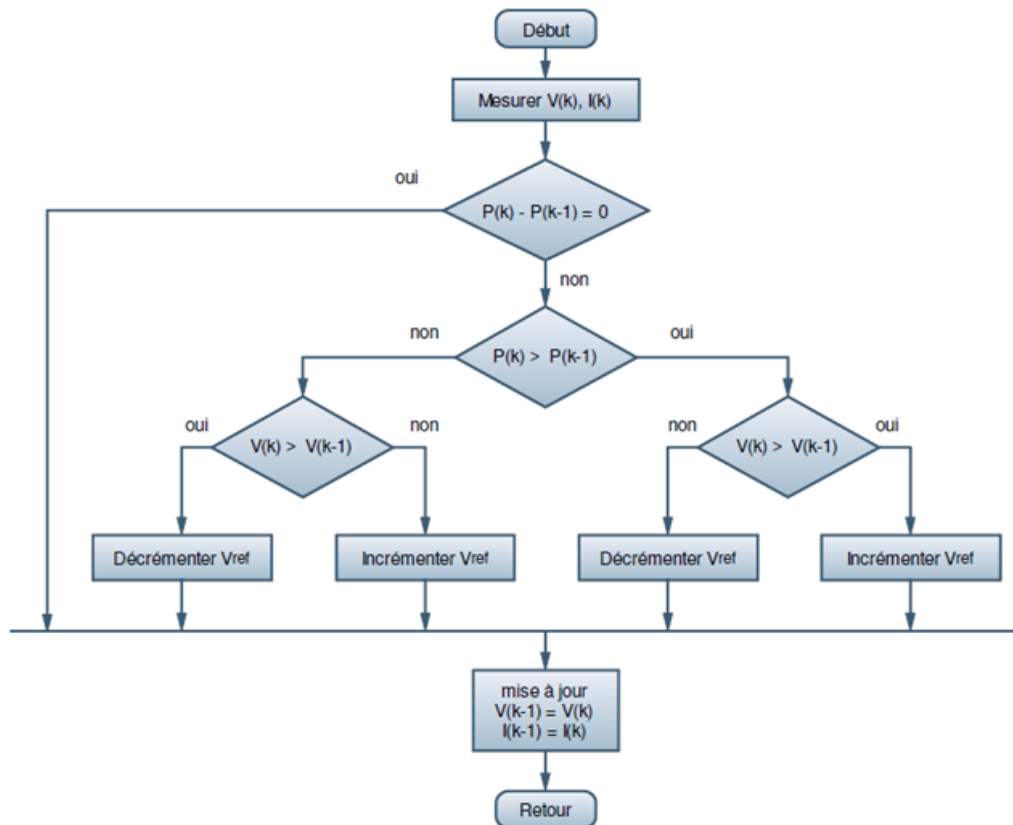


Figure (I.11) : Organigramme de l'algorithme perturbation et observation

La Figure (I.11) représente l'algorithme de la commande MPPT de type P&O, où l'évolution de la puissance est analysée après chaque perturbation de tension. Pour ce type de commande, deux capteurs (courant et tension du champ PV) sont nécessaires pour déterminer la puissance du champ PV à chaque instant. Avec cet algorithme la tension de fonctionnement V_{pv} est perturbée à chaque cycle du MPPT. Dès que le MPP sera atteint, V_{pv} oscillera autour de la tension idéale V_{mpp} de fonctionnement. Ceci cause une perte de puissance qui dépend de la largeur du pas d'une perturbation simple [36]. Si la largeur du pas est grande, l'algorithme du MPPT répondra rapidement aux changements soudains des conditions de fonctionnement, mais les pertes seront accrues relativement aux conditions stables ou lentement changeantes. Si la largeur du pas est très petite les pertes dans les conditions de stabilité ou lentement changeantes seront réduites, mais le système ne pourra plus suivre les changements rapides de la température ou de l'insolation. Il faut donc trouver un compromis entre précision et rapidité, ce qui rend cette commande difficile à optimiser [36].

I.6 Modélisation du system coté FAP

I.6.1 Modélisation du réseau électrique

Le réseau est assimilable à une source de tension sinusoïdale en série avec une impédance, dite de court-circuit. D'où la représentation du réseau par un système de forces électromotrices triphasé équilibré en série avec une impédance, Figure (I.12).

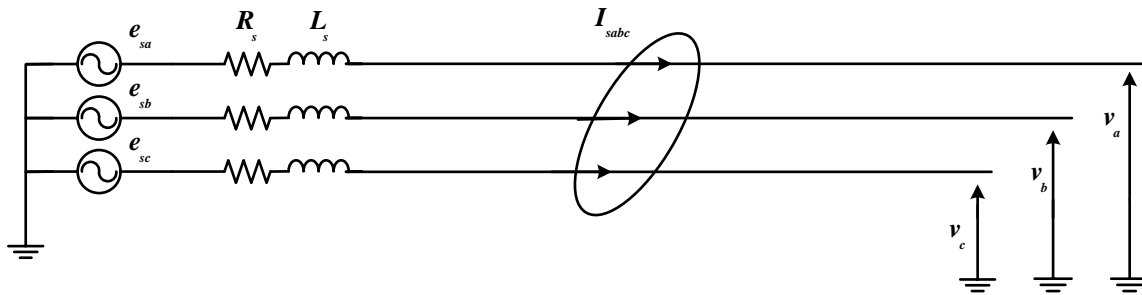


Figure (I.12) : Réseau électrique triphasé

Les tensions du réseau électrique sont données par :

$$\begin{aligned} e_a &= \sqrt{2}v \sin(\omega t) \\ e_b &= \sqrt{2}v \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ e_c &= \sqrt{2}v \sin\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) \end{aligned} \quad (\text{I.21})$$

Avec $\omega = 2\pi f$: Pulsation du réseau.

I.6.2 Modélisation de la charge polluante

La charge polluante est un redresseur de tension triphasé à diodes (pont de Graëtz), connecté au réseau par l'intermédiaire d'une impédance de ligne (L_l, R_l), et alimentant une charge inductive (R_d, L_d) côté continu, **Figure (I.13)**.

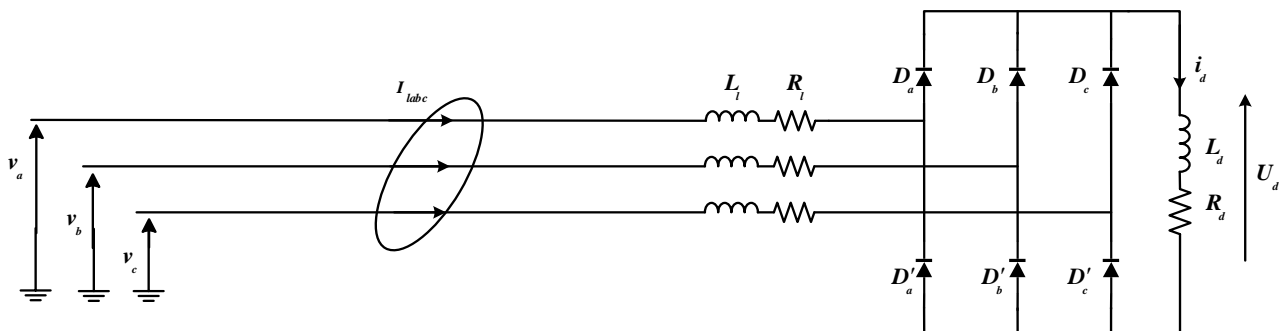


Figure (I.13) : Redresseur à diodes (pont de Graëtz) alimentant une charge RL

Pour simplifier le calcul, on suppose que le redresseur est idéal et l'empîtement est nul. Deux diodes de même bras ne peuvent pas conduire simultanément. Lorsque D_a conduit, l'une des deux diodes D'_b, D'_c conduit également. Il en vient que D_a conduit lorsque v_{sa} est supérieure à v_b et v_c , ou encore :

$$v_{sa} = \max(v_j); j = a, b, c \quad (\text{I.22})$$

Le même raisonnement conduit aux conditions suivantes :

$$\begin{aligned} D_i &\text{ conduit si } v_i = \max(v_j); i, j = a, b, c \\ D'_i &\text{ conduit si } v_i = \min(v_j); i, j = a, b, c \end{aligned}$$

Pendant chaque séquence de conduction, la tension U_d à la sortie du redresseur est donnée par :

$$U_d = \max(v_j) - \min(v_j); j = a, b, c \quad (\text{I.23})$$

A partir de la relation (I.23) on peut définir la valeur moyenne de la tension redressée par :

$$\bar{U}_d = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} v_{\max} = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} \sqrt{2}v = 1.654\sqrt{2}v \quad (\text{I.24})$$

La **Figure (I.13)** représente la tension U_d à la sortie du redresseur avec la tension triphasée au point de connexion du redresseur.

En supposant que le courant redressé I_d est parfaitement filtré et constant, on a :

$$\text{Pour } \frac{\pi}{6} \leq \omega t \leq \frac{5\pi}{6} \rightarrow I_d = I_{la}$$

$$I_{laeff} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_{\frac{\pi}{6}}^{\frac{5\pi}{6}} I_d^2 d\omega t} = \sqrt{\frac{2}{3}} I_d \quad (\text{I.25})$$

I.6.3 Modélisation de l'onduleur de tension

I.6.3.1 Onduleur de tension

Les onduleurs de tension constituent une fonction incontournable de l'électronique de puissance. Les deux grands domaines d'application classiques des onduleurs de tension sont les alimentations de secours et les entraînements à vitesse variable, la forte évolution des onduleurs de tension s'est appuyée, d'une part, sur le développement des composants semi-conducteurs contrôlables, puissants, robustes, et rapides, et d'autre part, sur l'utilisation quasi généralisée des techniques dites de modulation de largeur d'impulsion. La **Figure (I.14)** présente un onduleur triphasé à structure de tension. Il se compose de trois bras à interrupteurs réversibles en courant, commandés à la fermeture et à l'ouverture, réalisés à partir d'un interrupteur (GTO ou IGBT) et d'une diode en antiparallèle qui assure la circulation du courant de roue libre. Le stockage de l'énergie du côté continu se fait par l'intermédiaire d'un condensateur C_{dc} de tension V_{dc} , 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 de tension des semi-conducteurs, et d'autre part, pour ne pas dégrader les performances du filtre actif [37]. Le filtre de sortie est un filtre passif habituellement du premier ordre (L_f, R_f), employé pour connecter l'onduleur de tension au réseau électrique [37]. Dans ce cas, l'onduleur est l'interface entre deux types de sources : source de courant côté alternatif et source de tension côté continu [37]. La **Figure (I.15)** représente le schéma équivalent par phase d'un filtre actif connecté au réseau électrique.

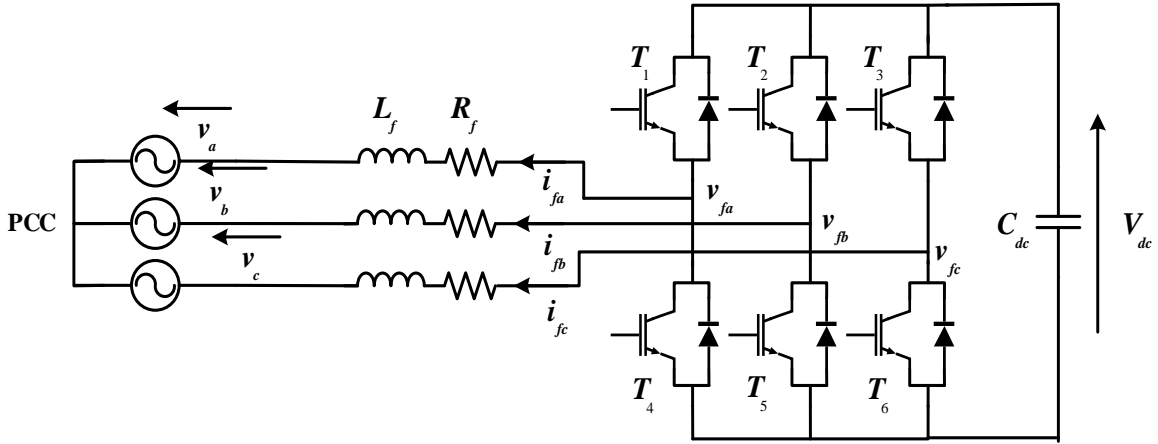


Figure (I.14) : Structure de l'onduleur de tension

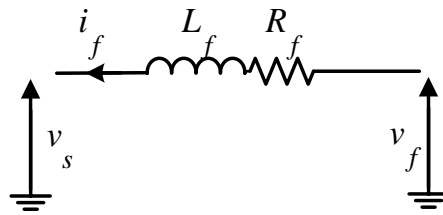


Figure (I.15) : Schéma de liaison entre l'onduleur de tension et le réseau

I.6.3.2 Modélisation de l'onduleur de tension

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

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

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

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

A partir de la **Figure (I.16)**, on peut dériver les tensions de l'onduleur en fonction des états des interrupteurs, les potentielles des nœuds A, B, et C de l'onduleur par rapport au point milieu imaginaire M sont données par les équations **(I.26)** :

$$V_{AM} = \frac{V_{dc}}{2}(2S_a - 1)$$

$$V_{BM} = \frac{V_{dc}}{2}(2S_b - 1)$$

$$V_{CM} = \frac{V_{dc}}{2}(2S_c - 1)$$
(I.26)

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

$$\begin{aligned} V_{AB} &= V_{AM} - V_{BM} = V_{dc}(S_a - S_b) \\ V_{BC} &= V_{BM} - V_{CM} = V_{dc}(S_b - S_c) \\ V_{CA} &= V_{CM} - V_{AM} = V_{dc}(S_c - S_a) \end{aligned} \quad (\text{I.27})$$

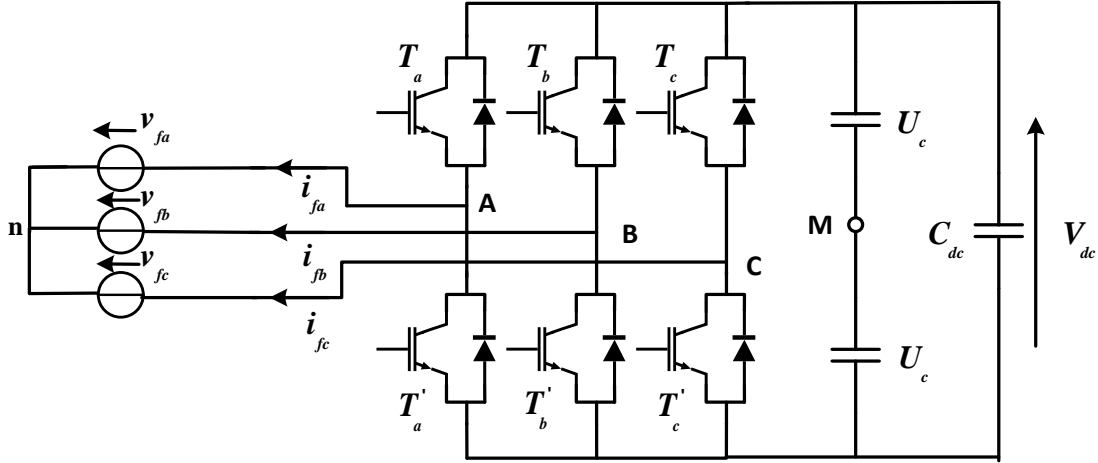


Figure (I.16) : Structure de l'onduleur triphasé

Et en fonction des tensions simples de l'onduleur :

$$\begin{aligned} V_{AB} &= V_{An} - V_{Bn} \\ V_{BC} &= V_{Bn} - V_{Cn} \\ V_{CA} &= V_{Cn} - V_{An} \end{aligned} \quad (\text{I.28})$$

Ce qui donne :

$$\begin{aligned} V_{AB} - V_{CA} &= V_{An} - (V_{Bn} + V_{Cn}) + V_{An} \\ V_{BC} - V_{AB} &= V_{Bn} - (V_{Cn} + V_{An}) + V_{Bn} \\ V_{CA} - V_{BC} &= V_{Cn} - (V_{An} + V_{Bn}) + V_{Cn} \end{aligned} \quad (\text{I.29})$$

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

$$0 = V_{An} + V_{Bn} + V_{Cn} \quad (\text{I.30})$$

A partir de la relation (I.30), on peut écrire :

$$\begin{aligned} V_{An} &= -(V_{Bn} + V_{Cn}) \\ V_{Bn} &= -(V_{An} + V_{Cn}) \\ V_{cn} &= -(V_{An} + V_{Bn}) \end{aligned} \quad (\text{I.31})$$

En remplaçant le système (I.31) dans (I.29), on peut trouver les tensions simples de l'onduleur en fonction des tensions composées :

$$\begin{aligned} V_{An} &= \frac{V_{AB} - V_{CA}}{3} \\ V_{Bn} &= \frac{V_{BC} - V_{AB}}{3} \\ V_{Cn} &= \frac{V_{CA} - V_{BC}}{3} \end{aligned} \quad (\text{I.32})$$

A partir des systèmes (I.27) et (I.32), les tensions simples de l'onduleur peuvent s'écrire en fonction des états S_a, S_b, S_c et de la tension V_{dc} comme suit :

$$\begin{aligned} v_{fa} = V_{An} &= 2U_c \frac{2S_a - S_b - S_c}{3} = V_{dc} \frac{2S_a - S_b - S_c}{3} \\ v_{fb} = V_{Bn} &= 2U_c \frac{S_b - 2S_a - S_c}{3} = V_{dc} \frac{S_b - 2S_a - S_c}{3} \\ v_{fc} = V_{Cn} &= 2U_c \frac{S_c - S_a - 2S_b}{3} = V_{dc} \frac{S_c - S_a - 2S_b}{3} \end{aligned} \quad (\text{I.33})$$

Et sous forme matricielle :

$$\begin{bmatrix} v_{fa} \\ v_{fb} \\ v_{fc} \end{bmatrix} = \frac{V_{dc}}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad (\text{I.34})$$

I.6.4 Modèle mathématique du filtre actif parallèle dans le repère triphasé

L'équation de tension par phase du filtre actif parallèle triphasé illustré par la **Figure (I.14)** est donnée par :

$$v_{sk} = v_{fk} - L_f \frac{di_{fk}}{dt} - R_f i_{fk} \quad k = a, b, c \quad (\text{I.35})$$

Alors, les équations des trois phases sont données par :

$$L_f \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{fa} \\ i_{fb} \\ i_{fc} \end{bmatrix} = -R_f \begin{bmatrix} i_{fa} \\ i_{fb} \\ i_{fc} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_{fa} \\ v_{fb} \\ v_{fc} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} v_{sa} \\ v_{sb} \\ v_{sc} \end{bmatrix} \quad (\text{I.36})$$

Et pour le coté continu :

$$C_{dc} \frac{dV_{dc}}{dt} = \frac{P_{dc}}{V_{dc}} \quad (\text{I.37})$$

Le système d'équation définissant le filtre actif dans le repère triphasé est donné par :

$$\begin{aligned}
L_f \frac{di_{fa}}{dt} &= -R_f i_{fa} + v_{fa} - v_{sa} \\
L_f \frac{di_{fb}}{dt} &= -R_f i_{fb} + v_{fb} - v_{sb} \\
L_f \frac{di_{fc}}{dt} &= -R_f i_{fc} + v_{fc} - v_{sc} \\
C_{dc} \frac{dV_{dc}}{dt} &= \frac{P_{dc}}{V_{dc}}
\end{aligned} \tag{I.38}$$

I.6.5 Modèle du filtre actif dans le repère stationnaire

La matrice de Concordia est définie par :

$$\begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \tag{I.39}$$

A partir du modèle du filtre actif dans le repère triphasé, et en appliquant la transformée de Concordia directe sur ce modèle, le modèle de l'onduleur dans le repère stationnaire est donné par :

$$\begin{aligned}
L_f \frac{di_{f\alpha}}{dt} &= -R_f i_{f\alpha} + v_{f\alpha} - v_{s\alpha} \\
L_f \frac{di_{f\beta}}{dt} &= -R_f i_{f\beta} + v_{f\beta} - v_{s\beta} \\
C_{dc} \frac{dV_{dc}}{dt} &= \frac{P_{dc}}{V_{dc}}
\end{aligned} \tag{I.40}$$

I.7 Dimensionnement des paramètres du FAP

Le stockage de l'énergie du côté continu se fait souvent par un système de stockage capacitif représenté par un condensateur C_{dc} qui joue le rôle d'une source de tension continue V_{dc} . Le choix des paramètres du système de stockage (C_{dc} et V_{dc}) se répercute sur la dynamique et sur la qualité de compensation du filtre actif parallèle [38].

I.7.1 Choix de la tension de référence du bus continu

Afin d'assurer la commandabilité des courants du filtre actif, la tension de référence du bus continu V_{dcref} doit être supérieure à la valeur maximale de la tension composée côté alternatif de l'onduleur [39], et peut être choisie en respectant la contrainte suivante :

$$V_{dcref} > \sqrt{6} v_{feff} \tag{I.41}$$

Généralement la valeur pratique de l'inductance L_f est faible, due au choix d'une fréquence de commutation élevée du FAP. Cela entraîne que la tension de l'onduleur v_f est approximativement égale à la tension de source v_s . Donc, l'expression de V_{dcref} s'écrit :

$$V_{dcref} > \sqrt{6}v_{seff} \quad (I.42)$$

Une tension V_{dc} élevée améliore la dynamique du filtre actif. Cependant cette valeur ne doit pas dépasser les tensions inverses supportées par les semi-conducteurs [37]. Pour ces raisons, on choisit $V_{dcref} = 700V$.

I.7.2 Choix de la capacité du condensateur

Dans la littérature il y a plusieurs méthodes pour dimensionner le condensateur C_{dc} , on a opté une méthode basée sur le calcul de l'énergie fournie par le filtre actif et celle de la charge polluante comme suit :

La valeur efficace du courant de la charge cotée alternatif est :

$$i_{leff} = \sqrt{\frac{2}{3}}i_d \quad (I.43)$$

Où i_d représente le courant de charge coté continu.

Le fondamental du courant de la charge est donné par :

$$\bar{i}_{leff} = \frac{\sqrt{6}}{\pi}i_d \quad (I.44)$$

Les courants harmoniques produits par la charge représente la différence entre le fondamentale et la valeur efficace du courant coté alternatif de la charge. Ces courants sont donnés par :

$$i_{lh} = \sqrt{i_{leff}^2 - \bar{i}_{leff}^2} = \sqrt{\frac{2}{3} - \frac{6}{\pi^2}}i_d = 0.2423i_d \quad (I.45)$$

Le filtre actif doit fournir la puissance correspondante aux harmoniques produite par la charge. Le rapport entre la puissance du filtre actif et celle de la charge polluante est :

$$\frac{S_f}{S_l} = \frac{S_{lhar}}{S_l} = \frac{3i_{lhar} v_{seff}}{3i_{leff} v_{seff}} = \frac{i_{lhar}}{i_{leff}} = \frac{0.2423i_d}{\sqrt{\frac{2}{3}}i_d} = 0.2968 \quad (I.46)$$

D'où, on peut exprimer la puissance apparente du filtre en fonction de celle de la charge polluante par :

$$S_f = 0.2968S_l \quad (I.47)$$

La puissance apparente de la charge est constituée de la puissance active, réactive et déformante. Elle est donnée par la relation suivante :

$$S_l^2 = P_l^2 + Q_l^2 + D_l^2 \quad (I.48)$$

Dans le cas de compensation simultanée des harmoniques et de la puissance réactive, la puissance du filtre est donnée par :

$$S_f^2 = Q_l^2 + D_l^2 \quad (I.49)$$

Donc

$$\frac{S_f^2}{P_1^2 + S_f^2} = 0.0881 \quad (\text{I.50})$$

A partir de la relation (I.50), la puissance du filtre peut s'exprimer en fonction de la puissance active de la charge polluante par la relation suivante :

$$S_f = 0.3036P_1 \quad (\text{I.51})$$

Le condensateur du filtre doit produire une variation d'énergie qui doit être égale ou supérieure à l'énergie équivalente à $S_f = 0.3036P_1$. L'énergie emmagasinée dans le condensateur est varié entre :

$$E_{\min} = \frac{1}{2} C_{dc} V_{dc\min}^2 \quad (\text{I.52})$$

$$E_{\max} = \frac{1}{2} C_{dc} V_{dc\max}^2 \quad (\text{I.53})$$

Où E_{\min} et E_{\max} représentent respectivement l'énergie minimale et l'énergie maximale emmagasinées dans le condensateur. La variation de l'énergie du condensateur pendant une période d'ondulation de la tension continue ΔT doit être supérieure ou égale à la puissance que doit produire le filtre actif. Ce qui est exprimé par :

$$E_{\max} - E_{\min} = \frac{1}{2} C_{dc} V_{dc\max}^2 - \frac{1}{2} C_{dc} V_{dc\min}^2 \geq 0.3036P_1 \Delta T \quad (\text{I.54})$$

En choisissant la période de l'ondulation de la tension aux bornes du condensateur six fois inférieure à celle de la tension du réseau électrique, on peut trouver :

$$C_{dc} \geq \frac{0.3036P_1}{6f_s (V_{dc\max}^2 - V_{dc\min}^2)} \quad (\text{I.55})$$

Avec f_s : la fréquence fondamentale du réseau électrique.

Si on fixe l'ondulation de la tension continue à $\Delta V_{dc} = 2\%V_{dc}$, on peut écrire :

$$V_{dc\max,\min} = V_{dc} \pm \frac{V_{dc}}{2} \quad (\text{I.56})$$

I.7.3 Dimensionnement des paramètres du filtre du FAP

Le filtre de sortie est un filtre passif utilisé pour connecter l'onduleur de tension au réseau électrique. Le filtre de sortie est dimensionné pour satisfaire les deux critères suivants :
– assurer la dynamique du courant du filtre définie par :

$$\frac{di_f}{dt} = \frac{di_{lh}}{dt} \quad (\text{I.57})$$

Avec :

i_f : Courant du filtre

i_{lh} : Courant harmonique de la charge

– Empêcher les composantes dues aux commutations de se propager sur le réseau électrique.

Pour satisfaire ces deux conditions, on utilise un filtre de premier ordre, composé d'une inductance L_f avec une résistance interne R_f , une petite valeur de cette inductance assure la dynamique du courant. Contrairement, une valeur relativement grande de celle-là empêche les composantes dues aux commutations de se propager sur le réseau [38],[39].

En négligeant la résistance de ce filtre de couplage on obtient :

$$\left(\frac{di_f}{dt}\right)_{\max} = \frac{V_{f_{\max}} - V_{s_{\max}}}{L_f} \quad (\text{I.58})$$

Avec

$V_{f_{\max}}$: la valeur maximale de la tension à l'entrée de l'onduleur.

$V_{s_{\min}}$: la valeur maximale de la tension simple au point de raccordement du filtre.

Prenons la valeur maximale de tension $V_{f_{\max}} = \sqrt{\frac{2}{3}}V_{dc}$ avec la valeur maximale de la tension du réseau, pour des petites variations du courant du filtre, on obtient :

$$\left(\frac{\Delta i_f}{dt}\right)_{\max} = \frac{\sqrt{\frac{2}{3}}V_{dc} - V_{s_{\max}}}{L_f} \quad (\text{I.59})$$

En supposant que la variation maximale du courant du filtre égale à 25% de la valeur maximale du courant du réseau et que la variation du temps soit sur une période de commutation

$T_h = \frac{1}{f_h}$, la valeur de l'inductance de couplage est donnée par :

$$L_f = \frac{\sqrt{\frac{2}{3}}V_{dc} - V_{s_{\max}}}{0.25i_{s_{\max}}f_h} \quad (\text{I.60})$$

I.8 Méthode de commande de l'onduleur

I.8.1 Modulation vectorielle

Les techniques de modulations permettent de générer un signal quantifié, image du signal de référence. Le signal de référence à l'entrée du modulateur est l'image du signal qu'il faudrait idéalement appliquer au dispositif à contrôler pour obtenir l'effet désiré. Le signal généré à la sortie du modulateur (le signal modulé) est l'image du signal le plus proche que l'onduleur est capable d'imposer à l'aide des niveaux dont il dispose.

La modulation de largeurs d'impulsions est largement utilisée dans la commande des onduleurs. On rencontre plusieurs stratégies de ce type de commande, telles que la modulation triangulo-sinusoidale, la modulation par hystérésis, et au milieu des années quatre-vingt, la modulation vectorielle (Space Vector Modulation : SVM). Cette dernière offre des avantages significatifs par rapport à la MLI naturelle et à échantillonnage régulier du point de vue performances de simplicité d'implantation et un rapport de transfert maximal.

I.8.2 Principe de la MLI vectorielle

Le principe de la *MLI* vectorielle consiste à projeter le vecteur de tension de référence \vec{v}^* désiré sur les deux axes du plan (α, β) . Ces projections sont utilisées dans le calcul des temps de commutations désirées de deux états non nuls de l'onduleur. Si on désigne par t_i et t_{i+1} , les deux temps de commutation en question, leur somme doit être forcément inférieure à la période de commutation de l'onduleur T_h . Pour maintenir la fréquence de commutation constante, un état nul de l'onduleur est appliqué durant le reste de la période T_h . Afin de connaître dans quel secteur se trouve le vecteur de tension \vec{v}^* , une série de tests sur v_α^* et v_β^* assure la localisation de celui-ci. Durant d'une période de commutation de l'onduleur, il existe différentes stratégies d'application des vecteurs assurant l'obtention de la tension désirée. Afin de réduire les harmoniques, il est préférable de générer des tensions centrées sur la période de commutation de l'onduleur [40].

Dans les cas où le système de commande exige des tensions supérieures à la valeur maximum de l'algorithme *MLI* vectorielle, il sera nécessaire de développer un mécanisme de limitation des tensions de sortie [41].

I.8.3 Modulation vectorielle de l'onduleur de tension

I.8.3.1 Tension de sortie de l'onduleur

Les tensions phases-neutre sont données en fonction des fonctions de connexions par :

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = \frac{1}{3} V_{dc} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad (\text{I.61})$$

La forme complexe de la tension de sortie est donnée par :

$$v = v_a e^{j0} + v_b e^{-j2\pi/3} + v_c e^{j2\pi/3} \quad (\text{I.62})$$

Après avoir transformé le système triphasé dans un système biphasé par la transformation de Concordia, on peut représenter le vecteur v dans un espace à deux dimensions (α, β) par :

$$v = v_\alpha^* + jv_\beta^* \quad (\text{I.63})$$

Où v_α^* et v_β^* sont les projections du vecteur v dans le système fixe (α, β) données par:

$$\begin{bmatrix} v_\alpha^* \\ v_\beta^* \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} \quad (\text{I.64})$$

Ces composantes peuvent être exprimées en fonction des fonctions de connexions par la relation suivante :

$$\begin{bmatrix} v_\alpha^* \\ v_\beta^* \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} V_{dc} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad (\text{I.65})$$

I.8.3.2 Etats d'un bras de l'onduleur

Chaque bras de l'onduleur a deux états possibles :

- **Etat P** : L'interrupteur du haut S_{x1} ($x= a, b$ ou c) est fermé, tandis que l'interrupteur du bas S_{x2} ($i= a, b$ ou c) est ouvert.
- **Etat N** : L'interrupteur du bas S_{x2} (a, b ou c) est fermé, tandis que l'interrupteur du haut S_{x1} ($x= a, b$ ou c) est ouvert.

I.8.3.3 Etats de l'onduleur

Etant donné que chaque bras peut avoir deux états, l'onduleur entier possède $2^3 = 8$ états : PPP, PPN, PNN, PNP, NNN, NNP, NPP et NPN. Ils sont identifiés en indiquant les états des trois bras de l'onduleur (état P ou état N). Par exemple, l'état PNN indique que le premier bras est à l'état P ($v_{ao}=v_{dc}$), le deuxième est à l'état N ($v_{bo}=0$) et le troisième est à l'état N ($v_{co}=0$). La configuration de l'onduleur pour chacune de ces états est représentée à la **Figure (I.23)**.

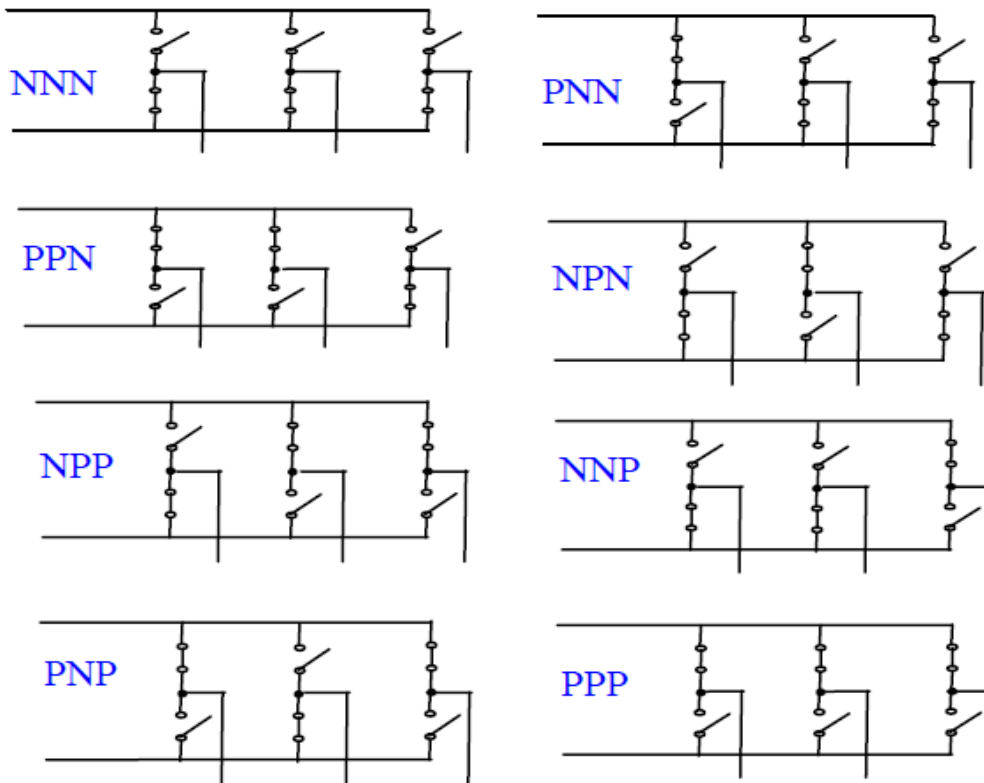


Figure (I.17) : Les huit états de l'onduleur

I.8.3.4 Représentation vectorielle

Le **Tableau (I.1)** représente les huit états de l'onduleur et les coordonnées du vecteur de tension de sortie v_i correspondant à chaque état.

Tableau (I.1) : Etats de l'onduleur et les coordonnées du vecteur v_i dans le plan (α, β)

S_{a1}	S_{b1}	S_{c1}	v_α	v_β	v_i
0	0	0	0	0	v_0
1	0	0	$\sqrt{2/3}V_{dc}$	0	v_1

1	1	0	$\sqrt{1/6}V_{dc}$	$\sqrt{1/2}V_{dc}$	v_2
0	1	0	$-\sqrt{1/6}V_{dc}$	$\sqrt{1/2}V_{dc}$	v_3
0	1	1	$-\sqrt{2/3}V_{dc}$	0	v_4
0	0	1	$-\sqrt{1/6}V_{dc}$	$-\sqrt{1/2}V_{dc}$	v_5
1	0	1	$\sqrt{1/6}V_{dc}$	$-\sqrt{1/2}V_{dc}$	v_6
1	1	1	0	0	v_7

Comme on peut le voir, les combinaisons (PPP) et (NNN) donnent toujours des vecteurs nuls. La **Figure (I.18)** montre la représentation dans le plan complexe des six vecteurs non nuls, qui peuvent être générés par l'onduleur et qui forment le diagramme vectoriel de l'onduleur à deux niveaux ou l'hexagone de commutation [41].

L'objectif de la commande de l'onduleur est de rendre les tensions de sortie v_a , v_b et v_c aussi proches que possible des trois tensions de référence sinusoïdaux v_a^* , v_b^* et v_c^* . Ces vecteurs peuvent être représentés dans le plan (α, β) par un seul vecteur de référence noté \vec{v}^* d'amplitude v_{\max}^* constante et égale à l'amplitude souhaitée des tensions simples, et tournant autour du centre de l'hexagone avec une vitesse angulaire $\omega = d\theta/dt$ constante correspondante à la pulsation électrique souhaitée. Ce vecteur est défini par :

$$\vec{v}^* = v^* e^{j\theta} \quad (\text{I.66})$$

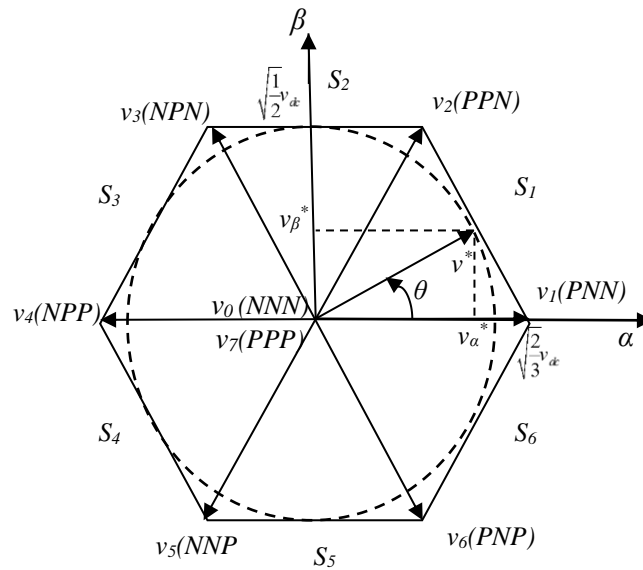


Figure (I.18) : Diagramme vectoriel de l'onduleur à deux niveaux

Si on attribue au vecteur de référence \vec{v}^* uniquement les six positions discrètes de la **Figure (I.18)**, la tension de sortie sera riche en harmoniques. Afin de réduire le taux d'harmoniques de la tension de sortie résultante de la forme non circulaire de cet hexagone, on impose au vecteur \vec{v}^* de se positionner à l'intérieur du cercle délimité par l'hexagone. Ainsi, le module maximal admissible du vecteur \vec{v}^* est :

$$v_{\max}^* = \sqrt{\frac{2}{3}}V_{dc} \cos\left(\frac{\pi}{6}\right) = \sqrt{\frac{1}{2}}V_{dc} \quad (\text{I.67})$$

L'équation (I.67) devient :

$$\vec{v}^* = r \cdot v_{\max}^* \cdot e^{j\theta} \quad (\text{I.68})$$

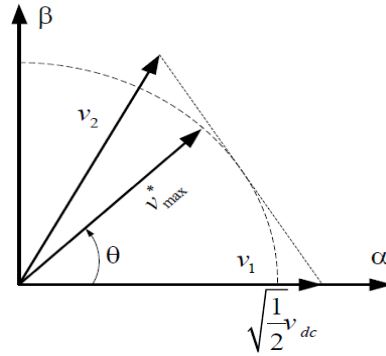


Figure (I.19) : Limite du vecteur v^*

Avec r : le taux de modulation qui a une valeur entre 0 et 1 et défini par la relation suivante :

$$r = \frac{\sqrt{2}v^*}{v_{dc}} \quad (\text{I.69})$$

θ : la position angulaire du vecteur \vec{v}^* calculée comme suit :

$$\theta = \arctg\left(\frac{v_{\beta}^*}{v_{\alpha}^*}\right) \quad (\text{I.70})$$

I.8.3.5 Localisation du vecteur de référence

L'hexagone de commutation peut être divisé en six secteurs, chaque secteur étant formé d'un triangle dont les sommets sont le centre, et les fins des deux vecteurs consécutifs (v_i et v_{i+1}). Le vecteur v^* tourne dans le plan (α, β) à une vitesse angulaire égale à la pulsation des tensions v_a^* , v_b^* et v_c^* . Sur le diagramme de la **Figure (I.19)**, on a représenté une position arbitraire du vecteur \vec{v}^* et on a indiqué l'angle θ correspondant à cette position. A partir de l'angle θ , on déduit le secteur triangulaire contenant ce vecteur de la manière suivante :

$$S = \begin{cases} 1 & \text{si } 0 \leq \theta \leq \pi/3 \\ 2 & \text{si } \pi/3 \leq \theta \leq 2\pi/3 \\ 3 & \text{si } 2\pi/3 \leq \theta \leq \pi \\ 4 & \text{si } \pi \leq \theta \leq 4\pi/3 \\ 5 & \text{si } 4\pi/3 \leq \theta \leq 5\pi/3 \\ 6 & \text{si } 5\pi/3 \leq \theta \leq 2\pi \end{cases} \quad (\text{I.71})$$

I.8.3.6 Calcul des temps de commutation

Dans le cas général, l'onduleur n'est pas capable de générer directement le vecteur \vec{v}^* , car il ne peut prendre que les huit états discrets illustrés précédemment. On doit donc construire \vec{v}^* à l'aide d'une combinaison des vecteurs nuls (v_0 ou v_7) et des deux vecteurs adjacents v_i et v_{i+1} du

secteur qui contient le vecteur de référence ($i=s$). Ces vecteurs sont appliqués individuellement pendant certaines durées t_0 , t_1 et t_{i+1} de sorte que \vec{v}^* soit égale à la valeur moyenne de ces vecteurs pendant une période de découpage :

$$\vec{v}^* = \vec{v}_i + \vec{v}_{i+1} + \vec{v}_0 \quad (\text{I.72})$$

Avec :

$$\vec{v}^* = \frac{1}{T_h} \int_t^{t+T_h} \vec{v} dt \quad (\text{I.73})$$

Puisque la période de découpage T_h est très faible, la valeur moyenne de tension \vec{v}^* peut être considérée comme constante.

Et puisque les vecteurs v_i et v_{i+1} sont des vecteurs fixes on a :

$$\bar{v}_i = \frac{1}{T_h} \int_t^{t+t_i} v_i dt = \frac{1}{T_h} v_i t_i \quad (\text{I.74})$$

Et

$$\bar{v}_{i+1} = \frac{1}{T_h} \int_t^{t+t_{i+1}} v_{i+1} dt = \frac{1}{T_h} v_{i+1} t_{i+1} \quad (\text{I.75})$$

L'équation (I.75) devient :

$$T_h v^* = t_{i+1} v_{i+1} + t_i v_i + t_0 v_0 \quad (\text{I.76})$$

Par comparaison des parties réelles et imaginaires des deux membres on obtient :

$$\begin{cases} T_h v_\alpha^* = t_{i+1} v_{i+1}^\alpha + t_i v_i^\alpha \\ T_h v_\beta^* = t_{i+1} v_{i+1}^\beta + t_i v_i^\beta \end{cases} \quad (\text{I.77})$$

Connaissant les valeurs des coordonnées des vecteurs de sortie $v_{i\alpha}$ et $v_{i\beta}$ (**Tableau (I.1)**), on peut calculer les temps de commutation t_i et t_{i+1} en fonction des coordonnées du vecteur de référence par la résolution du système d'équation (I.77).

Pendant le reste de la période de commutation on applique les vecteurs nuls chacun pendant ce temps, donc :

$$t_0 = t_7 = T_h - t_i - t_{i+1} \quad (\text{I.78})$$

Afin de simplifier l'analyse, on définit les trois variables e , l et k suivants :

$$\begin{cases} e = T_h \frac{\sqrt{3}v_\alpha^* + v_\beta^*}{\sqrt{2}v_{dc}} \\ l = T_h \frac{\sqrt{3}v_\alpha^* - v_\beta^*}{\sqrt{2}v_{dc}} \\ k = T_h \frac{\sqrt{2}v_\beta^*}{v_{dc}} \end{cases} \quad (\text{I.79})$$

Les temps t_i et t_{i+1} pour chaque secteur sont exprimés en fonction du variables e , l et k suivant le **Tableau (I.2)** :

Tableau (I.2) : Temps de commutation pour chaque secteur

Secteur	1	2	3	4	5	6
t_i	l	e	k	$-l$	$-e$	$-k$
t_{i+1}	k	$-l$	$-e$	$-k$	l	e

Si le vecteur de référence dépasse les limites de l'hexagone, la somme des durées d'applications des vecteurs adjacents sont supérieures à la période de modulation qui produira des erreurs. Pour éviter ceci il est nécessaire de limiter le vecteur de référence à l'intérieur de l'hexagone par l'algorithme ci-dessous (saturation) :

$$\left\{ \begin{array}{l} \text{if } t_i + t_{i+1} \geq T_h \\ \text{then} \\ \quad t_{i+1} = \frac{t_{i+1}}{t_i + t_{i+1}} T_h \\ \text{else} \\ \quad t_i = t_i \\ \quad t_{i+1} = t_{i+1} \\ \text{end} \end{array} \right. \quad (\text{I.80})$$

I.8.3.7 Génération des impulsions de commande

L'application des vecteurs d'états durant une période de découpage doit tenir en compte de deux critères :

a- Minimisation des harmoniques, par la génération d'une tension de sortie la plus proche que possible de la tension de référence, par l'application du vecteur d'état v_i pendant une durée t_i , le vecteur v_{i+1} pendant une durée t_{i+1} et le vecteur nul pendant le reste de la période. On applique v_0 aux extrémités de la période de découpage et v_7 au centre de cette période [42].

b- Minimisation des pertes dans les interrupteurs par la réduction du nombre de commutation de chaque interrupteur, par l'application du vecteur d'indice impair avant l'application du vecteur d'indice pair pendant la demi période de découpage et inversement durant l'autre demi période [42].

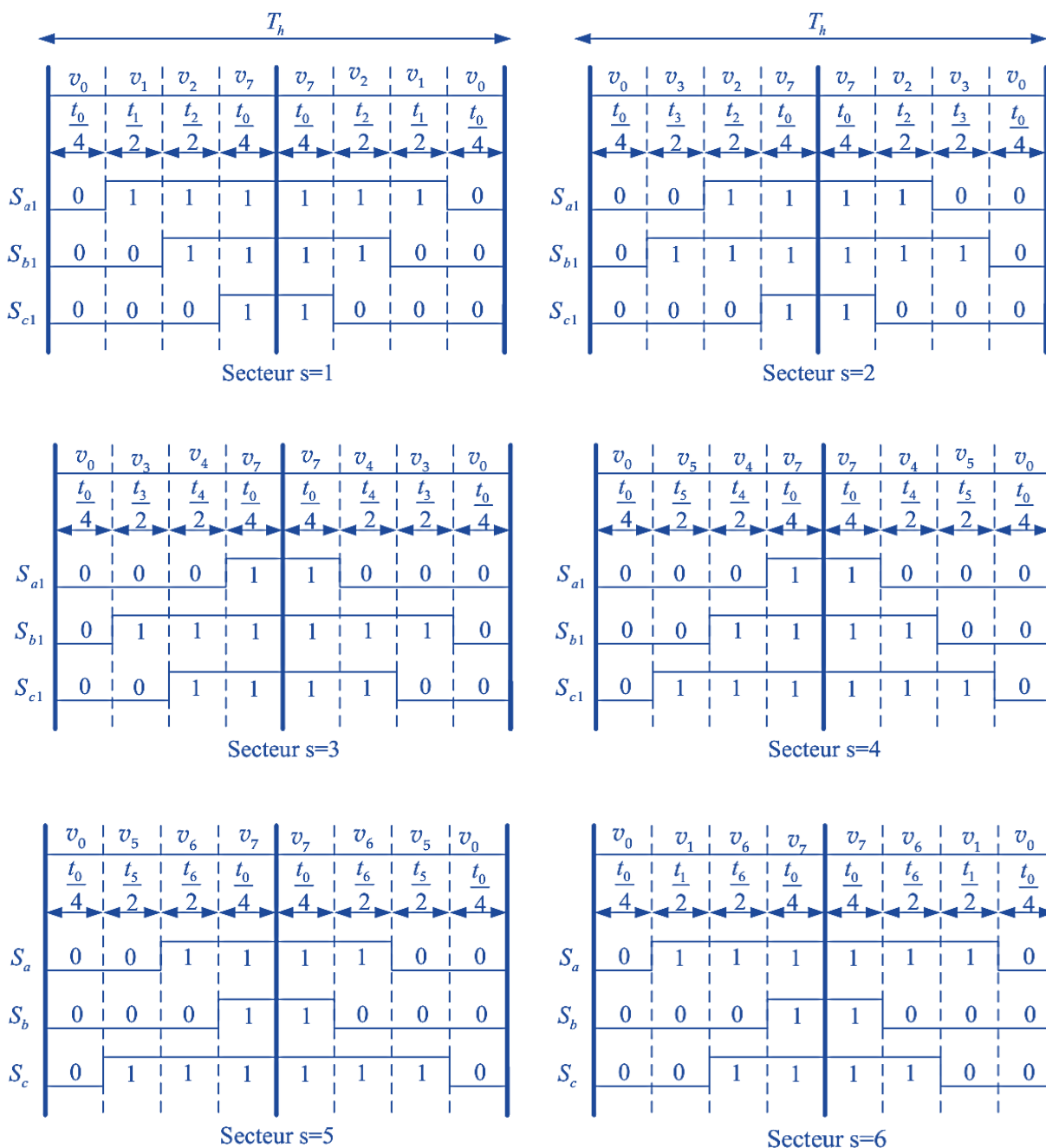


Figure (I.20) : Principe de génération des impulsions de commande par MLI vectorielle

A partir de la Figure (I.20), on déduit les durées de fermeture des six interrupteurs durant la période d'échantillonnage T_h , dans chacun des six secteurs. Ces durées sont résumées dans le Tableau (I.3).

Tableau (I.3) : Durées de fermeture des interrupteurs par secteur

Secteur	Interrupteurs du haut S_{a1}, S_{b1}, S_{c1}	Interrupteurs du bas S_{a2}, S_{b2}, S_{c2}
1	$S_{a1} = t_1 + t_2 + t_0/2$ $S_{b1} = t_2 + t_0/2$ $S_{c1} = t_0/2$	$S_{a2} = t_0/2$ $S_{b2} = t_1 + t_0/2$ $S_{c2} = t_1 + t_2 + t_0/2$
2	$S_{a1} = t_2 + t_0/2$ $S_{b1} = t_2 + t_3 + t_0/2$	$S_{a2} = t_3 + t_0/2$ $S_{b2} = t_0/2$

	$S_{c1} = t_0/2$	$S_{c2} = t_2+t_3+t_0/2$
3	$S_{a1} = t_0/2$ $S_{b1} = t_3+t_4+t_0/2$ $S_{c1} = t_4+t_0/2$	$S_{a2} = t_3+t_4+t_0/2$ $S_{b2} = t_0/2$ $S_{c2} = t_3+t_0/2$
4	$S_{a1} = t_0/2$ $S_{b1} = t_4+t_0/2$ $S_{c1} = t_4+t_5+t_0/2$	$S_{a2} = t_4+t_5+t_0/2$ $S_{b2} = t_5+t_0/2$ $S_{c2} = t_0/2$
5	$S_{a1} = t_6+t_0/2$ $S_{b1} = t_0/2$ $S_{c1} = t_5+t_6+t_0/2$	$S_{a2} = t_5+t_0/2$ $S_{b2} = t_5+t_6+t_0/2$ $S_{c2} = t_0/2$
6	$S_{a1} = t_6+ t_1+t_0/2$ $S_{b1} = t_0/2$ $S_{c1} = t_6+t_0/2$	$S_{a2} = t_0/2$ $S_{b2} = t_6+t_1+t_0/2$ $S_{c2} = t_1+ t_0/2$

I.8.3.8 Schéma bloc de la MLI vectorielle

Si on veut résumer la méthode de calcul de la MLI vectorielle, on peut énumérer les points suivants :

- 1- A partir des tensions de référence v_a^* , v_b^* et v_c^* on déduit les composantes du vecteur référence v_α^* et v_β^* dans le repère de (α, β) ;
- 2- Calcul du numéro du secteur S où se situe le vecteur de référence ;
- 3- Calcul des temps (t_i , t_{i+1} et t_0) d'application des vecteurs (v_i , v_{i+1} et v_0);
- 4- Génération des impulsions de commande des interrupteurs.

Sur la **Figure (I.27)**, apparaît le schéma bloc de la MLI vectorielle.

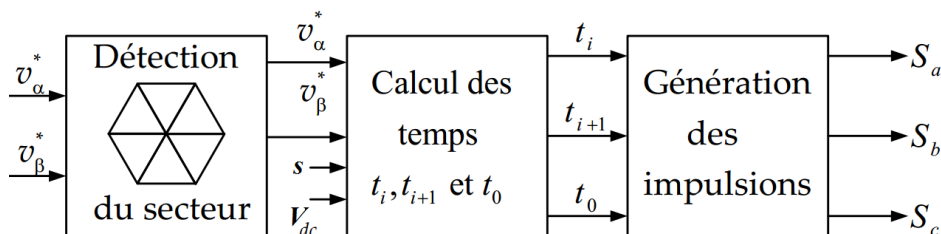


Figure (I.21) : Schéma bloc de la MLI vectorielle

I.9 Etude de la partie commande du FAP

I.9.1 Identification des harmoniques

Le but du filtrage est de compenser les harmoniques produits dans les réseaux électriques par des charges non linéaires, et de rendre les signaux de courant et de tension du réseau à la forme sinusoïdale. La première étape dans le filtrage est la détection des harmoniques à éliminer dans le but de les injecter dans le réseau électrique. Une bonne détection assure une bonne compensation des harmoniques, et cela permet d'améliorer la qualité du signal du réseau. Plusieurs méthodes d'identification ont déjà été proposées dans la littérature, elles peuvent être regroupées en deux familles d'approche [38, 43] :

- La première utilise la transformée de Fourier rapide dans le domaine fréquentiel, pour extraire les harmoniques du courant ou de la tension. Cette méthode est bien adaptée aux charges où le contenu harmonique varie lentement. Elle donne aussi l'avantage de sélectionner les harmoniques individuellement et de ne choisir de compenser que les plus prépondérants. Les inconvénients les

plus importants de cette méthode sont des résultats moyens en régime transitoire et un volume de calcul et une allocation de mémoire très considérable [43, 44].

- La deuxième famille est basée sur le calcul des puissances instantanées dans le domaine temporel. Certaines de ces méthodes se basent sur le calcul des puissances harmoniques de la charge non linéaire. Les méthodes du domaine temporel permettent une réponse plus rapide et requièrent moins d'opérations que les méthodes précédentes [45].

Récemment, de nouvelles méthodes d'identification ont été présentées pour donner le choix de compenser un, plusieurs ou voire même tous les types de perturbations. La méthode de détection synchrone qui repose sur la transformée de Park, a été proposée. Elle exige une précision parfaite du calcul de pulsation fondamentale afin de ne pas avoir des courants identifiés erronés. Enfin, la méthode d'identification la plus utilisée est celle appelée méthode des puissances réelles et imaginaires instantanées [38, 43, 45].

I.9.2 Identification des courants harmoniques du FAP

I.9.2.1 Méthode du repère synchrone (SRF)

Dans la méthode du repère synchrone, appelée aussi méthode des courants instantanés, les courants de la charge sont transformés dans le repère synchrone afin d'extraire la composante harmonique. Elle permet d'obtenir des meilleures performances même si la tension du réseau est perturbée ou déséquilibrée [45].

La transformation de Park utilisée est définie comme suit :

$$\begin{bmatrix} i_{ld} \\ i_{lq} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos\theta_s & \cos(\theta_s - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_s + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin\theta_s & -\sin(\theta_s - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_s + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{la} \\ i_{lb} \\ i_{lc} \end{bmatrix} \quad (\text{I.81})$$

Où θ_s qui représente la position angulaire du repère tournant, estimée par la PLL, est une fonction linéaire de la pulsation angulaire. Ce repère de référence tourne à une vitesse constante en synchronisme avec les tensions triphasées [38, 46].

Les courants sur les axes d et q peuvent être décomposés en deux composantes comme suit :

$$\begin{aligned} i_{ld} &= \bar{i}_{ld} + \tilde{i}_{ld} \\ i_{lq} &= \bar{i}_{lq} + \tilde{i}_{lq} \end{aligned} \quad (\text{I.82})$$

A partir de (I.82), on peut distinguer le cas du filtrage des harmoniques et la compensation de l'énergie réactive, les courants de références sont donnés par :

$$\begin{bmatrix} i_{fd}^* \\ i_{fq}^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \tilde{i}_{fd} \\ \tilde{i}_{fq} \end{bmatrix} \quad (\text{I.83})$$

Remarque : les courant de références (i_{fd}^* , i_{fq}^*) seront transformer en repère stationnaire ($i_{f\alpha}^*$, $i_{f\beta}^*$) pour simplifier les schémas de réglage.

Pour extraire la référence harmonique des courants dans le repère synchrone, un circuit constitué d'un filtre passe-bas avec un soustracteur peut être employé, comme le présente la **Figure (I.28)** [47].

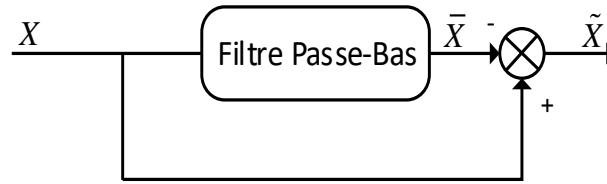


Figure (I.22) : Schéma représentant le principe de séparation des courants

L'ordre de ce filtre passe-bas définit la dynamique et l'efficacité de la méthode d'identification. Dans cette thèse, un filtre passe-bas de 4^{ème} ordre est choisi pour l'extraction des harmoniques [48]. La fréquence de coupure $f_c=25\text{Hz}$, est choisie pour que le filtre puisse bloquer toute composante perturbatrice des courants instantanées.

Cette méthode est sensible aux variations de la fréquence, ce qui signifie le besoin d'une boucle de verrouillage de phase (PLL). La méthode montre des meilleures performances dans des conditions imparfaites du système de tensions [38, 49].

L'utilisation d'un seul filtre passe-bas pour filtrer le courant assure à la fois la compensation de l'énergie réactive et le filtrage des harmoniques.

I.9.2.2 Méthode des puissances réelle et imaginaire instantanées (PQ)

Cette méthode offre l'avantage de choisir la perturbation à compenser avec précision, rapidité, et facilité d'implantation [38]. Elle n'est cependant valable que si les tensions appliquées à l'entrée de l'identificateur sont équilibrées [45]. Dans le cas où la tension du réseau est polluée, un système à base de PLL est ajouté après la mesure des tensions au point de connexion du filtre actif.

Cette méthode exploite la transformation des paramètres du système dans le repère triphasé abc en biphasé dans le repère stationnaire. Cette transformation est appelée la Transformation de Concordia Directe (TCD). Notons par (v_a, v_b, v_c) et (i_{la}, i_{lb}, i_{lc}) les tensions mesurées au point de raccordement du filtre actif et les courants absorbés par les charges polluantes respectivement. La transformation TCD permet d'écrire ces composantes dans le repère stationnaire comme suit :

$$\begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} \quad (\text{I.84})$$

$$\begin{bmatrix} i_{l\alpha} \\ i_{l\beta} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{la} \\ i_{lb} \\ i_{lc} \end{bmatrix} \quad (\text{I.85})$$

Si on fait coïncider les axes α et β avec les axes réels et imaginaires du plan complexe, les systèmes triphasés des tensions et des courants s'écrivent :

$$v_l = v_\alpha + jv_\beta \quad \text{et} \quad i_l = i_{l\alpha} + ji_{l\beta} \quad (\text{I.86})$$

On en déduit que la puissance apparente complexe :

$$S_1 = v_1 i_1^* \quad (\text{I.87})$$

Où i_1^* le vecteur conjugué de i_1 donc :

$$S_1 = (v_\alpha + jv_\beta) (i_{1\alpha} - ji_{1\beta}) \quad (\text{I.88})$$

Ce qui donne

$$S_1 = (v_\alpha i_{1\alpha} + v_\beta i_{1\beta}) + j(v_\beta i_{1\alpha} - v_\alpha i_{1\beta}) \quad (\text{I.89})$$

Par identification avec l'expression :

$$S_1 = P_1 + jQ_1 \quad (\text{I.90})$$

La puissance réelle instantanée s'écrit :

$$P_1 = v_\alpha i_{1\alpha} + v_\beta i_{1\beta} \quad (\text{I.91})$$

La puissance imaginaire instantanée s'écrit :

$$Q_1 = v_\beta i_{1\alpha} - v_\alpha i_{1\beta} \quad (\text{I.92})$$

Les puissances P_1 et Q_1 ont une signification plus large que les puissances active et réactive habituelles. En effet, contrairement aux puissances active et réactive, qui ne considèrent que la fréquence fondamentale, les puissances réelle et imaginaire prennent en compte toutes les composantes harmoniques de courant et de tension. C'est pourquoi on leur donne des autres dénominations (puissance réelle et puissance imaginaire) [37].

A partir des relations (I.91) et (I.92) nous pouvons établir la relation matricielle suivante :

$$\begin{bmatrix} P_1 \\ Q_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_\alpha & v_\beta \\ v_\beta & -v_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{1\alpha} \\ i_{1\beta} \end{bmatrix} \quad (\text{I.93})$$

Dans le cas général, chacune des puissances P_1 et Q_1 comporte une partie continue et une partie alternative, ce qui nous permet d'écrire l'expression ci-dessous [46] :

$$\begin{aligned} P_1 &= \bar{P}_1 + \tilde{P}_1 \\ Q_1 &= \bar{Q}_1 + \tilde{Q}_1 \end{aligned} \quad (\text{I.94})$$

Avec : \bar{P}_1 et \bar{Q}_1 sont les puissances continues de P_1 et Q_1 liées aux fondamentales de v_s et i_1 .

et : \tilde{P}_1 et \tilde{Q}_1 sont les puissances alternatives de P_1 et Q_1 liées aux fondamentales de v_s et i_1 .

Afin d'isoler les puissances actives et réactives conventionnelles, il faut connaître avec précision les fréquences des pulsations des puissances instantanées formées à partir de la relation (I.94). Il est à noter qu'on considère désormais que le réseau étudié est composé de trois fils ce qui empêche les composantes homopolaires d'y circuler. Après avoir identifié les pulsations des puissances instantanées, le filtre de puissance chargé d'isoler les puissances active et réactive conventionnelles peut être dimensionné.

En inversant la relation (I.93), nous pouvons recalculer les courants dans le repère stationnaire comme le montre l'équation suivante :

$$\begin{bmatrix} i_{l\alpha} \\ i_{l\beta} \end{bmatrix} = \frac{1}{\Delta} \begin{bmatrix} v_{\alpha} & v_{\beta} \\ v_{\beta} & -v_{\alpha} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} P_1 \\ Q_1 \end{bmatrix} \quad (\text{I.95})$$

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

En considérant les équations (I.91) et (I.92), nous pouvons séparer le courant dans le repère stationnaire en trois composantes, active et réactive à la fréquence fondamentale et les harmoniques. Ceci conduit à :

$$\begin{bmatrix} i_{l\alpha} \\ i_{l\beta} \end{bmatrix} = \frac{1}{\Delta} \begin{bmatrix} v_{\alpha} & v_{\beta} \\ v_{\beta} & -v_{\alpha} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{P}_1 \\ 0 \end{bmatrix} + \frac{1}{\Delta} \begin{bmatrix} v_{\alpha} & v_{\beta} \\ v_{\beta} & -v_{\alpha} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 \\ \bar{Q}_1 \end{bmatrix} + \frac{1}{\Delta} \begin{bmatrix} v_{\alpha} & v_{\beta} \\ v_{\beta} & -v_{\alpha} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{P}_1 \\ \tilde{Q}_1 \end{bmatrix} \quad (\text{I.96})$$

Avec $\Delta = v_{\alpha}^2 + v_{\beta}^2$ supposé constant dans l'hypothèse d'une tension sinusoïdale équilibrée du réseau électrique [37, 38, 50]. Cette expression montre donc que l'identification des différentes composantes du courant dans le repère stationnaire revient à séparer des termes continus des puissances réelle et imaginaire instantanées.

A partir de (I.96), on peut distinguer deux cas :

– Dans le cas de compensation des courants harmoniques, les courants de références sont donnés par :

$$\begin{bmatrix} i_{f\alpha}^* \\ i_{f\beta}^* \end{bmatrix} = \frac{1}{\Delta} \begin{bmatrix} v_{\alpha} & v_{\beta} \\ v_{\beta} & -v_{\alpha} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{P}_1 \\ \tilde{Q}_1 \end{bmatrix} \quad (\text{I.97})$$

– Dans le cas du filtrage des harmoniques et la compensation de l'énergie réactive, les courants de références sont donnés par :

$$\begin{bmatrix} i_{f\alpha}^* \\ i_{f\beta}^* \end{bmatrix} = \frac{1}{\Delta} \begin{bmatrix} v_{\alpha} & v_{\beta} \\ v_{\beta} & -v_{\alpha} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{P}_1 \\ Q_1 \end{bmatrix} \quad (\text{I.98})$$

L'utilisation d'un seul filtre passe-bas pour filtrer la puissance active instantanée assure à la fois la compensation de l'énergie réactive et le filtrage des harmoniques.

I.10 Conclusion

Ce chapitre est consacré, dans un premier lieu, à la modélisation et à l'étude théorique d'un convertisseur DC-DC de type Boost, employé très souvent dans les applications PV. La commande de ce convertisseur s'effectue par une variation du rapport cyclique du signal de commande de l'interrupteur qui est déduit de l'algorithme du MPPT. Aussi on a présenté la méthode de MPPT la plus utilisées qui est la méthode de P&O. De plus, nous avons donné la représentation d'état de ce convertisseur DC-DC.

Ensuite nous avons présenté la modélisation d'onduleur de tension qui sert comme interface entre le hacheur boost et le réseau. Après, on a développé un modèle du système PV connecté au réseau agissant comme un filtre active parallèle (FAP) triphasé à structure tension ce qui capable de générer un système de courants sinusoïdaux équilibrés et en phase avec les tensions correspondantes. Ce FAP permet de compenser les harmoniques de courant générés par des charges non-linéaires, connectées à un réseau électrique, ceci implique que la puissance réactive générée est nulle. De plus, nous avons étudié le dimensionnement de l'onduleur, de l'élément de stockage et du filtre de sortie.

Chapitre II

Commandes à base de régulateurs de type PI d'un système photovoltaïque connecté au réseau agissant comme un filtre actif parallèle

II.1 Introduction

L'intégration d'un système photovoltaïque connecté au réseau dans les systèmes de distribution alimentant des charges non linéaires est non seulement incapable d'atténuer la pollution de l'énergie, mais peut aggraver la situation en fonction de la technologie du convertisseur photovoltaïque utilisé [51]. Pour résoudre ce problème, les filtres actifs et passifs supplémentaires sont reconnus comme des dispositifs de filtrage efficaces. Cependant, les composants volumineux des filtres passifs et le coût élevé d'un filtre de puissance active supplémentaire constituent les principales lacunes de cette solution. Pour remédier à ces inconvénients, le système photovoltaïque connecté au réseau lui-même agissant comme un filtre de puissance active parallèle PV-FAP présenté dans les chapitres suivant. En effet, en injectant un courant de compensation approprié dans le réseau, la fonction de filtrage de l'installation photovoltaïque peut améliorer considérablement la fiabilité, l'efficacité de la conversion de puissance et la distorsion harmonique du courant.

Dans ce chapitre, nous proposons trois commandes pour le PV-FAP. La première utilise un régulateur traditionnelle PI. La deuxième combine un régulateur PI avec le principe du DPC en utilisant un modulateur vectoriel au lieu d'une table de commutation (PI-DPC-SVM), et la troisième introduit l'approche prédictive, pour former la commande directe de puissance prédictive (PI-PDPC-SVM) capable d'imposer préalablement des critères sur la qualité du contrôle des puissances instantanées.

II.2 Commande VOC du système PV-FAP

La structure générale avec contrôle du PV-FAP est présentée à la **Figure (II.1)**. Celle-ci est présentée sous deux formes de blocs ; partie puissance et partie commande. La partie puissance consiste un onduleur de tension avec un circuit de stockage d'énergie capacitif alimenté par un convertisseur DC-DC dans son côté continu et un filtre de sortie dans le côté alternatif. La partie commande comprend un procédé d'identification des courants perturbés, un régulateur de tension du bus continu appliqué à l'élément d'énergie de stockage et un contrôleur des courants injectés. De plus, la commande du convertisseur DC-DC boost est bien présenté dans la même figure.

Le schéma de la commande VOC dans le repère stationnaire par des régulateurs PI est représenté par la **Figure (II.1)**. La méthode utilisée pour l'extraction des harmoniques du courant est la méthode des puissances active et réactive instantanées.

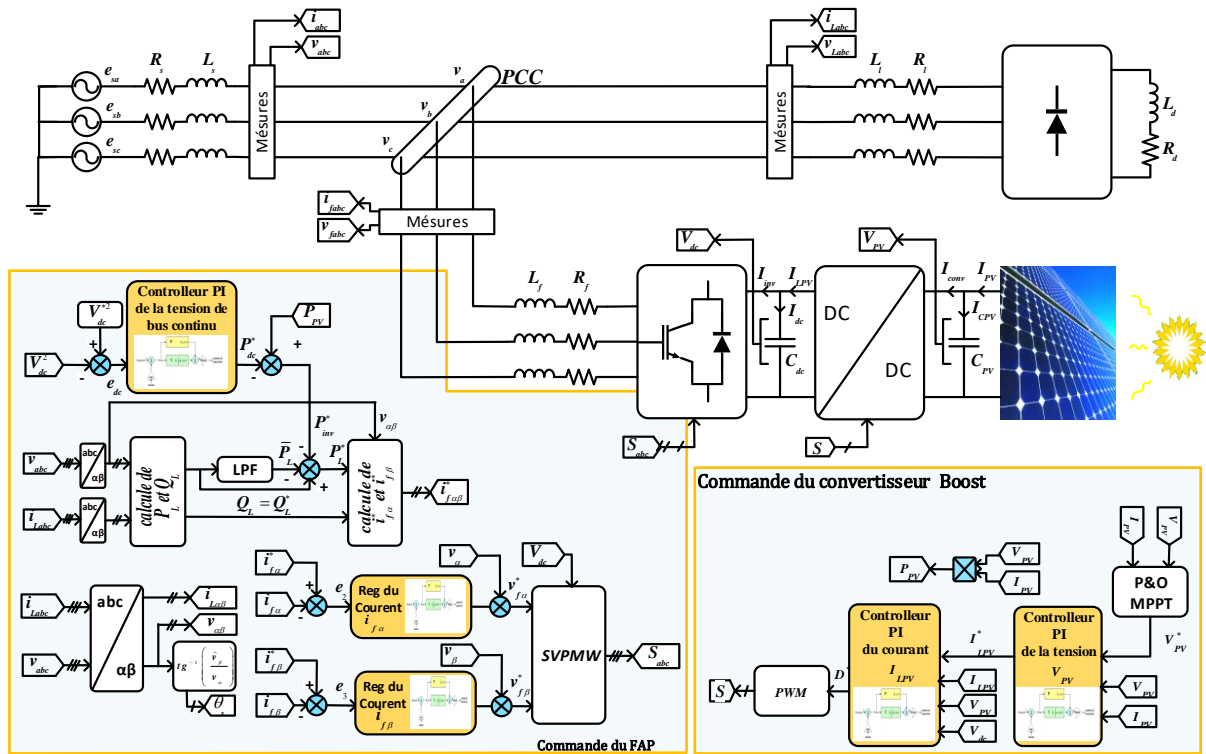


Figure (II.1) : Schéma de commande par PI d'un système PV connecté au réseau agissant comme un filtre actif parallèle

II.2.1 Stratégie de commande coté FAP

Sur la Figure (II.1), la tension du condensateur V_{dc}^2 est comparée à sa valeur de référence V_{dc}^{2*} ; l'erreur entre V_{dc}^2 et V_{dc}^{2*} est transmise à un contrôleur linéaire de type PI. La sortie du contrôleur de tension présente la référence de la puissance active P_{dc}^* . Sur la base de la théorie p-q instantanée, les puissances de compensation sont calculées et les puissances moyennes sont extraites à l'aide d'un filtre passe-bas à d'ordre 4 (LPF). Cependant, les puissances oscillantes sont obtenues par une simple soustraction de la puissance moyenne des puissances active et réactive.

II.2.1.1 Stratégie de contrôle basée sur la théorie p-q :

Les puissances active et réactive instantanées de la charge non linéaire sont calculées comme suit :

$$\begin{bmatrix} P \\ Q_L \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_\alpha & v_\beta \\ v_\beta & -v_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{L\alpha} \\ i_{L\beta} \end{bmatrix} \quad (II.1)$$

Les puissances actives et réactives instantanées comprennent les valeurs moyennes et oscillantes sont exprimées comme suit :

$$\begin{aligned} P_L &= \bar{P}_L + \tilde{P}_L \\ Q_L &= \bar{Q}_L + \tilde{Q}_L \end{aligned} \quad (II.2)$$

Les valeurs moyennes (\bar{P}_L, \bar{Q}_L) de P_L et Q_L sont les puissances active et réactive moyennes provenant de la composante direct du courant de la charge non linéaire. Les valeurs oscillantes (\tilde{P}_L, \tilde{Q}_L) sont les puissances active et réactive d'ondulation [52]. Pour la compensation harmonique de la puissance réactive et l'équilibrage des courants de charge triphasés non équilibrés, toutes les puissances réactive Q_L et harmonique \tilde{P}_L de la puissance active sont sélectionnées comme références des puissances de compensation comme suit [52] :

$$\begin{aligned} P_L^* &= \tilde{P}_L - P_{dc}^* + P_{pv} \\ Q_L^* &= \tilde{Q}_L \end{aligned} \quad (\text{II.3})$$

La puissance de référence du condensateur P_{dc}^* est utilisée comme une puissance réelle moyenne et elle est obtenue à partir du contrôleur de la tension continue, tandis que P_{pv} est la puissance active délivrée par le générateur photovoltaïque est utilisée comme puissance de compensation.

En utilisant les puissances actives et réactives instantanées de référence (P_L^*, Q_L^*) et la tension au point de connexion du filtre, les références des courant harmoniques sont alors données par :

$$\begin{bmatrix} i_{f\alpha}^* \\ i_{f\beta}^* \end{bmatrix} = \frac{1}{\Delta} \begin{bmatrix} v_\alpha & -v_\beta \\ v_\beta & v_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} P_L^* \\ Q_L^* \end{bmatrix} \quad (\text{II.4})$$

Avec: $\Delta = v_\alpha^2 + v_\beta^2$

II.2.1.2 Régulation de la tension continue

La tension continue V_{dc} aux bornes du condensateur de stockage, doit être maintenue constante. La cause de variation de cette tension est l'échange de puissance active avec le réseau. Les fluctuations de cette tension doivent être faibles d'une part pour ne pas dépasser la limite en tension des semi-conducteurs constituant les interrupteurs, et d'autre part pour ne pas dégrader les performances du filtre actif. Afin d'assurer le rôle de source de tension continue, une régulation de cette tension est nécessaire. Pour assurer la régulation de la tension continue, on utilise un régulateur PI. Si on néglige les pertes au niveau de l'onduleur et dans le filtre de sortie [53]. La relation entre la puissance absorbée par le condensateur et la tension à ses bornes peut s'écrire sous la forme suivante :

$$P_{dc} = \frac{d}{dt} \left(\frac{1}{2} C_{dc} V_{dc}^2 \right) \quad (\text{II.5})$$

Appliquons la transformation de Laplace sur cette relation, nous obtenons :

$$P_{dc}(s) = \frac{1}{2} s C_{dc} V_{dc}^2(s) \quad (\text{II.6})$$

Le carré de la tension aux bornes du condensateur est donné par :

$$V_{dc}^2(s) = \frac{2P_{dc}(s)}{C_{dc}s} \quad (\text{II.7})$$

A partir de la relation (II.7), et en tenant compte du régulateur (PI), la boucle de régulation de tension continue peut-être représentée par la Figure (II.2). Le choix des paramètres k_{pdc} et k_{idc} aura pour objectif d'obtenir un temps de réponse minimal afin de ne pas nuire la dynamique du filtre actif.

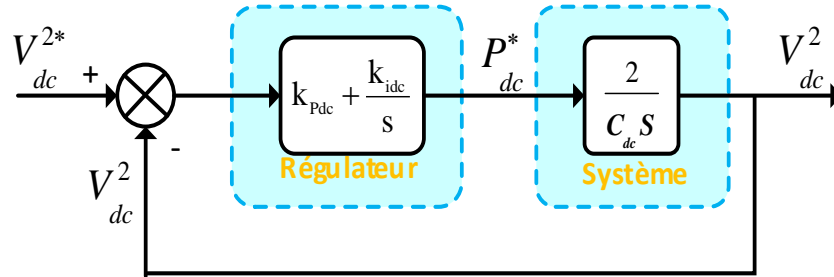


Figure (II.2) : Boucle de régulation de la tension continue

A partir de la Figure (II.2), la fonction de transfert représentant la régulation en boucle fermée de la tension continue est donnée par :

$$G_{V_{dc}}(S) = \frac{V_{dc}^2(S)}{V_{dc}^{2*}(S)} = \frac{(k_{pdc}/k_{idc})S + 1}{S^2 + 2(k_{pdc}/C_{dc})S + 2k_{idc}/C_{dc}} \quad (II.8)$$

Comparant cette équation avec la forme générale d'une fonction de transfert de deuxième ordre :

$$T(s) = \frac{2\xi\omega_n s + \omega_n^2}{s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2} \quad (II.9)$$

On trouve :

$$k_{idc} = \frac{1}{2}C_{dc} \omega_{dc}^2 \text{ et } k_{pdc} = \xi\sqrt{2C_{dc} k_{idc}} \text{ avec } \omega_{dc} = 2\pi f_{dc}$$

On choisit la valeur de $\xi = 0.707$ pour un bon coefficient d'amortissement du système. Pour un bon filtrage on peut choisir la fréquence de coupure $f_c = 22\text{kHz}$.

II.2.1.3 Régulation des courants du filtre I_{fa}^* et I_{fb}^*

On peut utiliser deux régulateurs de type PI pour compenser l'erreur entre les courants du filtre dans le repère stationnaire et leurs références. La boucle de régulation des courants peut être représentée par la Figure (II.3)

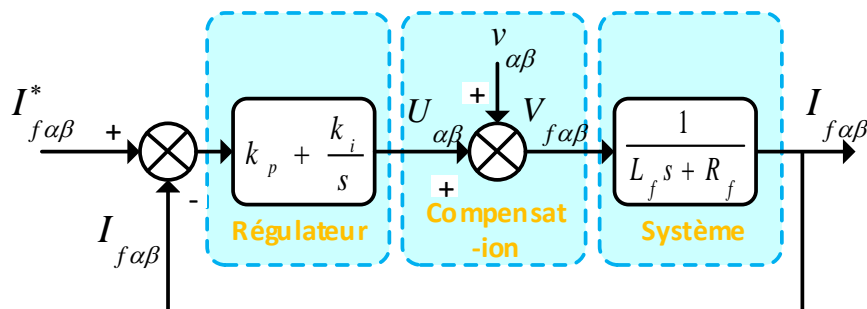


Figure (II.3) : Boucle de régulation des courants du filtre $I_{f\alpha}$ et $I_{f\beta}$

La fonction de transfert en boucle fermée des courants du filtre est donnée par :

$$G_{bf,\alpha\beta}(S) = \frac{(k_{L,i\alpha\beta}/L_f) + (k_{P,i\alpha\beta}/L_f)S}{S^2 + 2\left(\frac{k_{P,i\alpha\beta} + R_f}{L_f}\right)S + (k_{L,i\alpha\beta}/L_f)} \quad (II.10)$$

D'où, les gains de régulateur après l'identification avec une fonction de transfert de deuxième ordre sont donnés par :

$$k_{i,\alpha\beta} = L_f \omega_c^2 \text{ and } k_{P,\alpha\beta} = 2\xi\omega_c L_f - R_f \text{ avec } \omega_c = 2\pi f_c$$

II.2.2 Commande linéaire par PI du convertisseur Boost

II.2.2.1 Stratégie de commande du convertisseur Boost

La stratégie de contrôle basée sur le contrôleur PI est appliquée au convertisseur élévateur DC-DC afin d'extraire le maximum d'énergie du générateur photovoltaïque. Dans le schéma indiqué par la Figure (II.4), deux contrôleurs PI sont utilisés pour contrôler la tension du générateur PV et le courant de la bobine I_{LPV} . Le procédé de commande de la tension est accompli pour le convertisseur élévateur en commandant la tension V_{PV} du générateur PV à sa référence V_{PV}^* fournie par l'algorithme de point de puissance maximum P & O. La sortie du régulateur de la boucle de tension et la compensation du courant donnent la référence du courant I_{LPV}^* du régulateur de courant de la boucle interne. Enfin, le rapport cyclique de fonctionnement du convertisseur est fourni par la boucle de régulation des courant et la compensations des tension V_{PV} et V_{dc} comme indiqué sur la Figure (II.4).

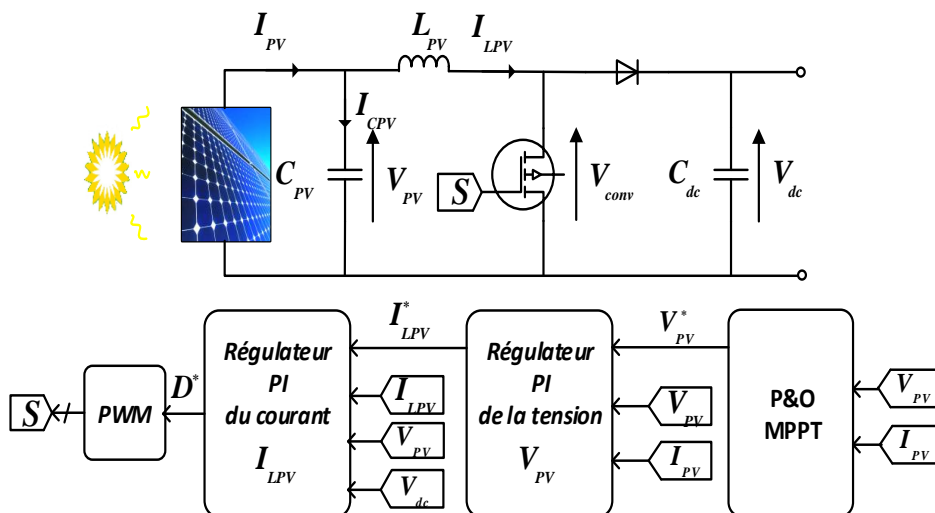


Figure (II.4) : Schéma de commande du convertisseur boost

II.2.2.2 Modelé mathématique du convertisseur élévateur

La Figure (II.4) représente le schéma du convertisseur DC/DC dont FAP, le model dans l'espace d'états est donné par :

$$\begin{aligned}\frac{dV_{PV}}{dt} &= \frac{1}{C_{PV}} I_{PV} - \frac{1}{C_{PV}} I_{LPV} \\ \frac{dI_{LPV}}{dt} &= \frac{1}{L_{PV}} V_{PV} - \frac{1}{L_{PV}} (1-D)V_{dc}\end{aligned}\quad (\text{II.11})$$

II.2.2.3 Synthèse du régulateur de la tension V_{PV}

Le diagramme présenté par la **Figure (II.5)** montre la régulation de la tension V_{PV} avec un contrôleur PI.

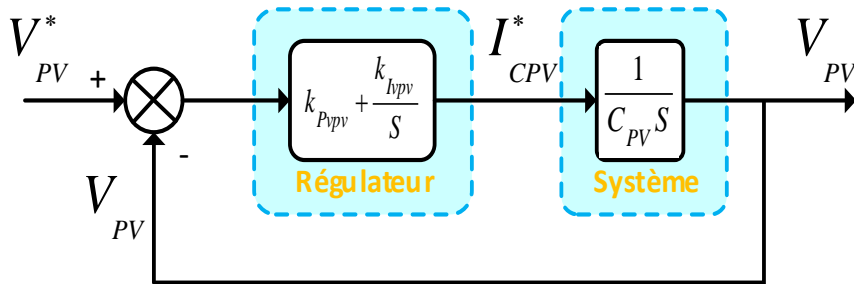


Figure (II.5) : Boucle de régulation de la tension photovoltaïque avec un régulateur PI

La fonction de transfert représentant le contrôle en boucle fermée de la tension V_{PV} est donnée par :

$$G_{V_{pv}}(S) = \frac{(k_{Pvpv}/C_{PV})S + (k_{Ivpv}/C_{PV})}{S^2 + (k_{Pvpv}/C_{PV})S + (k_{Ivpv}/C_{PV})} \quad (\text{II.12})$$

Comparant cette équation avec la forme générale d'une fonction de transfert de deuxième ordre (II.9), on trouve :

$$k_{Pvpv} = C_{PV} \omega_n^2 \text{ and } k_{Ivpv} = 2\xi C_{PV} \omega_n \text{ avec } \omega_n = 2\pi f_n$$

II.2.2.4 Synthèse du régulateur du courant I_{LPV}

La fonction de transfert représentant le contrôle en boucle fermée du courant I_{LPV} est donnée par :

$$G_{I_{Lpv}}(S) = \frac{(k_{IiLpv}/L_{PV}) + (k_{PiLpv}/L_{PV})S}{S^2 + 2\left(\frac{k_{PiLpv} + R_{PV}}{L_{PV}}\right)S + (k_{IiLpv}/L_{PV})} \quad (\text{II.13})$$

donc, les gains du régulateur PI du courant I_{LPV} sont donnés par:

$$k_{IiLpv} = L_{PV} \omega_p^2 \text{ and } k_{PiLpv} = 2\xi \omega_p L_{PV} - R_{PV} \text{ avec } \omega_p = 2\pi f_p$$

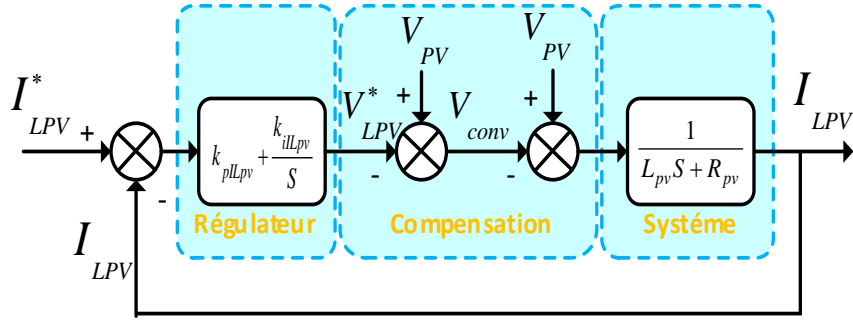


Figure (II.6) : Boucle de régulation de courant I_{LPV} avec un régulateur PI

A noter que la boucle de régulation V_{PV} de la tension PV avec compensation donne le courant de référence I_{LPV}^* comme suit :

$$I_{LPV}^* = I_{pv} - \text{PI} \left(V_{pv}^* - V_{pv} \right) \quad (\text{II.14})$$

La référence du rapport cyclique D^* nécessaire pour la commande du convertisseur DC-DC est donné par :

$$D^* = 1 - \frac{V_{pv} - \text{PI} \left(I_{LPV}^* - I_{LPV} \right)}{V_{dc}} \quad (\text{II.15})$$

II.2.3 Résultats de simulation et discussions

Afin d'évaluer et de valider l'efficacité des contrôleurs proposés dans ce chapitre, la partie commande a été implémenté dans l'environnement Matlab / Simulink à l'aide du bloc (Embedded Matlab Function) et co-simulé par la technique PIL à l'aide d'un processeur de signal numérique (En anglais : Digital Signal Processor : DSP) de référence STM32F429i-DISCOVERY. Le système photovoltaïque présenté dans la **Figure (II.1)** est co-simulé conformément aux paramètres fournis dans les **Tableau 1** et **Tableau 2**. En outre, le premier test de cette co-simulation consiste à évaluer les performances du système actuel en injectant l'énergie par le GPV générée dans le réseau de distribution et à filtrer les courants harmoniques de la charge au même temps, tout en assurant une compensation de la puissance réactive.

A. Première test

Consiste à évaluer les performances du système actuel en injectant l'énergie GPV générée au réseau de distribution et à filtrer les courants harmoniques de la charge par le GPV, tout en réalisant une compensation de puissance réactive. Pour ce faire, les tests sont effectués pour une irradiation solaire variant de $800 \text{ W} / \text{m}^2$ à $900 \text{ W} / \text{m}^2$ à $t = 0,1 \text{ s}$, puis de $900 \text{ W} / \text{m}^2$ à $1000 \text{ W} / \text{m}^2$ à $t = 0,2 \text{ s}$. A notez que la température est maintenue constante à 25°C pendant ces tests.

B. Deuxième test :

Vérifier son efficacité et ses performances en termes d'injection / de compensation de la puissance active / réactive au point de couplage commun (PCC) lors de changements brusques de la charge non linéaire, lorsqu'une charge supplémentaire est ajoutée à la charge précédente à $t = 0,1$ s et déconnectée à nouveau à $t = 0,2$ s.

Tableau (II.1) : Paramètres du système PV-FAP.

Paramètres du système côté FAP	
Valeur efficace de la tension de phase	220 V
Condensateur du bus continue C_{dc}	5 mF
Impédance de la source R_s, L_s	1.6 m Ω , 100 μ H
Impédance du filtre R_f, L_f	1 m Ω , 350 μ H
Impédance de ligne R_l, L_l	2.7 m Ω , 25 μ H
Charge du redresseur à diodes R_d, L_d	5 m Ω , 2.6 μ H
Fréquence fondamentale f_s	50 H
Référence de tension du bus continue V_{dc}^*	700 V
Paramètres du système côté PV	
Inductance L_{PV}	5 mH
Capacité C_{PV}	55 mF

Tableau (II.2) : Paramètres du module (groupe solaire SX 150 de BP Solar) dans les conditions standard.

Puissance maximale (P_{Max})	150 W
Tension à P_{Max} (V_{mp})	34.5 V
Courant au P_{Max} (I_{mp})	4.35 A
Minimum de puissance garanti P_{Max}	140 W
Courant de court-circuit (I_{sc})	4.75 A
Tension à vide (V_{oc})	43.5 V
Tension maximale du système	600 V
Coefficient de la température de I_{sc}	(0.065 \pm 0.015)%/C°
Coefficient de la température de V_{oc}	-(160 \pm 20)mV/C°
Coefficient de température de la puissance NOCT	-(0.5 \pm 0.05)%/C°
	47 \pm 2 C°

Variation de l'ensoleillement

Les Figures (II.7) et (II.8) ci-dessous sont les résultats du changement d'irradiation solaire pour la commande linéaire du système PV-FAP

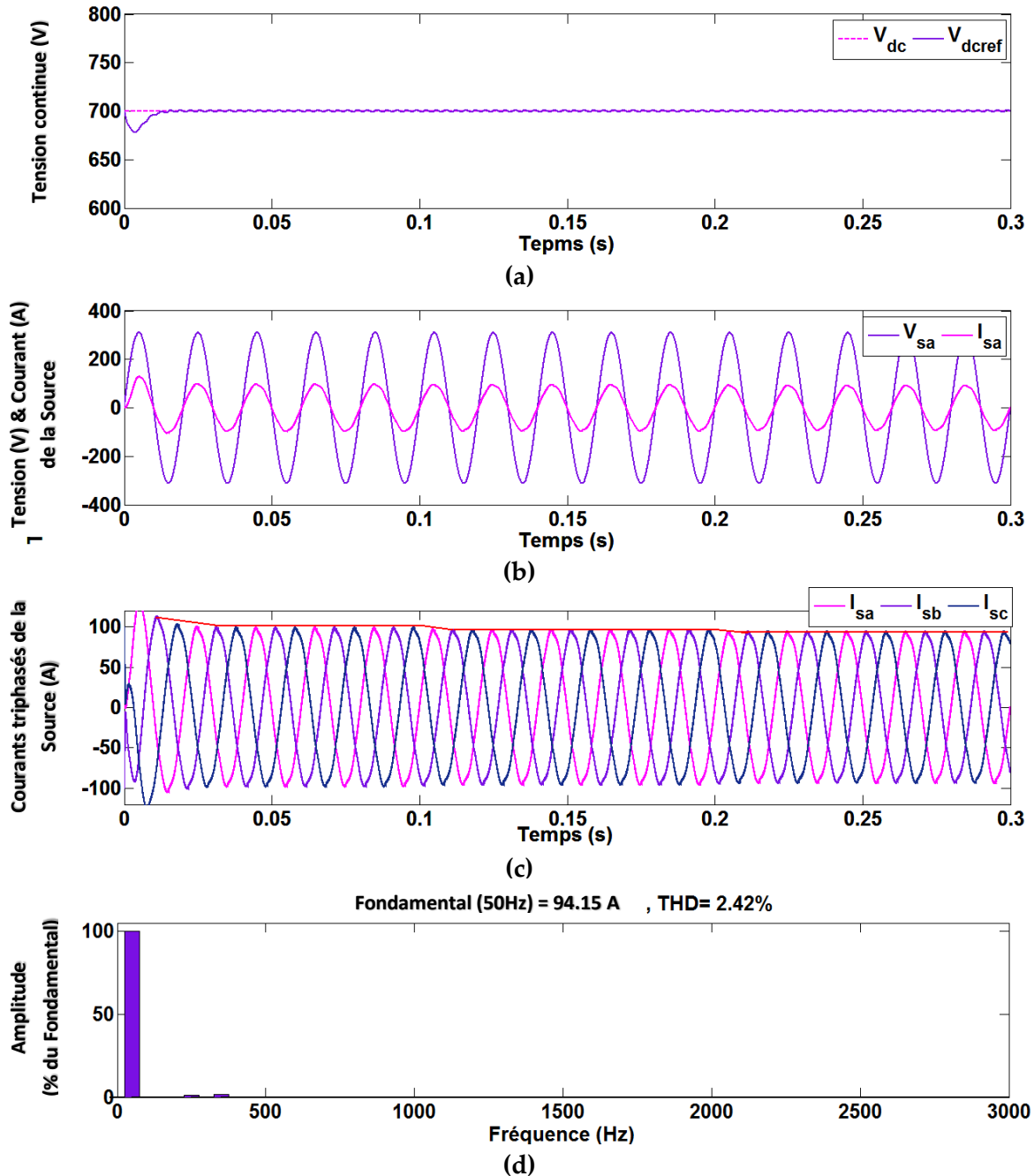


Figure (II.7) : Réponses dynamiques du système proposé dans le cas de changement d'irradiation solaire (Commande par VOC) : (a) Phase "a" de la tension V_{sa} et le courant I_{sa} de la source, (b) Courants de la source triphasés I_{sabc} , (c) Tension du bus continu V_{dc} , (d) Spectre harmonique de courant de la source

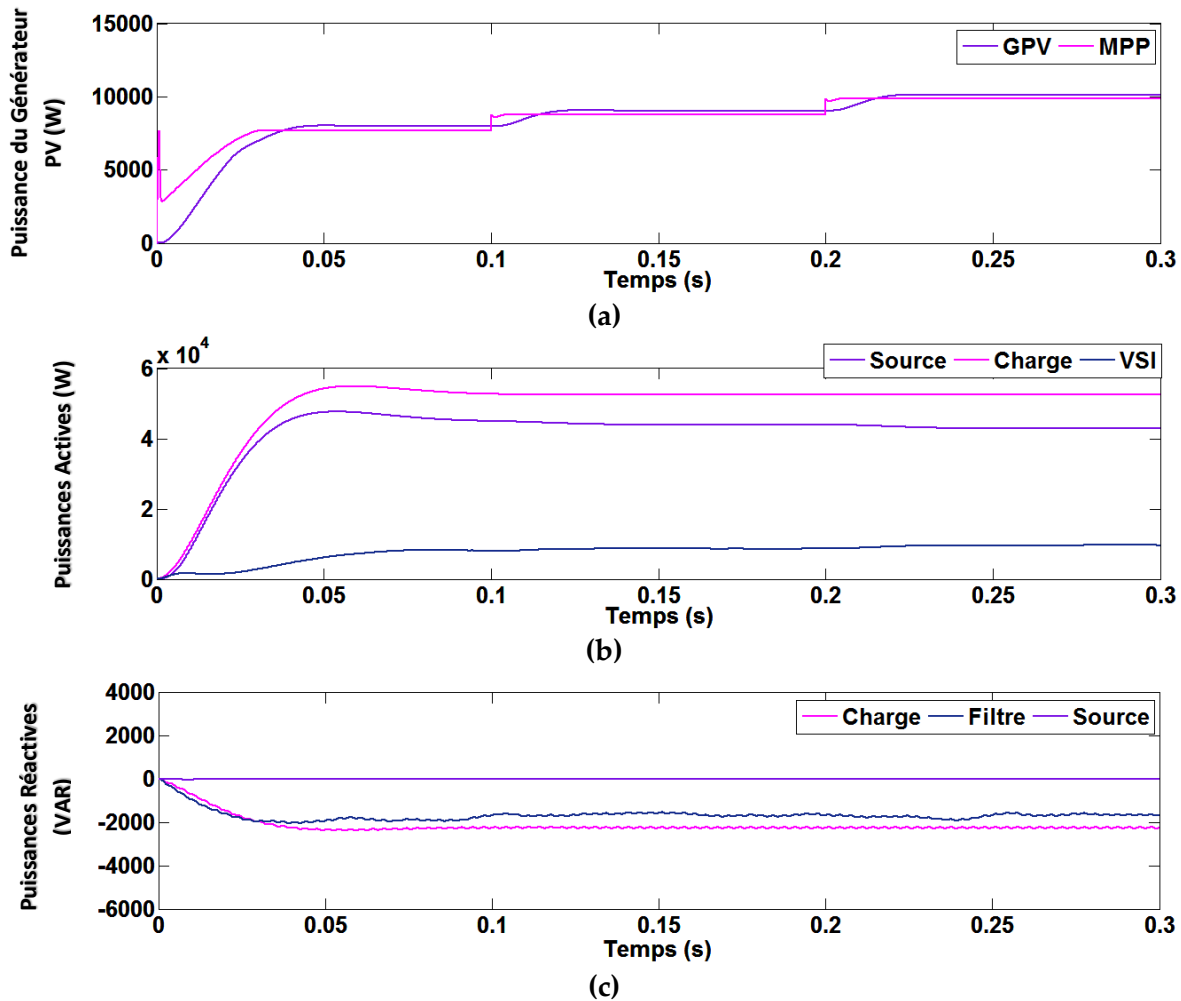


Figure (II.8) : Réponses dynamiques du système proposé dans le cas de changement d'irradiation solaire (Commande par VOC): (a) Puissance générée par le générateur PV (GPV) et le point de puissance maximale du GPV (MPP), (b) Puissances actives du réseau P_s , la charge P_L , et du VSI P_F , (c) Puissances réactives du réseau Q_s , la charge Q_L , et du VSI Q_F

La **Figure (II.7)** représente les réponses dynamiques du système lors du changement d'irradiation solaire y compris la tension continue, le courant et tension de la source, et le spectre harmonique de courant de source pour la commande de type PI.

La **Figure (II.7) (a)** montre que la tension du bus continu est bien régulée à sa valeur de référence 700V sans dépassements malgré la variation brusque de l'ensoleillement.

D'après **Figure (II.7) (b)**, il est clair que le courant du réseau est sinusoïdal et en phase avec sa tension de phase correspondante, ce qui signifie que l'onduleur de tension n'injecte pas seulement la puissance active vers le réseau, mais compense également toute la puissance réactive demandée par la charge. Cela peut également être confirmé par la **Figure (II.8) (c)**, où la puissance réactive fournie par le réseau est nulle.

Le taux de distorsion d'harmoniques (THD) pendant la variation de l'ensoleillement est présenté dans **Figure (II.7) (d)**. On constate que la valeur de THD est égale à 2.42 %, ce qui est en bien conformité avec la norme IEEE 519-2.

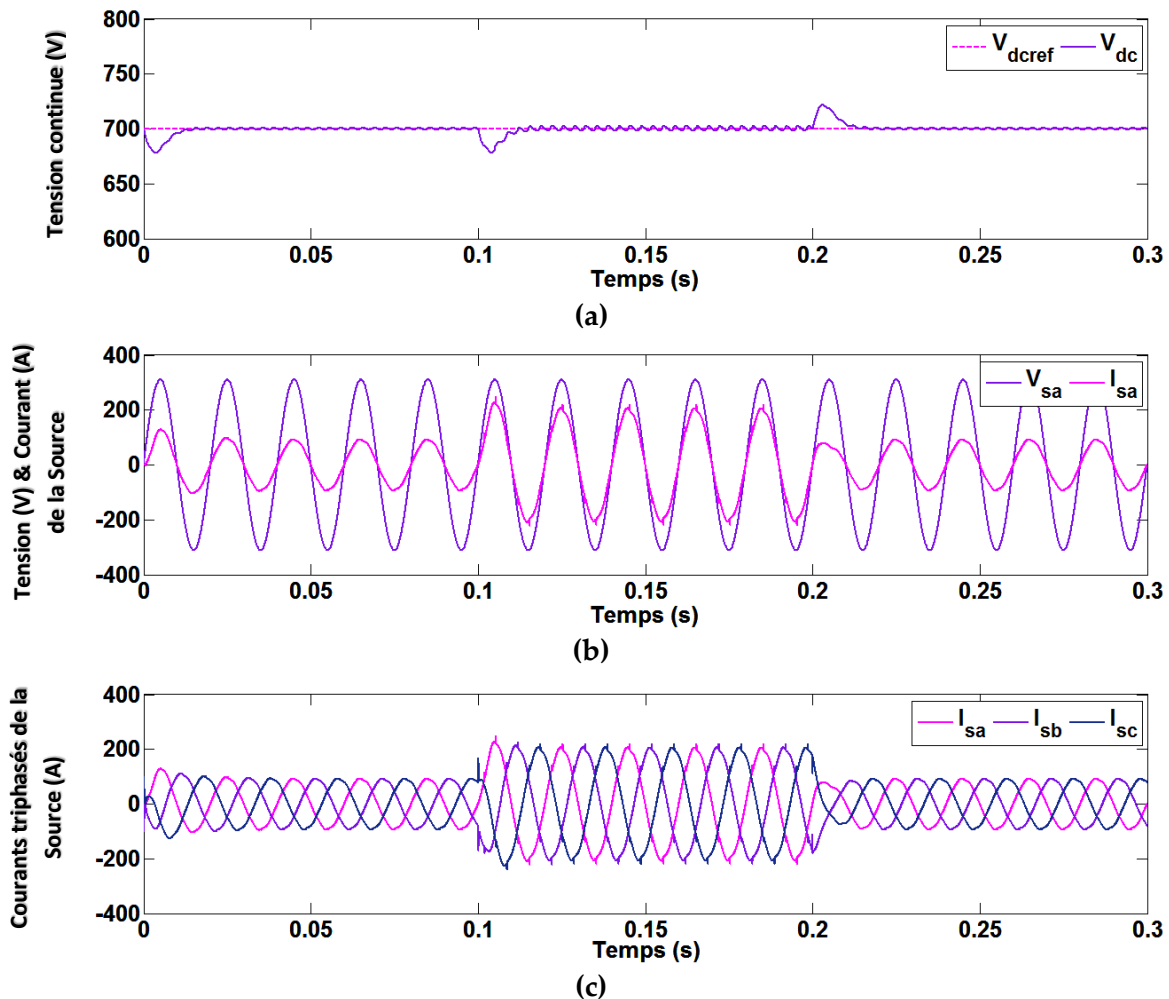
La **Figure (II.8)** représente les réponses dynamiques du système lors de changement d'irradiation solaire y compris la puissance générée par le générateur PV (GPV) et le point de puissance maximale du GPV (MPP), les puissances actives, et les puissances réactives.

L'augmentation d'irradiation solaire à l'instant $t=0.1s$ et puis à l'instant $t=0.2s$, entraîne une augmentation de la puissance du GPV et une diminution des courants triphasés de la source comme le montre respectivement les **Figures (II.8) (a)** et **(II.7) (c)**. A ce moment-là, la commande du convertisseur boost génère une nouvelle valeur du rapport cyclique qui permet de ramener à nouveau le GPV au point de puissance maximale comme le montre la **Figure (II.8) (a)**.

La **Figure (II.8) (a)** montre que, avant et après la variation d'irradiation solaire à l'instant $t= 0.1 s$ et puis à $t=0.2 s$, l'onduleur VSI injecte toute la puissance produite par le GPV dans le réseau. Cependant, en raison que cette puissance est inférieure à la puissance active requise pour la charge non linéaire ; le manque de la puissance active est compensé par le réseau.

Variation de la charge non linéaire

Les Figures représentent le comportement du système PV-FAP commandé par des régulateurs linéaires de type PI lors de variations de la charge non.



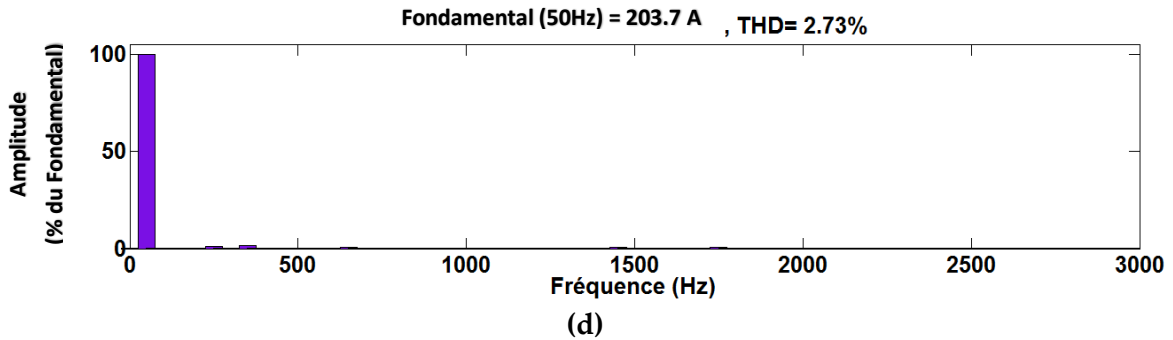


Figure (II.9) : Réponses dynamiques du système proposé lors de variations de charge non linéaire (Commande de type VOC) : (a) Phase "a" de la tension V_{sa} et le courant I_{sa} de la source, (b) Courants de la source triphasés I_{sabc} , (c) Tension du bus continu V_{dc} , (d) Spectre harmonique du courant de la source

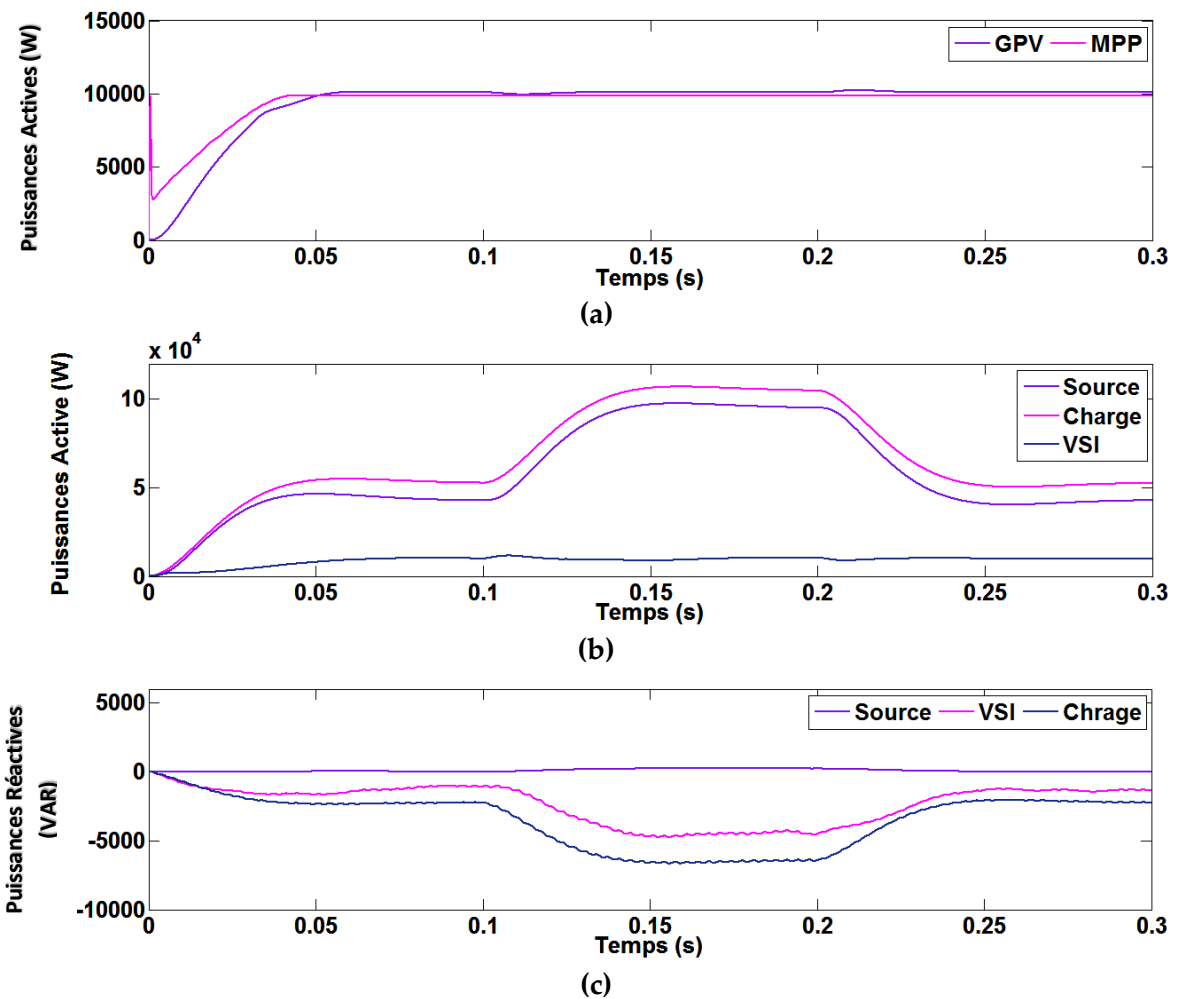


Figure (II.10) : Réponses dynamiques du système proposé sous de variations de charge non linéaire (Commande de type VOC) : (a) Puissance générée par le générateur PV (GPV) et le point de puissance maximale du GPV (MPP), (b) Puissances actives du réseau P_s , de la charge P_L , et du VSI P_F , (c) Puissances réactives du réseau Q_s , de la charge Q_L , et du VSI Q_F

La Figure (II.9) représente les réponses dynamiques du système lors de variations de la charge non linéaire y compris la tension continue, le courant et la tension de la source, et le spectre harmonique du courant de la source.

La **Figure (II.9) (a)** montre bien que la tension du bus continu est maintenue à sa valeur de référence avec de faibles fluctuations durant la connexion et la déconnexion de la deuxième charge non linéaire.

A partir de la **Figure (II.9) (b)** on constate que même avec la connexion d'une deuxième charge non linéaire, le courant du réseau est toujours sinusoïdal et en phase avec la tension de phase correspondante. Ce qui confirme que la puissance réactive et les courants harmoniques dues à la deuxième charge sont également compensés par l'onduleur VSI comme indiqué dans la **Figure (II.10) (c)**.

La **Figure (II.9) (d)** montre que le THD du courant du réseau pendant la connexion de la deuxième charge, est inférieur à 5%.

La **Figure (II.10)** représente les réponses dynamiques du système lors de variations de la charge non linéaire y compris la puissance générée par le générateur PV (GPV) et le point de puissance maximale du GPV (MPP), les puissances actives, et les puissances réactives.

A l'instant $t=0.1$ s, la connexion de la deuxième charge se traduit par une demande supplémentaire des puissances active et réactive. A ce moment-là, la puissance active nécessaire est entièrement fournie par le réseau comme le montre la **Figure (II.10) (b)**. De ce fait on remarque une augmentation des courants triphasés du réseau à $t=0.1$ s comme il est illustré par la **Figure (II.9) (c)**.

D'après la **Figure (II.10) (c)**, on constate que la puissance réactive demandée par la charge est totalement compensée ; par conséquent le fonctionnement avec un facteur de puissance unitaire est assuré.

La **Figure (II.10) (a)** montre que, avant et après la variation de la charge à l'instant $t=0.1$ et puis à $t=0.2$, l'onduleur VSI injecte toute la puissance produite par le GPV dans le réseau. Cependant, en raison que cette puissance est inférieure à la puissance active requise pour la charge non linéaire ; le manque de la puissance active est compensé par le réseau.

II.4 Commande DPC du PV-FAP

II.4.1 Introduction

Au cours de ces dernières années, des travaux de recherche importants ont été menés sur les stratégies de contrôle des convertisseurs MLI triphasés. Ces stratégies proposées peuvent être classées selon l'utilisation des régulateurs de boucle de courant ou de régulateurs de puissances active / réactive. Il existe deux stratégies de commande communes, un contrôle orienté en tension (VOC) et un contrôle de puissance directe (DPC). La commande VOC peut contrôler indirectement les puissances active et réactive d'entrée en commandant le courant d'entrée du convertisseur MLI. Cela permet d'obtenir de bonnes réponses stables et dynamiques. Cependant la performance de la commande VOC repose largement sur le contrôle du courant interne et l'ajustement précis d'un régulateur PI [54]. La commande DPC est un autre type de stratégie de contrôle de haute performance pour les convertisseurs MLI basé sur la théorie de la puissance instantanée proposée pour la première fois dans [55] et plus clairement présenté dans [56].

L'idée de base de cette commande est de choisir le meilleur état de commutation des commutateurs de puissance à travers une table de commutation avec des comparateurs à hystérésis pour obtenir un courant de forme sinusoïdale et atteindre aussi un facteur de puissance unitaire. Bien que la DPC ait été considérée comme un système de commande puissant et robuste pour les convertisseurs MLI, les ondulations de puissance élevées et la fréquence de commutation variable sont les deux inconvénients les plus notables de la commande DPC conventionnel [57].

II.4.2 Etat de l'art sur la commande DPC

La commande directe de puissance a été proposée pour la première fois en 1991 par Ohnishi [55] pour le contrôle des puissances instantanées active et réactive d'un redresseur à MLI triphasé. Cette technique provient du contrôle du couple direct (DTC) proposé par Takahashi [58] utilisé dans la commande des machines électriques. Plus tard, en 1998, un algorithme similaire a été présenté par Noguchi [56] qui a eu un impact plus important dans la communauté scientifique et qui est encore aujourd'hui considéré comme un point de référence vers lequel les nouvelles implémentations DPC sont comparées.

Le principe de la commande DPC est basé sur le calcul des puissances active et réactive à travers les mesures du courant et de la tension d'entrée du convertisseur MLI. Ce dernier est contrôlé instantanément en utilisant deux comparateurs à hystérésis et une table de commutation. Dans [59], Malinowski propose un schéma de contrôle similaire à celui de [56], dont il estime un vecteur flux dit flux virtuel au lieu du vecteur tension de la source. Malheureusement, cette modification de l'algorithme implique le calcul de la dérivée temporelle des courants mesurés. Ce calcul peut devenir bruyant, en particulier à faible courant, et il dépend fortement des paramètres du système comme l'inductance, comme l'ont souligné les auteurs dans [56]. Malgré les mérites d'une structure simple, d'une réponse rapide et d'une forte robustesse, la commande DPC présente des ondulations de puissance élevées en régime stationnaire et une fréquence de commutation variable qui est causée par les contrôleurs d'hystérésis et la table de commutation. En outre, la fréquence d'échantillonnage requise est généralement très élevée pour obtenir des performances relativement satisfaisantes [60], ce qui augmente la charge matérielle.

Pour remédier à ces inconvénients, diverses configurations de DPC modifiées ont été proposées. Dans le passé, certains travaux ont été réalisés pour améliorer la DPC conventionnelle, en proposant de nouvelles tables de commutation [60-62]. En général, les tables proposées permettent une amélioration de la performance par rapport à la table classique proposée dans [56].

Cependant, la plupart d'entre elles [60, 63] sont basées sur des hypothèses implicites ou explicites pour s'assurer qu'elles sont simples et ne dépendent que de l'angle de tension du réseau, comme indiqué dans [61]. Pour obtenir une table de commutation plus précise et plus efficace dans une large plage de puissance [56], les informations sur l'inductance de ligne sont nécessaires [61, 62]. En d'autres termes, une meilleure précision de la table de commutation est obtenue au prix de la réduction de la robustesse du système. De plus, afin d'améliorer la robustesse du DPC et de surmonter les problèmes liés aux incertitudes des paramètres du système, des techniques adaptatives ont été incluses dans la conception des lois de DPC, donc les performances de l'ensemble du système sont moins sensibles aux incertitudes des

paramètres du système [64, 65]. Une autre variante appelée commande directe de puissance avec modulation vectorielle (DPC-SVM), proposée par Malinowski [66] est utilisée, pour surmonter les inconvénients de la DPC classique [67]. L'un des autres avantages de la stratégie DPC-SVM est l'utilisation du bloc SVM au lieu de la table de commutation, ce qui conduit à une fréquence de commutation fixe.

II.4.3 DPC avec modulation vectorielle

La **Figure (II.11)** montre la configuration globale de la commande directe de puissance avec modulation vectorielle (DPC-SVM) du système proposé. Cette technique de commande utilise deux régulateurs PI pour contrôler les puissances active et réactive. Les sorties de ces régulateurs sont introduites, après une transformation de coordonnées, dans un bloc de modulation vectorielle. Ces modifications permettent de travailler à une fréquence de commutation constante [68]. La référence de la puissance active P_{ref} est fournie par le régulateur PI de la tension du bus continu. Tandis que celle de la puissance réactive Q_{ref} est imposée à zéro pour assurer la compensation totale de la puissance réactive. La commande du convertisseur boost est identique à celle présenté dans la commande du système par VOC.

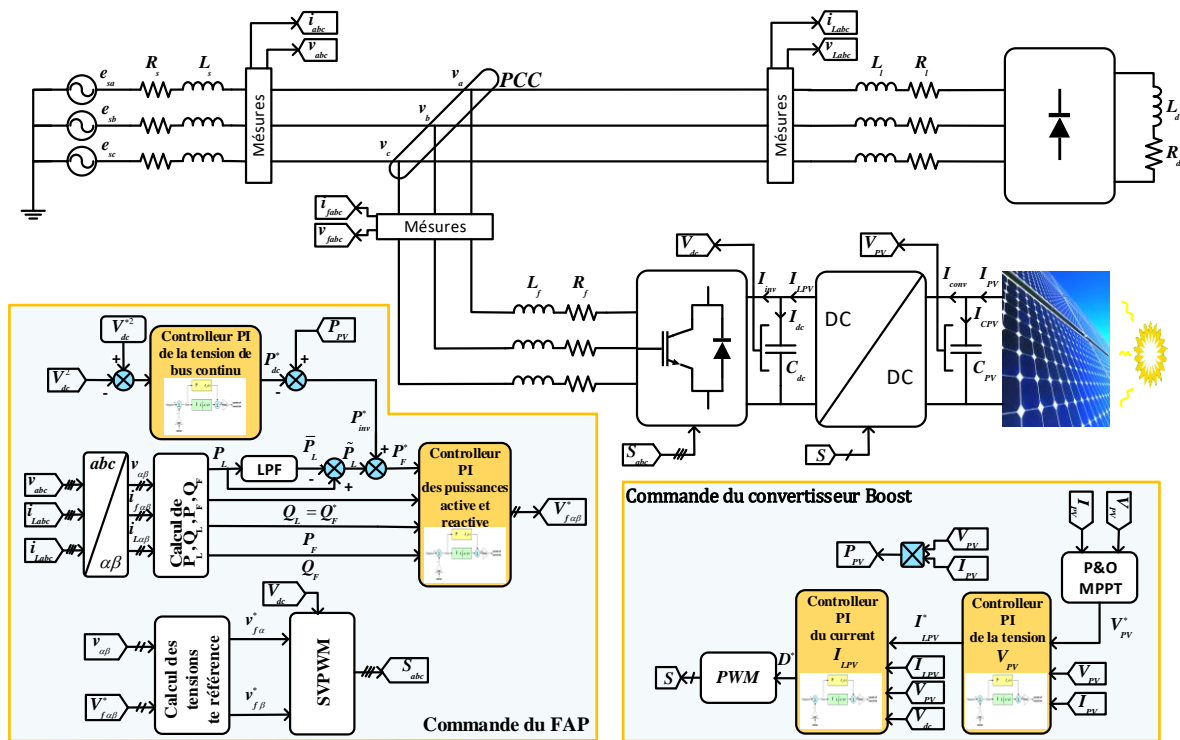


Figure (II.11) : Schéma de commande par PI-DPC-SVM d'un système PV connecté au réseau agissant comme un filtre actif parallèle

II.4.4 Modèle mathématique du FAP pour le contrôle des puissances active et réactive

Les puissances à la sortie du FAP sont données comme suit :

$$\begin{bmatrix} P_F \\ Q_F \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_\alpha & v_\beta \\ -v_\beta & v_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{f\alpha} \\ i_{f\beta} \end{bmatrix} \tag{II.16}$$

Afin de calculer les dérivés de puissances, la méthode des dérivés de Lie est utilisée [69] ou les puissances actives et réactives doivent être choisies comme sorties. Les deux premières équations du système (I.40) peuvent être écrites sous la forme :

$$\begin{aligned}\frac{dx}{dt} &= f(x) + g(x)u \\ y &= h(x)\end{aligned}\quad (\text{II.17})$$

Avec

$$\begin{aligned}x &= \begin{bmatrix} i_{f\alpha} \\ i_{f\beta} \end{bmatrix}, f(x) = \begin{bmatrix} f_1 \\ f_2 \end{bmatrix} = \frac{1}{L_f} \begin{bmatrix} -R_f i_{f\alpha} - v_\alpha \\ -R_f i_{f\beta} - v_\beta \end{bmatrix}, \\ g(x) &= \frac{1}{L_f} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}, u = \begin{bmatrix} v_{f\alpha} \\ v_{f\beta} \end{bmatrix}, y = \begin{bmatrix} h_1 \\ h_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} P_F \\ Q_F \end{bmatrix}\end{aligned}$$

où $f(x)$ et $h(x)$ sont des champs vectoriels de second ordre, $g(x)$ est une matrice de 2×2 colonnes de champs vectoriels, u et y sont respectivement des vecteurs de l'entrée et de la sortie.

La dérivée de chaque sortie peut être exprimée comme suit [70]:

$$\frac{dy_i}{dx} = L_f h_i + L_g h_i u \quad (\text{II.18})$$

Où $L_f h_i$, $L_g h_i$ sont respectivement les dérivés de Lie de h_i par rapport à f et g .

Les dérivés de puissances sont donnés comme suit :

$$\begin{aligned}\frac{dP_F}{dt} &= v_\alpha f_1 + v_\beta f_2 + \frac{v_\alpha}{L_f} v_{f\alpha} + \frac{v_\beta}{L_f} v_{f\beta} \\ \frac{dQ_F}{dt} &= -v_\beta f_1 + v_\alpha f_2 - \frac{v_\beta}{L_f} v_{f\alpha} + \frac{v_\alpha}{L_f} v_{f\beta}\end{aligned}\quad (\text{II.19})$$

Après simplification, le modèle final du FAP pour le contrôle des puissances active et réactive est donné comme suit :

$$\begin{aligned}\frac{dP_F}{dt} &= \frac{1}{L_f} (-R_f P_F + V_{f\alpha}) \\ \frac{dQ_F}{dt} &= \frac{1}{L_f} (-R_f Q_F + V_{f\beta}) \\ \frac{dV_{dc}}{dt} &= \frac{P_{dc}}{V_{dc} C_{dc}}\end{aligned}\quad (\text{II.20})$$

Avec

$$\begin{aligned}V_{f\alpha} &= v_\alpha v_{f\alpha} + v_\beta v_{f\beta} - (v_\alpha^2 + v_\beta^2) \\ V_{f\beta} &= -v_\beta v_{f\alpha} + v_\alpha v_{f\beta}\end{aligned}$$

II.4.5 Stratégie de commande par (PI-PDC-SVM) du système PV-FAP

Sur la **Figure (II.11)**, le carré de la tension de condensateur V_{dc}^2 est comparée à sa valeur de référence V_{dc}^{2*} ; l'erreur résultante est transmise à un régulateur PI. La sortie du régulateur de tension PI présente la référence de la puissance active P_{dc}^* . Sur la base de la théorie PQ instantanée, les puissances de compensation sont calculées et les puissances moyennes sont extraites à l'aide d'un filtre passe-bas à d'ordre 4 (FPB). Cependant, les puissances oscillantes sont obtenues par une simple soustraction de la puissance moyenne des puissances active et réactive.

II.4.5.1 Stratégie de contrôle basée sur la théorie p – q

Les puissances instantanées actives et réactives de la charge non linéaire sont calculées comme suit :

$$\begin{bmatrix} P_L \\ Q_L \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_\alpha & v_\beta \\ -v_\beta & v_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{L\alpha} \\ i_{L\beta} \end{bmatrix} \quad (\text{II.21})$$

Les références de puissance active et réactive du filtre sont calculées comme suit :

$$\begin{aligned} P_F^* &= \bar{P}_L - P_{dc}^* + P_{PV} \\ Q_F^* &= Q_L \end{aligned} \quad (\text{II.22})$$

La référence de puissance du condensateur P_{dc}^* est utilisée comme une puissance réelle moyenne et est obtenue à partir du contrôleur de tension continue non linéaire, tandis que le P_{PV} est la puissance active délivrée par le générateur photovoltaïque utilisé comme puissance de compensation. (P_F, Q_F) sont respectivement les puissances actives et réactives du filtre.

II.4.5.2 Synthèse des contrôleurs côté FAP

II.4.5.2.1 Contrôleur du bus continu :

La synthèse du contrôleur de bus continu pour la commande PI-DPC est la mentionnée dans la commande du système par (VOC).

II.4.5.2.2 Synthèse des contrôleurs de puissances

Pour assurer une compensation complète des courants de phase harmoniques et de la puissance réactive, le FAP doit fournir des puissances active et réactive aussi proches que possible de leurs puissances de référence P_F^* et Q_F^* au PCC. Ainsi, deux régulateurs PI doivent être utilisés pour annuler les erreurs entre les puissances de filtrage (P_F et Q_F) et leurs valeurs de référence. Les sorties compensées de ces régulateurs sont des tensions de référence ($V_{F\alpha}$, $V_{F\beta}$) dans le référentiel $\alpha\beta$. A partir des équations qui représentent le modèle mathématique du système donné par (II.20), les fonctions de transfert de (P_F et Q_F) sont données comme suit:

$$\frac{P_F}{V_{f\alpha}} = \frac{1}{L_f s + R_f}$$

$$\frac{Q_F}{V_{f\beta}} = \frac{1}{L_f s + R_f} \tag{II.23}$$

En introduisant un régulateur PI pour les puissances active et réactive, le diagramme présenté par la **Figure (II.12)** est obtenu :

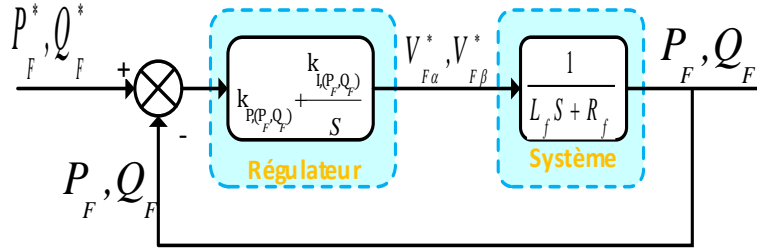


Figure (II.12) : Schéma de régulation des puissances du FAP par des régulateurs PI

La fonction de transfert en boucle fermée de chacun est donnée par :

$$H_{P,Q}(S) = \frac{\frac{k_{P,(P_F, Q_F)}}{L_f} S + \frac{k_{I,(P_F, Q_F)}}{L_f}}{S^2 + \frac{k_{P,(P_F, Q_F)} + R_f}{L_f} S + \frac{k_{I,(P_F, Q_F)}}{L_f}} \tag{II.24}$$

Ainsi, les gains des régulateurs PI des puissances active et réactive sont calculés comme suit :

$$k_{I,(P,Q)} = L_f \omega_n^2 \text{ and } k_{P,(P,Q)} = 2\xi\omega_n L_f - R_f$$

Une fois que la sortie $V_{f\alpha}^*$, $V_{f\beta}^*$ sont déterminées, les tensions de sortie $v_{f\alpha}^*$, $v_{f\beta}^*$ peuvent être déduites par les équations (II.20).

II.4.6 Résultats de simulations et discussions

Les tests de vérification du système sont les mêmes que ceux présentés par la commande précédente (VOC).

Variation de l'ensoleillement

Les Figures (II.13) et (II.14) représentent les résultats de simulations lors du changement d'irradiation solaire du système PV-FAP commandé par (PI-DPC-SVM).

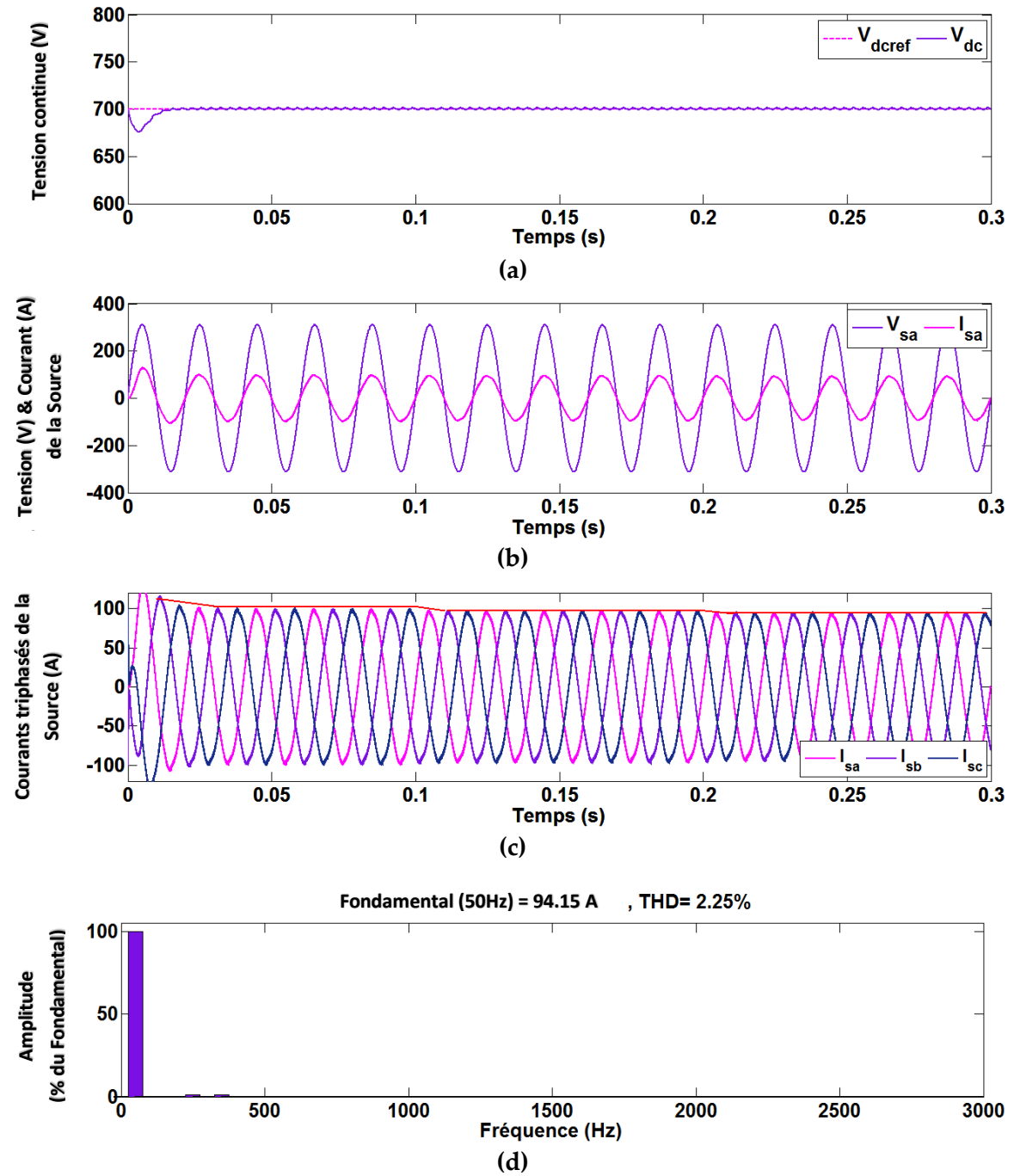
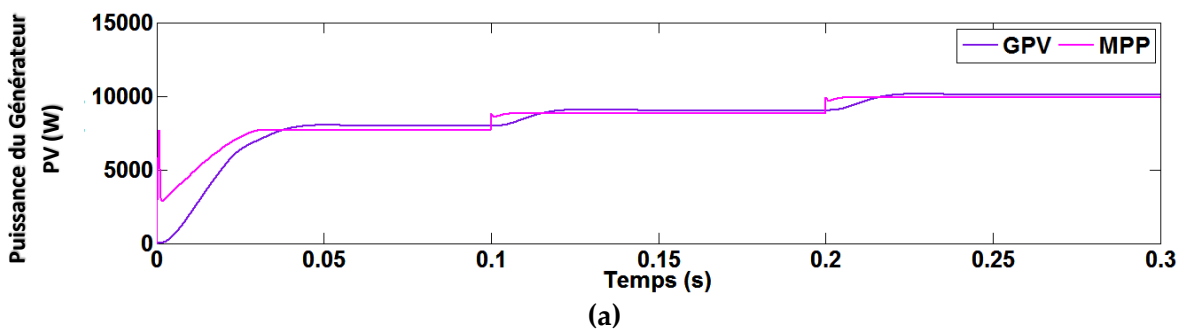


Figure (II.13) : Réponses dynamiques du système proposé dans le cas de changement d'irradiation solaire (Commande par PI-DPC-SVM) : (a) Phase "a" de la tension V_{sa} et le courant I_{sa} de la source, (b) Courants de la source triphasés I_{sabc} , (c) Tension du bus continu V_{dc} , (d) Spectre harmonique de courant de la source



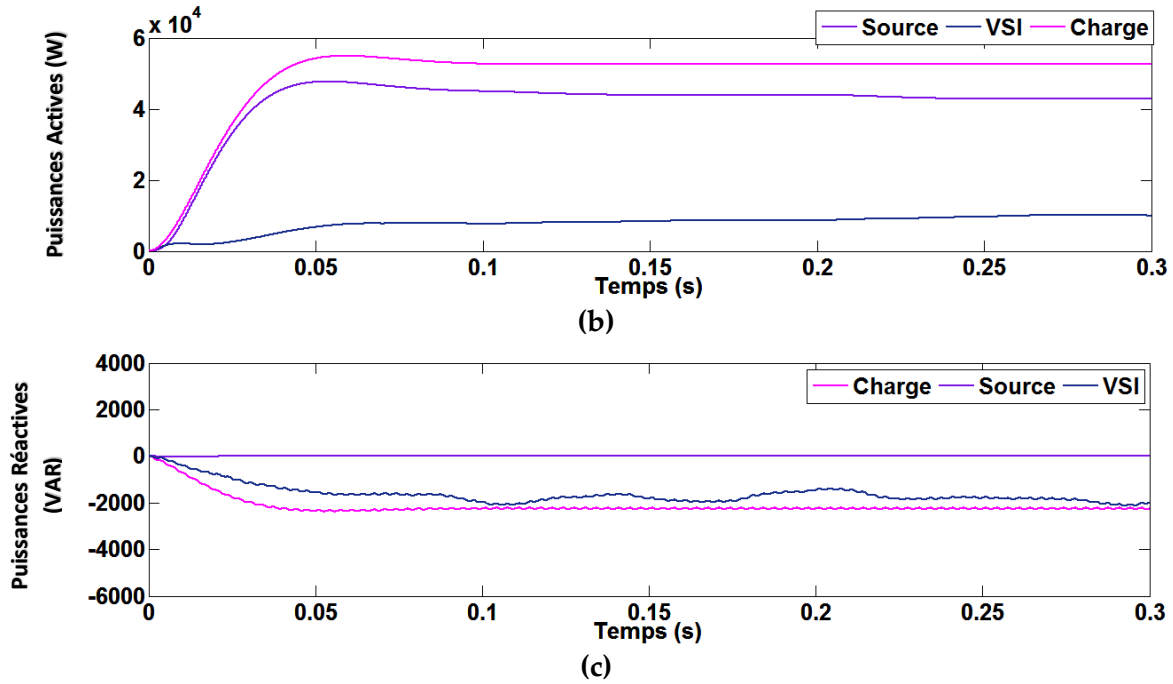


Figure (II.14) : Réponses dynamiques du système proposé dans le cas de changement d'irradiation solaire (Commande par PI-DPC-SVM): (a) Puissance générée par le générateur PV (GPV) et le point de puissance maximale du GPV (MPP), (b) Puissances actives du réseau P_s , la charge P_L , et du VSI P_F , (c) Puissances réactives du réseau Q_s , la charge Q_L , et du VSI Q_F

Les résultats obtenus sont présentés par la **Figure (II.13)**. Cette dernière, montre la forme de la tension continue, du courant et de la tension de la source, et le spectre harmonique du courant de la source lors de changement d'irradiation solaire pour la commande (PI-DPC-SVM).

La tension du bus continu V_{dc} est bien régulée à sa valeur de référence ($V_{dc}^* = 700V$) sans dépassements comme indiqué par la **Figure (II.13)(a)** malgré la variation brusque de l'ensoleillement.

D'après la **Figure II.13(b)**, le courant du réseau est sinusoïdal et en phase avec sa tension de phase correspondante, ce qui signifie que l'onduleur de tension n'injecte pas seulement la puissance active vers le réseau, mais compense également toute la puissance réactive demandée par la charge. Cela peut également être confirmé par la **Figure II.14(c)**, où la puissance réactive fournie par le réseau est nulle. Par conséquent, ces résultats prouvent l'efficacité de contrôle par la technique DPC.

Le taux de distorsion d'harmoniques (THD) pendant la variation de l'ensoleillement est présenté sur la **Figure (II.13)(d)**. On constate que le THD est égale à 2.25 %, ce qui est en nettement meilleur par rapport à celui de la commande précédente.

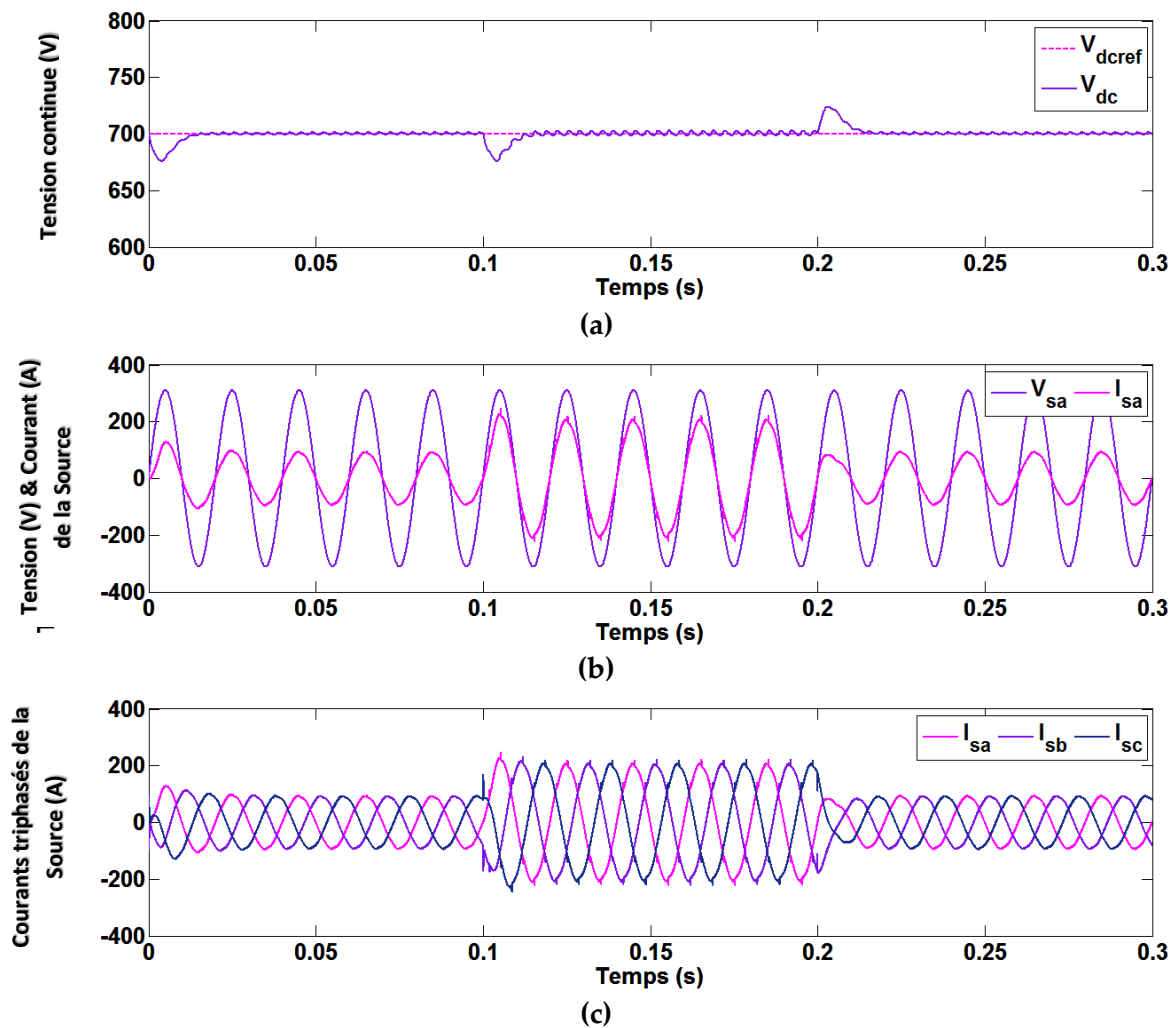
Les résultats obtenus sont présentés par la **Figure (II.14)**. Cette dernière, montre les réponses dynamiques du système lors du changement d'irradiation solaire y compris la puissance générée par le générateur PV (GPV) et le point de puissance maximale du GPV (MPP), les puissances actives, et les puissances réactives.

À l'instant $t=0.1s$ et puis à l'instant $t=0.2s$, l'augmentation d'irradiation solaire, entraîne une augmentation de la puissance du GPV et une diminution des courants triphasés de la source comme le montre respectivement la **Figure (II.14)(a)** et la **Figure (II.13)(c)**. A ce moment-là, la commande du convertisseur DC/DC génère une nouvelle valeur du rapport cyclique qui permet de ramener à nouveau le GPV au point de puissance maximale comme le montre la **Figure (II.13)(a)**.

La **Figure II.14(a)** montre que, avant et après la variation d'irradiation solaire à l'instant $t=0.1$ et puis à $t=0.2$, l'onduleur de tension injecte toute la puissance produite par le générateur PV dans le réseau. Cependant, en raison que cette puissance est inférieure à la puissance active requise pour la charge non linéaire ; le manque de la puissance active est compensé par le réseau.

Variation de la charge non linéaire

Les Figures (II.15) et (II.16) représentent le comportement du système PV-FAP commandé par PI-DPC-SVM lors de la variation de la charge non linéaire



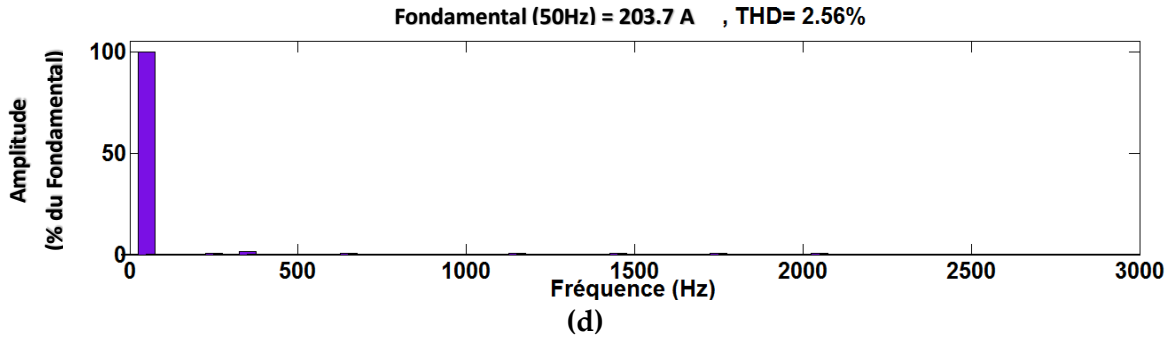


Figure (II.15) : Réponses dynamiques du système proposé lors de variations de charge non linéaire (Commande de type PI-DPC-SVM) : (a) Phase "a" de la tension V_{sa} et le courant I_{sa} de la source, (b) Courants de la source triphasés I_{sabc} , (c) Tension du bus continu V_{dc} , (d) Spectre harmonique du courant de la source

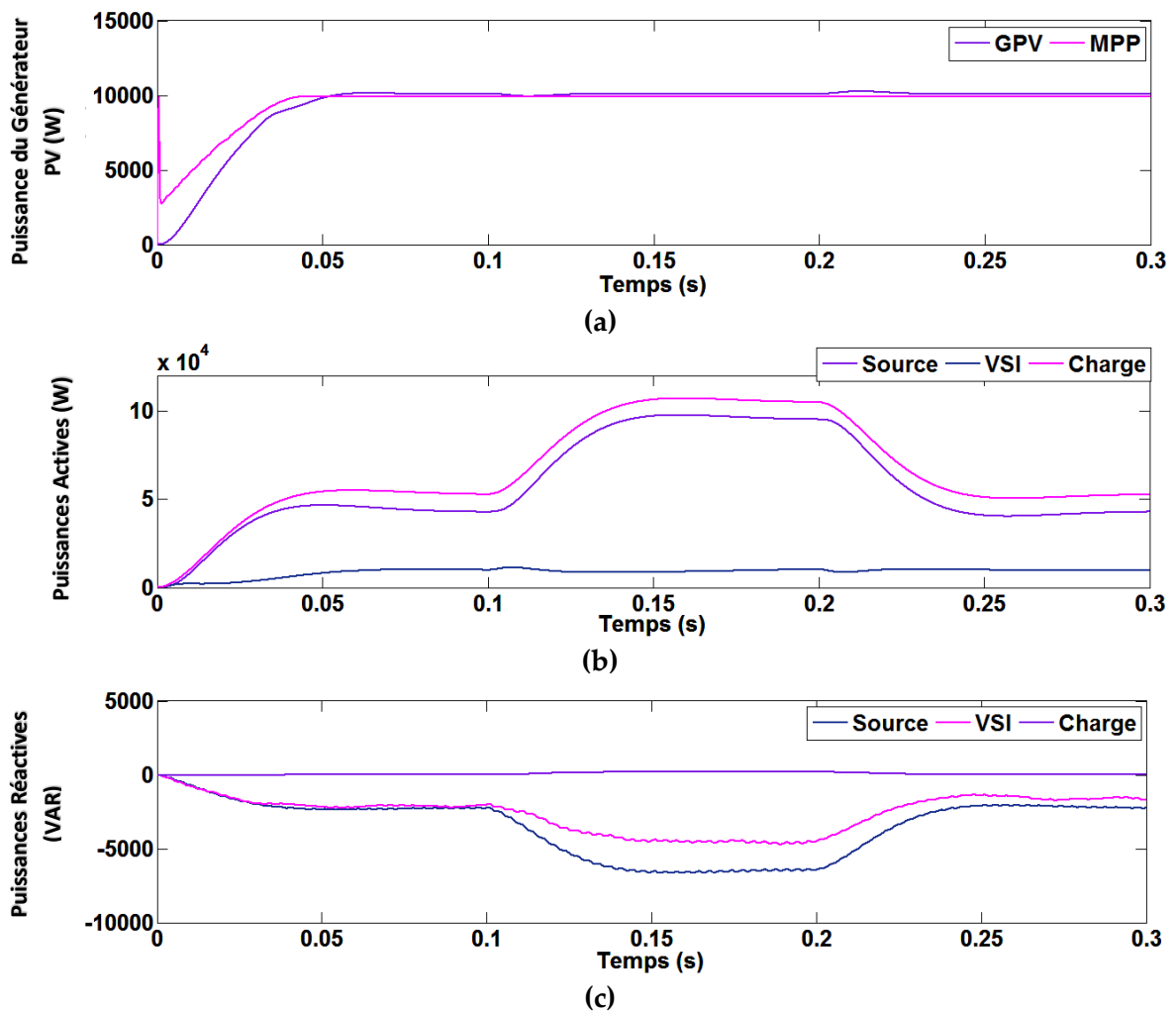


Figure (II.16) : Réponses dynamiques du système proposé sous de variations de charge non linéaire (Commande de type PI-DPC-SVM) : (a) Puissance générée par le générateur PV (GPV) et le point de puissance maximale du GPV (MPP), (b) Puissances actives du réseau P_s , de la charge P_L , et du VSI P_F , (c) Puissances réactives du réseau Q_s , de la charge Q_L , et du VSI Q_F

Les résultats obtenus sont présentés par la Figure (II.15). Cette dernière, montre la forme de la tension continue, du courant et de la tension de la source, et le spectre harmonique du courant de la source lors la variation de la charge non linéaire pour la commande (PI-DPC-SVM).

La **Figure (II.15)(a)** montre bien que la tension du bus continu est maintenue à sa valeur de référence avec de faibles fluctuations durant la connexion et la déconnexion de la deuxième charge non linéaire.

On constate qu'à partir de la **Figure (II.15)(b)** même avec la connexion d'une deuxième charge non linéaire, le courant du réseau est toujours sinusoïdal et en phase avec sa tension correspondante. Ce qui confirme que la puissance réactive et les courants harmoniques de la deuxième charge sont également compensés par l'onduleur de tension comme indiqué dans la **Figure (II.16)(c)**.

Le THD du courant du réseau pendant la connexion de la charge est égal à 2.56 % comme indiqué par la **Figure (II.15) (d)**. A noter que, la valeur de THD pour la commande DPC-SVM est inférieure à celui de la commande par PI-VOC-SVM, ce qui confirme l'efficacité de la commande DPC en terme de qualité d'énergie.

Les résultats obtenus sont présentés par la **Figure (II.16)**. Cette dernière, montre les réponses dynamiques du système lors du changement d'irradiation solaire y compris la puissance générée par le générateur PV (GPV) et le point de puissance maximale du GPV (MPP), les puissances actives, et les puissances réactives.

La connexion de la deuxième charge à l'instant $t=0.1$ s, se traduit par une demande supplémentaire des puissances active et réactive. A ce moment-là la puissance active nécessaire est entièrement fournie par le réseau comme le montre la **Figure (II.16)(b)**. Par conséquent, on remarque une augmentation des courants triphasés du réseau à $t=0.1$ s comme il est illustré par la **Figure (II.15)(c)**. Les résultats obtenus confirment l'efficacité de la commande DPC en terme de partage d'énergie électrique.

Le fonctionnement avec un facteur de puissance unitaire est assuré, ce qui est démontré par la valeur zéro de la puissance réactive comme illustré par la **Figure (II.16)(c)**.

Avant et après la variation de la charge à l'instant $t=0.1$ s et puis à $t=0.2$ s, l'onduleur VSI injecte toute la puissance produite par le générateur PV dans le réseau.

II.5 Commande directe de puissance prédictive

La commande prédictive est devenue un outil de commande très attractif pour la recherche de meilleures performances dans diverses applications. Aussi bien pour les qualités techniques auxquelles elle doit ses performances que pour sa facilité de mise en œuvre, grâce au progrès des outils de calcul numérique et d'implémentation en temps réel [71]. De nombreux algorithmes de commande prédictive ont été proposés dans des littératures récentes concernant principalement les entraînements électriques à courant alternatif et les convertisseurs statiques [72-74]. Les performances remarquables obtenues dans ces applications ont retenu l'attention des chercheurs en les incitant à approfondir leurs expertises sur cette méthodologie de commande.

La commande directe de puissance prédictive (PDPC) est proposée afin d'améliorer la commande directe de puissance (DPC), cette stratégie a été présentée dans les travaux [71, 75] pour contrôler le redresseur triphasé à deux niveaux et à trois niveaux. L'idée principale est

de minimiser une fonction coût, cette fonction est basée sur la somme quadratique des écarts de puissances active et réactive et leurs valeurs prédites. Les futures valeurs des puissances sont calculées en utilisant un modèle temporel discret. Les puissances active et réactive sont directement contrôlées en sélectionnant l'état de commutation optimal dans le but d'obtenir une meilleure convergence des puissances active et réactive vers leurs références respectives.

Le contrôle direct de puissance prédictif (PDPC) a récemment été publié [72-74, 76, 77] pour une fréquence de commutation variable et aussi bien que constante. Dans la PDPC à fréquence de commutation variable, les états de commutation de l'onduleur sont basés sur la minimisation d'une valeur de fonction de coût, qui définit le comportement du système. Cependant, dans une telle approche, la fréquence de commutation est variable et ses performances dépendent de la fréquence d'échantillonnage, de la charge de l'onduleur et des variations des paramètres [72, 73, 76, 77]. Dans la PDPC à fréquence de commutation constante, l'algorithme de contrôle prédictif utilise un vecteur de tension moyenne calculé et généré pendant chaque période de commutation afin d'annuler les erreurs de suivi des puissances active et réactive. Ce vecteur de tension est utilisé comme entrée du SVM afin de générer les états de commutation de l'onduleur [74].

II.5.1 Commande directe de puissance prédictive du système PV-FAP

La Figure (II.17) montre le schéma de la commande globale du système proposé contrôlé par la commande directe de puissance prédictive avec modulation vectorielle (PI-PDPC-SVM). Cette technique de commande utilise un régulateur prédictif pour contrôler les puissances active et réactive et un autre régulateur PI pour Controller la tension du bus continu qui fournit la référence de la puissance P_{dc}^* .

La commande du convertisseur boost est la même que celle présentés dans la commande du système par (PI-VOC-SVM) et (PI-DPC-SVM).

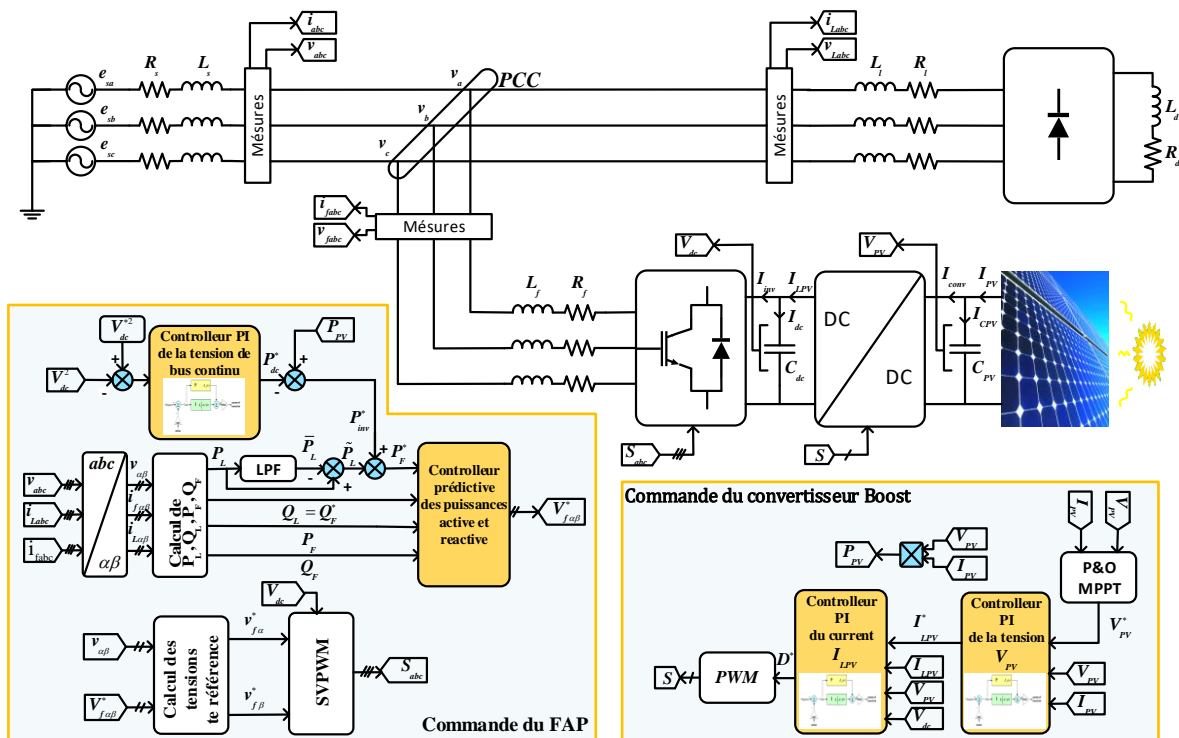


Figure (II.17) : Schéma de commande par PI-PDPC-SVM d'un système PV connecté au réseau agissant comme un filtre actif parallèle

II.5.2 Synthèse du contrôleur prédictive des puissances

Les puissances active et réactive mesurés et de référencés sont utilisées comme variables d'entrée pour algorithme prédictif, comme illustré sur la **Figure (II.17)**. Afin d'annuler les erreurs de suivi des puissances active et réactive à la fin de chaque période d'échantillonnage, le vecteur de tension moyenne $V_{F\alpha\beta}$ pour le FAP est calculé. Ainsi, pour générer une séquence d'états de commutation, la technique SVPWM est utilisée pour assurer une fréquence de commutation constante. La commande PDPC utilise le même contrôleur PI de tension continue que celui développé dans la stratégie de contrôle précédente pour calculer la puissance de référence p_{dc}^* . Par conséquent, la loi de commande PDPC, donnant le vecteur de tension moyenne souhaité qui sera appliqué pendant chaque période d'échantillonnage T_e , est donnée par les étapes suivantes:

Si la période d'échantillonnage T_e est infiniment petite par rapport à la période fondamentale, la discrétisation des deux premières équations de **(II.20)** donne :

$$\begin{aligned} P_F(k+1) - P_F(k) &= \frac{T_e}{L_f} (-R_f P_F(k) + V_{F\alpha}(k)) \\ Q_F(k+1) - Q_F(k) &= \frac{T_e}{L_f} (-R_f Q_F(k) + V_{F\beta}(k)) \end{aligned} \quad (\text{II.25})$$

L'objectif de contrôle est de forcer les puissances active et réactive à suivre leurs valeurs de référence à la prochaine période d'échantillonnage, l'équation **(II.25)** peut être réécrite comme suit :

$$\begin{aligned} P_F^*(k+1) &= P_F(k+1) = \frac{T_e}{L_f} (-R_f P_F(k) + V_{F\alpha}(k)) + P_F(k) \\ Q_F^*(k+1) &= Q_F(k+1) = \frac{T_e}{L_f} (-R_f Q_F(k) + V_{F\beta}(k)) + Q_F(k) \end{aligned} \quad (\text{II.26})$$

En utilisant l'équation **(II.26)**, le vecteur de tension moyenne requis est exprimé comme suit :

$$\begin{aligned} V_{F\alpha}(k) &= R_f P_F(k) + \frac{L_f}{T_e} (P_F^*(k+1) - P_F(k)) \\ V_{F\beta}(k) &= R_f Q_F(k) + \frac{L_f}{T_e} (Q_F^*(k+1) - Q_F(k)) \end{aligned} \quad (\text{II.27})$$

Lors de la prochaine période d'échantillonnage ($k+1$), les références de puissance instantanées peuvent être estimées à l'aide d'une extrapolation linéaire, comme le montre la **Figure (II.17)**.

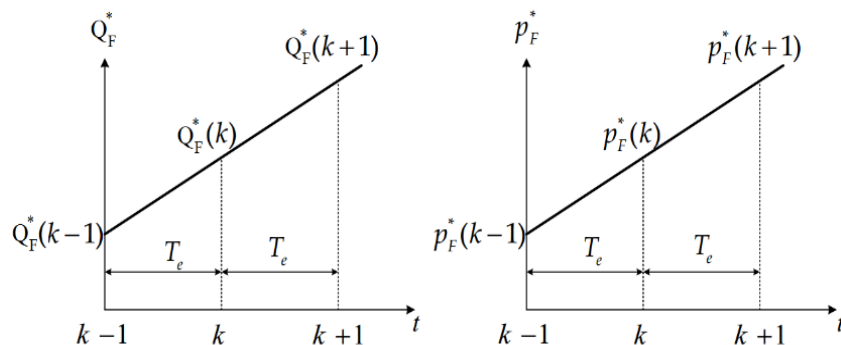


Figure (II.18). Estimation de la valeur prédictive des puissances de référence

Les références de puissance estimées sont données par :

$$\begin{aligned} P_F^*(k+1) &= 2P_F^*(k) - P_F^*(k-1) \\ Q_F^*(k+1) &= 2Q_F^*(k) - Q_F^*(k-1) \end{aligned} \quad (\text{II.28})$$

Par conséquent, la loi de commande PDPC finale, qui fournit le vecteur de tension moyenne requis qui sera appliqué pendant chaque période d'échantillonnage T_e , est donnée par l'équation suivante:

$$\begin{aligned} V_{F\alpha}(k) &= R_f P_F(k) + \frac{L_f}{T_e} (\Delta P_F^*(k) + e_{P_F}(k)) \\ V_{F\beta}(k) &= R_f Q_F(k) + \frac{L_f}{T_e} (\Delta Q_F^*(k) + e_{Q_F}(k)) \end{aligned} \quad (\text{II.29})$$

Où $e_{P_F}(k)$ et $e_{Q_F}(k)$ sont les erreurs actuelles des puissances active et réactive définies comme suit:

$$\begin{aligned} e_{P_F}(k) &= P_F^*(k) - P_F(k) \\ e_{Q_F}(k) &= Q_F^*(k) - Q_F(k) \end{aligned} \quad (\text{II.30})$$

$\Delta P_F^*(k)$ et $\Delta Q_F^*(k)$ sont le changement réel dans les références des puissance active et réactive donné par:

$$\begin{aligned} \Delta P_F^*(k) &= P_F^*(k) - P_F^*(k-1) \\ \Delta Q_F^*(k) &= Q_F^*(k) - Q_F^*(k-1) \end{aligned} \quad (\text{II.31})$$

Une fois que les tensions intermédiaire $V_{f\alpha}^*$ et $V_{f\beta}^*$ sont obtenues, les tensions de référence $v_{f\alpha}^*$ et $v_{f\beta}^*$ peut être calculées en utilisant (II.20) comme suit:

$$v_{f\alpha}^* = \frac{v_\alpha}{v_\alpha^2 + v_\beta^2} V_{f\alpha}^* - \frac{v_\beta}{v_\alpha^2 + v_\beta^2} V_{f\beta}^* + v_\alpha \quad (\text{II.32})$$

Et,

$$v_{f\beta}^* = \frac{v_\beta}{v_\alpha^2 + v_\beta^2} V_{f\alpha}^* + \frac{v_\alpha}{v_\alpha^2 + v_\beta^2} V_{f\beta}^* + v_\beta \quad (\text{II.33})$$

La **Figure (II.19)** représente le schéma bloc de contrôle prédictif basé sur la commande DPC. Ce contrôleur prédictif fournit le vecteur de tension moyenne du FAP requise, qui sera appliqué pendant chaque période d'échantillonnage T_e .

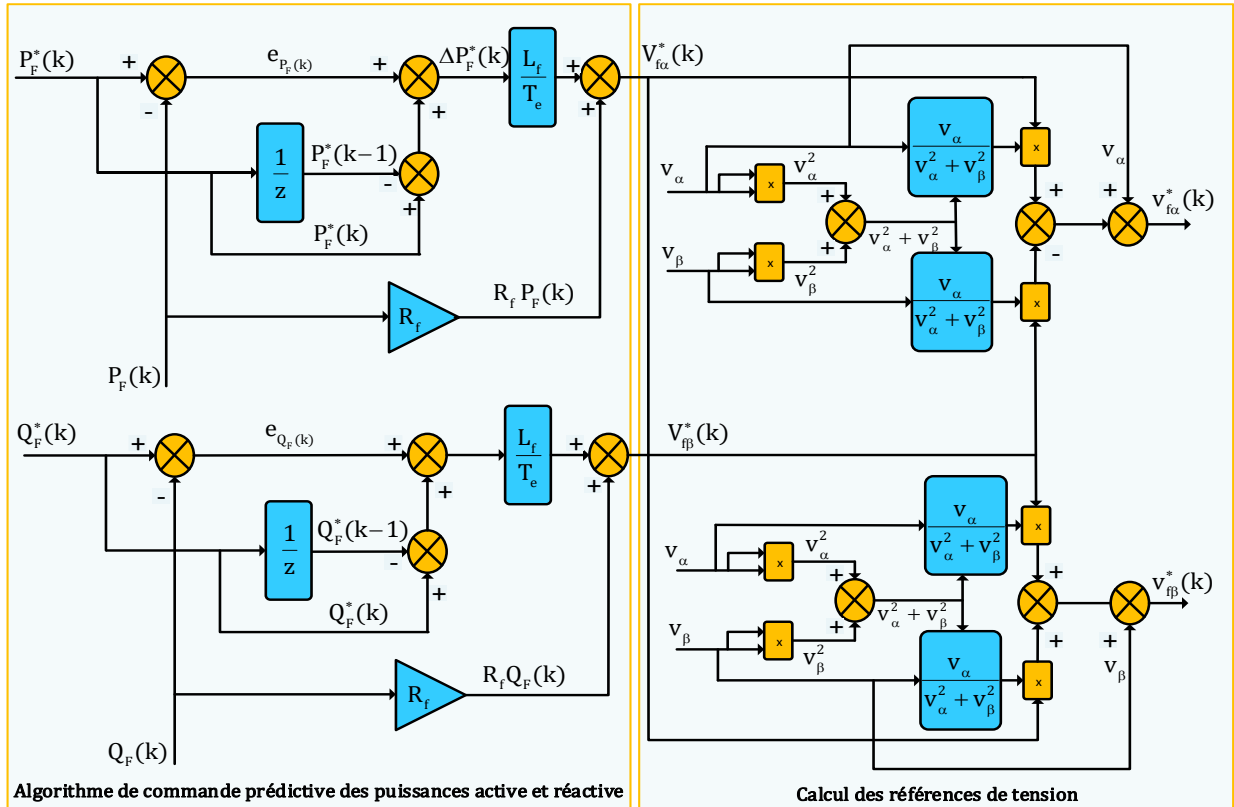


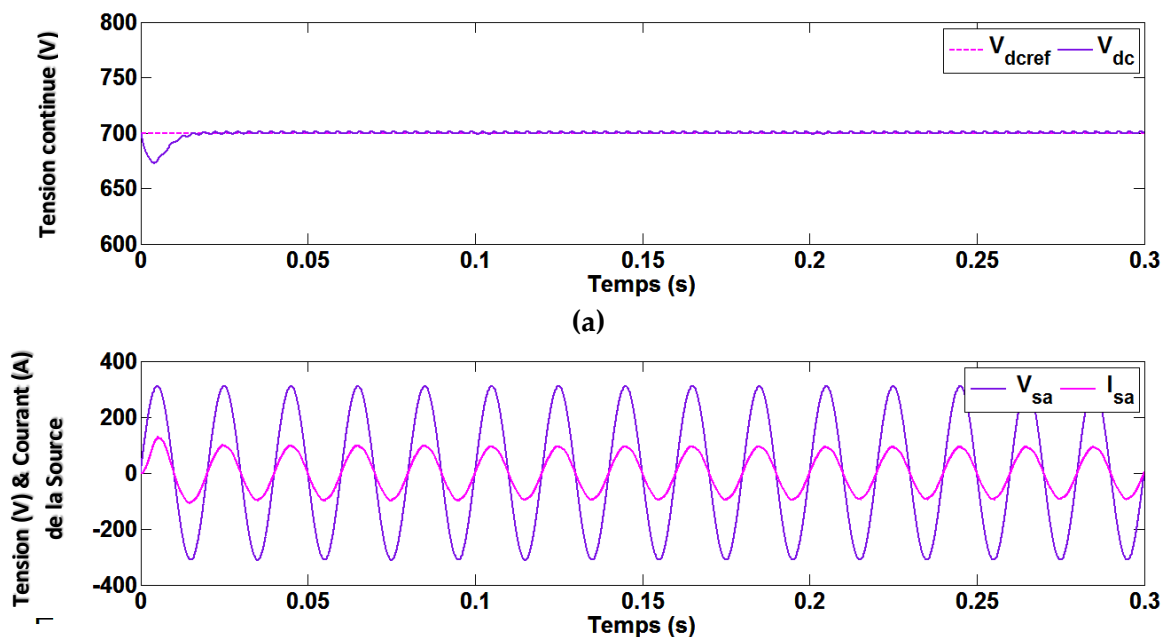
Figure (II.19) : Schéma de contrôle prédictif des puissances active et réactive

II.5.3 Résultats de simulation et discussions

Afin de vérifier la faisabilité de la commande PDPC, les tests de changement d'irradiation solaire et variation de la charge sont adoptés.

Variation de l'ensoleillement

Les figures Figure (II.20) et Figure (II.21) donnent une idée sur le comportement du système PV-FAP contrôlé par PI-PDPC-SVM lors de changement d'irradiation solaire.



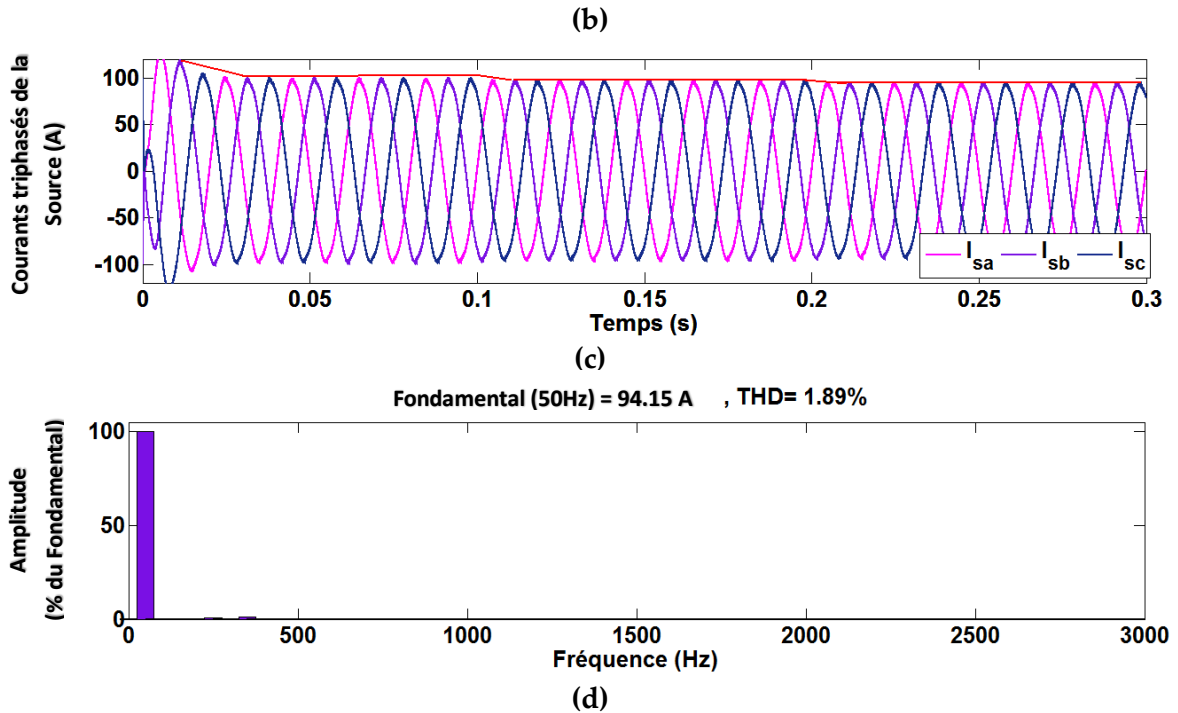


Figure (II.20) : Réponses dynamiques du système proposé dans le cas de changement d'irradiation solaire (Commande par PI-PDPC-SVM) : (a) Phase "a" de la tension V_{sa} et le courant I_{sa} de la source, (b) Courants de la source triphasés I_{sabc} , (c) Tension du bus continu V_{dc} , (d) Spectre harmonique de courant de la source

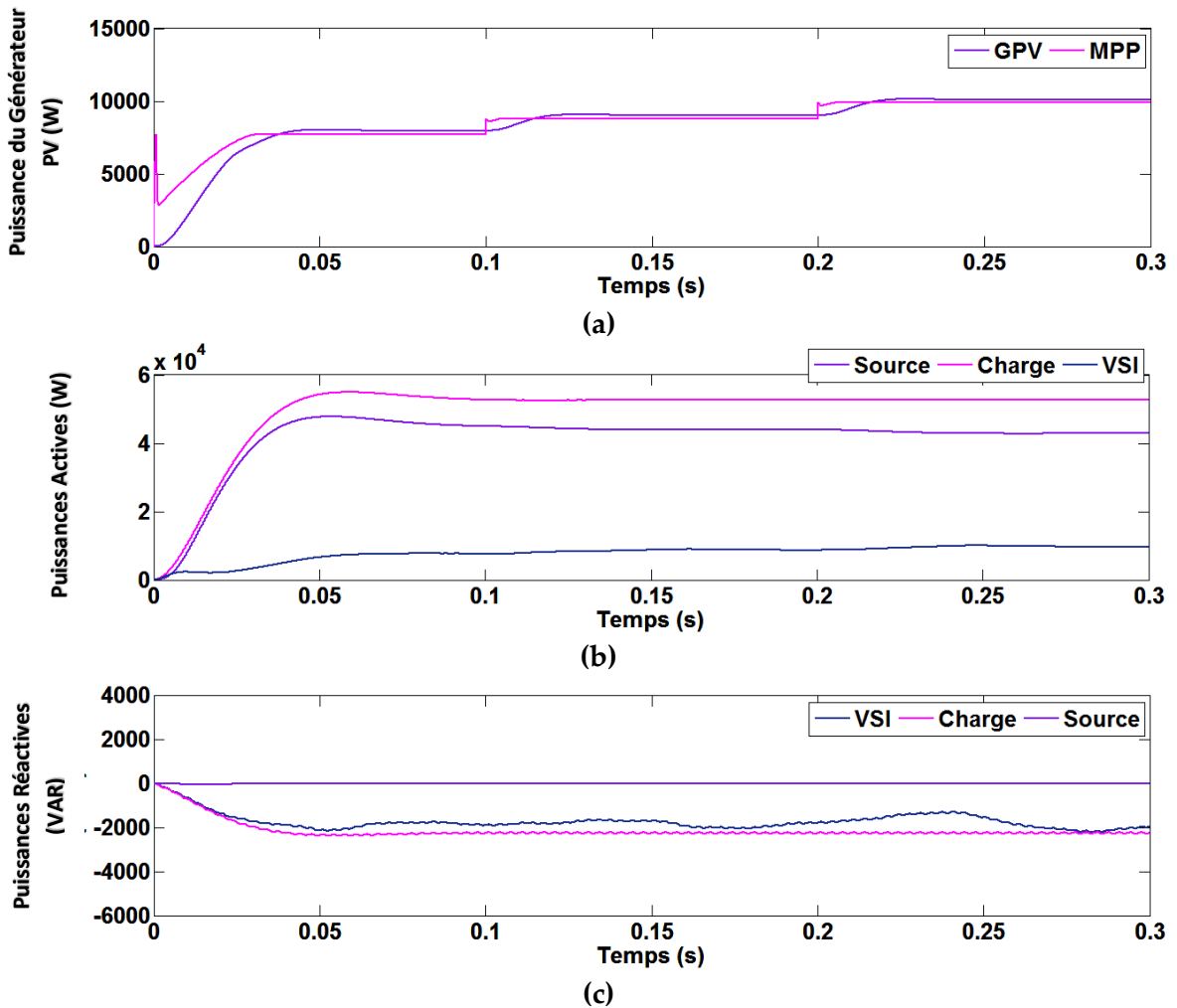


Figure (II.21) : Réponses dynamiques du système proposé dans le cas de changement d'irradiation solaire (Commande par PI-PDPC-SVM): (a) Puissance générée par le générateur PV (GPV) et le point de puissance maximale du GPV (MPP), (b) Puissances actives du réseau P_s , la charge P_L , et du VSI P_F , (c) Puissances réactives du réseau Q_s , la charge Q_L , et du VSI Q_F

Les résultats obtenus sont regroupés par la **Figure (II.20)**. Cette dernière, indique la forme de la tension continue, du courant et de la tension de la source, et le spectre harmonique du courant de la source lors de changement d'irradiation solaire pour la commande (PI-PDPC-SVM).

La tension du bus continu V_{dc} est bien régulée à sa valeur de référence ($V_{dc}^* = 700V$) malgré la variation brusque de l'ensoleillement comme indiqué dans la **Figure (II.20) (a)**.

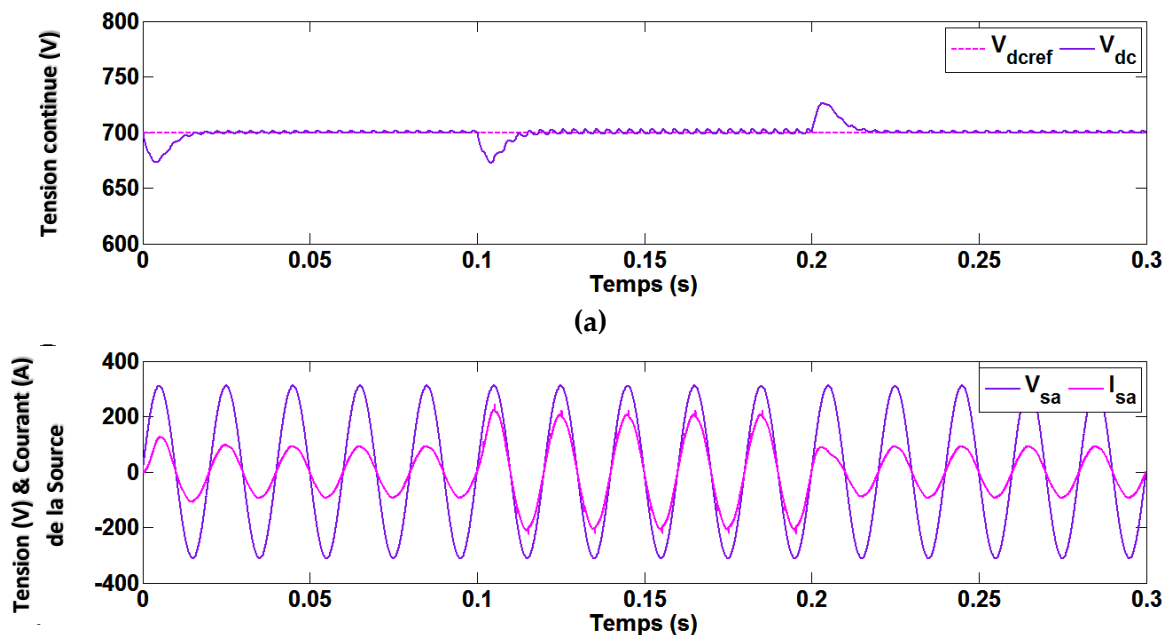
Le courant du réseau est sinusoïdal et en phase avec sa tension de phase correspondante comme montre sur la **Figure (II.20) (b)**, ce qui signifie que l'onduleur injecte la puissance active vers le réseau et aussi compense également toute la puissance réactive demandée par la charge. Cela peut également être confirmé par la valeur nulle de la puissance réactive indiqué sur la **Figure (II.21)(c)**. Par conséquent, ces résultats prouvent l'efficacité de contrôle par la commande DPC prédictive.

D'après la **Figure (II.20)(d)**, on constate que la valeur de THD est égale à 1.89 %, ce qui est en bien confirmé l'amélioration de cette dernière.

Les résultats obtenus sont présentés par la **Figure (II.21)**. Cette dernière, montre les réponses dynamiques du système lors du changement d'irradiation solaire y compris la puissance générée par le générateur PV (GPV) et le point de puissance maximale du GPV (MPP), les puissances actives, et les puissances réactives.

Variation de la charge non linéaire

Les figures **Figure (II.22)** et **Figure (II.23)** donnent une idée sur le comportement du système PV-FAP contrôlé par PI-PDPC-SVM lors de la variation de la charge non linéaire.



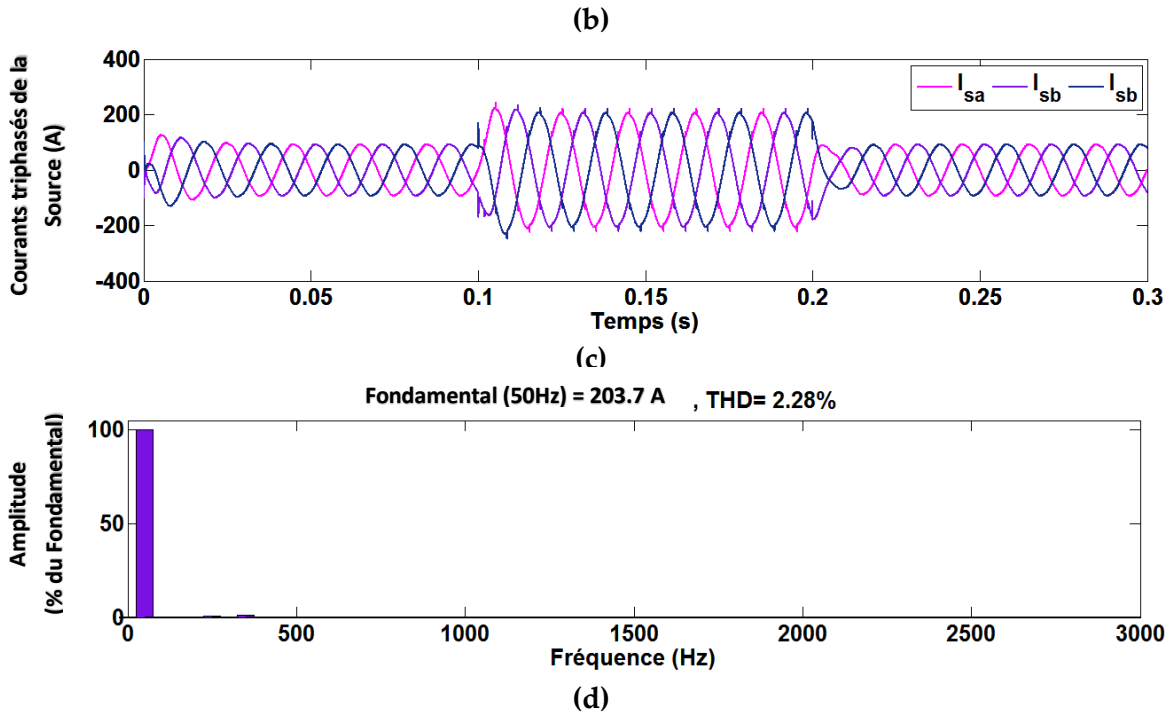


Figure (II.22) : Réponses dynamiques du système proposé lors de variations de charge non linéaire (Commande de type PI-PDPC-SVM) : (a) Phase "a" de la tension V_{sa} et le courant I_{sa} de la source, (b) Courants de la source triphasés I_{sabc} , (c) Tension du bus continu V_{dc} , (d) Spectre harmonique du courant de la source

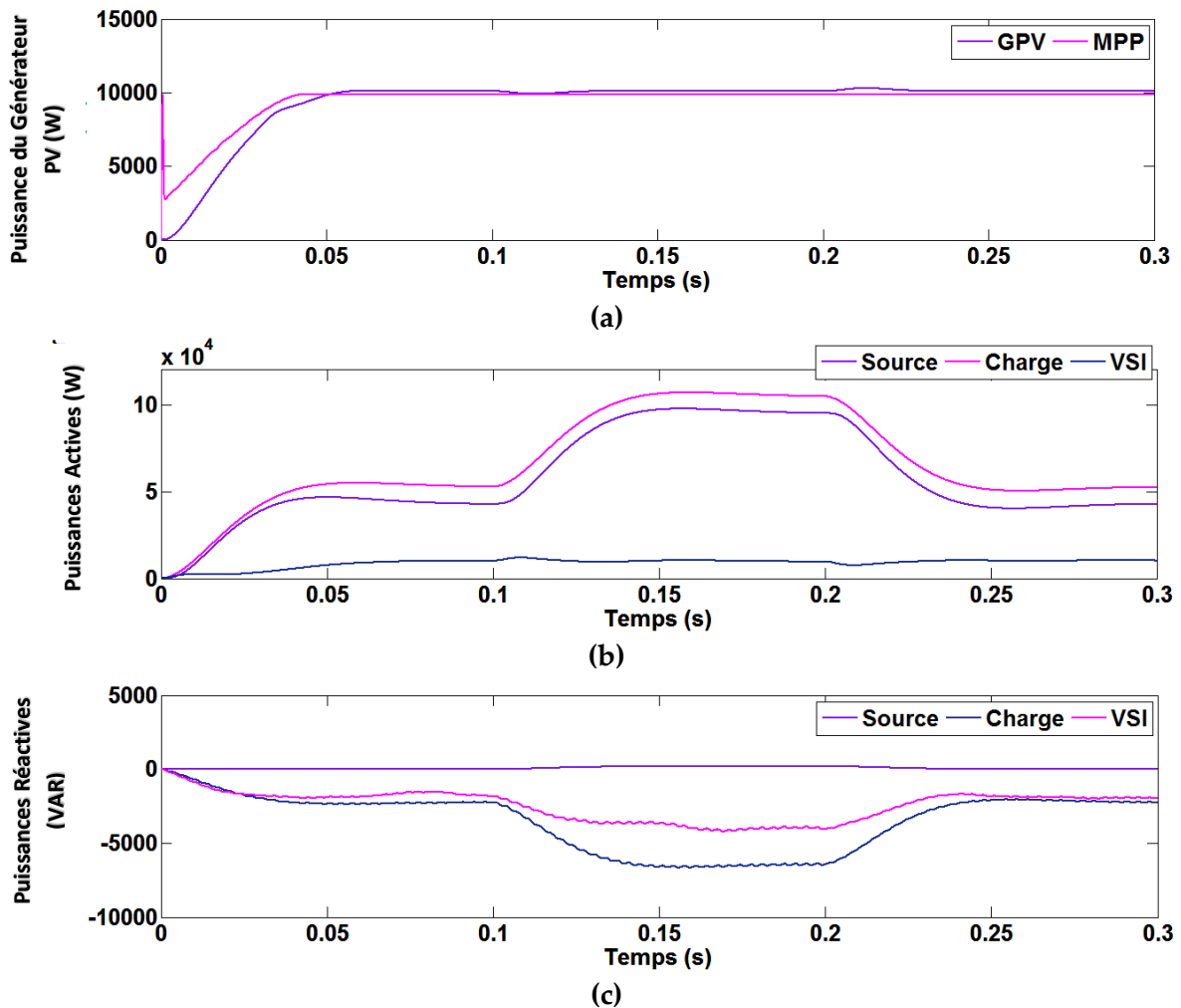


Figure (II.23) : Réponses dynamiques du système proposé sous de variations de charge non linéaire (Commande de type PI-PDPC-SVM) : (a) Puissance générée par le générateur PV (GPV) et le point de puissance maximale du GPV (MPP), (b) Puissances actives du réseau P_s , de la charge P_L , et du VSI P_F , (c) Puissances réactives du réseau Q_s , de la charge Q_L , et du VSI Q_F

La **Figure (II.22)** représente les réponses dynamiques du système lors de variations de la charge non linéaire y compris la tension continue, le courant et la tension de la source, et le spectre harmonique du courant de la source.

La **Figure (II.22) (a)** montre bien que la tension du bus continu est maintenue à sa valeur de référence avec de faibles fluctuations durant la connexion et la déconnexion de la deuxième charge non linéaire.

A partir de la **Figure (II.22) (b)** on constate que même avec la connexion d'une deuxième charge non linéaire, le courant du réseau est toujours sinusoïdal et en phase avec la tension de phase correspondante. Ce qui confirme que la puissance réactive et les courants harmoniques dues à la deuxième charge sont également compensés par l'onduleur VSI comme indiqué dans la **Figure (II.23) (c)**.

La **Figure (II.22) (d)** montre que le THD du courant du réseau pendant la connexion de la deuxième charge, est inférieur à 5%.

La **Figure (II.23)** représente les réponses dynamiques du système lors de variations de la charge non linéaire y compris la puissance générée par le générateur PV (GPV) et le point de puissance maximale du GPV (MPP), les puissances actives, et les puissances réactives.

A l'instant $t=0.1$ s, la connexion de la deuxième charge se traduit par une demande supplémentaire des puissances active et réactive. A ce moment-là, la puissance active nécessaire est entièrement fournie par le réseau comme le montre la **Figure (II.23) (b)**.

D'après la **Figure (II.23) (c)**, on constate que la puissance réactive demandée par la charge est totalement compensée; par conséquent le fonctionnement avec un facteur de puissance unitaire est assuré.

La **Figure (II.23) (a)** indique que, avant et après la variation de la charge à l'instant $t=0.1$ et puis à $t=0.2$, l'onduleur VSI injecte toute la puissance produite par le GPV dans le réseau. Cependant, le manque de la puissance active pour la charge non linéaire est compensé par le réseau.

II.6 Etude comparative

Cette partie de ce chapitre est consacré à une étude comparative entre les méthodes de commandes proposés en terme d'amélioration du THD.

Les **Figures (II.24) et (II.25)** indique respectivement l'histogramme de THD pour chaque méthode de commande proposé dans ce chapitre, lors de changement d'irradiation solaire et de la variation de la charge non linéaire. Par conséquent, on voit bien que la méthode de commande par PI-PDPC-SVM donne des meilleures performances en terme d'amélioration de THD.

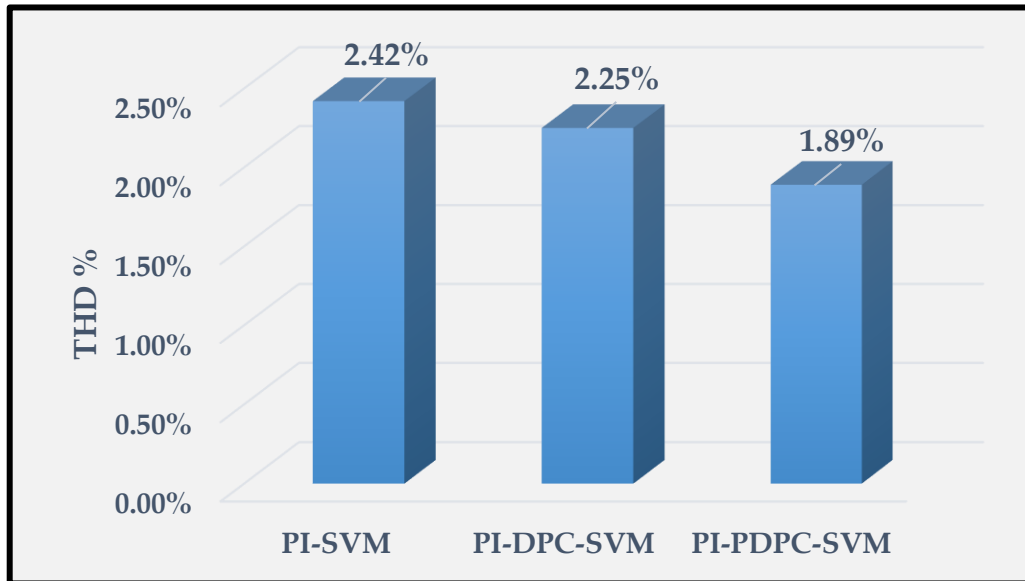


Figure (II.24) : Valeurs du THD de chaque méthode de commande associé au régulateur (PI) sous une irradiation solaire de 900 W/m^2

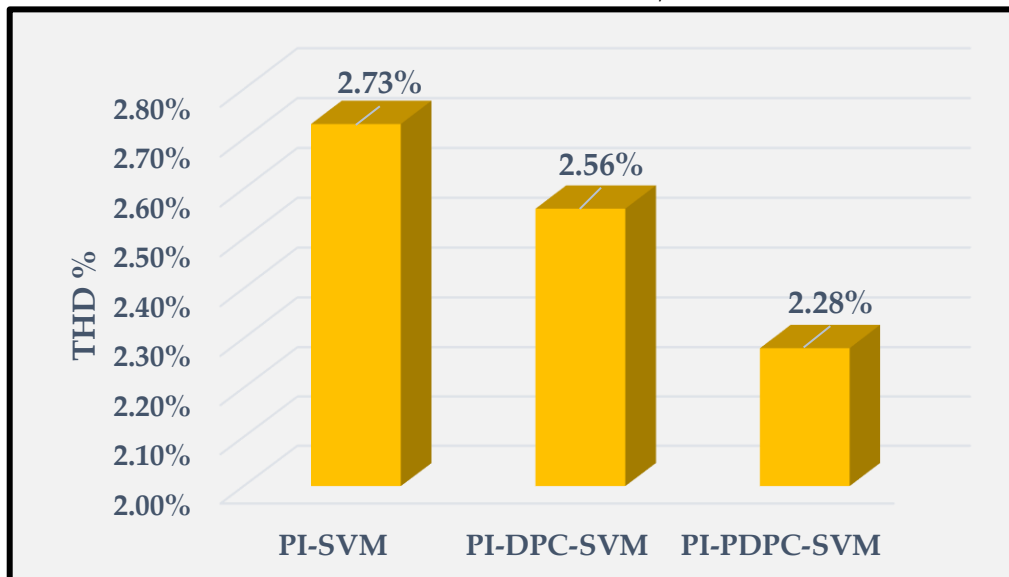


Figure (II.25) : Valeurs du THD de chaque méthode de commande associé au régulateur (PI) lors du changement de la charge non linéaire pendant l'instant $t = 0.1 \text{ s}$ et $t = 0.2 \text{ s}$

II.7 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons proposé un système photovoltaïque connecté au réseau à double fonction de sorte qu'il assure l'injection continue de puissance du PV au réseau électrique et en même temps il assure une bonne qualité d'énergie. En outre, nous avons utilisé un convertisseur DC-DC de type boost afin d'interfacer le générateur PV avec le réseau électrique pour assurer une conduction continue de puissance vers le réseau par l'intermédiaire d'un onduleur de tension.

Nous avons présenté trois commandes pour le système PV-FAP. La première méthode de commande utilise un régulateur traditionnelle PI, la deuxième combine un régulateur PI avec le principe du DPC par l'utilisation d'un modulateur vectoriel au lieu d'une table de

commutation (PI-DPC-SVM), et la troisième introduit l'approche prédictive pour former la commande directe de puissance prédictive (PI-PDPC-SVM).

Les résultats de co-simulation obtenus prouvent l'efficacité et les performances des commandes proposé sous des conditions de changement d'irradiation solaire et de charge non linéaire. Cependant, la méthode de commande par PI-PDPC-SVM donne des meilleures performances en terme de faisabilité et de THD sous le changement d'irradiation solaire et de la charge non linéaire.

Afin d'améliorer les structures de commande proposées, le recours à des régulateurs non-linéaires semble une solution prometteuse. En effet, le chapitre suivant aura comme objectif d'appliquer la commande par mode glissant dans les structures VOC, DPC, et PDPC.

Chapitre III

Commandes à base de régulateurs de type mode glissant (MG) d'un système photovoltaïque connecté au réseau agissant comme un filtre actif parallèle

III.1 Introduction

La technique de commande par mode glissant a connu un développement théorique au début des années 60 grâce à la résolution de l'équation différentielle à seconde membre discontinu par le mathématicien Russe *A. Fillipov*, suivi des recherches de *S. Emelyanov* en 1967 et de *V. Utkin* en 1977, les recherches de *Hung* (1993), et *Decarlo* (1998). Au début des années 80 la commande des systèmes à structure variable par mode glissant est devenue très intéressante et attractive. Elle est considérée comme l'une des approches les plus simples pour la commande des systèmes ayant un modèle imprécis grâce aux avantages qu'elle présente (robustesse vis-à-vis des paramètres variables, une très haute précision, une bonne stabilité et un temps de réponse faible) [78].

Dans ce chapitre, notre objectif n'est pas de traiter en profondeur la technique de commande par mode glissant, mais plutôt de présenter un bref rappel sur cette commande puis de l'appliquer dans la commande du système PV-FAP. Particulièrement, la combinaison de cette technique de commande avec les commandes directes de puissance DPC et DPC prédictive sera détaillée et évalué par co-simulation.

III.2 Principe de la commande par mode glissant

La technique de commande par mode glissant est un mode de fonctionnement particulier des systèmes de réglage à structure variable. Un système à structure variable est un système qui peut changer sa structure en faisant commuter sa commande entre deux valeurs, suivant une logique de commutation bien spécifiée comme illustré sur la **Figure (III.1)**. La commutation entre deux valeurs est définie par la loi suivante [78, 79] :

$$u = \begin{cases} U_{\min} & \text{pour } S < 0 \\ U_{\max} & \text{pour } S > 0 \end{cases} \quad (\text{III.1})$$

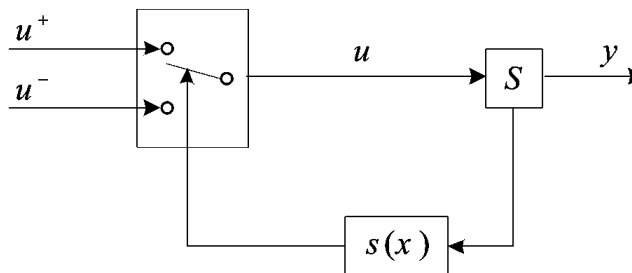


Figure (III.1) : Système de réglage à structure variable avec changement de la structure par commutation

Pour les systèmes à structure variable, le choix adéquat des paramètres de chaque structure, et une bonne définition de la logique de commutation est nécessaire. Sous certaines conditions, la commutation peut se faire à une très grande fréquence, le système est alors en mode glissant. Le comportement dynamique du système est défini par $S(x) = 0$, $S(x)$ étant la surface de glissement, le but est d'amener la trajectoire d'état du système vers cette surface et d'assurer le maintien du régime glissant jusqu'au point d'équilibre [78]. L'avantage majeur de la commande à structure variable en mode glissant, est la robustesse contre des changements des paramètres ou des perturbations [78]. La facilité d'implantation et la simplicité sont

d'autres avantages de la commande par mode glissant. Ces avantages rendent l'application de cette commande très intéressante et parfaitement convenable pour les filtres actifs et les systèmes photovoltaïques connecté au réseau. Le phénomène d'oscillation appelé «Chattering» associé à la commande par mode glissant, présente un inconvénient majeur parce qu'il peut exciter la dynamique de la commutation à haute fréquence qui le rend indésirable [78].

La synthèse d'une loi de commande en mode glissant revient, en premier lieu, à choisir la surface de glissement qui permet la convergence de la trajectoire d'état du système vers le point d'équilibre désiré, puis à établir la condition d'existence de mode de glissement qui est liée à la convergence de la trajectoire d'état, et à déterminer la loi de commande qui a pour rôle de maintenir les conditions de glissement (attractivité). En d'autre terme, la conception de la loi de commande par mode de glissement est réalisée en trois étapes :

Etape 1 : Choix de la surface de glissement ;

Etape 2 : Elaboration de la condition de convergence ;

Etape 3 : Détermination de la loi de commande.

III.2.1 Structures de la commande par mode glissant

Dans les systèmes à structure variable utilisant la commande par mode de glissement, on peut trouver trois configurations de base pour la synthèse des différentes commandes. La première correspond à la structure la plus simple où la commutation a lieu au niveau de l'organe de commande lui-même. On l'appelle, structure par commutation au niveau de l'organe de commande. La deuxième fait intervenir la commutation au niveau d'une contre réaction d'état. Et enfin, la dernière structure est une structure par commutation au niveau de l'organe de commande avec ajout de la " commande équivalente " [80].

III.2.2 Structure par commutation au niveau de l'organe de commande

Le schéma d'une structure par commutation au niveau de l'organe de commande est représenté par la **Figure (III.1)**. Cette structure est la plus classique et la plus utilisée. Elle correspond au fonctionnement tout ou rien des interrupteurs de puissance.

III.2.3 Structure par commutation au niveau d'une contre réaction d'état

Le schéma d'une telle structure est représentée par la **Figure (III.2)**. Cette structure représente la structure la moins exigeante au niveau de la sollicitation de la commande. Elle s'appuie sur la commande par contre réaction d'état classique où le réglage de la dynamique du système est réalisé par les gains de réglage. La non-linéarité provient de la commutation entre les gains donc on crée une commutation au niveau de la dynamique du système [80].

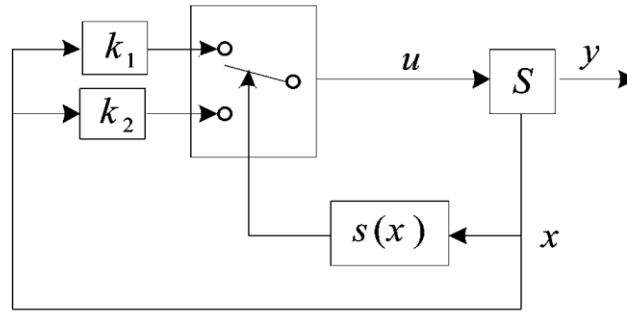


Figure (III.2) : Structure de régulation par commutation au niveau du contre réaction d'état

III.2.4 Structure par commutation au niveau de l'organe de commande, avec l'ajoute de la commande équivalente

Cette structure dont le principe est montré par la **Figure (III.3)** présente un réel avantage. Elle permet de pré positionner l'état futur du système grâce à la commande équivalente. L'organe de commande est beaucoup moins sollicité, mais on est plus dépendant des variations paramétriques du fait de l'expression de cette commande équivalente.

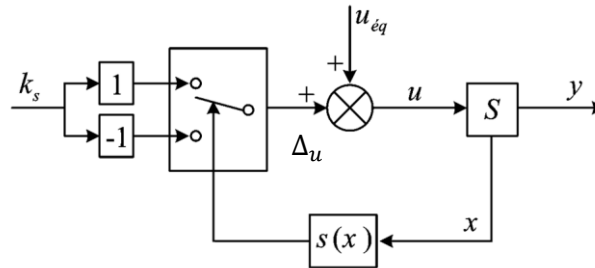


Figure (III.3) : Structure de régulation par ajout de la commande équivalente

III.3 Choix de la surface de glissement

Le choix de la surface de glissement concerne le nombre et la forme des fonctions nécessaires. Ces deux facteurs dépendent de l'application et de l'objectif visé. Pour un système défini par l'équation (III.2), le vecteur de la surface \$S\$ a la même dimension que le vecteur de commande \$u\$.

$$\frac{dx}{dt} = f(x,t) + B(x,t)u \quad (\text{III.2})$$

La surface de glissement est une fonction scalaire telle que la variable à régler glisse sur cette surface et tend vers l'origine du plan de phase [78, 80].

La forme non-linéaire est une fonction de l'erreur sur la variable à régler \$x\$, une forme générale proposée par J.J. Slotine et assurant la convergence de la variable à régler vers sa référence est donnée par [78, 80] :

$$S(x) = \left(\frac{d}{dt} + \lambda \right)^{r-1} \cdot e(x) \quad (\text{III.3})$$

\$e(x)\$: Représente l'écart entre la variable à régler et sa référence.

\$\lambda\$: Est une constante positive.

\$r\$: Est le degré relatif, il représente le nombre de fois qu'il faut dériver la sortie pour faire apparaître la commande.

III.4 Conditions d'existence et de convergence

La condition de convergence ou d'attractivité permet à la dynamique du système de converger vers la surface de glissement, il s'agit de formuler une fonction scalaire de Lyapunov $V(x) > 0$ pour les variables d'états du système. La loi de commande doit faire décroître cette fonction. La solution est de choisir une fonction scalaire $S(x)$ pour garantir l'attraction de la variable à contrôler vers sa valeur de référence et de concevoir une commande u telle que le carré de la surface correspond à une fonction de Lyapunov. La fonction de Lyapunov est définie comme suit :

$$V(x) = \frac{1}{2} S^2(x) \quad (\text{III.4})$$

La dérivée de cette fonction est :

$$\dot{V}(x) = S(x) \cdot \dot{S}(x) \quad (\text{III.5})$$

Pour que la fonction $V(x)$ puisse décroître, il suffit d'assurer que sa dérivée soit négative. L'équation (III.4) indique que le carré de la distance entre un point donné du plan de phase et la surface de glissement exprimé par $S^2(x)$ diminue tout le temps à condition que la dérivée de la fonction de Lyapunov reste toujours négative, contraignant la trajectoire du système à se diriger vers la surface à partir des deux côtés de cette dernière. Cette condition suppose un régime glissant idéal où la fréquence de commutation est infinie [78].

III.5 Détermination de la loi de commande

L'obtention d'un régime de glissement suppose une commande discontinue. La surface de glissement doit être attractive de deux côtés. De ce fait, si cette commande discontinue est indispensable, il n'empêche nullement qu'une partie continue lui soit ajoutée [80]. En présence d'une perturbation, la commande discontinue a pour but de vérifier les conditions d'attractivité. La structure de contrôleur par mode glissant est constituée de deux parties, une concernant la linéarisation exacte (u_{eq}), et l'autre stabilisante (Δu), elle est donnée par :

$$u = u_{eq} + \Delta u \quad (\text{III.6})$$

La commande équivalente proposée par Filipov et Utkin [80], sert à maintenir la variable à contrôler sur la surface de glissement $S(x) = 0$. La commande discontinue sert à retirer cette variable vers sa référence dans le cas où elle n'est pas sur la surface de glissement [78]. Elle est alors déterminée pour vérifier la condition de convergence.

III.5.1 Commande équivalente

Considérons le système (III.2), un vecteur de commande équivalent peut être développé en posant la dérivée en fonction de temps de la fonction de commutation égale à zéro :

$$\dot{S}(x,t) = \left(\frac{\delta S}{\delta x} \right)^T (f(x,t) + B(x,t)u) + \frac{\delta S}{\delta t} = 0 \quad (\text{III.7})$$

D'où, on peut trouver la commande équivalente définie par :

$$u_{eq} = - \left[\left(\frac{\delta S}{\delta x} \right)^T \times B(x,t) \right]^{-1} \left\{ \left(\frac{\delta S}{\delta x} \right)^T \times f(x,t) + \frac{\delta S}{\delta x} \right\} \quad (III.8)$$

Avec la condition d'existence :

$$\left(\frac{\delta S}{\delta x} \right)^T \times B(x,t) \neq 0 \quad (III.9)$$

III.5.2 Commande discontinue

Dans le cas où les trajectoires d'état ne sont pas sur la surface de glissement $S(x) = 0$, à cause des perturbations ou de changement des paramètres de système, la fonction présentée par (III.10) est une fonction discontinue (commutateur à deux niveaux) capable de retirer ces trajectoires vers ses références. Cette commande est définie par :

$$\Delta u = -k \text{sign}(S(x)) \quad (III.10)$$

Avec $k > 0$

Et

$$\text{sign}(S(x)) = \begin{cases} 1 & \text{if } S(x) > 0 \\ -1 & \text{if } S(x) < 0 \\ 0 & \text{if } S(x) = 0 \end{cases}$$

III.5.3 Mode de glissement avec effet intégrale

Dans cette approche, la surface de glissement peut être perfectionnée en insérant une action intégrale dans son expression, cette surface est alors définie par [81] :

$$S(x) = \left(\frac{d}{dt} + \lambda \right)^{r-1} e(x) + k_i \int e(t) dt \quad (III.11)$$

Où k_i est un gain positif d'intégral. L'avantage de cette approche est que la surface de glissement dans ce cas est un plan passant par l'origine. Dans le cas où le système est de deuxième ordre $r=2$, la solution est obtenue dans un plan, pendant que la solution est obtenue sur une ligne dans le mode glissant classique.

III.6 Commande par mode glissant de PV-FAP

Le schéma de la commande dans le repère stationnaire par des régulateurs non linéaires de type mode glissant de PV-FAP est représenté par la **Figure (III.4)**.

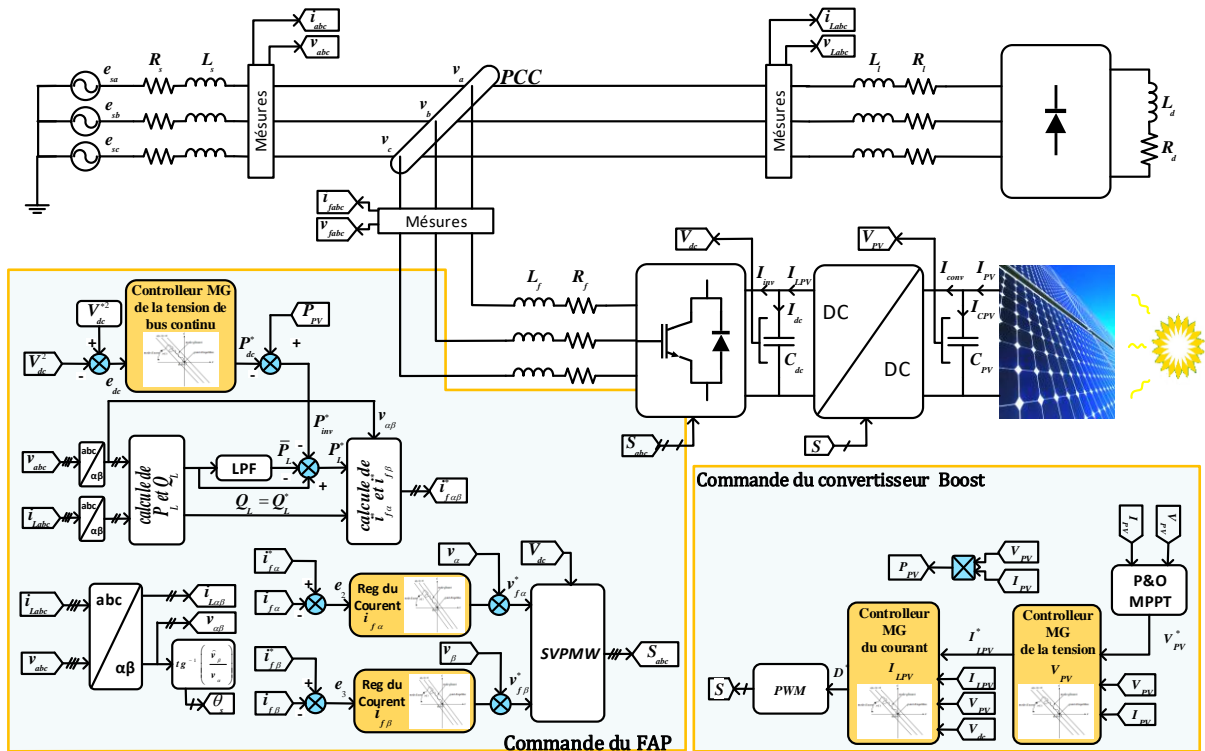


Figure (III.4) : Schéma de commande par mode glissant d'un système PV connecté au réseau agissant comme un filtre actif parallèle

III.6.1 Stratégie de commande coté FAP

Sur la **Figure (III.4)**, la tension carré du condensateur réelle V_{dc}^2 est comparée au carré de sa référence V_{dc}^{2*} ; est transmise à un contrôleur non linéaire par mode glissant. La sortie du contrôleur de tension non linéaire présente la référence de la puissance active P_{dc}^* . Sur la base de la théorie p-q instantanée, les puissances de compensation sont calculées et les puissances moyennes sont extraites à l'aide d'un filtre passe-bas d'ordres 4 (LPF). Cependant, les puissances oscillantes sont obtenues par une simple soustraction de la puissance moyenne des puissances active et réactive.

Dans ce qui suit, la stratégie de contrôle par mode glissant sera utilisée pour contrôler le système PV-FAP. Les contrôleurs par mode glissant adoptés sont conçus sur la base d'une décomposition du modèle FAP global. Pour accomplir cette tâche, le système (I.57) est subdivisé en trois sous-systèmes, comme suit :

Sous-système 1

Dans ce premier sous-système décrit par l'équation (III.12) , la puissance active instantanée P_{dc}^* est considérée comme une grandeur de contrôle, et la tension V_{dc} est considérée comme une grandeur de sortie.

$$\frac{dV_{dc}}{dt} = \frac{P_{dc}^*}{V_{dc} C_{dc}} \quad (III.12)$$

Sous-système 2

Dans le deuxième sous-système décrit par l'équation (III.13), la tension $v_{f\alpha}^*$ est choisie comme variable de contrôle, tandis que le courant $i_{f\alpha}$ est une variable de sortie.

$$\frac{di_{f\alpha}}{dt} = -\frac{R_f}{L_f}i_{f\alpha} + \frac{v_{f\alpha}^*}{L_f} - \frac{\hat{v}_\alpha}{L_f} \quad (\text{III.13})$$

Sous-système 3 :

Dans ce sous-système présenté par l'équation (III.14), $v_{f\beta}^*$ et $i_{f\beta}$ sont respectivement la variable de contrôle et la variable de sortie.

$$\frac{di_{f\beta}}{dt} = -\frac{R_f}{L_f}i_{f\beta} + \frac{v_{f\beta}^*}{L_f} - \frac{\hat{v}_\beta}{L_f} \quad (\text{III.14})$$

III.6.2 Synthèse du régulateur de la tension continue V_{dc}

Un contrôleur par mode glissement est utilisé pour que la tension du bus continu soit réglée à sa valeur de référence couvrant les pertes de l'onduleur. La surface de glissement est conçue en imposant un comportement dynamique souhaité. Puisque le but de cette commande est d'imposer la tension du bus continu, la surface de glissement de ce sous-système (III.12) est choisie comme suit :

$$S_{dc}(x) = c_k e_{dc} + \frac{de_{dc}}{dx} + c_h \int e_{dc} \cdot dt \quad (\text{III.15})$$

Avec :

$e_{dc} = (V_{dc}^2 - V_{dc}^{2*})$: représente l'erreur entre le carré de la tension continue et sa référence.

Avec c_k et c_h , sont des gains positifs.

Dans le mode de glissement, nous définissons les fonctions de commutation suivantes :

$$A_1 = \begin{cases} 1 & \text{if } S_3 e_{dc} > 0 \\ -1 & \text{if } S_3 e_{dc} < 0 \end{cases} \quad (\text{III.16})$$

$$A_2 = \begin{cases} 1 & \text{if } S_3 \dot{e}_{dc} > 0 \\ -1 & \text{if } S_3 \dot{e}_{dc} < 0 \end{cases}$$

La sortie du régulateur par mode glissant de la tension continue peut-être écrite comme :

$$P_{dc}^* = c_1 e_{dc} A_1 + c_2 \frac{de_{dc}}{dx} A_2 \quad (\text{III.17})$$

Avec, c_1 et c_2 sont des constants positifs.

La loi de commande par mode glissant du bus continu obtenue est donnée par l'équation (III.17) et son schéma bloc de contrôle est donné par la Figure (III.5) :

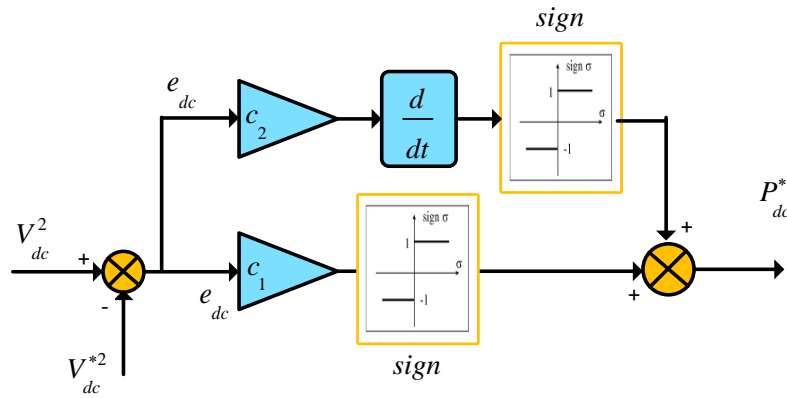


Figure (III.5) : Schéma bloc de la commande par mode glissant de la tension du bus continu

III.6.3 Synthèse de régulateur par mode glissant du courant $i_{f\alpha}$

La synthèse du contrôleur par mode de glissement souhaité du courant $i_{f\alpha}$ donné par le deuxième sous-système défini par l'équation (III.13) est analysée comme suit:

Le degré relatif r_1 de ce sous-système est déterminé par la dérivée de la variable $i_{f\alpha}$ de sortie comme suit:

$$\frac{di_{f\alpha}}{dt} = -\frac{R_f}{L_f} i_{f\alpha} + \frac{v_{f\alpha}^*}{L_f} - \frac{\hat{v}_\alpha}{L_f} \tag{III.18}$$

Etant donné que la variable $v_{f\alpha}^*$ apparaît dans la dérivée de la variable de sortie, le degré relatif r_1 est égal à 1.

La dynamique de l'erreur e_1 est donnée par :

$$e_1(x) = i_{fa} - i_{fa}^* \tag{III.19}$$

La surface de glissement est égale à l'erreur de la variable qui sera régulée vers sa référence et est donnée par :

$$S_1(x) = i_{fa} - i_{fa}^* \tag{III.20}$$

Afin de conserver les variables d'état sur la surface de glissement $S_1(x)$, la dérivée temporelle de la fonction de commutation évaluée le long de la trajectoire doit être égale à la composante discontinue Δu_α comme suit:

$$\dot{S}_1(x) = -k_1 \cdot \text{sign}(S_1(x)) \tag{III.21}$$

On a,

$$\frac{di_{f\alpha}}{dt} - i_{f\alpha}^* = -k_1 \cdot \text{sign}(S_1(x)) \tag{III.22}$$

Avec k_1 est une constante positive.

Alors, la loi de commande obtenue est donnée par l'équation (III.23) et son schéma bloc de contrôle est donné par la Figure (III.6)

$$v_{f\alpha}^* = -L_f k_1 \cdot \text{sign}(e_1(x)) + R_f i_{f\alpha} + \hat{v}_\alpha + L_f \frac{di_{f\alpha}^*}{dt} \quad \text{(III.23)}$$

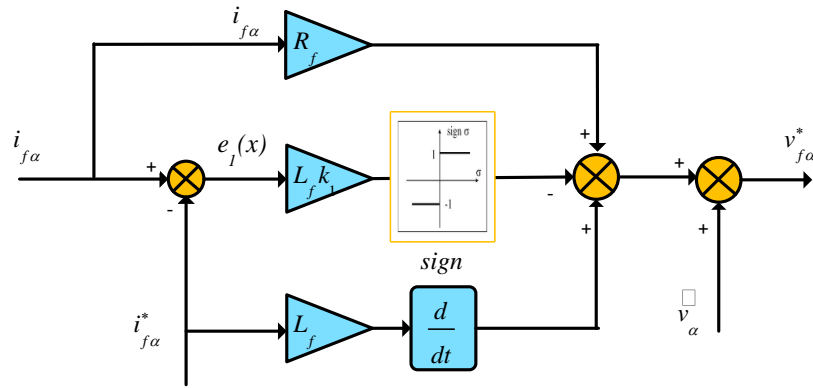


Figure (III.6) : Schéma bloc de commande par mode glissant du courant $i_{f\alpha}$

III.6.4 Synthèse de régulateur par mode glissant de courant $i_{f\beta}$

La synthèse du contrôleur de mode de glissement souhaité du courant $i_{f\beta}$ pour le troisième sous-système défini par l'équation (III.14) est analysée comme suit :

Le degré relatif r_2 de ce sous-système est déterminé par la dérivée de la variable $i_{f\beta}$ de sortie comme suit:

$$\frac{di_{f\beta}}{dt} = -\frac{R_f}{L_f} i_{f\beta} + \frac{v_{f\beta}^*}{L_f} - \frac{\hat{v}_\beta}{L_f} \quad \text{(III.24)}$$

Alors que la variable $v_{f\beta}^*$ apparaît dans la dérivée de la variable de sortie, le degré relatif r_2 est égal à 1.

La dynamique de l'erreur e_2 est donnée par :

$$e_2(x) = i_{f\beta} - i_{f\beta}^* \quad \text{(III.25)}$$

La surface de glissement est égale à l'erreur de la variable qui sera régulée vers sa référence et est donnée par :

$$S_2(x) = i_{f\beta} - i_{f\beta}^* \quad \text{(III.26)}$$

Afin de conserver les variables d'état sur la surface de glissement $S_2(x)$, la dérivée temporelle de la fonction de commutation évaluée le long de la trajectoire, doit être égale à la composante discontinue Δu_β comme suit :

$$\dot{S}_2(x) = -k_2 \cdot \text{sign}(S_2(x)) \quad \text{(III.27)}$$

On a,

$$\frac{di_{f\beta}}{dt} - i_{f\beta}^* = -k_2 \cdot \text{sign}(S_2(x)) \tag{III.28}$$

Avec k_2 est une constante positive.

La loi de contrôle obtenue est donnée par l'équation (III.29) et son schéma bloc de commande est donné par la Figure (III.7) :

$$v_{f\beta}^* = -L_f k_2 \cdot \text{sign}(e_2(x)) + R_f i_{f\beta} + \hat{v}_\beta + L_f \frac{di_{f\beta}^*}{dt} \tag{III.29}$$

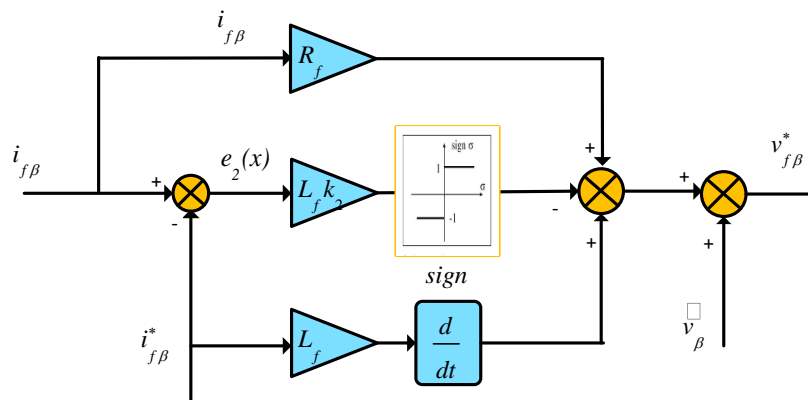


Figure (III.7) : Schéma bloc de la commande par mode glissant du courant $i_{f\beta}$

III.7 Commande par mode glissant du convertisseur boost DC-DC

La stratégie de commande par mode glissant appliquée au convertisseur élévateur DC-DC est similaire à celle présentée dans le premier chapitre, dont nous avons remplacé les régulateurs PI par des régulateurs de mode glissant.

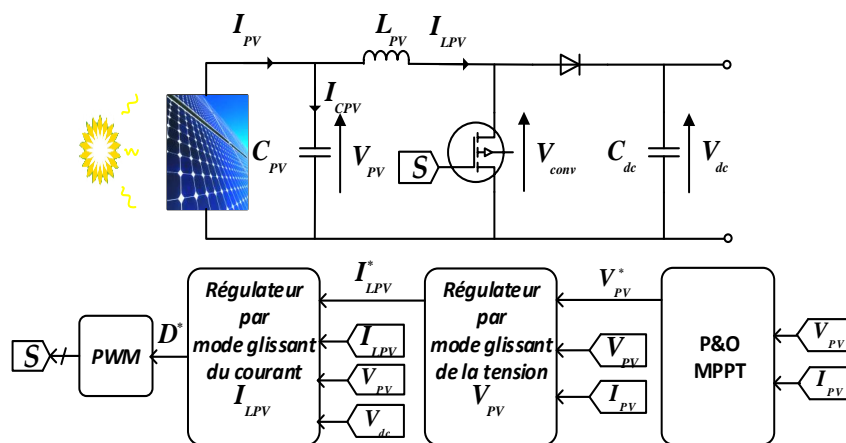


Figure (III.8) : Commande par mode glissant du convertisseur élévateur continu-continu

Les contrôleurs par mode glissant adoptés sont conçus sur la base d'une décomposition du modèle global donné par (I.20) en deux sous-systèmes, comme suit :

Sous-système 1

$$\frac{dV_{PV}}{dt} = \frac{1}{C_{PV}} I_{PV} - \frac{1}{C_{PV}} I_{LPV} \quad (\text{III.30})$$

Dans ce premier sous-système, le courant I_{LPV} est considéré comme une variable de contrôle et la tension V_{PV} de sortie PV est considérée comme une variable de sortie.

Sous-système 2

Dans le second sous-système décrit par l'équation (III.31), le rapport cyclique D est choisi comme variable de contrôle tandis que le courant I_{LPV} est choisi comme variable de sortie.

$$\frac{dI_{LPV}}{dt} = \frac{1}{L_{PV}} V_{PV} - \frac{1}{L_{PV}} (1-D) V_{dc} \quad (\text{III.31})$$

III.7.1 Synthèse de régulateur par mode glissant de la tension V_{PV}

La synthèse du contrôleur par mode glissant de la tension V_{PV} donné par le premier sous-système défini par l'équation (III.30) est analysée comme suit:

Le degré relatif r_{PV} de ce sous-système est déterminé par la dérivée de la variable V_{PV} de sortie comme suit:

$$\dot{V}_{PV} = \frac{1}{C_{PV}} I_{PV} - \frac{1}{C_{PV}} I_{LPV}^* \quad (\text{III.32})$$

Du fait que la variable I_{LPV}^* apparaît dans la dérivée de la tension de sortie, le degré relatif r_{PV} est égal à 1.

La dynamique de l'erreur e_{PV} est donnée par :

$$e_{PV}(x) = V_{PV} - V_{PV}^* \quad (\text{III.33})$$

La surface de glissement est égale à l'erreur de la variable qui sera régulée vers sa référence et est donnée par :

$$S_{PV}(x) = V_{PV} - V_{PV}^* \quad (\text{III.34})$$

Afin de conserver les variables d'état sur la surface de glissement $S_{PV}(x)$, la dérivée temporelle de la fonction de commutation évaluée le long de la trajectoire doit être égale à la composante discontinue Δu_{PV} comme suit:

$$\dot{S}_{PV}(x) = -k_{PV} \text{sign}(S_{PV}(x)) \quad (\text{III.35})$$

On a,

$$\dot{V}_{PV} - \dot{V}_{PV}^* = -k_{PV} \text{sign}(S_{PV}(x)) \quad (\text{III.36})$$

Avec k_{pV} est une constante positive.

Par conséquent, le courant de référence I_{LPV}^* peut être calculé comme suit:

$$I_{LPV}^* = C_{pV} k_{pV} \cdot \text{sign}(e_{pV}(x)) + I_{pV} - C_{pV} \frac{dV_{pV}^*}{dt} \quad (\text{III.37})$$

Le schéma bloc de se contrôleur est donné par la **Figure (III.9)** :

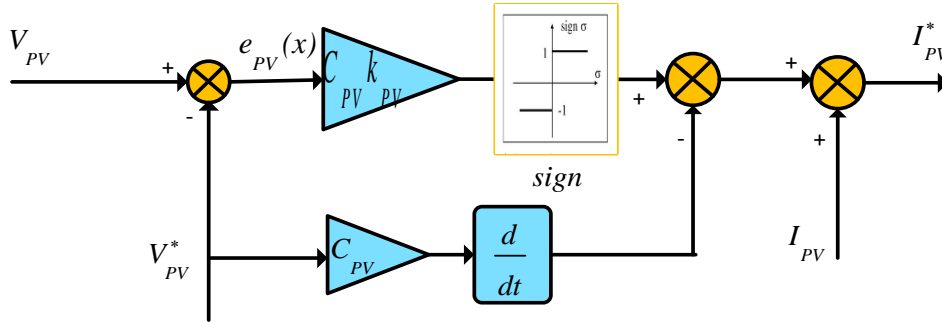


Figure (III.9) : Schéma bloc de commande par mode glissant de la tension V_{pV}

III.7.2 Synthèse du régulateur par mode glissant du courant I_{LPV}

La synthèse du contrôleur par mode de glissement souhaité de courant I_{LPV} donnée par le deuxième sous-système défini par l'équation (III.31) est analysée comme suit:

Le degré relatif r_{ILpv} de ce sous-système est déterminé par la dérivé de la variable I_{LPV} de sortie comme suit:

$$\dot{I}_{LPV} = \frac{1}{L_{pV}} V_{pV} - \frac{1}{L_{pV}} (1 - D^*) V_{dc} \quad (\text{III.38})$$

Du fait que la variable D^* apparaît dans la dérivée de la tension de sortie, le degré relatif r_{ILpv} est égal à 1.

La dynamique de l'erreur e_{ILpv} est donnée par :

$$e_{ILpv}(x) = I_{LPV} - I_{LPV}^* \quad (\text{III.39})$$

La surface de glissement est égale à l'erreur de la variable qui sera régulée vers sa référence et est donnée par :

$$S_{ILpv}(x) = I_{LPV} - I_{LPV}^* \quad (\text{III.40})$$

Afin de conserver les variables d'état sur la surface de glissement $S_{ILpv}(x)$, la dérivée temporelle de la fonction de commutation évaluée le long de la trajectoire doit être égale à la composante discontinue Δu_{LPV} comme suit:

$$\dot{S}_{ILpv}(x) = -k_{ILpv} \text{sign}(S_{ILpv}(x)) \quad (\text{III.41})$$

On a,

$$\dot{I}_{LPV} - \dot{I}_{LPV}^* = -k_{ILPV} \text{sign}(S_{ILPV}(x)) \tag{III.42}$$

Avec k_{PV} est une constante positive.

Par conséquent, le courant de référence D^* peut être calculé comme suit:

$$D^* = \frac{1}{V_{dc}} (-L_{PV} k_{ILPV} \text{sign}(e_{ILPV}(x)) - V_{PV} + V_{dc} + L_{PV} \frac{dI_{LPV}^*}{dt}) \tag{III.43}$$

Le schéma bloc de se contrôleur est donné par la **Figure (III.10)**

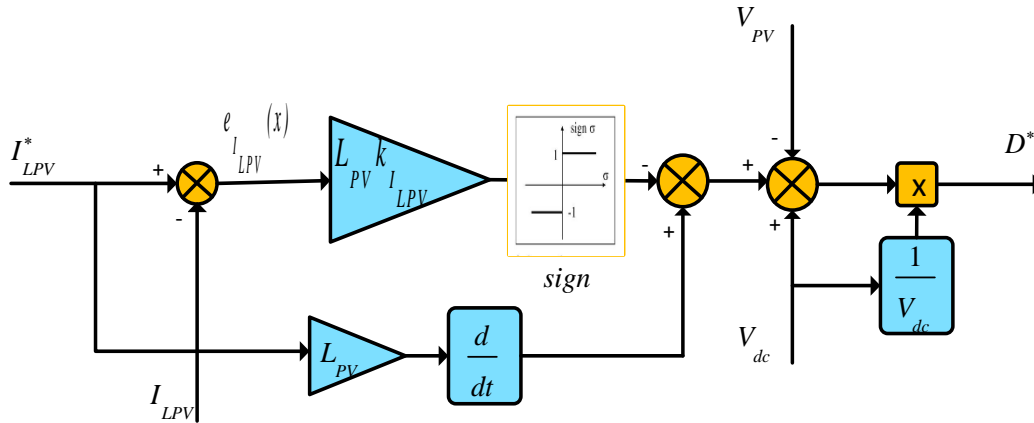


Figure (III.10) : Schéma bloc de la commande par mode glissant du courant I_{LPV}

III.7.3 Résultats de simulations et discussions

La co-simulation du système PV-FAP contrôlé par mode glissant a été réalisée avec les mêmes paramètres et sous les mêmes conditions citées précédemment. Les paramètres des contrôleurs MG utilisés sont donnés dans le tableau (III.1) :

Tableau (III.1) : Paramètres des régulateurs MG-VOC-SVM du système PV-FAP.

Paramètres des régulateurs côté FAP	
Référence de tension du bus continue V_{dc}^*	700 V
Paramètres du régulateur par MG de la tension du bus continue	$c_1 = 0.35; c_2 = 0.5e^{-3}$ $c_i = 2.5e^3; c_k = 2.5e^3$
Paramètres du régulateur des courants i_{fab}	$K_{i_{fab}} = 1000e^3$
Paramètres des régulateurs côté PV	
Paramètre du régulateur MG de la tension V_{PV}	$K_{V_{PV}} = 1100e^3$
Paramètre du régulateur MG du courant I_{LPV}	$K_{I_{LPV}} = 29090$

Variation de l'ensoleillement

Les Figures (III.11) et (III.12) ci-dessous sont les résultats du changement d'irradiation solaire pour la commande non linéaire par mode glissant du système PV-FAP

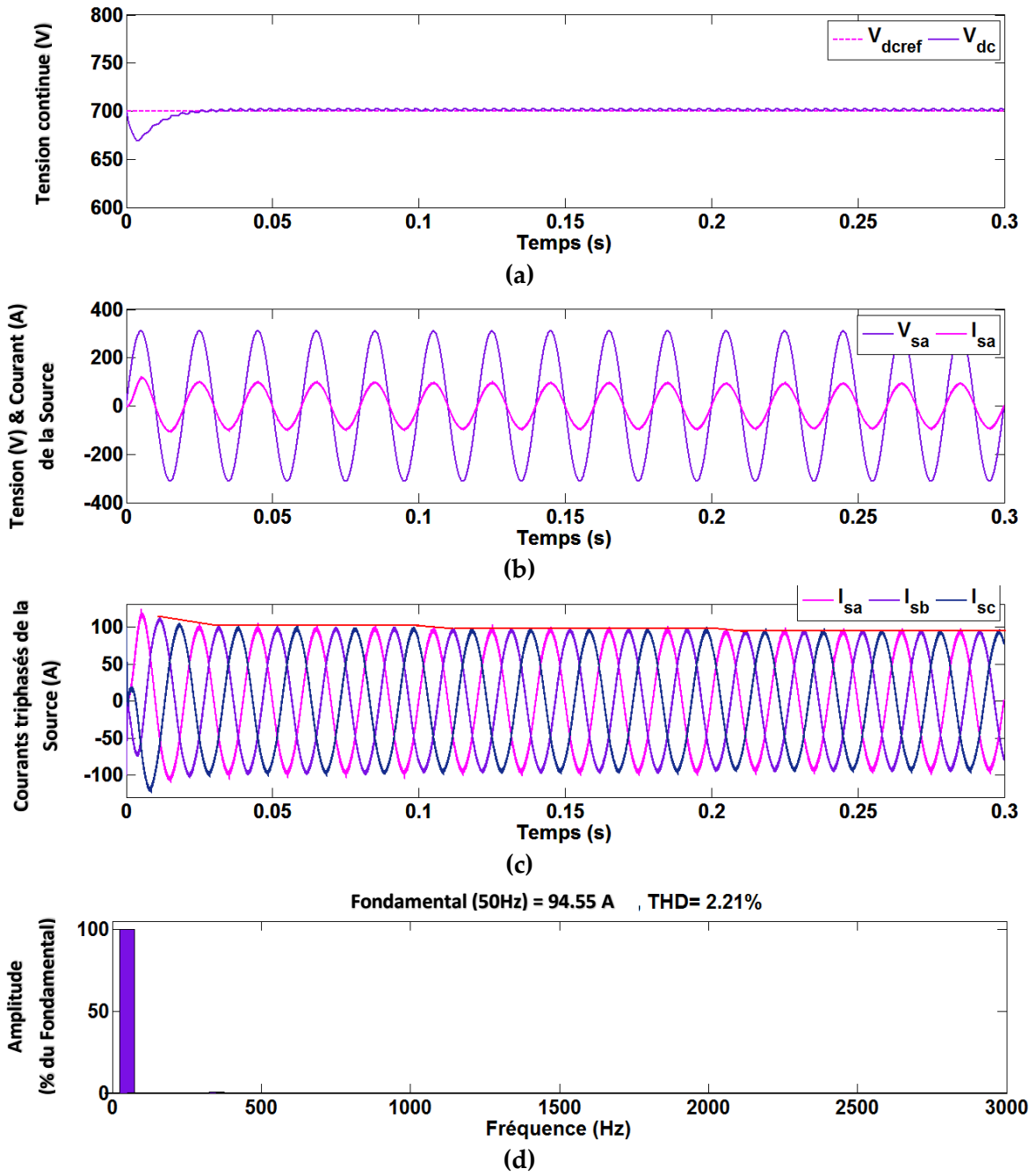
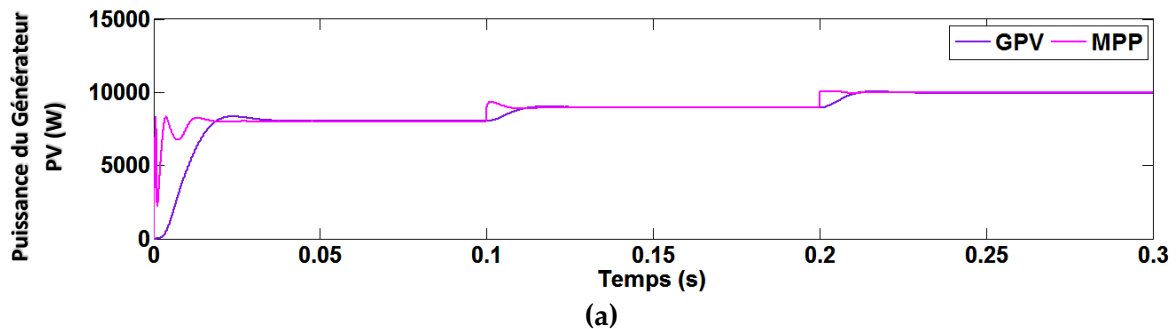


Figure (III.11) : Réponses dynamiques du système proposé dans le cas de changement d'irradiation solaire (Commande par MG-VOC-SVM) : (a) Phase "a" de la tension V_{sa} et le courant I_{sa} de la source, (b) Courants de la source triphasés I_{sabc} , (c) Tension du bus continu V_{dc} , (d) Spectre harmonique de courant de la source.



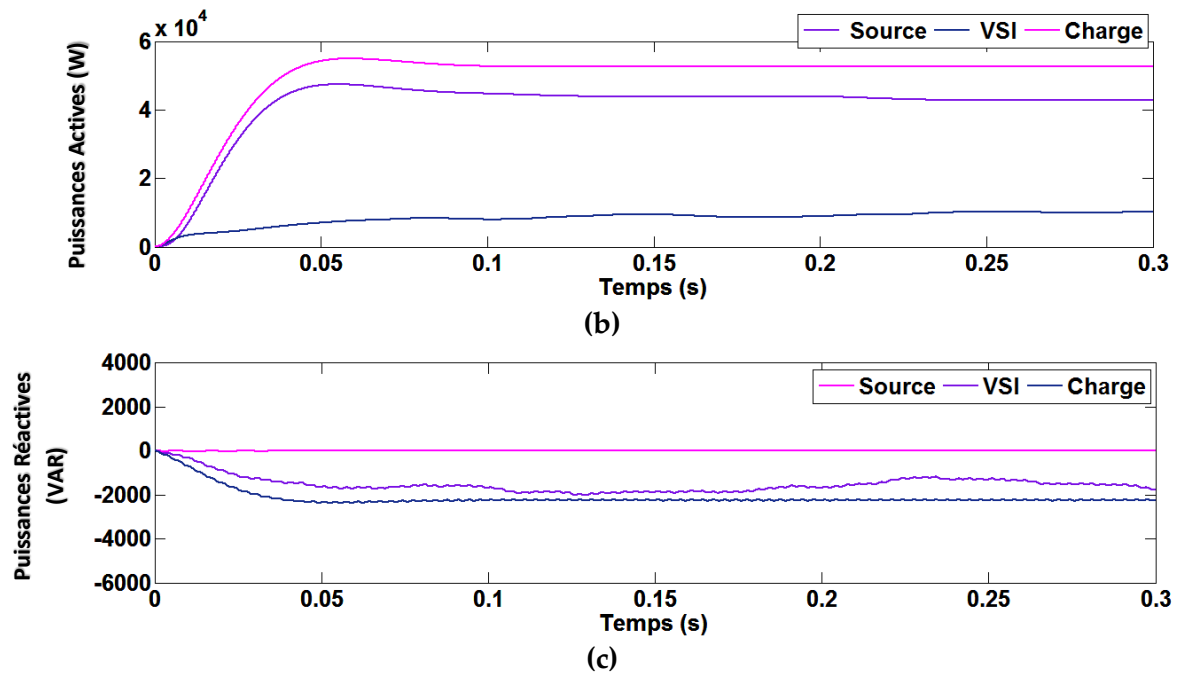


Figure (III.12) : Réponses dynamiques du système proposé dans le cas de changement d'irradiation solaire (Commande par MG-VOC-SVM): (a) Puissance générée par le générateur PV (GPV) et le point de puissance maximale du GPV (MPP), (b) Puissances actives du réseau P_s , la charge P_L , et du VSI P_F , (c) Puissances réactives du réseau Q_s , la charge Q_L , et du VSI Q_F .

A partir des courbes de la **Figure (III.11)**, il paraît très clair que le régulateur de la tension continue à prouver son efficacité dans le maintien d'une tension constante aux bornes du bus continu. La tension passe par un régime transitoire d'une durée de 0.025s.

La **Figure (III.11) (d)** indiquent le THD du courant injecté par l'onduleur dans le réseau. Cette figure montre que l'onduleur produit un courant de forme purement sinusoïdale avec THD plus faible.

D'après la **(III.12) (b)**, on constate bien nettement que la puissance consommée par la charge est égale à la somme des puissances produite par le GPV et celle fournit par le réseau, autrement dit la charge est alimentée des deux côtés.

Les **Figures (III.12) (b)** et **(III.12) (c)** prouvent l'efficacité des contrôleurs non linéaire par mode glissant utilisées. La puissance réactive est toujours nul afin d'assurer un fonctionnement à facteur de puissance unitaire côté onduleur, cela est plus claire dans la **Figure (III.11) (b)** ou le courant de la source est en phase avec la tension correspondante quel que soit le changement d'irradiation solaire.

Variation de la charge non linéaire

Les Figures **Figure (III.13)** et **Figure (III.14)** sont les résultats de variation de la charge non linéaire pour la commande par mode glissant (MG-VOC-SVM) du système.

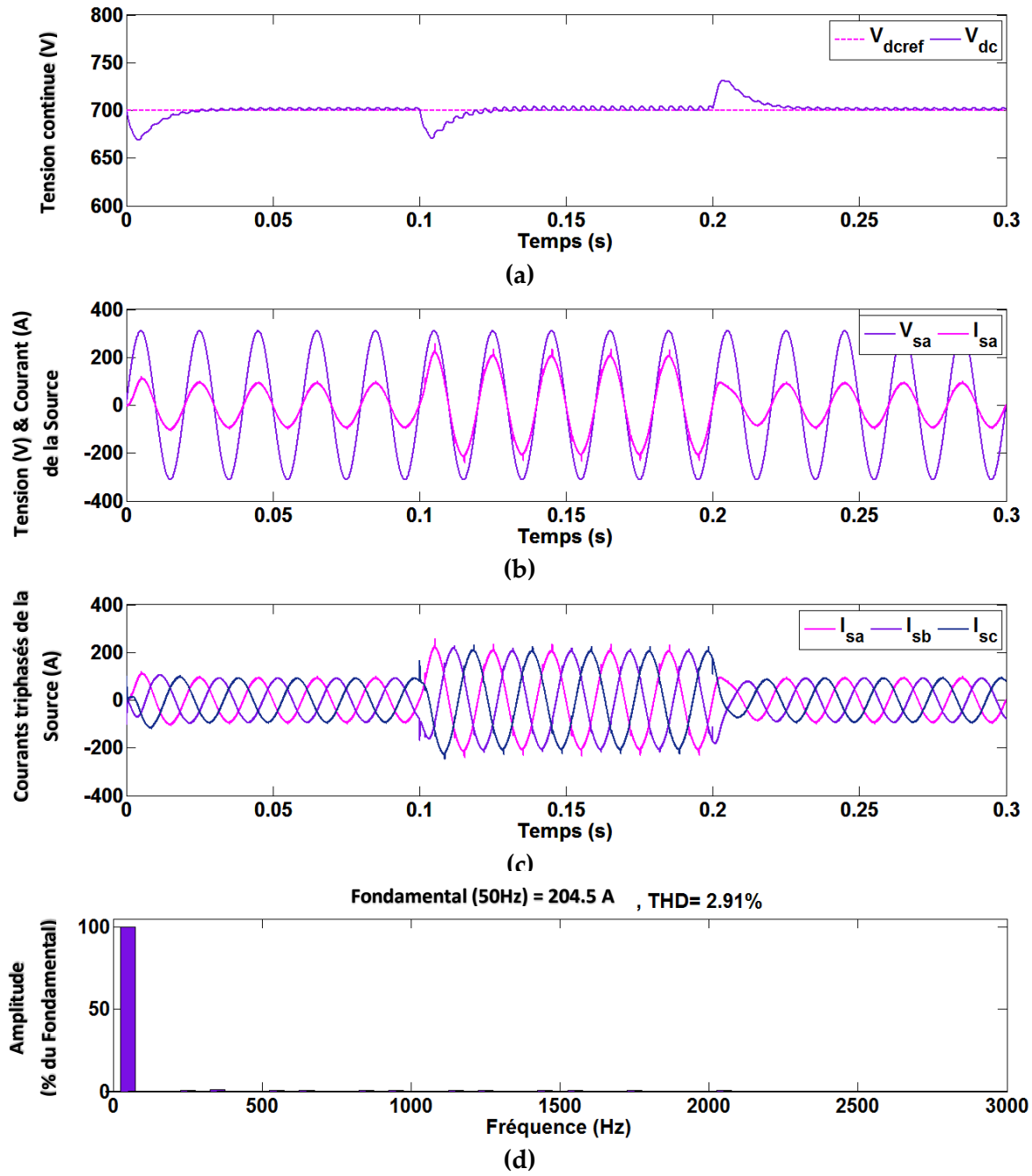
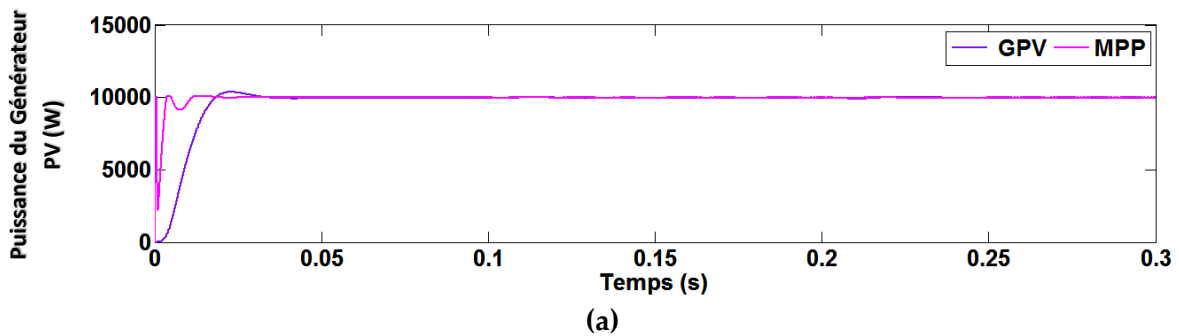


Figure (III.13) : Réponses dynamiques du système proposé lors de variations de charge non linéaire (Commande de type MG-VOC-SVM) : (a) Phase "a" de la tension V_{sa} et le courant I_{sa} de la source, (b) Courants de la source triphasés I_{sabc} , (c) Tension du bus continu V_{dc} , (d) Spectre harmonique du courant de la source.



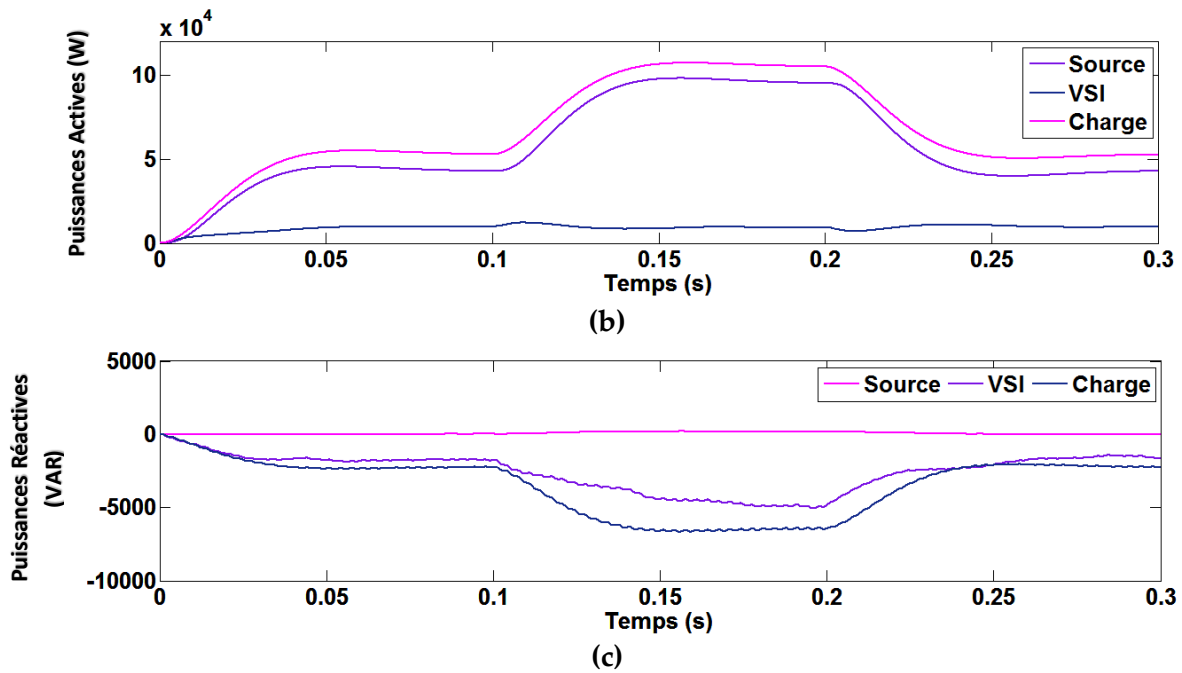


Figure (III.14) : Réponses dynamiques du système proposé sous de variations de charge non linéaire (Commande de type MG-VOC-SVM) : (a) Puissance générée par le générateur PV (GPV) et le point de puissance maximale du GPV (MPP), (b) Puissances actives du réseau P_s , de la charge P_L , et du VSI P_F , (c) Puissances réactives du réseau Q_s , de la charge Q_L , et du VSI Q_F

A partir des courbes de la **Figure (III.13)**, il paraît très clair que le régulateur de la tension continue à prouver son efficacité dans le maintien d'une tension constante aux bornes du bus continu. La tension passe par un régime transitoire d'une durée de 0.025s. lors de la variation de la charge avant qu'elle revienne à sa référence avec une erreur statique pratiquement nulle.

La **Figure (III.13) (d)** indiquent le THD du courant injecté par l'onduleur dans le réseau. Cette figure montre que l'onduleur produit un courant de forme purement sinusoïdale avec THD plus faible.

D'après la **(III.14) (b)**, on constate bien nettement que la puissance consommée par la charge est égale à la somme des puissances produite par le GPV et celle fournit par le réseau, autrement dit la charge est alimentée des deux côtés.

Les **Figures (III.14) (b)** et **(III.14) (c)** prouvent l'efficacité des contrôleurs non linéaire par mode glissant utilisées. La puissance réactive est toujours nul afin d'assurer un fonctionnement à facteur de puissance unitaire côté onduleur, cela est plus claire dans la **Figure (III.13) (b)** ou le courant de la source est en phase avec la tension correspondante quel que soit le changement de la charge non linéaire. Le couplage d'une deuxième charge dans le réseau provoque une grande appelle de la puissance active. Toutefois, comme indique par la **Figure (III.14) (a)**, la puissance du champ PV reste constante et c'est le réseau qui va délivrer le reste de cette demande de puissance.

III.8 Commande par mode glissant-DPC du système PV-FAP

Le schéma de commande MG-DPC du système PV-FAP est présenté ci-dessus sur la Figure (III.15)

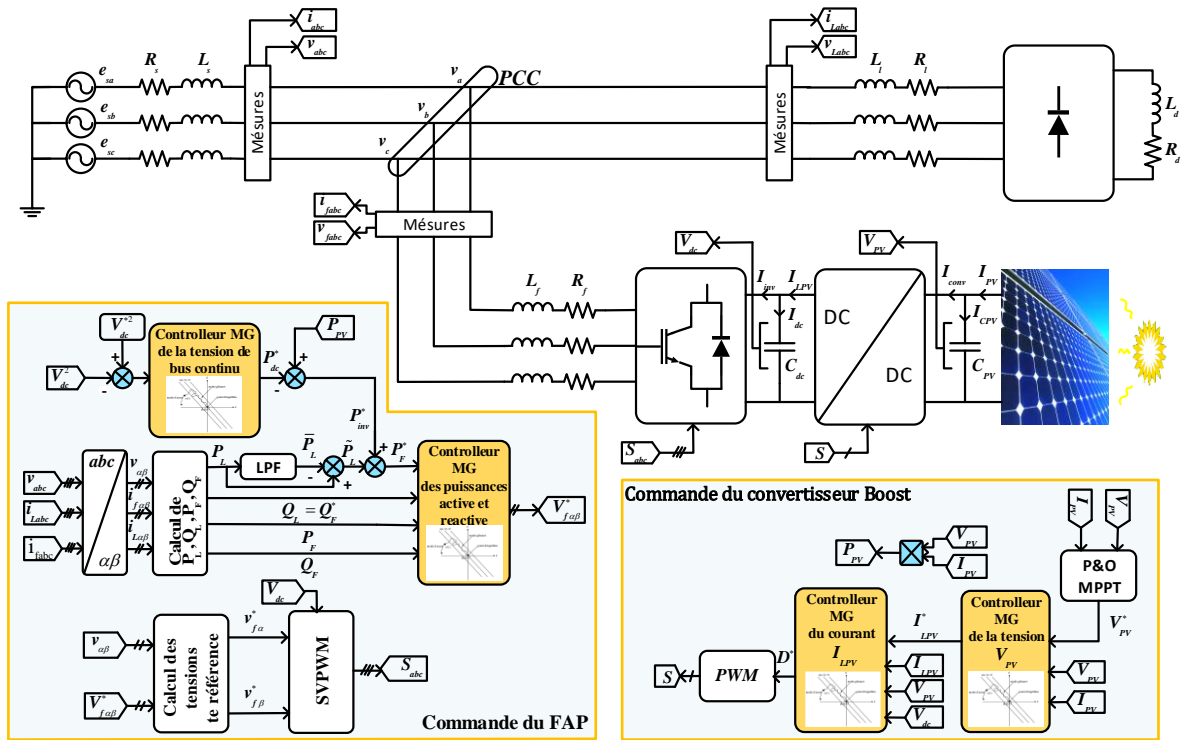


Figure (III.15) : Schéma de commande par MG-DPC d'un système PV connecté au réseau agissant comme un filtre actif parallèle

III.8.1 Synthèse des régulateurs par mode glissant-DPC coté FAP

III.8.1.1 Commande par mode glissant de la puissance active P_F

La stratégie de contrôle par mode de glissant basé sur la DPC sera utilisée pour contrôler le système PV-FAP. Les contrôleurs par mode glissant adoptés sont conçus sur la base d'une décomposition du modèle du FAP global. Pour accomplir cette tâche, le système (II.20) est subdivisé en trois sous-systèmes, comme suit :

Sous-système 1

Dans le premier sous-système décrit par l'équation (III.44), la tension V_{fca}^* est choisie comme une variable de commande, alors que la puissance P_F est choisie comme une variable de sortie.

$$L_f \frac{dP_F}{dt} = -R_f P_F + V_{fca}^* \quad (III.44)$$

La synthèse du contrôleur par mode glissant de la puissance P_F donné par le premier sous-système défini par l'équation (III.44) est analysée comme suit:

Le degré relatif r_{P_f} de ce sous-système est déterminé par la dérivé de la variable de sortie P_f comme suit:

$$\frac{dP_f}{dt} = \frac{1}{L_f}(-R_f P_f + V_{f\alpha}^*) \tag{III.45}$$

Du fait que la variable $V_{f\alpha}^*$ apparaît dans la dérivée de la puissance P_f , le degré relatif r_{P_f} est égal à 1.

La dynamique de l'erreur e_{P_f} est donnée par :

$$e_{P_f} = P_f - P_f^* \tag{III.46}$$

La surface de glissement est égale à l'erreur de la variable qui sera régulée vers sa référence et est donnée par :

$$S_{P_f}(x) = P_f - P_f^* \tag{III.47}$$

Afin de garder les variables d'état sur la surface de glissement $S_{P_f}(x)$, la dérivée temporelle de la fonction de commutation évaluée le long de la trajectoire doit être égale à la composante discontinue Δu_p comme suit:

$$\dot{S}_{P_f}(x) = -k_{P_f} \text{sign}(S_{P_f}(x)) \tag{III.48}$$

On a,

$$\frac{dP_f}{dt} - \dot{P}_f^* = -k_{P_f} \text{sign}(S_{P_f}(x)) \tag{III.49}$$

Avec k_{P_f} est une constante positive.

La loi de contrôle selon l'équation (III.49) peut être calculée comme indiqué ci-dessous :

$$V_{f\alpha}^* = -k_{P_f} L_f \text{sign}(S_{P_f}(x)) + R_f P_f + L_f \frac{dP_f^*}{dt} \tag{III.50}$$

Le schéma bloc de se contrôleur est donné par la **Figure (III.16)**

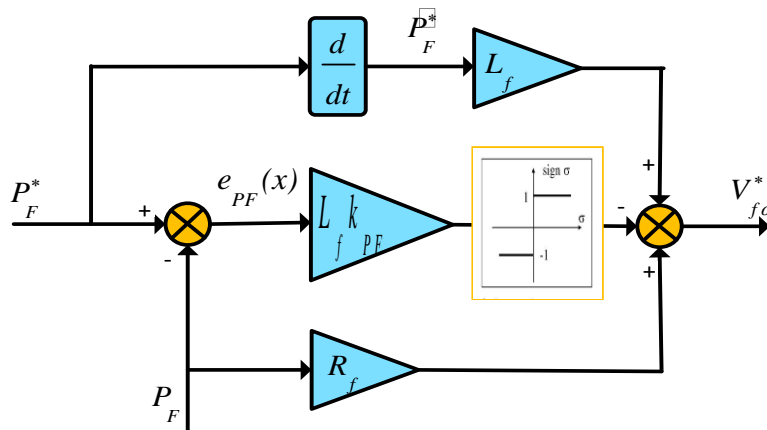


Figure (III.16) : Schéma bloc de la commande par mode glissant de la puissance active P_f

III.8.1.2 Commande par mode glissant de la puissance réactive Q_F

Sous-système 2

Dans le deuxième sous-système décrit par l'équation (III.51), la tension $V_{f\beta}^*$ est choisie comme une variable de contrôle, alors que la puissance Q_F est choisie comme une variable de sortie.

$$L_f \frac{dQ_F}{dt} = -R_f Q_F + V_{f\beta}^* \quad (\text{III.51})$$

La synthèse du contrôleur par mode de glissement de la puissance Q_F donné par le deuxième sous-système défini par l'équation (III.51) est analysée comme suit:

Le degré relatif r_{Q_F} de ce sous-système est déterminé par la dérivée de la variable de sortie Q_F comme indiqué ci-dessous :

$$\frac{dQ_F}{dt} = \frac{1}{L_f} (-R_f Q_F + V_{f\beta}^*) \quad (\text{III.52})$$

Du fait que la variable $V_{f\beta}^*$ apparaît dans la dérivée de la puissance Q_F , le degré relatif r_{Q_F} est égal à 1.

La dynamique de l'erreur e_{Q_F} est donnée par

$$e_{Q_F} = Q_F - Q_F^* \quad (\text{III.53})$$

La surface de glissement est égale à l'erreur de la variable qui sera régulée vers sa référence et est donnée par :

$$S_{Q_F}(x) = Q_F - Q_F^* \quad (\text{III.54})$$

Afin de maintenir les variables d'état sur la surface de glissement $S_{Q_F}(x)$, la dérivée temporelle de la fonction de commutation évaluée le long de la trajectoire doit être égale à la composante discontinue Δu_Q comme indiqué ci-dessous :

$$\dot{S}_{Q_F}(x) = -k_{Q_F} \text{sign}(S_{Q_F}(x)) \quad (\text{III.55})$$

On a,

$$\frac{dQ_F}{dt} - \dot{Q}_F^* = -k_{Q_F} \text{sign}(S_{Q_F}(x)) \quad (\text{III.56})$$

Avec k_{Q_F} est une constante positive.

La loi de contrôle selon l'équation (III.56) peut être calculée comme suit :

$$V_{f\beta}^* = -k_{Q_F} L_f \text{sign}(S_{Q_F}(x)) + R_f Q_F + L_f \frac{dQ_F^*}{dt} \quad (\text{III.57})$$

Le schéma bloc de ce contrôleur est donné par la Figure (III.17)

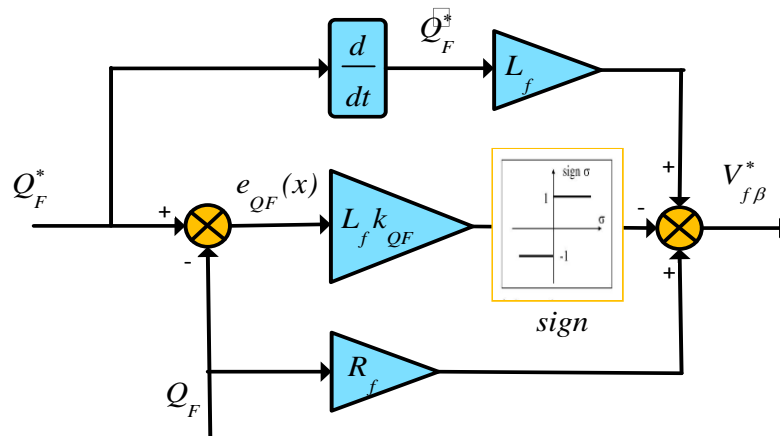


Figure (III.17) : Schéma bloc de la commande par mode glissant de la puissance active Q_F

III.8.2 Résultats de simulations et discussions

La co-simulation du système PV-FAP contrôlé par MG-DPC-SVM a été réalisée avec les mêmes paramètres et sous les mêmes conditions citées précédemment. Les paramètres des contrôleurs MG utilisés sont donnés dans le tableau (III.2) :

Tableau (III.2) : Paramètres des régulateurs MG-DPC-SVM du système PV-FAP.

Paramètres des régulateurs côté FAP	
Référence de tension du bus continue V_{dc}^*	700 V
Paramètres du régulateur MG de la tension du bus continue	$c_1 = 0.4; c_2 = 0.5e^{-3}$ $c_i = 2.5e^3; c_k = 2.5e^3$
Paramètres du régulateur des puissances Active et réactive P_F, Q_F	$K_{P,Q} = 5e^9$
Paramètres des régulateurs côté PV	
Paramètre du régulateur MG de la tension V_{PV}	$K_{V_{PV}} = 1100e^3$
Paramètre du régulateur MG du courant I_{LPV}	$K_{I_{LPV}} = 29090$

Variation de l'ensoleillement

Les Figures (III.18) et (III.19) ci-dessous sont les résultats du changement d'irradiation solaire pour la commande non linéaire par mode glissant du système PV-FAP

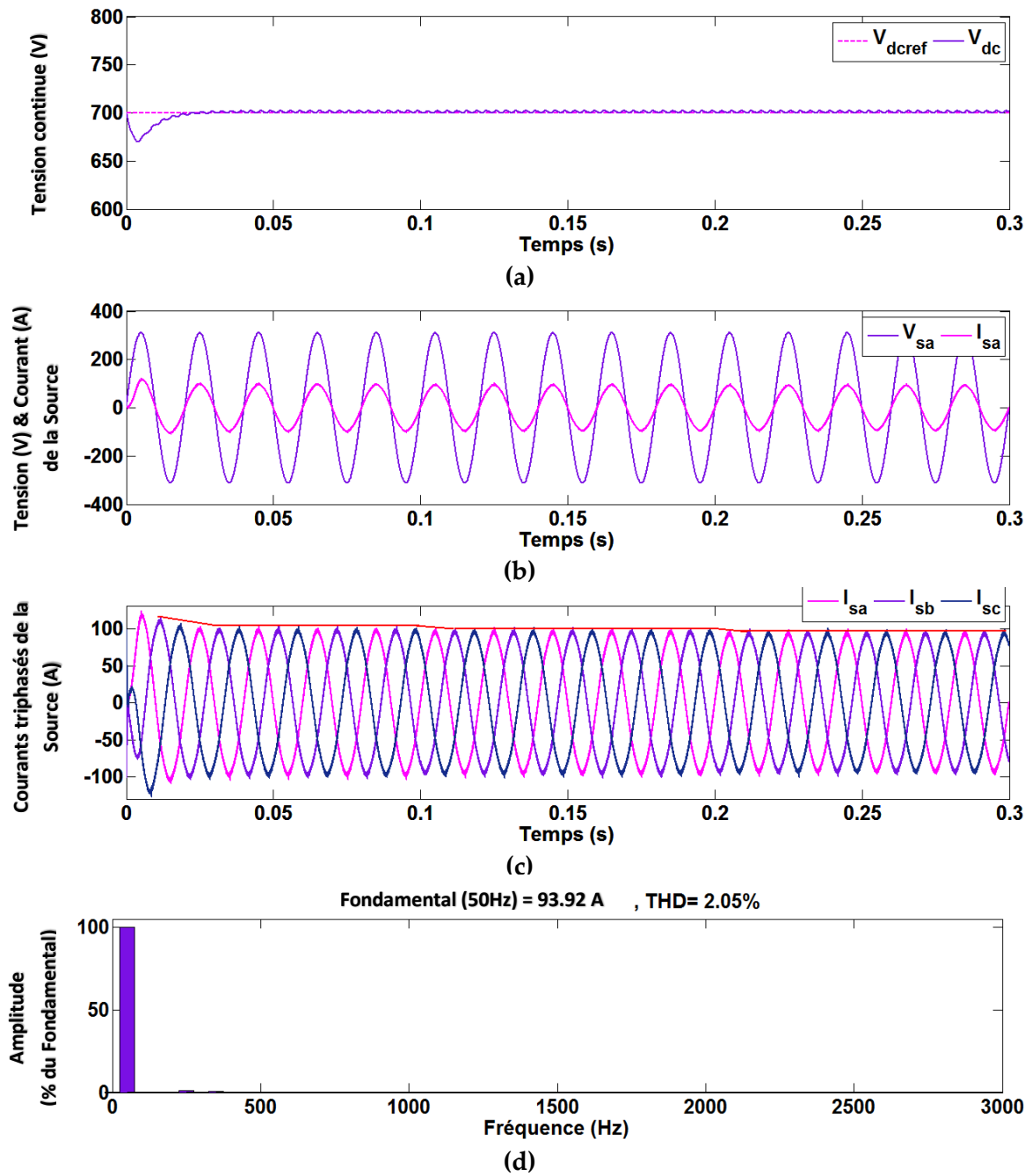
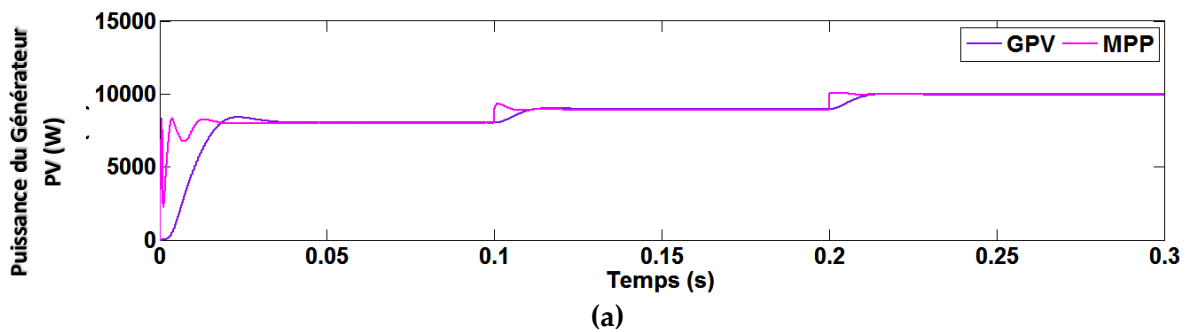


Figure (III.18) : Réponses dynamiques du système proposé dans le cas de changement d'irradiation solaire (Commande par MG-DPC-SVM) : (a) Phase "a" de la tension V_{sa} et le courant I_{sa} de la source, (b) Courants de la source triphasés I_{sabc} , (c) Tension du bus continu V_{dc} , (d) Spectre harmonique de courant de la source.



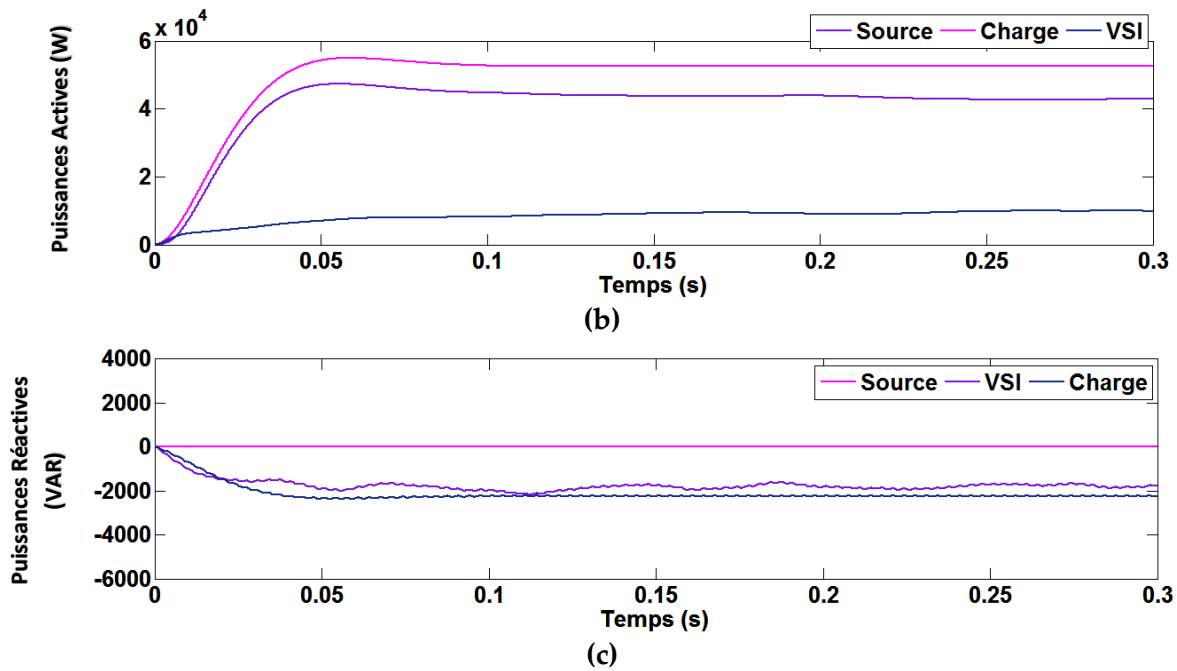


Figure (III.19) : Réponses dynamiques du système proposé dans le cas de changement d'irradiation solaire (Commande par MG-DPC-SVM): (a) Puissance générée par le générateur PV (GPV) et le point de puissance maximale du GPV (MPP), (b) Puissances actives du réseau P_s , la charge P_L , et du VSI P_F , (c) Puissances réactives du réseau Q_s , la charge Q_L , et du VSI Q_F .

La **Figure (III.18)(a)** représente la tension du bus continue. On remarque que l'allure de la tension continue subit un régime transitoire très court (0,025s) avec un dépassement très court. Après la variation des conditions climatiques, on constate aucune influence notable sur l'allure de la tension continue.

Les **Figures (III.19) (b)** et **(III.19) (c)** représentent les deux composantes active et réactive de la puissance injecté dans le réseau. La composante de la puissance active variée en fonction d'irradiation solaire. La composante réactive est toujours nulle, ce qui montre que le système n'injecte que la puissance active et par conséquent, il assure un fonctionnement à facteur de puissance unitaire comme le montre la **Figure (III.18) (b)** ou le courant de la source est en phase avec la tension correspondante quel que soit le changement d'irradiation solaire.

L'analyse spectrale du courant injecté par l'onduleur dans le réseau est représentée par la **Figure (III.18) (d)**. On remarque une grande amélioration de la qualité du signal du courant au point de PCC.

Variation de la charge non linéaire

Les **Figures (II.20)** et **(II.21)** représentent le comportement du système PV-FAP commandé par MG-DPC-SVM lors de la variation de la charge non linéaire

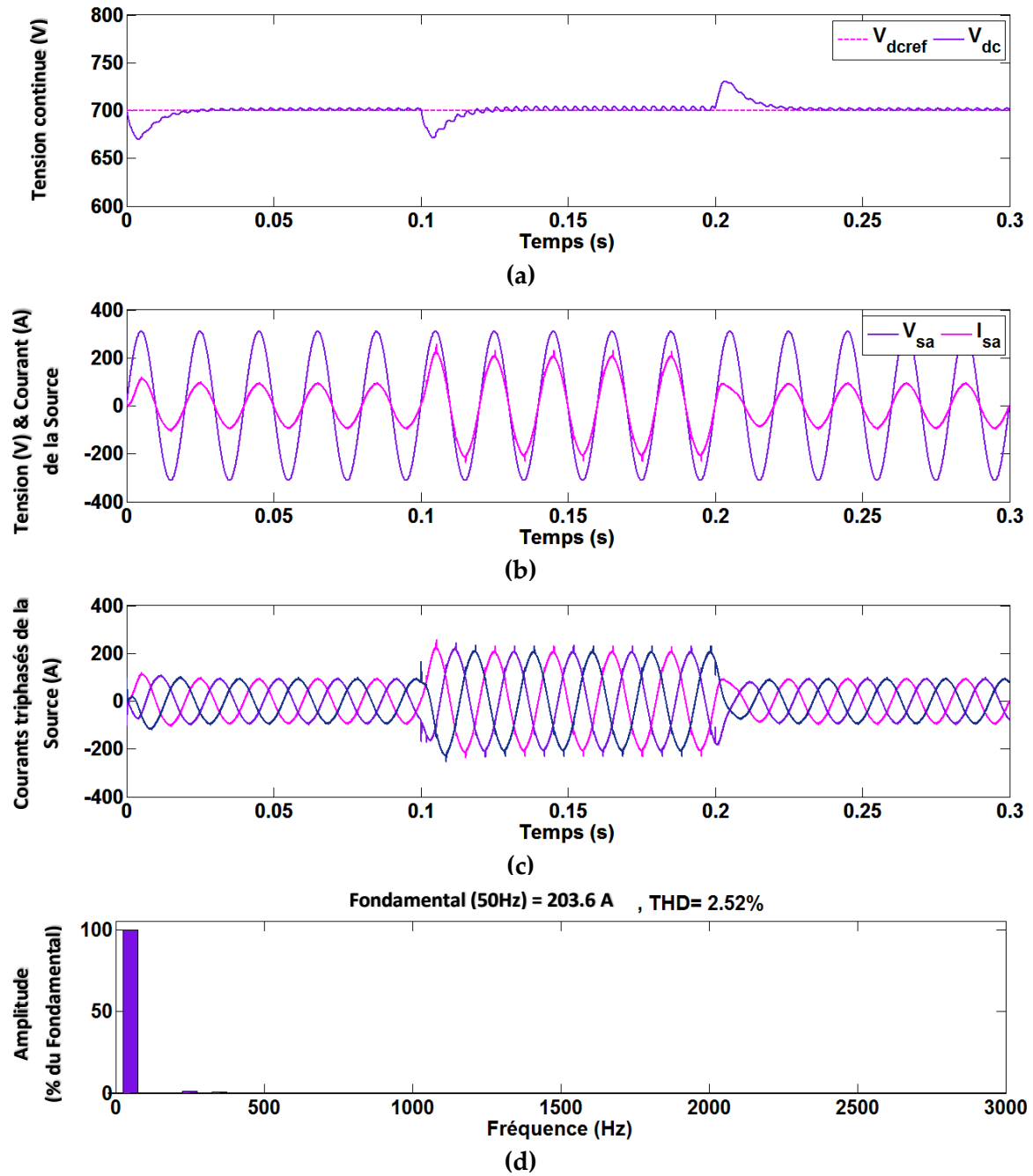
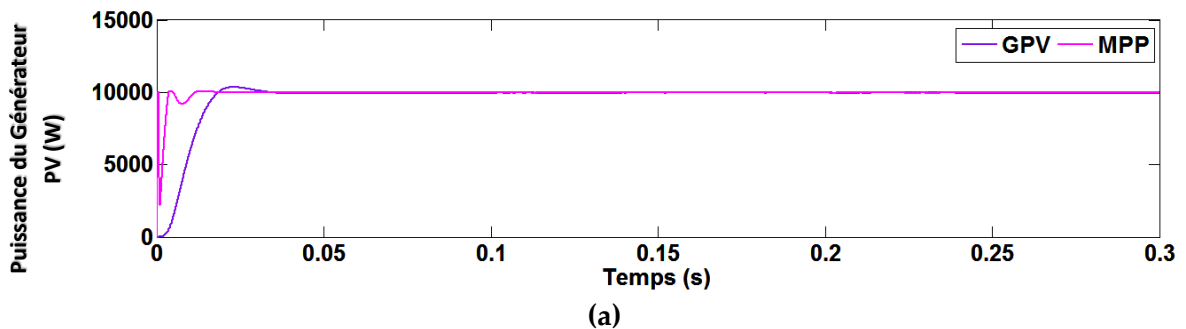


Figure (III.20) : Réponses dynamiques du système proposé lors de variations de charge non linéaire (Commande de type MG-DPC-SVM) : (a) Phase "a" de la tension V_{sa} et le courant I_{sa} de la source, (b) Courants de la source triphasés I_{sabc} , (c) Tension du bus continu V_{dc} , (d) Spectre harmonique du courant de la source.



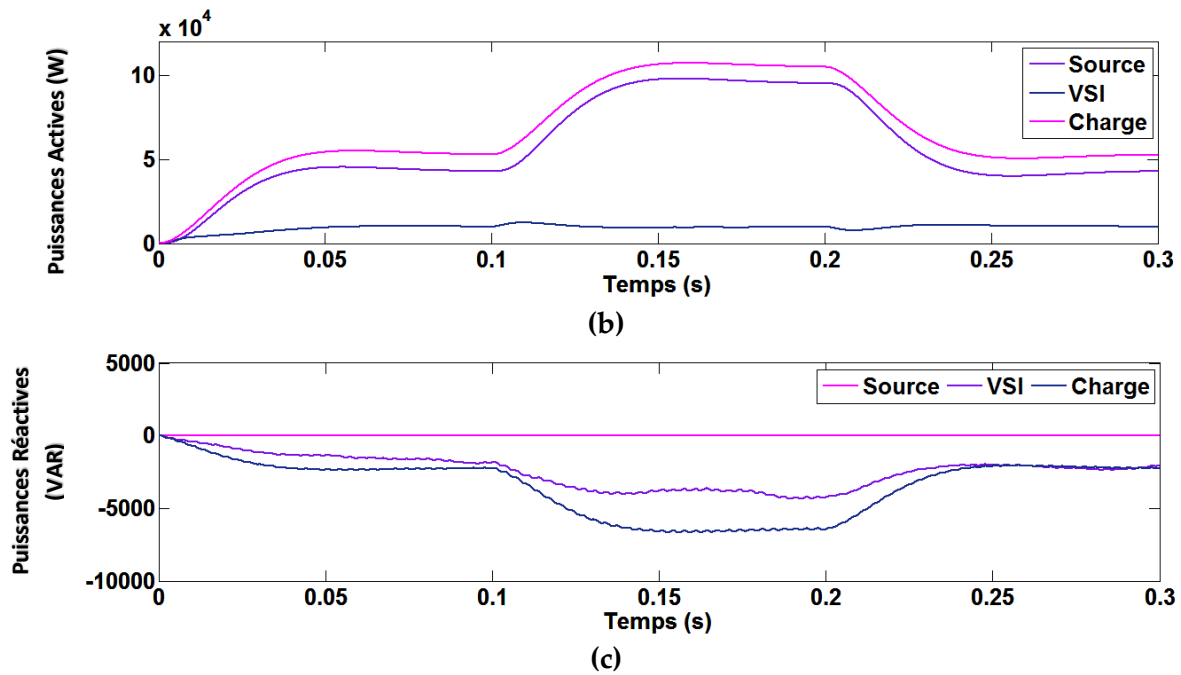


Figure (III.21) : Réponses dynamiques du système proposé sous de variations de charge non linéaire (Commande de type MG-DPC-SVM) : (a) Puissance générée par le générateur PV (GPV) et le point de puissance maximale du GPV (MPP), (b) Puissances actives du réseau P_s , de la charge P_L , et du VSI P_F , (c) Puissances réactives du réseau Q_s , de la charge Q_L , et du VSI Q_F

La **Figure (III.20)** indique la tension du bus continue. On remarque que l'allure de la tension continue subit un régime transitoire très court (0.025s) avec aussi un dépassement très court. Après la connexion et la déconnexion de la charge non linéaire, on constate aucune influence notable sur l'allure de la tension continue.

Les **Figures (III.21) (b)** et **(III.21) (c)** représentent les deux composantes active et réactive de la puissance injecté dans le réseau. La composante de la puissance active variée en fonction de variation de la charge. La composante réactive est toujours nulle, ce qui montre que le système n'injecte que la puissance active dans le réseau et par conséquent, il assure un fonctionnement à facteur de puissance unitaire comme le montre la **Figure (III.20) (b)** ou le courant de la source est en phase avec la tension correspondante quel que soit la variation de la charge non linéaire.

Le THD du courant du réseau pendant la connexion de la charge est égal à 2.52 % comme indiqué par la **Figure (III.20) (d)**. A noter que, la valeur de THD pour la commande MG-DPC-SVM est inférieur à celui de la commande par MG-VOC-SVM, ce qui confirme une grande amélioration de la qualité du signal du courant au point de PCC.

III.9 Commande directe des puissances prédictives par mode glissant

Le schéma de principe du PDPC-SVM basé sur la commande par mode glissant pour PV-SAPF est présenté par la **Figure (III.22)**. Cette méthode de contrôle utilise le même contrôleur par mode glissant de la tension continue développé dans la section précédente et aussi la même commande celle présenté dans la commande précédente pour le convertisseur DC-DC boost. De plus, nous avons utilisé le même contrôleur numérique prédictif présenté dans le chapitre précédent.

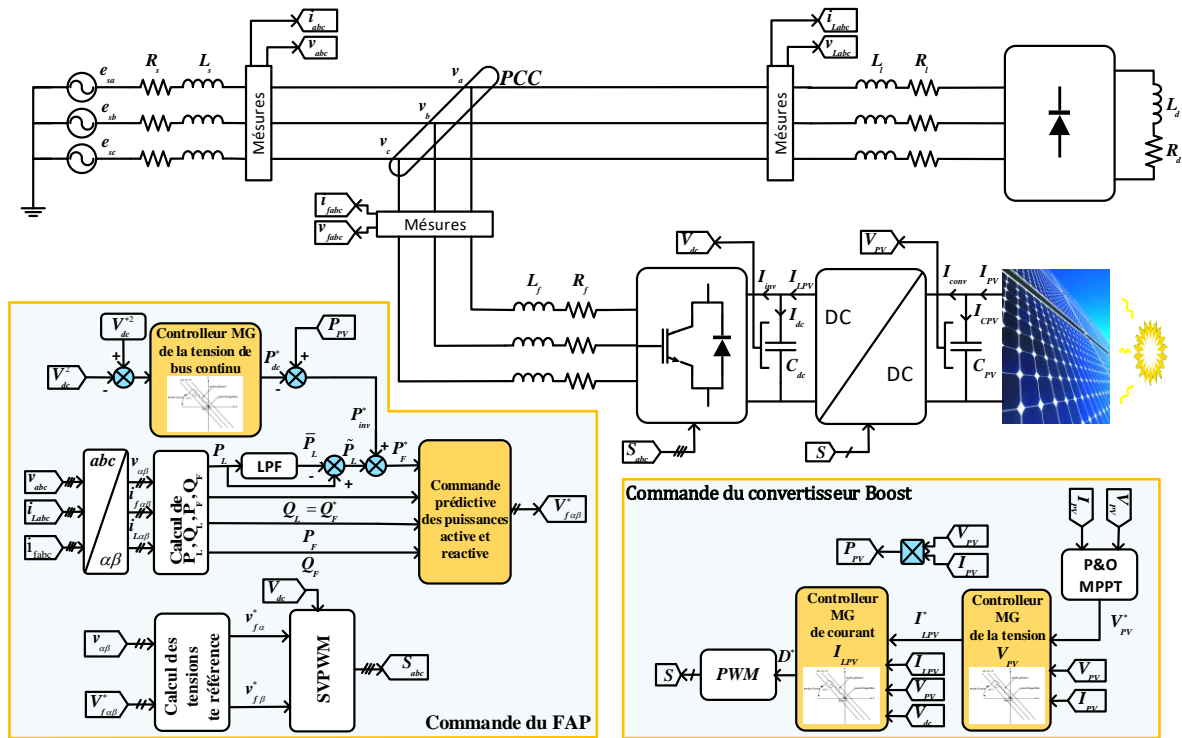


Figure (III.22) : Schéma de commande par MG-PDPC-SVM d'un système PV connecté au réseau agissant comme un filtre actif parallèle

III.9.1 Résultats de simulations et discussions

La co-simulation du système PV-FAP contrôlé par MG-PDPC-SVM a été réalisée avec les mêmes paramètres et sous les mêmes conditions citées précédemment. Les paramètres des contrôleurs MG utilisés sont donnés dans le tableau (III.3) :

Tableau (III.3) : Paramètres des régulateurs MG-PDPC-SVM du système PV-FAP.

Paramètres des régulateurs côté FAP	
Référence de tension du bus continue V_{dc}^*	700 V
Paramètres du régulateur MG de la tension du bus continu	$c_1 = 0.4; c_2 = 0.5e^{-3}$ $c_i = 2.5e^3; c_k = 2.5e^3$
Paramètre du régulateur prédictive	$T_s = 1e^{-6}$
Paramètres des régulateurs côté PV	
Paramètre du régulateur MG de la tension V_{PV}	$K_{V_{PV}} = 1100e^3$
Paramètre du régulateur MG du courant I_{LPV}	$K_{I_{LPV}} = 29090$

Variation de l'ensoleillement

Les Figures (III.23) et (III.24) ci-dessous sont les résultats du changement d'irradiation solaire pour la commande MG-PDPC-SVM du système PV-FAP

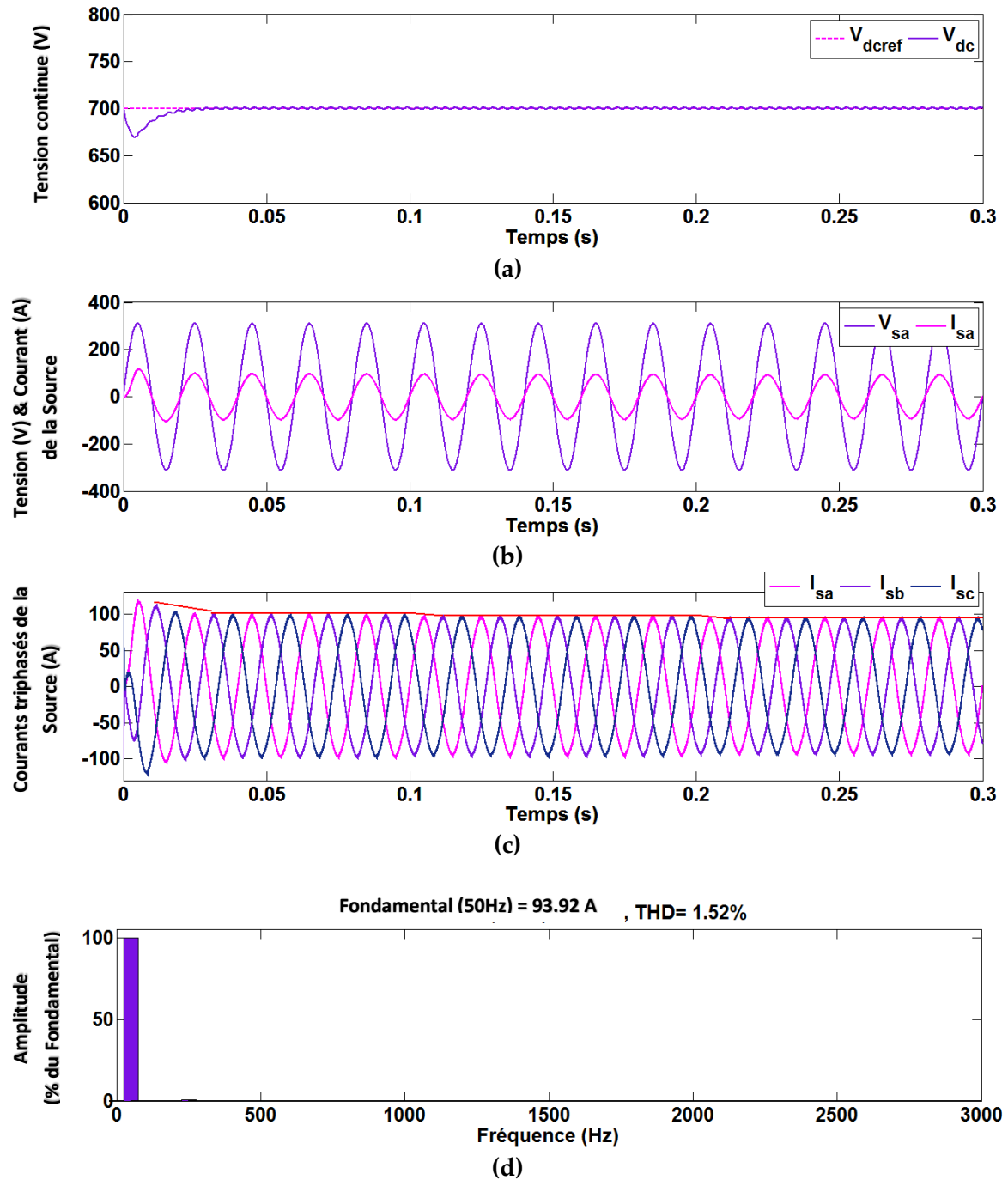
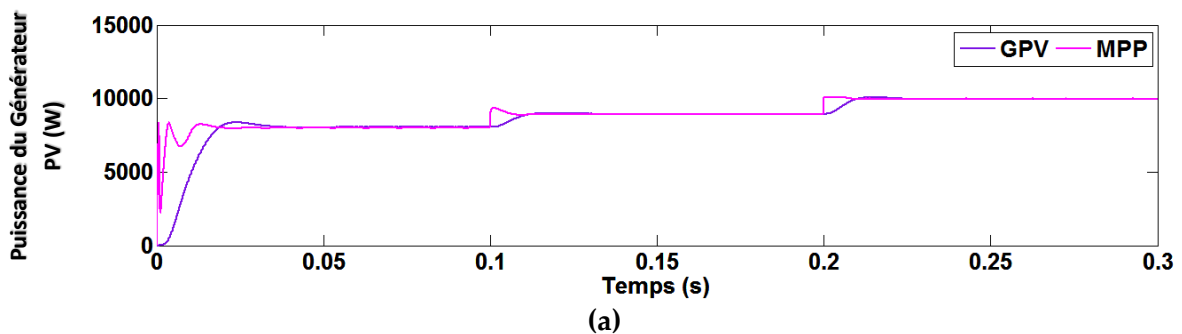


Figure (III.23) : Réponses dynamiques du système proposé dans le cas de changement d'irradiation solaire (Commande par MG-PDPC-SVM) : (a) Phase "a" de la tension V_{sa} et le courant I_{sa} de la source, (b) Courants de la source triphasés I_{sabc} , (c) Tension du bus continu V_{dc} , (d) Spectre harmonique de courant de la source.



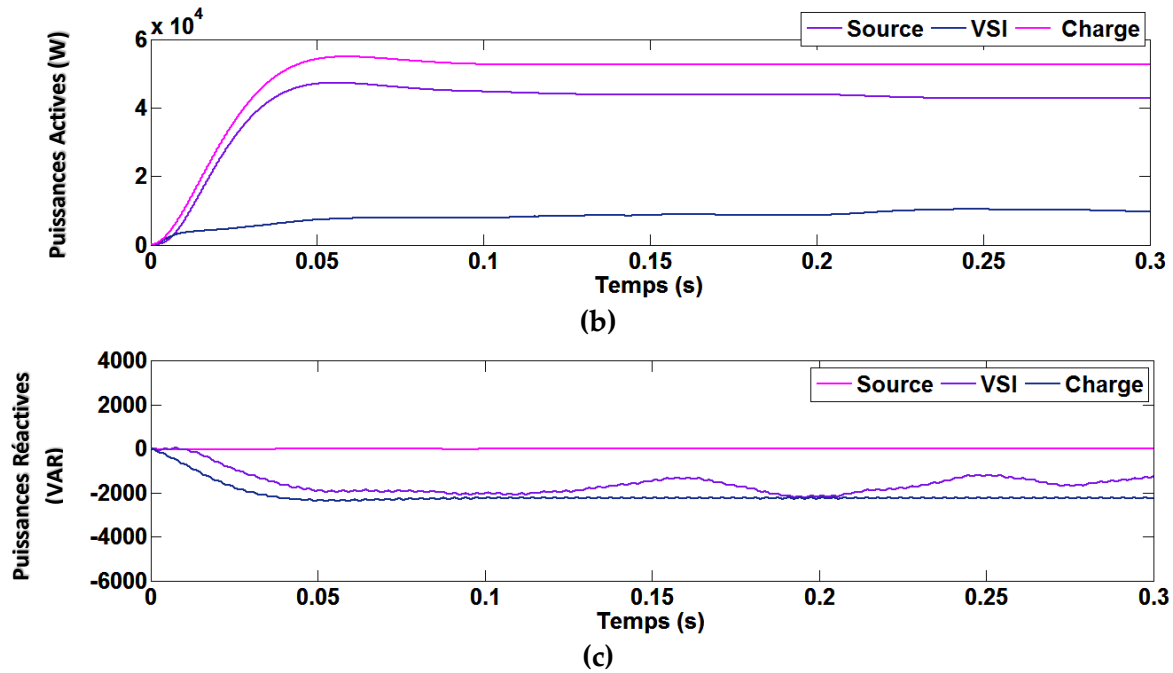


Figure (III.24) : Réponses dynamiques du système proposé dans le cas de changement d'irradiation solaire (Commande par MG-PDPC-SVM): (a) Puissance générée par le générateur PV (GPV) et le point de puissance maximale du GPV (MPP), (b) Puissances actives du réseau P_s , la charge P_L , et du VSI P_F , (c) Puissances réactives du réseau Q_s , la charge Q_L , et du VSI Q_F .

Les résultats obtenus sont regroupés par la **Figure (III.23)**. Cette dernière, indique la forme de la tension continue, du courant et de la tension de la source, et le spectre harmonique du courant de la source lors de changement d'irradiation solaire pour la commande (MG-PDPC-SVM).

A partir de courbe de la **Figure (III.23) (a)**, il paraît très clair que le régulateur de la tension continue prouver son efficacité pour maintenir la tension aux bornes du bus continu à une valeur désirée.

La **Figure (III.23) (d)** indiquent le THD du courant injecté par l'onduleur dans le réseau. Cette figure montre que l'onduleur produit un courant de forme purement sinusoïdale avec THD de valeur 1,52%, ce qui est bien connu pour l'amélioration de cette dernière par apport la commande (MG-DPC-SVM).

Comme l'illustre la **Figure (III.23) (b)**, il est facile de voir que le courant du réseau est sinusoïdal et en phase avec la tension correspondante, c'est-à-dire que l'onduleur ne fournit pas seulement la puissance active au réseau, mais compense aussi toute la puissance réactive nécessaire à la charge. Cette dernière peut également être vérifiée par la **Figure (III.24) (c)**, lorsqu'il n'y a aucune puissance réactive délivrée par le réseau. Par conséquent, ces résultats confirment l'efficacité du contrôle par la commande mode glissant basé sur la DPC prédictive.

La **Figure (III.24)** montre les mêmes réactions dynamiques du système lorsque l'on change l'irradiation solaire de la puissance générée par le générateur PV (PVG) et le point de puissance PVG maximum (MPP), la puissance active et la puissance réactive.

D'après la (III.24) (b), on constate bien nettement que la puissance consommée par la charge est égale à la somme des puissances produite par le GPV et celle fournit par le réseau, autrement dit la charge est alimentée des deux côtés.

Variation de la charge non linéaire

Les Figures (III.25) et (III.26) donnent une idée sur le comportement du système PV-FAP contrôlé par MG-PDPC-SVM lors de la variation de la charge non linéaire.

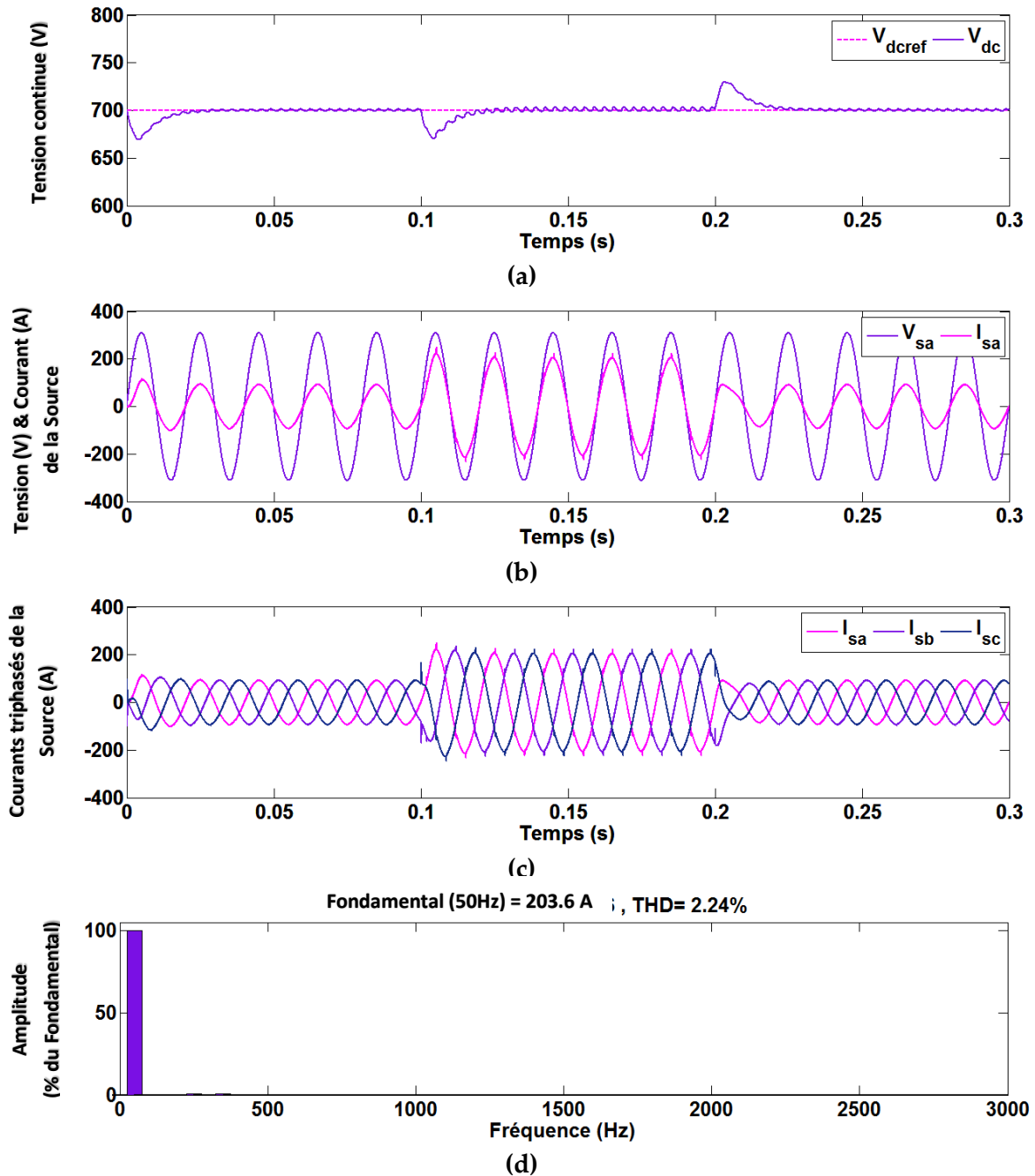


Figure (III.25) : Réponses dynamiques du système proposé lors de variations de charge non linéaire (Commande de type MG-PDPC-SVM) : (a) Phase "a" de la tension V_{sa} et le courant I_{sa} de la source, (b) Courants de la source triphasés I_{sabc} , (c) Tension du bus continu V_{dc} , (d) Spectre harmonique du courant de la source.

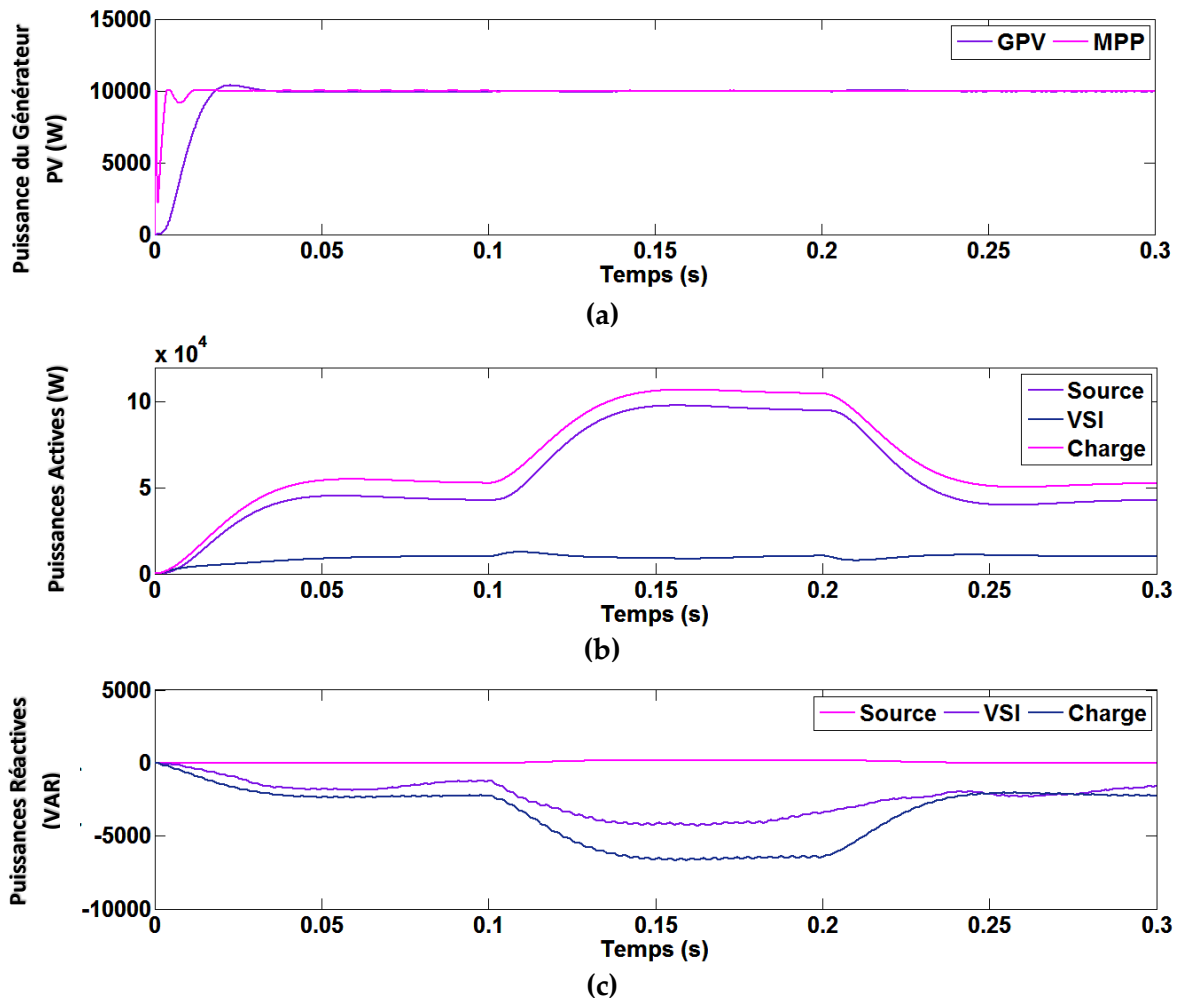


Figure (III.26) : Réponses dynamiques du système proposé sous de variations de charge non linéaire (Commande de type MG-PDPC-SVM) : (a) Puissance générée par le générateur PV (GPV) et le point de puissance maximale du GPV (MPP), (b) Puissances actives du réseau P_s , de la charge P_L , et du VSI P_F , (c) Puissances réactives du réseau Q_s , de la charge Q_L , et du VSI Q_F

Les résultats obtenus sont présentés par la **Figure (II.25)**. Cette dernière, montre la forme de la tension continue, du courant et de la tension de la source, et le spectre harmonique du courant de la source lors la variation de la charge non linéaire pour la commande (MG-PDPC-SVM).

La **Figure (II.25) (a)** montre bien que la tension du bus continu est maintenue à sa valeur de référence avec de faibles fluctuations durant la connexion et la déconnexion de la deuxième charge non linéaire.

On constate qu'à partir de la **Figure (II.25) (b)** même avec la connexion d'une deuxième charge non linéaire, le courant du réseau est toujours sinusoïdal et en phase avec sa tension correspondante. Ce qui prouve que la puissance réactive et les courants harmoniques de la deuxième charge sont également compensés par l'onduleur de tension comme indiqué dans la **Figure (II.26) (c)**.

Le THD du courant du réseau pendant la connexion de la charge est égal à 2.24 % comme indiqué par la **Figure (II.25) (d)**. A noter qu'une amélioration remarquable par rapport à la

commande MG-DPC-SVM, ce qui confirme l'efficacité de la commande prédictive basé sur la DPC en terme de qualité d'énergie.

Les résultats obtenus sont présentés par la **Figure (II.26)**. Cette dernière, montre les réponses dynamiques du système lors du changement d'irradiation solaire y compris la puissance générée par le générateur PV (GPV) et le point de puissance maximale du GPV (MPP), les puissances actives, et les puissances réactives.

La connexion de la deuxième charge a l'instant $t=0.1$ s, se traduit par une demande supplémentaire des puissances active et réactive. A ce moment-là la puissance active nécessaire est entièrement fournie par le réseau comme le montre la **Figure (II.26) (b)**. Par conséquent, on remarque une augmentation des courants triphasés du réseau à $t=0.1$ s comme il est illustré par la **Figure (II.25) (c)**. Les résultats obtenus confirment l'efficacité de la commande PDPC en terme de partage d'énergie électrique.

Le fonctionnement avec un facteur de puissance unitaire est assuré, ce qui est confirmé par la valeur nulle de la puissance réactive comme indiqué par la **Figure (II.26) (c)**.

III.10 Etude comparative

Cette partie de ce chapitre est consacré à une étude comparative entre les méthodes de commandes proposés en terme d'amélioration du THD.

Les **Figures (III.27)** et **(III.28)** indique respectivement l'histogramme de THD pour chaque méthode de commande proposés dans ce chapitre, lors de changement d'irradiation solaire et de la variation de la charge non linéaire.

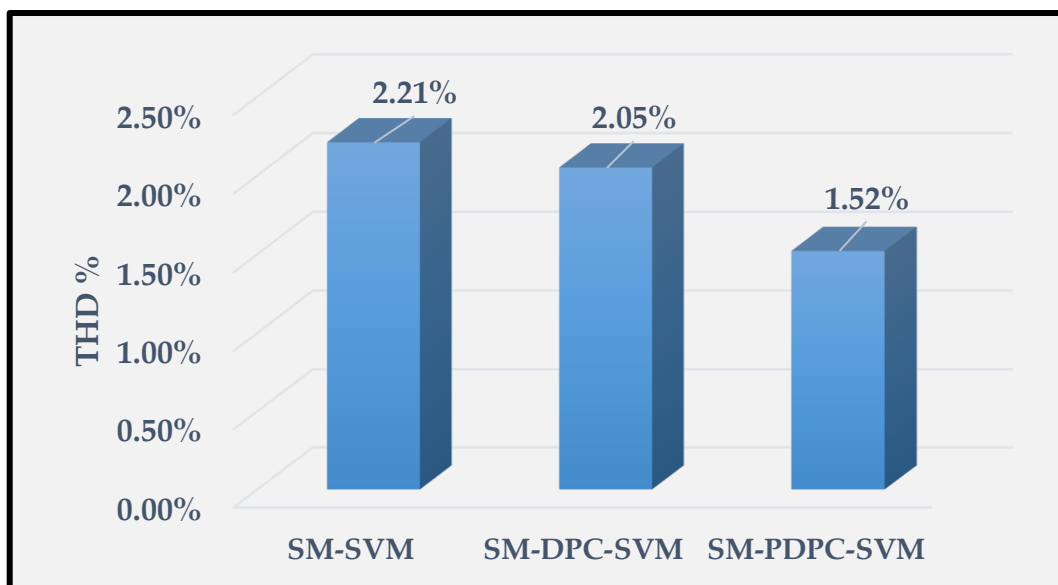


Figure (III.27) : Valeurs du THD de chaque méthode de commande associé au régulateur par (MG) sous une irradiation solaire de 900 W/m^2

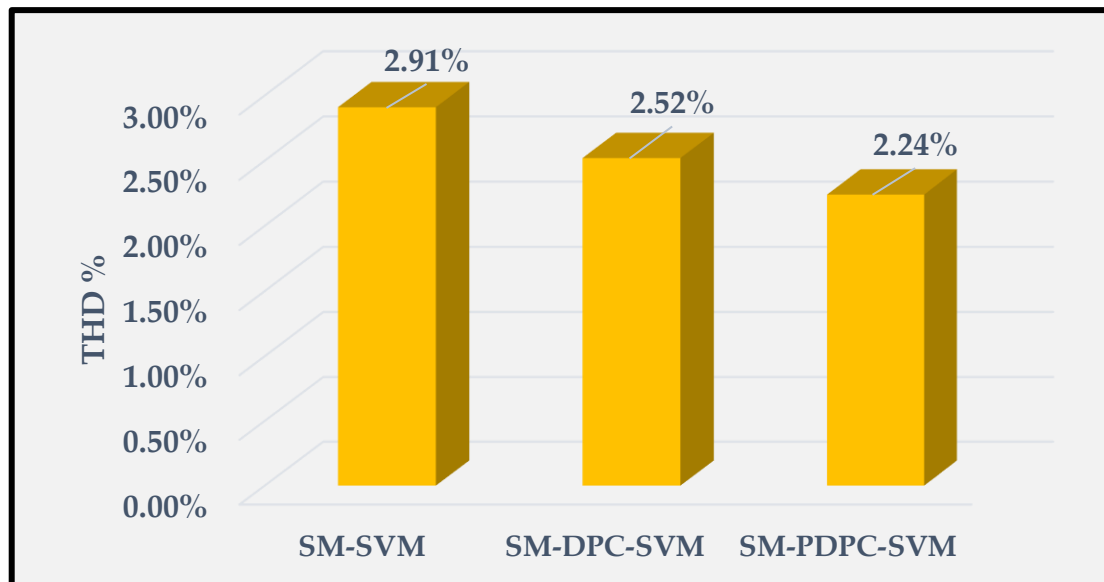


Figure (III.28) : Valeurs du THD de chaque méthode de commande associée au régulateur par (MG) lors du changement de la charge non linéaire pendant l'instant $t = 0.1$ s et $t = 0.2$ s

Les résultats regroupés par les **Figures (III.27)** et **(III.28)** prouvent l'efficacité des contrôleurs MG utilisés. À ce point de vue, la commande par mode glissant présente de meilleures performances par rapport à celles de la commande classique à base de PI.

III.11 Conclusion

L'objectif de ce chapitre est l'amélioration de la régulation de la tension continue et des courants injectés dans le réseau. Dans ce contexte, on a présenté tout d'abord un rappel théorique sur la commande par mode glissant suivi de la conception de l'algorithme de commande avec ces différentes étapes.

Ensuite, nous avons remplacé les régulateurs linéaires par des régulateurs non linéaires de type mode glissant. En premier temps, la commande du système PV-FAP a été réalisée avec la commande VOC à base de régulateurs par mode glissant, par la suite nous avons combiné la commande par mode glissant avec la commande DPC, et enfin, la commande DPC prédictive associée à des régulateurs par mode glissant a été l'objet de la dernière partie de ce chapitre.

Les résultats de co-simulation des commandes présentées, montrent de bonnes performances et nous donnent une idée sur la faisabilité des contrôles proposés. De bonnes performances sont obtenues en régime permanent et transitoire surtout pour le cas de la commande PDPC qui est bien supérieure au niveau du THD et ondulations des puissances par rapport aux autres techniques.

Le chapitre suivant sera consacré à la commande par la technique backstepping du système PV-FAP associée aux commandes DPC et PDPC.

Chapitre IV

Commandes à base de régulateurs par backstepping (BC) d'un système photovoltaïque connecté au réseau agissant comme un filtre actif parallèle

IV.1 Introduction

La méthode de commande par backstepping (BC) est relativement récente dans la théorie de commande des systèmes non-linéaires. La technique du backstepping a été développée par *Kanellakopoulos et al.* (1991) et inspirée par les travaux de *Feurer et Morse* (1978) d'une part et *Tsinias* (1989) et *Kokotović et Sussmann* (1989) d'autre part. Il s'agit d'une technique de commande pour les systèmes non-linéaires permettant d'une manière séquentielle et systématique de construire des fonctions de *Lyapunov* stabilisantes [82]. Pour que cette technique puisse être appliquée, le système non-linéaire doit être sous forme « strict feedback ». La dérivée de chaque composante du vecteur d'état doit être une fonction des composantes précédentes et dépend additivement de la composante suivante [83].

L'algorithme de backstepping a pour avantage que certaines variables peuvent être utilisées comme commandes virtuelles pour simplifier le système d'ordre supérieur d'origine. Les sorties de contrôle finales peuvent donc être dérivées pas à pas via des fonctions Lyapunov appropriées assurant la stabilité globale. Ceci assure, à tout moment, la stabilité globale du système compensé tout en travaillant dans la poursuite et la régulation. Contrairement à la plupart des autres méthodes, la méthode de contrôle backstepping n'a aucune contrainte sur le type de non-linéarité, tous les objectifs de contrôle sont effectivement atteints en utilisant des outils de la stabilité de Lyapunov. Cette méthode de contrôle a été appliquée avec succès sur une collection croissante de systèmes [84-86].

Le but de ce chapitre est l'application de cette méthode pour la commande du système PV-FAP tout en la comparant avec les autres méthodes linéaires et non-linéaires précédemment étudiées. Il s'agit de proposer trois commandes en combinant la commande par backstepping avec les contrôles VOC, commande directe de puissance (DPC) et la commande directe de puissance prédictive (PDPC) appliquées sur le système PV-FAP.

IV.2 Principe de fonction de la commande par BC

L'idée principale de cette stratégie de commande, est de concevoir d'une manière constructive une loi de commande pour le système non-linéaire en considérant quelques vecteurs d'états comme étant des commandes virtuelles, afin de garantir qu'une certaine fonction (de Lyapunov), soit positive, et que sa dérivée soit toujours négative. La méthode consiste à fragmenter le système en un ensemble de sous-systèmes imbriqués d'ordres décroissants [82]. Le calcul de la fonction de *Lyapunov* s'effectue, ensuite, récursivement en partant de l'intérieur de la boucle. A chaque étape, l'ordre du système est augmenté et la partie non stabilisée lors de l'étape précédente est traitée. A la dernière étape, la loi de commande est trouvée. Celle-ci permet de garantir, en tout temps, la stabilité globale du système compensé tout en travaillant en poursuite et en régulation. Contrairement à la plupart des autres méthodes, le backstepping n'a aucune contrainte au niveau du type des non linéarités [82].

Voici en quelques étapes, l'application de la méthode de backstepping sur un système non-linéaire.

On considère le système non-linéaire suivant :

$$\begin{aligned} \dot{x} &= f(x,t) + g(t)u \\ y &= h(x) \end{aligned} \tag{IV.1}$$

Avec : $x = [x_1, x_2, \dots, x_n]$

u : La commande ou l'entrée du système ;

$h(x)$: une Fonction analytique de x ;

y : La sortie du système ;

f, g : Des champs de vecteurs supposés infiniment différentiables ;

Pour pouvoir écrire le système sous la forme « strict feedback », on applique un changement de variable, le système (IV.1) devient :

$$\begin{cases} \dot{\varphi}_1 = \varphi_2 \\ \dot{\varphi}_2 = \varphi_3 \\ \vdots \\ \dot{\varphi}_{i-1} = \varphi_i \\ \vdots \\ \dot{\varphi}_{n-1} = \varphi_n \\ \dot{\varphi}_n = u \\ y = \varphi_1 \end{cases} \quad (\text{IV.2})$$

Avec :

$\varphi = [\varphi_1, \varphi_2, \dots, \varphi_n]$: est le nouveau vecteur d'état.

Le but de ce changement de variable est de trouver pour la première équation du système (IV.2), une commande appelée virtuelle par l'intermédiaire de la variable φ_2 , celle-là est commandée par φ_3 , jusqu'à la dernière équation, le système global est commandée par la commande u . Cette procédure est expliquée étape par étape comme[86]:

Etape 1

Il faut que le système puisse suivre une trajectoire donnée. Cela correspond à faire la conception d'un contrôleur de poursuite. L'erreur entre la sortie y et sa référence y^* est définie par :

$$z_1 = y^* - y = y^* - \varphi_1 \quad (\text{IV.3})$$

La dérivée de cette erreur est :

$$\dot{z}_1 = \dot{y}^* - \dot{y} = \dot{y}^* - \varphi_2 \quad (\text{IV.4})$$

On choisit la première fonction de *Lyapunov* comme :

$$V_1 = \frac{1}{2} z_1^2 \quad (\text{IV.5})$$

La dérivée de cette fonction est :

$$\dot{V}_1 = z_1 \dot{z}_1 = z_1 (\dot{y}^* - \varphi_2) = z_1 (y^* - \varphi_2) \quad (\text{IV.6})$$

Pour que la première variable converge vers sa référence, il faut que la dérivée de la fonction de Lyapunov soit négative, pour cela on choisit :

$$\dot{y}^* - \varphi_2 = -k_1 z_1 \quad (\text{IV.7})$$

Où $k_1 > 0$, est un coefficient positif.

A partir de la relation (IV.7), on peut trouver :

$$\varphi_2 = k_1 z_1 + \dot{y}^* \quad (\text{IV.8})$$

L'équation précédente indique la valeur que doit prendre l'état φ_2 pour que la fonction de Lyapunov soit stable. Cependant, il est impossible d'agir directement sur l'état φ_2 . la notation φ_2^* sera donc utilisée pour indiquer la valeur souhaitée (de référence) de l'état. La valeur souhaitée obtenue de l'état est donnée par :

$$\varphi_2^* = k_1 z_1 + \dot{y}^* \quad (\text{IV.9})$$

Etape 2

Il n'est pas possible d'agir directement sur l'état φ_2 , il est donc peu probable que cet état suive exactement son trajectoire, c'est pourquoi un autre terme d'erreur est introduit :

$$z_2 = \varphi_2^* - \varphi_2 = k_1 z_1 + \dot{y}^* - \varphi_2 \quad (\text{IV.10})$$

Sa dérivée est alors :

$$\dot{z}_2 = k_1 \dot{z}_1 + \ddot{y}^* - \dot{\varphi}_2 \quad (\text{IV.11})$$

A partir de (IV.4) et (IV.10), on trouve :

$$\dot{z}_1 = \dot{y}^* - \varphi_2 = z_2 - k_1 z_1 \quad (\text{IV.12})$$

Remplaçant (IV.12) dans (IV.11), on trouve :

$$\dot{z}_2 = k_1 (z_2 - k_1 z_1) + \ddot{y}^* - \dot{\varphi}_2 \quad (\text{IV.13})$$

La fonction de Lyapunov, cette fois-ci, est augmentée d'un autre terme qui vient prendre en considération l'erreur possible sur l'état φ_2 . La nouvelle fonction candidate, est donnée par :

$$V_2 = \frac{1}{2} (z_1^2 + z_2^2) \quad (\text{IV.14})$$

La dérivée de cette fonction est :

$$\begin{aligned} \dot{V}_2 &= z_1 \dot{z}_1 + z_2 \dot{z}_2 \\ &= z_1 (z_2 - k_1 z_1) + z_2 [k_1 z_2 - k_1^2 z_1 + \ddot{y}^* - \dot{\varphi}_2] \\ &= -k_1 z_1^2 + z_2 [z_1 - \dot{\varphi}_2 + \dot{\varphi}_2^*] \end{aligned} \quad (\text{IV.15})$$

Pour que le critère de Lyapunov soit respecté, il faut que l'expression entre crochets égale à $(-k_2 z_2)$, comme illustre l'équation suivante :

$$z_1(1-k_1^2) + k_1 z_2 - \varphi_3 + \ddot{y}^* = -k_2 z_2 \quad (\text{IV.16})$$

D'où on peut choisir la seconde commande virtuelle φ_3 comme :

$$\varphi_3^* = z_1(1-k_1^2) + z_2(k_1 + k_2) + \ddot{y}^* \quad (\text{IV.17})$$

Où k_2 est un paramètre de valeur positif non nul au même titre que k_1 , cela amènerait la fonction de Lyapunov à prendre la forme suivante :

$$\dot{V}_2 = -k_1 z_1^2 - k_2 z_2^2 \quad (\text{IV.18})$$

De cette façon la fonction V_2 respecterait en tous points les critères de Lyapunov. La loi de commande choisie assure que la fonction V_2 soit toujours positive, et sa dérivée \dot{V}_2 soit toujours négative, la fonction de l'erreur est alors convergée vers zéro en tous moments.

Étape i

On prend,

$$z_i = \varphi_i^* - \varphi_i \quad (\text{IV.19})$$

La fonction de Lyapunov est définie par :

$$V_i = \frac{1}{2} \sum_{j=1}^i z_j^2 \quad (\text{IV.20})$$

Et nous avons :

$$\dot{z}_{i-1} = z_i - k_{i-1} z_{i-1} - z_{i-2}$$

Le dérivé de (IV.20) donne :

$$\dot{V}_i = -\sum_{j=1}^{i-1} k_j z_j^2 + z_i (z_{i-1} + \dot{\varphi}_i^* - \dot{\varphi}_i) \quad (\text{IV.21})$$

La commande virtuelle est donc :

$$\dot{\varphi}_{i+1}^* = k_i z_i - z_{i-1} + \dot{\varphi}_i^* \quad (\text{IV.22})$$

Avec, k_i est un coefficient positif pour tout i .

Étape n :

L'erreur dans cette étape est définie par :

$$z_n = \varphi_n^* - \varphi_n \quad (\text{IV.23})$$

Et

$$V_n = \frac{1}{2} \sum_{j=1}^n z_j^2 \quad (\text{IV.24})$$

Nous avons :

$$\begin{aligned} \dot{z}_{n-1} &= z_n - k_{n-1} z_{n-1} - z_{n-2} \\ \dot{V}_n &= -\sum_{j=1}^{n-1} k_j z_j^2 + z_n (z_{n-1} + \dot{\phi}_n^* - \dot{\phi}_n) \end{aligned} \quad (\text{IV.25})$$

La commande virtuelle dans ce cas représente la commande réelle u :

$$\begin{aligned} u &= \dot{\phi}_n^* \\ u &= k_n z_n - z_{n-1} + \dot{\phi}_n^* \end{aligned} \quad (\text{IV.26})$$

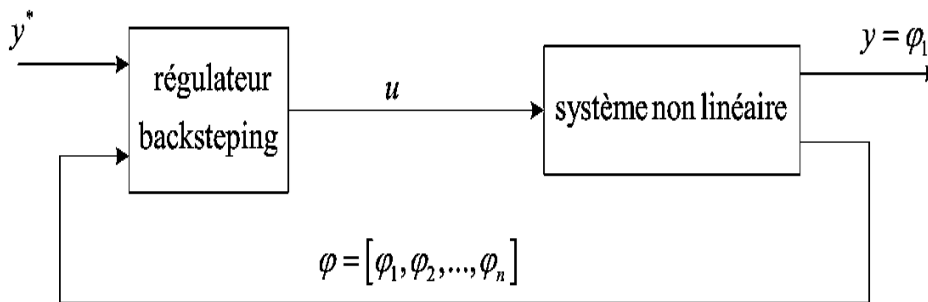


Figure (IV.1) : Schéma de principe de contrôle par backstepping

IV.3 Commande non linéaire par backstepping du système PV-FAP :

IV.3.1 Introduction

Dans cette partie, la commande par backstepping est utilisée pour contrôler le convertisseur élévateur DC/DC afin d'extraire la puissance maximale du générateur PV. Deux contrôleurs par backstepping sont utilisés pour contrôler la tension et le courant du générateur PV, ce qui fournit la valeur de référence du rapport cyclique du convertisseur DC-DC. En outre, la commande par backstepping est appliquée pour commander la tension du condensateur du bus continu ainsi que les courants harmoniques du filtre actif parallèle de puissance. La stratégie de commande du système PV-FAP vise à satisfaire la demande de la charge en utilisant la puissance photovoltaïque extraite, la compensation du facteur de puissance, et la compensation de la puissance réactive absorbée par la charge non linéaire.

Le schéma de la commande dans le repère stationnaire par des régulateurs backstepping du système PV-FAP est représenté sur la **Figure (IV.2)**.

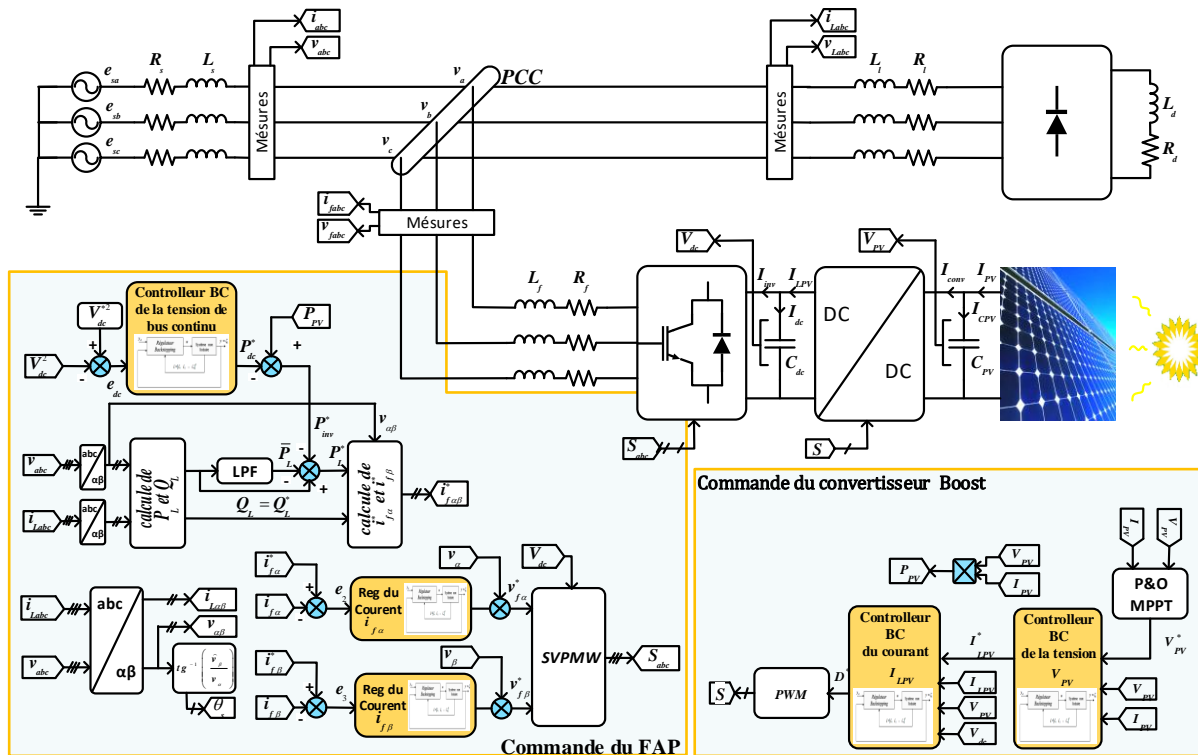


Figure (IV.2) : Schéma de commande par backstepping du système PV connecté au réseau agissant comme un filtre actif parallèle

IV.3.2 Stratégie de commande coté FAP

Sur la **Figure (IV.2)**, la tension carré du condensateur V_{dc}^2 est comparée au carré de sa valeur de référence V_{dc}^{2*} ; l'erreur est transmise à un contrôleur par backstepping. La sortie du contrôleur de la tension présente la référence de la puissance active P_{dc}^* . Sur la base de la théorie p-q instantanée, les puissances de compensation sont calculées et les puissances moyennes sont extraites à l'aide d'un filtre passe-bas d'ordres 4 (LPF). Cependant, les puissances oscillantes sont obtenues par une simple soustraction de la puissance moyenne des puissances active et réactive.

IV.3.3 Conception des contrôleurs par backstepping coté FAP

Dans ce qui suit, la stratégie de contrôle par backstepping sera utilisée pour synthétiser les contrôleurs pour le FAP. Les contrôleurs backstepping adoptés sont conçus sur la base d'une décomposition du modèle global du FAP. Pour accomplir cette tâche, le système (I.40) est subdivisé en trois sous-systèmes, comme suit :

Sous-système 1

$$\frac{dV_{dc}}{dt} = \frac{P_{dc}}{V_{dc} C_{dc}} \quad (IV.27)$$

Dans le sous-système décrit par l'équation (IV.27), la puissance active instantanée P_{dc}^* est considérée comme une variable de commande et la tension V_{dc} est considérée comme un variable de sortie.

Sous-système 2

Dans le deuxième sous-système décrit par l'équation (IV.28), la tension $v_{f\alpha}^*$ est choisie comme une variable de commande, alors que le courant $i_{f\alpha}$ est considérée une variable de sortie.

$$\frac{di_{f\alpha}}{dt} = -\frac{R_f}{L_f}i_{f\alpha} + \frac{v_{f\alpha}^*}{L_f} - \frac{\hat{v}_\alpha}{L_f} \quad (\text{IV.28})$$

Sous-système 3

Dans ce sous-système, $v_{f\beta}^*$ et $i_{f\beta}$ sont respectivement, la variable de commande et la variable de sortie.

$$\frac{di_{f\beta}}{dt} = -\frac{R_f}{L_f}i_{f\beta} + \frac{v_{f\beta}^*}{L_f} - \frac{\hat{v}_\beta}{L_f} \quad (\text{IV.29})$$

IV.3.4 Synthèse de régulateur par backstepping de la tension continue

Pour maintenir la tension du condensateur du bus continu à une valeur désirée constante, un contrôleur backstepping est utilisé pour la réguler à sa valeur de référence couvrant les pertes de l'onduleur.

Puisque le but de ce contrôle est d'obtenir la référence de la puissance au borne du condensateur du bus continu, l'erreur de variable de poursuite z_1 est définie par:

$$z_1 = V_{dc}^* - V_{dc} \quad (\text{IV.30})$$

En utilisant le premier sous-système, la dynamique de l'erreur z_1 est donnée par:

$$\dot{z}_1 = \dot{V}_{dc}^* - \dot{V}_{dc} = V_{dc}^* - \frac{P_{dc}^*}{V_{dc} C_{dc}} \quad (\text{IV.31})$$

La fonction candidate de Lyapunov est choisie comme :

$$V_1 = \frac{1}{2}z_1^2 \quad (\text{IV.32})$$

La dérivée de la fonction (IV.32) est exprimée par :

$$\dot{V}_1 = z_1 \left(\dot{V}_{dc}^* - \frac{P_{dc}^*}{V_{dc} C_{dc}} \right) \quad (\text{IV.33})$$

Pour assurer la stabilité du système, la dérivée de la fonction de Lyapunov doit être négative ($\dot{V}_1 < 0$). Cela peut être réalisé en choisissant la dérivée \dot{z}_1 de :

$$\dot{z}_1 = -k_1 z_1 \quad (\text{IV.34})$$

Où k_1 est un gain positif.

Par conséquent, la loi de contrôle peut être écrite comme indiqué par l'équation (IV.35) et son schéma de commande est représenté dans la Figure (IV.3).

$$P_{dc}^* = V_{dc} C_{dc} \left(\dot{V}_{dc}^* + k_1 z_1 \right) \quad (IV.35)$$

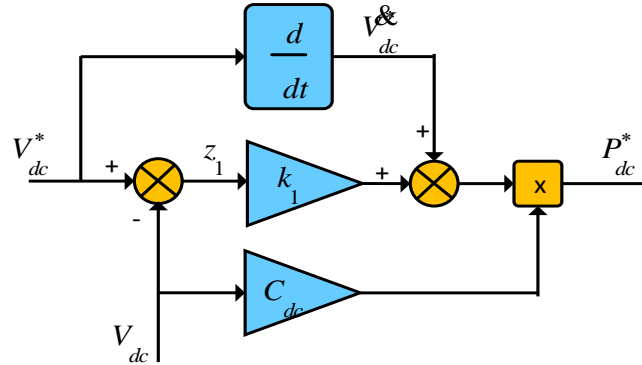


Figure (IV.3) : Schéma bloc de commande par backstepping de la tension du bus continu

IV.3.5 Synthèse du régulateur par backstepping du courant $i_{f\alpha}$

La synthèse du régulateur par backstepping du courant $i_{f\alpha}$ donné par le deuxième sous-système défini par l'équation (IV.28) est analysée comme suit:

L'erreur du variable z_2 est définie par:

$$z_2 = i_{f\alpha}^* - i_{f\alpha} \quad (IV.36)$$

La dynamique de l'erreur z_2 est donnée par:

$$\dot{z}_2 = i_{f\alpha}^* - \left(-\frac{R_f}{L_f} i_{f\alpha} + \frac{v_{f\alpha}^*}{L_f} - \frac{\hat{v}_\alpha}{L_f} \right) \quad (IV.37)$$

La fonction candidate de Lyapunov est choisie comme :

$$V_2 = \frac{1}{2} z_2^2 \quad (IV.38)$$

La dérivée de la fonction (IV.38) est exprimée comme :

$$\dot{V}_2 = z_2 \left(i_{f\alpha}^* - \left(-\frac{R_f}{L_f} i_{f\alpha} + \frac{v_{f\alpha}^*}{L_f} - \frac{\hat{v}_\alpha}{L_f} \right) \right) \quad (IV.39)$$

La stabilité du système est assurée en choisissant le dérivé de z_2 comme:

$$\dot{z}_2 = -k_2 z_2 \quad (IV.40)$$

Où k_2 est un gain positif.

Ainsi, la loi de commande obtenue est donnée par l'équation (IV.41) et son schéma bloc de contrôle est donné par la Figure (IV.4).

$$v_{f\alpha}^* = L_f \dot{i}_{f\alpha}^* + L_f k_2 z_2 + R_f i_{f\alpha} + \hat{v}_\alpha \quad (IV.41)$$

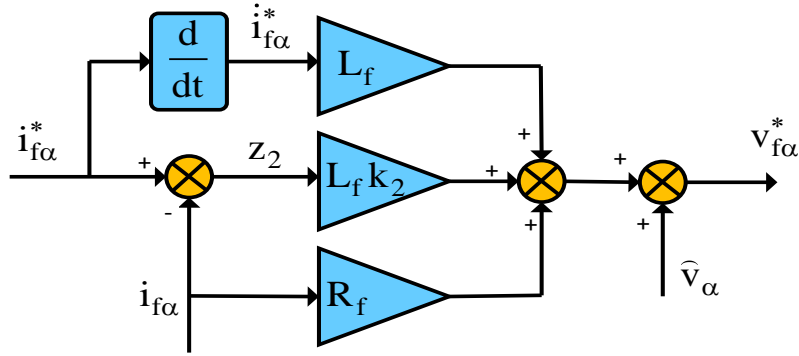


Figure (IV.4) : Schéma bloc de la commande par backstepping du courant $i_{f\alpha}$

IV.3.6 Synthèse de régulateur par backstepping de courant $i_{f\beta}$

La synthèse du régulateur par backstepping de courant $i_{f\beta}$ exprimé par le deuxième sous-système défini par l'équation (IV.29) est analysée comme suit:

L'erreur du variable z_3 est définie par:

$$z_3 = i_{f\beta}^* - i_{f\beta} \quad (IV.42)$$

La dynamique de l'erreur z_3 est donnée par:

$$\dot{z}_3 = \dot{i}_{f\beta}^* - \left(-\frac{R_f}{L_f} i_{f\beta} + \frac{v_{f\beta}^*}{L_f} - \frac{\hat{v}_\beta}{L_f} \right) \quad (IV.43)$$

La fonction candidate de Lyapunov est choisie comme :

$$V_3 = \frac{1}{2} z_3^2 \quad (IV.44)$$

La dérivée de la fonction (IV.44) est :

$$\dot{V}_3 = z_3 \left(\dot{i}_{f\beta}^* - \left(-\frac{R_f}{L_f} i_{f\beta} + \frac{v_{f\beta}^*}{L_f} - \frac{\hat{v}_\beta}{L_f} \right) \right) \quad (IV.45)$$

Lorsque la dérivée de la fonction de Lyapunov est négative, la stabilité du système est garantie; cela peut être réalisé en choisissant le dérivé de z_3 comme:

$$\dot{z}_3 = -k_3 z_3 \tag{IV.46}$$

Avec k_3 est un gain positif.

Alors, la loi de commande obtenue est donnée par l'équation (IV.47) et son schéma bloc de commande est donné par la Figure (IV.5).

$$v_{f\beta}^* = L_f \dot{i}_{f\beta}^* + L_f k_3 z_3 + R_f i_{f\beta} + \hat{v}_\beta \tag{IV.47}$$

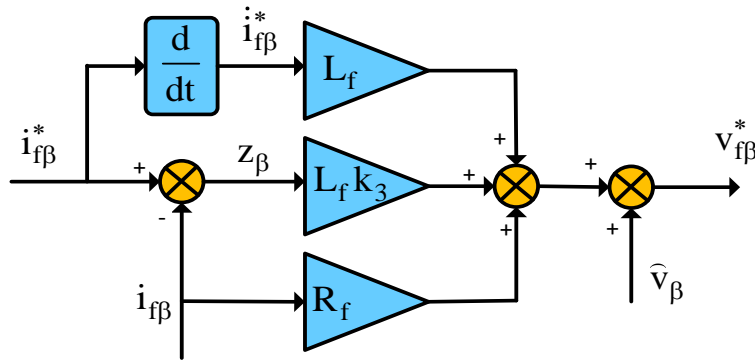


Figure (IV.5) : Schéma bloc de la commande par backstepping du courant $i_{f\beta}$

IV.4 Commande par backstepping coté convertisseur DC-DC

La stratégie de commande par Backstepping est appliquée au convertisseur DC-DC afin d'extraire la quantité maximale d'énergie du générateur photovoltaïque. Dans le schéma de contrôle représenté par la Figure (IV.6), deux contrôleurs Backstepping sont utilisés pour contrôler la tension et le courant de sortie du générateur PV. Le procédé de commande de la tension est accompli en commandant la tension V_{pv} du générateur PV à sa référence V_{pv}^* fournie par l'algorithme MPPT. La sortie du régulateur de la tension et la compensation du courant PV donnent la référence du courant I_{LPV}^* du régulateur de courant de la boucle interne. En outre, la référence D^* du rapport cyclique du convertisseur DC/DC est calculée en fonction de la sortie du régulateur du courant avec la compensation comme indiquée par la Figure (IV.6):

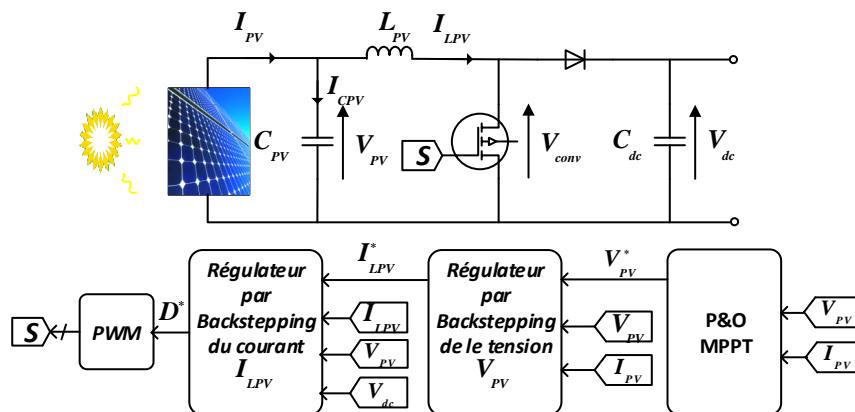


Figure (IV.6) : Commande par backstepping du convertisseur DC-DC

Les contrôleurs BC adoptés pour le contrôle de système coté convertisseur DC-DC sont conçus sur la base d'une décomposition du modèle global donné par (I.20) en deux sous-systèmes, comme suit :

Sous-système 1

$$\frac{dV_{PV}}{dt} = \frac{1}{C_{PV}} I_{PV} - \frac{1}{C_{PV}} I_{LPV} \quad (\text{IV.48})$$

Dans ce premier sous-système, le courant I_{LPV} est considéré comme une variable de commande et la tension de sortie PV V_{PV} est considérée comme une variable de sortie.

Sous-système 2

Dans le second sous-système décrit par l'équation (IV.49) , le rapport cyclique D est choisi comme une variable de contrôle tandis que le courant de PV I_{LPV} est choisi comme une variable de sortie.

$$\frac{dI_{LPV}}{dt} = \frac{1}{L_{PV}} V_{PV} - \frac{1}{L_{PV}} (1-D) V_{dc} \quad (\text{IV.49})$$

IV.4.1 Synthèse du régulateur par backstepping de la tension V_{PV}

La synthèse du régulateur par backstepping de la tension V_{PV} exprimé par le premier sous-système, définie par l'équation (IV.48) , est analysée comme suit :

L'erreur du variable $z_{V_{pv}}$ est définie par :

$$z_{V_{pv}} = V_{PV}^* - V_{PV} \quad (\text{IV.50})$$

La dynamique de l'erreur $z_{V_{pv}}$ est donnée par:

$$\dot{z}_{V_{pv}} = \dot{V}_{PV}^* - \left(\frac{1}{C_{PV}} I_{PV} - \frac{1}{C_{PV}} I_{LPV}^* \right) \quad (\text{IV.51})$$

La fonction candidate de Lyapunov est choisie comme :

$$V_{V_{pv}} = \frac{1}{2} z_{V_{pv}}^2 \quad (\text{IV.52})$$

La dérivée de la fonction (IV.52) est :

$$\dot{V}_{V_{pv}} = z_{V_{pv}} \left(\dot{V}_{PV}^* - \left(\frac{1}{C_{PV}} I_{PV} - \frac{1}{C_{PV}} I_{LPV}^* \right) \right) \quad (\text{IV.53})$$

La stabilité du système est assurée lorsque la dérivée de la fonction de Lyapunov est négative, ce qui peut être accompli en choisissant la dérivée de $z_{V_{pv}}$ comme:

$$\dot{z}_{V_{pv}} = -k_{V_{pv}} z_{V_{pv}} \quad (\text{IV.54})$$

Avec $k_{V_{pv}}$ est une constante positive.

Par conséquent, le courant de référence peut être calculé comme donné par l'équation (IV.55) tandis que son schéma bloc de commande est donné par la Figure (IV.7).

$$I_{LPV}^* = C_{PV} \dot{V}_{PV}^* - I_{PV} - k_{V_{pv}} C_{PV} (V_{PV}^* - V_{PV}) \quad (\text{IV.55})$$

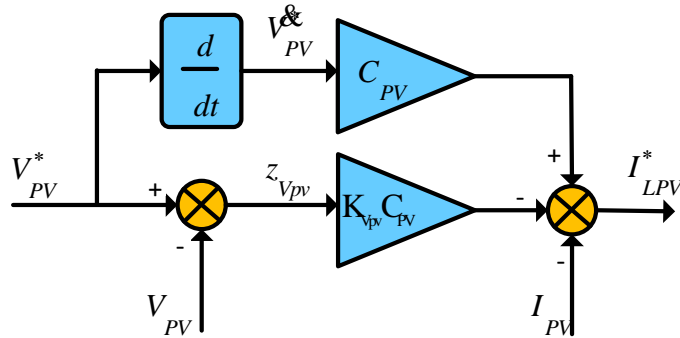


Figure (IV.7) : Schéma bloc de la commande par backstepping de la tension V_{PV}

IV.4.2 Synthèse du régulateur par backstepping de courant I_{LPV}

La synthèse du contrôleur souhaité du courant I_{LPV} en utilisant le second sous-système défini par l'équation (IV.49) est analysée comme suit :

L'erreur du variable z_{ILpv} est définie par :

$$z_{ILpv} = I_{LPV}^* - I_{LPV} \quad (\text{IV.56})$$

La dynamique de l'erreur z_{ILpv} est donnée par:

$$\dot{z}_{ILpv} = \dot{I}_{PV}^* - \left(\frac{1}{L_{PV}} V_{PV} - \frac{1}{L_{PV}} (1-D^*) V_{dc} \right) \quad (\text{IV.57})$$

La fonction candidate de Lyapunov est choisie comme :

$$V_{ILpv} = \frac{1}{2} z_{ILpv}^2 \quad (\text{IV.58})$$

La dérivée de la fonction (IV.58) est :

$$\dot{V}_2 = z_{ILpv} \left(\dot{I}_{PV}^* - \left(\frac{1}{L_{PV}} V_{PV} - \frac{1}{L_{PV}} (1-D^*) V_{dc} \right) \right) \quad (\text{IV.59})$$

La stabilité du système est assurée en choisissant la dérivée de z_{ILpv} comme suit :

$$\dot{z}_{ILpv} = -k_{ILpv} z_{ILpv} \tag{IV.60}$$

Avec k_{ILpv} est une constante positive.

Par conséquent, la référence du rapport cyclique D^* peut être calculée par l'équation (IV.61). La Figure (IV.8) indique son schéma bloc de commande.

$$D^* = \frac{1}{V_{dc}} \left(L_{PV} \dot{I}_{LPV}^* - V_{PV} + V_{dc} + L_{PV} k_{ILpv} \left(I_{LPV}^* - I_{LPV} \right) \right) \tag{IV.61}$$

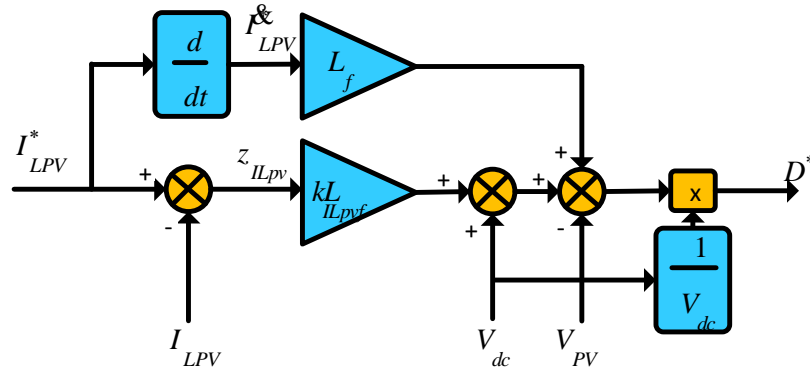


Figure (IV.8) : Schéma bloc de la commande par backstepping du courant I_{LPV}

IV.5 Résultats de simulation et discussions

La co-simulation du système PV-FAP contrôlé par la technique de backstepping a été réalisée avec les mêmes paramètres et sous les mêmes conditions citées précédemment. Les paramètres des contrôleurs BC utilisés sont donnés dans le tableau (IV.1) :

Tableau (IV.1) : Paramètres des régulateurs BC-VOC-SVM du système PV-FAP.

Paramètres des régulateurs côté FAP	
Référence de tension du bus continue V_{dc}^*	700 V
Paramètre du régulateur BC de la tension du bus continue	$k_{dc} = 180$
Paramètres du régulateur des courants $i_{f\alpha\beta}$	$K_{i_{f\alpha\beta}} = 5e^9$
Paramètres des régulateurs côté PV	
Paramètre du régulateur BC de la tension V_{PV}	$k_{V_{pv}} = 11010e^3$
Paramètre du régulateur BC du courant I_{LPV}	$k_{ILpv} = 2e^3$

Variation de l'ensoleillement

Les Figures (IV.9) et (IV.10) ci-dessous sont les résultats du changement d'irradiation solaire pour la commande non linéaire par BC du système PV-FAP

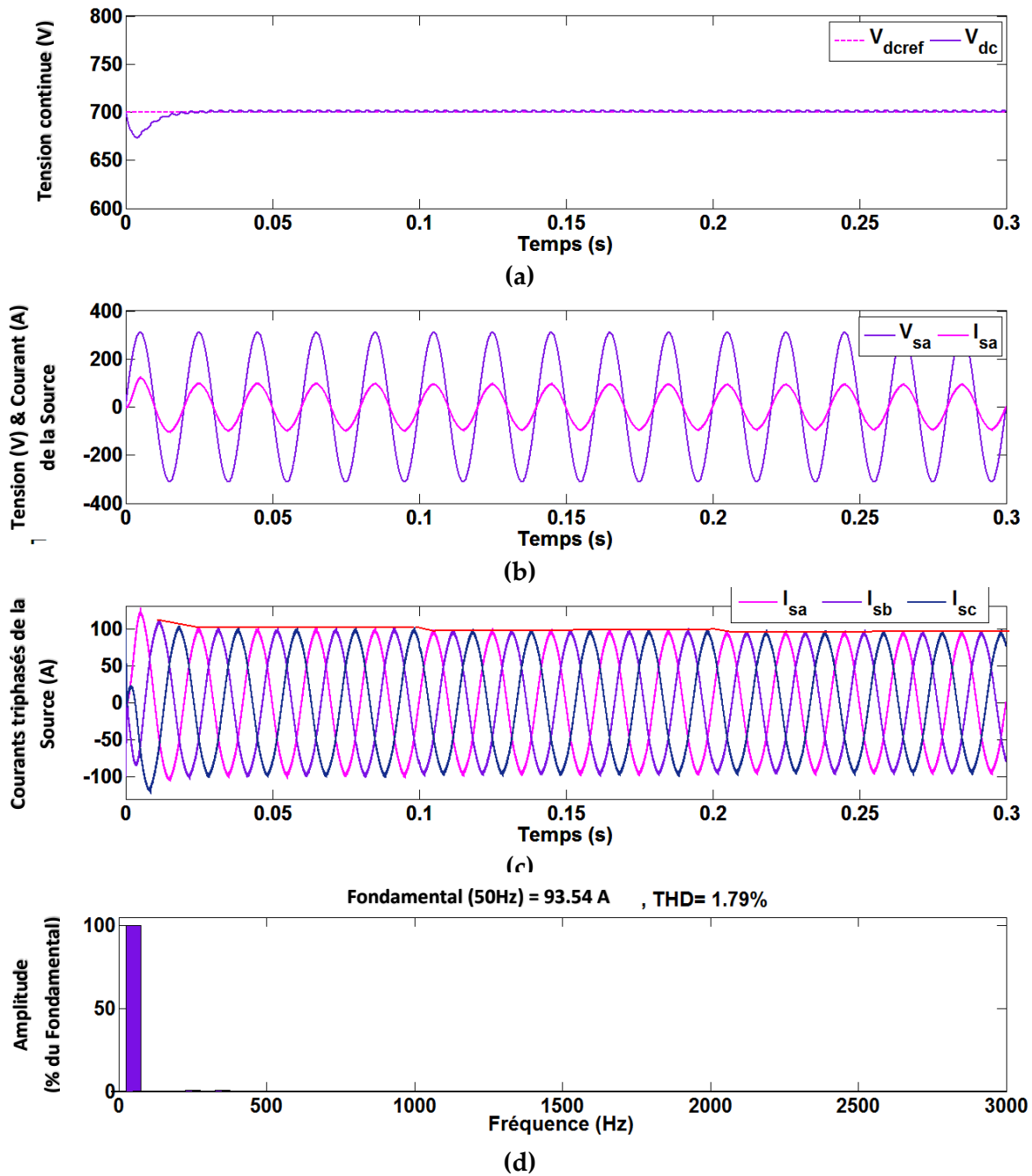
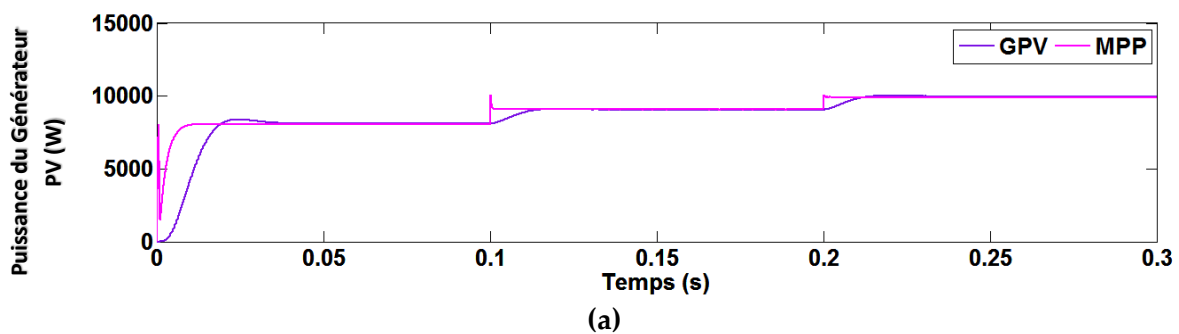


Figure (IV.9) : Réponses dynamiques du système proposé dans le cas de changement d'irradiation solaire (Commande par BC-VOC-SVM) : (a) Phase "a" de la tension V_{sa} et le courant I_{sa} de la source, (b) Courants de la source triphasés I_{sabc} , (c) Tension du bus continu V_{dc} , (d) Spectre harmonique de courant de la source



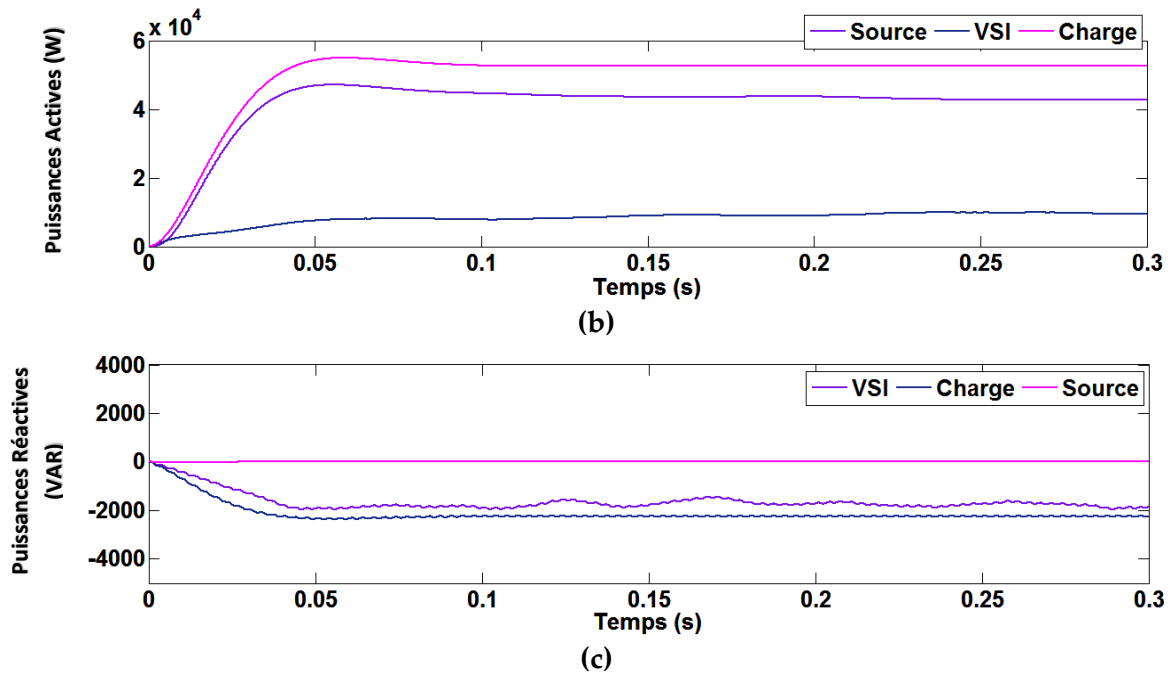


Figure (IV.10) : Réponses dynamiques du système proposé dans le cas de changement d'irradiation solaire (Commande par BC-VOC-SVM): (a) Puissance générée par le générateur PV (GPV) et le point de puissance maximale du GPV (MPP), (b) Puissances actives du réseau P_s , la charge P_L , et du VSI P_F , (c) Puissances réactives du réseau Q_s , la charge Q_L , et du VSI Q_F

La **Figure (IV.9) (a)** représente l'allure de la tension du bus continue, on voit qu'elle est bien régulée à sa valeur de référence, même lors d'une variation d'ensoleillement.

La **Figure (IV.9) (b)** illustre l'allure du courant et la tension d'une phase du réseau, on voit bien qu'ils sont en phase. De plus, la variation de l'amplitude des courants de source traduit le niveau de puissance fourni ou produite par le réseau comme indiqué par la **Figure (IV.9) (c)**. Cependant, le spectre harmonique du courant de la source représentée sur la **Figure (IV.9) (d)**, présente un taux de distorsion harmonique (THD) de 1.79% qui est une valeur très améliorée par rapport aux commandes précédentes.

L'allure de la puissance en sortie du générateur photovoltaïque est montrée sur la **Figure (IV.10)**. La **Figure (IV.10) (a)** représente l'allure de la puissance en sortie du GPV est conforme au profil d'irradiation appliquée. Cette grandeur est suivie l'évolution d'irradiation. L'augmentation de l'irradiation implique une augmentation de la puissance photovoltaïque produite. Donc le point de puissance maximale se déplace pour rejoindre le nouveau point maximum correspondant à cette irradiation.

Les **Figures (IV.10) (b)** et **(IV.10) (c)** représentent respectivement, la puissance active et la puissance réactive. On voit bien que la puissance de l'onduleur correspond à la puissance de GPV. La puissance active fournie à la charge non linéaire égale à la puissance du réseau plus la puissance injectée par le GPV. De plus, la puissance de la charge est supérieure par rapport à celle produite par le GPV, le déficit de puissance est fourni par le réseau. De plus, Toute la puissance réactive demandée par la charge a été également compensée. Cela peut être confirmé par la **Figure (IV.10) (c)**, où la puissance réactive fournie par le réseau est nulle.

Variation de la charge non linéaire

Les **Figures (IV.11)** et **Figure (IV.12)** sont les résultats de variation de la charge non linéaire pour la commande par BC du système PV-FAP.

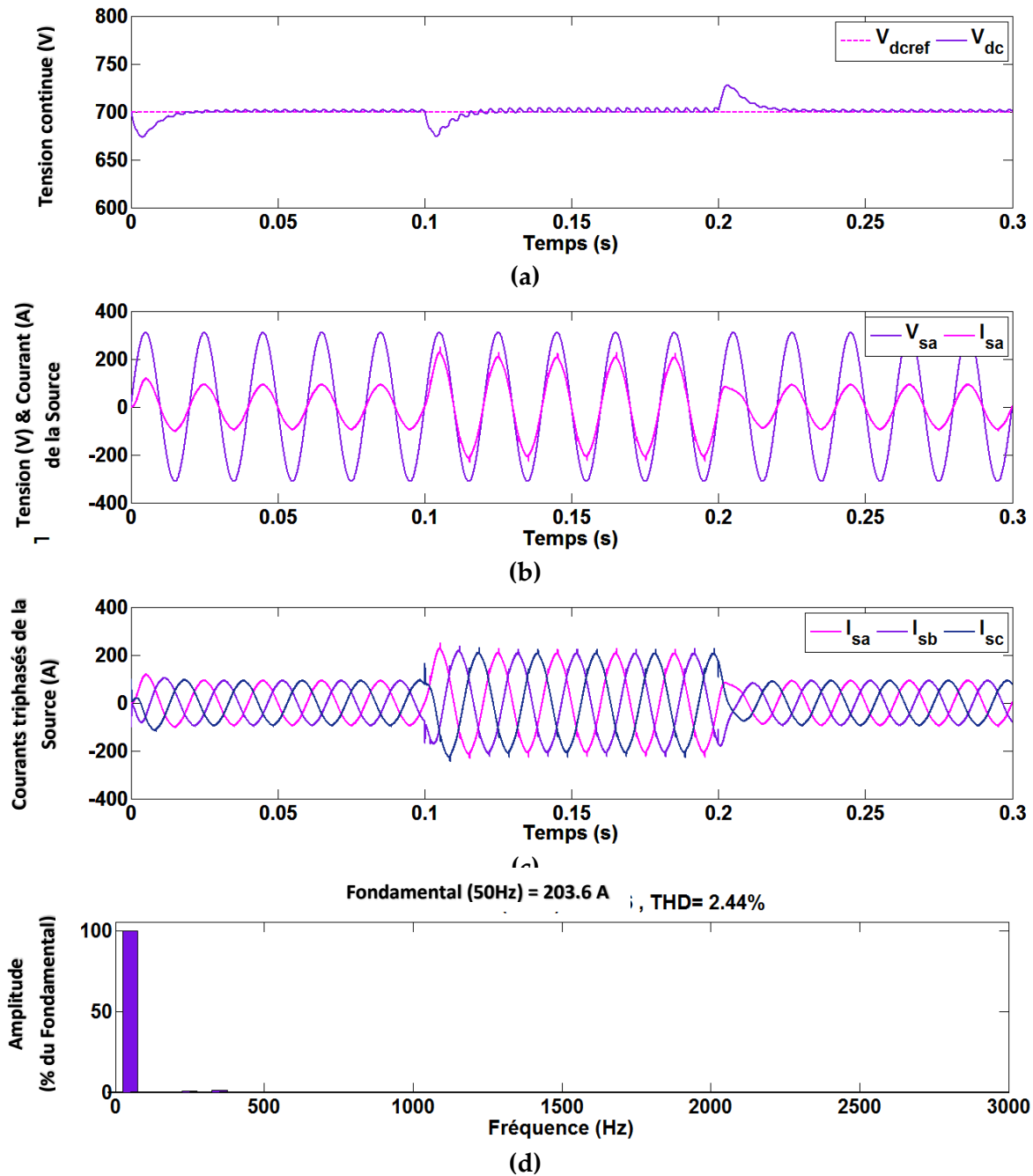


Figure (IV.11) : Réponses dynamiques du système proposé lors de variations de charge non linéaire (Commande de type BC-VOC-SVM) : (a) Phase "a" de la tension V_{sa} et le courant I_{sa} de la source, (b) Courants de la source triphasés I_{sabc} , (c) Tension du bus continu V_{dc} , (d) Spectre harmonique du courant de la source

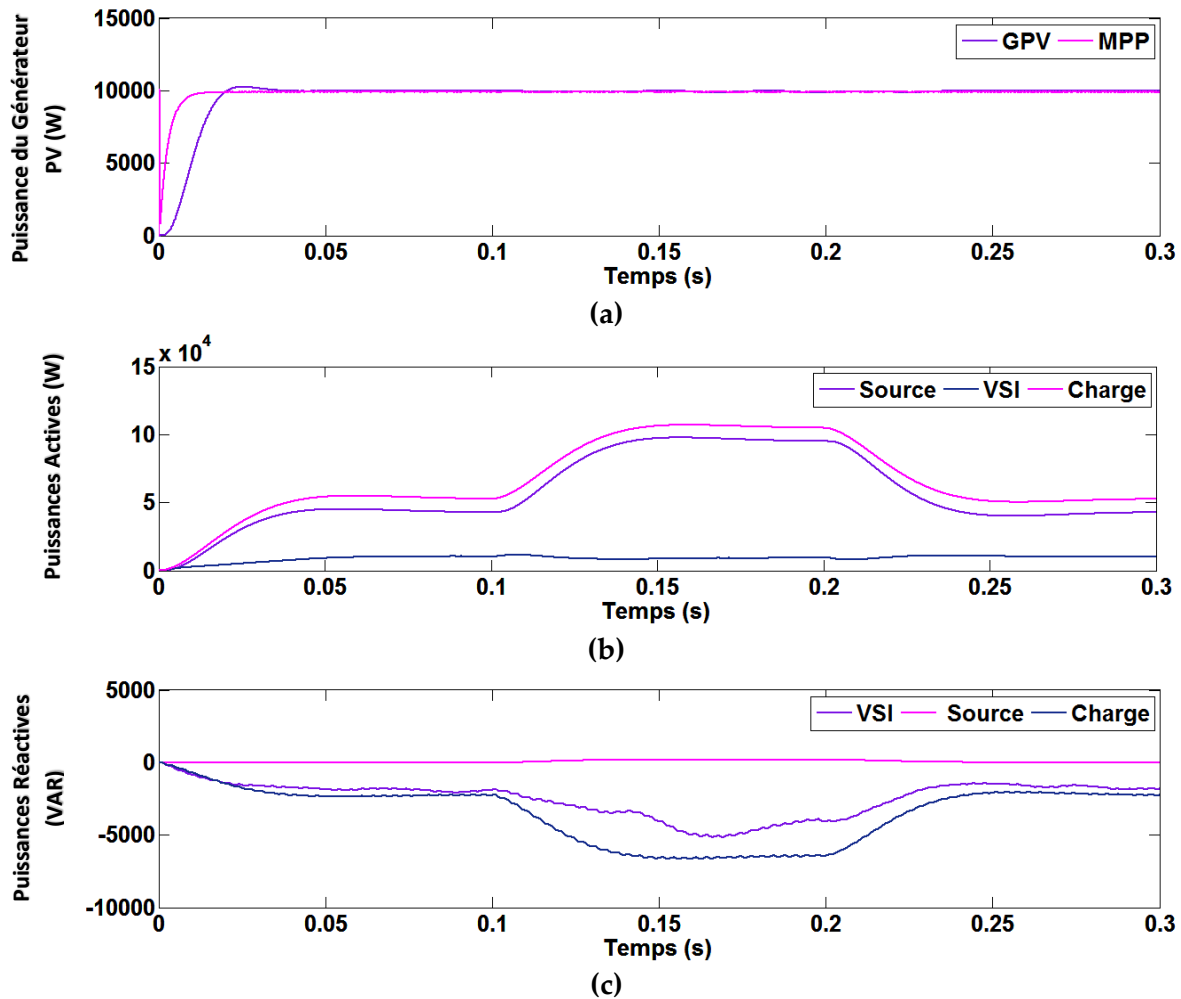


Figure (IV.12) : Réponses dynamiques du système proposé sous de variations de charge non linéaire (Commande de type BC-VOC-SVM) : (a) Puissance générée par le générateur PV (GPV) et le point de puissance maximale du GPV (MPP), (b) Puissances actives du réseau P_s , de la charge P_L , et du VSI P_F , (c) Puissances réactives du réseau Q_s , de la charge Q_L , et du VSI Q_F

La tension du bus continu rejoint toujours à sa valeur de référence lors la variation brusque de la charge non linéaire comme présenté par la **Figure (IV.11) (a)**.

La **Figure (IV.11) (b)** illustre le courant et la tension d'une phase du réseau lors de la variation de la charge. Cette variation na conduite aucune déformation sur la forme sinusoïdale du courant de réseau, cela peut traduit par la valeur du THD qui est très réduite comme indiqué par la **Figure (IV.11) (d)**.

La **Figure (IV.11) (b)** représente l'allure du courant et de la tension d'une phase du réseau. Lorsqu'on varie la charge, le courant de phase reste toujours en phase avec sa tension correspondante ce qui se traduit par un facteur de puissance unitaire côté réseau comme illustre par **Figure (IV.12) (c)**.

La **Figure (IV.12)(b)** représente l'allure de la puissance active. Par conséquent, la puissance de l'onduleur correspond toujours à celle du GPV. Quand on varie la charge, la puissance de charge augmente, ce qui oblige le réseau à augmenter sa puissance pour compenser le déficit de puissance par le GPV. Par contre, la puissance réactive du réseau resté

toujours nulle, lorsque la puissance réactive de la charge augmente le filtre actif augmente sa puissance réactive dans le sens opposé, comme illustré dans la **Figure (IV.12) (c)**.

La **Figure (IV.12) (b)** représente l'allure de la puissance du générateur PV suivent toujours le profil d'irradiation même si on applique une variation de la charge.

IV.6 Commande par backstepping basée sur la commande direct de puissance (BC-DPC-SVM) du système PV-FAP

Le schéma bloc de la commande Backstepping-DPC-SVM du système PV-FAP est représenté par la **Figure (IV.13)**. A noter que, La commande du convertisseur DC-DC est la même celle présentée dans la commande du système par (BC-VOC-SVM)

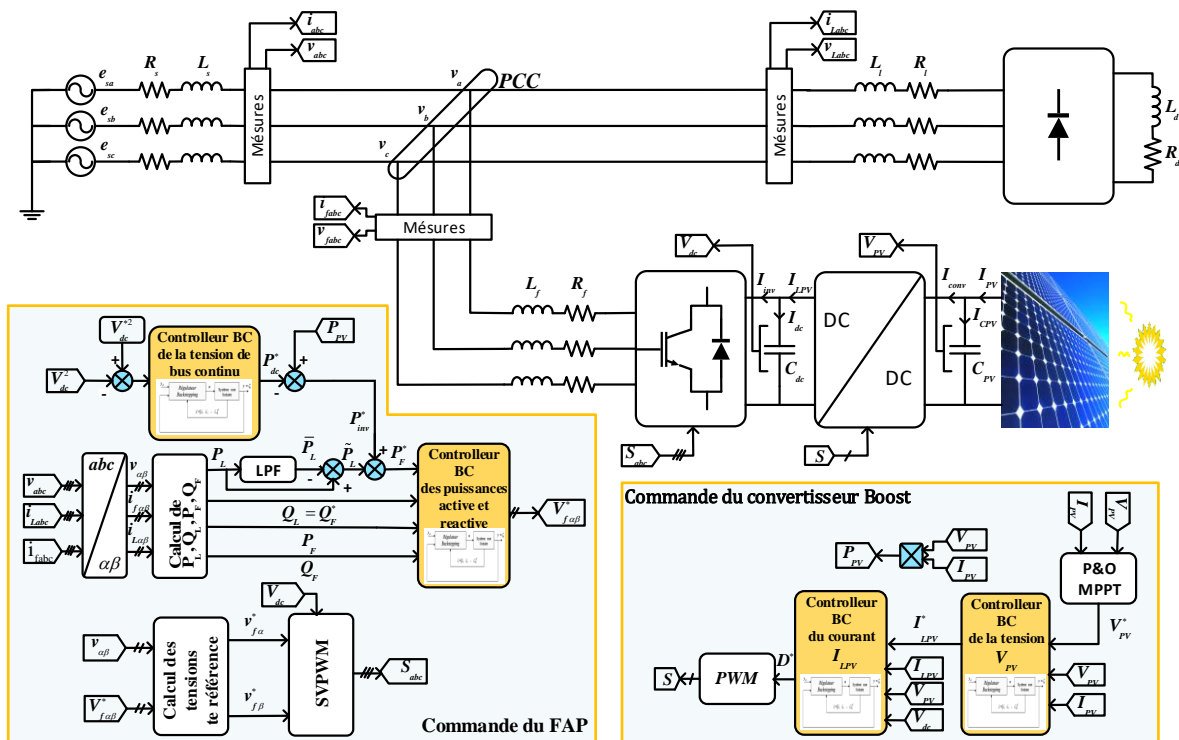


Figure (IV.13) : Schéma de la commande par BC-DPC-SVM d'un système PV connecté au réseau agissant comme un filtre actif parallèle

IV.6.1 Stratégie de commande coté FAP

Dans la suite, la stratégie de contrôle de backstepping sera utilisée pour concevoir les contrôleurs du FAP. Les contrôleurs par backstepping utilisés sont déterminés sur la base d'une décomposition du modèle du FAP global. Pour accomplir cette tâche, le système (II.20) est subdivisé en trois sous-systèmes, comme suit :

Sous-système 1

$$\frac{dV_{dc}}{dt} = \frac{P_{dc}}{V_{dc}C_{dc}} \tag{IV.62}$$

Dans le premier sous-système décrit par l'équation (IV.62), la puissance active instantanée P_{dc}^* est considérée comme une variable de contrôle et la tension V_{dc} est considérée comme une variable de sortie.

Sous-système 2

Dans le second sous-système donné par l'équation (IV.63), la tension $V_{f\alpha}^*$ est choisie comme une variable de commande, tandis que la puissance P_F est choisie comme une variable de sortie.

$$\frac{dP_F}{dt} = \frac{1}{L_f} (-R_f P_F + V_{f\alpha}^*) \quad (\text{IV.63})$$

Sous-système 3

Dans ce sous-système, $V_{f\beta}^*$ et Q_F sont respectivement, la variable de contrôle et la variable de sortie.

$$\frac{dQ_F}{dt} = \frac{1}{L_f} (-R_f Q_F + V_{f\beta}^*) \quad (\text{IV.64})$$

IV.6.2 Synthèse du contrôleur de la tension continue

La synthèse du contrôleur par backstepping de la tension du bus continu est similaire celle présentée dans la commande du système par (BC-VOC-SVM)

IV.6.3 Synthèse du contrôleur par backstepping de la puissance active

La synthèse de régulateur de backstepping de la puissance active en utilisant le second sous-système défini par l'équation (IV.63) est analysée comme suit :

L'erreur de variable z_2 est définie par:

$$z_2 = P_F^* - P_F \quad (\text{IV.65})$$

La dynamique de l'erreur z_2 est donnée par:

$$\frac{dz_2}{dt} = \frac{dP_F^*}{dt} - \frac{1}{L_f} (-R_f P_F + V_{f\alpha}^*) \quad (\text{IV.66})$$

La fonction candidate Lyapunov est choisie comme :

$$V_2 = \frac{1}{2} z_2^2 \quad (\text{IV.67})$$

La dérivée de la fonction (IV.67) est :

$$\frac{dV_2}{dt} = z_2 \left(\frac{dP_F^*}{dt} - \frac{1}{L_f} \left(-R_f P_F + V_{f\alpha}^* \right) \right) \quad (IV.68)$$

Pour assurer la stabilité du système, la dérivée de la fonction Lyapunov doit être négative; Cela peut être accompli en choisissant la dérivée de z_2 comme:

$$\frac{dz_2}{dt} = -k_2 z_2 \quad (IV.69)$$

avec k_2 est un gain positif.

Ainsi, la loi de commande obtenue est donnée par l'équation (IV.70) tandis que la Figure (IV.14) présente son schéma de principe de contrôleur.

$$V_{f\alpha}^* = R_f P_F + L_f k_2 z_2 + L_f \frac{dP_F^*}{dt} \quad (IV.70)$$

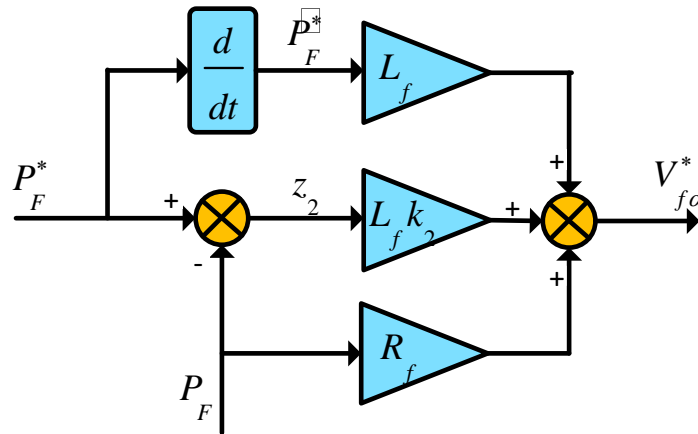


Figure (IV.14) : Schéma fonctionnel de la commande par backstepping de la puissance active

Une fois la tension intermédiaire $V_{f\alpha}^*$ est obtenue, la tension de référence $v_{f\alpha}^*$ peut être calculée en utilisant (II.20) comme suit:

$$v_{f\alpha}^* = \frac{v_\alpha}{v_\alpha^2 + v_\beta^2} V_{f\alpha}^* - \frac{v_\beta}{v_\alpha^2 + v_\beta^2} V_{f\beta}^* + v_\alpha \quad (IV.71)$$

IV.6.4 Synthèse du régulateur par backstepping de la puissance réactive

En utilisant le troisième sous-système, défini par l'équation (IV.64), la synthèse du régulateur de puissance réactive est analysée comme suit :

L'erreur de variable z_3 est définie par:

$$z_3 = Q_F^* - Q_F \quad (IV.72)$$

La dynamique de l'erreur z_3 est donnée par:

$$\frac{dz_3}{dt} = \frac{dQ_F^*}{dt} - \frac{1}{L_f} \left(-R_f Q_F + V_{f\beta}^* \right) \quad (\text{IV.73})$$

La fonction candidate de Lyapunov est choisie comme :

$$V_3 = \frac{1}{2} z_3^2 \quad (\text{IV.74})$$

La dérivée de la fonction (IV.74) est :

$$\frac{dV_3}{dt} = z_3 \left(\frac{dQ_F^*}{dt} - \frac{1}{L_f} \left(-R_f Q_F + V_{f\beta}^* \right) \right) \quad (\text{IV.75})$$

Pour assurer la stabilité du système, la dérivée de la fonction Lyapunov doit être négative; ceci peut être réalisé en choisissant la dérivée de z_3 comme:

$$\frac{dz_3}{dt} = -k_3 z_3 \quad (\text{IV.76})$$

avec k_3 est un gain positif.

Ainsi, la loi de commande obtenue est donnée par l'équation (IV.77) et la Figure (IV.15) présente son schéma synoptique.

$$V_{f\beta}^* = R_f Q_F + L_f k_3 z_3 + L_f \frac{dQ_F^*}{dt} \quad (\text{IV.77})$$

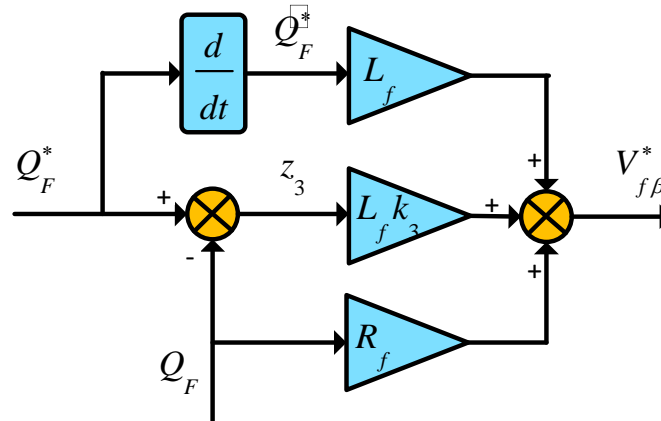


Figure (IV.15) : Schéma fonctionnel de la commande par backstepping de la puissance réactive

Une fois la tension intermédiaire $V_{f\beta}^*$ est obtenue, la tension de référence $v_{f\beta}^*$ peut être calculée en utilisant (II.19) comme suit:

$$v_{f\beta}^* = \frac{v_\beta}{v_\alpha^2 + v_\beta^2} V_{f\alpha}^* + \frac{v_\alpha}{v_\alpha^2 + v_\beta^2} V_{f\beta}^* + v_\beta \quad (\text{IV.78})$$

IV.6.5 Résultats de simulation et discussions

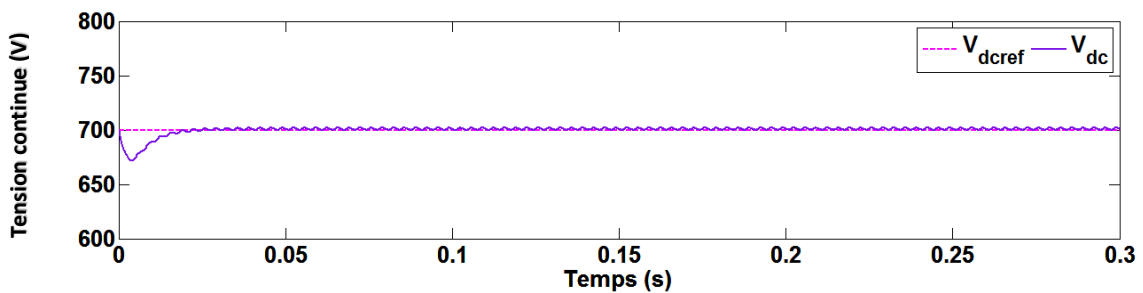
La co-simulation du système PV-FAP contrôlé par BC-DPC a été réalisée avec les mêmes paramètres et sous les mêmes conditions citées précédemment. Les paramètres des contrôleurs BC utilisés sont donnés dans le tableau (IV.2) :

Tableau (IV.2) : Paramètres des régulateurs BC-DPC-SVM du système PV-FAP.

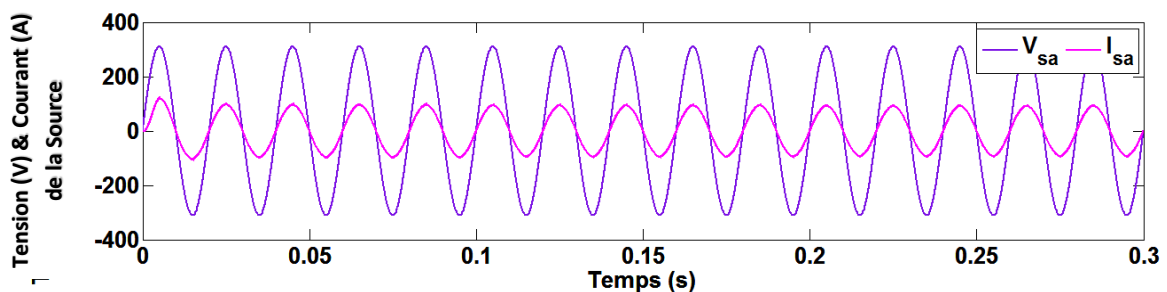
Paramètres des régulateurs côté FAP	
Référence de tension du bus continue V_{dc}^*	700 V
Paramètres du régulateur BC de la tension du bus continue	$k_{dc} = 175$
Paramètres du régulateur des puissances Active et réactive P_F, Q_F	$K_{P,Q} = 5e^9$
Paramètres des régulateurs côté PV	
Paramètre du régulateur BC de la tension V_{pv}	$k_{V_{pv}} = 11010e^3$
Paramètre du régulateur BC du courant I_{LPV}	$k_{I_{LPV}} = 3e^3$

Variation de d'irradiation solaire

Les Figures (IV.16) et (IV.17) ci-dessous sont les résultats du changement d'irradiation solaire pour la commande non linéaire par la commande BC-DPC-SVM du système PV-FAP



(a)



(b)

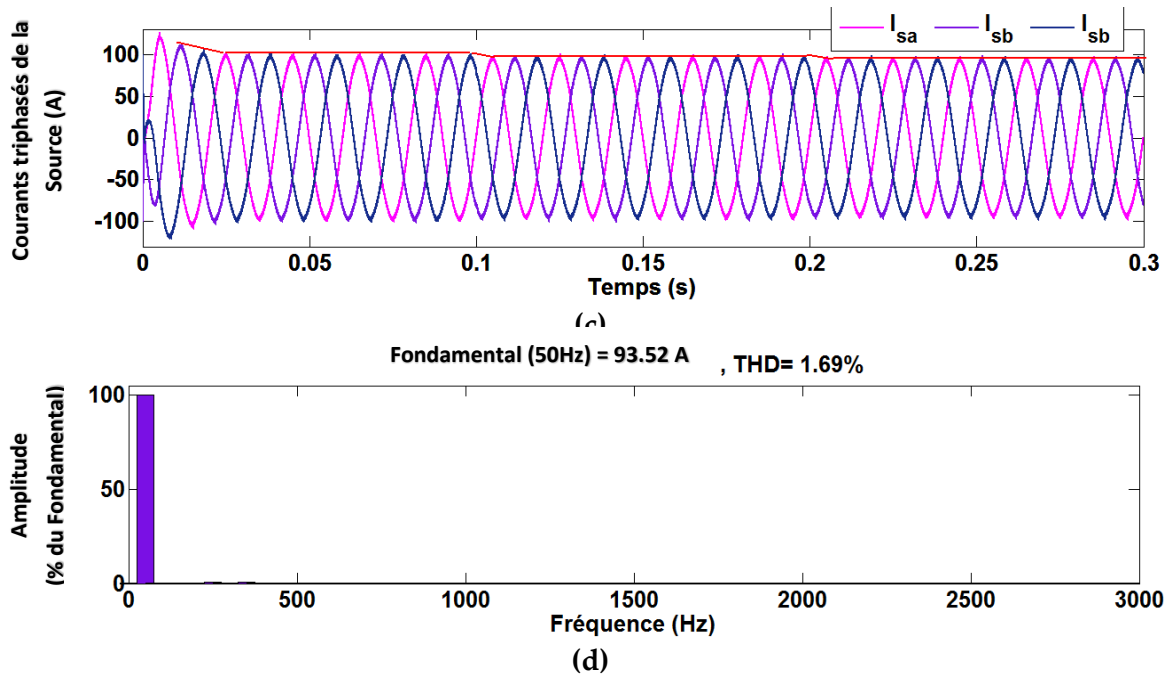


Figure (IV.16) : Réponses dynamiques du système proposé dans le cas de changement d'irradiation solaire (Commande par BC-DPC-SVM) : (a) Phase "a" de la tension V_{sa} et le courant I_{sa} de la source, (b) Courants de la source triphasés I_{sabc} , (c) Tension du bus continu V_{dc} , (d) Spectre harmonique de courant de la source

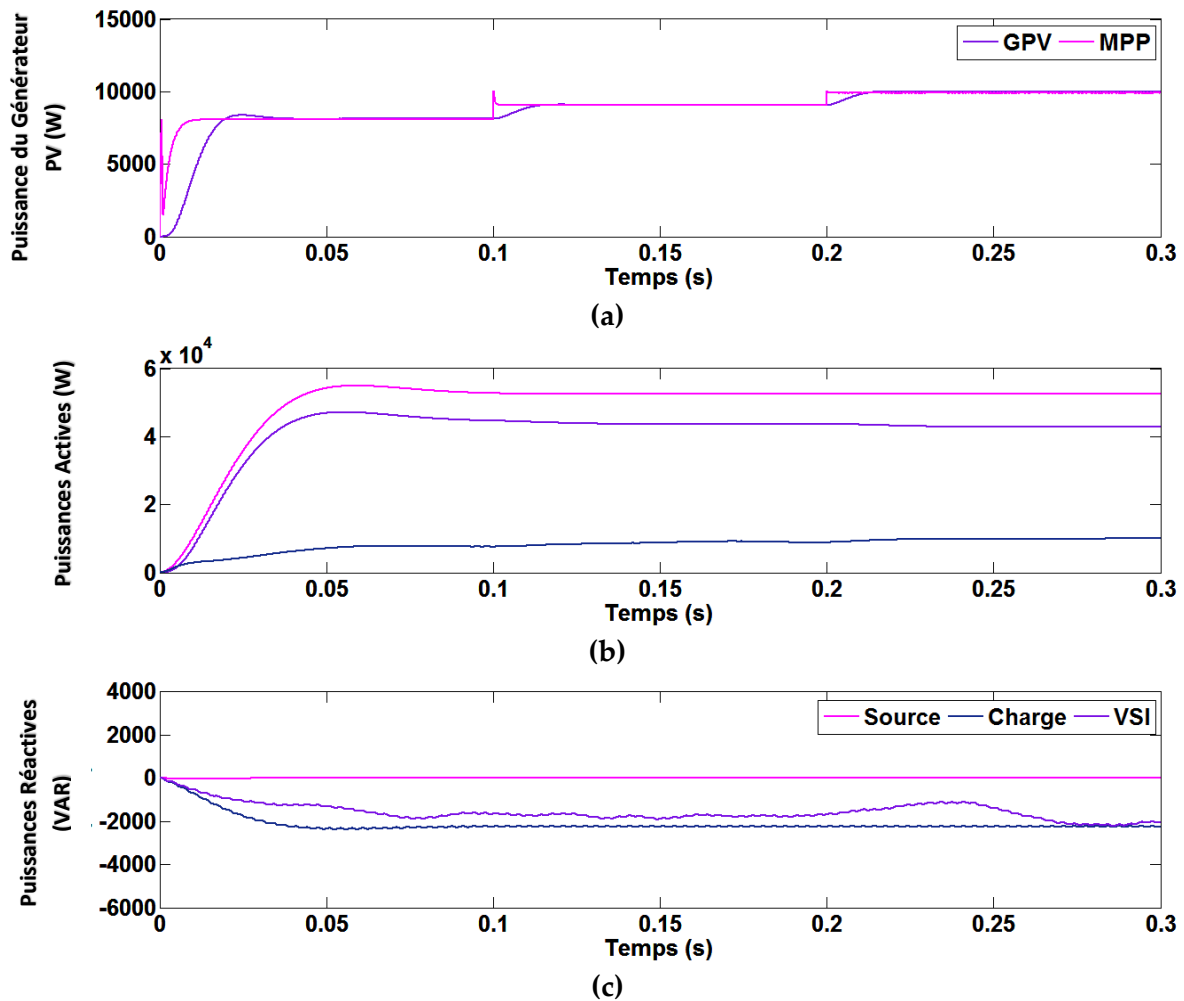


Figure (IV.17) : Réponses dynamiques du système proposé dans le cas de changement d'irradiation solaire (Commande par BC-DPC-SVM): (a) Puissance générée par le générateur PV (GPV) et le point de puissance maximale du GPV (MPP), (b) Puissances actives du réseau P_s , la charge P_L , et du VSI P_F , (c) Puissances réactives du réseau Q_s , la charge Q_L , et du VSI Q_F

La **Figure (II.16)** regroupe les résultats obtenus de la forme de la tension continue, du courant et de la tension de la source, et le spectre harmonique du courant de la source lors de changement d'irradiation solaire pour la commande (BC-DPC-SVM).

La tension du bus continu est bien régulée à sa valeur de référence, malgré la variation brusque de l'ensoleillement comme indiqué dans la **Figure (II.16) (a)**.

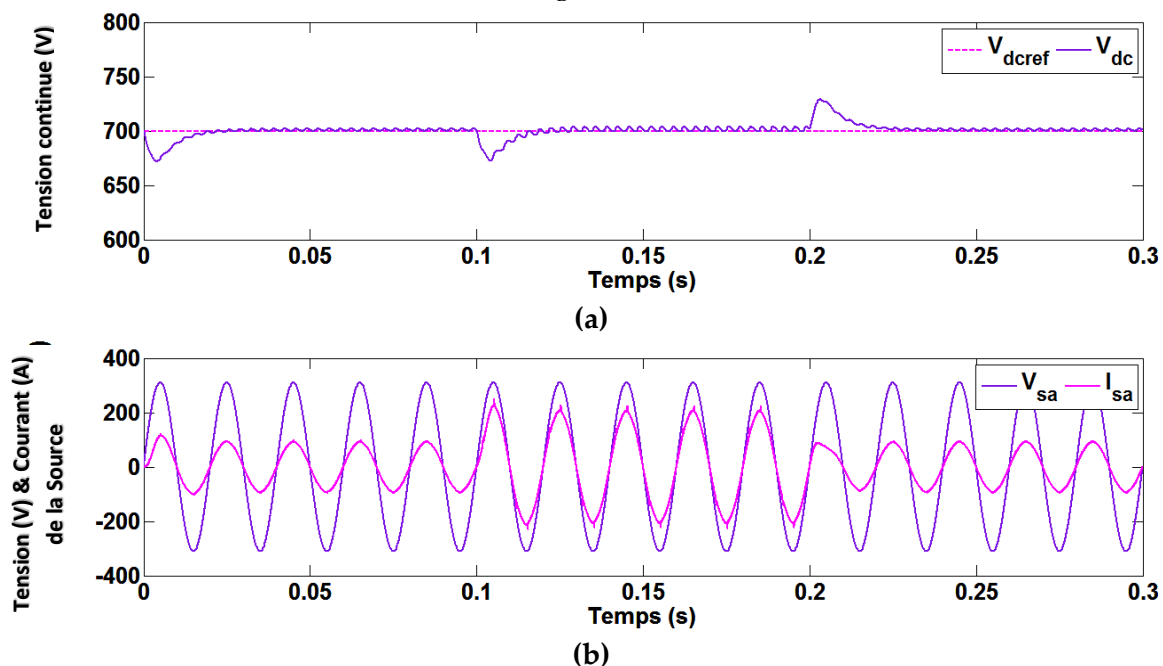
Le courant du réseau est toujours sinusoïdal et en phase avec sa tension de phase correspondante comme montre sur la **Figure (II.16) (b)**, ce qui signifie que l'onduleur injecte la puissance active vers le réseau et aussi compense également toute la puissance réactive demandée par la charge. Cela peut également être confirmé par la valeur nulle de la puissance réactive illustré par la **Figure (II.17) (c)**. Par conséquent, ces résultats prouvent l'efficacité de contrôle par la commande BC-DPC.

D'après la **Figure (II.16) (d)**, on constate que la valeur de THD est égale à 1.69 %, ce qui est en bien confirmé l'amélioration de cette dernière.

Les résultats obtenus sont présentés par la **Figure (II.17)**. Cette dernière, montre les réponses dynamiques du système lors du changement d'irradiation solaire y compris la puissance générée par le générateur PV (GPV) et le point de puissance maximale du GPV (MPP), les puissances actives, et les puissances réactives. Les résultats obtenus de cette dernière sont identiques à la technique de commande précédente.

Variation de la charge non linéaire

Les Figures (II.18) et (II.19) représentent le comportement du système PV-FAP commandé par BC-DPC-SVM lors de la variation de la charge non linéaire



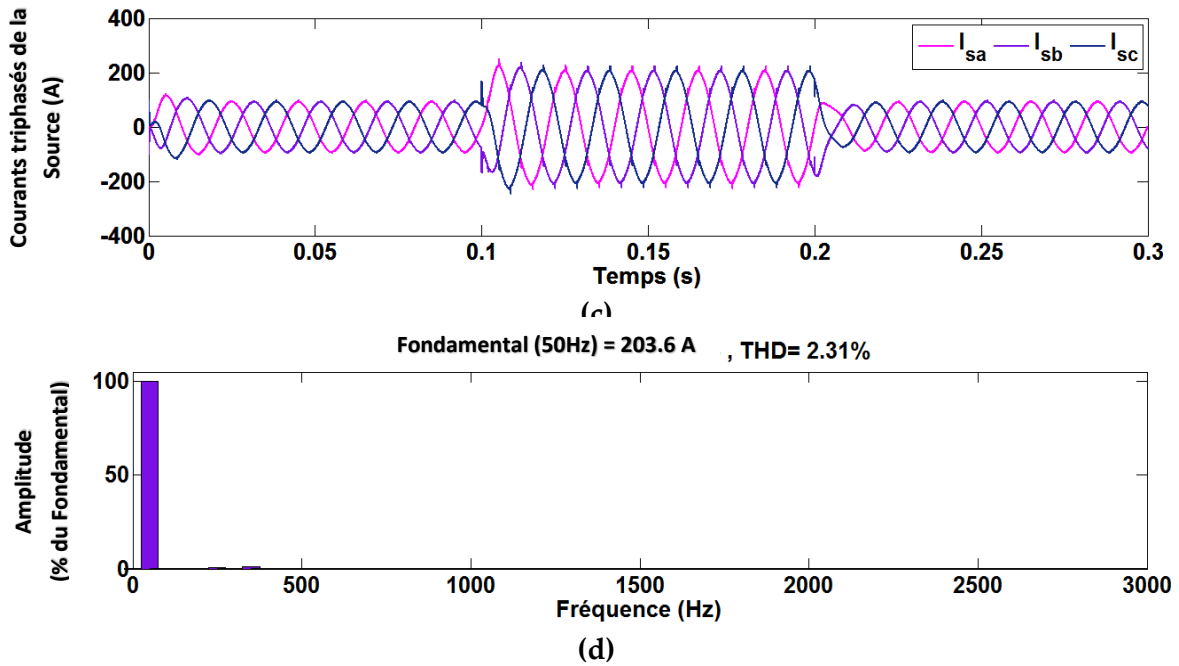


Figure (IV.18) : Réponses dynamiques du système proposé lors de variations de charge non linéaire (Commande de type BC-DPC-SVM) : (a) Phase "a" de la tension V_{sa} et le courant I_{sa} de la source, (b) Courants de la source triphasés I_{sabcr} , (c) Tension du bus continu V_{dcr} , (d) Spectre harmonique du courant de la source

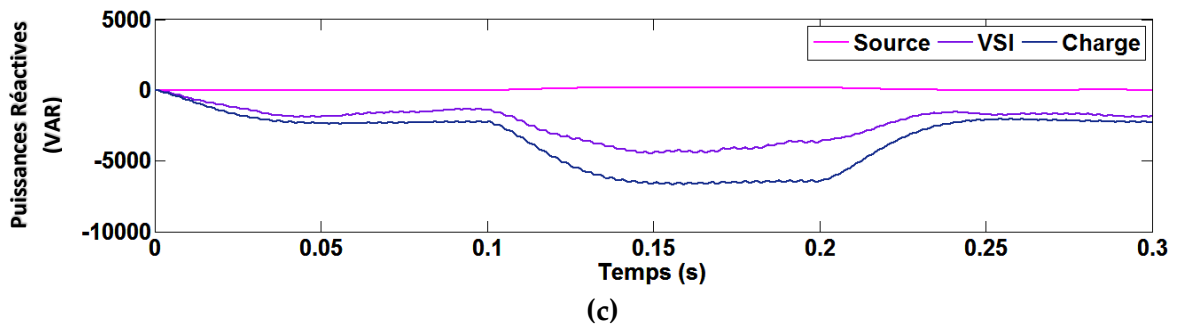
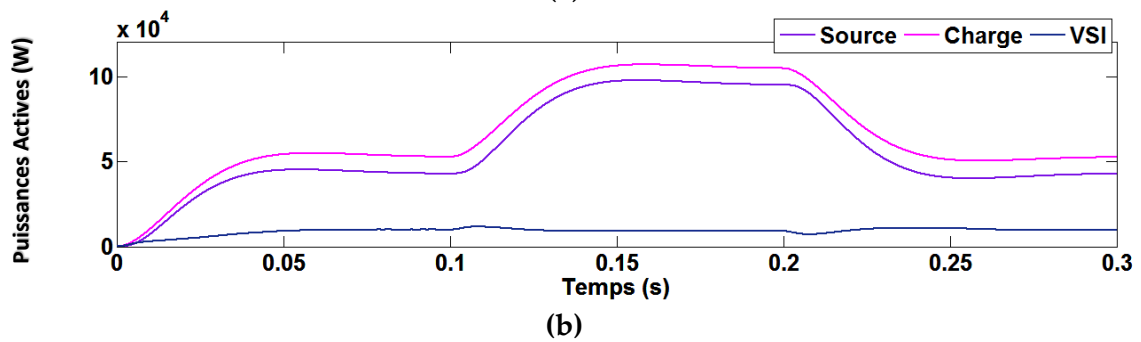
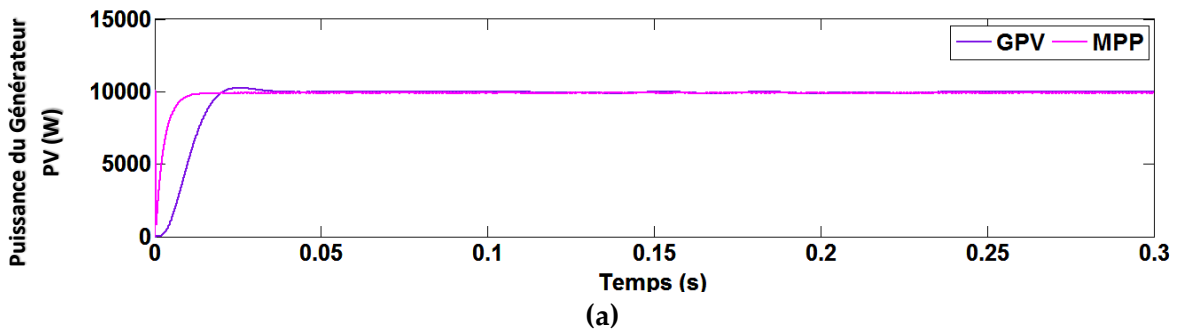


Figure (IV.19) : Réponses dynamiques du système proposé sous de variations de charge non linéaire (Commande de type BC-DPC-SVM) : (a) Puissance générée par le générateur PV (GPV) et le point de puissance maximale du GPV (MPP), (b) Puissances actives du réseau P_s , de la charge P_L , et du VSI P_F , (c) Puissances réactives du réseau Q_s , de la charge Q_L , et du VSI Q_F

Les réponses dynamiques du système lors la variation de la charge non linéaire y compris la tension continue, du courant et de la tension de source sont illustrées à la **Figure (IV.18)**, ainsi que le spectre harmonique du courant de source.

Comme le montre la **Figure (IV.18) (a)**, la tension du bus continue est maintenue à sa valeur de référence avec des faibles fluctuations pendant la connexion et la déconnexion brusque de la deuxième charge.

D'après la **Figure (IV.18) (b)**, malgré le raccordement de la deuxième charge non linéaire, le courant du réseau est à tout moment sinusoïdal et en phase avec sa tension correspondante. Ceci valide et confirme que la puissance réactive et les courants harmoniques lors du l'ajout la deuxième charge, sont également compensés par l'onduleur de tension comme illustré par la **Figure (IV.19) (c)**.

Pendant le raccordement de la charge, le THD du courant du réseau est de 2,31 %, comme indiqué par la **Figure (IV.18) (d)**. De plus, la valeur de THD de la commande BC-DPC-SVM est inférieure à celle de la commande BC-VOC-SVM, ce qui prouve l'efficacité de la commande BC-DPC en termes d'amélioration de la qualité d'alimentation.

Les réponses dynamiques du système lors de variation de la charge y'a compris la puissance générée par le générateur PV (GPV) et le point de puissance maximale du GPV (MPP), les puissances active et réactive, sont regroupés dans la **Figure (IV.19)**.

La **Figure (IV.19)** présente le même comportement dynamique de système PV-FAP lors de la connexion d'une charge supplémentaire. En particulier, Les résultats obtenus montrent que le réglage par BC-DPC-SVM apporte une amélioration remarquable par rapport aux régulateurs de type mode glissant associé à la commande DPC.

Comme indiqué par la **Figure (IV.19) (c)**, Le fonctionnement avec un facteur de puissance unitaire est bien confirmé, ce qui est validé par une valeur nulle de la puissance réactive.

IV.7 Commande directe des puissances prédictives par backstepping

Le schéma de principe de la commande BC-PDPC-SVM basé sur la technique backstepping du système PV-SAPF est présenté par la **Figure (IV.20)**. Cette méthode de contrôle utilise le même contrôleur par backstepping de la tension continue développé dans la section précédente ainsi que la même commande backstepping du convertisseur DC-DC.

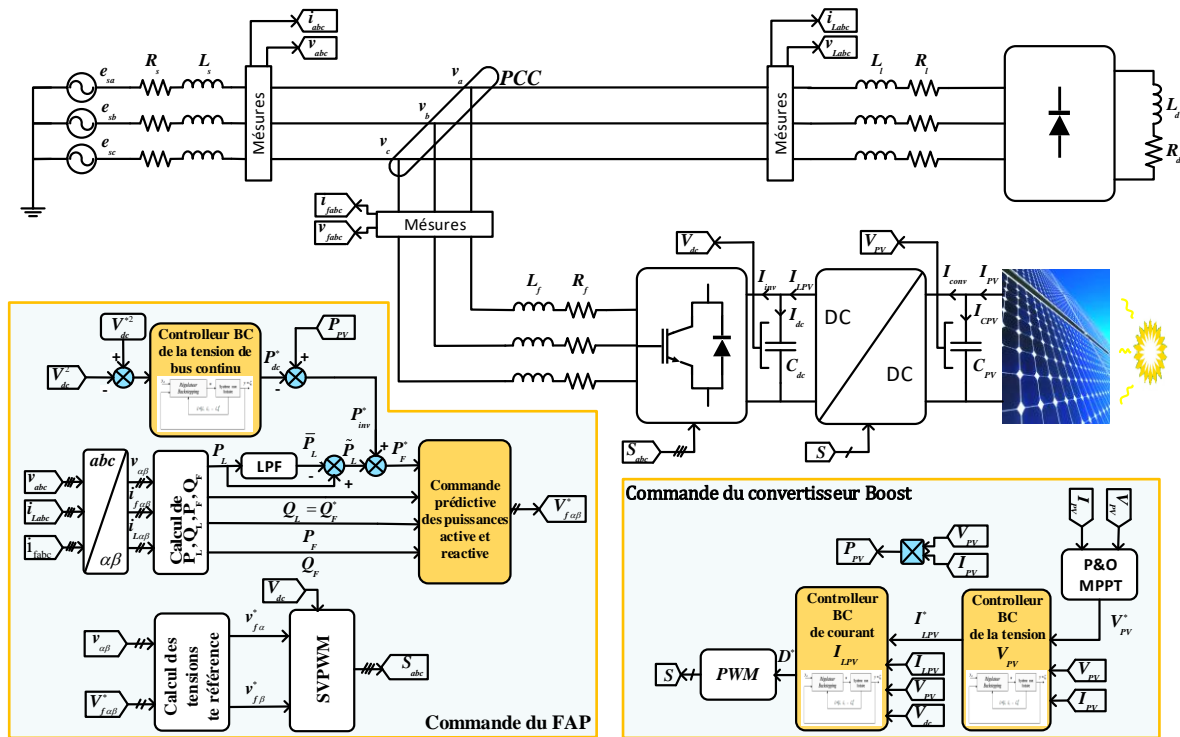


Figure (IV.20) : Schéma de commande par BC-PDPC-SVM d'un système PV connecté au réseau agissant comme un filtre actif parallèle

IV.7.1 Résultats de simulation et discussions

La co-simulation du système PV-FAP contrôlé par BC-PDPC-SVM a été réalisée avec les mêmes paramètres et sous les mêmes conditions citées précédemment. Les paramètres des contrôleurs BC utilisés sont donnés dans le tableau (IV.3) :

Tableau (IV.3) : Paramètres des régulateurs BC-PDPC-SVM du système PV-FAP.

Paramètres des régulateurs côté FAP	
Référence de tension du bus continue V_{dc}^*	700 V
Paramètres du régulateur BC de la tension du bus continue	$k_{dc} = 175$
Paramètre du régulateur prédictive	$T_s = 1e^{-6}$
Paramètres des régulateurs côté PV	
Paramètre du régulateur BC de la tension V_{PV}	$k_{V_{PV}} = 11010e^3$
Paramètre du régulateur BC du courant I_{LPV}	$k_{I_{LPV}} = 3e^3$

Variation de l'ensoleillement

Les Figures (IV.21) et (IV.22) ci-dessous sont les résultats du changement d'irradiation solaire pour la commande BC-PDPC-SVM du système PV-FAP

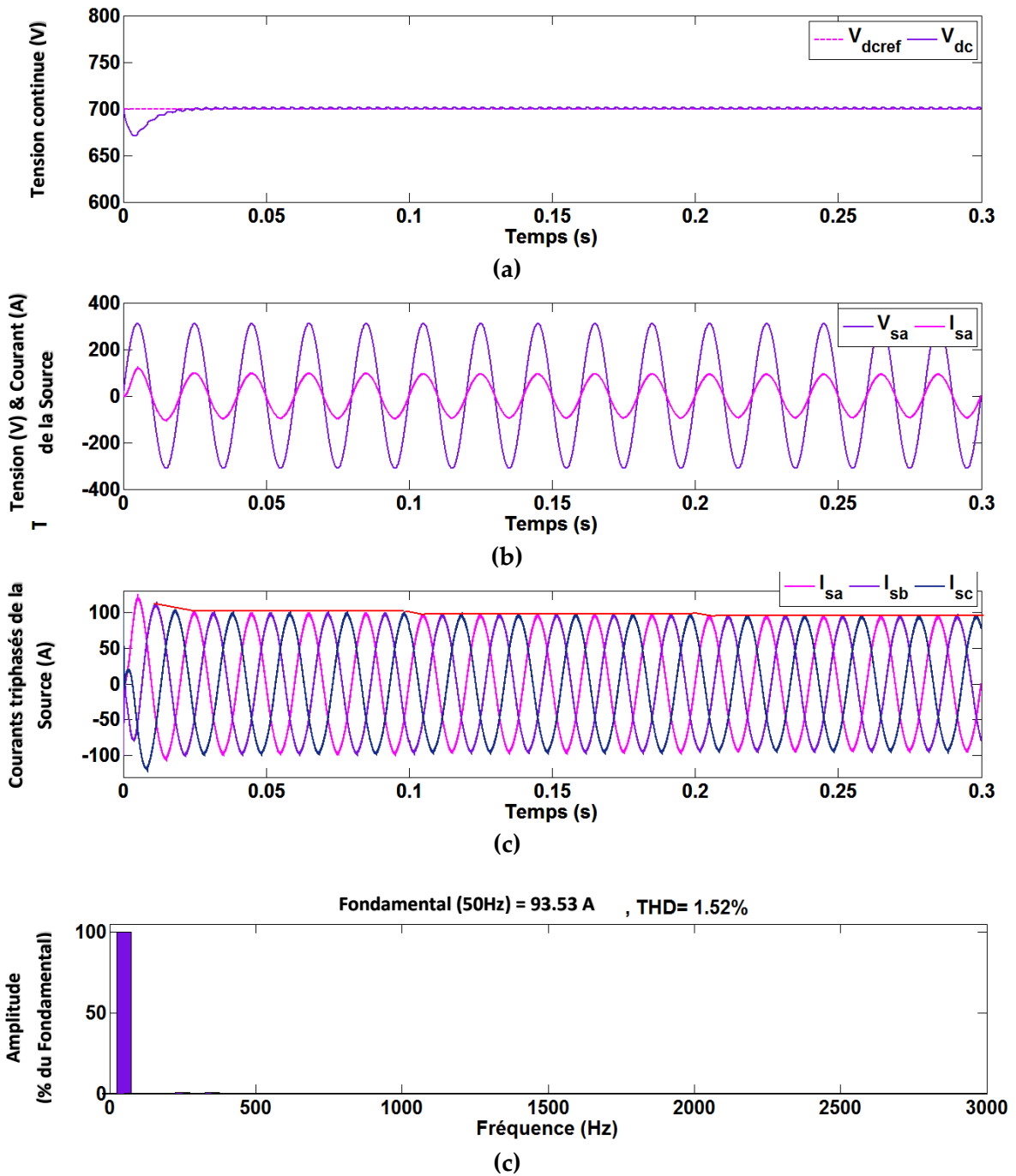
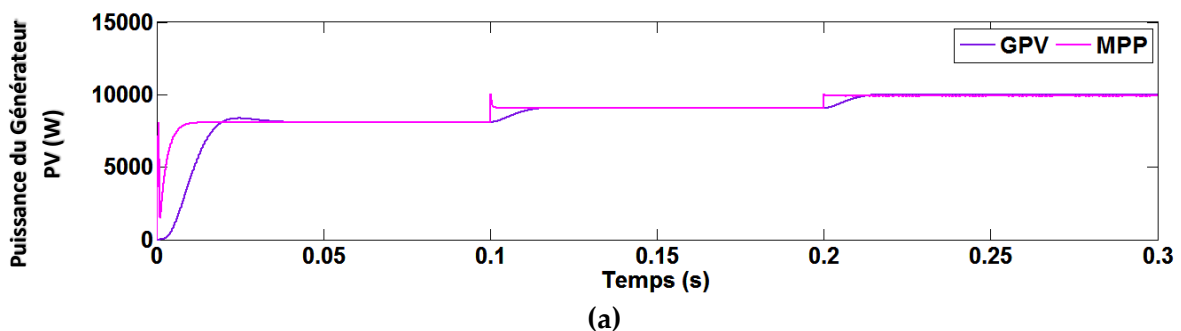


Figure (IV.21) : Réponses dynamiques du système proposé dans le cas de changement d'irradiation solaire (Commande par BC-PDPC-SVM) : (a) Phase "a" de la tension V_{sa} et le courant I_{sa} de la source, (b) Courants de la source triphasés I_{sabc} , (c) Tension du bus continu V_{dc} , (d) Spectre harmonique de courant de la source



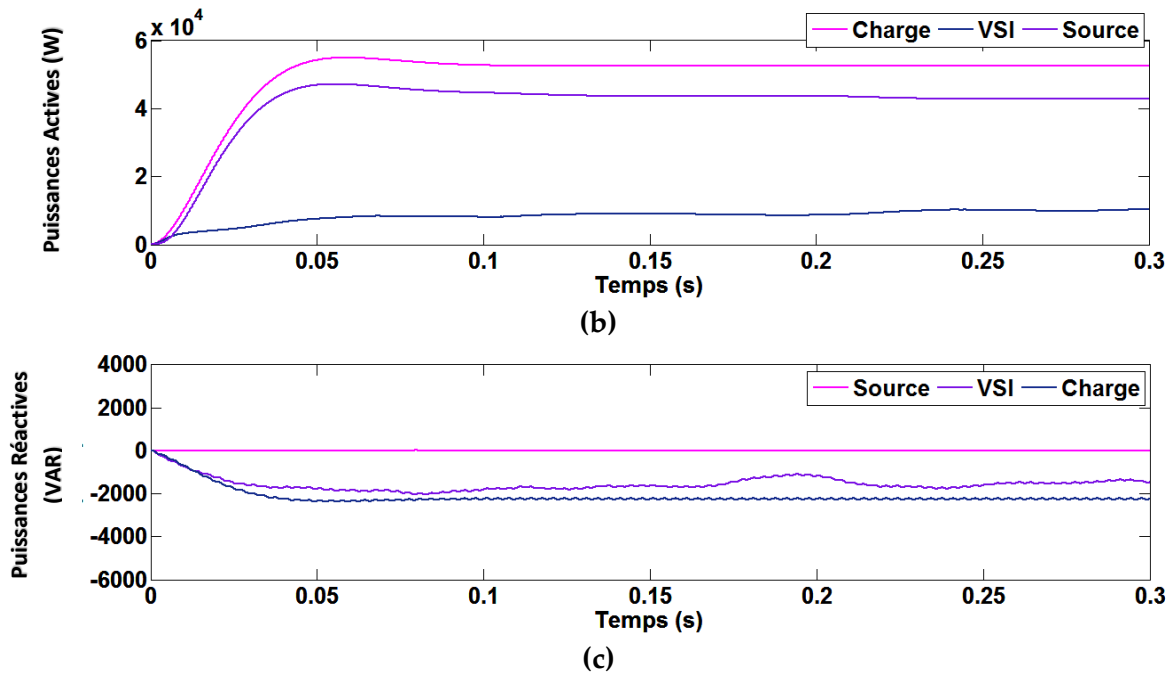


Figure (IV.22) : Réponses dynamiques du système proposé dans le cas de changement d'irradiation solaire (Commande par BC-PDPC-SVM): (a) Puissance générée par le générateur PV (GPV) et le point de puissance maximale du GPV (MPP), (b) Puissances actives du réseau P_s , la charge P_L , et du VSI P_F , (c) Puissances réactives du réseau Q_s , la charge Q_L , et du VSI Q_F

Les réponses dynamiques de la tension et du courant de la source de phase "a", des courants de source triphasés, de la tension de bus continu et le spectre de la distorsion harmonique (THD) du courant du réseau sont représentées par la **Figure (IV.21)**.

Comme le montre par la **Figure (IV.21) (b)**, le courant du réseau est pratiquement sinusoïdal et en phase avec sa tension correspondante, ce qui indique que le générateur PV injecte la puissance active dans le réseau et en même temps compense également toute la puissance réactive. Ceci peut être prouvé dans la **Figure (IV.22) (c)**, lorsque y'a aucune puissance réactive absorbée par le réseau électrique.

La **Figure (IV.21) (a)** représente la tension du bus continue, on voit bien que est équilibrée avant, pendant et après le changements d'irradiation, ce qui démontre l'efficacité de la commande proposée pour équilibrer de cette dernière. En outre, comme le montre la **Figure (IV.21) (d)**, le courant de source pendant la variation de l'irradiation est de THD de 1,52 %, ce qui prouve une bonne amélioration de la qualité d'énergie par apport la commande (BC-DPC-SVM).

Les réponses dynamiques des puissance active de l'onduleur, de la source et de charge non linéaire, ainsi que les puissance réactive de l'onduleur, de la source et de charge non linéaire, la puissance générée par le générateur PV (GPV) et le point de puissance GPV maximal (MPP) sont regroupées sur la **Figure (IV.22)**.

Dans la **Figure (IV.22) (b)** l'augmentation d'irradiation solaire à $t = 0,1s$ puis à $t = 0,2s$ provoque une augmentation de la puissance de sortie du GPV. A ce moment, la puissance active produite par le réseau est réduite. En outre, les amplitudes des courants triphasés du réseau sont diminuées comme indiqué sur la **Figure (IV.21) (c)**. Ces résultats démontrent

l'efficacité de la commande par BC pour répondre aux besoins en puissance active de la charge non linéaire.

Variation de la charge non linéaire

Les figures **Figure (IV.23)** et **Figure (IV.24)** donnent une idée sur le comportement du système PV-FAP contrôlé par BC-PDPC-SVM lors de la variation de la charge non linéaire.

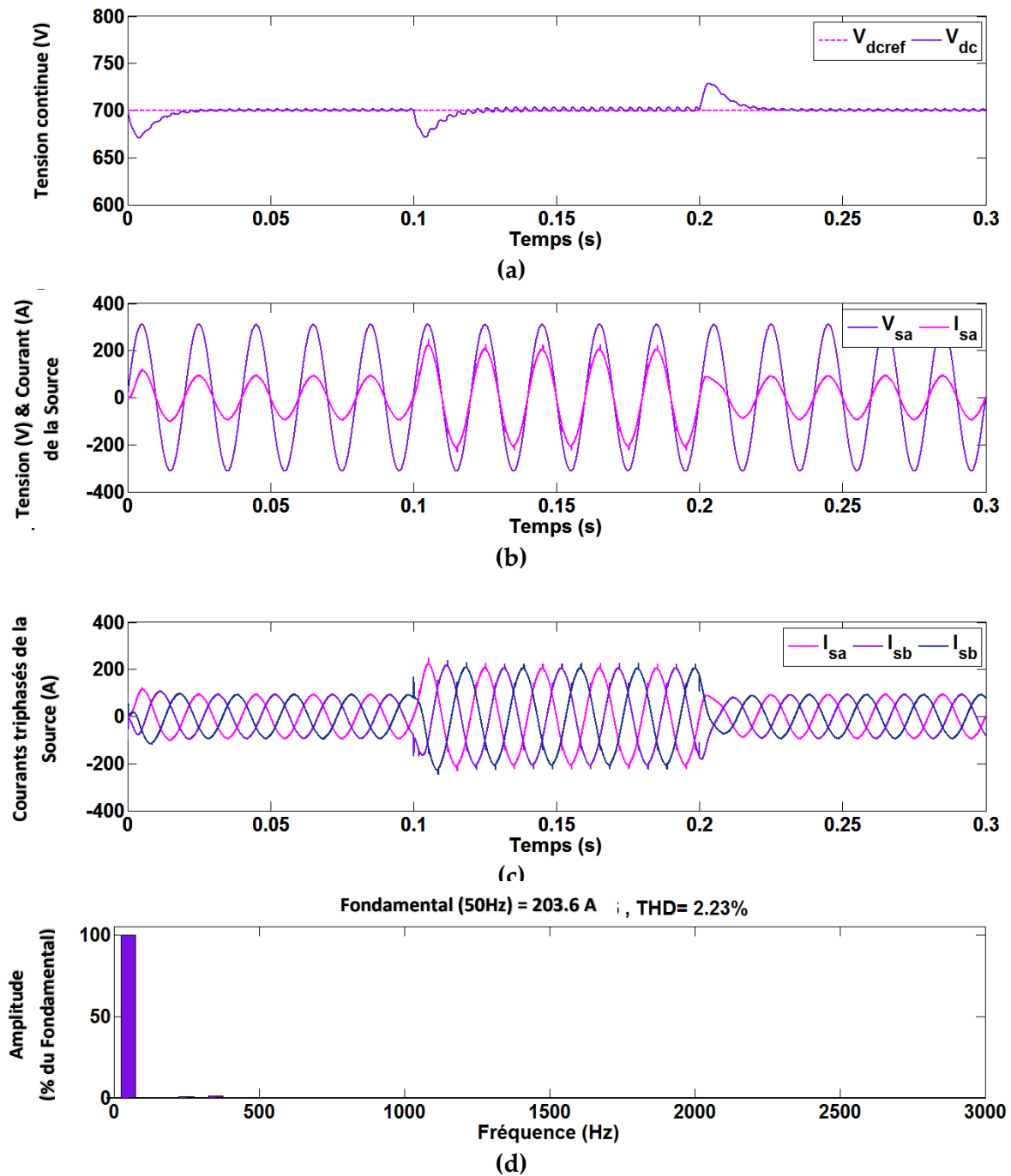


Figure (IV.23) : Réponses dynamiques du système proposé lors de variations de charge non linéaire (Commande de type BC-PDPC-SVM) : (a) Phase "a" de la tension V_{sa} et le courant I_{sa} de la source, (b) Courants de la source triphasés I_{sabc} , (c) Tension du bus continu V_{dc} , (d) Spectre harmonique du courant de la source

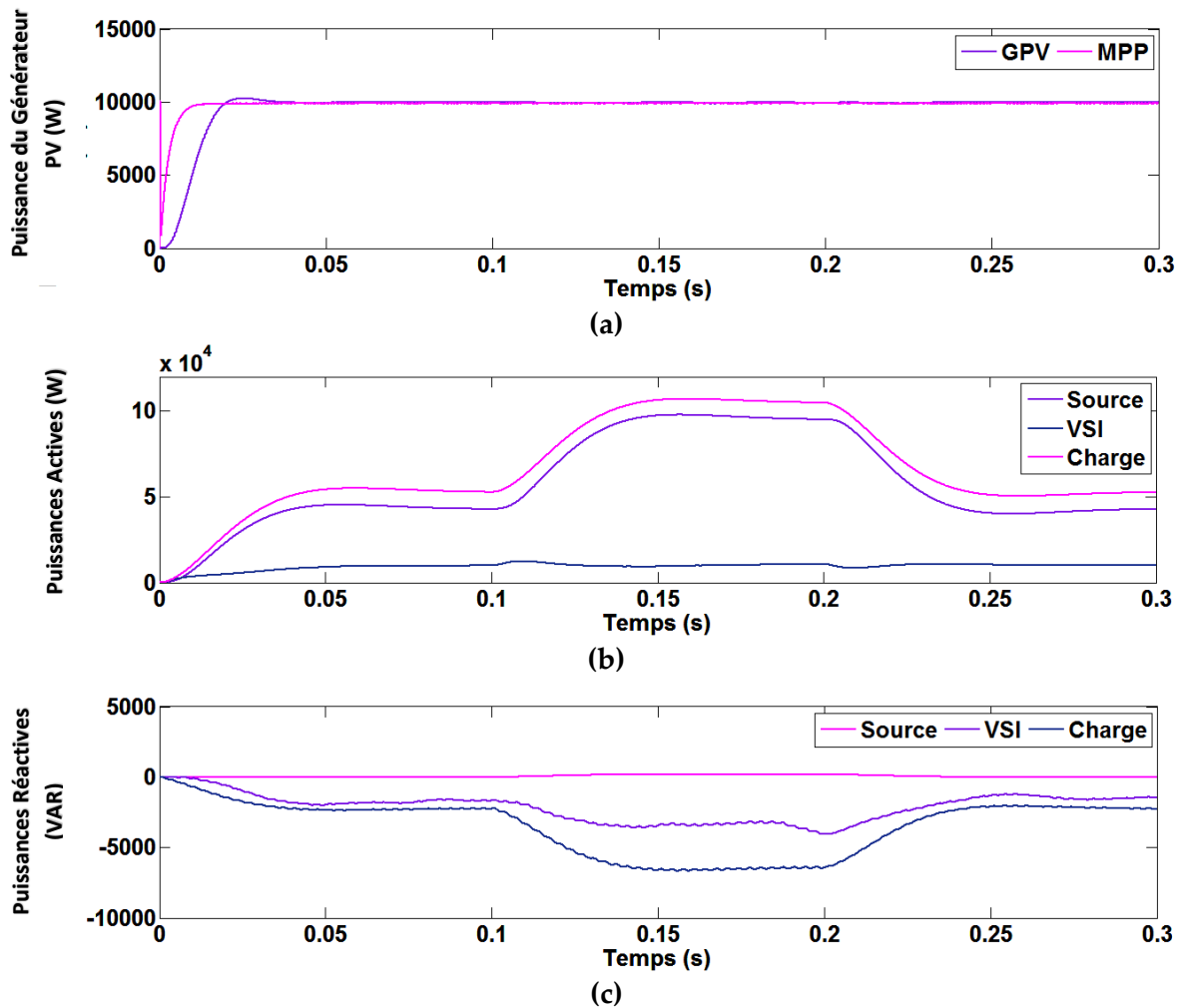


Figure (IV.24) : Réponses dynamiques du système proposé sous de variations de charge non linéaire (Commande de type BC-PDPC-SVM) : (a) Puissance générée par le générateur PV (GPV) et le point de puissance maximale du GPV (MPP), (b) Puissances actives du réseau P_s , de la charge P_L , et du VSI P_F , (c) Puissances réactives du réseau Q_s , de la charge Q_L , et du VSI Q_F

La Figure (IV.23) représente les formes d'onde du courant du filtre injecté, la tension et le courant de la source, la tension du bus continu et le spectre harmonique du courant de la source.

Comme on peut le voir sur la Figure (IV.23) (b), il est évident que le courant de la source est sinusoïdal et en phase avec sa tension au PCC lors de la variation de la charge, donc y'a aucune puissance réactive fourni à la charge par le réseau électrique.

Après compensation, le spectre harmonique des courants de source sont réduit à 2,23%, comme le montre la Figure (IV.23) (d).

Afin de faciliter le flux de la puissance active et réactive dans différentes conditions de fonctionnement, la tension du bus continu est maintenue constante pendant le changement brusque de de la charge comme indiqué par la Figure (IV.23) (a).

La Figure (IV.24) montre les formes d'onde de puissance active et réactive échangées correspondantes entre la charge, le réseau et le filtre actif de puissance parallèle.

La Figure (IV.24) (a) indique la puissance active produite par le système GPV, qui est égale à la puissance maximale du GPV dans des conditions de variation de charge non linéaire.

IV.8 Etude comparative

Cette partie de ce chapitre est consacré à une étude comparative entre les méthodes de commandes proposés en terme d'amélioration du THD.

Les Figures (IV.25) et (IV.26) représente respectivement l'histogramme de THD pour chaque méthode de commande proposé dans ce chapitre, lors de changement d'irradiation solaire et de la variation de la charge non linéaire. Par conséquent, une réduction du THD a été bien achevé pour les commandes proposés dans ce chapitre par rapport les méthodes précédentes.

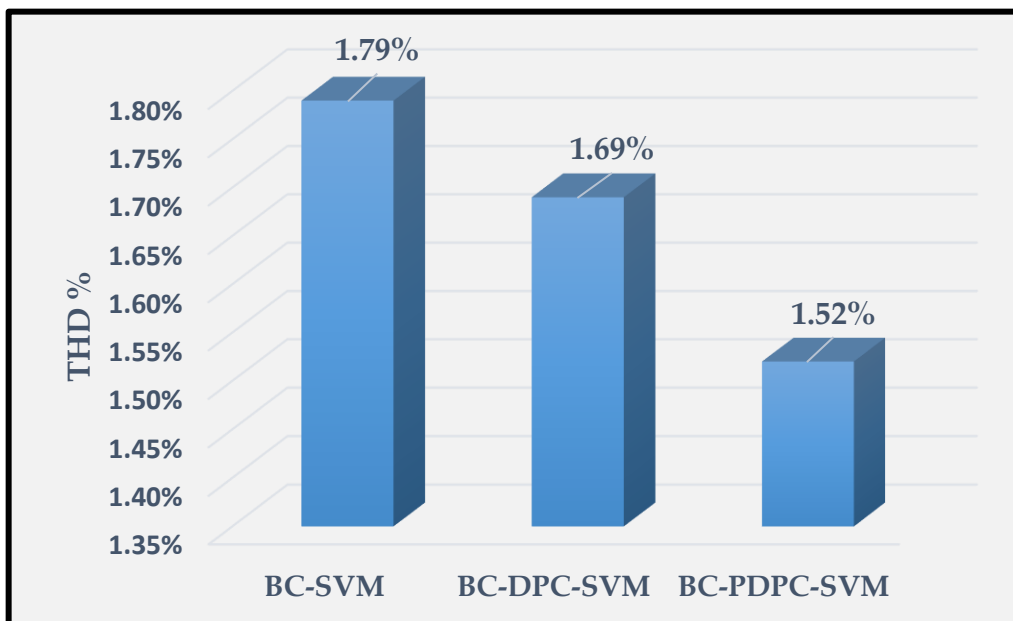


Figure (IV.25): Valeurs du THD de chaque méthode de commande associé au régulateur (BC) sous une irradiation solaire de 900 W/m²

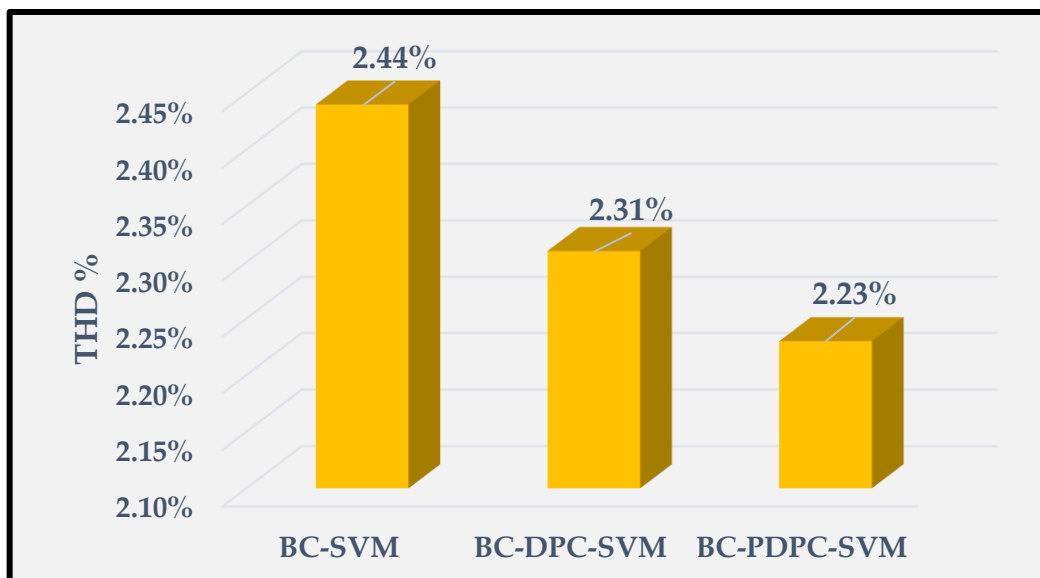


Figure (IV.26) : Valeurs du THD de chaque méthode de commande associé au régulateur (BC) lors du changement de la charge non linéaire pendant l'instant $t = 0.1$ s et $t = 0.2$ s

IV.9 Conclusion

Ce chapitre a fait l'objet de l'application de la commande par backstepping sur le système photovoltaïque connecté au réseau et fonctionnant comme un filtre actif de puissance. L'objectif principal est l'amélioration de la régulation de la tension continue et des courants injectés dans le réseau. Dans ce contexte, on a présenté tout d'abord un rappel théorique sur la commande par backstepping suivi de la conception de l'algorithme de commande avec ces différentes étapes. Par la suite, on a appliqué cette commande sur le système photovoltaïque connecté au réseau agissant comme un filtre actif parallèle. En outre, la combinaison de la commande BC avec les commandes DPC, et DPC prédictive ont été bien réalisées dans la deuxième partie de ce chapitre.

Les résultats de la co-simulation obtenus montrent que le réglage par backstepping apporte une amélioration remarquable par rapport aux régulateurs classiques PI et le régulateur par mode glissant en particulier au régime transitoire avec de faibles dépassements et un temps de réponse très rapide. La réduction remarquable du THD traduire par une forme sinusoïdale du courant de réseau est un autre point positif pour cette technique de commande.

Le chapitre suivant sera consacré à la commande par la logique floue du système photovoltaïque connecté au réseau agissant comme un filtre actif parallèle.

Chapitre V

Commandes à base de régulateurs par logique floue (FLC) d'un système photovoltaïque connecté au réseau agissant comme un filtre actif parallèle

V.1 Introduction

La commande par la logique floue est une solution pratique pour commander des systèmes non linéaires, elle n'utilise aucun modèle mathématique du processus mais requiert simplement des règles linguistiques. Le point le plus pertinent de cette théorie. En fait, dans la logique floue, nous pouvons introduire des connaissances partielles dans le contrôleur (*humain-in-the-loop*) pour qu'il puisse réagir comme un expert humain à l'aide des règles floues prédéfinies dans son noyau. Ces règles floues sont des informations heuristiques obtenues par l'expérience des experts en observant et en testant les comportements des processus. Etant donné que le contrôleur se base sur l'expérience d'experts il n'y aura donc pas de méthodes générales pour concevoir un contrôleur flou pour tous les systèmes. Il possède un tableau de règles constitué par des connaissances humaines qui couvrent tous les cas possibles afin de réagir de manière efficace face aux différentes tâches à effectuer [87].

La logique floue fut développée par Lofti Zadeh en 1965 et elle a été appliquée dans plusieurs équipements comme : les machines à laver, les systèmes de climatisation, les robots, les réseaux de transport, etc. La commande par la logique floue se décline en 5 étapes [88, 89] : la fuzzification, la base de données, la base de règles, l'inférence floue et la défuzzification. La fuzzification transforme les valeurs réelles d'entrées du système en des valeurs floues. Elles sont alors compatibles avec la représentation d'ensembles flous dans la base de règles. La base de règles est la stratégie de commande du système. Elle est normalement obtenue par des connaissances d'experts ou heuristiques et exprimée par une structure Si-Alors (If-Then : en anglais). L'évaluation des règles est basée sur le concept de l'inférence floue alors que des antécédents et des conséquences sont associés aux variables linguistiques. La défuzzification est une dernière étape de la commande par la logique floue. Elle comporte des fonctions d'appartenance des valeurs linguistiques. La sortie du système peut alors être formée par l'union des fonctions d'appartenance et cela, par plusieurs méthodes (le centre de gravité, la valeur maximale, etc.) [87].

Nous pouvons citer quelques points intéressants de ce type de commande[87]:

- adaptative face aux changements des paramètres du système et aux perturbations,
- robuste face aux problèmes de capteurs (des données erronées et bruitées),
- possibilité de remplacer un grand nombre de contrôleurs conventionnels,
- solution possible quand toutes les autres sont impossibles,
- rapide par rapport aux autres techniques (réseaux de neurone et algorithme génétique) car elle possède des connaissances introduites dans l'ensemble des règles. La **Figure (V.1)** représente le schéma classique d'un contrôleur flou [87].

V.2 Structure du Contrôleur flou

Différente de la logique booléenne qui ne retient que deux valeurs : 1 (vrai) et 0 (faux), la fuzzification convertit les valeurs réelles d'une variable vers des valeurs floues à travers des fonctions d'appartenance [87, 90]. Ces variables appartiennent aux sous-ensembles flous ayant des paramètres prédéfinis par les experts avec un certain degré d'appartenance. La valeur maximale de la fonction d'appartenance vaut 1 et sa valeur minimale vaut 0. Plusieurs types de fonctions d'appartenance sont présentés dans [87]. La fonction triangulaire est beaucoup plus utilisée en raison de sa simplicité.

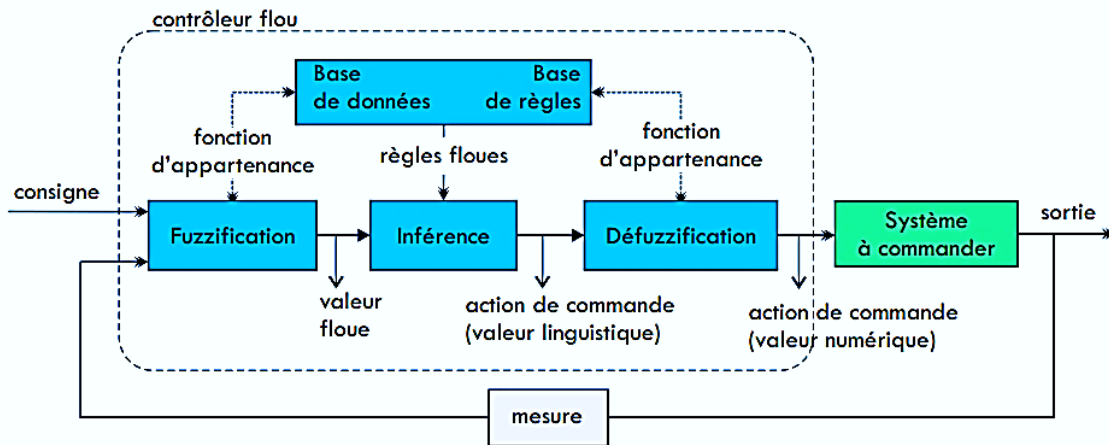


Figure (V.1) : Structure d'une commande par la logique floue

La base de règles consiste à concevoir des règles afin de déterminer les actions de commande à l'aide de l'inférence. La structure d'une règle est définie par : Si (antécédent) Alors (conséquence). Les règles sont déterminées par un expert afin que le comportement du processus soit pris en compte.

L'inférence, le noyau du contrôleur, évalue l'ensemble des règles (données par la base de règles) et donne en sortie des valeurs linguistiques. Le mécanisme d'inférence se comporte comme un expert chargé de conduire au mieux le contrôleur [91].

La défuzzification transforme des valeurs linguistiques vers des valeurs réelles pour la commande. Dans la littérature [92], il existe plusieurs méthodes de défuzzification comme : la méthode du centre de gravité, la méthode haute (*Height (H) method*), la méthode min-max, etc.

Si dans les contrôleurs conventionnels de type PID et PI, le signal de commande u est calculé à partir d'une erreur en entrées alors, dans le cas du contrôleur flou, l'erreur e et/ou le changement de l'erreur entre deux instants consécutifs $\Delta e(k) = e(k) - e(k-1)$ sont utilisés d'une certaine manière, nous pouvons constater que le contrôleur par logique floue est un contrôleur PI ou PID adaptatif à l'aide d'un tableau de règles [90, 92, 93].

La Figure (V.2) montre le schéma général d'une commande par logique floue d'un système non linéaire. En faisant abstraction du modèle mathématique du système, le contrôleur réagit comme un régulateur PI robuste et adaptatif [90, 92, 93].

Pour définir la plage des fonctions d'appartenance des variables en entrée on peut normaliser les entrées ou détecter la valeur maximale du signal afin que le correcteur couvre toute la plage de ce signal.

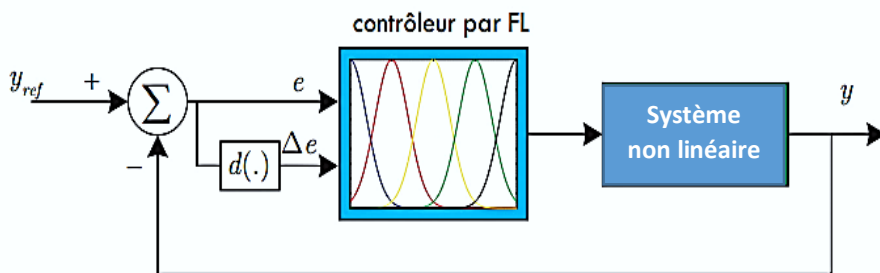


Figure (V.2) : Schéma de la commande des systèmes non linéaires par la logique floue

V.3 Théorie de la logique floue

V.3.1 Ensembles flous par rapport à des ensembles nets

Dans la logique classique, un élément x est soit il appartient ou il n'appartient pas à un ensemble précis A , un sous-ensemble d'un ensemble X . Il est généralement défini avec des fonctions d'appartenance $\mu_A(x)$ zéro-un telles que [94] :

$$\mu_A(x) = \begin{cases} 1 & \text{if } x \in A \\ 0 & \text{if } x \notin A \end{cases} \quad (\text{V.1})$$

En théorie de la logique floue, un élément appartient à un sous-ensemble flou A de l'ensemble x (L'ensemble x s'appelle l'univers du discours) avec un degré d'appartenance $\mu_A(x) \in [0,1]$ dont la valeur est proportionnelle à pertinence de l'élément dans le sous-ensemble A [94]. Les relations entre les valeurs de l'univers du discours et les degrés d'appartenance sont caractérisées par des fonctions d'appartenance, représentées par un ensemble de paires ordonnées de chaque élément x et par son degré d'appartenance $\mu_A(x)$ tel que:

$$A = [x, \mu_A(x)], x \in A \text{ et } A \subset x \quad (\text{V.2})$$

Nous rappelons dans cette partie certaines propriétés essentielles associées aux ensembles flous, comme le montre la **Figure (V.3)**.

- ✓ La hauteur (HEIGHT) d'un ensemble flou est définie par :

$$\text{height}(A) = \sup(\mu_A(x))_{x \in X} \quad (\text{V.3})$$

- ✓ L'ensemble flou avec une hauteur égale à 1 est appelé ensemble normal.
- ✓ Le noyau d'un ensemble flou est un sous-ensemble de X défini par :

$$\text{core}(A) = \{x \in X / \mu_A(x) = 1\} \quad (\text{V.4})$$

- ✓ La prise en charge d'un ensemble flou est un sous-ensemble de A défini par :

$$\text{support}(A) = \{x \in X / \mu_A(x) > 0\} \quad (\text{V.5})$$

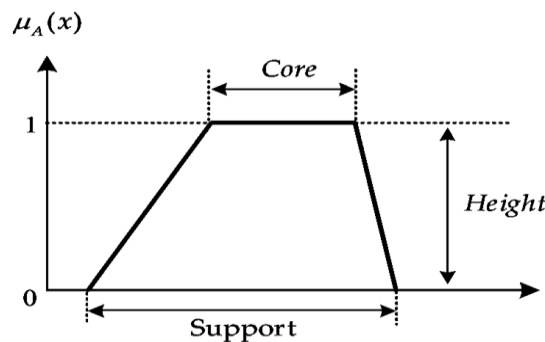


Figure (V.3) : Noyau, support et hauteur d'un ensemble flou

✓ Sous-ensemble flou convexe : un sous-ensemble flou sera convexe s'il satisfait :

$$\forall x_1, x_2, x_3 \in X \text{ if } x_1 \leq x_2 \leq x_3 \text{ then } \mu_A(x_2) \geq \min(\mu_A(x_1), \mu_A(x_3)) \quad (\text{V.6})$$

V.3.2 Différentes formes des fonctions d'appartenance

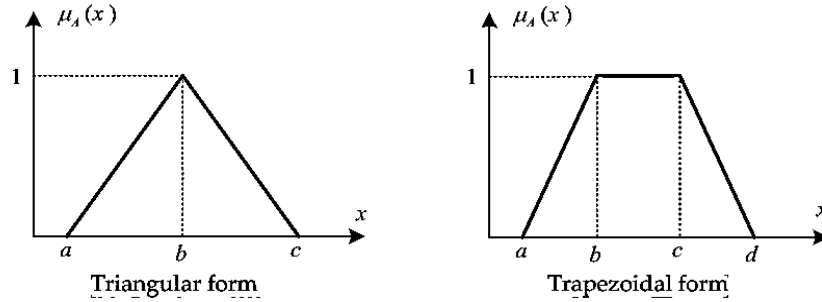


Figure (V.4) : Formes habituelles de fonctions d'appartenance

Le degré d'appartenance associé à la forme triangulaire est défini par l'une des expressions suivantes :

$$\mu_A(x) = \begin{cases} \frac{x-a}{b-a} & \text{if } x \in [a,b] \\ \frac{c-x}{c-b} & \text{if } x \in [b,c] \\ 0 & \text{autre} \end{cases} \quad (\text{V.7})$$

Ou,

$$\mu_A(x) = \max\left(\min\left(\frac{x-a}{b-a}, \frac{c-x}{c-b}\right), 0\right) \quad (\text{V.8})$$

L'univers de discours d'une variable x peut être divisé en plusieurs sous-ensembles au moyen de fonctions d'appartenance triangulaires (Ai), comme le montre la Figure (V.5)

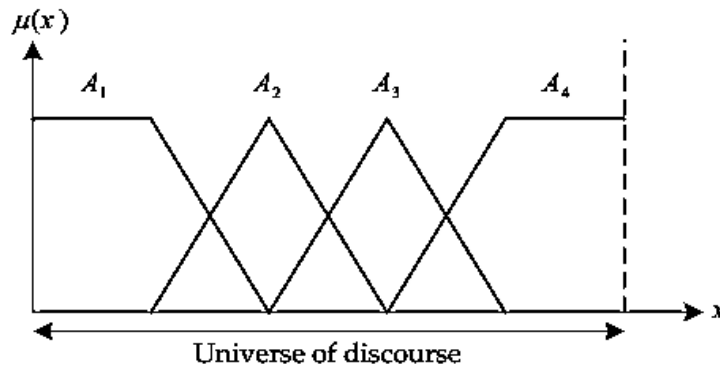


Figure (V.5) : Répartition des fonctions d'appartenance

V.3.3 Opérations de base avec des ensembles flous

Les opérations théoriques de la logique classique telles que l'intersection (AND), l'union (OR) et le complément (NOT) sont étendues à la logique floue pour faire des choses analogues avec des ensembles flous. Quoiqu'il en soit, ces extensions ne sont pas définies de manière unique comme dans la logique classique [94, 95]. L'union de deux ensembles flous A et B s'écrit comme suit :

$$\forall x \in X, \mu_{A \cup B}(x) = \max(\mu_A(x), \mu_B(x)) \quad (\text{V.9})$$

- ✓ L'intersection de A et B est définie par :

$$\forall x \in X, \mu_{A \cap B}(x) = \min(\mu_A(x), \mu_B(x)) \quad (\text{V.10})$$

- ✓ Le complément d'un ensemble flou est défini par la fonction d'appartenance suivantes :

$$\forall x \in X, \mu_{\bar{A}}(x) = 1 - \mu_A(x) \quad (\text{V.11})$$

V.4 Contrôleur par la logique floue

Le principe d'un contrôleur de logique floue Il se compose des parties principales suivantes :

- Fuzzification,
- Système d'inférence floue,
- Base de connaissances,
- Défuzzification.

V.4.1 Fuzzification

Le processus de conversion d'une variable numérique (nombre réel) en une variable linguistique (nombre flou) est appelé fuzzification [96, 97].

V.4.2 Système d'inférence floue

La structure de base d'un système d'inférence floue se compose de trois composants : une base de règles, qui contient une sélection de règles, une base de données, qui définit les fonctions d'appartenance utilisées dans les règles floues et un mécanisme de raisonnement [97, 98].

V.4.3 Défuzzification

Les règles du contrôleur par logique floue génèrent une sortie requise dans une variable linguistique [121-122] (nombre flou), mais selon les exigences du monde réel, la variable linguistique de sortie doit être transformée en sortie nette (nombre réel).

La méthode de défuzzification la plus utilisée est le centre de gravité. Afin de trouver une valeur nette de la sortie dont l'ensemble flou B ayant l'univers du discours Y, l'équation suivante peut être utilisée [97, 98]:

$$u = \frac{\int_Y \mu_B(y) y dy}{\int_Y \mu_B(y) dy} \tag{V.12}$$

Avec un univers de discours discrétisé, l'expression (V.12) peut être réécrite comme suit :

$$u = \frac{\sum_{j=1}^q \mu_B(y_j) y_j}{\sum_{j=1}^q \mu_B(y_j)} \tag{V.13}$$

Où: q est le nombre d'intervalles de quantification de la fonction $\mu_B(y_q)$ et du centre correspondant de la fonction d'appartenance (point b dans la Figure (V.4)).

V.4.4 Caractéristique principale du contrôleur flou adopté

La structure interne du contrôleur flou proposée par Mamdani d'un système SISO est présentée par la Figure (V.6) [98].

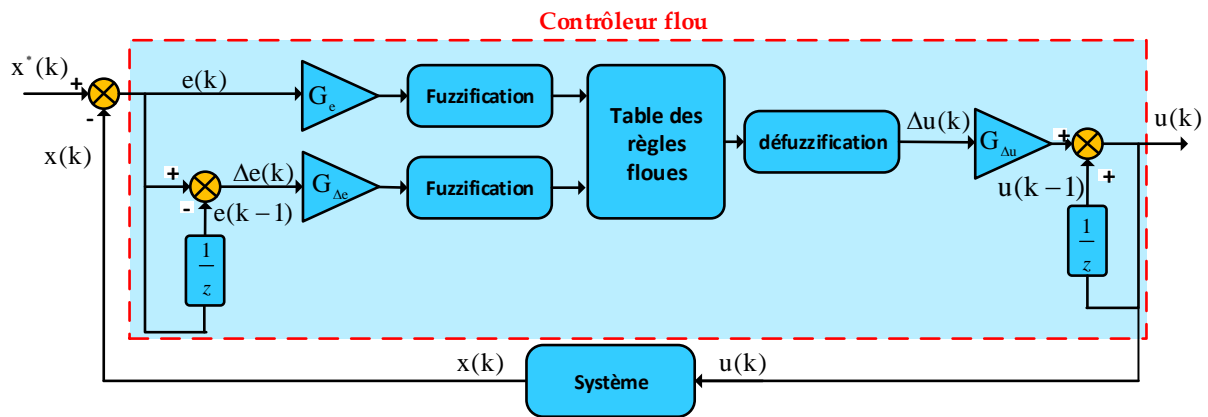


Figure (V.6) : Structure interne du contrôleur par logique floue proposée par Mamdani

La variable contrôlée est comparée à sa valeur de référence. L'erreur obtenue $e(k) = x^*(k) - x(k)$ et sa variation $\Delta e(k) = e(k) - e(k-1)$ sont normalisées par un gain de normalisation (G_e pour l'erreur et $G_{\Delta e}$ pour changement d'erreur).

La sortie du contrôleur par logique floue est la variation de la loi de commande. La loi de contrôle finale est obtenue comme suit :

$$u(k) = u(k-1) + G_{\Delta u} \Delta u(k) \tag{V.14}$$

Où: $G_{\Delta u}$ est un gain de dénormalisation .

Le contrôleur flou adopté est caractérisé par :

- 1- Fuzzification utilisant l'univers continu de discours [-1, 1].
- 2- Implication en utilisant l'opérateur "min-max" de Manidani.

3- Pour chaque variable, sept ensembles flous sont choisis : NG (négatif grand), NM (négatif moyen), NP (négatif petit), ZE (zéro), PP (petit positif), PM (positif moyen) et PG (positif grand).

4- Chaque ensemble flou est défini par une fonction d'appartenance triangulaire comme suit (voir **Figure (V.7)**) :

$$\begin{aligned}
 NG &= \max(\min(1, -(x + b)/c - b), 0); \\
 NM &= \max(\min((x + c)/c - b), (1, -(x + a)/b - a), 0); \\
 NP &= \max(\min((x + b)/c - b), -x/a, 0); \\
 ZE &= \max(\min(1 + (x/a), 1 - (x/a)), 0); \\
 PP &= \max(\min(x/a, (b - x)/b - a), 0); \\
 PM &= \max(\min((x - a)/b - a), ((c + x)/c - b), 0); \\
 PG &= \max(\min((b - x)/c - b), 1, 0);
 \end{aligned}
 \tag{V.15}$$

Avec : a=0.25, b=0.5 et c=0.75.

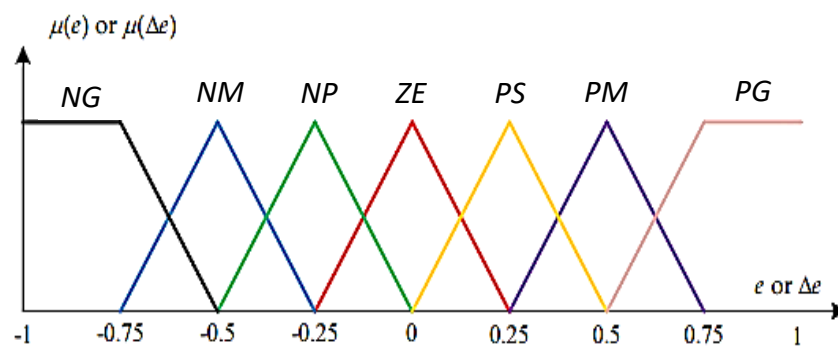


Figure (V.7) : Répartition des fonctions d'appartenance adoptées

5- Les éléments de la table de base des règles sont déterminés sur la base de la théorie selon laquelle, dans l'état transitoire, les erreurs importantes nécessitent un contrôle grossier, ce qui nécessite des variables d'entrée / sortie grossières [99]. En régime permanent, les petites erreurs nécessitent un contrôle précis, ce qui nécessite des variables fines d'entrée / sortie [99]. Sur cette base, les éléments de la table de règles sont obtenus comme indiqué dans le **Tableau (V.1)** avec l'erreur « e » et le changement d'erreur « Δe » sont utilisés comme entrées [99].

Tableau (V.1) : Table des règles floues

		<i>e</i>						
		<i>NG</i>	<i>NM</i>	<i>NP</i>	<i>ZE</i>	<i>PP</i>	<i>PM</i>	<i>PG</i>
<i>Δe</i>	<i>NG</i>	<i>NG</i>	<i>NG</i>	<i>NG</i>	<i>NG</i>	<i>NM</i>	<i>NP</i>	<i>ZE</i>
	<i>NM</i>	<i>NG</i>	<i>NM</i>	<i>NM</i>	<i>NM</i>	<i>NP</i>	<i>ZE</i>	<i>PP</i>
	<i>NP</i>	<i>NG</i>	<i>NM</i>	<i>NP</i>	<i>NP</i>	<i>ZE</i>	<i>PP</i>	<i>PS</i>
	<i>ZE</i>	<i>NM</i>	<i>NM</i>	<i>NP</i>	<i>ZE</i>	<i>PP</i>	<i>PM</i>	<i>PM</i>
	<i>PP</i>	<i>NP</i>	<i>NP</i>	<i>ZE</i>	<i>PP</i>	<i>PP</i>	<i>PM</i>	<i>PG</i>
	<i>PM</i>	<i>NP</i>	<i>ZE</i>	<i>PP</i>	<i>PM</i>	<i>PM</i>	<i>PM</i>	<i>PG</i>
	<i>PG</i>	<i>ZE</i>	<i>PP</i>	<i>PM</i>	<i>PG</i>	<i>PG</i>	<i>PG</i>	<i>PG</i>

Selon les variables floues d'entrée, le contrôleur par la logique floue détermine la loi de contrôle appropriée basée sur une table de règles floues.

6- La défuzzification est basée sur la méthode du centre de gravité.

V.5 Commande par la logique floue du système PV-FAP basée sur la théorie des puissances instantanées :

Le schéma de commande dans le repère stationnaire par des régulateurs flous est représenté par la **Figure (V.8)**. La méthode utilisée pour l'extraction des harmoniques des courants est la méthode des puissances active et réactive instantanées.

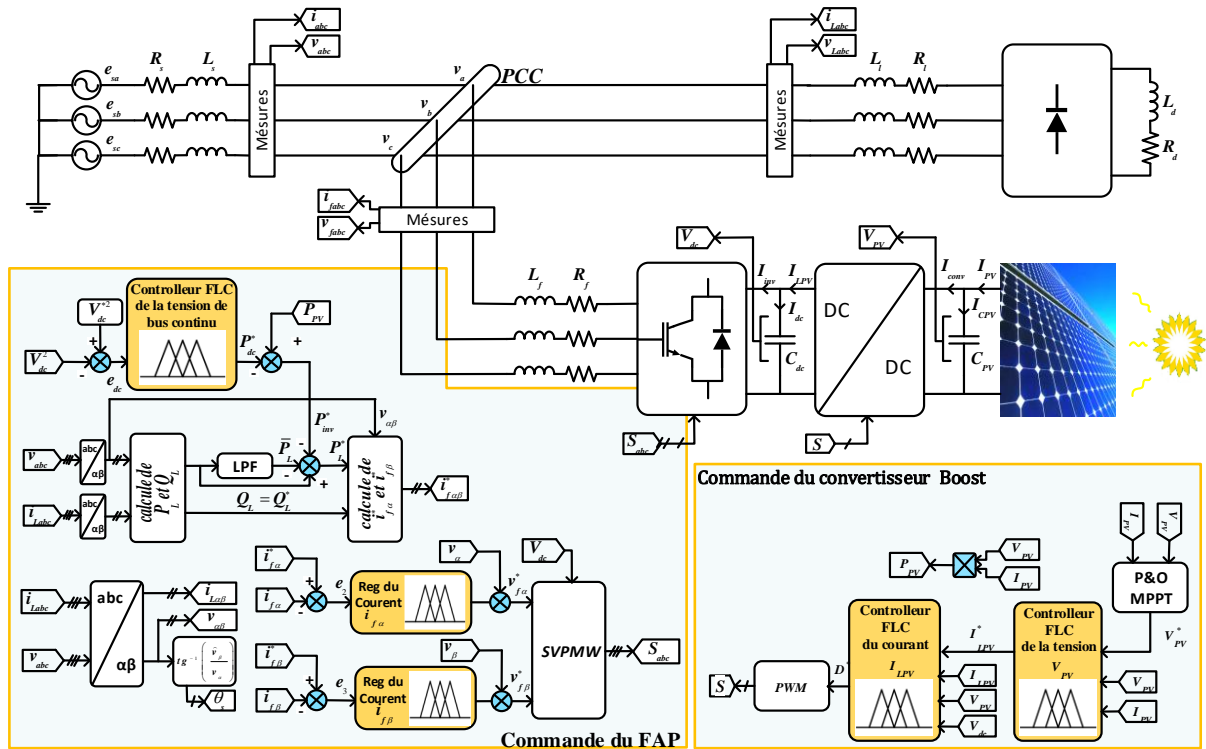


Figure (V.8) : Schéma de commande par la logique floue (FLC-VOC-SVM) d'un système PV connecté au réseau agissant comme un filtre actif parallèle

V.5.1 Stratégie de commande par la logique floue coté FAP

Il y a trois sorties à contrôler pour le coté FAP, à savoir de la tension du bus continu et les courants dans le repère stationnaire ($i_{f\alpha}$, $i_{f\beta}$). Ces sorties doivent respectivement suivre leurs références V_{dc}^* , $i_{f\alpha}^*$, $i_{f\beta}^*$. Pour réaliser cet objectif, il est nécessaire d'utiliser trois contrôleurs par la logique floue, un pour chaque sortie.

Les erreurs normalisées sont définies comme suit :

$$\begin{aligned}
 e_{V_{dc}}(k) &= G_{e_{V_{dc}}} (V_{dc}^{*2}(k) - V_{dc}^2(k)) \\
 e_{i_{f\alpha}}(k) &= G_{e_{i_{f\alpha}}} (i_{f\alpha}^*(k) - i_{f\alpha}(k)) \\
 e_{i_{f\beta}}(k) &= G_{e_{i_{f\beta}}} (i_{f\beta}^*(k) - i_{f\beta}(k))
 \end{aligned}
 \tag{V.16}$$

$G_{e_{V_{dc}}}$, $G_{e_{i_{f\alpha}}}$, $G_{e_{i_{f\beta}}}$ sont les gains de normalisation des erreurs.

Les variations de ces erreurs sont données comme suit :

$$\begin{aligned} \Delta e_{v_{dc}} &= G_{\Delta e_{v_{dc}}} (e_{v_{dc}}(k) - e_{v_{dc}}(k-1)) \\ \Delta e_{i_{fa}} &= G_{\Delta e_{i_{fa}}} (e_{i_{fa}}(k) - e_{i_{fa}}(k-1)) \\ \Delta e_{i_{fb}} &= G_{\Delta e_{i_{fb}}} (e_{i_{fb}}(k) - e_{i_{fb}}(k-1)) \end{aligned} \tag{V.17}$$

Avec,

$G_{\Delta e_{v_{dc}}}$, $G_{\Delta e_{i_{fa}}}$, $G_{\Delta e_{i_{fb}}}$ sont les gains de normalisation de changement des erreurs.

La loi de contrôle flou de tension du bus continu est donné par l'équation (V.18), alors que son schéma bloc est présenté par la Figure (V.9).

$$P_{dc}^*(k) = P_{dc}^*(k-1) + G_{u_{v_{dc}}} \Delta P_{dc}^*(k) \tag{V.18}$$

Avec, $G_{u_{v_{dc}}}$ est le gain de dénormalisation.

&

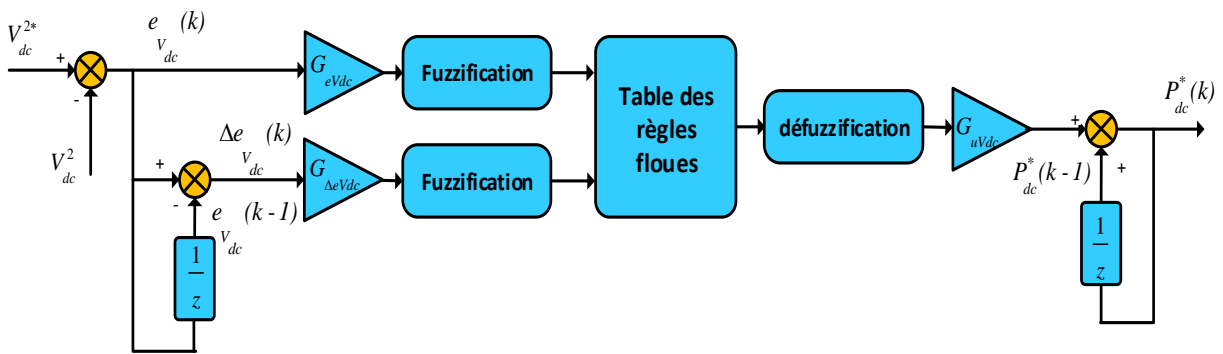


Figure (V.9) : Schéma bloc du régulateur par la logique floue de la tension continue

La loi de contrôle flou pour le courant i_{fa} est donnée par l'équation (V.19), alors que son schéma bloc de réglage est présenté par la Figure (V.10).

$$v_{fa}^*(k) = v_{fa}^*(k-1) + G_{u_{i_{fa}}} \Delta v_{fa}^*(k) \tag{V.19}$$

$G_{u_{i_{fa}}}$ est le gain de dénormalisation.

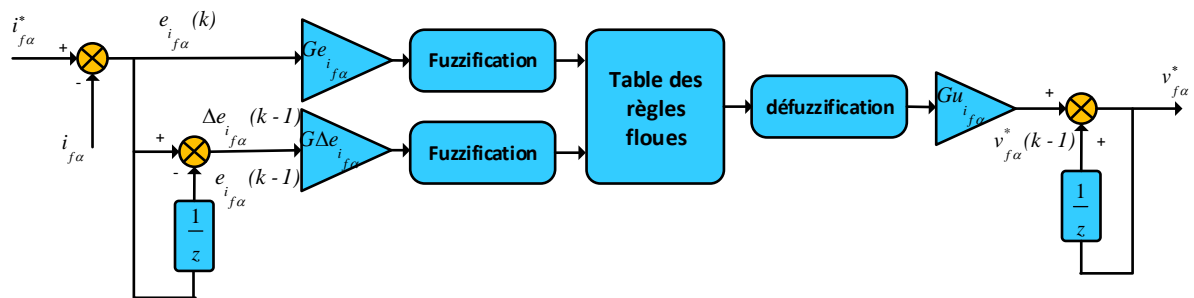


Figure (V.10) : Schéma bloc du régulateur par la logique floue du courant i_{fa}

La loi de contrôle flou pour le courant $i_{f\beta}$ est donnée par l'équation (V.20), tandis que son schéma bloc de réglage est présenté par la Figure (V.11).

$$v_{f\beta}^*(k) = v_{f\beta}^*(k-1) + G_{u_{i_{f\beta}}} \Delta v_{f\beta}^*(k) \tag{V.20}$$

Avec $G_{u_{i_{f\beta}}}$ est le gain de dénormalisation.

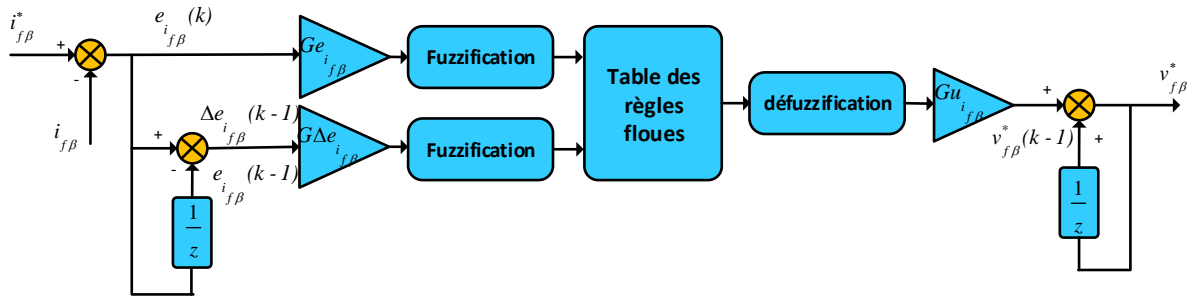


Figure (V.11) : Schéma bloc du régulateur par la logique floue de courant $i_{f\beta}$

V.5.2 Stratégie de commande coté convertisseur DC/DC

La stratégie de contrôle basée sur le contrôleur par logique floue (FLC) est appliquée au convertisseur élévateur DC-DC afin d'extraire le maximum d'énergie du générateur photovoltaïque. Deux contrôleurs par logique floue (FLC) sont utilisés pour contrôler la tension et le courant de sortie du générateur PV. Le procédé de commande de la tension est accompli pour le convertisseur élévateur en commandant la tension V_{pv} du générateur PV à sa référence V_{pv}^* ce qui fournit par l'algorithme de point de puissance maximum (P & O) (MPPT). La sortie du régulateur de la tension et la compensation de courant PV donnent la référence de courant I_{Lpv}^* . Enfin, le rapport cyclique D^* de fonctionnement du convertisseur est fourni par la boucle de régulation de courant et les compensations de tension V_{pv} et V_{dc} comme indiqué par l'équation ci-dessous :

$$I_{Lpv}^* = I_{pv} - \text{FLC}(V_{pv}^* - V_{pv}) \tag{V.21}$$

$$D^* = 1 - \frac{V_{pv} - \text{FLC}(I_{Lpv}^* - I_{Lpv})}{V_{dc}}$$

V.5.3 Résultats de simulations et discussions

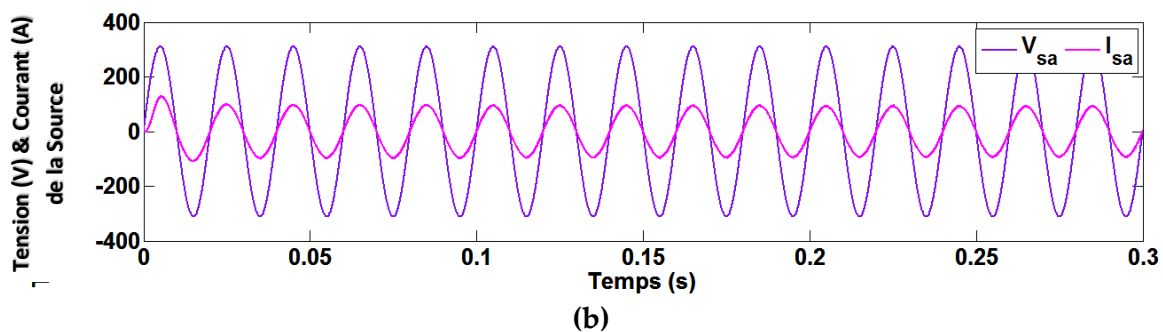
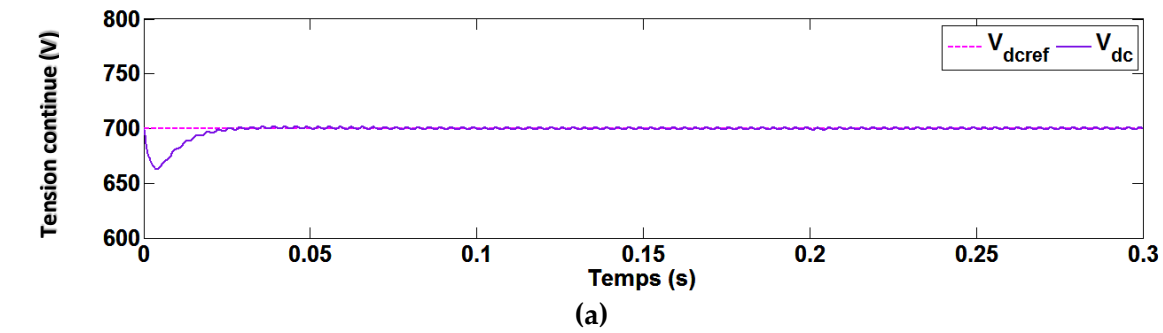
La co-simulation du système PV-FAP contrôlé par la logique floue a été réalisée avec les mêmes paramètres et sous les mêmes conditions citées précédemment. Les paramètres des contrôleurs floue utilisés sont donnés dans le tableau (V.2) :

Tableau (V.2) : Paramètres des régulateurs FLC-VOC-SVM du système PV-FAP.

Paramètres des régulateurs côté FAP	
Référence de tension du bus continue V_{dc}^*	700 V
Paramètres du régulateur floue de la tension du bus continue	$G_{e_{vdc}} = 1.5e^{-6}; G_{\Delta e_{vdc}} = 0.038$ $G_{du} = 8.7$
Paramètres du régulateur des courants $i_{f\alpha\beta}$	$G_{e_{ifa,b}} = 10e^{-6}; G_{\Delta e_{ifa,b}} = 10e^{-4}$ $G_{du_{ifa,b}} = 150e^6$
Paramètres des régulateurs côté PV	
Paramètre du régulateur floue de la tension V_{PV}	$G_{e_{v_{pv}}} = 100e^{-6}; G_{\Delta e_{v_{pv}}} = 0.7$ $G_{du_{v_{pv}}} = 1.8$
Paramètre du régulateur floue du courant I_{LPV}	$G_{I_{Lpv}} = 10e^6; G_{\Delta e_{I_{Lpv}}} = 22$ $G_{du_{v_{pv}}} = 0.018$

Variation de l'ensoleillement

Les Figures (V.12) et (V.13) ci-dessous sont les résultats du changement d'irradiation solaire pour le système PV-FAP contrôlé par la logique floue.



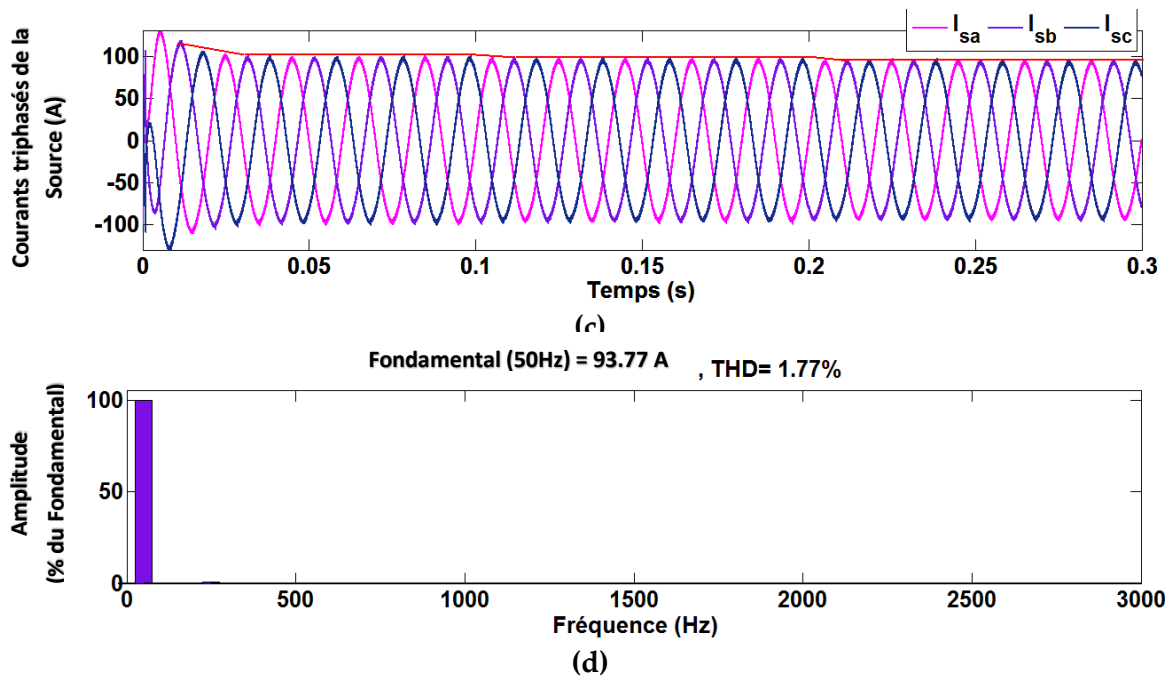


Figure (V.12) : Réponses dynamiques du système proposé dans le cas de changement d'irradiation solaire (Commande par FLC-VOC-SVM) : (a) Phase "a" de la tension V_{sa} et le courant I_{sa} de la source, (b) Courants de la source triphasés I_{sabc} , (c) Tension du bus continu V_{dc} , (d) Spectre harmonique de courant de la source

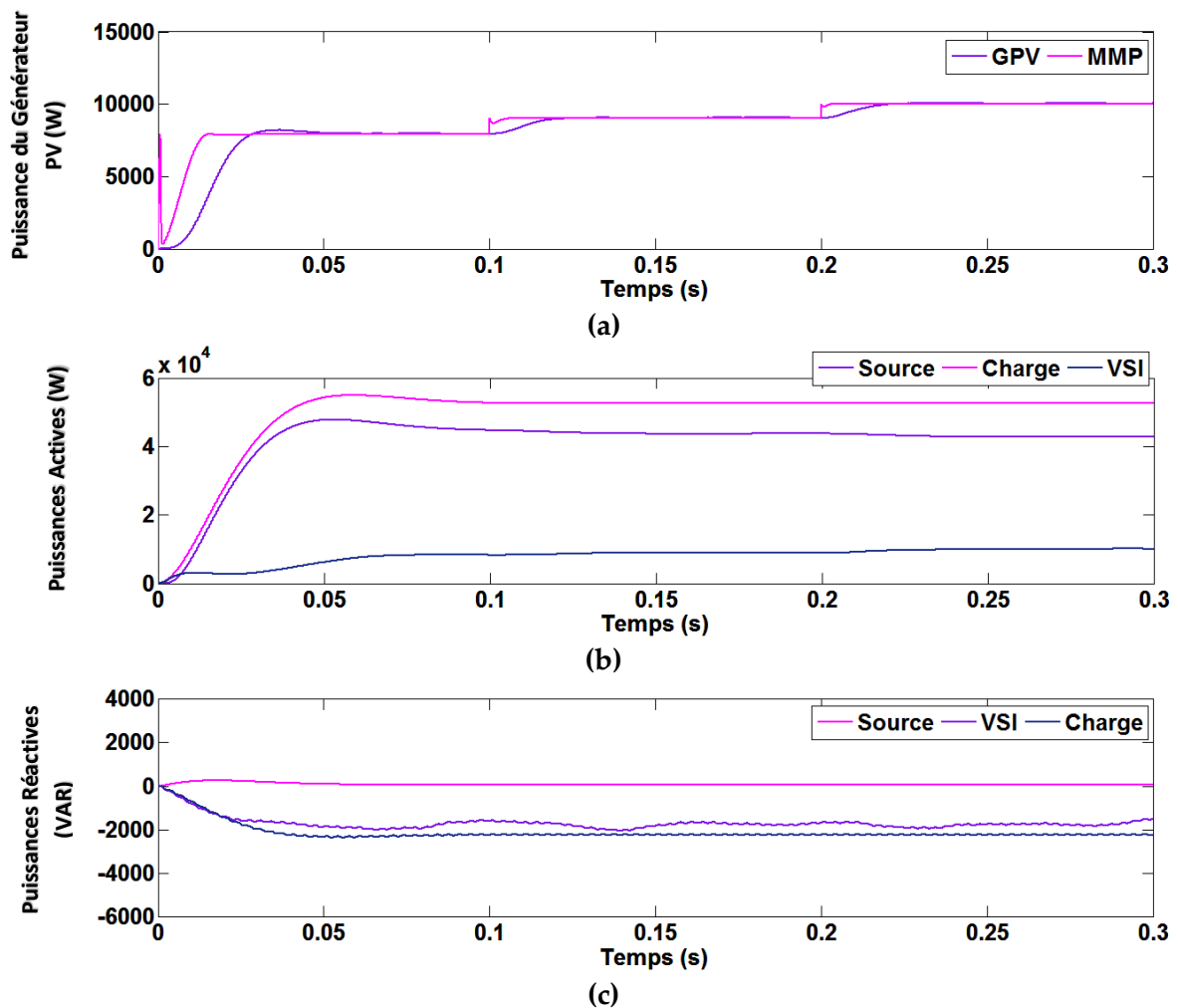


Figure (V.13) : Réponses dynamiques du système proposé dans le cas de changement d'irradiation solaire (Commande par FLC-VOC-SVM): (a) Puissance générée par le générateur PV (GPV) et le point

de puissance maximale du GPV (MPP), (b) Puissances actives du réseau P_s , la charge P_L , et du VSI P_F , (c) Puissances réactives du réseau Q_s , la charge Q_L , et du VSI Q_F

La **Figure (V.12)** représente les réponses dynamiques de système lors de changement d'irradiation solaire y compris la tension continue, courant et tension de la source, et le spectre harmonique du courant de la source pour la commande (FLC-VOC-SVM).

La **Figure (V.12) (a)** montre que la tension du bus continu est bien contrôlée à sa valeur de référence lors la variation rapide de d'irradiation solaire.

D'après la **Figure (V.12) (b)**, il est très clair que le courant du réseau est sinusoïdal et synchronisé avec sa tension de phase correspondante, ce qui signifie que l'onduleur de tension ne fournit pas seulement la puissance active au réseau, mais compense également toute la puissance réactive requise par la charge. Ceci peut également être confirmé par la **Figure (V.13) (c)**, où il y a aucune puissance réactive fournie par le réseau.

Le taux de distorsion harmonique (THD) pendant la variation d'irradiation solaire est présenté par la **Figure (V.12) (d)**. On constate que la teneur en THD est égale à 1,77 %, ce qui est bien conforme à la norme IEEE 519-2. Dans ce contexte, le contrôleur par FLC est plus performant que le contrôle par BC en terme d'amélioration de la qualité d'énergie.

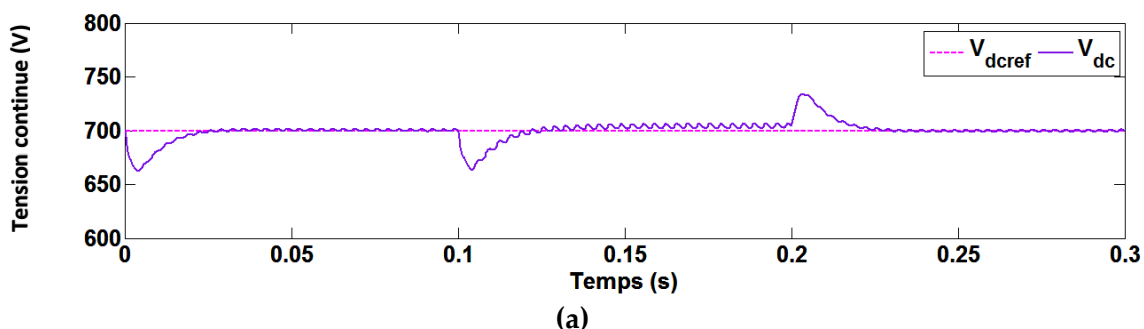
La **Figure (V.13)** représente les réponses dynamiques du système lors de changement d'irradiation solaire y compris la puissance générée par le générateur PV (GPV) et le point de puissance maximale du GPV (MPP), les puissances actives, et les puissances réactives.

L'augmentation du rayonnement solaire au temps $t=0,1s$ puis au temps $t=0,2s$ entraîne une augmentation de la puissance GPV et une réduction du courant triphasé de la source, comme le montrent respectivement les figures **Figure (V.13) (a)** et **Figure (V.12) (c)**.

La **Figure (V.13) (a)** indique qu'avant et après que l'irradiation solaire varie à l'instant $t=0,1$ et ensuite aussi à $t=0,2$, l'onduleur de tension injecte toute la puissance générée par le GPV à travers le réseau. Néanmoins, étant donné que cette puissance est inférieure à la puissance active nécessaire pour la charge non linéaire, la puissance active manquante est compensée par le réseau.

Variation de la charge non linéaire

Les Figures **Figure (V.14)** et **Figure (V.15)** sont les résultats de variation de la charge non linéaire pour la commande par FLC du système PV-FAP.



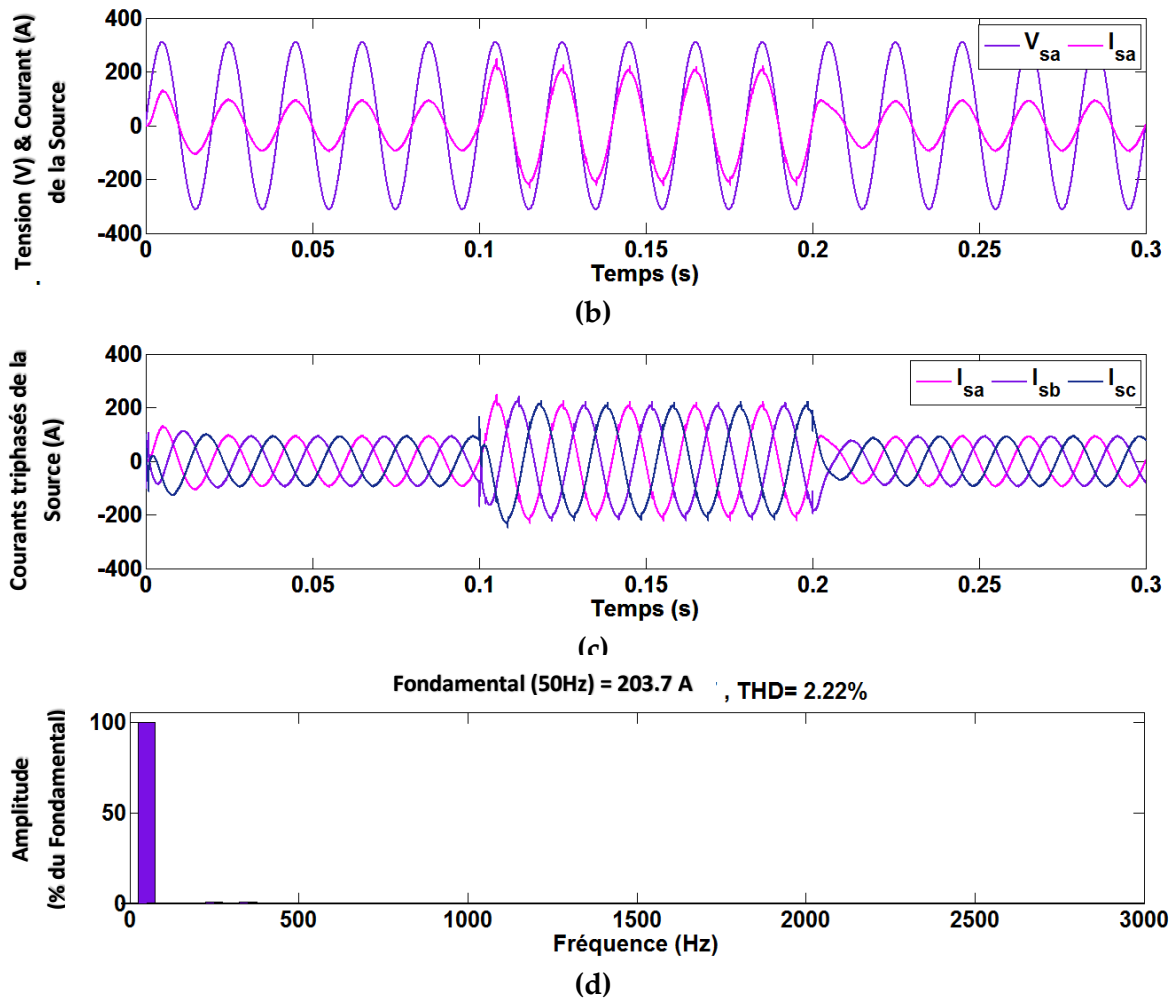
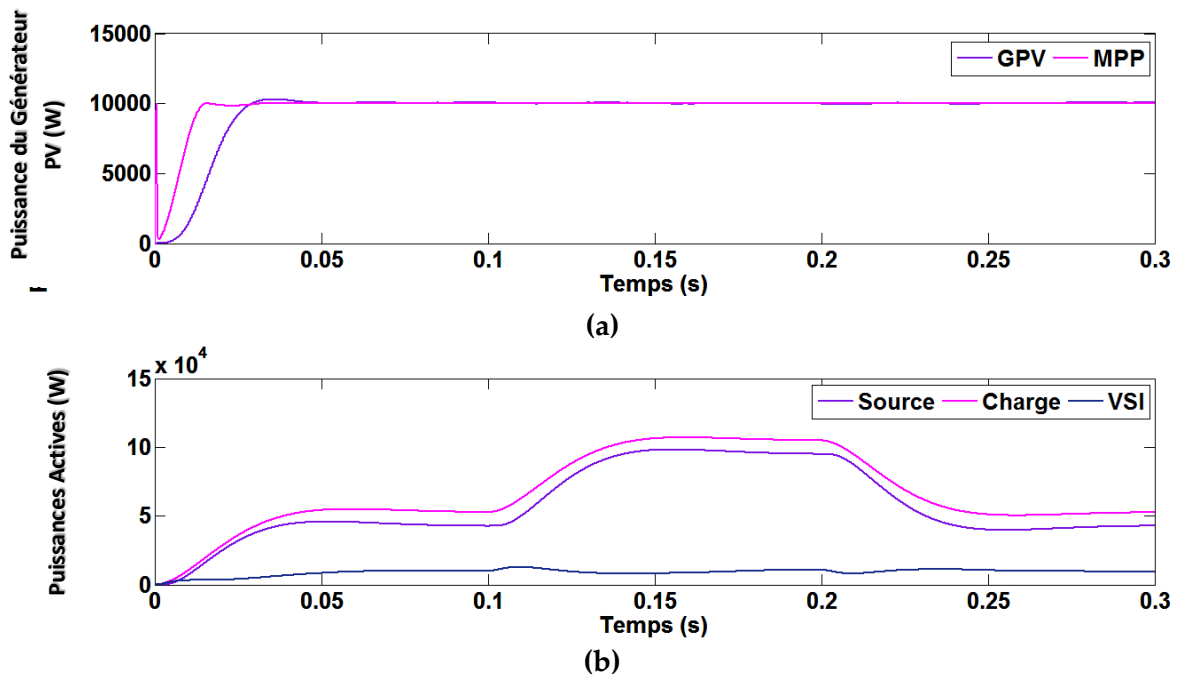


Figure (V.14) : Réponses dynamiques du système proposé lors de variations de charge non linéaire (Commande de type FLC-VOC-SVM) : (a) Phase "a" de la tension V_{sa} et le courant I_{sa} de la source, (b) Courants de la source triphasés I_{sabcr} , (c) Tension du bus continu V_{dc} , (d) Spectre harmonique du courant de la source



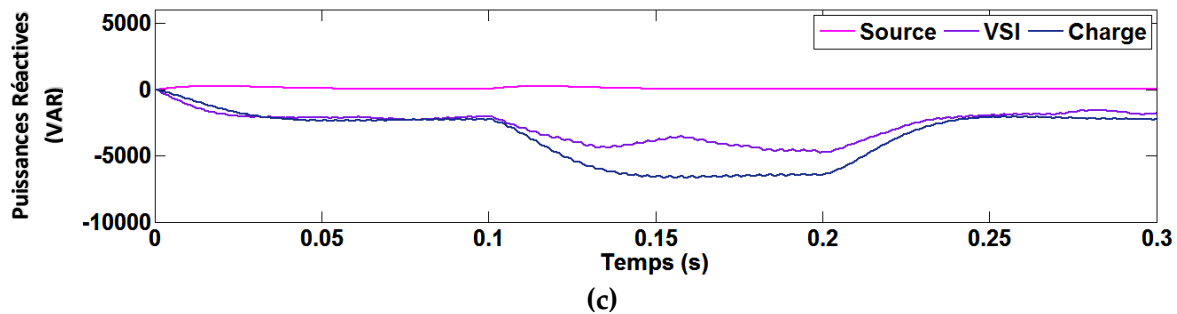


Figure (V.15) : Réponses dynamiques du système proposé sous de variations de charge non linéaire (Commande de type FLC-VOC-SVM) : (a) Puissance générée par le générateur PV (GPV) et le point de puissance maximale du GPV (MPP), (b) Puissances actives du réseau P_s , de la charge P_L , et du VSI P_F , (c) Puissances réactives du réseau Q_s , de la charge Q_L , et du VSI Q_F

La **Figure (V.14)** représente les réponses dynamiques de système lors la variation de la charge non linéaire y compris la tension continue, courant et tension de la source, et le spectre harmonique du courant de la source.

La **Figure (V.14) (a)** indique que la tension du bus est maintenue à sa valeur de référence avec de petites fluctuations pendant la connexion et la déconnexion de la deuxième charge non linéaire.

D'après la **Figure (V.14) (b)**, il est évident que lorsqu'une deuxième charge non linéaire est connectée, le courant du réseau est à tout moment sinusoïdal avec la tension de phase correspondante. Ceci valide le fait que la puissance réactive et les courants harmoniques de la deuxième charge sont également compensés par l'onduleur de tension comme illustré par la **Figure (V.15) (c)**.

La **Figure (V.14) (b)** montre que le THD du courant du réseau pendant la connexion de la deuxième charge est très inférieur à 5%.

La **Figure (V.15)** représente les réponses dynamiques de système lors la variation de la charge non linéaire y compris la puissance générée par le générateur PV (GPV) et le point de puissance maximale du GPV (MPP), les puissances active, et réactive.

Au temps $t=0,1$ s, le raccordement de la deuxième charge entraîne une demande supplémentaire des puissances active et réactive. Ce moment-là, la puissance active restante requise est entièrement fournie par le réseau, comme indiqué par **Figure (V.15) (b)**. Par conséquent, le courant du réseau triphasé augmente à $t=0,1$ s, comme le montre la **Figure (V.15) (c)**. De plus, le débranchement de la charge supplémentaire a démontré la robustesse du système basé sur les régulateurs par FLC.

La **Figure (V.15) (c)** indique que la puissance réactive requise par la charge est entièrement compensée ; par conséquent, une opération avec un facteur de puissance unitaire est assurée.

La **Figure (V.15) (a)** montre que, avant et après la variation de la charge au temps $t=0,1$ ainsi qu'à $t=0,2$, l'onduleur de tension injecte toute la puissance produite par le GPV dans le

réseau. Cependant, comme cette puissance est inférieure à la puissance active requise pour la charge non linéaire, l'absence de la puissance active est compensée par le réseau.

V.6 Commande par la logique floue basé sur la commande directe de puissance (FLC-DPC-SVM) du système PV-FAP

Le schéma de principe de la commande par (FLC-DPC-SVM) du système PV-SAPF est présenté sur la **Figure (V.16)**. Cette méthode de contrôle utilise le même contrôleur par logique floue de la tension continue ainsi que la commande floue du convertisseur DC/DC développé dans la section précédente.

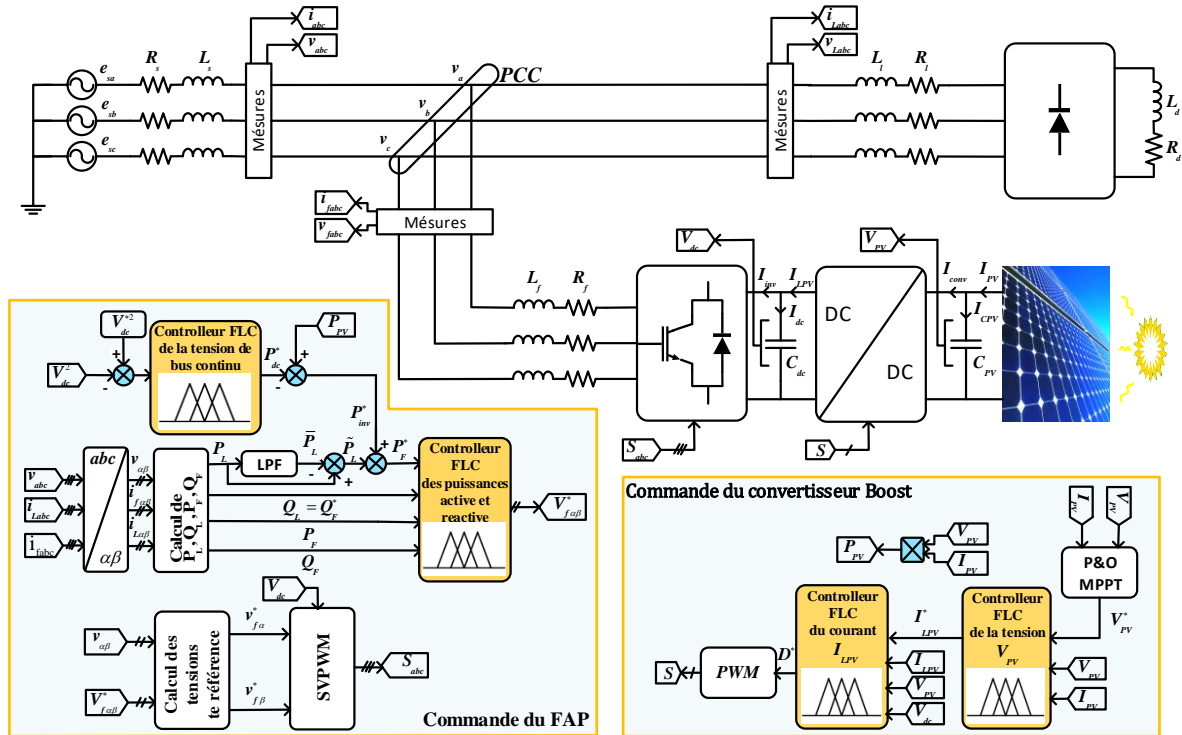


Figure (V.16) : Schéma de la commande par la logique floue basé sur la commande DPC (FLC-DPC-SVM) d'un système PV connecté au réseau agissant comme un filtre actif parallèle

V.6.1 Stratégie de commande par la logique floue coté FAP

Dans ce cas figure les sorties sont la tension du bus continu, les puissances active et réactive P_F , Q_F ; ces sorties doivent suivre respectivement leurs références V_{dc}^* , P_F^* , Q_F^* . Pour réaliser cet objectif, il est nécessaire d'utiliser trois contrôleurs par la logique floue définies comme suit :

Les erreurs normalisées sont définies comme suit :

$$\begin{aligned}
 e_{V_{dc}}(k) &= G_{e_{V_{dc}}} (V_{dc}^{*2}(k) - V_{dc}^2(k)) \\
 e_{P_F}(k) &= G_{e_{P_F}} (P_F^*(k) - P_F(k)) \\
 e_{Q_F}(k) &= G_{e_{Q_F}} (Q_F^*(k) - Q_F(k))
 \end{aligned}
 \tag{V.22}$$

$G_{e_{V_{dc}}}$, $G_{e_{P_F}}$, $G_{e_{Q_F}}$ sont les gains de normalisation des erreurs.

Les variations de ces erreurs sont données comme suit :

$$\begin{aligned} \Delta e_{V_{dc}} &= G_{\Delta e_{V_{dc}}} (e_{V_{dc}}(k) - e_{V_{dc}}(k-1)) \\ \Delta e_{P_F} &= G_{\Delta e_{P_F}} (e_{P_F}(k) - e_{P_F}(k-1)) \\ \Delta e_{Q_F} &= G_{\Delta e_{Q_F}} (e_{Q_F}(k) - e_{Q_F}(k-1)) \end{aligned} \quad (V.23)$$

Avec,

$G_{\Delta e_{V_{dc}}}, G_{\Delta e_{P_F}}, G_{\Delta e_{Q_F}}$ sont les gains de normalisation de changement des erreurs.

La loi du contrôleur flou pour la tension du bus continu est donné par l'équation (V.17), alors que son schéma bloc de réglage par la logique floue est présenté par la Figure (V.9).

La loi du contrôleur flou de la puissance active est donnée par l'équation (V.25), cependant sa schéma bloc de réglage par la logique floue est présenté par la Figure (V.18).

$$V_{F\alpha}^*(k) = V_{F\alpha}^*(k-1) + G_{u_{V_{P_F}}} \Delta V_{F\alpha}^*(k) \quad (V.25)$$

$G_{u_{P_F}}$ est le gain de dénormalisation.

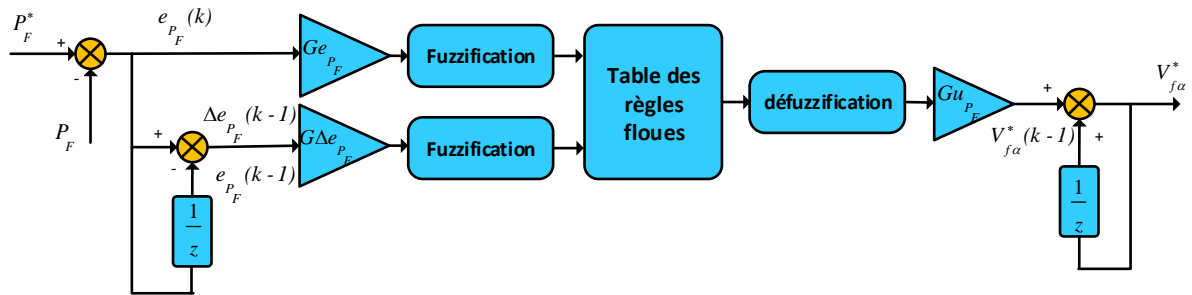


Figure (V.17) : Schéma bloc du régulateur par la logique floue de la puissance active

La loi du contrôle flou de la puissance réactive est donnée par l'équation (V.26), alors que sa schéma bloc de réglage par la logique floue est présenté par Figure (V.19).

$$V_{F\beta}^*(k) = V_{F\beta}^*(k-1) + G_{u_{V_{P_F}}} \Delta V_{F\beta}^*(k) \quad (V.26)$$

$G_{u_{V_{P_F}}}$ Est le gain de dénormalisation.

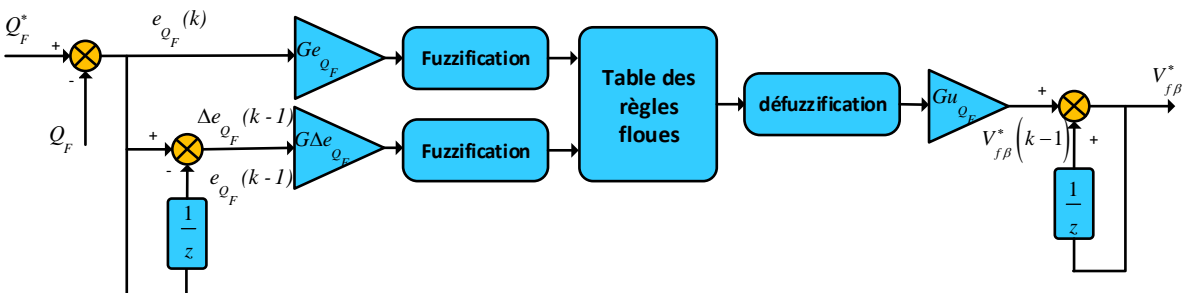


Figure (V.18) : Schéma bloc du régulateur par la logique floue de la puissance réactive

Pour convertir les erreurs de chaque contrôleur et leurs variations en variables linguistiques, sept ensembles flous sont utilisés. Le Tableau (V.1) fournit les détails de 49 règles pour exécuter l'action de contrôle adéquate, et chaque règle exprime une condition de fonctionnement dans le système d'inférence.

V.6.2 Résultats de simulation et discussions

Les tests de vérification du système sont les mêmes que ceux présentés par la commande précédente (FLC-VOC).

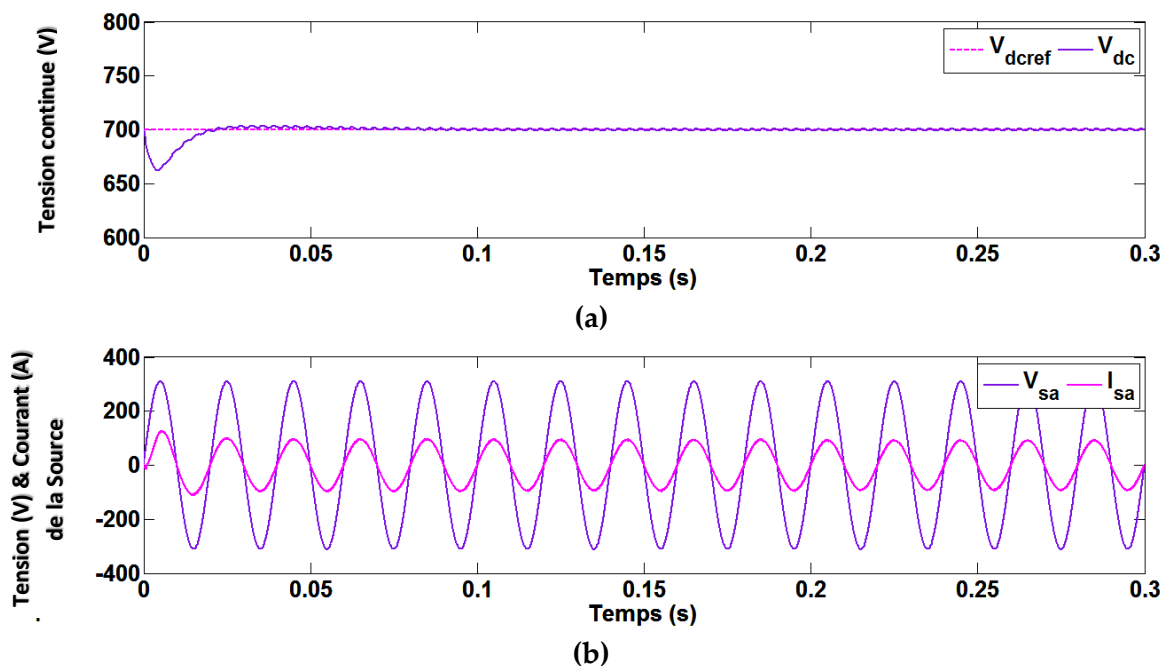
La co-simulation du système PV-FAP contrôlé par FLC-DPC a été réalisée avec les mêmes paramètres et sous les mêmes conditions citées précédemment. Les paramètres des contrôleurs FLC utilisés sont donnés dans le tableau (V.3) :

Tableau (V.3) : Paramètres des régulateurs FLC-DPC-SVM du système PV-FAP.

Paramètres des régulateurs côté FAP	
Référence de tension du bus continue V_{dc}^*	700 V
Paramètres du régulateur floue de la tension du bus continue	$G_{e_{vdc}} = 1.5e^{-6}$; $G_{\Delta e_{vdc}} = 0.038$ $G_{du} = 8.7$
Paramètres du régulateur des puissances active et réactive P_F, Q_F	$G_{e_{P,Q}} = 10e^{-6}$; $G_{\Delta e_{P,Q}} = 10e^{-4}$ $G_{du_{P,Q}} = 150e^6$
Paramètres des régulateurs côté PV	
Paramètre du régulateur floue de la tension V_{PV}	$G_{e_{Vpv}} = 100e^{-6}$; $G_{\Delta e_{Vpv}} = 0.7$ $G_{du_{Vpv}} = 1.8$
Paramètre du régulateur floue du courant I_{LPV}	$G_{I_{Lpv}} = 10e^6$; $G_{\Delta e_{I_{Lpv}}} = 22$ $G_{du_{Vpv}} = 0.018$

Variation d'irradiation solaire

Les Figures (II.19) et (II.20) représentent les résultats de simulations lors du changement d'irradiation solaire du système PV-FAP commandé par (FLC-DPC-SVM).



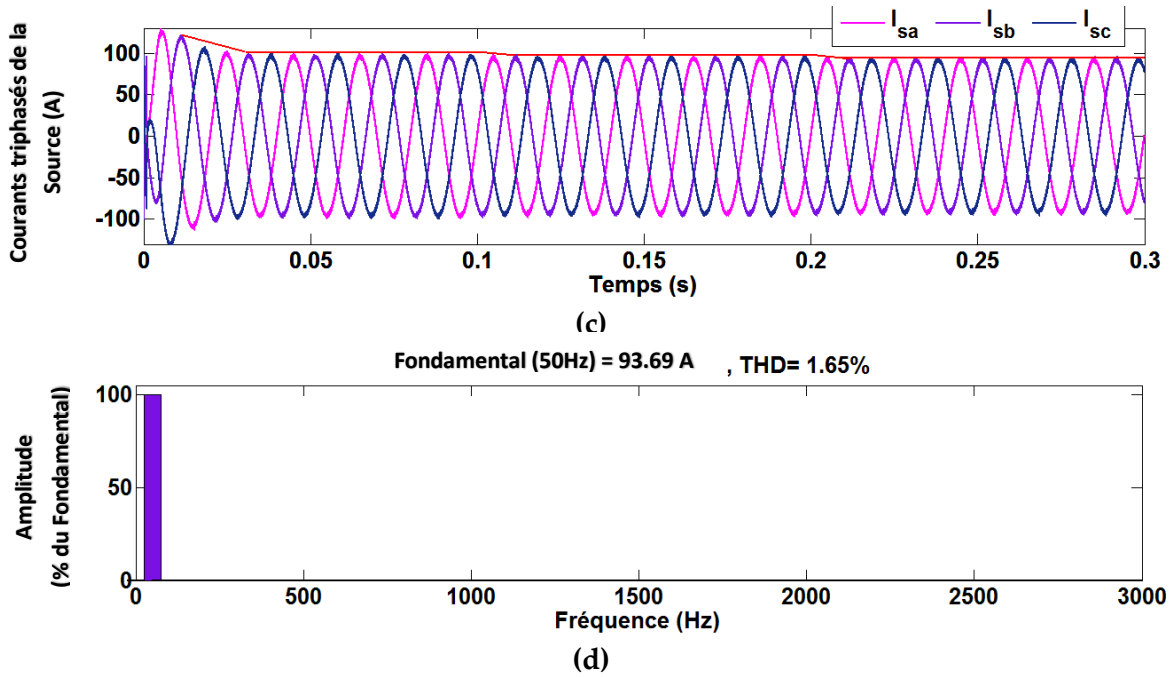


Figure (V.19) : Réponses dynamiques du système proposé dans le cas de changement d'irradiation solaire (Commande par FLC-DPC-SVM) : (a) Phase "a" de la tension V_{sa} et le courant I_{sa} de la source, (b) Courants de la source triphasés I_{sabcr} (c) Tension du bus continu V_{dc} (d) Spectre harmonique de courant de la source

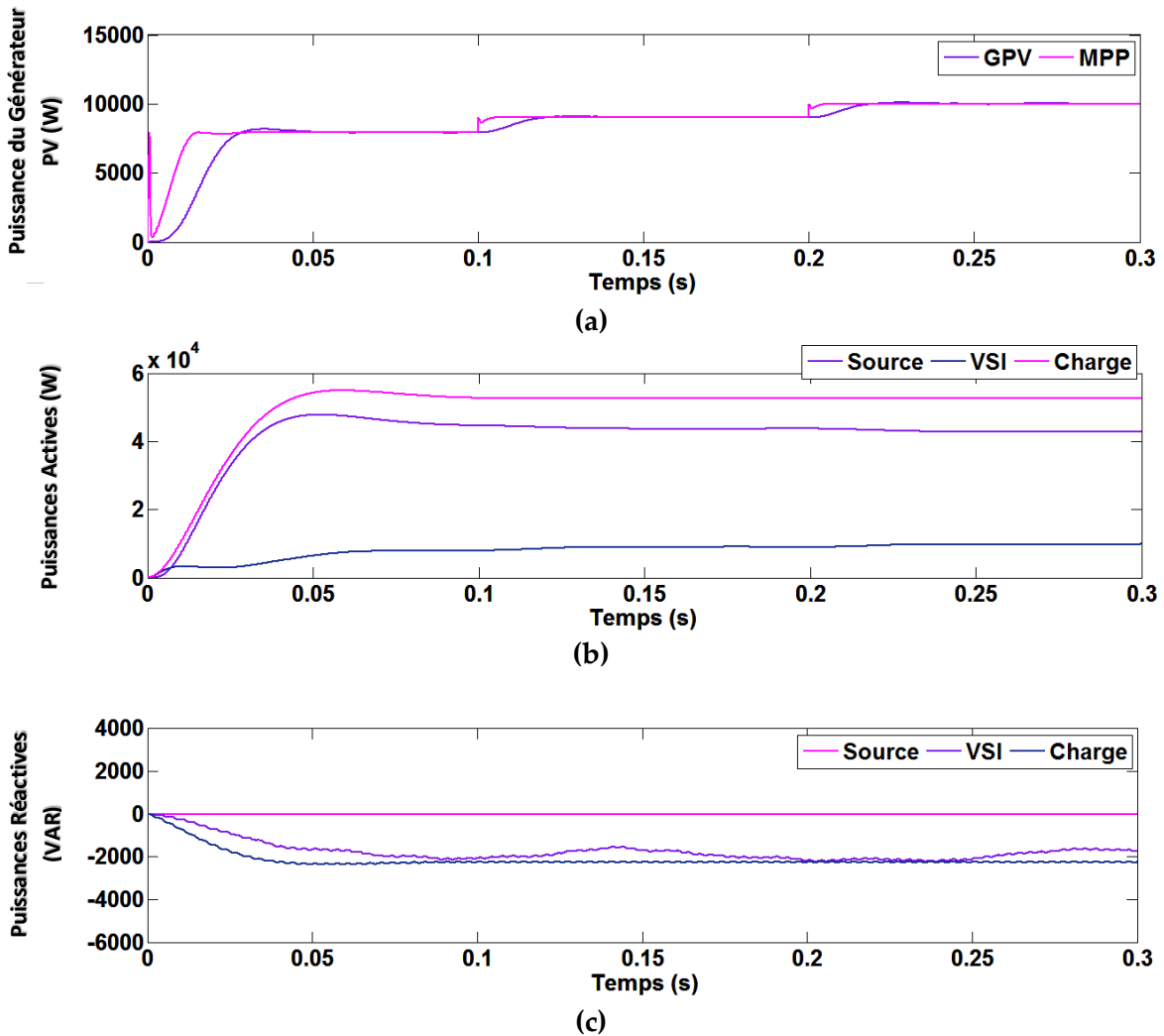


Figure (V.20) : Réponses dynamiques du système proposé dans le cas de changement d'irradiation solaire (Commande par BC-DPC-SVM): (a) Puissance générée par le générateur PV (GPV) et le point de puissance maximale du GPV (MPP), (b) Puissances actives du réseau P_s , la charge P_L , et du VSI P_F , (c) Puissances réactives du réseau Q_s , la charge Q_L , et du VSI Q_F

Les réponses dynamiques de la tension et du courant de la source de la phase "a", les courants de source triphasés, de la tension de bus continu et le spectre de distorsion harmonique totale (THD) du courant du réseau sont regroupées sur la **Figure (V.19)**.

Comme on peut le voir sur la **Figure (V.19) (b)**, le courant du réseau est pratiquement sinusoïdal et en phase avec la tension correspondante, ce qui signifie que le générateur PV injecte toute la puissance active dans le réseau et compense également toute la puissance réactive en même temps. C'est ce que l'on peut confirmer par la **Figure (V.20) (c)** où il y'a aucune puissance réactive absorbée par le réseau électrique. Par conséquent, ces résultats confirment l'efficacité du contrôleur FLC basé sur la technique DPC.

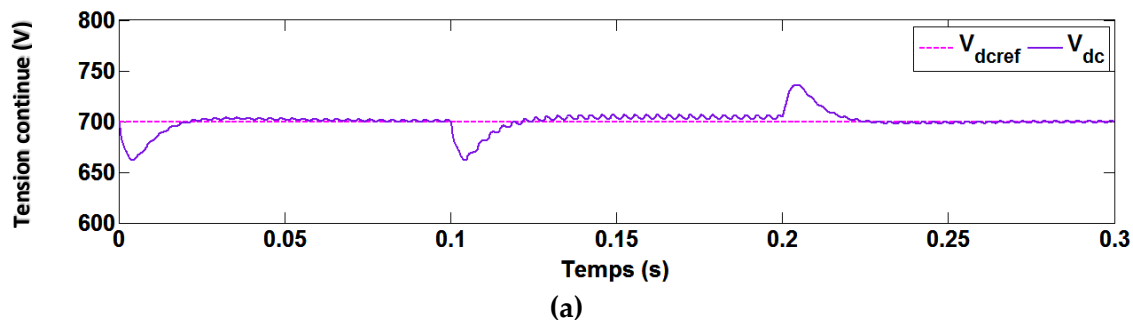
La **Figure (V.19) (a)** représente la tension du bus continu. La tension est équilibrée avant, pendant et après les changements d'irradiation solaire, ce qui montre également l'efficacité de la commande par logique floue proposée pour équilibrer la tension continue. En outre, comme le montre la **Figure (V.19) (d)**, pendant la variation de l'irradiation solaire, le courant de la source est de THD égale à 1,65 %. Ce qui est bien amélioré par rapport à la commande précédente.

Les réponses dynamiques des puissances active, de réseau, et de la charge non linéaire, ainsi que les puissances réactive, de réseau, et de la charge non linéaire, la puissance générée par le générateur PV (GPV) et le point de puissance GPV maximum (MPP) sont regroupées par la **Figure (V.20)**.

Le fonctionnement avec un facteur de puissance unitaire est bien garanti, comme le montre la valeur nulle de la puissance réactive indiquée par la **Figure (V.20) (c)**.

Variation de la charge non linéaire

Les **Figures (V.21)** et **(V.22)** représentent le comportement du système PV-FAP commandé par FLC-DPC-SVM lors de la variation de la charge non linéaire



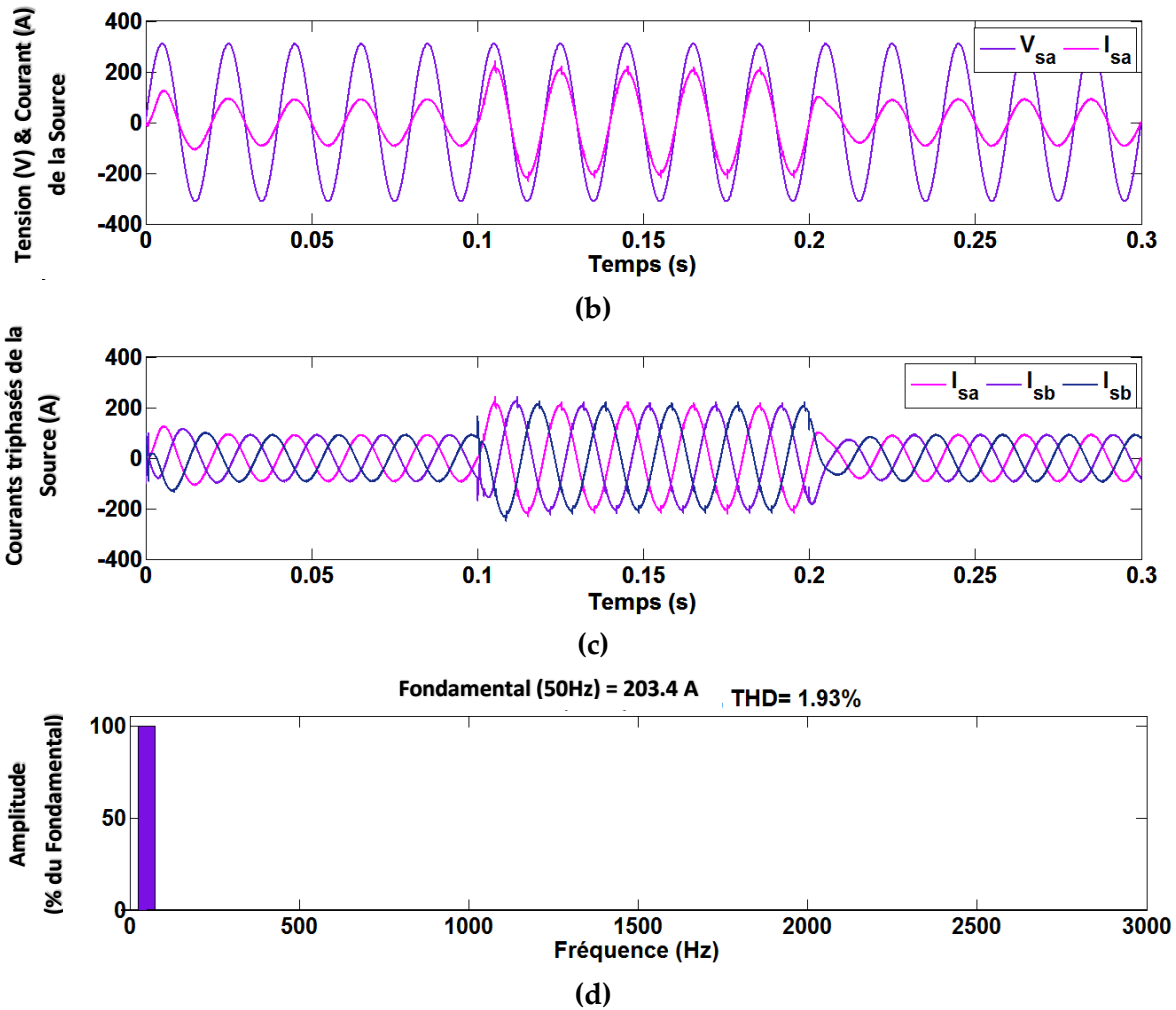
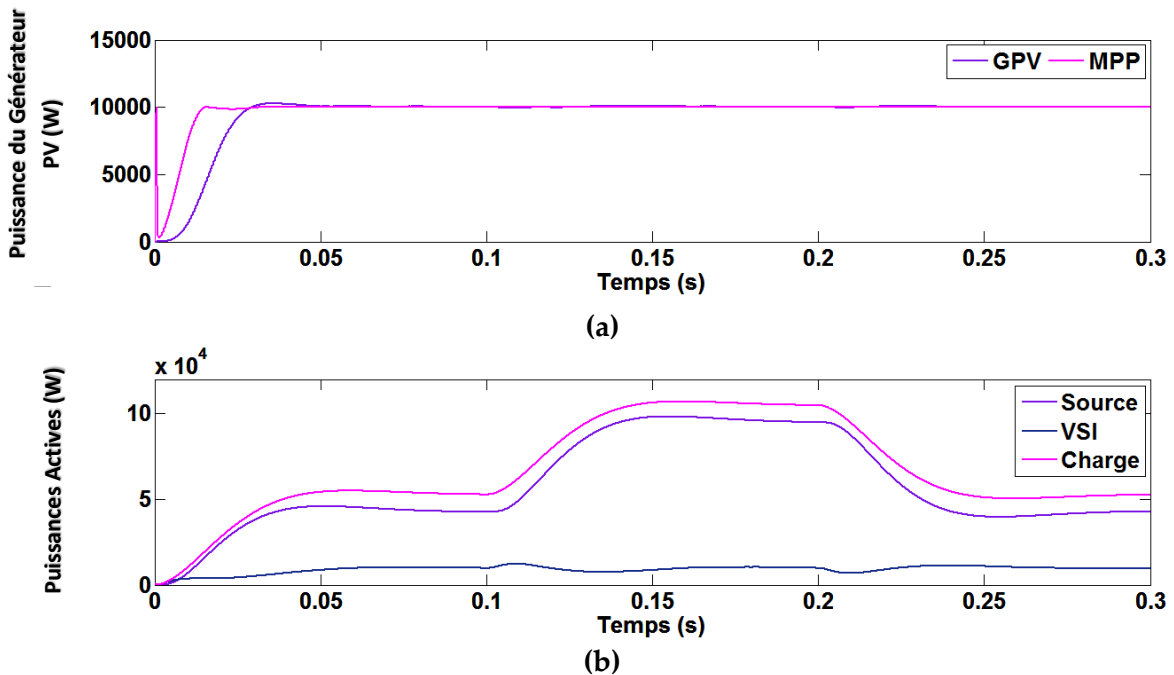


Figure (V.21) : Réponses dynamiques du système proposé lors de variations de charge non linéaire (Commande de type FLC-DPC-SVM) : (a) Phase "a" de la tension V_{sa} et le courant I_{sa} de la source, (b) Courants de la source triphasés I_{sabc} , (c) Tension du bus continu V_{dc} , (d) Spectre harmonique du courant de la source



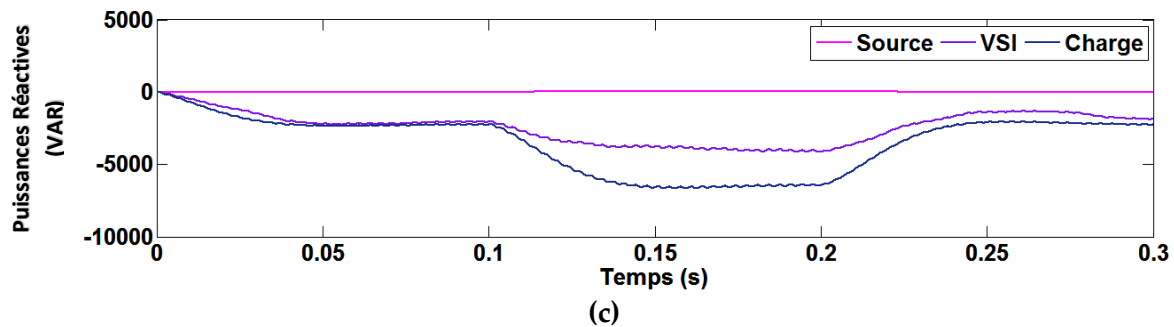


Figure (V.22) : Réponses dynamiques du système proposé sous de variations de charge non linéaire (Commande de type FLC-DPC-SVM) : (a) Puissance générée par le générateur PV (GPV) et le point de puissance maximale du GPV (MPP), (b) Puissances actives du réseau P_s , de la charge P_L , et du VSI P_F , (c) Puissances réactives du réseau Q_s , de la charge Q_L , et du VSI Q_F

La **Figure (V.21)** regroupe les réponses dynamiques du système lors la variation de la charge non linéaire y compris la tension continue, du courant et de la tension de source, ainsi que le spectre harmonique du courant de la source.

La **Figure (V.21) (a)** indique que la tension du bus continu est maintenue à sa valeur de référence avec de faibles fluctuations pendant la connexion et la déconnexion de la deuxième charge non linéaire.

Il est à noter qu'à partir la **Figure (V.21) (b)**, lors de raccordement d'une deuxième charge non linéaire, le courant du réseau reste sinusoïdal et en phase avec sa tension correspondante. Cela garantit que la puissance réactive et les courants harmoniques de la deuxième charge sont également compensés par l'onduleur de tension comme indiqué par la **Figure (V.22) (c)** lequel confirme également la robustesse de la commande FLC-DPC-SMV.

Le THD du courant du réseau pendant le raccordement de la charge est de 1,93 %, comme illustré à la **Figure (V.21) (d)**. De plus, la valeur de THD de la commande FLC-DPC-SVM est inférieure à celle de la commande FLC-VOC-SVM, ce qui valide l'efficacité de la combinaison de la FLC avec la commande DPC en terme d'amélioration de la qualité d'alimentation.

La **Figure (V.22)** illustre les réponses dynamiques du système à la variation de la charge non linéaire de la puissance générée par le générateur PV (GPV) et le point de puissance maximale du GPV (MPP), les puissances actives et les puissances réactives.

La **Figure (V.22)** présente le même comportement dynamique de système PV-FAP lors de la connexion d'une charge supplémentaire. En particulier, Les résultats obtenus montrent que la commande par FLC-DPC-SVM apporte une amélioration remarquable par rapport aux régulateurs BC associée à la commande DPC.

Le fonctionnement avec un facteur de puissance unitaire est bien assuré, ce qui est illustré par la valeur nulle de la puissance réactive comme indiqué par la **Figure (V.22) (c)**.

V.7 Commande par logique floue basée sur la commande directe des puissances prédictive (FLC-PDPC-SVM) du système PV-FAP

Le schéma de principe de la commande DPC prédictive basée sur la commande par la logique floue du système PV-SAPF est illustré par la **Figure (V.23)**. A noter que, cette méthode de contrôle utilise le même contrôleur par logique floue de la tension continue ainsi que la même commande coté convertisseur DC/DC développé dans la section.

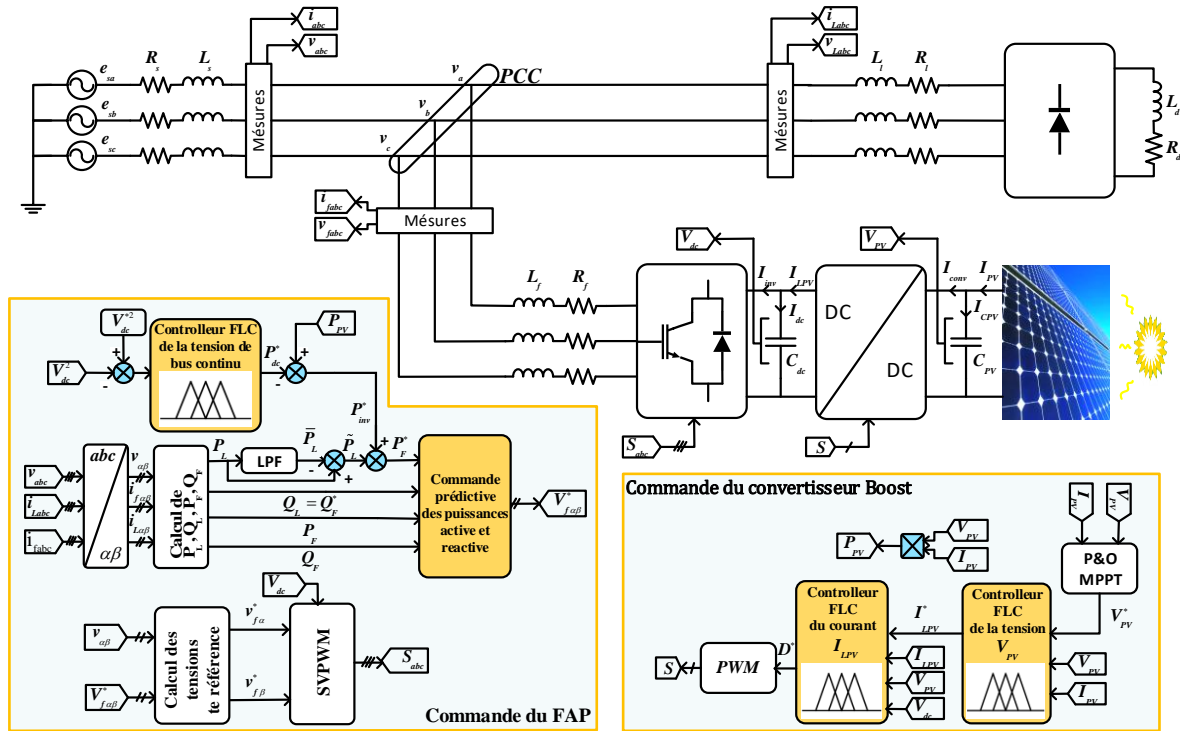


Figure (V.23) : Schéma de commande par la logique floue basé sur la commande DPC prédictive (FLC-PDPC-SVM) d'un système PV connecté au réseau agissant comme un filtre actif parallèle

V.7.1 Résultats de simulation et discussions

Afin de vérifier la faisabilité de la commande PDPC, les tests de changement d'irradiation solaire et variation de la charge sont adoptés.

La co-simulation du système PV-FAP contrôlé par FLC-PDPC a été réalisée avec les mêmes paramètres et sous les mêmes conditions citées précédemment. Les paramètres des contrôleurs FLC utilisés sont donnés dans le tableau (V.4) :

Tableau (V.4) : Paramètres des régulateurs FLC-PDPC-SVM du système PV-FAP.

Paramètres des régulateurs côté FAP	
Référence de tension du bus continu V_{dc}^*	700 V
Paramètres du régulateur floue de la tension du bus continu	$G_{e_{vdc}} = 1.5e^{-6}$; $G_{\Delta e_{vdc}} = 0.038$ $G_{du} = 8.7$
Paramètre du régulateur prédictive	$T_s = 1e^{-6}$
Paramètres des régulateurs côté PV	

Paramètre du régulateur flou de la tension V_{PV}	$G_{e_{V_{pv}}} = 100e^{-6}; G_{\Delta e_{V_{pv}}} = 0.7$ $G_{du_{V_{pv}}} = 1.8$
Paramètre du régulateur flou du courant I_{LPV}	$G_{I_{L_{pv}}} = 10e^6; G_{\Delta e_{I_{L_{pv}}}} = 22$ $G_{du_{V_{pv}}} = 0.018$

Variation d'irradiation solaire

Les figures **Figure (V.24)** et **(V.25)** donnent une idée sur le comportement du système PV-FAP contrôlé par FLC-PDPC-SVM lors de changement d'irradiation solaire.

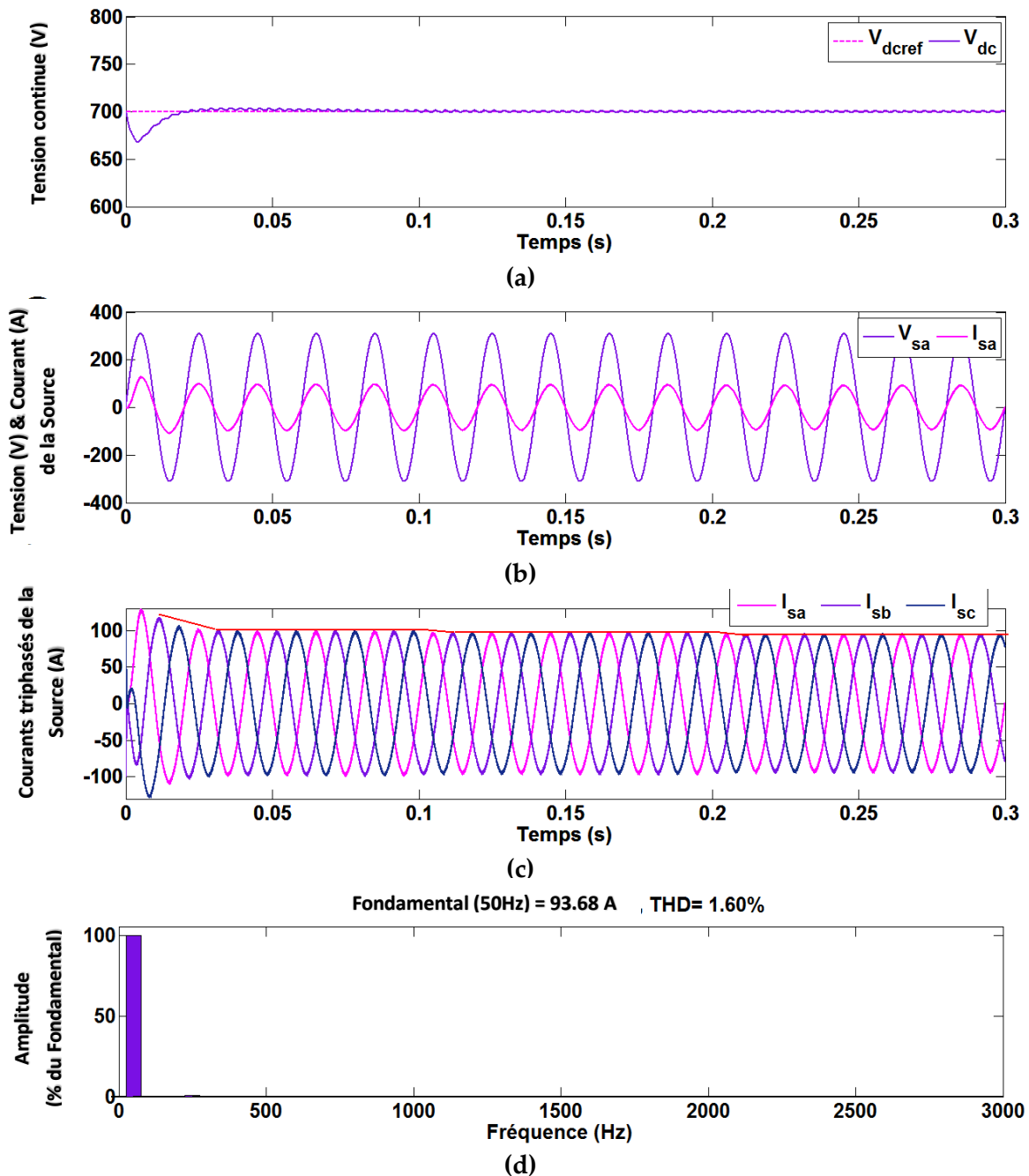


Figure (V.24) : Réponses dynamiques du système proposé dans le cas de changement d'irradiation solaire (Commande par FLC-PDPC-SVM) : (a) Phase "a" de la tension V_{sa} et le courant I_{sa} de la source, (b) Courants de la source triphasés I_{sabc} , (c) Tension du bus continu V_{dc} , (d) Spectre harmonique de courant de la source

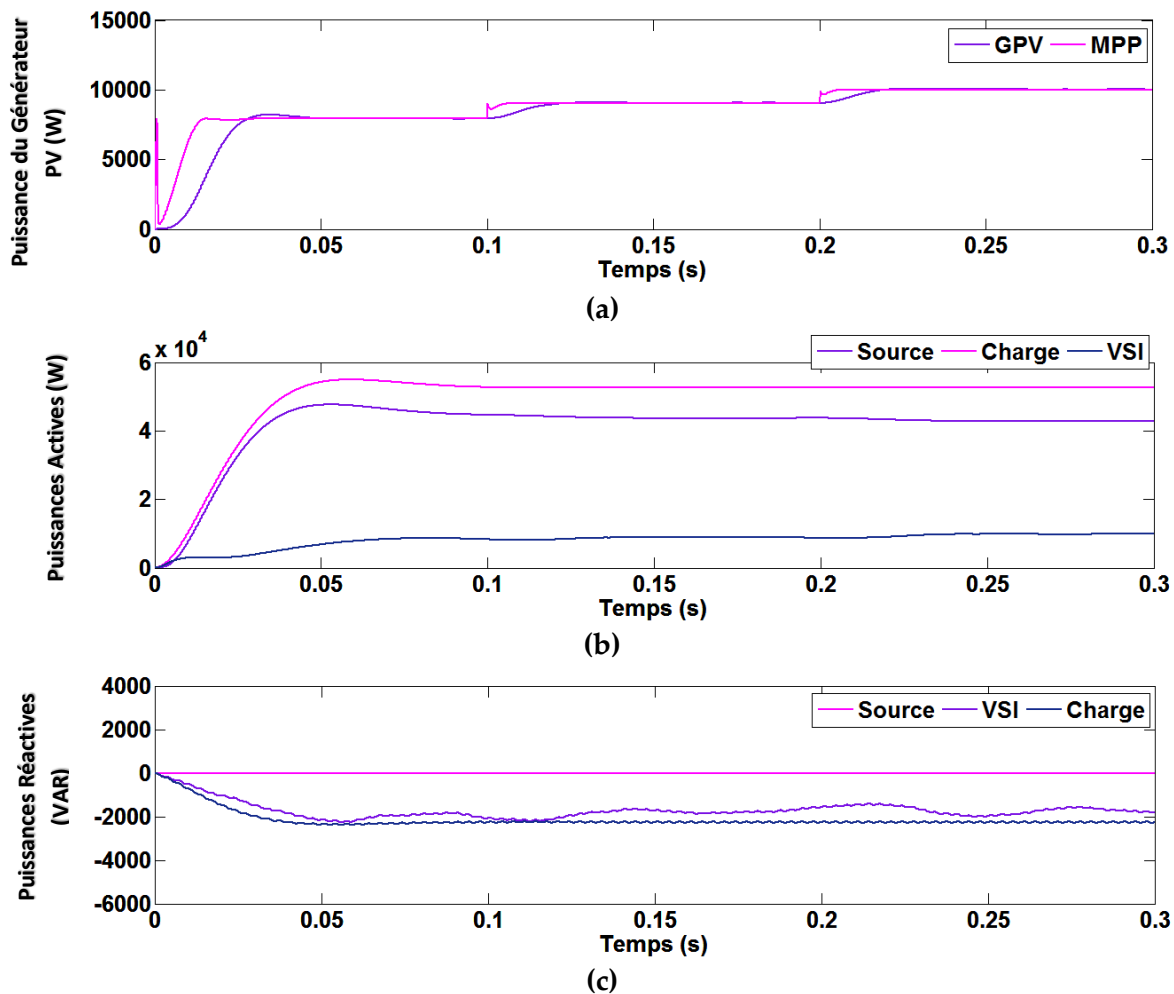


Figure (V.25) : Réponses dynamiques du système proposé dans le cas de changement d'irradiation solaire (Commande par FLC-PDPC-SVM): (a) Puissance générée par le générateur PV (GPV) et le point de puissance maximale du GPV (MPP), (b) Puissances actives du réseau P_s , la charge P_L , et du VSI P_F , (c) Puissances réactives du réseau Q_s , la charge Q_L , et du VSI Q_F

Les réponses dynamiques de la tension et du courant de source de la phase "a", des courants de source triphasés, de la tension de bus continu, la distorsion harmonique totale (THD) du courant du réseau sont regroupées par la **Figure (V.24)**.

Comme on peut le voir sur la **Figure (V.24) (b)**, le courant du réseau est presque purement sinusoïdal et en phase avec sa tension correspondante, ce qui signifie que le générateur PV non seulement injecte de la puissance active dans le réseau, mais compense également toute la puissance réactive en même temps. Ceci peut être démontré par la **Figure (V.25) (c)** lorsqu'il n'y a aucune de puissance réactive absorbée par le réseau électrique.

La **Figure (V.24) (a)** montre que la tension du bus continu est bien équilibrée, avant, pendant et après les changements d'irradiation solaire. De plus, comme indiqué par la **Figure (V.24) (d)**, le courant de la source pendant la variation de l'irradiation est de THD égal à 1,60 %, ce qui valide une bonne amélioration de la qualité de l'énergie par rapport la commande (FLC-DPC-SVM).

Les réponses dynamiques des puissances active, de la source, et de charge non linéaire, ainsi que les puissances réactive, de la source, et de charge non linéaire, la puissance générée

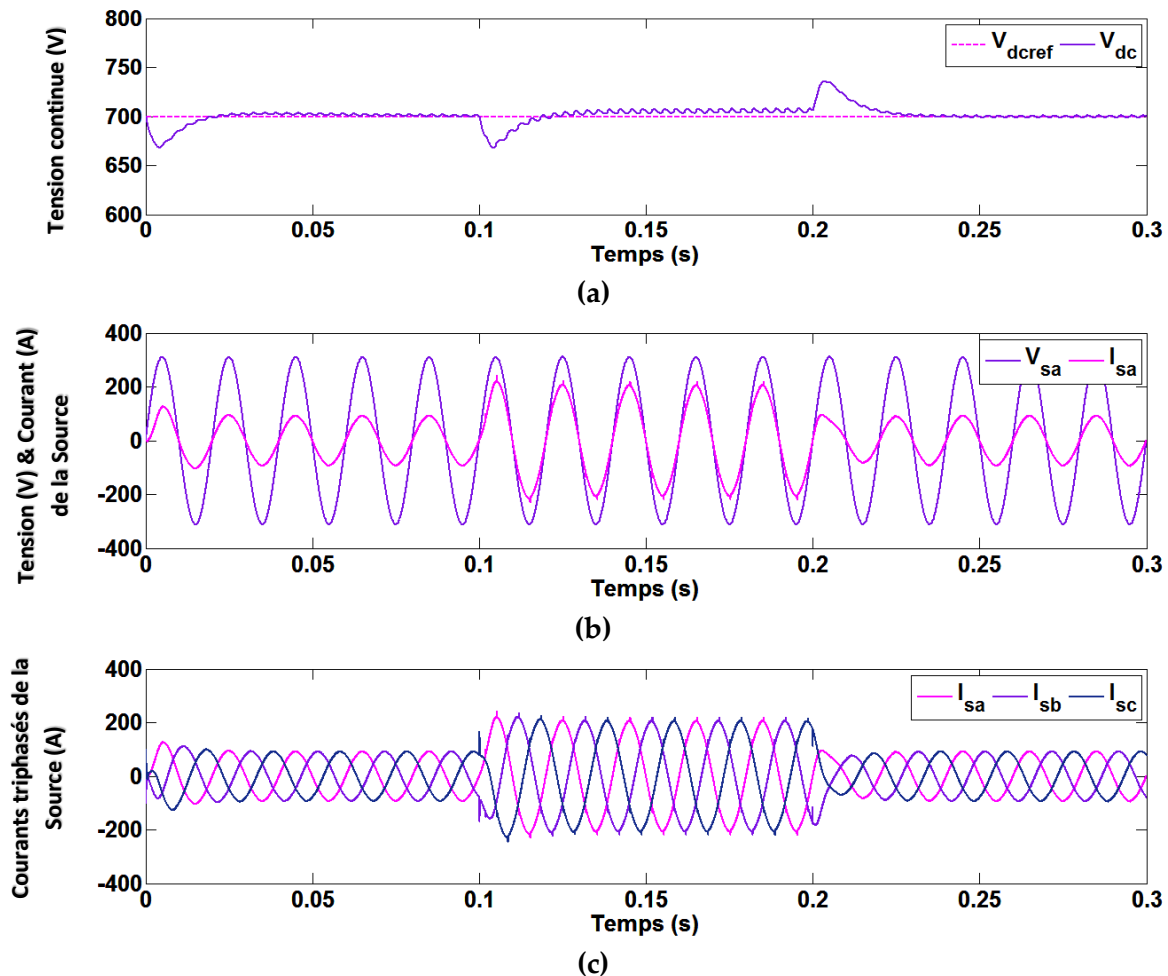
par le générateur PV (GPV) et le point de puissance GPV maximal (MPP) sont regroupées sur la **Figure (V.25)**.

La **Figure (V.25) (a)** indique que l'onduleur de source de tension délivre la puissance active maximale du générateur photovoltaïque au réseau. Ceci valide la capacité du contrôleur FLC proposé pour le convertisseur DC/DC à extraire la puissance maximale disponible du GPV. Cependant, cette puissance est inférieure à la puissance nécessaire pour alimenter la charge non linéaire connectée. Par conséquent, pour équilibrer la puissance absorbée, le réseau délivre la puissance restante.

Dans la **Figure (V.25) (b)** l'augmentation du rayonnement solaire à $t = 0,1s$ puis à $t = 0,2s$ provoque une augmentation de la puissance de sortie de la GPV, à ce moment, la puissance active produite par le réseau est réduite. En outre, les amplitudes des courants triphasés du réseau sont diminuées comme indiqué par la **Figure (V.25) (c)**. Ces résultats démontrent l'efficacité du contrôleur FLC pour répondre aux besoins en puissance active de la charge non linéaire.

Variation de la charge non linéaire

Les **Figures (V.26)** et **(V.27)** donnent une idée sur le comportement du système PV-FAP contrôlé par FLC-PDPC-SVM lors de la variation de la charge non linéaire.



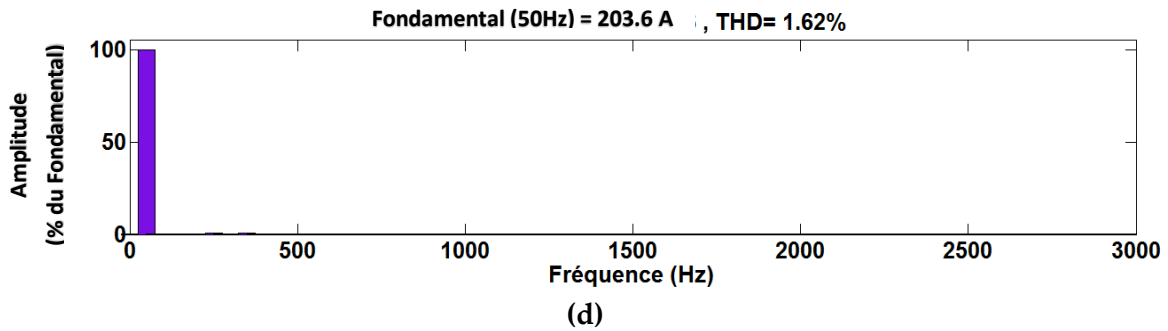


Figure (V.26) : Réponses dynamiques du système proposé lors de variations de charge non linéaire (Commande de type FLC-PDPC-SVM) : (a) Phase "a" de la tension V_{sa} et le courant I_{sa} de la source, (b) Courants de la source triphasés I_{sabcr} , (c) Tension du bus continu V_{dc} , (d) Spectre harmonique du courant de la source.

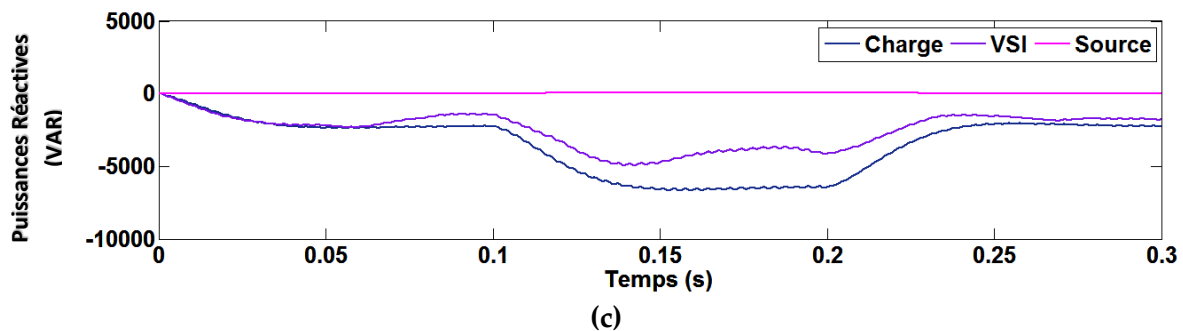
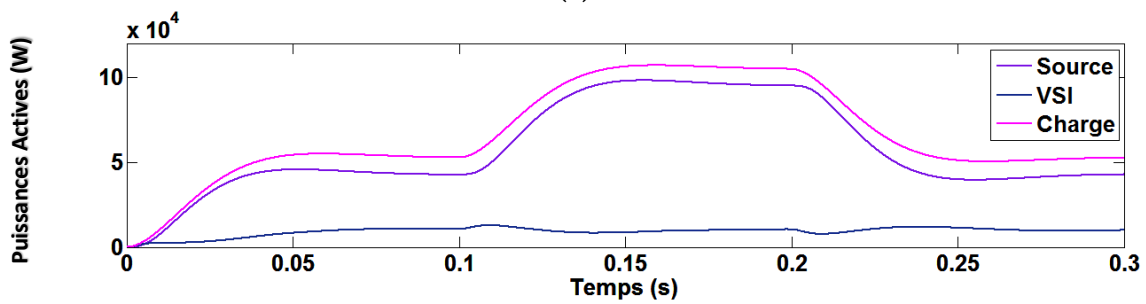
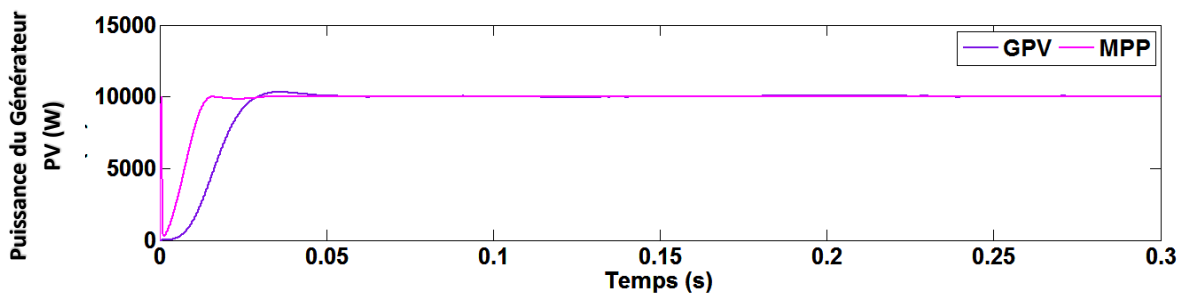


Figure (V.27) : Réponses dynamiques du système proposé sous de variations de charge non linéaire (Commande de type FLC-PDPC-SVM) : (a) Puissance générée par le générateur PV (GPV) et le point de puissance maximale du GPV (MPP), (b) Puissances actives du réseau P_s , de la charge P_L , et du VSI P_F , (c) Puissances réactives du réseau Q_s , de la charge Q_L , et du VSI Q_F

Variation de la charge non linéaire

La **Figure (V.26)** représente les formes d'onde du courant du filtre, la tension et le courant de la source, la tension du bus continue et le spectre harmonique du courant de la source.

Comme indiqué par la **Figure (V.26) (b)**, il est clair que le courant de source est sinusoïdal et en phase avec sa tension correspondante au PCC lors de l'addition d'une charge supplémentaire.

Après compensation, le spectre harmonique des courants de source indiqués par la **Figure (V.26) (d)** est considérablement réduit à 1,62 %.

Afin de faciliter le flux des puissances active et réactive dans différentes conditions de fonctionnement, la tension du bus continu est maintenue constante pendant le changement brusque de la charge non linéaire, comme le montre la **Figure (V.26) (a)**.

La **Figure (V.27)** indique les formes d'onde des puissances active et réactive échangées entre la charge, le réseau, et le FAP.

La **Figure (V.27) (a)** indique que la puissance active produite par le système GPV est égale à la puissance maximale du GPV lors la condition de variation de la charge non linéaire. De plus, la **Figure (V.27) (b)** montre que la puissance active de l'onduleur de tension est ajoutée à la puissance du réseau afin de compenser la puissance nécessaire demandé par la charge non linéaire résultant de la connexion de la charge supplémentaire à $t=0,1$ s. Par conséquent, la charge supplémentaire est déconnectée à $t=0,2$ s, nous pouvons facilement observer que la puissance active suit la valeur souhaitée. En outre, on peut le constater d'après les formes d'ondes de puissances réactive illustrées par la **Figure (V.27) (c)** que l'onduleur de tension satisfait à la demande de puissance réactive de la charge non linéaire. Ceci se manifeste par une valeur nulle de la puissance réactive du réseau. En fin, Ces résultats prouvent l'efficacité et la robustesse du contrôleur logique FLC.

V.8 Etude comparative

Cette partie de ce chapitre est consacré à une étude comparative entre les méthodes de commandes proposés en terme d'amélioration du THD.

Les **Figures (V.28) et (V.29)** indique respectivement l'histogramme de THD pour chaque méthode de commande proposé dans ce chapitre, lors de changement d'irradiation solaire et de la variation de la charge non linéaire. Par conséquence, on voit bien que la commande par la logique floue apporte des améliorations très remarquables traduisent par les valeurs faibles du THD.

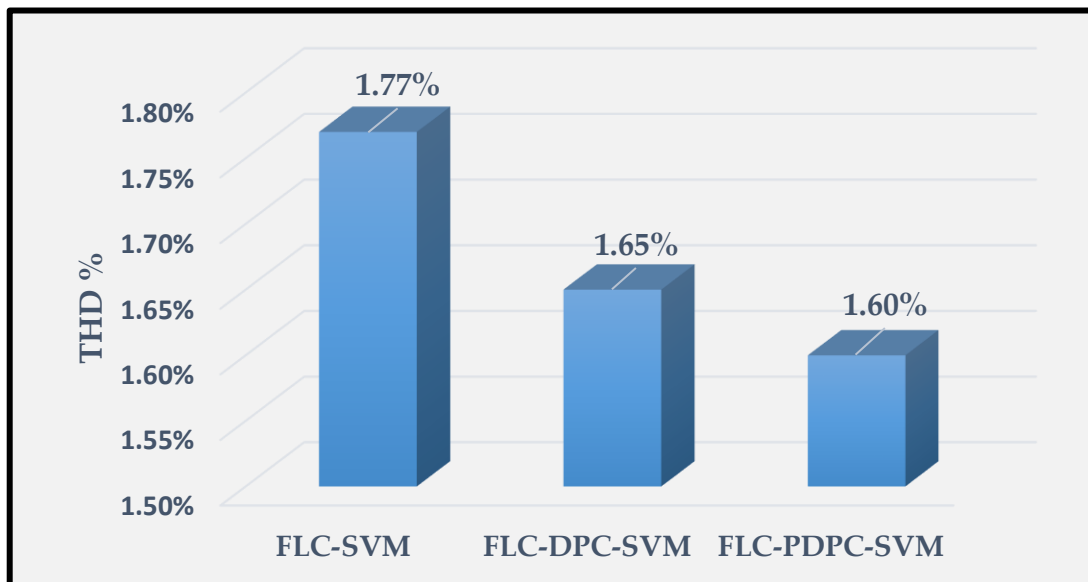


Figure (II.28): Valeurs du THD de chaque méthode de commande sous associé au régulateur (FLC) sous une irradiation solaire de 900 W/m²

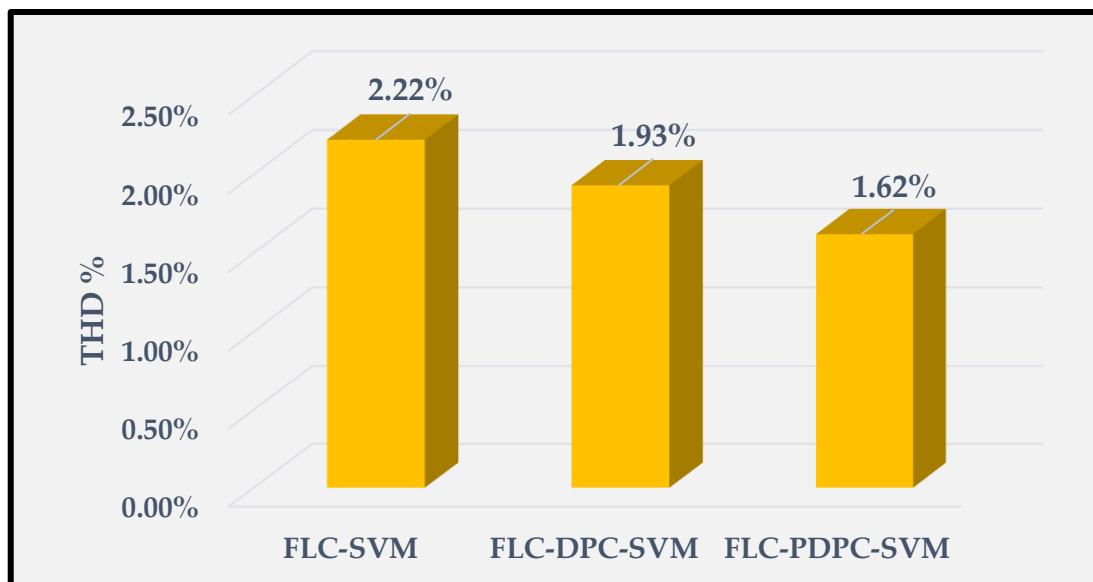


Figure (II.29) : Valeurs du THD de chaque méthode de commande associé au régulateur (FLC) lors du changement de la charge non linéaire pendant l'instant $t = 0.1$ s et $t = 0.2$ s

V.9 Conclusion

Dans ce chapitre, on a présenté en premier lieu la théorie de la commande par la logique floue. Par la suite, la stratégie de commande par la logique floue, et basée sur les techniques de commande par DPC et DPC prédictive ont été appliquée sur le système PV agissant comme un filtre active parallèle. Pour la phase d'injection de l'énergie électrique dans le réseau électrique avec une qualité d'énergie très amélioré, les stratégies de commande proposées ont assuré des commandes optimales appliquées au système PV-FAP avec lequel des courants sinusoïdaux pour chaque phase sont assurés.

Les résultats de co-simulation montrés que, le système PV-FAP basé sur les commandes DPC et PDPC associé à la technique de commande par la logique floue établiraient avec succès la suppression des harmoniques du courant circulé dans le réseau et aussi compensée toute la puissance réactive, bon flux d'injection de puissance du générateur PV vers le réseau sous les conditions de changement brusque d'irradiation solaire et de charges non linéaire. Nous pouvons constater que la commande par la logique floue pour les trois méthodes de commande donne des meilleures performances et fidélité en terme des valeurs de THD.

Conclusion générale

Dans cette thèse, nous avons présenté l'étude d'un système photovoltaïque (PV) connecté au réseau électrique et agissant comme un filtre actif de puissance parallèle. L'intérêt de ce système est la minimisation de la pollution de l'environnement par l'addition d'une source d'énergie renouvelable PV à un filtre actif de puissance afin d'assurer une bonne qualité de l'énergie dans cette installation. De plus, Le système prévoit d'éliminer les problèmes de qualité d'énergie et offre un conditionnement tout en fonctionnant en conduction continue sous des variations de charges non linéaires et d'irradiations solaires. Pour l'amélioration des performances du système PV-FAP, nous avons utilisé de nouvelles stratégies de commandes non linéaires basées sur la commande par mode glissant, la commande par backstepping, et la logique floue associée à des commandes DPC et PDPC utilisant la modulation vectorielle SVM. En vue de vérifier le système proposé, des tests de 'processeur in the loop' (PIL) ont été réalisés.

Le premier chapitre a été consacré, en partie, à l'étude et la simulation d'un hacheur boost. La commande de ce convertisseur s'effectue à l'aide d'un algorithme MPPT. Dans la deuxième partie de ce chapitre, une étude approfondie sur la modélisation et la modulation vectorielle de l'onduleur de tension a été effectuée. Enfin pour clôturer ce chapitre, la modélisation du système complet dans le repères (abc) ainsi que dans le repère (α, β) est développée.

Dans le deuxième chapitre, les régulateurs classiques de type PI basé sur la commande DPC et DPC prédictive sont utilisés pour commander le système PV-FAP. Les résultats de la co-simulation obtenus montrent l'efficacité de la méthode de commande proposée.

Dans le troisième chapitre, on a présenté en premier lieu la théorie de la commande par mode glissant. Par la suite, cette méthode de commande est appliquée pour régler la tension continue et les courants active et réactive ainsi que les puissance active et réactive de l'onduleur. Par ailleurs, cette méthode de commande est appliquée aussi pour la commande du convertisseur boost. A partir des résultats de co-simulation, on conclut que cette méthode de commande apporte des améliorations remarquables par rapport aux régulateurs classiques PI en terme de supériorité au niveau du THD et ondulations des puissances.

Dans le quatrième chapitre, on a présenté la théorie de commande par backstepping. Par la suite, cette méthode de commande est appliquée pour contrôler le convertisseur boost et le contrôle de la tension continue et les courants active et réactive ainsi que les puissance active et réactive du FAP. A partir des résultats de co-simulation, on conclut que cette méthode de commande apporte des bonnes performances et améliorations remarquables par rapport aux régulateurs classiques PI et par mode glissant. Car, ces régulateurs offrent de bonnes performances statique et dynamique. En effet, il assure un temps de réponse plus court et

moins dépassement, une meilleure poursuite ainsi qu'un rejet quasi-total de la perturbation d'une valeur de THD très réduit.

Dans le cinquième chapitre, nous avons présenté le contrôle par la logique floue associée aux commandes VOC, DPC et PDPC du système PV-FAP. Les résultats de la co-simulation prouvent l'efficacité du contrôleur FLC en termes de rapidité et d'amélioration de la qualité de l'alimentation par rapport aux résultats obtenus par PI et mode glissant.

A titre de perspectives, ce travail peut être étendu suivant les axes ci-dessous :

- Amélioration des performances de la partie de puissance par l'utilisation des nouvelles topologies tel que l'onduleur multiniveaux, l'onduleur à impédance d'entrée et les hacheurs entrelacés ;
- Application d'autres méthodes de commandes non linéaire.
- L'intégration du FAP dans une chaîne de conversion éolienne à base d'une génératrice asynchrone à double alimentation (GADA).
- Application de la technique HIL « hardware in the loop » pour la commande du système PV-FAP.

Annexes

A.1 Introduction

Le nombre de contrôleurs numériques destinés au contrôle des systèmes de conversion de l'énergie électrique ne cesse d'augmenter, de même que leur complexité. Par conséquent, de plus en plus d'efforts sont consacrés à la conception, la vérification et la simulation de ces contrôleurs numériques. Les récents progrès des technologies numériques et des outils logiciels associés permettent de concevoir des contrôleurs numériques intégrés de plus en plus complexes, compacts et à haute performance. Ainsi, un contrôleur numérique, voire un système de commande, qui était auparavant implanté sur une carte électronique, peut dorénavant être intégré sur une puce unique, offrant l'avantage d'être compact et de supporter un très grand nombre de traitements arithmétiques. De plus, l'utilisation de composants reconfigurables tels que les DSPs permet le développement et le prototypage rapide du contrôleur numérique sans modification matérielle significative [100].

Néanmoins, la complexité croissante des algorithmes à implanter dans ces contrôleurs numériques exigent l'utilisation des méthodologies de conception particulièrement adaptées. Dans certaines applications telles que celles relevant du domaine de la conversion de l'énergie électrique, toute erreur dans la conception du contrôleur numérique, aussi minime soit-elle, peut provoquer de sérieux dommages au système commandé, généralement très coûteux et des retards dans la mise au point du premier prototype [100].

A.2 Méthodologies de conception de contrôleurs numériques pour les systèmes de conversion de l'énergie électrique

A.2.1. Généralités

Dans l'approche traditionnelle, un contrôleur numérique est réalisé par assemblage sur une carte électronique de différents composants discrets réalisant chacun une fonction particulière plus ou moins complexe : addition, mémorisation, interfaçage, gestion d'interruption, processeur de signaux, etc. Si ce contrôleur numérique inclut une erreur de conception, il est au minimum nécessaire d'ajouter des fils entre les composants pour la corriger, ou dans le cas extrême, de refaire une nouvelle carte électronique pour résoudre ce problème, ce qui nécessite alors de refaire totalement le routage de la carte électronique. Plus le contrôleur numérique est complexe, plus les composants mis en œuvre sont nombreux, plus la carte est chère, et plus la sensibilité aux perturbations électromagnétiques est importante. Ce constat met en évidence deux besoins majeurs : pouvoir modifier le contrôleur numérique sans modifier la carte électronique et diminuer le nombre de composants numériques sur cette carte. En effet, pour un même cahier des charges, moins il y a de composants, moins la carte est chère et plus les fonctions sont intégrées, d'où une possible réduction de l'encombrement. Les améliorations des processus de fabrication des composants électroniques permettent de répondre de mieux en mieux à ces besoins. L'évolution des technologies de fabrication de circuits numériques permettent l'intégration complète d'un contrôleur numérique sur un composant unique : c'est le concept appelé "*single chip*" [101].

A.3. Apports des DSPs pour la commande des systèmes de conversion de l'énergie électrique

Un composant DSP est un circuit intégré numérique comme un FPGA est composé d'un grand nombre d'éléments ou blocs logiques programmables et reconfigurables sans modification matérielle significative. Aujourd'hui, les composants DSPs sont devenus indispensables dans les systèmes numériques et sont utilisés dans de multiples domaines d'applications en raison des nombreux avantages obtenus lors de leur utilisation. Parmi tous ces avantages, on peut notamment citer [100] :

- 1- L'augmentation croissante du niveau de performance temps réel tout en réduisant le coût et l'encombrement,
- 2- la réduction du temps d'exécution d'un algorithme afin de permettre au contrôleur à base du DSP d'atteindre le niveau de performance des contrôleurs analogiques, sans présenter les inconvénients de ces derniers (manque de souplesse, problème de compatibilité électromagnétique, etc.),
- 3- La souplesse de programmation permet de les réutiliser à volonté pour cibler des algorithmes différents en un temps très court, ceci à l'aide d'une même plate-forme de développement,
- 4- La rapidité et la facilité de reconfigurer un DSP autant de fois que nécessaire pour implanter les fonctionnalités désirées.

En raison de tous ces avantages, les DSPs sont aujourd'hui utilisés dans diverses applications nécessitant des traitements numériques importants tels que le traitement du signal et de l'image, le contrôle/commande des machines électriques, la mesure de vitesse, le contrôle des convertisseurs statiques de puissance, les équipements médicaux, la télécommunication, l'aéronautique, les transports, la bio-informatique, l'automobile, la robotique ou encore plus généralement l'accélération de calculs scientifiques.

A.4. Principe du prototypage « porcessor in the loop » à base d'une carte DSP

L'intérêt du prototypage « porcessor in the loop » est de pouvoir valider l'implantation numérique des algorithmes de commande (contrôle/commande, commande MLI, commande du convertisseur DC/DC, détection et compensation de défaut, etc.) de la partie commande tout en émulant la partie puissance par ordinateur. Il est dès lors possible d'évaluer la partie commande dans un environnement virtuel où les modifications des algorithmes de commande sont aisément réalisables par reprogrammation sans itération matérielle coûteuse. Ceci entraîne une réduction du temps de développement ainsi que celle du coût du projet. De plus, le prototypage « porcessor in the loop » permet d'évaluer les performances des algorithmes de commande et les points faibles de ceux-ci peuvent être détectés dans cet environnement virtuel tout en éliminant le risque d'endommager tout ou en partie le système électrique.

Les raisons majeures qui nous ont motivés à recourir au prototypage « porcessor in the loop » lors de l'étude de commandes d'un système électrique sont nombreuses :

- La partie puissance n'est pas toujours disponible (cas d'un système de générateur photovoltaïque complet, éolien, par exemple, etc.),
- Les coûts engendrés par la construction de la partie puissance sont très élevés,
- Les essais comportent des risques importants pour la sûreté globale de l'opération (danger, puissance élevée mise en jeu, etc.),

Lors du prototypage PIL, à chaque pas de co-simulation, la partie puissance du système électrique est simulée par un PC et les signaux de sortie sont envoyés à la carte DSP. Lorsque celle-ci reçoit les signaux du PC, elle exécute les algorithmes de commande implémentés. De plus, La carte DSP retourne ensuite au PC les ordres de commande des différents interrupteurs établis au cours de cette étape. A ce stade, un cycle de co-simulation PIL est effectué. L'échange des données entre le PC et la carte DSP est synchronisé à base d'une interface de transmission des données utilisant le port de communication UART (Universal Asynchronous Receiver Transmitter) est utilisée pour relier la carte DSP au PC. De ce fait, les interfaces d'entrées/sorties doivent être simulées.

A.5. Logiciels mis en œuvre

La conception et l'intégration des algorithmes de commande sur cibles programmables présentées dans cette thèse de type DSP de référence « STM32F429i-DISCOVERY », exige des outils de développement spécifiques. Pour nos travaux, nous avons choisi d'utiliser entre autres les outils logiciels " Keil μ vision5, waijung15 ". La motivation majeure de ce choix est le couplage possible entre ces logiciels et les outils Matlab/Simulink et SymPowerSystems. La bibliothèque « Waijung 15 » permet de générer le code C de tous les algorithmes de commande à partir d'une modélisation sous Matlab/Simulink utilisant « Embedded Matlab Function ». Les blocs Matlab/Simulink sont également compatibles avec les blocs de « Waijung 15 » ; cette possibilité permet de modéliser des systèmes mixtes (analogique et numérique) et de les simuler dans un environnement unique, celui de Matlab/Simulink. Pour ce faire, les algorithmes de commande sont modélisés et simulés dans leur contexte analogique et de puissance, étape par étape, jusqu'à l'obtention d'une modélisation synthétisable en langage C. Cette dernière modélisation sera physiquement implantée sur la carte DSP choisie. Une fois programmé, la carte DSP sera alors testée dans son contexte de puissance par prototypage PIL.

A.6 Implémentation des algorithmes de commandes par la technique PIL

Dans la co-simulation PIL, une plate-forme intégrée exécutant l'algorithme de contrôle est connectée à un ordinateur hôte sur lequel le modèle du système physique est exécuté. Ensuite, une évaluation des circonstances d'exécution de l'algorithme développé peut être effectuée afin d'optimiser certains facteurs importants tels que l'encombrement de la mémoire, la taille du code et l'exécution de l'algorithme en fonction du temps requis. Le principe du développement basé sur PIL est illustré à la **Figure (A.1)**.

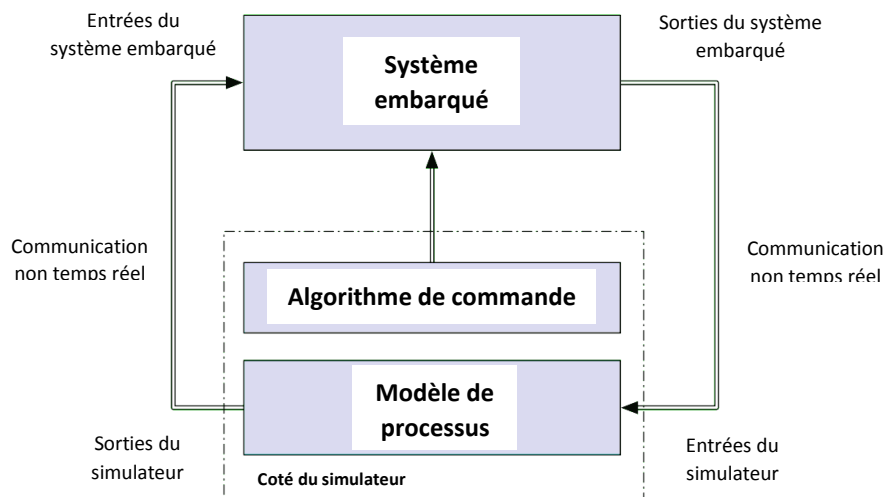
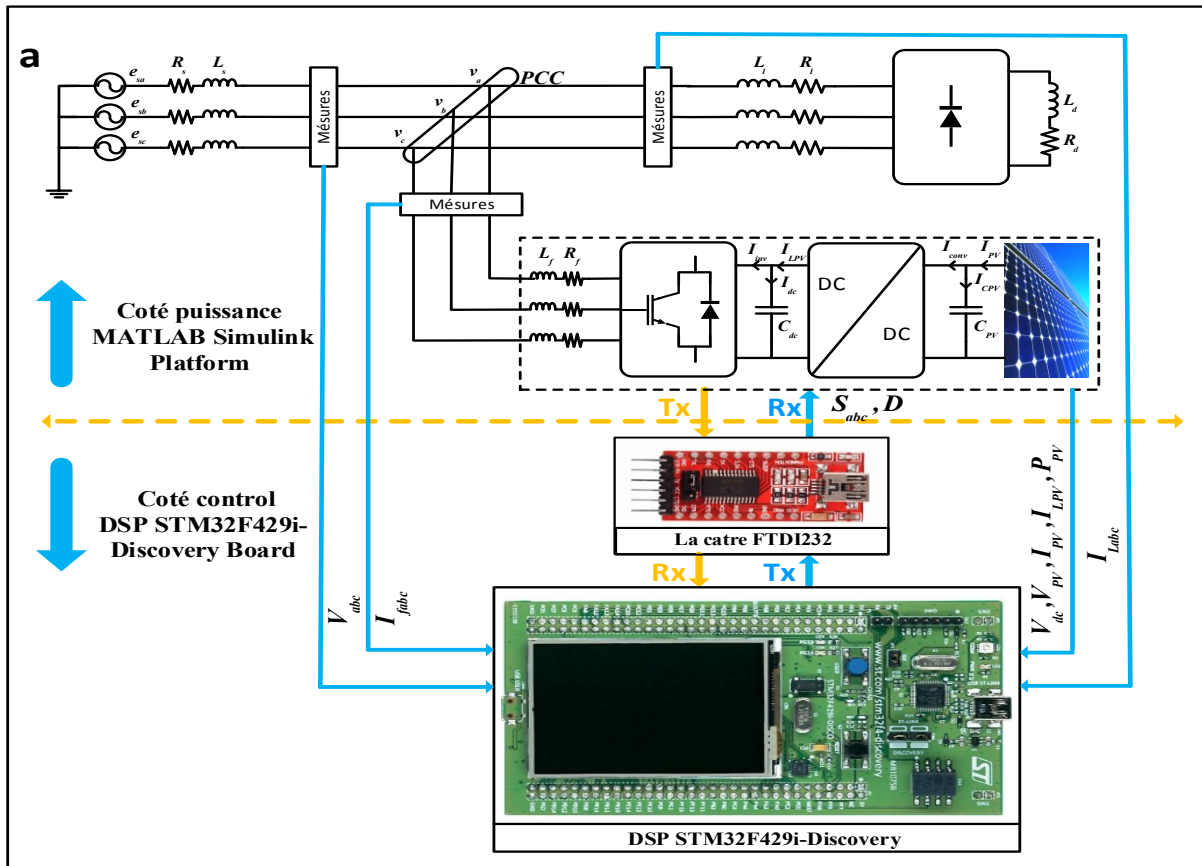


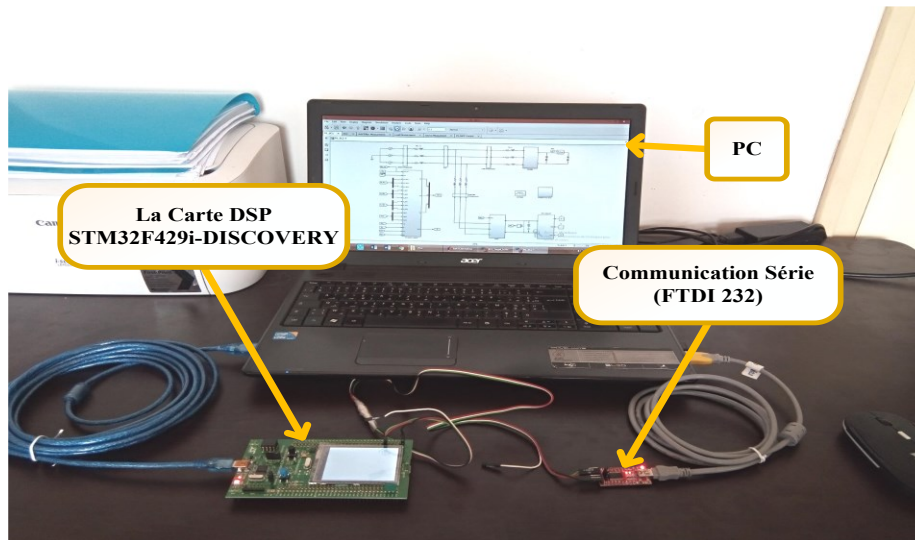
Figure (A.1). Schéma fonctionnel du système embarqué connecté à un simulateur PIL

Pour réaliser co-simulation, trois aspects doivent être pris en compte : le canal de communication, la synchronisation et l'interface d'échange de données entre la carte DSP et la plate-forme Simulink. Comme le montre la **Figure (A.2)(b)**, le canal de communication est un PC standard, qui prend en charge de nombreux canaux de communication tels que le port USB (Universal Serial Bus), les ports Ethernet / Internet, les ports de communication série, le port parallèle, etc. L'étude proposée est basée sur le bus série universel (USB). La seconde partie implique la synchronisation avec deux domaines temporels, le domaine temporel du modèle Simulink et le temps réel dans le domaine matériel DSP. Le processeur ne peut pas prévoir le temps d'échantillonnage souhaité dans la plate-forme Simulink, il convient donc de gérer une stratégie de synchronisation. La dernière partie est l'interface d'échange de données utilisant le port de communication UART (Universal Asynchronous Receiver Transmitter). **Figure A.1(a)** montre la connexion entre la 'pin' de communication série Transmit Data (Tx) de l'émetteur et la 'pin' Received Data (Rx) du récepteur, en tenant compte du fait que l'émetteur et le récepteur doivent avoir une masse commune.

Lors du prototypage PIL, à chaque étape de simulation, la partie puissance du système électrique est simulée dans la plate-forme Matlab / Simulink et les signaux de sortie sont envoyés à la carte DSP STM32F429i-Discovery. Lorsqu'elle reçoit les signaux du PC standard, elle exécute les algorithmes de contrôle mis en œuvre. La carte DSP renvoie ensuite au PC les commandes de contrôle au système électrique simulée dans la plate-forme Matlab / Simulink pendant cette étape. A ce stade, un cycle de simulation PIL est effectué. L'échange de données entre le PC standard et la carte DSP est synchronisé à l'aide d'une interface FTDI232 (communication série) pour connecter la carte DSP au PC standard.



(a)



(b)

Figure (A.2). Technique du « PORCESSOR IN THE LOOP » : (a) périphérique / carte hôte et liaison de communication, (b) plate-forme de Co-simulation PIL.

Phase I

L'objectif de cette étape est de générer le code C pour tous les algorithmes de commande du system.

Etape 01 :

Simulation du système en utilisant la fonction « Embedded Matlab Function »

Commande PI-VOC-SVM du système PV-FAP

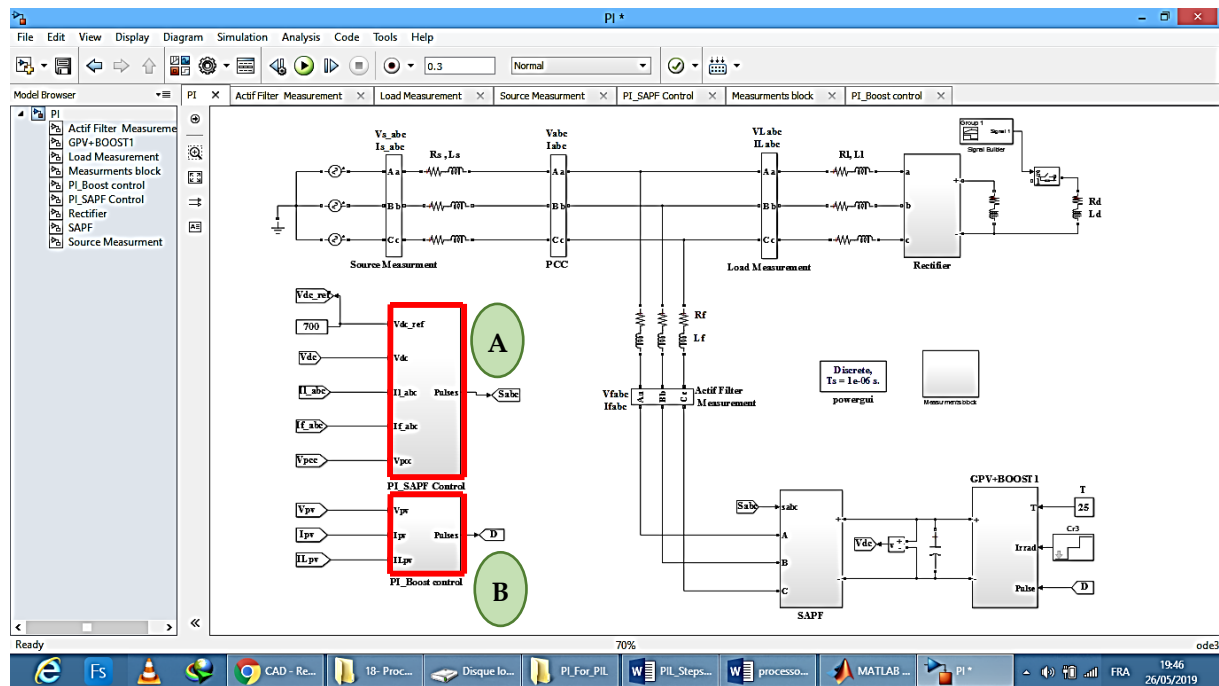


Figure (A.3). Schéma de simulation de la commande PI-VOC-SVM du système PV-FAP dans l'environnement Simpower System

(A) Commande du système coté FAP

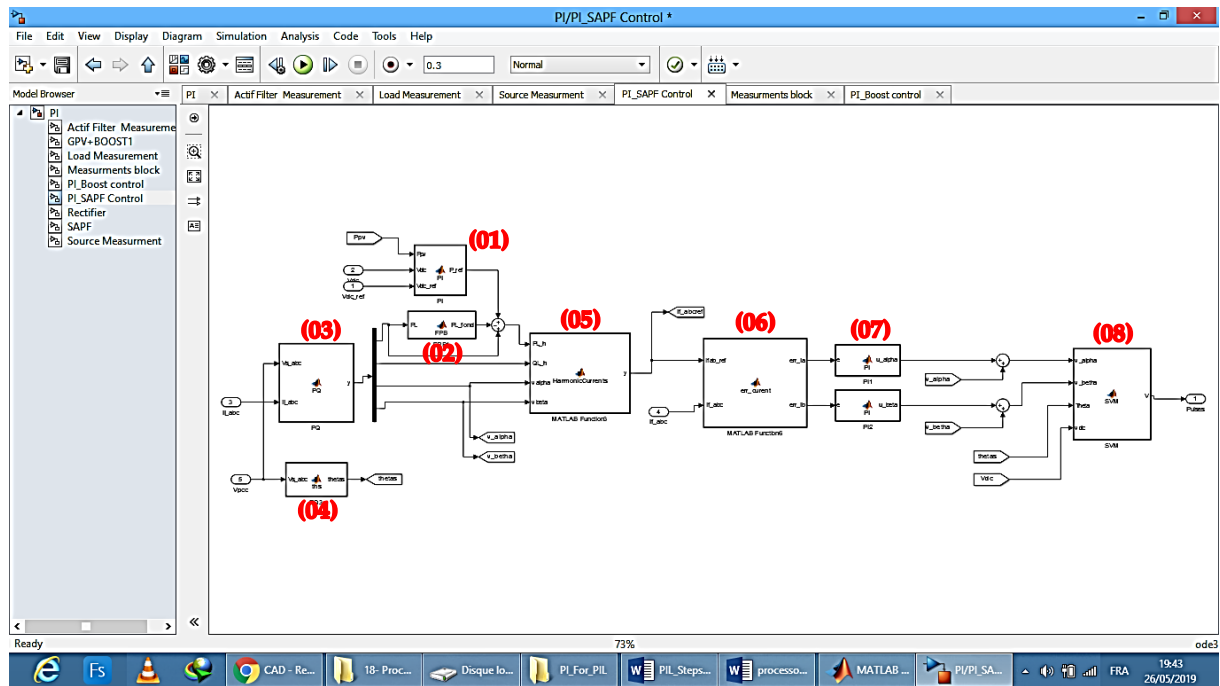
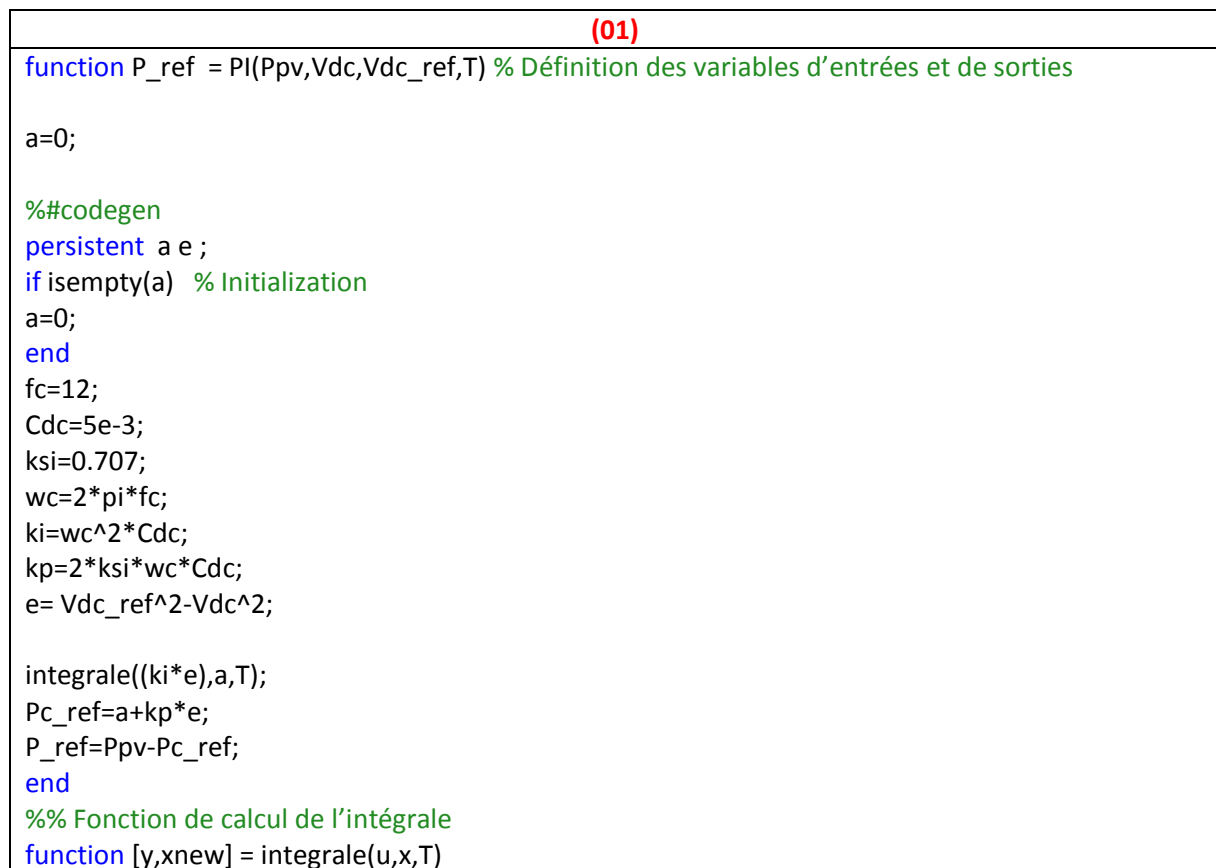


Figure (A.4). Schéma de la partie commande du FAP en utilisant « Embedded Matlab Function »



```
xnew = x+u;
y = T*(xnew + x)/2;
end
```

(02)

```
function PL_fond = FPB(PL) % Définition de variable d'entrée et de sortie
%#codegen
Ts=1e-5;
fc=175;
wc=2*pi*fc;

A=[0 1 0 0;0 0 1 0;0 0 0 1;-wc^4 -4*wc^3 -6*wc^2 -4*wc];
B=[0;0;0;wc^4];

persistent x;
if isempty(x)
x = [0;0;0;0] ;
end

x1=x(1);
x2=x(2);
x3=x(3);
x4=x(4);
X=[x1;x2;x3;x4];
X_dot = A*X+ B*PL ;

x=x+Ts*X_dot;

PL_fond = x(1) ;

end
```

(03)

```
function y = PQ(Vs_abc,ll_abc) % Définition des variables d'entrées et de sorties
%#codegen
% les tensions de source et les courants de charge
v1=Vs_abc(1);
v2=Vs_abc(2);
v3=Vs_abc(3);
i1=ll_abc(1);
i2=ll_abc(2);
i3=ll_abc(3);
%La transformation de concordia des tension
v_alpha=sqrt(2/3)*(v1-0.5*v2-0.5*v3);
v_beta=sqrt(2/3)*(v2*sqrt(3)/2-v3*sqrt(3)/2);

% La transformation de concordia des courants

i_alpha=sqrt(2/3)*(i1-0.5*i2-0.5*i3);
```

```

i_betha=sqrt(2/3)*(i2*sqrt(3)/2-i3*sqrt(3)/2);

% Calcul de la puissance active PI

PL=v_alpha*i_alpha + v_betha* i_betha;

% Calcule de la puissance reactive QI

QL=v_alpha*i_betha - v_betha* i_alpha;
y=[PL;QL;v_alpha;v_betha];

end

```

(04)

```

function thetas = ths(Vs_abc)
%#codegen
% les tesions de source et les courants au PCC
x1=Vs_abc(1);
x2=Vs_abc(2);
v3=Vs_abc(3);
%La transformation de concordia des tensions
x_alpha=sqrt(2/3)*(x1-0.5*x2-0.5*v3);
x_betha=sqrt(2/3)*(x2*sqrt(3)/2-v3*sqrt(3)/2);
% calcule de theta.
z=x_alpha+ 1i* x_betha;
th=atan2(imag(z),real(z));
thetas=th;

end

```

(05)

```

function y = HarmonicCurrents(PL_h,QL_h,valpha,vbeta)
%#codegen
% delta
delta=valpha^2 + vbeta^2;
%Calcul des courants de reference de le repère stationnaire
ialpha_ref=(1/delta)*(valpha*PL_h-vbeta*QL_h);
ibeta_ref=(1/delta)*(vbeta*PL_h+valpha*QL_h);

y=[ialpha_ref;ibeta_ref];

end

```

(06)

```

function [err_ia,err_ib] = err_curent(ifab_ref,if_abc)
%#codegen
if1=If_abc(1);
if2=If_abc(2);

```

```

if3=If_abc(3);
ifa_ref=ifab_ref(1);
ifb_ref=ifab_ref(2);
ifa=sqrt(2/3)*(if1-0.5*if2-0.5*if3);
ifb=sqrt(2/3)*(if2*sqrt(3)/2-if3*sqrt(3)/2);
err_ia=ifa_ref-ifa;
err_ib=ifb_ref-ifb;
end

```

(07)

```

function u_alpha = PI(e,T)

persistent a ;
if isempty(a)
a=0;
end

fc=1/1e-6;
Lf=9.05e-5;
Rf=0.001;
ksi=0.707;
wn=2*pi*fc;

ki=wn^2*Lf;
kp=2*ksi*wn*Lf-Rf;

integrale((ki*e),a,T);
u_alpha=a+kp*e;

end
%% Fonction de calcul de l'intégrale
function [y,xnew] = integrale(u,x,T)
xnew = x+u;
y = T*(xnew + x)/2;
end

```

(08)

```

function V =SVM(v_alpha,v_betha,Theta,vdc,T)

persistent t Secteur ta_closed tb_closed tc_closed ta_open tb_open tc_open ;
% open et closed sont les états des interrupteurs de l'onduleur
if isempty(Secteur)
t=0;
Secteur=0;
ta_closed=0;
tb_closed=0;
tc_closed=0;
ta_open=0;
tb_open=0;

```



```

tc_open=0;
end

t=t+1e-6;
t_p=mod(t,T);
if t_p==0
    t=0;
end
%Détermination des secteurs

if (Theta >= 0) && (Theta < pi/3) , Secteur=1; end;
if (Theta >= pi/3) && (Theta < 2*pi/3) , Secteur=2; end;
if (Theta >= 2*pi/3) && (Theta < pi) , Secteur=3; end;
if (Theta >= -pi) && (Theta < -2*pi/3) , Secteur=4; end;
if (Theta >= -2*pi/3) && (Theta < -pi/3) , Secteur=5; end;
if (Theta >= -pi/3) && (Theta < 0) , Secteur=6; end;

% calcul des temps du secteur 1
if Secteur==1

    t1=T*(sqrt(6)*v_alpha-sqrt(2)*v_beta)/(2*vdc);
    t2=T*sqrt(2)*v_beta/vdc;
    t0=T-t1-t2;

    ta_closed=t1/2+t2/2+t0/4+t0/4+t2/2+t1/2;
    tb_closed=t2/2+t0/4+t0/4+t2/2;
    tc_closed=t0/4+t0/4;

    ta_open=T-ta_closed;
    tb_open=T-tb_closed;
    tc_open=T-tc_closed;

end
% calcul des temps du secteur 2
if Secteur==2

    t2=T*(sqrt(6)*v_alpha+sqrt(2)*v_beta)/(2*vdc);
    t3=T*(-sqrt(6)*v_alpha+sqrt(2)*v_beta)/(2*vdc);
    t0=T-t2-t3;
    ta_closed=t2/2+t0/4+t0/4+t2/2;
    tb_closed=t3/2+t2/2+t0/4+t0/4+t2/2+t3/2;
    tc_closed=t0/4+t0/4;
    ta_open=T-ta_closed;
    tb_open=T-tb_closed;
    tc_open=T-tc_closed;

end
% calcul des temps du secteur 3
if Secteur==3

    t3=T*sqrt(2)*v_beta/vdc;
    t4=T*(-sqrt(6)*v_alpha-sqrt(2)*v_beta)/(2*vdc);
    t0=T-t3-t4;

```

```

ta_closed=t0/4+t0/4;
tb_closed=t3/2+t4/2+t0/4+t0/4+t4/2+t3/2;
tc_closed=t4/2+t0/4+t0/4+t4/2;
ta_open=T-ta_closed;
tb_open=T-tb_closed;
tc_open=T-tc_closed;
end
% calcul des temps du secteur 4
if Secteur==4

t4=T*(-sqrt(6)*v_alpha+sqrt(2)*v_beta)/(2*vdc);
t5=T*(-sqrt(2))*v_beta/vdc;
t0=T-t4-t5;

ta_closed=t0/4+t0/4;
tb_closed=t4/2+t0/4+t0/4+t4/2;
tc_closed=t5/2+t4/2+t0/4+t0/4+t4/2+t5/2;

ta_open=T-ta_closed;
tb_open=T-tb_closed;
tc_open=T-tc_closed;
end
% calcul des temps du secteur 5
if Secteur==5

t5=T*(-sqrt(6)*v_alpha-sqrt(2)*v_beta)/(2*vdc);
t6=T*(sqrt(6)*v_alpha-sqrt(2)*v_beta)/(2*vdc);
t0=T-t5-t6;

ta_closed=t6/2+t0/4+t0/4+t6/2;
tb_closed=t0/4+t0/4;
tc_closed=t5/2+t6/2+t0/4+t0/4+t6/2+t5/2;

ta_open=T-ta_closed;
tb_open=T-tb_closed;
tc_open=T-tc_closed;
end
% calcul des temps du secteur 6
if Secteur==6

t6=T*(-sqrt(2))*v_beta/vdc;
t1=T*(sqrt(6)*v_alpha+sqrt(2)*v_beta)/(2*vdc);
t0=T-t1-t6;

ta_closed=t1/2+t6/2+t0/4+t0/4+t6/2+t1/2;
tb_closed=t0/4+t0/4;
tc_closed=t6/2+t0/4+t0/4+t6/2;

ta_open=T-ta_closed;
tb_open=T-tb_closed;
tc_open=T-tc_closed;
end

```

```

%Génération des impulsions
if (t_p<ta_closed)&&(t_p>=ta_open)
    Sa=1;
else
    Sa=0;
end
if (t_p<tb_closed)&&(t_p>=tb_open)
    Sb=1;
else
    Sb=0;
end
if (t_p<tc_closed)&&(t_p>=tc_open)
    Sc=1;
else
    Sc=0;
end

V=[Sa;Sb;Sc];

end

```

(B) Commande du système coté DC-DC boost

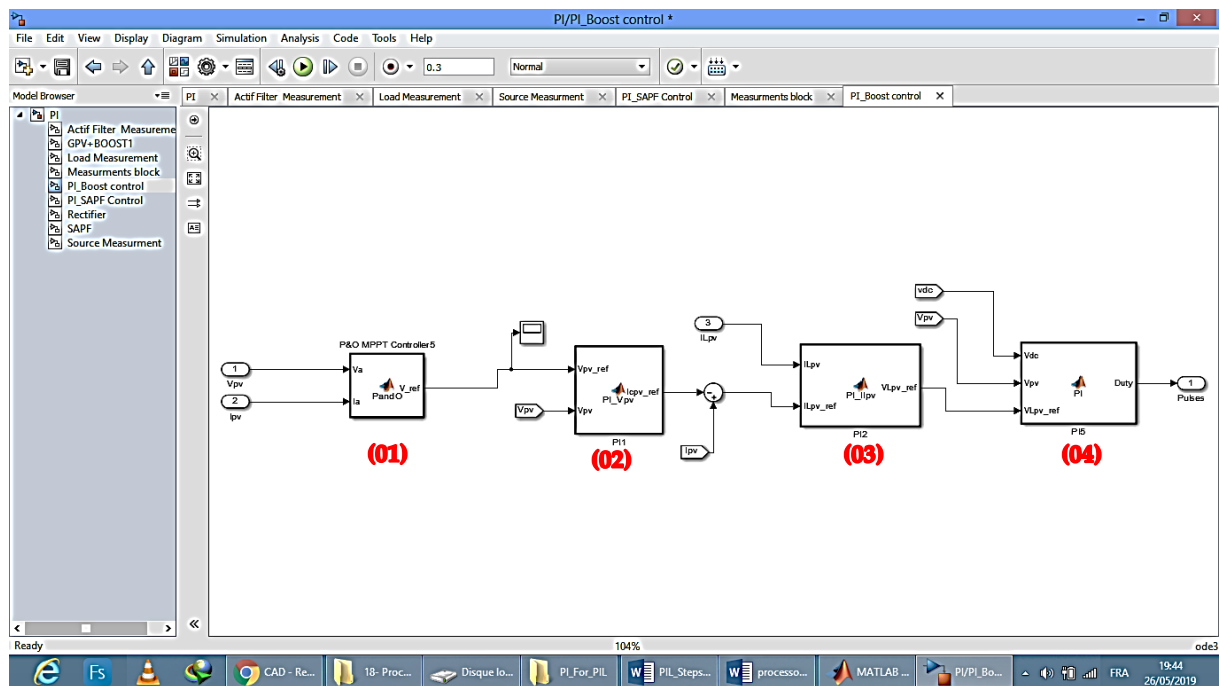


Figure (A.5). Schéma de la partie commande du boost en utilisant « Embedded Matlab Function »

(01)

```

function V_ref = PandO(Va, Ia)
DeltaVpv_ref=0.1;

```

```

persistent Vold Pold;
if isempty(Vold)
Vold=0;
Pold=0;
end
P= Va*Ia;
dV= Va - Vold;
dP= P - Pold;
if dP > 0
    if dV > 0
        V_ref=Va+DeltaVpv_ref;
    else
        V_ref=Va-DeltaVpv_ref;
    end
else
if dP < 0
    if dV > 0
        V_ref=Va-DeltaVpv_ref;
    else
        V_ref=Va+DeltaVpv_ref;
    end
else
    V_ref=Va;
end
end

Vold=Va;
Pold=P;

```

(02)

```

function lcpv_ref = PI_Vpv(Vpv_ref,Vpv,T)

persistent a e ;
if isempty(a) % Initialization
a=0;
end
fc=25e3;
Cpv=52e-6;
ksi=0.707;
wn=2*pi*fc;
ki=wn^2*Cpv;
kp=2*ksi*wn*Cpv;
e= Vpv_ref-Vpv;
integrale((ki*e),a,T);
lcpv_ref=a+kp*e;

end
%% Fonction de calcul de l'intégrale
function [y,xnew] = integrale(u,x,T)
xnew = x+u;

```

```
y = T*(xnew + x)/2;
end
```

(03)

```
function VLpv_ref = PI_Ilpv(ILpv,ILpv_ref,T)

persistent a e ;
if isempty(a) % Initialization
a=0;
end

Lpv=0.0015;
Rpv=0.08;
ksi=0.707;
fs=0.58e3;
wn=2*pi*fs;
ki=wn^2*Lpv;
kp=2*ksi*wn*Lpv-Rpv;
e= ILpv_ref-ILpv;
integrale((ki*e),a,T);
VLpv_ref=a+kp*e;

end
%% Fonction de calcul de l'intégrale
function [y,xnew] = integrale(u,x,T)
xnew = x+u;
y = T*(xnew + x)/2;
end
```

(04)

```
function Duty = PI(Vdc,Vpv,VLpv_ref)
%#codegen
Vm_ref=Vpv-VLpv_ref;

D=1-(Vm_ref/Vdc);
if D > 0.9
D_limite=0.9;
elseif D < 0
D_limite=0;
else
D_limite=D;
end
Duty=D_limite;
end
```

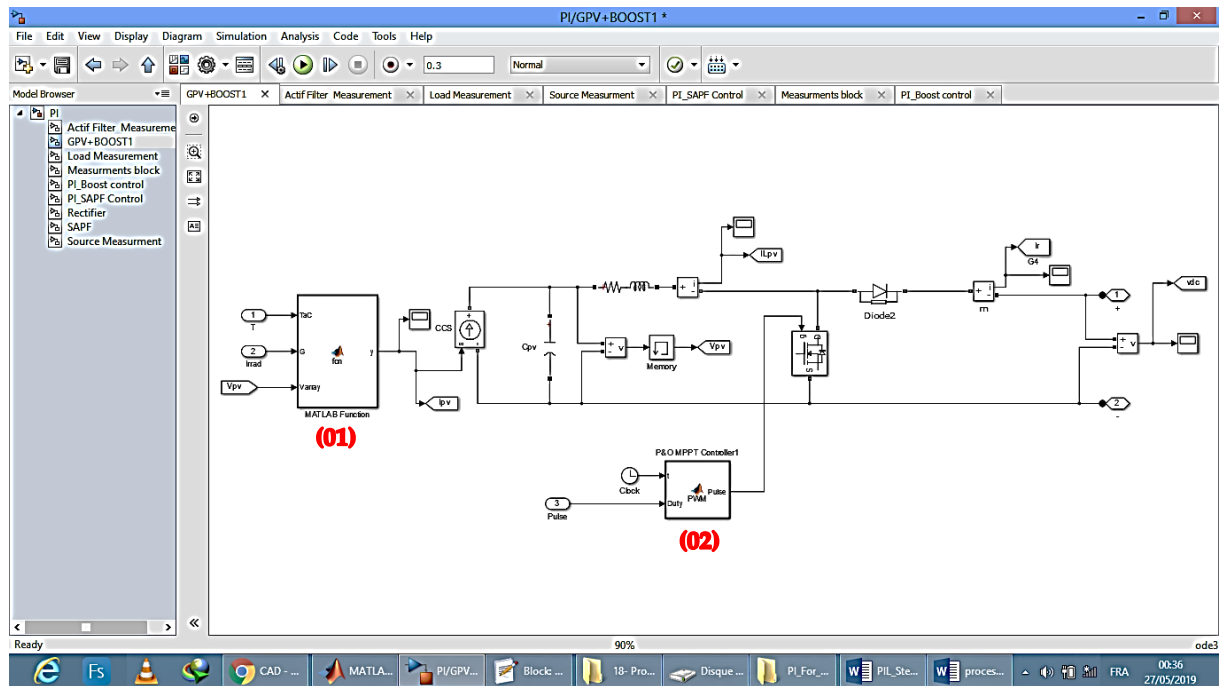


Figure (A.5). Schéma de la partie puissance du boost en utilisant « Embedded Matlab Function »

(01)

```
function y = fcn(TaC,G,Varray)
%#codegen
%PV array model base on BP SX 150S PV module
%calculates module current under given voltage, irradiance and temperature
%Out: Iarray = PV generator operating current (A)
%In: Varray = PV generator operating voltage (V)
%G = Irradiance (1G = 1000 W/m^2)
%TaC = Module temperature in deg C
%Paramètres
%T=TaC % TaC = La température en degré Celsius
%G=*u[1]; // G = L'irradiation (1G = 1000 W/m^2)
%Varray=Vpv;
%Iarray;
%Imodule ; %//= bp_sx150s(Vs,G,TaC);
%Icell;

ac = 1; % Attenuation coefficient based on observed max power

%Define constants
Ms = 10; % Number of modules connected in serieis
Mp =7; %Number of modules connected in parallel

k = 1.381E-23; % Boltzmann's constant
q = 1.602E-19; % Electron charge
% Following constants are taken from the datasheet of PV module and
% curve fitting of I-V character (Use data for 1000W/m^2)
n = 1.62;%Diode ideality factor (n), % 1 (ideal diode) < n < 2
Eg = 1.12; % Band gap energy; 1.12eV (Si), 1.42 (GaAs), % 1.5 (CdTe), 1.75 (amorphous Si)
```

```

Ns = 75; %Number of series connected cells (BP SX150s, 72 cells)
Np = 1; % Number of parallel connected cells (BP SX150s, 1 cell)
TrK = 298; % Reference temperature (25C) in Kelvin
Voc_TrK = 43.5 /Ns; % Voc (open circuit voltage per cell) at temp TrK
Isc_TrK = 4.75/Np;% Isc (short circuit current per cell) at temp TrK
a = 0.00065; % Temperature coefficient of Isc (0.065%/C)

% Define variables
Vmodule = Varray / Ms; % Module voltage

Vcell = Vmodule / Ns; %Cell voltage

TaK = 273 + TaC; %Module temperature in Kelvin

% Calculate short-circuit current for TaK
Isc = Isc_TrK * (1 + (a * (TaK - TrK)));

%Calculate photon generated current at given irradiance
Iph = G* Isc;
% Define thermal potential (Vt) at temp TrK
Vt_TrK = n * k * TrK / q;
% Define b = Eg * q/(n*k);
b = Eg * q / (n * k);
% Calculate reverse saturation current for given temperature
Ir_TrK = Isc_TrK / (exp(Voc_TrK / Vt_TrK) -1);
Ir = Ir_TrK * ((TaK / TrK)^3) * exp(-b * (1 / TaK -1 / TrK));

%Calculate series resistance per cell (Rs = 5.1mOhm)
dVdl_Voc = -1.0/Ns; %// Take dV/dI at Voc from I-V curve of datasheet
Xv = Ir_TrK / Vt_TrK * exp(Voc_TrK / Vt_TrK);
Rs = - dVdl_Voc - 1/Xv;

%Define thermal potential (Vt) at temp Ta
Vt_Ta = n * k * TaK / q;

% Icell = Iph - Ir * (exp((Vcell + Icell * Rs) / Vt_Ta) -1)
% f(Ia) = Iph - Icell - Ir * ( exp((Vcell + Icell * Rs) / Vt_Ta) -1) = 0
%Solve for Ia by Newton's method: Ia2 = Ia1 - f(Ia1)/f'(Ia1)

Icell = 0; % Initialize Ia_new with zero

%Perform 5 iterations
for j=1:5
    Icell = Icell - (Iph - Icell - Ir * ( exp((Vcell + Icell * Rs) / Vt_Ta) -1)) / (-1 - Ir * (Rs / Vt_Ta) *
exp((Vcell + Icell * Rs) / Vt_Ta));
end
Imodule= Np*Icell*ac;

Iarray=Mp*Imodule;
y=larray;

```

(02)

```

function Pulse = PWM(t,Duty)
%#codegen

fs=30e3;
Te=1/fs;
tt=mod(t,Te);
if(tt<Duty*Te)
    S=1;
else
    S=0;
end
Pulse= S;

```

Phase II

Etapes d'implémentation des algorithmes de commande dans la carte DSP

La co-simulation PIL est réalisée entre la carte DSP et la plate-forme Simulink MATLAB. La mise en œuvre de la procédure PIL avec les ressources existantes est comme suit :

Etape 01 :

-Regroupement de tous les algorithmes de commande du système PV-FAP dans un seul sous-système de simulation. Puis de l'ajout des blocs d'implémentation : Target setup, UART setup, UART RX, UART TX :

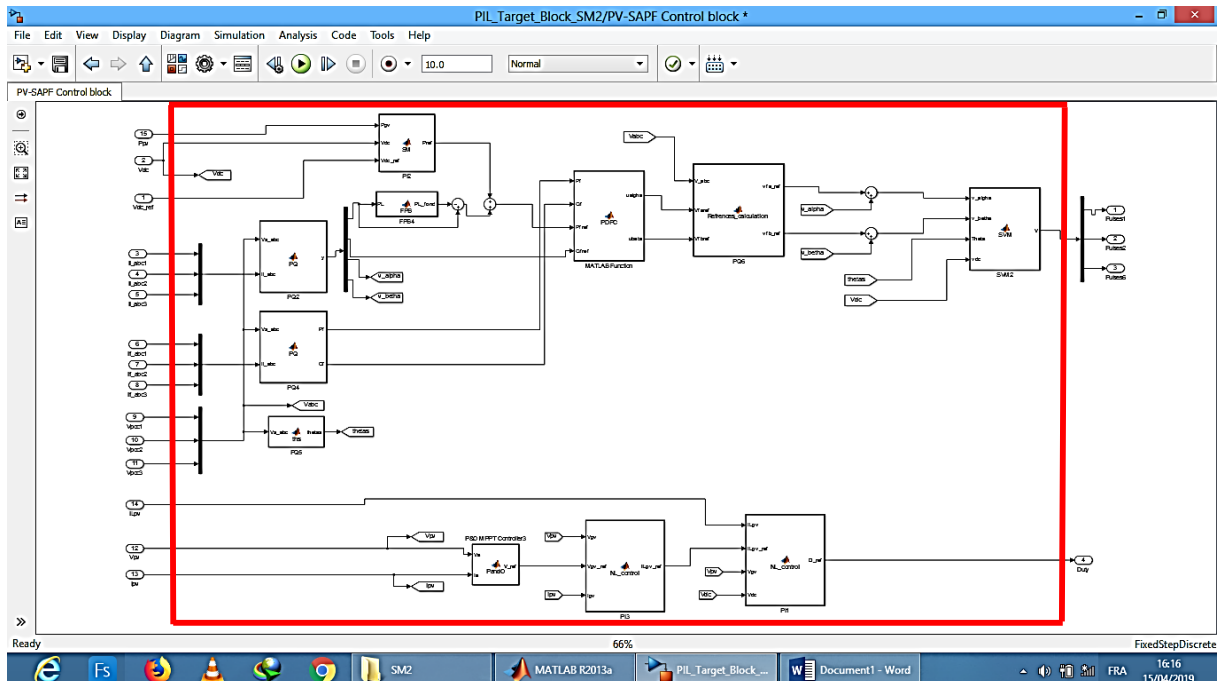
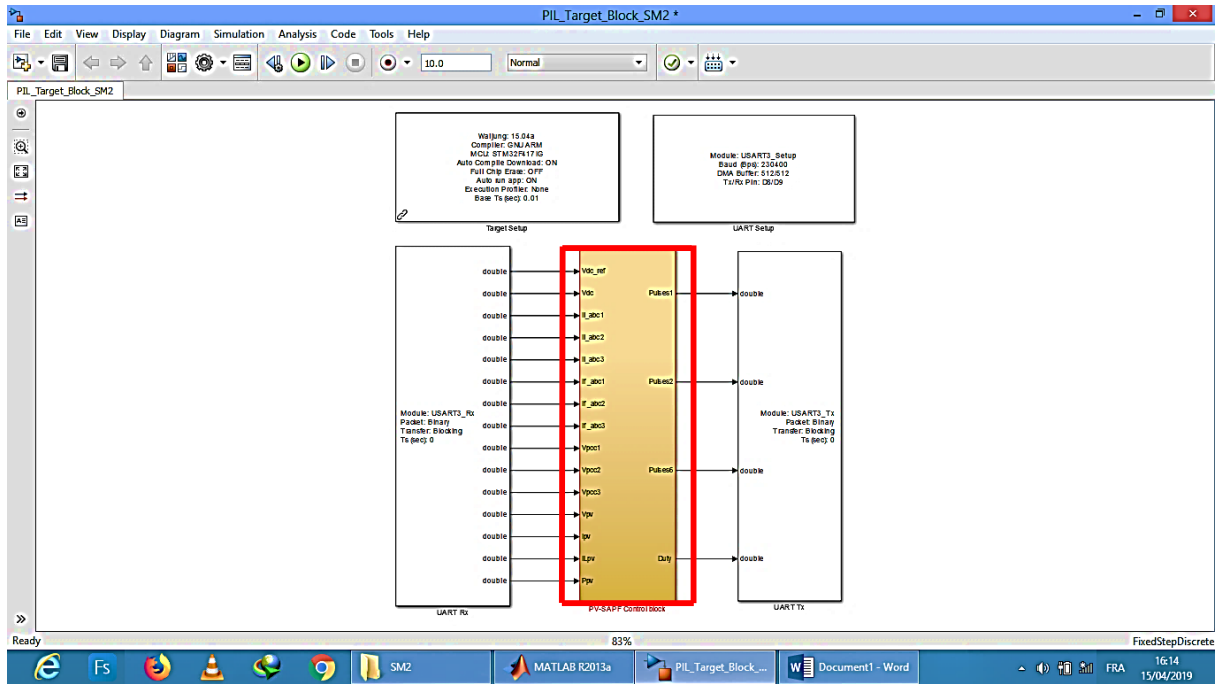


Figure (A.6). Regroupement de tous les algorithmes de commande du système PV-FAP dans un seul sous-système



(Suite)

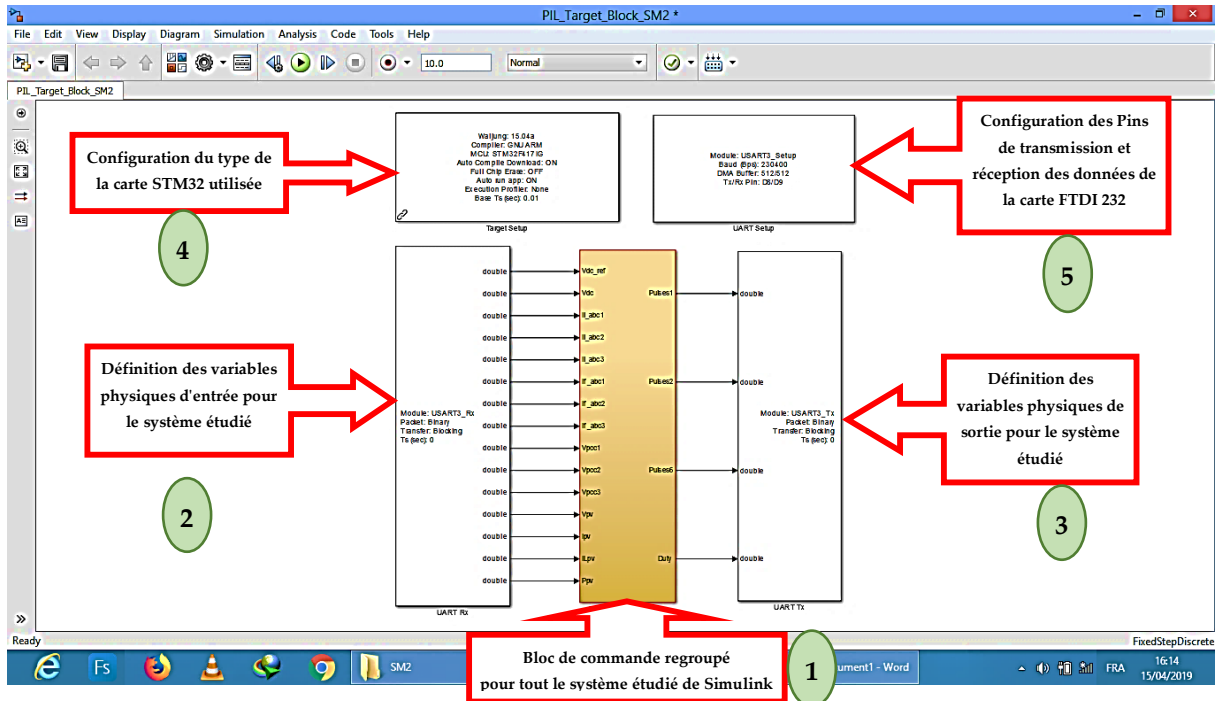


Figure (A.7). Bloc de regroupement de toutes les commandes du système étudié.

Etape 02 :

-Définir la référence de la carte DSP dans la plate-forme Simulink Matlab et définir les entrées et les sorties appropriées du système de contrôle. Après cela, l'algorithme de contrôle proposé sera construit et intégré dans la carte DSP comme indiqué par les figures suivantes :

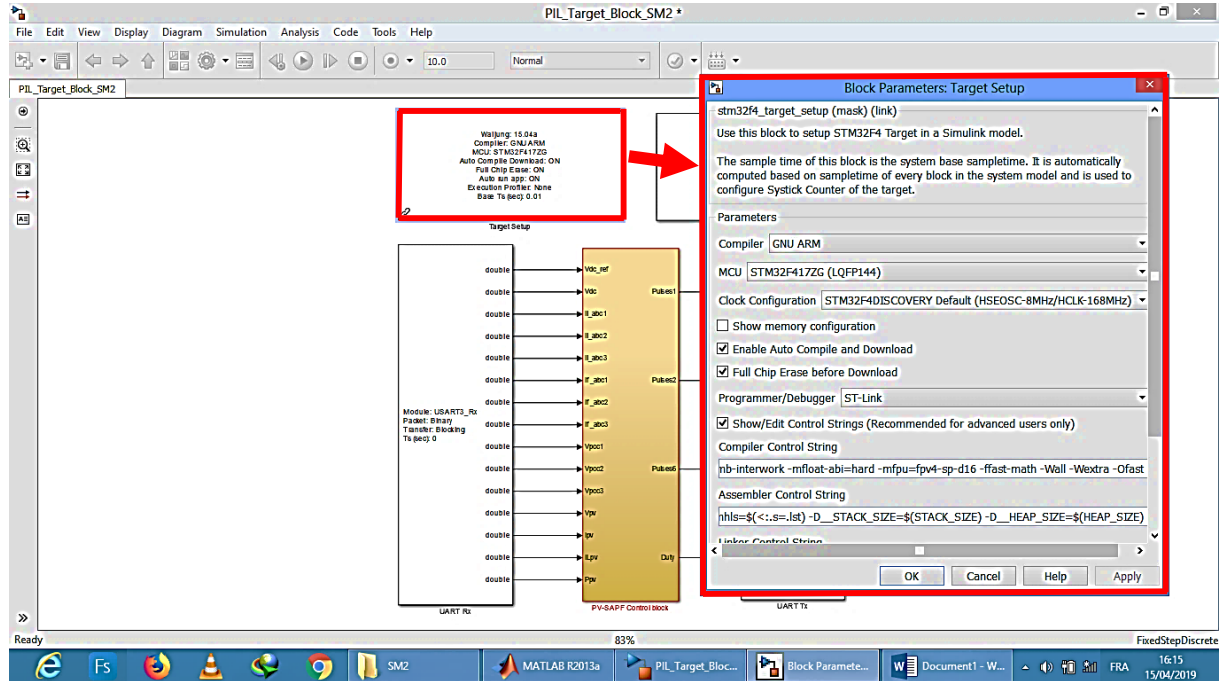


Figure (A.8). Configuration de la carte DSP utilisé.

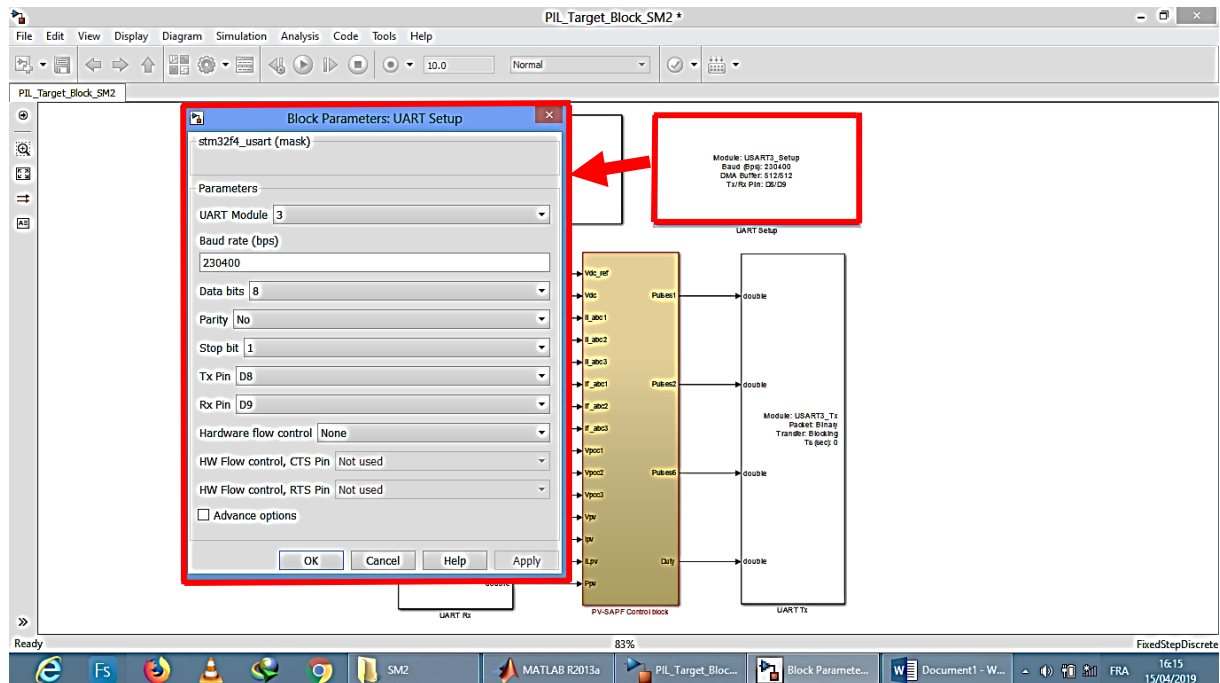


Figure (A.9). Configuration des PINs de la carte de transmission des données.

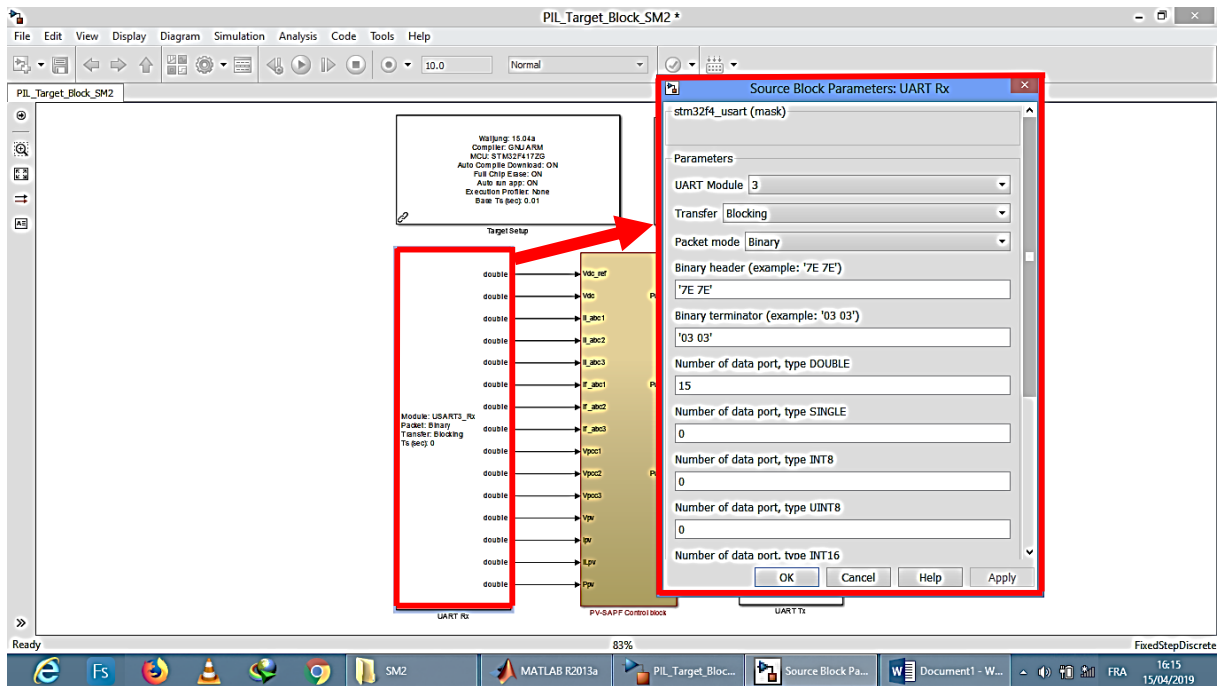


Figure (A.10). Configuration des types des variables d'entrée du system.

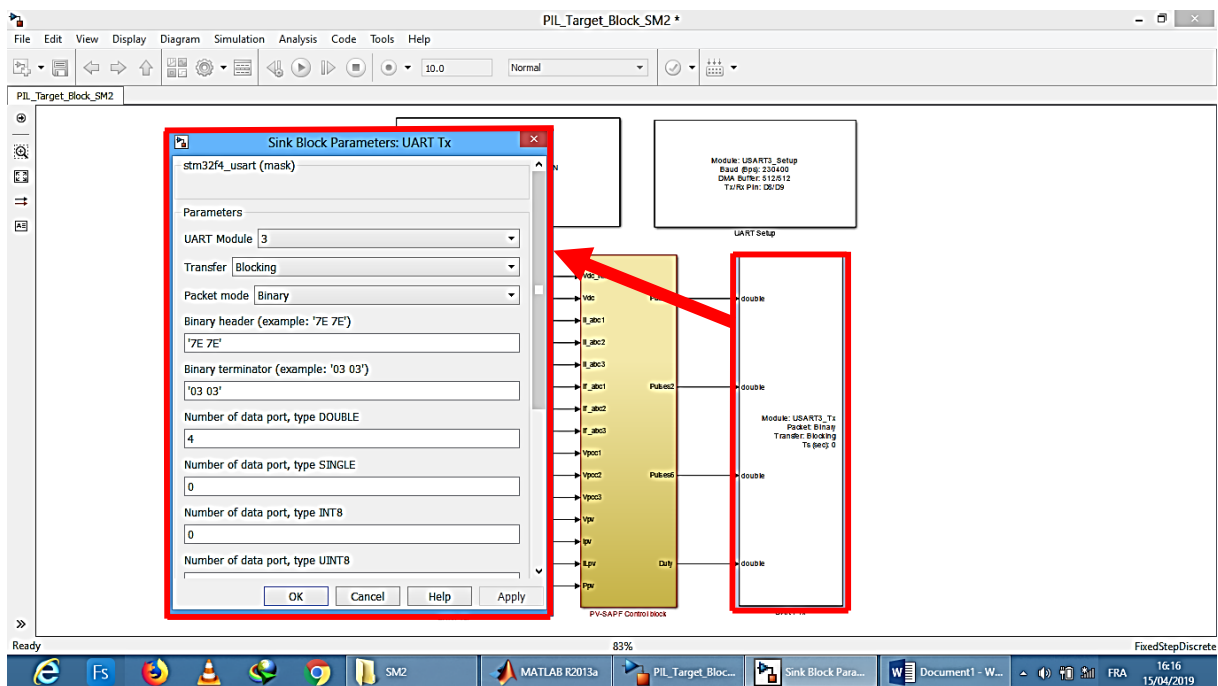


Figure (A.11). Configuration des types des variables de sortie du system.

Etape 03 :

-Sélectionner une interface de communication entre la carte DSP et la plate-forme Simulink ;

Etape 04 :

-Régler le pas de temps approprié dans Simulink en fonction de l'application ;

Etape 05 :

-Télécharger le modèle de contrôle d'algorithme compilé de l'ensemble du sous-système à incorporer dans la carte DSP en appuyant sur l'icône « build Model » système comme le montre la figure suivante :

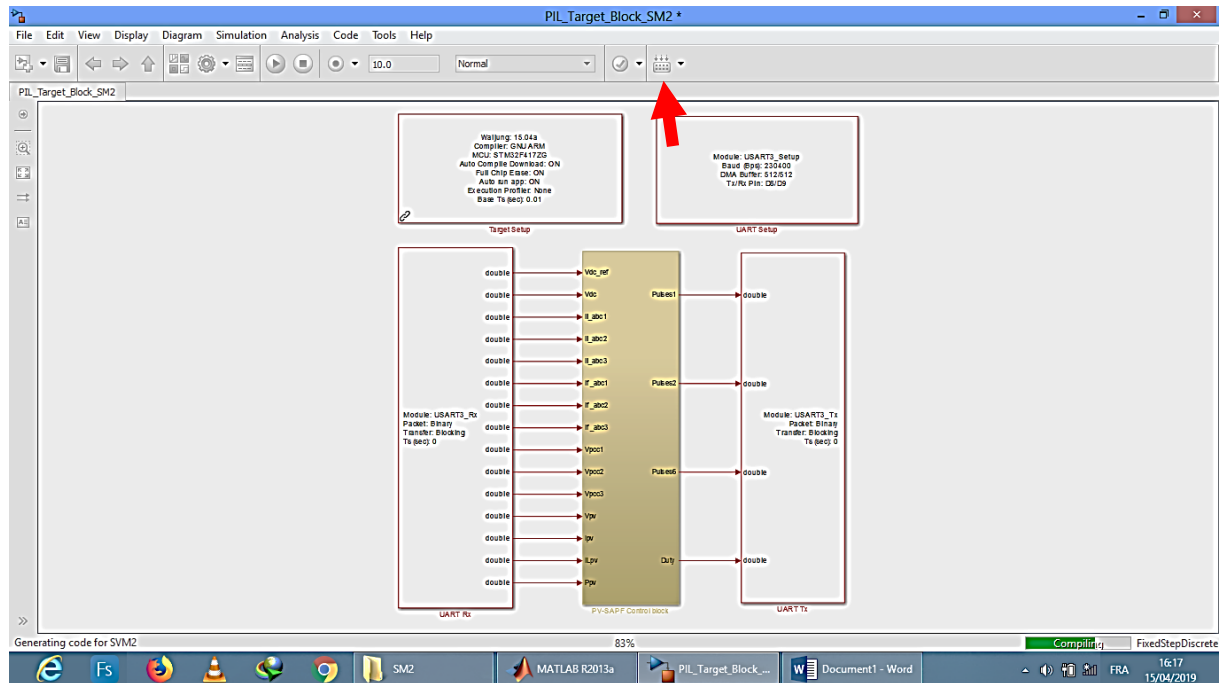


Figure (A.12). Téléchargement de la commande dans la carte DSP

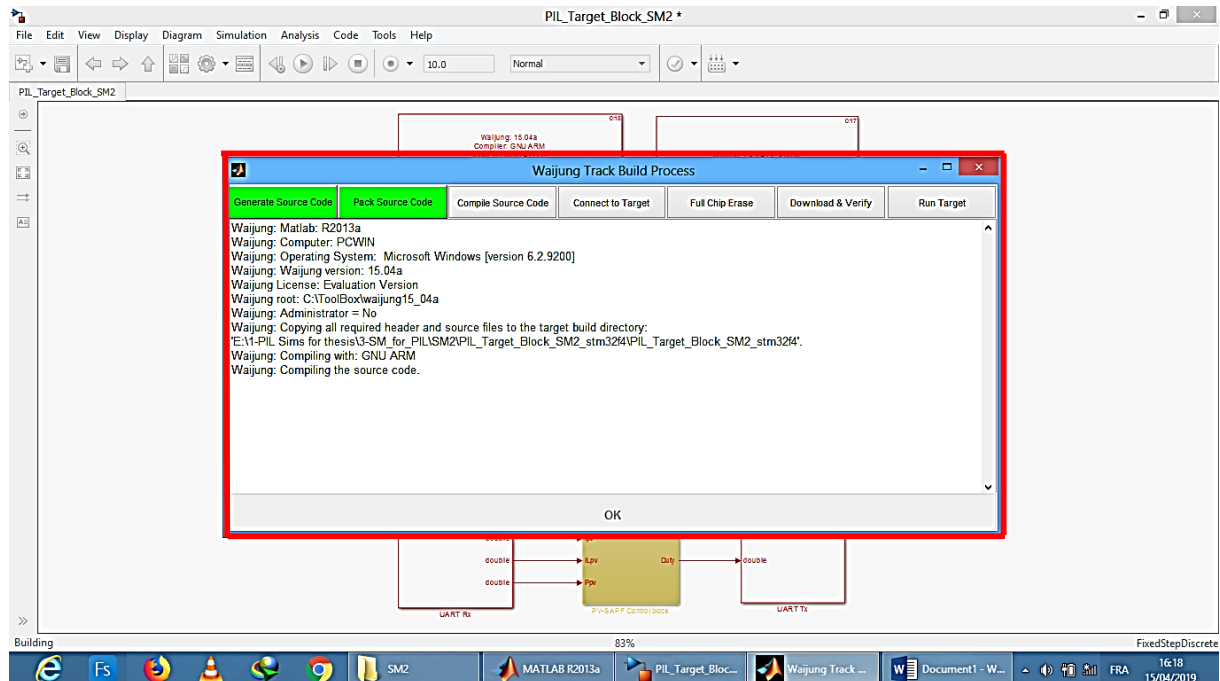
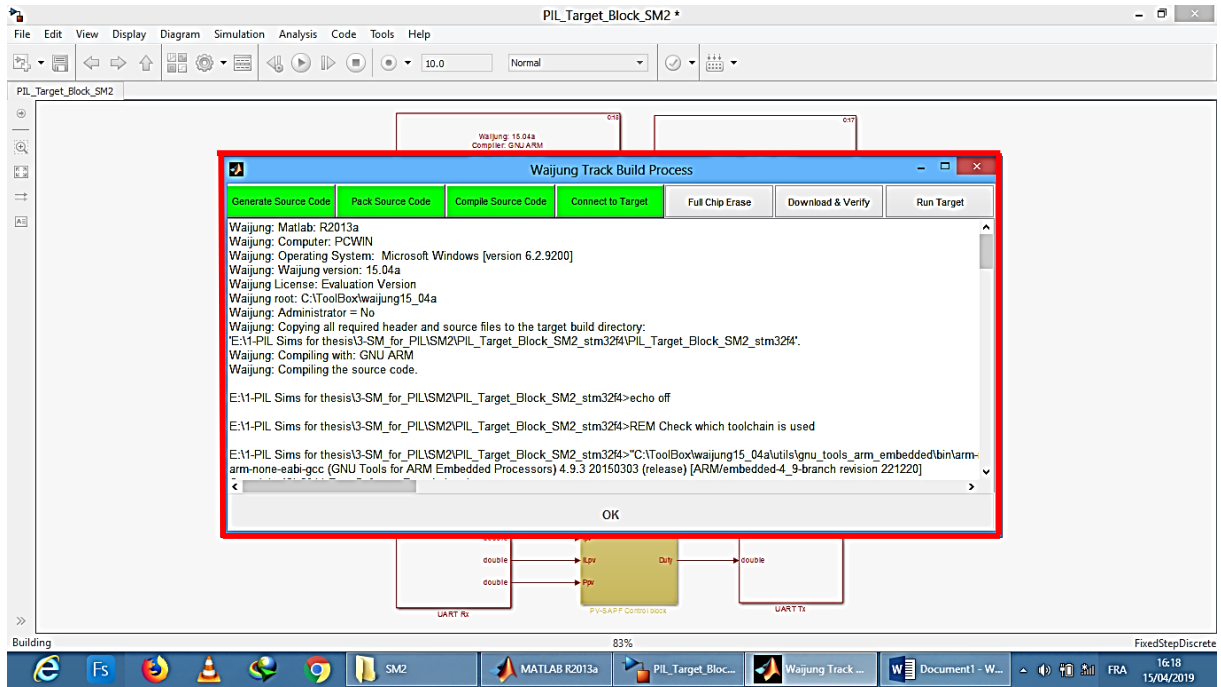
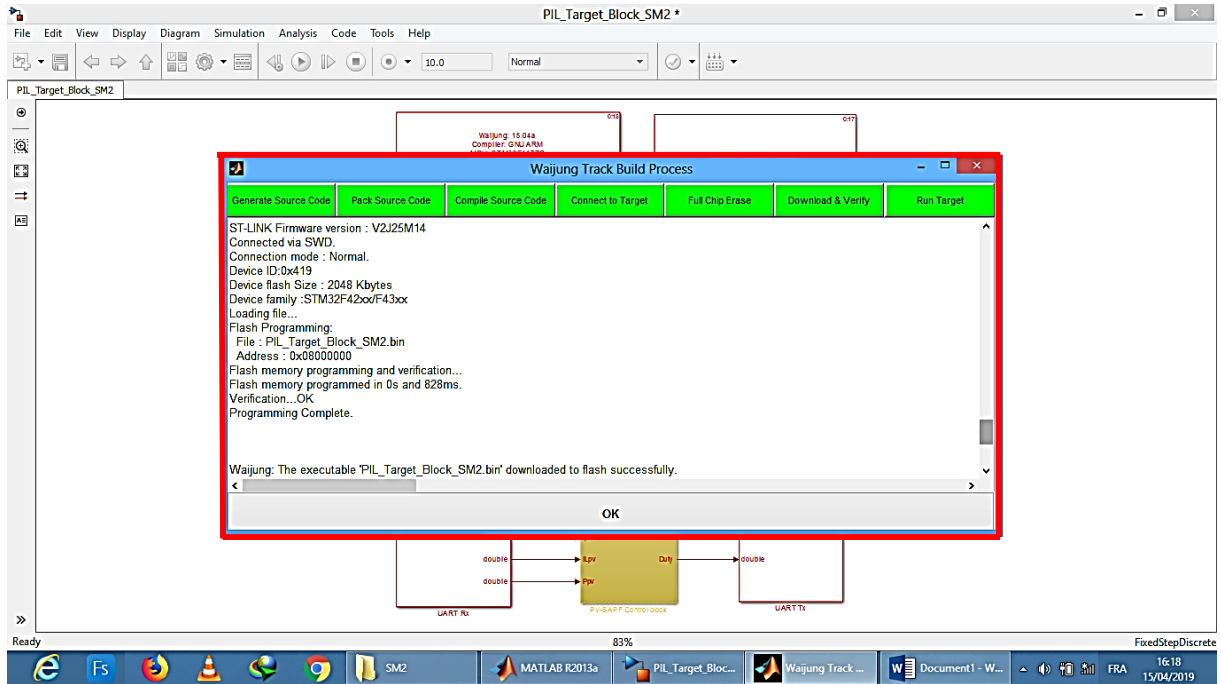


Figure (A.13). Interface montant la phase de téléchargement de l'algorithme de commande



(Suite),



(Suite),

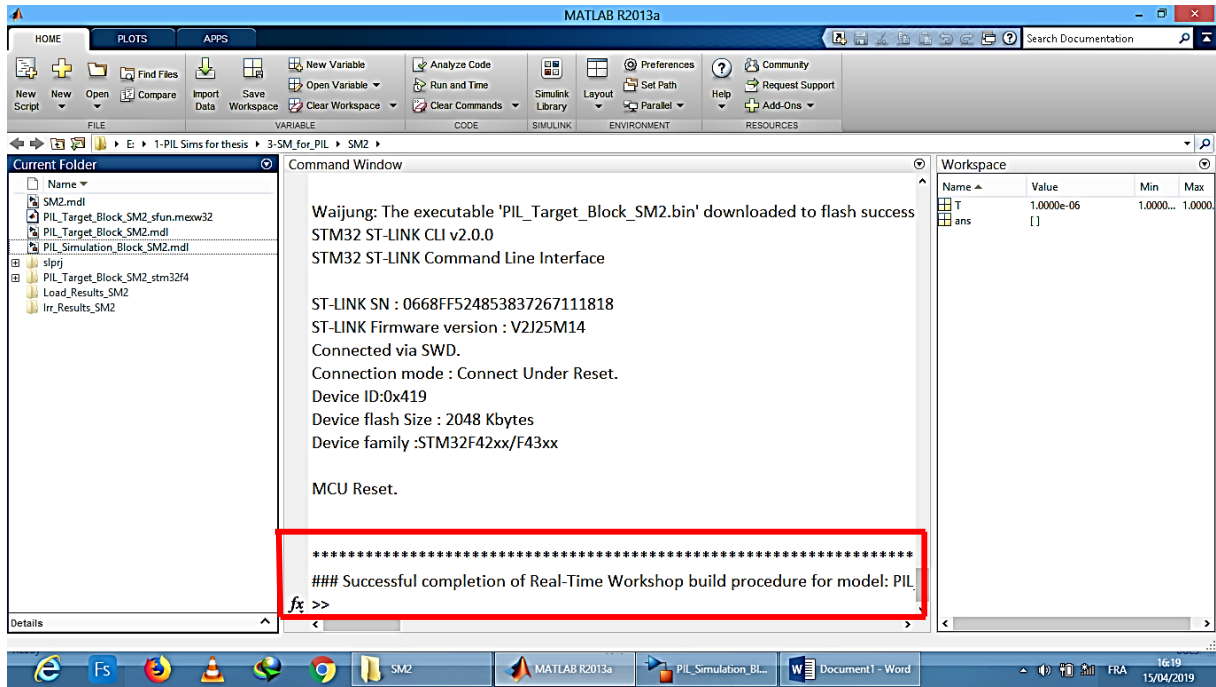


Figure (A.14). Affichage de succès de l'implémentations de la commande dans la carte DSP.

Etape 06 :

-Configurer et contrôler le système PV-FAP proposé sur la plate-forme Simulink Matlab en utilisant l'algorithme de contrôle intégré dans la carte DSP comme présenté par les figures suivantes :

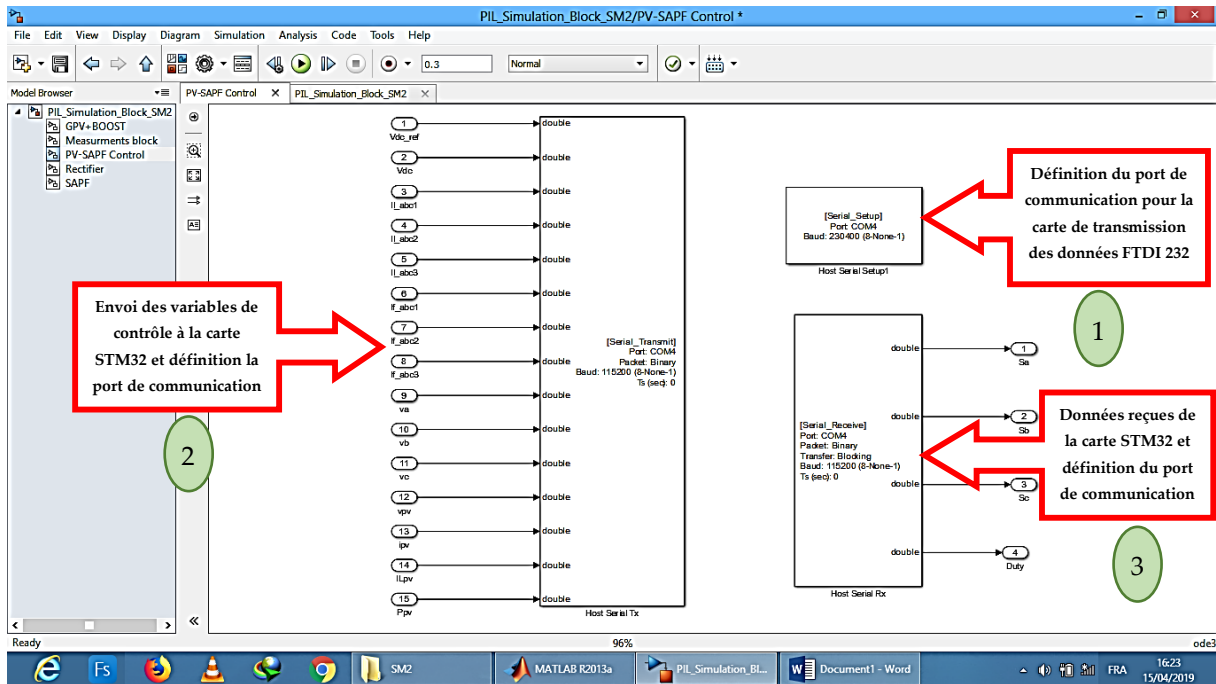


Figure (A.15). Bloc de configuration des variables d'entrée et de sortie pour la carte DSP dans l'environnement Simulink.

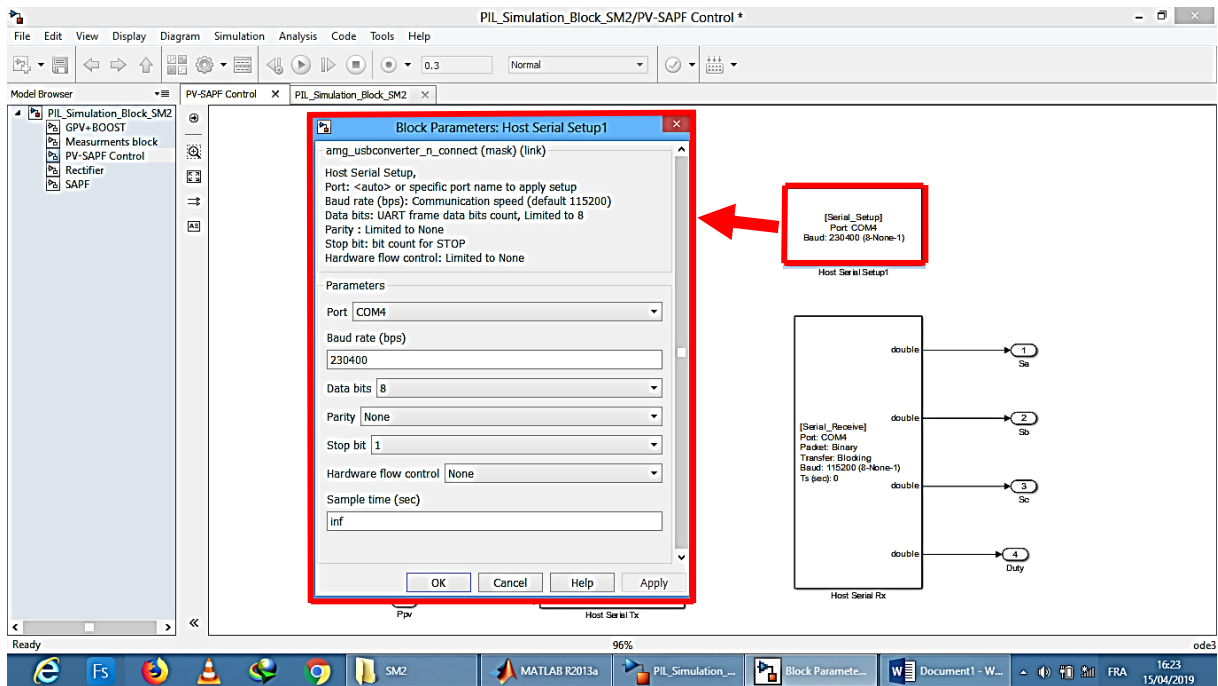


Figure (A.16). Configuration du porte de communication pour la carte de transmissions des donnés « FTDI 232 »

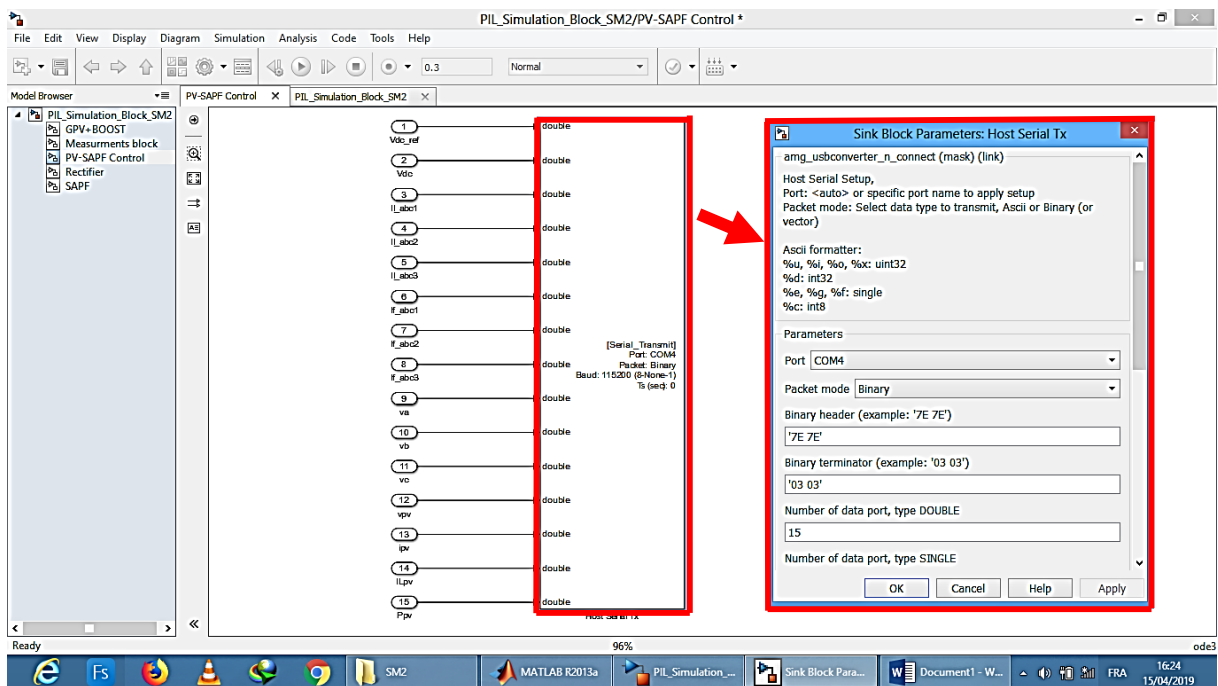


Figure (A.17). Configuration du porte de communication pour les variables d'entrée

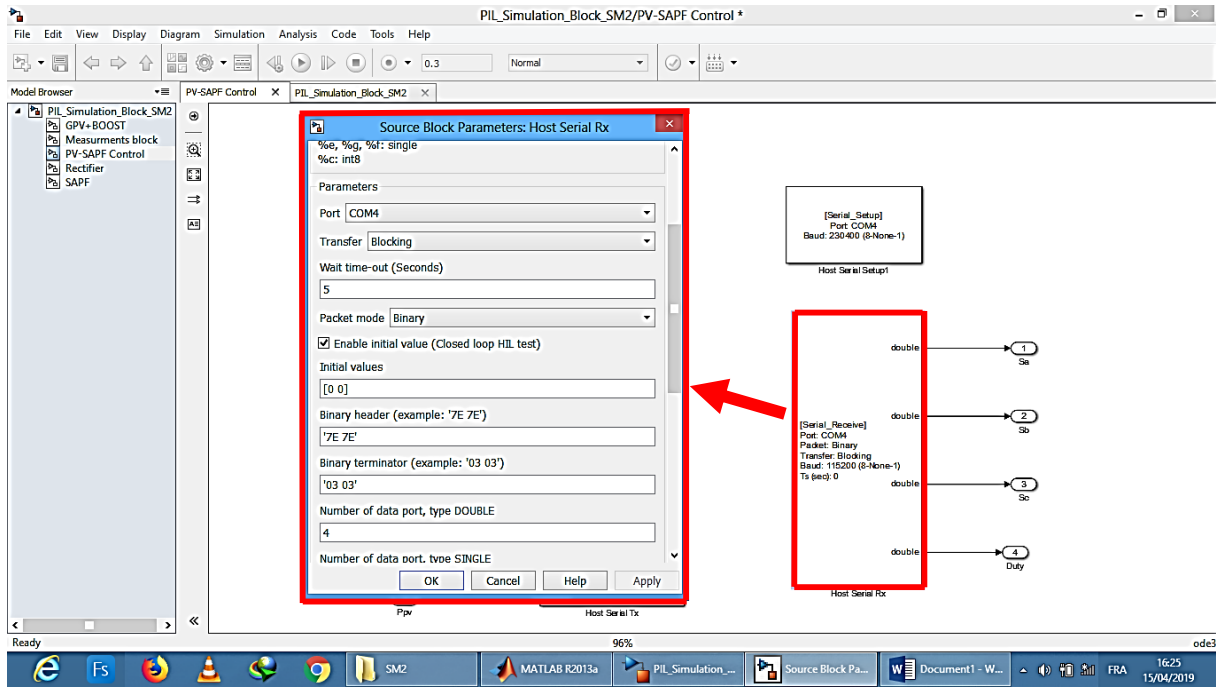


Figure (A.18). Configuration du porte de communication pour les variables sorties

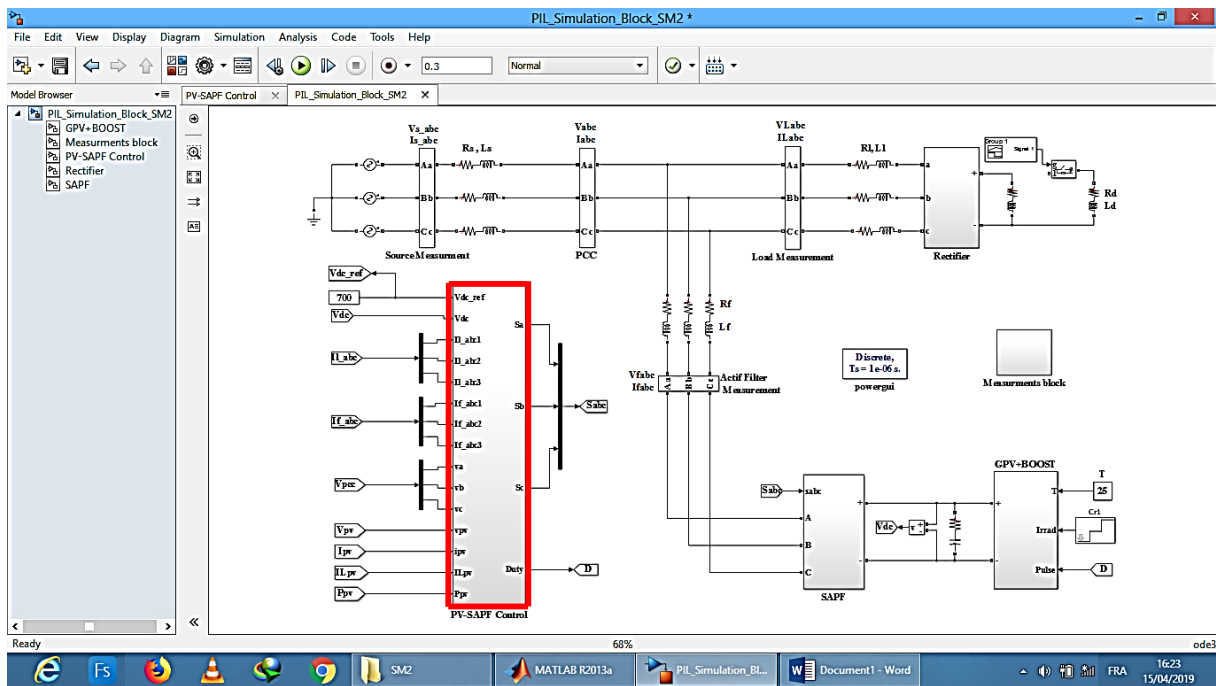


Figure (A.19). Schéma de simulation Simulink après configuration

Courant de source sans la fonction de filtrage actif

La **Figure (B.1)**, présente l'allure du courant de réseau sans l'association de la fonction de filtrage en présence des charges non linéaire et leur variation.

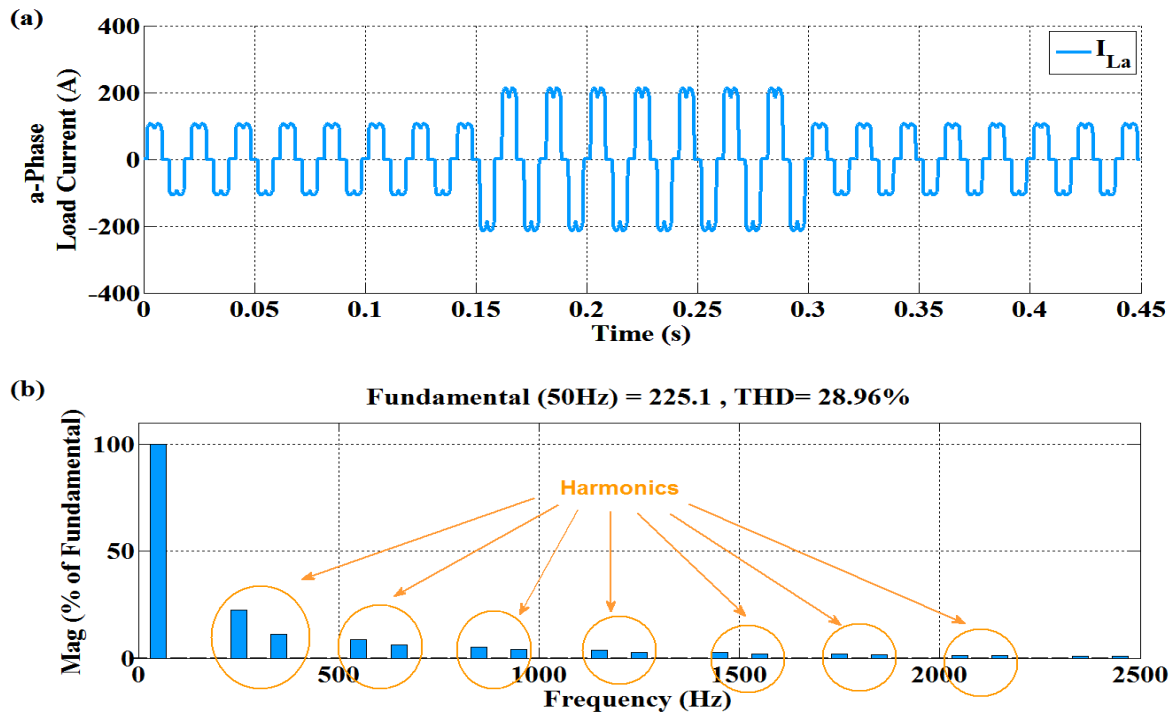


Figure (B.1) : (a) courant d'alimentation avant compensation des harmoniques en régime permanent, (b) spectre harmonique du courant d'alimentation.

Comme nous pouvons le voir sur Figure (B.1), Sans la fonction de filtrage proposées dans notre étude, Le courant de réseau est totalement déformé et riche en harmonique de valeur de THD presque égale à 28,96%.

- Etude comparative entre toute les méthodes de commandes proposées dans notre étude en terme d'amélioration du THD :

Cette partie de cette annexe est consacré à une étude comparative entre toute les méthodes de commandes proposés en terme d'amélioration du THD.

Les **Figures (C.1) et (C.2)** indique respectivement les valeurs de THD pour chaque méthode de commande proposé pour chaque chapitre, lors de changement d'irradiation solaire et de la variation de la charge non linéaire.

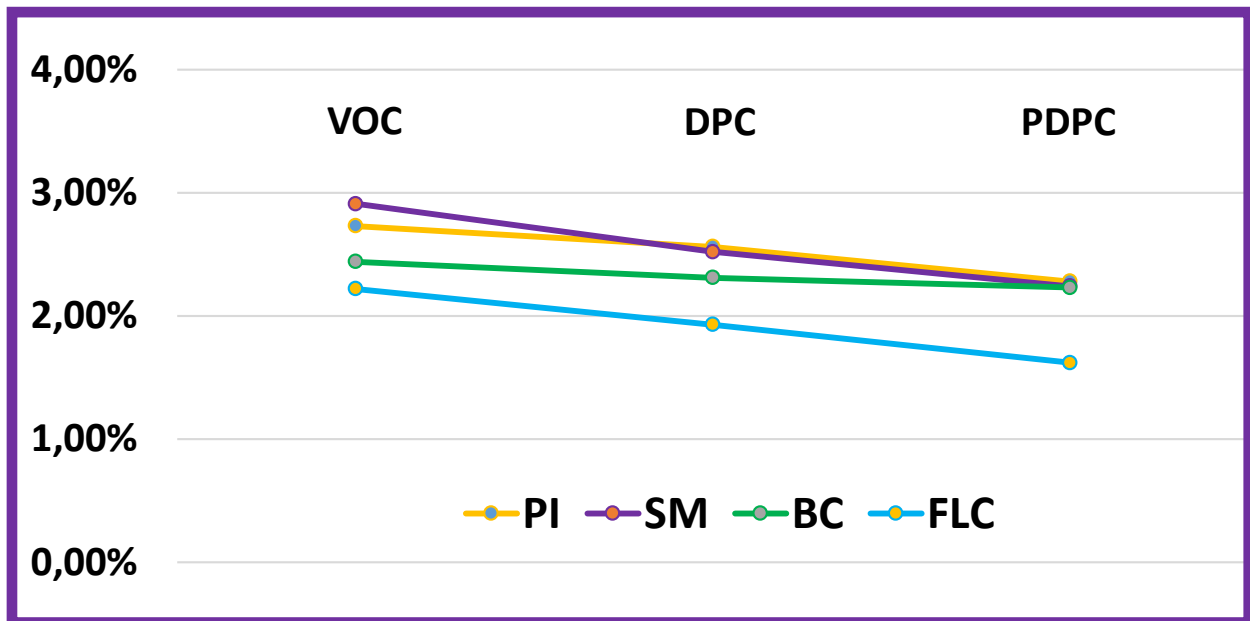


Figure (C.1) : Valeurs du THD de chaque méthode de commande associée aux régulateurs (PI, MG, BC, FLC) sous une irradiation solaire de 900 W/m²

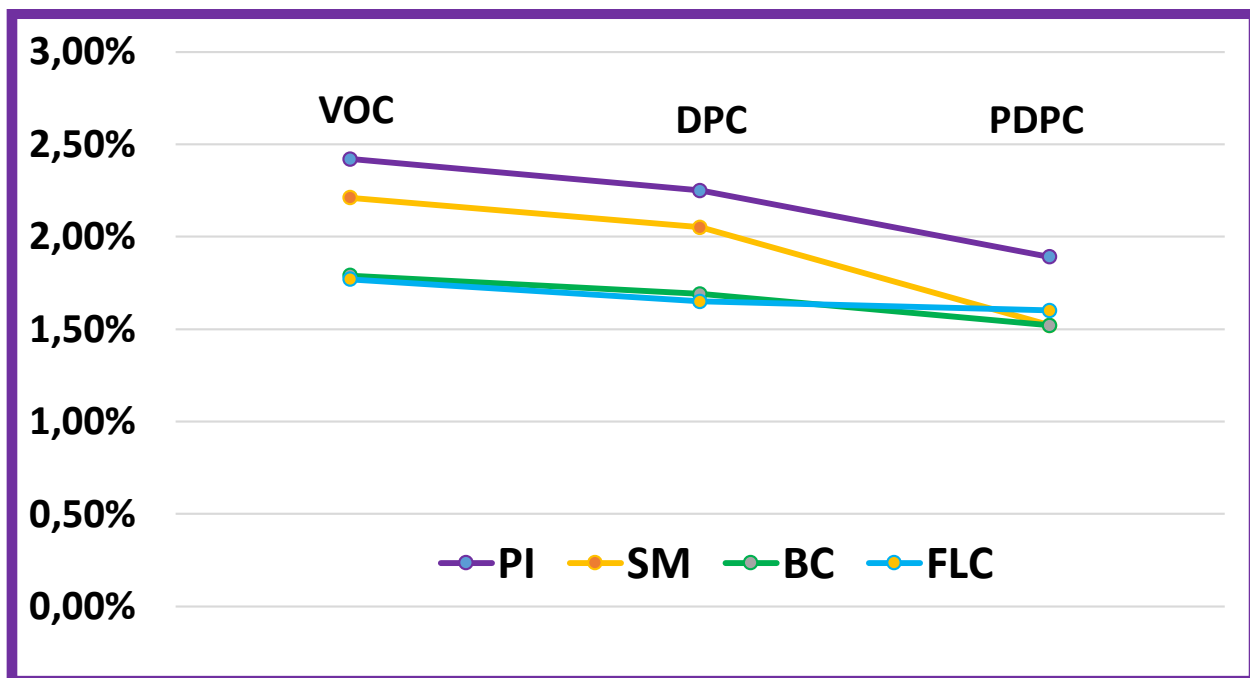


Figure (C.2) : Valeurs du THD de chaque méthode de commande associée aux régulateurs (PI, MG, BC, FLC) lors du changement de la charge non linéaire pendant l'instant $t = 0.1$ s et $t = 0.2$ s

Comme nous pouvons facilement remarquer à partir de la **Figure (C.1)** et la **Figure (C.2)** :

- A) Nous pouvons constater qu'il y a une amélioration très remarquable de la valeur du THD pour chaque méthode commandé proposé,
- B) Les méthodes de commande associées à la commande directe de puissance (DPC) donnent des bons résultats par rapport le contrôleur simple lui-même avec la technique VOC,
- C) Et pour Les méthodes de commandes associées à la commande directe de puissance (DPC) prédictive, donnent les meilleurs résultats par rapport toute les méthodes de commande proposés.

Références

- [1] **THI MINH CHAU**, "Le Couplage onduleurs photovoltaïques et réseau, aspects contrôle / commande et rejet de perturbations", Thèse de Doctorat, Université de Grenoble, 2012.
- [2] **YOUCEFA, B.E., MASSOUM, A., BARKAT, S., WIRA, P.** (2019). Backstepping direct power control for power quality enhancement of grid-connected photovoltaic system implemented with PII co-simulation technique. *Advances in Modelling and Analysis C*, Vol. 74, No. 1, pp. 1-14. https://doi.org/10.18280/ama_c.740101.
- [3] **A. CHAOUI, J.-P. GAUBERT, AND F. KRIM**, "Experimental evaluation of a simple robust control for active power filtering under unfavourable conditions," 13th European Conference on Power Electronics and Applications, 2009, pp. 1-11.
- [4] **D. WOJCIECHOWSKI**, "Predictive control of high power active filter system with LCL circuit," IEEE International Symposium on Industrial Electronics, 2010, pp. 2575-2580.
- [5] **A. CHAOUI, J.-P. GAUBERT, AND F. KRIM**, "Power quality improvement using DPC controlled three-phase shunt active filter," *Electric Power Systems Research*, vol. 80, pp. 657-666, 2010.
- [6] **I. TAKAHASHI AND T. NOGUCHI**, "A new quick-response and high-efficiency control strategy of an induction motor," *IEEE Transactions on Industry Applications*, pp. 820-827, 1986.
- [7] **V. MANNINEN**, "Application of torque control modulation technology to a line converter," *EPE'95-European Power Electronics Conference*, pp. 1292-1296.
- [8] **T. NOGUCHI, H. TOMIKI, S. KONDO, AND I. TAKAHASHI**, "Direct power control of PWM converter without power-source voltage sensors," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 34, pp. 473-479, 1998.
- [9] **M. MALINOWSKI, M. P. KAZMIERKOWSKI, S. HANSEN, F. BLAABJERG, AND G. MARQUES**, "Virtual-flux-based direct power control of three-phase PWM rectifiers," *IEEE Transactions on industry applications*, vol. 37, pp. 1019-1027, 2001.
- [10] **M. CICHOWLAS, M. MALINOWSKI, M. P. KAZMIERKOWSKI, D. L. SOBCHUK, P. RODRIGUEZ, AND J. POU**, "Active filtering function of three-phase PWM boost rectifier under different line voltage conditions," *IEEE transactions on industrial electronics*, vol. 52, pp. 410-419, 2005.
- [11] **B. E. YOUCEFA, A. MASSOUM, S. BARKAT, S. BELLA, AND P. WIRA**, "DPC Method For Grid Connected Photovoltaic System Acts as a Shunt Active Power Filter Implemented with Processor in the Loop," *International Conference on Electrical Sciences and Technologies in Maghreb (CISTEM)*, 2018, pp. 1-7.
- [12] **S. AURTENCHEA, M. A. RODRIGUEZ, E. OYARBIDE, AND J. R. TORREALDAY**, "Predictive direct power control-a new control strategy for dc/ac converters," in *IECON 2006-32nd Annual Conference on IEEE Industrial Electronics*, 2006, pp. 1661-1666.
- [13] **P. ANTONIEWICZ, M. KAZMIERKOWSKI, S. AURTENCHEA, AND M. RODRIGUEZ**, "Comparative study of two predictive direct power control algorithms for three-phase AC/DC converters," in *2007 European Conference on Power Electronics and Applications*, 2007, pp. 1-10.
- [14] **S. A. LARRINAGA, M. A. R. VIDAL, E. OYARBIDE, AND J. R. T. APRAIZ**, "Predictive control strategy for DC/AC converters based on direct power control," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 54, pp. 1261-1271, 2007.

- [15] **P. ANTONIEWICZ AND M. P. KAZMIERKOWSKI**, "Virtual-flux-based predictive direct power control of AC/DC converters with online inductance estimation," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 55, pp. 4381-4390, 2008.
- [16] **A. BOUAFIA, J.-P. GAUBERT, AND F. KRIM**, "Predictive direct power control of three-phase pulsewidth modulation (PWM) rectifier using space-vector modulation (SVM)," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 25, pp. 228-236, 2010.
- [17] **C. ALI**, "Contribution à la dépollution harmonique et à la compensation de l'énergie réactive par l'étude et la commande avancée de filtres actifs parallèles," Thèse de doctorat, U.D.L. Sidi Bel-Abbès, 2015.
- [18] **H. ZHANG, H. ZHOU, J. REN, W. LIU, S. RUAN, AND Y. GAO**, "Three-phase grid-connected photovoltaic system with SVPWM current controller," *IEEE 6th International Power Electronics and Motion Control Conference*, 2009, pp. 2161-2164.
- [19] **H. SHAREEF, A. MOHAMED, AND A. H. MUTLAG**, "A current control strategy for a grid connected PV system using fuzzy logic controller," *IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT)*, 2014, pp. 890-894.
- [20] **A. MENADI, S. ABDEDDAIM, A. GHAMRI, AND A. BETKA**, "Implementation of fuzzy-sliding mode based control of a grid connected photovoltaic system," *ISA transactions*, vol. 58, pp. 586-594, 2015.
- [21] **R. BENADLI, B. KHIARI, AND A. SELLAMI**, "Three-phase grid-connected photovoltaic system with maximum power point tracking technique based on voltage-oriented control and using sliding mode controller," in *IREC2015 The Sixth International Renewable Energy Congress*, 2015, pp. 1-6.
- [22] **B. E. YOUCEFA, A. MASSOUM, S. BARKAT, S. BELLA, AND P. WIRA**, "A processor in the loop implementation for a grid connected photovoltaic system considering power quality issues," *International Conference on Applied Smart Systems (ICASS)*, 2018, pp. 1-6.
- [23] **J. MINA, Z. FLORES, E. LÓPEZ, A. PÉREZ, AND J.-H. CALLEJA**, "Processor-in-the-loop and hardware-in-the-loop simulation of electric systems based in FPGA," *Power Electronics (CIEP)*, 2016 13th International Conference on, 2016, pp. 172-177.
- [24] **G. FRANCIS, R. BURGOS, P. RODRIGUEZ, F. WANG, D. BOROYEVICH, R. LIU, ET AL.**, "Virtual prototyping of universal control architecture systems by means of processor in the loop technology," *Applied Power Electronics Conference, APEC 2007-Twenty Second Annual IEEE*, 2007, pp. 21-27.
- [25] **G. W. CHANG, R. C. HONG, AND H. J. SU**, "An efficient reference compensation current strategy of three-phase shunt active power filter implemented with processor-in-the-loop simulation," *International Transactions on Electrical Energy Systems*, vol. 24, pp. 125-140, 2014.
- [26] **S. FATEH**, "modélisation d'un système multi générateurs photovoltaïques interconnectés au réseau électrique," université de sétif 1-ferhat abbas, 2012.
- [27] **B. ESTIBALS**, "contribution à l'amélioration des chaines de conversion photovoltaïques par l'introduction d'architectures distribuées," université paul sabatier-toulouse iii, 2010.
- [28] **C. MEZA, D. BIEL, J. J. NEGRONI, AND F. GUINJOAN**, "considerations on the control design of dc-link based inverters in grid-connected photovoltaic systems," in *2006 IEEE international symposium on circuits and systems*, 2006, pp. 4 pp.-5070.
- [29] **A. WOYTE, J. NIJS, AND R. BELMANS**, "partial shadowing of photovoltaic arrays with different system configurations: literature review and field test results," *solar energy*, vol. 74, pp. 217-233, 2003.
- [30] **C. CABAL, A. CID-PASTOR, L. SEGUIER, B. ESTIBALS, AND C. ALONSO**, "maximum power point tracking by means of parallel connection of power semigrators," *IEEE international symposium on industrial electronics*, 2008, pp. 2383-2389.
- [31] **C. CARREJO, A. SIMÓN-MUELA, E. VIDAL-IDIARTE, B. ESTIBALS, C. RAMOS-PAJA, AND C. ALONSO**, "fpga-based improvement of classical current tracking methods for high-

- frequency power converters," IEEE international conference on industrial technology, 2010, pp. 756-763.
- [32] **A. OI, M. ANWARI, AND M. TAUFIK**, "modeling and simulation of photovoltaic water pumping system," third asia international conference on modelling & simulation, 2009, pp. 497-502.
- [33] **A. ZORIG AND S. BARKAT**, "modélisation et commande d'un système de production d'énergie photovoltaïque couplé au réseau triphasé."
- [34] **A. BOUZIDI**, "diagnostic et controle des systemes de conditionnement de l'energie photovoltaïque. cas d'un systeme connecte au reseau electrique," université de batna 2, 2016.
- [35] **V. SALAS, E. OLIAS, A. BARRADO, AND A. LAZARO**, "review of the maximum power point tracking algorithms for stand-alone photovoltaic systems," solar energy materials and solar cells, vol. 90, pp. 1555-1578, 2006.
- [36] **T. ESRAM AND P. L. CHAPMAN**, "comparison of photovoltaic array maximum power point tracking techniques," IEEE transactions on energy conversion, vol. 22, pp. 439-449, 2007.
- [37] **M. A. E. ALALI**, "contribution à l'étude des compensateurs actifs des réseaux électriques basse tension:(automatisation des systèmes de puissance électriques)," université louis pasteur (strasbourg), 2002.
- [38] **K. MOHAMMED**, "commandes non linéaires d'un filtre actif parallèle," mémoire d'ingénieur d'état de l'université de m'sila, m'sila, algérie, 2010.
- [39] **M. MACHMOUM, N. BRUYANT, M. ALALI, AND S. SAADATE**, "stratégies de dépollution active des réseaux électriques partie ii: compensateur actif série d'harmoniques de déséquilibre et de creux de tension des réseaux électriques," revue internationale de génie électrique, vol. 3, pp. 317-332, 2001.
- [40] **C. GOMBERT**, "simulation temps-réel des dispositifs d'électronique de puissance dédiés aux réseaux d'énergie électrique." mémoire de magister, institut national polytechnique de grenoble, septembre 2005.
- [41] **D. LALILI**, "mli vectorielle et commande non linéaire du bus continu des onduleurs multiniveaux. application à la conduite de la machine asynchrone," thèse de doctorat, ecole nationale supérieure polytechnique, alger, avril 2009.
- [42] **M. B. A. BOUZIDI**, "commande par mode glissant floue d'un d-statcom multi-niveaux," mémoire d'ingénieur, université de m'sila, 2011.
- [43] **D. O. ABDESLAM**, "techniques neuromimétiques pour la commande dans les systèmes électriques : application au filtrage actif aarallèle dans les réseaux électriques basse tension," hèse de doctorat de l'université henri poincaré, nancy-i, france, 2008.
- [44] **H. DJEGHLOUD**, "filtrage actif de puissance," thèse de doctorat de l'université mentouri ,constantine, algérie, 2007.
- [45] **M. CHOUKRI**, "contribution à l'étude des différentes topologies et commandes des filtres actifs parallèles à structure tension : modélisation, simulation et validation expérimentale de la commande," thèse de doctorat de l'université h. poincaré, nancyi,france, décembre 2004.
- [46] **S. CHENNAI**, "étude, modélisation & commande des filtres actifs : apport des techniques de l'intelligence artificielle," thèse de doctorat de l'université de mohamed khider, biskra, algérie, 2013.
- [47] **Y. M. M. HOSSEINPOUR, S.TORABZADE AND M. AMARA**, "combined operation of unified power quality conditioner and photovoltaic array," canadian journal of applied sciences, vol. 9, no. 4, pp. 680- 688, 2009.
- [48] **B. M. SALEH**, "commande par backstepping d'un filtre actif parallèle à trois niveaux à quatre bras," memoire de fin d'etudes en vue de l'obtention du diplôme de master en genie électrique, année universitaire, 2015.
- [49] **E. G. SHAHRAKI**, "apport de l'upfc à l'amélioration de la stabilité transitoire des réseaux électriques," thèse de doctorat de l'université de henri poincaré, 2003.

- [50] **A. CHAOUI**, "filtrage actif triphase pour charges non linéaires," thèse de doctorat de l'université de poitiers, france, 2010.
- [51] **YOUCEFA, B.E., MASSOUM, A., BARKAT, S., WIRA, P.** (2019). Backstepping direct power control for power quality enhancement of grid-connected photovoltaic system implemented with PII co-simulation technique. *Advances in Modelling and Analysis C*, Vol. 74, No. 1, pp. 1-14. https://doi.org/10.18280/ama_c.740101.
- [52] **E. H. WATANABE, H. AKAGI, AND M. AREDES**, "instantaneous pq power theory for compensating nonsinusoidal systems," in *nonsinusoidal currents and compensation*, 2008. isncc 2008. international school on, 2008, pp. 1-10.
- [53] **K. MOHAMMED**, "commandes non linéaires d'un filtre actif parallèle," mémoire d'ingénieur d'état de l'université de m'sila, m'sila, algérie, 2010.
- [54] **D.-K. CHOI AND K.-B. LEE**, "dynamic performance improvement of ac/dc converter using model predictive direct power control with finite control set," *IEEE transactions on industrial electronics*, vol. 62, pp. 757-767, 2014.
- [55] **T. OHNISHI**, "three phase pwm converter/inverter by means of instantaneous active and reactive power control," in *proceedings iecon'91: 1991 international conference on industrial electronics, control and instrumentation*, 1991, pp. 819-824.
- [56] **T. NOGUCHI, H. TOMIKI, S. KONDO, AND I. TAKAHASHI**, "direct power control of pwm converter without power source voltage sensors," in *ias'96. conference record of the 1996 IEEE industry applications conference thirty-first ias annual meeting*, 1996, pp. 941-946.
- [57] **S. OUCHEN**, "contribution à la commande directe de puissance dédiée au filtrage actif, associé à une source photovoltaïque," thèse de doctorat, université mohamed khider – biskra, 2007.
- [58] **I. TAKAHASHI AND T. NOGUCHI**, "a new quick-response and high-efficiency control strategy of an induction motor," *IEEE transactions on industry applications*, pp. 820-827, 1986.
- [59] **M. MALINOWSKI**, "sensorless control strategies for three-phase pwm rectifiers," *politechnika warszawska*, 2001.
- [60] **A. BOUAFIA, F. KRIM, AND J.-P. GAUBERT**, "fuzzy-logic-based switching state selection for direct power control of three-phase pwm rectifier," *IEEE transactions on industrial electronics*, vol. 56, pp. 1984-1992, 2009.
- [61] **J. ALONSO-MARTÍNEZ, J. E.-G. CARRASCO, AND S. ARNALTES**, "table-based direct power control: a critical review for microgrid applications," *IEEE transactions on power electronics*, vol. 25, pp. 2949-2961, 2010.
- [62] **G. ESCOBAR, A. M. STANKOVIC, J. M. CARRASCO, E. GALVÁN, AND R. ORTEGA**, "analysis and design of direct power control (dpc) for a three phase synchronous rectifier via output regulation subspaces," *IEEE transactions on power electronics*, vol. 18, pp. 823-830, 2003.
- [63] **J. ELOY-GARCIA AND R. ALVES**, "DSP-based direct power control of a vsc with voltage angle estimation," in *2006 IEEE/pes transmission & distribution conference and exposition: latin america*, 2006, pp. 1-5.
- [64] **S. VAZQUEZ, J. A. SANCHEZ, J. M. CARRASCO, J. I. LEON, AND E. GALVAN**, "a model-based direct power control for three-phase power converters," *IEEE transactions on industrial electronics*, vol. 55, pp. 1647-1657, 2008.
- [65] **R. PORTILLO, S. VAZQUEZ, J. I. LEON, M. M. PRATS, AND L. G. FRANQUELO**, "model based adaptive direct power control for three-level npc converters," *IEEE transactions on industrial informatics*, vol. 9, pp. 1148-1157, 2012.
- [66] **M. MALINOWSKI, M. JASINSKI, AND M. P. KAZMIERKOWSKI**, "simple direct power control of three-phase pwm rectifier using space-vector modulation (dpc-svm)," *IEEE transactions on industrial electronics*, vol. 51, pp. 447-454, 2004.
- [67] **m. MAGHAMIZADEH AND S. H. FATHI**, "virtual flux based direct power control of a three-phase rectifier connected to an lcl filter with sensorless active damping," *7th power electronics and drive systems technologies conference (pedstc)*, 2016, pp. 476-481.

- [68] **M. CICHOWLAS**, "pwm rectifier with active filtering," warsaw university of technology, warsaw, 2004.
- [69] **R. GUO, D. HUANG, AND L. ZHANG**, "chaotic synchronization based on lie derivative method," *chaos, solitons & fractals*, vol. 25, pp. 1255-1259, 2005.
- [70] **c. BYRNES AND A. ISIDORI**, "output regulation for nonlinear systems: an overview," *international journal of robust and nonlinear control*, vol. 10, pp. 323-337, 2000.
- [71] **P. ANTONIEWICZ**, "predictive control of three phase ac/dc converters," *the institute of control and industrial electronics*, 2009.
- [72] **S. A. LARRINAGA, M. A. R. VIDAL, E. OYARBIDE, AND J. R. T. APRAIZ**, "predictive control strategy for dc/ac converters based on direct power control," *IEEE transactions on industrial electronics*, vol. 54, pp. 1261-1271, 2007.
- [73] **P. ANTONIEWICZ, M. KAZMIERKOWSKI, S. AURTENECHEA, AND M. RODRIGUEZ**, "comparative study of two predictive direct power control algorithms for three-phase ac/dc converters," *europaen conference on power electronics and applications*, 2007, pp. 1-10.
- [74] **A. BOUAFIA, J.-P. GAUBERT, AND F. KRIM**, "predictive direct power control of three-phase pulsewidth modulation (pwm) rectifier using space-vector modulation (svm)," *IEEE transactions on power electronics*, vol. 25, pp. 228-236, 2010.
- [75] **S. AURTENECHEA**, "predictive control of the 2l-vsi and 3l-npc vsi based on direct power control for mv grid-connected power applications," Ph.d. thesis, *mondragon universitea goi eskola politeknioa*, 2007.
- [76] **S. AURTENECHEA, M. A. RODRÍGUEZ, E. OYARBIDE, AND J. R. TORREALDAY**, "predictive direct power control-a new control strategy for dc/ac converters," *iecon 32nd annual conference on IEEE industrial electronics*, 2006, pp. 1661-1666.
- [77] **P. ANTONIEWICZ AND M. P. KAZMIERKOWSKI**, "virtual-flux-based predictive direct power control of ac/dc converters with online inductance estimation," *IEEE transactions on industrial electronics*, vol. 55, pp. 4381-4390, 2008.
- [78] **D. ADEL**, "commande non linéaire de l'UPQC," *memoire de master, université de m'sila*, 2015.
- [79] **K. MOHAMMED**, "commandes non linéaires d'un filtre actif parallèle," *mémoire d'ingénieur d'état de l'université de m'sila, m'sila, algérie*, 2010.
- [80] **B. A. E. H. A. ADEL**, "commande par mode de glissement d'une suspension active d'un véhicule," *mémoire de fin d'études, école nationale polytechnique, alger*, 2005.
- [81] **I. EKER AND Ş. A. AKINAL**, "sliding mode control with integral augmented sliding surface: design and experimental application to an electromechanical system," *electrical engineering*, vol. 90, pp. 189-197, 2008.
- [82] **B. M. CHOUKRI**, "contribution à l'étude des différentes topologies et commandes des filtres actifs parallèles à structure tension: modélisation, simulation et validation expérimentale de la commande," *thèse de doctorat, univ. h. poincaré, nancy-i*, 2004.
- [83] **T. MANMEK**, "real-time power system disturbance identification and its mitigation using an enhanced least squares algorithm" *university of new south wales australia*, 2006.
- [84] **D. O. ABDESLAM, P. WIRA, J. MERCKLE, Y.-A. CHAPUIS, AND D. FLIELLER**, "stratégie neuromimétique d'identification et de commande d'un filtre actif parallèle," *revue internationale du génie électrique,(rs-rige) p*, pp. 35-64, 2006.
- [85] **A. LOPEZ**, "de heredia.«commandes avancées des systèmes dédiés à l'amélioration de la qualité de l'énergie: de la basse tension à la montée en tension.»," *thèse doctorat. grenoble, génie électrique.*, 14 novembre, 2006.
- [86] **K. MOHAMMED**, "commandes non linéaires d'un filtre actif parallèle," *mémoire d'ingénieur d'état de l'université de m'sila, m'sila, algérie*, 2010.
- [87] **N.-K. NGUYEN**, "approche neuromimétique pour l'identification et la commande des systèmes électriques: application au filtrage actif et aux actionneurs synchrones," *université de haute alsace-mulhouse*, 2010.

- [88] **M. CIRSTEA, A. DINU, M. MCCORMICK, AND J. G. KHOR**, "neural and fuzzy logic control of drives and power systems", elsevier, 2002.
- [89] **L. BAGHLI**, "contribution à la commande de la machine asynchrone, utilisation de la logique floue, des réseaux de neurones et des algorithmes génétiques," université henri poincaré-nancy i, 1999.
- [90] **M. NEGNEVITSKY**, "artificial intelligence: a guide to intelligent systems", pearson education, 2005.
- [91] **K. M. PASSINO, S. YURKOVICH, AND M. REINFRANK**, fuzzy control vol. 42: citeseer, 1998.
- [92] **P. VAS**, "artificial-intelligence-based electrical machines and drives: application of fuzzy, neural, fuzzy-neural, and genetic-algorithm-based techniques", vol. 45: oxford university press, 1999.
- [93] **L. REZNIK**, "fuzzy controllers, newnes, a division of reed educational and professional publishing ltd," ed: oxford, 1997.
- [94] **L. A. ZADEH**, "fuzzy sets, information and control", vol. 8, pp. 338-353, 1965.
- [95] **L. A. ZADEH**, "outline of a new approach to the analysis of complex systems and decision processes," IEEE transactions on systems, man, and cybernetics, pp. 28-44, 1973.
- [96] **J. ZHAO AND B. K. BOSE**, "evaluation of membership functions for fuzzy logic controlled induction motor drive," IEEE 28th annual conference of the industrial electronics society. iecon 02, 2002, pp. 229-234.
- [97] **C. C. LEE**, "fuzzy logic in control systems: fuzzy logic controller - part i, ii," IEEE transactions on systems, vol. 20, no. 2, pp. 404-418, 1990.
- [98] **E. H. M. W.J.M. KICKERT**, "analysis of a fuzzy logic controller," fuzzy sets and systems, vol. 1, no. 1, pp. 29-114, 1978.
- [99] **S. MIKKILI AND A. K. PANDA**, "pi and fuzzy logic controller based 3-phase 4-wire shunt active filters for the mitigation of current harmonics with the i d-i q control strategy," journal of power electronics, vol. 11, pp. 914-921, 2011.
- [100] **A. GAILLARD**, "système éolien basé sur une mada : contribution à l'étude de la qualité de l'énergie électrique et de la continuité de service," université henri poincaré, nancy-i, 30 avril 2010.
- [101] **S. KARIMI**, "continuité de service des convertisseurs triphasés de puissance et prototypage "fpga in the loop": application au filtre actif parallèle," université henri poincaré, nancy-i, 26 janvier 2009.

لقد ثبت أن الطلب المتزايد على الأحمال غير الخطية وموارد الطاقة المتجددة يؤثر على أداء شبكات الطاقة من منظور جودة الطاقة. إن دمج النظام الكهروضوئي المتصل بالشبكة في أنظمة التوزيع التي تغذي الأحمال غير الخطية ليس فقط غير قادر على تخفيف تلوث الطاقة، ولكنه قد يجعل الوضع أسوأ اعتماداً على طبيعة محول الطاقة. للتعامل مع هذه المشكلة، يتم إدماج عوامل تصفية نشطة وغير نشطة كأجهزة فعالة. ومع ذلك، فإن المكونات الكبيرة لمرشحات غير النشطة والتكلفة العالية لمرشح الطاقة النشط الإضافي هي أوجه القصور الرئيسية في هذا الحل. للتغلب على هذه العيوب، نقتراح في هذه الأطروحة نظام كهروضوئي متصل بالشبكة الكهربيائية ويعمل في نفس الوقت كمرشح طاقة نشط. في الواقع، يستخرج النظام المقدم الطاقة القصوى من مجموعة الألواح الشمسية، ويحولها إلى طاقة التيار المتردد عبر عاكس، ويزودها بالشبكة والأحمال المتصلة. وبالتالي، عن طريق حقن التيار التعويضي المناسب في الشبكة، فإن وظيفة التصفية لنظام الكهروضوئي المتصل بالشبكة يمكن أن يحسن بشكل كبير من الموثوقية وكفاءة تحويل الطاقة والتشوه التوافقي الحالي.

من أجل تحسين أداء وظيفة المرشح لنظام الكهروضوئي المتصل بالشبكة، عدة تقنيات التحكم الغير خطي كالتالي تعتمد على وضع الانزلاق، خطوة إلى الوراء، والمنطق الضبابي، قد تم دمجها مع تقنية التحكم الموجه في الشعاع، التحكم المباشر في الطاقة والتحكم المباشر في الطاقة التنبؤي. أخيراً، للتحقق من صحة التحكم المزدوج المقترح، يتم إجراء اختبارات المعالج في الحلقة لمعرفة الحالة المستقرة والأنظمة الديناميكية في ظل ظروف التغيير في الحملات الغير الخطية وتغيير الإشعاعات الشمسية.

الكلمات المفتاحية: النظام الكهروضوئي المتصل بالشبكة؛ تحويل مرشح الطاقة النشط؛ النمط الانزلاقي؛ خطوة إلى الوراء؛ المنطق الضبابي؛ التحكم الموجه في الشعاع؛ التحكم المباشر في الطاقة؛ التحكم المباشر في الطاقة التنبؤي؛ المعالج في الحلقة.

Abstract:

It is well established that, the increased demand for nonlinear loads and renewable energy resources influence the power networks performance from the perspective of power quality. The integration of grid-connected photovoltaic (PV) system in distribution systems supplying nonlinear loads is not only unable to mitigate the power pollution, but it may make the situation worse depending on the PV converter technology. To deal with this problem, extra passive and active filters are recognized as effective filtering devices. However, bulk components of passive filters and the high cost of an additional active power filter are the main shortcomings among others of this solution. To overcome these drawbacks, the PV system itself acting as a shunt active power filter (PV-SAPF) is proposed in this thesis. Indeed, the presented system basically extracts maximum power from solar photovoltaic array, converts it into AC power via a voltage source converter, and supplies it to the grid and connected loads. Hence, by injecting the appropriate compensating current into the grid, the filtering function of the PV system can improve significantly the reliability, power conversion efficiency, and current harmonic distortion.

In order to improve the performances of the PV-SAPF, nonlinear controllers based on the sliding mode, backstepping, and fuzzy logic are associated with vector oriented control (VOC), direct power control (DPC), and predictive direct power control (PDPC). Finally, to validate the proposed double function system, processor-in-the-loop (PIL) tests are carried out for steady state and dynamic regimes under a nonlinear load and solar irradiation changes operating conditions.

Key words: Grid-connected photovoltaic (PV) system; Shunt active power filter; Sliding mode; backstepping; Fuzzy logic; Vector oriented control (VOC); Direct power control (DPC); Predictive direct power control (PDPC); Processor-in-the-loop (PIL).

Résumé :

Il est bien établi que la demande accrue de charges non linéaires et de ressources énergétiques renouvelables influence la performance des réseaux électriques du point de vue de la qualité de l'énergie. L'intégration d'un système photovoltaïque raccordé au réseau dans des systèmes de distribution alimentant des charges non linéaires n'est pas seulement incapable d'atténuer la pollution de l'énergie, mais elle peut aussi aggraver la situation en fonction de la technologie du convertisseur de puissance. Pour résoudre ce problème, des filtres passifs et actifs supplémentaires sont reconnus comme étant des dispositifs de filtrage efficaces. Cependant, les composants grand volume des filtres passifs et le coût élevé d'un filtre de puissance active supplémentaire sont les principaux inconvénients de cette solution, entre autres. Pour surmonter ces inconvénients, le système photovoltaïque (PV) lui-même agissant comme un filtre active de puissance shunt (PV-FAP) est proposé dans cette thèse. En effet, le système présenté extrait essentiellement la puissance maximale de l'installation solaire photovoltaïque, la convertit en courant alternatif par l'intermédiaire d'un onduleur et la fournit au réseau et aux charges connectées. Par conséquent, en injectant le courant de compensation approprié dans le réseau, la fonction de filtrage du système PV peut améliorer considérablement la fiabilité, l'efficacité de conversion de puissance et la distorsion harmonique du courant.

Afin d'améliorer les performances du PV-SAPF, des contrôleurs non linéaires basés sur le mode glissant, le backstepping, et la logique floue sont associés au commande par orientation de la tension VOC, contrôle direct de puissance (DPC) et au contrôle prédictif direct de puissance (PDPC). Enfin, pour valider le système à double fonction proposé, des essais PIL (Processor-in-the-Loop) sont effectués pour les régimes dynamiques et permanents sous le changement brusque de la charge non linéaire et d'irradiation solaire.

Mots clés : Système photovoltaïque (PV) connecté au réseau ; Filtre de puissance active parallèle ; Mode glissant ; Backstepping ; Logique floue ; Commande de puissance directe (DPC) ; Commande de puissance directe prédictive (PDPC) ; Processeur en boucle (PIL).