

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



Université Hadj Lakhdar Batna
Faculté de Technologie
Département d'Électronique



Mémoire

**Présenté pour l'obtention du diplôme de
MAGISTER en Électrotechnique**

OPTION

Maitrise des Energies

Par

BOUZIDI Ali

Thème

**DIAGNOSTIC ET CONTROLE DES SYSTEMES DE
CONDITIONNEMENT DE L'ENERGIE PHOTOVOLTAÏQUE.
CAS D'UN SYSTEME CONNECTE AU RESEAU ELECTRIQUE**

Soutenu le : 11/04/2016 devant le Jury composé de :

Dr. ARROUF Mohamed	Prof.	Université de Batna 2	Président
Dr. BENDAAS Mohamed Lokmane	Prof.	Université de Batna 2	Rapporteur
Dr. MENACER Arezki	Prof.	Université de Biskra	Examinateur
Dr. BARKAT Said	M.C.A.	Université de M'sila	Examinateur

Remerciement

Je remercie, en premier lieu, ALLAH qui m'a donné ce bien là pour que je vive ce jour, ALLAH qui m'a donné la patience et le courage pour que je puisse terminer ce travail.

Je tiens tout particulièrement à exprimer mes sincères remerciements à mon encadreur, le Professeur **BENDAAS Mohamed Lokmane**, pour m'avoir encadré pendant la réalisation de ce travail et surtout les conseils avisés qu'il m'a prodigué, témoignant de ses qualités scientifiques et humaines.

Aussi, je tiens à exprimer mon profonde gratitude au Docteur **BARKAT Saïd** pour son aide, ses conseils précieux et ses encouragements incessants durant la préparation de ce travail.

Je remercie tous les membres du jury qui acceptent de juger notre travail et pour l'intérêt qu'ils l'ont porté.

Je tiens à remercier les responsables et tout le personnel du département de L'électrotechnique pour les facilités qu'ils m'ont accordé pour parfaire ce travail.

Un grand merci à tous les enseignants qui ont contribué à notre formation sans exception soit durant la formation de graduation ou de poste graduation.

Enfin, je remercie tous ceux qui ont contribué, de près ou de loin, à ma formation et à l'élaboration de ce modeste.

Merci encore à tous
Bonne lecture !

Table des matières

Table des matières	i
Liste des figures	vii
Liste des tableaux	xii
Abréviations et symboles	xiii
Introduction générale	1

Chapitre I : Généralités sur l'Energie Photovoltaïque

I.1 Introduction	4
I.2 Capacité d'installation photovoltaïque	5
I.3 Rayonnement Solaire	6
I.3.1 Conversion Photon-Electron.....	8
I.4 Cellule Photovoltaïque	8
I.4.1 Technologie photovoltaïque	9
I.4.1.1 Cellules de première génération	9
I.4.1.1.1 Cellules au silicium monocristallin	9
I.4.1.1.2 Cellules au silicium polycristallin.....	9
I.4.1.2 Cellules de deuxième génération.....	9
I.4.1.3 Cellules de troisième génération.....	10
I.4.2 Comparaison entre les différent types	10
I.4.3 Production mondiale des modules PV	11
I.5 Modélisation d'une cellule photovoltaïque.....	11
I.5.1 Modèle idéal.....	11
I.5.2 Modèle réel à une diode	12
I.5.3 Modèle avec pertes ohmiques	13
I.5.4 Caractéristiques électriques d'une cellule.....	15
I.6 Module photovoltaïque.....	16
I.6.1 Conception d'un module.....	18
I.6.2 Protection des modules PV	18

I.6.2.1	Les diodes by-pass	18
I.6.2.2	Les diodes anti retour	19
I.6.3	Modèle du module photovoltaïque	19
I.6.4	Caractéristiques essentielles du module photovoltaïque	20
I.6.4.1	Influence de la température sur la caractéristique I_s - V_s du module	21
I.6.4.2	Influence de l'irradiation sur la caractéristique I_s - V_s du module	21
I.6.4.3	Influence de la résistance série sur la caractéristique I_s - V_s du module	22
I.6.5	Champ de modules photovoltaïques	22
I.7	Avantages et inconvénients de l'énergie photovoltaïque.....	23
I.7.1	Avantages.....	23
I.7.2	Inconvénients.....	24
I.8	Conclusion.....	24

Chapitre II: Modélisation et Commande d'un Système Photovoltaïque Connecté au Réseau

II.1	Introduction	25
II.2	Système photovoltaïque étudié.....	26
II.3	Hacheur boost	27
II.3.1	Étude du fonctionnement	27
II.3.1.1	Conduction continue	28
II.3.1.2	Formes d'ondes des principaux signaux	29
II.3.1.3	Nature du hacheur boost	29
II.3.1.4	Condition de conduction continue.....	30
II.3.1.5	Rapport de conversion	30
II.3.2	Dimensionnement des composants du hacheur boost	31
II.3.2.1	L'inductance d'entrée	31
II.3.2.2	Condensateur de sortie	31
II.3.2.3	Condensateur d'entrée	32
II.3.3	Commande MLI du hacheur	32
II.3.4	Concept de MPPT	32
II.3.4.1	Les méthodes indirectes.....	33
II.3.4.2	Les méthodes directes	34
II.3.4.2.1	Méthode Perturb & Observe (P&O)	34
II.3.4.2.2	Incrémentation de conductance (Inc-cond).....	36

II.3.4.2.3	Comparaison entre les deux méthodes.....	38
II.3.4.2.4	Simulation des deux méthodes.....	38
II.4	Onduleur de tension multiniveaux	41
II.4.1	Onduleur de tension à deux niveaux.....	42
II.4.1.1	Structure générale.....	42
II.4.1.2	Modélisation de l'onduleur.....	42
II.4.1.2.1	Fonction de commutation.....	42
II.4.1.2.2	Tension de sortie	43
II.4.1.2.3	Représentation vectorielle	44
II.4.1.3	Modulation vectorielle.....	45
II.4.1.3.1	Principe de la MLI vectorielle	45
II.4.1.3.2	Localisation du vecteur de référence	46
II.4.1.3.3	Calcul des temps de commutation	47
II.4.1.3.4	Génération des impulsions de commande.....	48
II.4.1.3.5	Schéma bloc da la MLI vectorielle.....	49
II.4.2	Onduleur à trois niveaux	49
II.4.2.1	Structure générale.....	49
II.4.2.2	Modélisation de l'onduleur.....	49
II.4.2.2.1	Différentes configurations d'un bras de l'onduleur.....	49
II.4.2.2.2	Fonction de commutation.....	51
II.4.2.2.3	Commande complémentaire des interrupteurs	51
II.4.2.2.4	Tension de sortie	51
II.4.2.2.5	Représentation vectorielle	52
II.4.2.3	Modulation vectorielle de l'onduleur à trois niveaux.....	53
II.4.2.3.1	Localisation du vecteur de référence	54
II.4.2.3.2	Calcul des temps de commutation	55
II.4.2.3.3	Génération des impulsions de commande.....	56
II.4.2.4	Equilibrage des tensions des condensateurs.....	58
II.4.2.4.1	Equations des courants d'entée de l'onduleur	59
II.4.2.4.2	Choix de la redondance à appliquer	60
II.4.3	Bus continu	60
II.4.4	Filtre de raccordement	61
II.5	Modélisation et commande du système photovoltaïque complet.....	62
II.5.1	Modélisation du système	62

II.5.2	Commande du système photovoltaïque.....	64
II.5.2.1	Découplage du modèle de l'onduleur	64
II.5.2.2	Synthèse des régulateurs des courants	65
II.5.2.3	Synthèse du régulateur de la tension continue.....	66
II.6	Simulations numériques	67
II.6.1	Description du système à simuler	67
II.6.2	Résultats des simulations.....	68
II.7	Conclusion	74

Chapitre III: Commande par Mode de Glissement d'un Système Photovoltaïque Connecté au Réseau

III.1	Introduction.....	75
III.2	Domaine d'application du réglage par mode glissant	76
III.3	Avantages de la commande par mode glissant.....	76
III.4	Commande par mode de glissement	76
III.5	Structures de la commande par mode de glissement.....	77
III.5.1	Structure par commutation au niveau d'une contre réaction d'état.....	78
III.5.2	Structure de régulation par ajout de la commande équivalente.....	78
III.6	Conception de la commande par mode de glissement	78
III.6.1	Choix de la surface de glissement	79
III.6.2	Conditions d'existence et de convergence du régime glissant.....	79
III.6.2.1	Approche directe : fonction discrète de commutation.....	79
III.6.2.2	Approche de Lyapunov.....	79
III.6.3	Calcul de la commande.....	80
III.6.3.1	Commande équivalente.....	81
III.6.3.2	Commande discontinue.....	81
III.7	Phénomène du broutement (Chattering)	82
III.7.1	Solutions pour atténuer le phénomène de Chattering	83
III.7.1.1	Solution de couche limite	83
III.8	Mode de glissement avec action intégrale	84
III.9	Commande par mode de glissement du système photovoltaïque connecté au réseau.....	85
III.9.1	SMC des courants i_{fd} et i_{fq}	86
III.9.2	SMC de la tension continue.....	87
III.10	Simulations numériques.....	88

III.11 Etude comparative	93
III.11 Conclusion	94

Chapitre IV: Diagnostic des Défaits d'un Système Photovoltaïque Connecté au Réseau

IV.1 Introduction	95
IV.2 Concepts et terminologie.....	96
IV.3 Sûreté de Fonctionnement.....	97
IV.3.1 Fiabilité.....	97
IV.3.2 Disponibilité	97
IV.3.3 Maintenance	97
IV.3.4 Maintenabilité	97
IV.3.5 Sécurité.....	98
IV.4 Diagnostic.....	98
IV.4.1 Etapes du diagnostic	98
IV.4.1.1 Acquisition des données	99
IV.4.1.2 Détection.....	99
IV.4.1.3 Localisation	99
IV.4.1.4 Identification.....	100
IV.4.1.5 Prise de décision	100
IV.4.2 Performance d'une procédure de diagnostic.....	100
IV.4.3 Différentes méthodes de diagnostic.....	100
IV.4.3.1 Méthodes internes	101
IV.4.3.1.1 Méthode du modèle	101
IV.4.3.1.2 Diagnostic de défauts par observateurs	102
IV.4.3.1.3 Diagnostic de défauts par redondance analytique	102
IV.4.3.2 Méthodes externes sans modèle mathématique	102
IV.4.3.2.1 Méthodes mono-signal	102
IV.4.3.2.2 Méthodes multi-signal.....	103
IV.4.3.1.3 Diagnostic de défauts par redondance analytique	102
IV.4.4 Sélection de la méthode de diagnostic	104
IV.5 Défaits dans le système photovoltaïque	104
IV.6 Défaillance du convertisseur statique	105
IV.6.1 Défaillance du condensateur	105

IV.6.1.1	Cas des condensateurs électrolytiques	106
IV.6.1.2	Cas des condensateurs à films métallisés.....	108
IV.6.2	Défaillance des composants électroniques.....	108
IV.6.2.1	Défaillance de diodes classiques	108
IV.6.2.2	Défaillance d'un interrupteur statique : l'IGBT.....	109
IV.6.2.2.1	Causes externes.....	109
IV.6.2.2.2	Les effets du cyclage thermique	110
IV.7	Diagnostic des défauts de l'onduleur	111
IV.7.1	Interrupteur maintenu ouvert	111
IV.7.2	Condensateur en court-circuit	119
IV.8	Diagnostic des défauts du hacheur.....	121
IV.8.1	IGBT maintenu ouvert	121
IV.8.2	IGBT maintenu fermé	122
IV.8.3	Détection du défaut par le résidu de la tension v_{pv}	122
IV.8.4	Diode maintenue ouverte.....	124
IV.9	Conclusion.....	125
Conclusion générale		126
Bibliographie		128
Annexe A		134
Annexe B		136

Liste des Figures

Figure (I.1) : Évolution de la puissance photovoltaïque installée cumulée dans le monde 2000-2013.....	5
Figure (I.2) : Partition de la puissance photovoltaïque cumulée dans le monde 2011-2013	5
Figure (I.3) : Partition de la puissance photovoltaïque installée dans le monde 2011-2013.....	6
Figure (I.4) : Inclinaison des rayons lumineux par rapport au sol	7
Figure (I.5) : Représentation graphique des spectres du corps noir parfait, AM0 et AM1.5	7
Figure (I.6) : Principe de conversion photovoltaïque	9
Figure (I.7) : Partition de la production des modules photovoltaïque dans le monde en 2013.....	11
Figure (I.8) : Modèle simplifié d'une cellule PV	12
Figure (I.9) : Modèle réel à une diode d'une cellule PV	13
Figure (I.10) : Caractéristiques électriques d'une cellule PV	15
Figure (I.11) : Caractéristique résultante d'un groupement en série de N_{cs} cellules identiques	17
Figure (I.12) : Caractéristique résultante d'un groupement en parallèle de N_{cp} cellules identiques.....	17
Figure (I.13) : Schéma d'un module photovoltaïque	18
Figure (I.14) : Fonctionnement des diodes bypass.....	19
Figure (I.15) : Caractéristiques électriques d'un panneau photovoltaïque	21
Figure (I.16) : Effet de la température sur la caractéristique I_s - V_s du module BP SX 150S.....	21
Figure (I.17) : Effet de l'irradiance sur la caractéristique I_s - V_s du module BP SX 150S.....	22
Figure (I.18) : Effet de la résistance série sur la caractéristique I_s - V_s du module BP SX 150S	22
Figure (II.1) : Structure triphasée du système photovoltaïque couplé au réseau.....	26
Figure (II.2) : Schéma de principe d'un hacheur boost	27
Figure (II.3) : Schémas équivalents du hacheur boost, (a) séquences 1, (b) séquence 2	28
Figure (II.4) : Formes d'ondes obtenues en conduction continue.....	29
Figure (II.5) : Evolution de rapport de conversion en fonction de rapport cyclique	30
Figure (II.6) : Génération des impulsions de commande du hacheur.....	32
Figure (II.7) : Chaîne élémentaire de conversion photovoltaïque associée à une commande MPPT.....	33
Figure (II.8) : Caractéristiques de fonctionnement de la méthode de P&O.....	34
Figure (II.9) : Organigramme de l'algorithme perturbation et observation.....	35
Figure (II.10) : Caractéristiques de fonctionnement de la méthode d'incrément de conductance.....	36

Figure (II.11) : Organigramme de l'algorithme d'incrémentation de conductance	37
Figure (II.12) : Schéma du système simulé.....	38
Figure (II.13) : Performances des algorithmes P&O et Ind-Con, (a) Puissance fournie par le champ....	39
Figure (II.14) : Structure d'un onduleur de tension triphasé à deux niveaux.....	42
Figure (II.15) : Diagramme vectoriel de l'onduleur à deux niveaux	44
Figure (II.16) : Organigramme de calcul du secteur	46
Figure (II.17) : Principe de génération des impulsions de commande par MLI vectorielle.....	48
Figure (II.18) : Schéma bloc de la MLI vectorielle	49
Figure (II.19) : Structure d'un onduleur triphasé trois niveaux à structure NPC	50
Figure (II.20) : Différents états utiles du bras x de l'onduleur à trois niveaux.....	50
Figure (II.21) : Représentation vectorielle des états de l'onduleur à trois niveaux	54
Figure (II.22) : Régions triangulaires du premier secteur	54
Figure (II.23) : Apex p , q et u pour chaque région triangulaire r	55
Figure (II.24) : Organigramme de comparaison entre les états	56
Figure (II.25) : Génération des impulsions à partir des vecteurs d'états du premier secteur.....	57
Figure (II.26) : Schémas réelle et équivalent du bus continu d'un onduleur NPC.....	60
Figure (II.27) : Structure triphasée du système PV couplé au réseau.....	62
Figure (II.28) : Structure de contrôle générique d'un système PV connecté au réseau	64
Figure (II.29) : Boucle interne de contrôle de courant	65
Figure (II.30) : Schéma bloc de régulation des courants par des régulateurs PI.....	66
Figure (II.31) : Schéma bloc de régulation de la tension continue par un régulateur PI	67
Figure (II.32) : Tension du bus continu et sa référence : (a) onduleur à deux niveaux, (b) onduleur à trois niveaux.....	69
Figure (II.33) : Tensions aux bornes des condensateurs dans le cas d'onduleur à trois niveaux.....	69
Figure (II.34) : Courant actif injecté par l'onduleur dans le réseau et sa référence : (a) onduleur à deux niveaux, (b) onduleur à trois niveaux.....	70
Figure (II.35) : Courant réactif injecté par l'onduleur dans le réseau et sa référence : (a) onduleur à deux niveaux, (b) onduleur à trois niveaux.....	70
Figure (II.36) : Courant de la première phase injecté par l'onduleur dans le réseau et la tension réduite de la première phase du PCC : (a) onduleur à deux niveaux, (b) onduleur à trois niveaux	71
Figure (II.37) : Puissance active consommée par la charge, délivrée par la source et injectée par le système PV : (a) onduleur à deux niveaux, (b) onduleur à trois niveaux	71
Figure (II.38) : Composantes directe et quadrature de la tension du PCC.....	72
Figure (II.39) : THD du courant injecté par l'onduleur dans le réseau : (a) onduleur à deux, (b) onduleur à trois niveaux.....	72

Figure (II.40) : Onduleur à deux niveaux, (a) Forme d'onde de tension de sortie, (b) Son THD	72
Figure (II.41) : Onduleur à trois niveaux, (a) Forme d'onde de tension de sortie, (b) Son THD.....	73
Figure (II.41) : Performances de champ PV : (a) courant du champ, (b) tension du champ), (c) puissance fournit par le champ.	73
Figure (III.1) : Différents modes glissant dans le plan de phase, (a) Glissement idéal, (b) Glissement réel	77
Figure (III.2) : Structure de régulation par commutation au niveau de l'organe de commande	77
Figure (III.3) : Structure de régulation par commutation au niveau de contre réaction d'état.....	78
Figure (III.4) : Structure de régulation par ajout de la commande équivalente.....	78
Figure (III.5) : Valeur continue u_{eq} prise par la commande lors de la commutation entre u^+ et u^-	81
Figure (III.6) : Représentation de la fonction « Sign »	82
Figure (III.7) : Principe de la commande par mode glissant avec commande équivalente	82
Figure (III.8) : Phénomène de broutement	83
Figure (III.9) : Fonction saturation	83
Figure (III.10) : Fonction Smooth.....	84
Figure (III.11) : Structure de contrôle par mode glissant d'un système photovoltaïque connecté au réseau	85
Figure (III.12) : Schéma bloc détaillé de la commande par mode glissant d'un système photovoltaïque connecté au réseau.....	88
Figure (III.13) : Tension du bus continu et sa référence : (a) onduleur à deux niveaux, (b) onduleur à trois niveaux.....	89
Figure (III.14) : Tensions aux bornes des condensateurs dans le cas d'onduleur à trois niveaux	89
Figure (III.15) : Courant actif injecté dans le réseau et sa référence : (a) onduleur à deux niveaux, (b) onduleur à trois niveaux.....	90
Figure (III.16) : Courant réactif injecté dans le réseau et sa référence : (a) onduleur à deux niveaux, (b) onduleur trois niveaux.....	90
Figure (III.17) : Courant de la première phase injecté par l'onduleur dans le réseau et la tension réduite de la première phase du PCC : (a) onduleur à deux niveaux, (b) onduleur à trois niveaux.....	91
Figure (III.18) : Puissance active consommée par la charge, délivrée par la source et injectée par le système PV : (a) onduleur à deux niveaux, (b) onduleur à trois niveaux	91
Figure (III.19) : THD du courant injecté par l'onduleur dans le réseau : (a) onduleur à deux, (b) onduleur à trois niveaux.....	92
Figure (III.20) : Onduleur à deux niveaux, (a) Forme d'onde de tension de sortie, (b) Son THD.....	92
Figure (III.21) : Onduleur à trois niveaux, (a) Forme d'onde de tension de sortie, (b) Son THD.....	92
Figure (III.22) : Performances de champ PV : (a) Courant du champ, (b) Tension du champ), (c) Puissance fournit par le champ	93

Figure (IV.1) : Définitions graphiques du MTTF, MDT, MUT, MTTR et MTBF	98
Figure (IV.2) : Etapes du diagnostic industriel.....	99
Figure (IV.3) : Classement des méthodes de diagnostic	101
Figure (IV.4) : Principe de fonctionnement de la méthode du modèle.....	101
Figure (IV.5) : Procédure de diagnostic basée sur la technique de la reconnaissance des formes.....	103
Figure (IV.6) : Schéma équivalent d'un condensateur : (a) réel, (b) simplifié.....	105
Figure (IV.7) : (a) Variation de l'impédance d'un condensateur électrolytique en fonction de la fréquence et de la température, (b) Durée de vie du condensateur en fonction de la température du courant efficace admissible	106
Figure (IV.8) : Diagramme de défaillance pour les condensateurs électrolytiques.....	107
Figure (IV.9) : Défaut de circuit ouvert dans un interrupteur.....	111
Figure (IV.10) : Fonctionnement sien : (a) Courant triphasé injecté dans le réseau, (b) valeurs moyens de ces courants, (c) trajectoires de contour de Park dans le référentiel (α, β).....	112
Figure (IV.11) : Fonctionnement avec K_{a1} en défaut : (a) Courant triphasé injecté dans le réseau, (b) valeurs moyens de ces courants, (c) trajectoires de contour de Park dans le référentiel (α, β).....	113
Figure (IV.12) : Fonctionnement avec K_{a2} en défaut : (a) Courant triphasé injecté dans le réseau, (b) valeurs moyens de ces courants, (c) trajectoires de contour de Park dans le référentiel (α, β).....	113
Figure (IV.13) : Fonctionnement avec K_{b1} en défaut : (a) Courant triphasé injecté dans le réseau, (b) valeurs moyens de ces courants, (c) trajectoires de contour de Park dans le référentiel (α, β).....	114
Figure (IV.14) : Fonctionnement avec K_{b2} en défaut : (a) Courant triphasé injecté dans le réseau, (b) valeurs moyens de ces courants, (c) trajectoires de contour de Park dans le référentiel (α, β).....	114
Figure (IV.15) : Fonctionnement avec K_{c1} en défaut : (a) Courant triphasé injecté dans le réseau, (b) valeurs moyens de ces courants, (c) trajectoires de contour de Park dans le référentiel (α, β).....	115
Figure (IV.16) : Fonctionnement avec K_{c2} en défaut : (a) Courant triphasé injecté dans le réseau, (b) valeurs moyens de ces courants, (c) trajectoires de contour de Park dans le référentiel (α, β).....	115
Figure (IV.17) : Fonctionnement avec K_{a1} et K_{a2} en défaut : (a) Courant triphasé injecté dans le réseau, (b) trajectoires de contour de Park dans le référentiel (α, β)	116
Figure (IV.18) : Fonctionnement avec K_{b1} et K_{b2} en défaut : (a) Courant triphasé injecté dans le réseau, (b) trajectoires de contour de Park dans le référentiel (α, β)	116
Figure (IV.19) : Fonctionnement avec K_{c1} et K_{c2} en défaut : (a) Courant triphasé injecté dans le réseau, (b) trajectoires de contour de Park dans le référentiel (α, β)	116
Figure (IV.20) : Fonctionnement avec K_{a1} , K_{a2} ou les deux en même temps en défaut : (a) Courant triphasé injecté dans le réseau, (b) valeurs moyens de ces courants, (c) trajectoires de contour de Park dans le référentiel (α, β).....	117
Figure (IV.21) : Fonctionnement avec K_{a3} , K_{a4} ou les deux en même temps en défaut : (a) Courant triphasé injecté dans le réseau, (b) valeurs moyens de ces courants, (c) trajectoires de contour de Park dans le référentiel (α, β).....	118

Figure (IV.22) : Fonctionnement avec tous les intercepteurs sont en défaut : (a) Courant triphasé injecté dans le réseau, (b) valeurs moyens de ces courants, (c) trajectoires de contour de Park dans le référentiel (α, β) 118

Figure (IV.23) : Trajectoires de contour de Park dans le référentiel (α, β) : (a) D_{a1} en défaut, (b) D_{a2} en défaut, (c) D_{a1} et D_{a2} en défaut, (d) Courants triphasés injectés dans le réseau en cas de D_{a1} et D_{a2} en défauts 119

Figure (IV.24) : Fonctionnement avec le condensateur en court-circuit : (a) Tension continue, (b) Courant triphasé injecté dans le réseau, (c) valeurs moyens de ces courants..... 120

Figure (IV.25) : Fonctionnement avec l'IGBT en circuit ouvert : (a) tension à l'entrée du hacheur, (b) courant du champ PV, (c) courant actif injecté au réseau..... 122

Figure (IV.26) : Fonctionnement avec l'IGBT en court-circuit : (a) tension à l'entrée du hacheur, (b) courant du champ PV, (c) courant actif injecté au réseau..... 122

Figure (IV.27) : Schéma de principe de l'élaboration du signal indicateur de défaut à partir de la tension v_{pv} 124

Figure (IV.28) : Allures du résidu, du seuil de détection et de la nature de défaut. 124

Figure (IV.29) : Fonctionnement avec diode en circuit ouvert : (a) tension aux bornes de l'inductance, (b) courant de l'inductance, (c) courant actif injecté au réseau 124

Figure (A.1) : Schéma fonctionnel d'un PLL triphasé 134

Liste des Tableaux

Tableau (I.1) : Caractéristiques principales et performances des cellules photovoltaïques les plus importantes selon les données publiées par le NREL (National Renewable Energy Laboratory)	10
Tableau (I.2) : Caractéristiques électriques du module PV BP SX 150s	20
Tableau (II.1) : Comparaison entre les deux méthodes de MPPT (P&O et Inc-con)	38
Tableau (II.2) : Paramètres du système simulé.....	39
Tableau II.3 : Etats de l'onduleur et les coordonnées du vecteur v_i dans le plan (α, β)	44
Tableau (II.4) : Etats de l'onduleur à trois niveaux et les coordonnées du vecteur v_i dans le plan.....	53
Tableau (II.5) : Inéquations définissant les régions du diagramme vectoriel	55
Tableau (II.6) : Relation entre les courants des condensateurs et ceux de la charge triphasée.....	59
Tableau (II.7) : Conditions du choix d'un état redondant	60
Tableau (II.8) : Paramètres du système à simuler	68
Tableau (III.1) : Paramètres des régulateurs SMC utilisés	88
Tableau (III.2) : Performances de système étudié (étude comparative).....	93
Tableau (IV.1) : Mécanismes de dégradation et de vieillissement apparaissant sur les interrupteurs de puissance.....	110
Tableau (IV.2) : Mécanismes de vieillissement des composants soumis au cyclage thermique	110
Tableau (IV.3) : Détection d'IGBT en défaut.....	117
Tableau (IV.4) : Détection de défaut d'IGBT.....	123
Tableau (B.1) : Défauts les plus fréquents rencontrés dans le générateur PV	138
Tableau (B.1) : Défauts les plus fréquents rencontrés dans la boîte de jonction.....	138
Tableau (B.3) : Défauts les plus fréquents rencontrés dans le système de câblage	139
Tableau (B.4) : Défauts les plus fréquents rencontrés dans le système de protection	140
Tableau (B.5) : Défauts les plus fréquents rencontrés dans le système d'acquisition.....	141
Tableau (B.6) : Défauts les plus fréquents rencontrés dans l'onduleur	141

Liste des symboles

AM : Air masse.

p : Pression.

θ : Elévation du soleil sur l'horizon.

z : l'altitude.

G : Intensité de l'irradiation.

G^* : Intensité de l'irradiation de référence ($1000\text{W}/\text{m}^2$) ;

E_{ph} : Energie de photon.

h : Constante de Planck.

c : Vitesse de la lumière.

λ : Longueur d'onde.

I_{Ph} : Courant photonique.

I_{Ph}^m : Courant généré par le module PV.

I_{Ph}^G : Courant généré par le champ PV.

I_D : Courant de la diode.

I_0^* : Courant de saturation inverse de la diode à T^* .

I_0 : Courant de saturation inverse de la diode de la cellule PV.

I_0^m : Courant de saturation inverse de la diode du module PV.

I_0^m : Courant de saturation inverse de la diode du champ PV.

I_{cc} : Courant de court-circuit de la cellule PV.

I_{cc}^m : Courant de court-circuit du module PV.

I_{cc}^G : Courant de court-circuit du champ PV.

I_s : Courant de sortie de la cellule.

I_{mpp} : Courant au point de de puissance maximale.

V_{co} : Tension en circuit ouvert de la cellule PV.

V_{co}^m : Tension en circuit ouvert du module PV.

V_{co}^G : Tension en circuit ouvert du champ PV.

V_{mpp} : Tension au point de de puissance maximale.

V_s : Tension aux bornes de la cellule.

P_s : Puissance délivrée par la cellule.

P_{mpp} : Puissance au point de de puissance maximale.

n : Coefficients d'idéalité de la jonction PN.

a : Coefficient de variation du courant en fonction de la température.

V_T : Potentiel thermique.

k : Constante de Boltzmann.

T : Température effective de la cellule en Kelvin.

T^* : Températures de référence (298K) ;

q : charge d'électron.

R_s : Résistance série de la cellule.

R_s^m : Résistance série équivalente du module PV.

R_s^G : Résistance série équivalente du champ PV.
 R_p : Résistance parallèle de la cellule.
 R_{ch} : Résistance de la charge.
 N_{cp} : Nombre des cellules en parallèle.
 N_{cs} : Nombre des cellules en série.
 N_{mp} : Nombre des modules en parallèle.
 N_{ms} : Nombre des modules en série.
 N_{bp} : Nombre des blocs en parallèle.
 N_{bs} : Nombre des blocs en série.
 η_{pv} : Rendements réel d'une cellule PV.
 η_{th} : Rendements théorique d'une cellule PV.
 S : Surface de la cellule.
 FF : Facteur de forme.
 C_e : Condensateur d'entrée du hacheur.
 C_{dc} : Condensateur de bus continue (sortie du hacheur).
 v_{Pv} : Tension d'entrée du hacheur.
 v_{dc} : Tension de sortie du hacheur.
 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.
 f_s : Fréquence de commutation du hacheur.
 T_s : Période de commutation du hacheur.
 α : le rapport cyclique de commutation.
 t_{on} : Temps de fermeture de l'IGBT.
 t_{off} : Temps d'ouvertures de l'IGBT.
 D_B : Diode de roue libre.
 T_B : IGBT du hacheur.
 v_{DB} : Tension aux borne de la diode.
 L_e : Inductance du hacheur.
 v_{Le} : Tension aux bornes de l'inductance.
 i_{Le} : Courant traversant l'inductance.
 i_{Le_min} : Valeur minimale du courant i_{Le} .
 i_{Le_max} : Valeur maximale du courant i_{Le} .
 i_{Le_moy} : Valeur moyenne du courant i_{Le} .
 Δi_{Le} : Ondulation absolue du courant i_{Le} .
 r_c : Rapport de conversion du hacheur.
 Δv_{dc} : Ondulation en tension de sortie.
 i_{cdc} : Courant traversant le condensateur de sortie.
 v_{dc_min} : Valeur minimale de la tension v_{dc} .
 v_{dc_max} : Valeur maximale de la tension v_{dc} .
 V_{ds} : Valeur instantané de dent de scie.
 S_B : Signal de commande de l'IGBT.

- v_{mpp} : Tension au point de fonctionnement maximum.
 i_{mpp} : Courant au point de fonctionnement maximum.
 P_{mpp} : Puissance au point de fonctionnement maximum.
 ΔP_{Po} : Perturbation sur la puissance d'entrée.
 Δv_{Po} : Perturbation sur la puissance d'entrée.
 $\Delta \alpha$: Perturbation sur le rapport cyclique.
 L_f : Inductance du filtre.
 R_f : Résistance du filtre.
 L_s : Inductance de la source.
 R_s : Résistance de la source.
 L_l : Inductance de la charge.
 R_l : Résistance de la charge.
 K : Semi-conducteur bidirectionnel.
 D : Diode de clamp.
 S : Fonction de commutation.
 F : Fonction de connexion.
 v_{xo} : Tension simple entre la phase x et le point milieu o .
 v_{xy} : Tension simple entre les phases x et y .
 $v_{(abc)}$: Tension simple de sortie de l'onduleur.
 $i_{f(abc)}$: Courants délivrés par l'onduleur.
 $v^*_{(abc)}$: Tensions de référence sinusoïdales.
 v_m^* : Amplitude de vecteur de référence.
 ω : Vitesse angulaire de vecteur de référence.
 θ : Position angulaire de vecteur de référence.
 m : Taux de modulation.
 v_α : Projection du vecteur v sur l'axe réel.
 v_β : Projection du vecteur v sur l'axe imaginaire.
 t_i : Temps de commutation de l'interrupteur i .
 T_h : Période de commutation de l'onduleur.
 f_h : Fréquence de commutation de l'onduleur.
 $s_i, i=1\dots 6$: Secteur de localisation du vecteur v^* .
 $r_j, j=1\dots 4$: Région triangulaire de localisation du vecteur v^* .
 p, q, u : Apex de la région triangulaire.
 $i_{d(2,1,0)}$: Courant d'entrée de l'onduleur.
 $v_{f(abc)}$: Tensions de sortie de l'onduleur.
 $v_{f(dq)}$: Tensions de sortie de l'onduleur dans le repère (d, q) .
 $v_{f(dq)}^*$: Références des tensions de sortie de l'onduleur dans le repère (d, q) .
 $v_{f(\alpha\beta)}^*$: Références de tensions de sortie de l'onduleur dans le repère (α, β) .
 $i_{f(abc)}$: Courants de sortie de l'onduleur.
 $i_{f(dq)}$: Courants de sortie de l'onduleur dans le repère (d, q) .
 $i_{f(dq)}^*$: Références des courants de sortie de l'onduleur dans le repère (d, q) .
 $v_{s(abc)}$: Tensions de la source.
 $i_{s(abc)}$: Courants de la source.
 $i_{l(abc)}$: Courants de la charge.

$v_{p(abc)}$: Tensions aux point de PCC.
 $v_{p(dq)}$: Tensions aux point de PCC dans le repère (d, q) .
 $v_{(dq)}$: Variables de commandes.
 v_{dc} : Tension globale du bus continu.
 v_{dc}^* : Tension de référence du bus continu.
 v_{ci} : Tension partiel aux bornes du condensateur C_i .
 P : Puissance active.
 Q : Puissance réactive.
 C_i : Capacité du condensateur i .
 $C_{\text{éq}}$: Capacité équivalente du bus continu.
 t : Temps.
 P : Opérateur de Laplace.
 $R(p)$: Fonction de transfert du PI.
 $F(p)$: Fonction de transfert en boucle ouverte.
 $H(p)$: Fonction de transfert en boucle fermé.
 $G(p)$: Equation caractéristique de la fonction $H(p)$.
 k_{pc}, k_{ic} : Gains du régulateur PI des courants actif et réactif.
 ω_{nc} : Pulsation de coupure du régulateur PI des courants actif et réactif.
 ζ_c : Coefficient d'amortissement du régulateur PI des courants actif et réactif.
 k_{pdc}, k_{idc} : Gains du régulateur PI de la tension continue.
 ω_{ndc} : Pulsation de coupure régulateur PI de la tension continue.
 ζ_{dc} : Coefficient d'amortissement du régulateur PI de la tension continue.
 v_{neff} : Tension nominale du transformateur.
 S_n : Puissance nominale du transformateur.
 f_n : Fréquence nominale du transformateur.
 (L_p, L_s) : Inductances du primaire et de secondaire du transformateur.
 (R_p, R_s) : Résistances du primaire et de secondaire du transformateur.
 m_i : Rapport de transformation du transformateur.
 $u(t)$: Commande.
 $s(x)$: Surface de glissement.
 $u_{\text{éq}}$: Commande équivalente.
 u_{dis} : La commande discontinue.
 $e_y(x)$: Ecart entre la variable à régler et sa référence.
 r : le degré relatif.
 $V(x)$: Fonction de Lyapunov.
 $k_{pdc}, k_{idc}, k_{sdc}$: Gains du régulateur SMC de la tension continue.
 k_{pd}, k_{id}, k_{sd} : Gains des régulateurs SMC des courants actif et réactif.
 Z_{th} : Impédance thermique de la diode.
 P_D : Puissance dissipée dans la diode.
 φ : Pente de la trajectoire moyenne du courant.
 $i_{f(abc)\text{moy}}$: Valeurs moyennes des courants.

Liste des Abréviations

PV : Photovoltaïque.
AP : l'Asie Pacifique.
a-Si : Silicium amorphe.
c-Si : Silicium-cristallin.
CdTe : Tellurure de Cadmium.
CIGS : Cuivre, Indium, Gallium et Sélénium.
NREL: National Renewable Energy Laboratory.
MPP : Maximum Power Point.
RM : Reste de Monde.
NOCT: Nominal Operating Cell Temperature.
PWM: Pulse Wide Modulation.
IGBT: Insolated Gate Bipolar Transistor.
NPC: Neutral Point Clamped.
SVM: Space Vector Modulation.
PI: Proportional Integral.
MLI : Modulation de Largeur d'Impulsion.
MPPT: Maximum Power Point Tracking.
P&O : Perturbation et Observation.
Inc-cond : Incrémentation de conductance.
AC: Alternative Current.
DC: Direct Current.
PLL: Phase Locked Loop.
THD: Total Harmonic Distortion.
SSV : Systèmes à Structures Variables.
SMC: Sliding Mode Controller.
MRP: Mode du Régime Permanent.
AFNOR : Association Française de Normalisation.
CEI : Commission Electrotechnique Internationale.
FDMS : Fiabilité, Disponibilité, Maintenabilité, Sécurité.
MTTF: Mean Time To Failure.
MUT: Mean Up Time.
MDT: Mean Down Time.
MTTR: Mean Time To Repair.
MTBF: Mean Time Between Failure.
ACP: Analyse en Composantes Principales.

Introduction générale

Depuis le début du siècle, la consommation énergétique mondiale est en très forte croissance dans toutes les régions du monde. Il semble que tendanciellement, les consommations d'énergie vont continuer à augmenter, sous l'effet de la croissance économique d'une part, et de l'augmentation de la consommation d'électricité par habitant d'autre part.

Le forum d'énergie mondiale a prévu que les sources d'énergie fossile, notamment sous ses formes liquides (pétrole), solides (charbon) et gazeuses (gaz naturel) seront épuisées en moins d'encre 10 décennies, ainsi que la limite des stocks d'uranium disponibles pour une énergie pleinement nucléaire. Les fossiles à combustibles représentent plus de 86.6% de l'énergie primaire consommée dans le monde en 2013 [01].

L'épuisement des ressources naturelles et la demande accélérée de l'énergie conventionnelle ont forcé des planificateurs et des décideurs politiques à rechercher des sources alternatives. Les énergies renouvelables sous multiple formes : éolienne, solaire thermique, photovoltaïque, hydroélectrique, biomasse et géothermique sont des énergies dérivées des ressources qui sont régénérables, et n'épuise pas avec le temps. Le souci concernant le développement des applications des énergies renouvelables a augmenté nettement ces dernières années.

Une des technologies d'énergie renouvelables la plus prometteuse est l'énergie photovoltaïque basée sur la conversion du rayonnement électromagnétique solaire en électricité. Elle est en forte croissance depuis quelques années car c'est une source inépuisable. Elle est véritablement un moyen élégant de produire l'électricité sur place à partir du soleil sans bruit, pollution ou aucune pièce mobile. Ces propriétés de l'énergie photovoltaïque réduit l'entretien de son système à un minimum, malgré qu'elle est intermittente (jour, nuit, saison), n'est pas fiable et de dépenser plus d'énergie pour la conception d'un panneau solaire qu'il ne peut en fournir durant toute sa durée de vie.

Le soleil envoie chaque année à la surface de la terre à peu près 7.5×10^8 TWh qu'est 10 000 fois plus d'énergie que la planète en consomme [02]. Il est donc légitime d'essayer d'en tirer profit. En exploitant cette source renouvelable, nous pourrions réduire notre dépendance à l'égard des sources d'énergie fossiles. L'industrie solaire a connu un rebond remarquable de la récession de 2009, selon EPIA (European Photovoltaic Industry Association), au moins 38.4 Gigawatts (GW) de capacité photovoltaïque solaire est nouvellement installée dans le monde entier en 2013 et une capacité globale installée cumulée de 138,9 GW [03].

Le système photovoltaïque est généralement connecté au réseau local de distribution. Cela signifie que quand il n'y a pas assez d'électricité générée par ce système, les utilisateurs peuvent toujours obtenir l'électricité du réseau national d'électricité. Cela signifie également que si l'électricité est produite en excès, le surplus d'électricité peut être exporté dans le réseau électrique national. Cette connexion est assurée par une série de convertisseurs de puissance. L'étage de puissance est un élément essentiel dans un système photovoltaïque, et il est nécessaire de comprendre comment l'utiliser et de le contrôler afin de mieux optimiser la production d'électricité.

La partie puissance est formée généralement par un convertisseur DC-DC raccordé à un onduleur via un bus continu. Le convertisseur DC-DC est responsable de maximiser la puissance délivrée par le générateur photovoltaïque, tandis que l'onduleur permet de convertir l'énergie continue en une énergie alternative. Le bus continu est la liaison entre les deux convertisseurs et son but est d'agir à la fois comme un élément de stockage d'énergie et un filtre. Pour obtenir un fonctionnement stable du système les tensions et les courants dans le système doivent être surveillés et contrôlés. Ceci est accompli en mettant en œuvre l'étage de commande.

La commande des convertisseurs DC-DC est assurée par une technique d'optimisation nommée MPPT, les différents méthodes de cette technique sont détaillés dans [04]. Au cours des dernières années, les méthodes d'intelligence artificielle telle la logique floue et le réseau de neurone ont pris une attention et une augmentation de leur utilisation avec succès dans la mise en œuvre pour la recherche de MPPT [05-06]. Le mode glissant est aussi utilisé pour la recherche de MPPT dans [07-08].

Pour les onduleurs multiniveaux plusieurs méthodes de contrôle ont déjà été proposées. On peut citer la commande plein onde, la commande PWM (Pulse Wide Modulation), la commande par élimination des harmoniques [09] et la commande par SVM (Space Vector Modulation) proposée par [10] et utilisée dans ce travail.

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 [11] 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 [12-13], les réseaux de neurones dans [14] et le mode glissant dans [15] ont été appliqués dans le contrôle des courants et de la tension continue.

Au cours de ces dernières années, l'évolution des études dans le domaine des systèmes industriels a permis la conception de systèmes de plus en plus performants. Malgré toute cette évolution, nul système n'est à l'abri d'une défaillance. Pour cela on porte aujourd'hui un grand effort sur la surveillance et le diagnostic des systèmes industriels. Discipline complexe ou considérée comme un art pour certain, le diagnostic est un des facteurs contribuant à la disponibilité de l'outil de production [16].

Parmi les parties les plus soumises à des défauts dans un système photovoltaïque c'est le convertisseur de puissance qui comporte le hacheur et l'onduleur de tension. Ces défauts, qui sont dus essentiellement à la détérioration des composants semi-conducteurs, peuvent baisser les performances et voir à l'indisponibilité totale du système PV. Par conséquent, ils vont réduire la productivité du système, et donc réduire son profit, sans compter le coût de maintenance pour remettre le système en état normal [17].

On trouve plusieurs travaux dans la littérature sur le diagnostic des défauts dans les systèmes PV connectés aux réseaux comme ceux présentés dans [18-19]. Les techniques de l'intelligence artificielle (basé sur réseau de neurones, les systèmes flous ou un réseau neuro-flou) pour la détection automatique de défauts dans les champs de PV ont été proposées [20]. La plupart des recherches dans ce domaine sont orientées vers le diagnostic des défauts dans le champ PV. Par contre les travaux sur la partie de puissance sont limités et pour cela on a focalisé notre travail sur cette partie du fait de son importance dans un système de production couplé au réseau.

Ce travail consiste dans un premier volet, à la modélisation et la commande classique et par mode glissant d'un système photovoltaïque connecté au réseau dans le but d'extraire le maximum de puissance du champ PV et de l'injecter dans le réseau tout en assurant un facteur de puissance unitaire. Dans un deuxième volet, des techniques fiables pour la détection et le diagnostic des défauts au niveau des convertisseurs statiques (hacheur boost et onduleurs multi niveaux) ont été proposées, pour permettre au superviseur de prendre les décisions adéquates.

Ce mémoire est organisé autour de quatre chapitres résumés comme suit :

Dans le premier chapitre, on présentera un aperçu général sur l'énergie photovoltaïque. On commencera par une étude statistique sur la production mondiale d'énergie photovoltaïque. Ensuite, il s'agit de relater l'effet photovoltaïque et plus précisément le phénomène physique exploité pour générer une énergie électrique tout en passant par le classement des cellules photovoltaïques, et la fabrication mondiale des modules. La deuxième section sera consacrée à la modélisation des cellules photovoltaïques et leurs interconnexions afin de former les modules et le champ PV.

La modélisation complète et la commande d'un système photovoltaïque connecté au réseau sera abordée dans le chapitre deux. Ce chapitre sera divisé en trois parties. La première concernera l'étude du hacheur boost et sa commande MPPT (Poursuite Du Point De Puissance Maximale). Dans la deuxième partie de ce chapitre on abordera les onduleurs de tension à deux et trois niveaux de type NPC et leurs commandes. La dernière partie sera consacrée à la modélisation du système complet dans le repère (abc) ainsi que dans le repère (d, q) et à la commande du bus continu et des courants côté alternatif en utilisant des régulateurs de type PI.

Dans le troisième chapitre, on intéressera à la technique de commande par mode glissant, où un contrôleur SMC sera élaboré. Les régulateurs linéaires de type PI seront substitués par des régulateurs SMC pour régler les courants actif et réactif, ainsi que la tension continue. Ce chapitre sera finalisé par la représentation des résultats de simulations effectuées.

Le quatrième chapitre sera divisé en deux parties. La première c'est un état de l'art sur le diagnostic des défauts des systèmes industriels. Dans la deuxième partie de ce chapitre on appliquera les méthodes de diagnostic des défauts sur la partie de puissance du système PV en présence des défauts d'ouverture des interrupteurs des onduleurs de tension à deux et à trois niveaux. Les défauts dans les semi-conducteurs du hacheur et celui de court-circuit du condensateur du bus continu sont pris aussi en considération.

Ce mémoire sera clôturé par une conclusion générale récapitulant le travail développé suivi par une annexe résumera dans sa première partie le principe de fonctionnement du PLL (phase locked loop). La liste des origines de défauts les plus fréquents dans le système photovoltaïque sera présentée dans sa deuxième partie.

Chapitre I

Généralités sur l'Energie Photovoltaïque

I.1 Introduction

L'énergie solaire photovoltaïque provient de la conversion directe de l'énergie provenant des photons, compris dans le rayonnement solaire, en énergie électrique, par le biais de capteurs fabriqués avec des matériaux sensibles aux longueurs d'ondes nommés cellules photovoltaïque. Industriellement les matériaux les plus utilisés sont à base de silicium [02].

Le point de départ de l'énergie photovoltaïque remonte à 1839 après la découverte de l'effet photovoltaïque par le savant français Alexandre-Edmond Becquerel [21]. Quelques années plus tard, en 1918, le scientifique polonais Jan Czochralski développe un procédé pour créer du silicium monocristallin qui sera utilisé par un groupe de chercheurs américains de Bell Labs au New Jersey (USA) en 1954 pour fabriquer la première cellule capable de transformer l'énergie solaire en courant électrique capable de transformer plus de 4% de la lumière reçue en électricité [22]. Resté très longtemps comme une curiosité de laboratoire, l'effet photovoltaïque a d'abord connu une utilisation dans le domaine du spatial, avant d'être utilisé comme source d'énergie en site isolé et de connaître le développement qu'on lui connaît aujourd'hui en application connectée au réseau.

L'association de plusieurs cellules PV en série/parallèle donne lieu à un module photovoltaïque qui a une caractéristique statique courant-tension $I(V)$ non linéaire et présentant un point de puissance maximale (PPM). Cette caractéristique dépend du niveau d'éclairement et de la température de la cellule ainsi que du vieillissement de l'ensemble.

Dans ce chapitre nous nous aborderons le domaine photovoltaïque dans sa généralité. Nous donnerons quelques statistiques sur la production mondiale d'énergie photovoltaïque et la fabrication des modules. Ensuite, nous rappellerons brièvement le principe de la conversion de l'énergie solaire en énergie électrique reposant sur l'effet photoélectrique, c'est à dire sur la capacité des photons à créer des porteurs de charge (électrons et trous) dans un matériau. Après, nous développerons les caractéristiques des cellules photovoltaïques et leur modélisation afin de définir leurs modes de fonctionnement. Enfin, nous étudierons leurs interconnexions et les éléments de sécurité à introduire lors de la réalisation d'un module ou d'un champ photovoltaïque.

I.2 Capacité d’installation photovoltaïque

Au moins 38,4 GW de systèmes photovoltaïque ont été installés dans le monde en 2013, et jusqu'à de 30 GW en 2012 [03]. L'énergie photovoltaïque reste la troisième source d'énergie renouvelable en termes de capacité installée dans le monde, après l'énergie hydraulique et l'énergie éolienne. À la fin de 2009, la puissance photovoltaïque installée cumulée dans le monde était plus de 23 GW. Un an plus tard il a été de 40,3 GW et à la fin de 2011, il a été de 70,5 GW. En 2012, la marque de 100 GW a été atteinte et en 2013, presque 138,9 GW de PV avaient été installés dans le monde, une quantité capable de produire au moins 160 TWh d'électricité chaque année. C'est l'équivalent de l'électricité produite par 32 centrales à charbon [03].

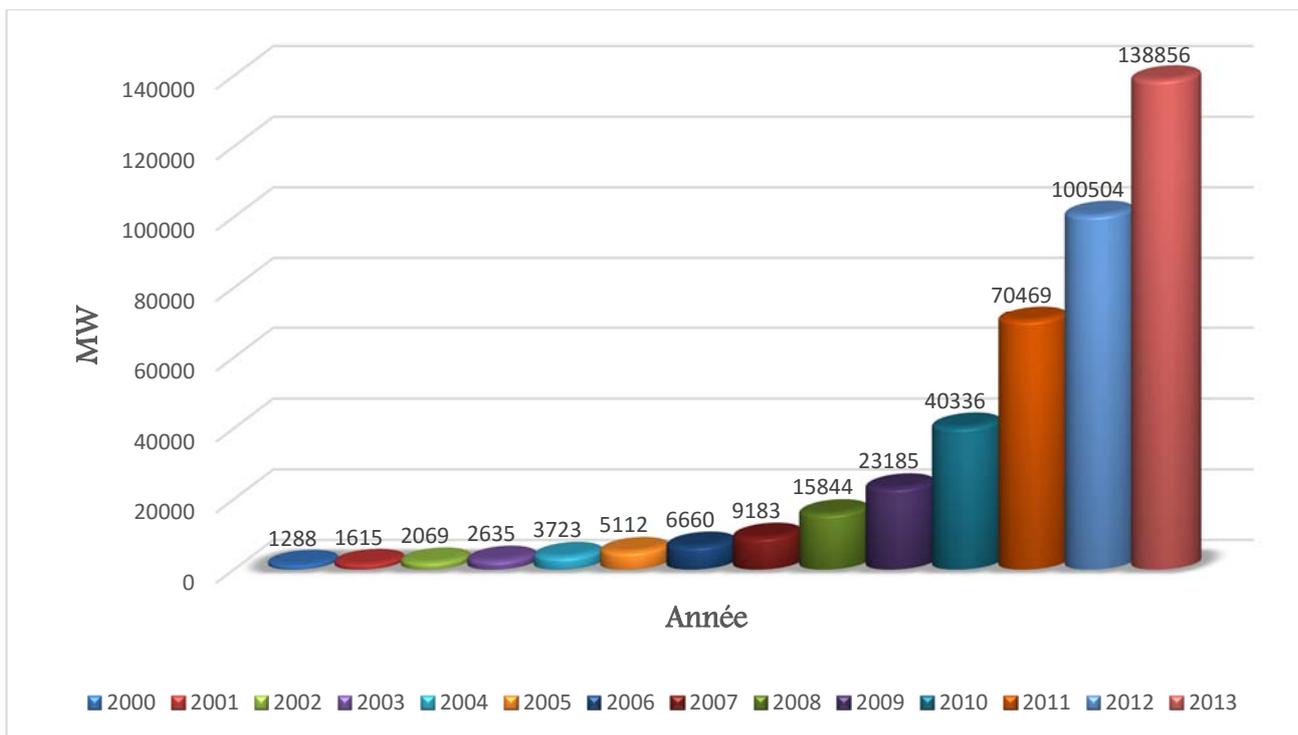


Figure (I.1) : Évolution de la puissance photovoltaïque installée cumulée dans le monde 2000-2013 [03].

L'Europe reste la première région du monde en termes de puissance installée cumulée, avec 81,5 GW en 2013. Cela représente environ 59 % de la capacité de photovoltaïque cumulative du monde, baisse de 71 % en 2012 et environ 75 % de la capacité mondiale en 2011. Les pays de l'Asie Pacifique (AP) sont en croissance rapide, avec 40,6 GW installés, soit 29% de capacité totale cumulée dans le monde en 2013. Ensuite, dans le classement sont l'Amérique avec 10% (13,7 GW), figure (I.2).

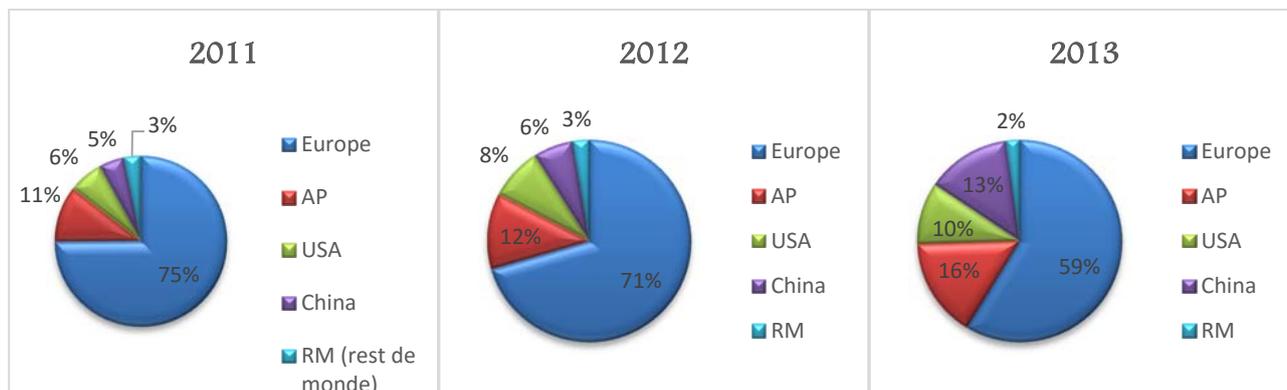


Figure (I.2) : Partition de la puissance photovoltaïque cumulée dans le monde 2011-2013 [03].

En terme de la puissance PV installée en 2013, la région de l'Asie et du Pacifique, qui en plus de la Chine et du Japon inclut la Corée, l'Australie, le Taiwan et la Thaïlande est marqué la première place avec près de 56% du marché mondiale. L'Europe a classé en deuxième place avec presque 29%. La troisième principale région est l'Amérique du Nord, avec le Canada se développant solidement à côté des Etats-Unis. Ailleurs, le Moyen-Orient et l’Afrique du Nord représente le potentiel inexploité pour le moyen terme [03].

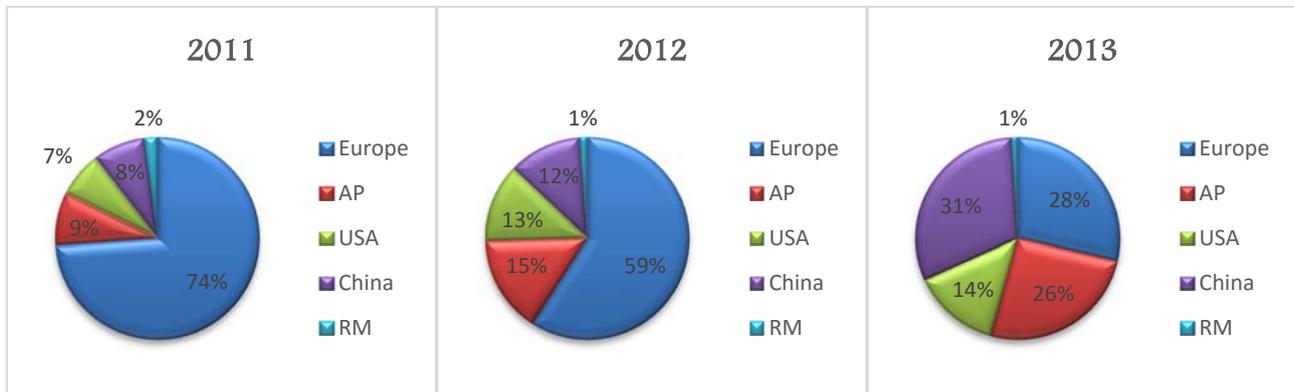


Figure (I.3) : Partition de la puissance photovoltaïque installée dans le monde 2011-2013 [03].

La Chine est marquée le record mondiale d’installation photovoltaïque en 2013 avec 11,8 GW, après l’Italie a installé 9.3 GW en 2011 et l’Allemagne a installé entre 7,4 GW et 7,6 GW en 2010 à 2012. Japon a marqué 6,9 GW et a pris la deuxième place en 2013, alors que l’USA a installé 4,8 GW [03].

Ensemble, la Chine, le Japon, les Etats-Unis, l’Allemagne et le Royaume-Uni ont représentés presque 28.3 GW, ou 74% du marché global en 2013. C’est encore plus haut qu’en 2012 où l’ensemble des cinq principaux marchés ont représentés autour de 65% [03].

I.3 Rayonnement Solaire

La surface du soleil se comporte comme un corps noir à la température d’environ 5800 K. Son rayonnement solaire est constitué de photons dont la longueur d’onde s’étend de l’ultraviolet (0.2µm) à l’infrarouge lointain (4µm) avec un maximum d’énergie pour 0,5µm. On utilise la notion Air Masse afin de caractériser le spectre solaire en termes d’énergie émise [02]. L’énergie totale transportée par le rayonnement solaire sur une distance soleil-terre (150 millions de kilomètres) est de l’ordre de 1350W/m² dans l’espace hors atmosphère terrestre (Figure I.4). Lorsque le rayonnement solaire traverse l’atmosphère, il subit une atténuation et une modification de son spectre, à la suite de phénomènes d’absorption et de diffusion dans les gaz, l’eau et les poussières. Ainsi, la couche d’ozone absorbe une partie du spectre lumineux provenant du soleil, et en particulier une partie des ultraviolets dangereux pour la santé. Le nombre d’air masse (AM) qui permet de tenir compte de l’épaisseur de l’atmosphère traversé par les rayons solaires suivant l’inclinaison du soleil est calculé par [23].

$$AM = \frac{p}{1.013 \sin(\theta)} e^{\left(\frac{z}{7800}\right)} \tag{I.1}$$

p (bar) : la pression.

θ (°) : l’élévation du soleil sur l’horizon (90° au zénith).

z (m) : l’altitude.

Ainsi, au niveau de la mer ($z=0$ m) et ($p=1.013$ bar), donc on a :

$$AM = \frac{1}{\sin(\theta)} \tag{I.2}$$

Et on dit qu’on a les conditions AM1 lorsque le soleil est au zénith, AM2 lorsqu’on a une inclinaison de 30° . Hors atmosphère à haute altitude ($z \approx \infty$), on est dans les conditions AM0.

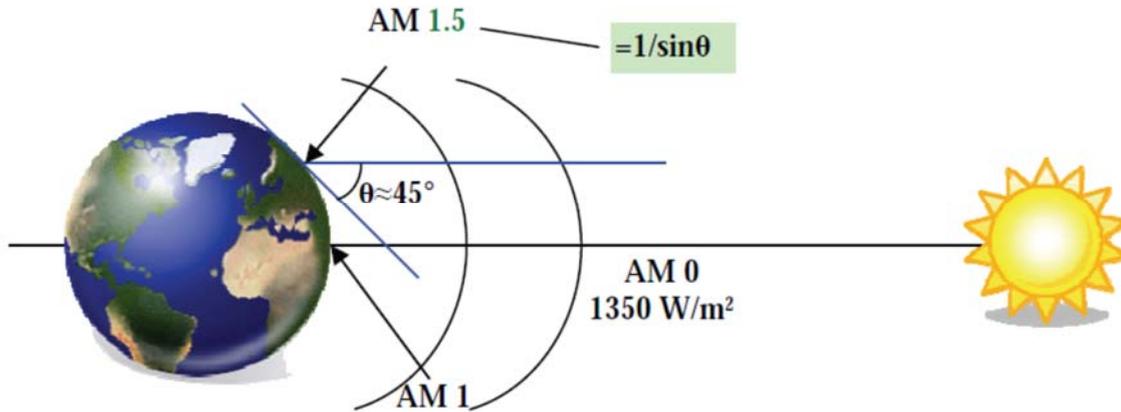


Figure (I.4) : Inclinaison des rayons lumineux par rapport au sol.

Le rayonnement solaire direct reçu au niveau du sol (à $\theta=90^\circ$ d’inclinaison) atteint 1000 W/m^2 du fait de l’absorption dans l’atmosphère (AM1). Cette valeur change en fonction de l’inclinaison des rayons lumineux par rapport au sol. Plus l’angle de pénétration θ est faible, plus l’épaisseur atmosphérique que les rayons auront à traverser sera grande, d’où une perte d’énergie conséquente. Le spectre standard le plus étudié est AM1.5G, ‘G’ signifiant global car il tient compte à la fois des radiations directes et diffusés qui concerne tous les rayonnements dont la trajectoire entre le soleil et le point d’observation ne sont pas géométriquement rectiligne et qui sont dispersé ou réfléchi par l’atmosphère ou bien le sol, par opposition à AM1.5D qui ne tient compte que des radiations directes. AM1.5G donne une irradiation de 970 W/m^2 , mais a été arrondi à 1 kW/m^2 . L’intensité G (kW/m^2) reçue à la surface de la terre peut être calculée grâce à la formule empirique suivante [23] :

$$G = 1.353 \times (0.7^{AM})^{0.678} \tag{I.3}$$

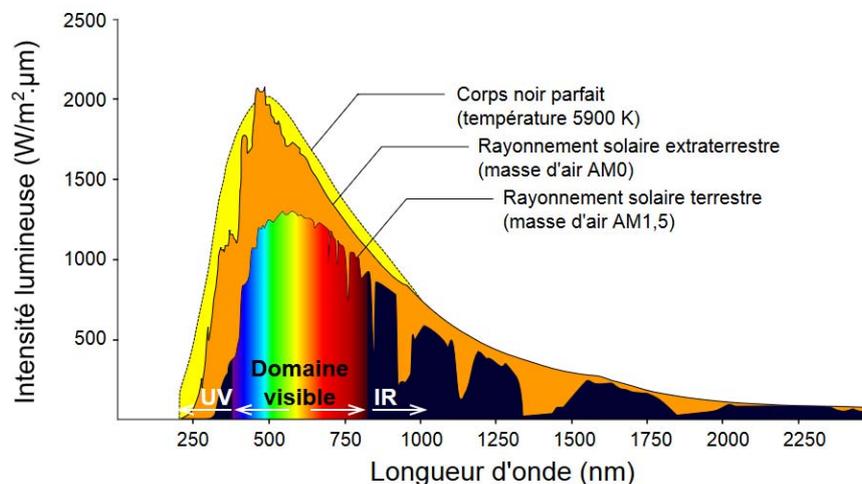


Figure (I.5) : Représentation graphique des spectres du corps noir parfait, AM0 et AM1.5 [24].

Pour une surface perpendiculaire aux rayons incidents. Les spectres du corps noir parfait, de AM0 et de AM1.5 sont représentés sur la figure (I.5). Il apparaît que la partie la plus importante du spectre solaire à la surface de la terre concerne le domaine du visible et du proche infrarouge.

Signalons que, outre l'influence de l'atmosphère, le flux solaire reçu sur une surface dépend de [25]:

- L'orientation et de l'inclinaison de la surface ;
- La latitude du lieu et de son degré de pollution ;
- La période de l'année ;
- L'instant considéré dans la journée ;
- La nature des couches nuageuses.

I.3.1 Conversion Photon-Electron

Albert Einstein a découvert, en travaillant sur l'effet photoélectrique, que le rayonnement solaire se compose de photons transportant l'énergie E_{ph} qui est donnée par l'équation suivante [25] :

$$E_{ph} = \frac{h \times c}{\lambda} \quad (I.4)$$

Où h est la constante de Planck, c la vitesse de la lumière et λ sa longueur d'onde. Ainsi, plus la longueur d'onde est courte, plus l'énergie du photon est grande. Les physiciens du solide expriment généralement l'énergie E_{ph} des photons en électronvolts (eV) et l'observation dans l'espace en conditions AM0 ont permis d'établir une relation directe entre l'énergie d'un photon exprimée en électronvolts et sa longueur d'onde exprimée en micromètres :

$$E_{ph(eV)} = \frac{1.2419}{\lambda_{(\mu m)}} \quad (I.5)$$

La transformation de l'énergie solaire en énergie électrique est basée sur les trois mécanismes suivants [25] :

- Absorption des photons (dont l'énergie est supérieure au gap) par le matériau constituant le dispositif ;
- Conversion de l'énergie du photon en énergie électrique, ce qui correspond à la création des paires électrons/trous dans le matériau semi-conducteur ;
- Collecte des particules générées dans le dispositif.

I.4 Cellule Photovoltaïque

La cellule solaire est le plus petit élément d'une installation photovoltaïque. Elle est basée sur un phénomène physique appelé effet photovoltaïque qui consiste à établir une force électromotrice lorsque la surface de cette cellule est exposée à la lumière. La tension générée peut varier entre 0.3 V et 0.7 V en fonction du matériau utilisé et de sa disposition ainsi que de la température de la cellule et du vieillissement de la cellule. La figure (I.6) illustre une cellule PV typique où sa constitution est détaillée.

Une cellule PV est réalisée à partir de deux couches de silicium, une dopée P (dopée au bore) et l'autre dopée N (dopée au phosphore) créant ainsi une jonction PN avec une barrière de potentiel (bande interdite). Lorsque les photons sont absorbés par le semi-conducteur et son énergie est supérieure ou égale à l'énergie de la bande interdite du matériau E_g , ils transmettent leur énergie aux atomes de la jonction PN de telle sorte que les électrons de ces atomes se libèrent et créent des électrons (charges N) et des trous (charges P). Ceci crée alors une différence de potentiel entre les deux couches.

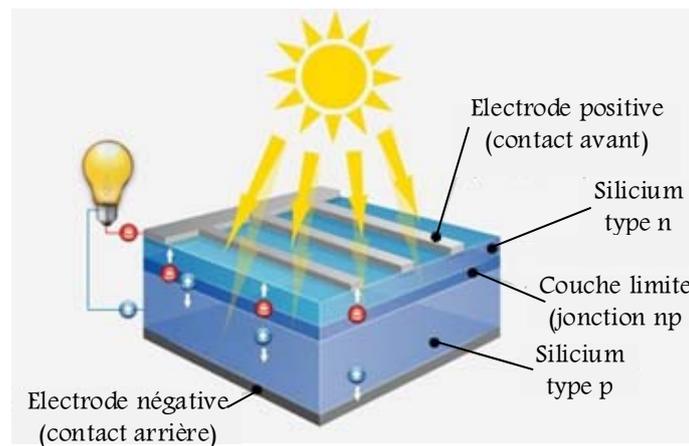


Figure (I.6) : Principe de conversion photovoltaïque.

Cette différence de potentiel crée un champ E_{el} qui draine les porteurs libres vers les contacts métalliques des régions P et N. Il en résulte alors un courant électrique et une différence de potentiel dans la cellule PV.

I.4.1 Technologie photovoltaïque

Les cellules solaires sont classées en trois générations. À l'heure actuelle il y a des recherches simultanées sur les trois générations.

I.4.1.1 Cellules de première génération

Elles sont basées sur une seule jonction P-N et utilisent généralement le silicium sous forme cristalline comme matériau semi-conducteur. Le silicium est fondu puis refroidi afin d'obtenir un cristal qui sera découpé en fines tranches (les wafers) pour obtenir la cellule photovoltaïque. Cette méthode de production est très énergivore et donc très chère. Elle nécessite par ailleurs un silicium de grande pureté. On différencie les cellules en silicium monocristallin et en silicium polycristallin [26].

I.4.1.1.1 Cellules au silicium monocristallin

Les cellules au silicium monocristallin offrent le meilleur rendement parmi les panneaux solaires disponibles dans le commerce : entre 13% à 15%. Il faudra donc moins de cellules pour atteindre la puissance désirée, mais comme le silicium monocristallin est aussi le plus cher, son seul avantage est finalement d'utiliser une surface réduite : il faut environ 7m^2 pour obtenir 1kW_c [25-26].

I.4.1.1.2 Cellules au silicium polycristallin

Les modules utilisant des cellules au silicium polycristallin ont en général un rendement compris entre 12% et 14%. Il faut environ 8m^2 de cellules pour obtenir 1kW_c . Ces cellules sont plus simples à fabriquer et moins chères que les cellules au silicium monocristallin. Les cellules polycristallines sont reconnaissables aux formes irrégulières des cristaux qui apparaissent nettement à l'œil nu [25-26].

I.4.1.2 Cellules de deuxième génération

Les couches minces constituent la seconde génération de technologie photovoltaïque. Dans ce cas, le semi-conducteur est directement déposé par vaporisation sur un matériau support (du verre par

exemple). Le silicium amorphe (a-Si) (silicium non cristallisé de couleur gris foncé), le CdTe (Tellure de Cadmium) et le CIGS (Cuivre, Indium, Gallium et Sélénium) font notamment partie de cette génération. La production de ce type de cellules est moins coûteuse que celle de la 1^{ère} génération puisqu'elles consomment moins de matériaux semi-conducteur et ne nécessite pas de passer par l'étape de transformation en « wafers ». Elles présentent l'avantage de fonctionner avec un éclairement faible, et d'être moins sensible aux températures élevées que les cellules mono ou poly cristallines. En revanche, leur rendement est faible, compris entre 5 et 10%, soit environ 16m² pour obtenir 1kWc [25].

I.4.1.3 Cellules de troisième génération

La troisième génération vise à passer la limite maximale de rendement des cellules actuelles qui sont développées en ce moment en laboratoire, mais qui ne sont pas encore industrialisées.

Plusieurs concepts sont envisagés pour atteindre cet objectif [02] :

- Superposition de multiples cellules (utilisant des bandes d'énergie différentes) ;
- Cellules à concentration (permet d'utiliser des photons à basse énergie qui ne sont habituellement pas absorbés par la cellule) ;
- Cellules à électrons chauds produisant plus de paires d'électron/trou pour des énergies supérieures à la bande d'énergie ;
- Cellules organiques.

I.4.2 Comparaison entre les différents types

De nombreuses informations ont été fournies pour chaque cellule photovoltaïque, qu'elles soient de première, de deuxième ou de troisième génération. Les plus intéressantes d'entre elles ont été rassemblées sous la forme d'un tableau, l'objectif étant de faciliter les comparaisons. Les rendements indiqués ont été vérifiés en 2015 [27].

Types	Rendement en labo (%)	Rendement commercial	Epaisseur (µm)	Niveau de développement
1^{ère} génération				
Monocristallin	27.60	12-20	200-350	Production industrielle
Polycristallin	20.80	11-15	200-350	Production industrielle
2^{ème} génération				
Silicium amorphe	13.40	5-9	1	Production industrielle
CIGS	23.30	9-11	1-2	Production industrielle
CdTe	21.60	6-9	2-8	Production industrielle
3^{ème} génération				
Cellule organique	11.10		0.1	Au stade de la recherche
Cellules multi-jonctions (4j)	46.00		Non connue	Au stade de la recherche, production exclusivement pour applications spatiales
Cellule de Grätzel	15.00		1	Au stade de la recherche

Tableau (I.1) : Caractéristiques principales et performances des cellules photovoltaïques les plus importantes selon les données publiées par le NREL (National Renewable Energy Laboratory) [27-28].

I.4.3 Production mondiale des modules PV

La technologie silicium-cristallin(c-Si) est composée de 90% de la production de modules en 2013, contre 89% en 2012. Le polycristallin représente environ trois quarts de la production de c-Si, qui est un changement significatif de 2008, quand la production a été divisée presque uniformément avec le monocristallin [29].

La production totale de la couche mince a diminué pendant la deuxième année consécutive : la production en 2013 a été estimée à 4.2 GW, contre 4.7 GW en 2011. La part de 10% de la couche mince du marché global de module était la plus basse depuis 2006. D'une façon générale, la pertinence de la couche mince dans le marché solaire a été en flache depuis 2009, quand elle a atteint une haute de 19 pour cent de production totale de module. Les raisons de ceci sont simples : la couche mince est plus chère, moins efficace que la technologie cristalline chinoise de silicium, qui domine le marché aujourd'hui. Regardant la production de la couche mince plus étroitement, CdTe a composé 39% de la production totale de la couche mince en 2013, suivis de CIGS (31%) et de silicium amorphe (30%) [29].

Après une décennie d'expansion continue, la part de la Chine de la production globale de module a chuté légèrement en 2013, finissant l'année à 64% comparés à 65% en 2012. Les facteurs comprenant un manque d'expansion sont les limitations sur les importations chinoises dans l'UE. En attendant, d'autres nations asiatiques (RA), principalement le Japon, la Malaisie, la Corée du Sud et Taiwan, ont composé encore 22% de la production globale des modules. Avec la part de production du module de l'Asie entrant à 86%, les 14% demeurant ont été divisés entre l'Europe (9%), les États-Unis (2%) et le reste de monde (RM) représente 3% [29], figure (I.7).

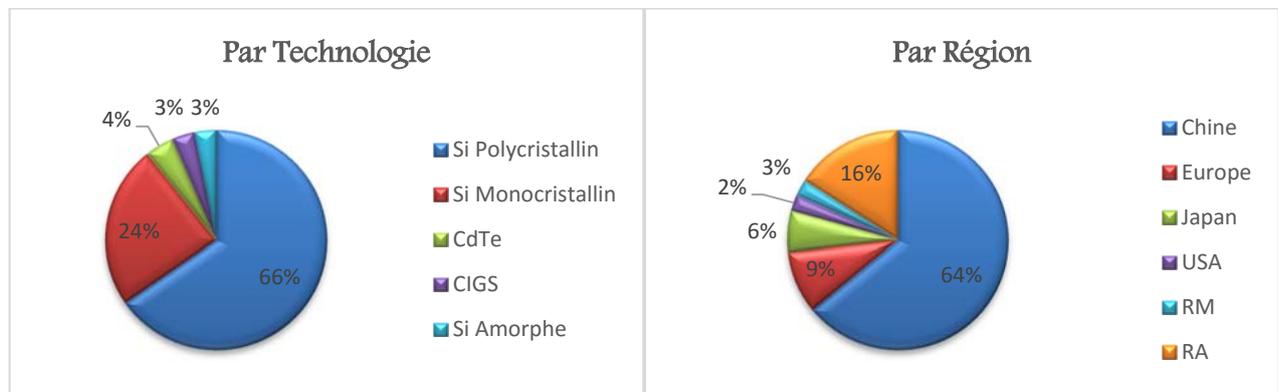


Figure (I.7) : Partition de la production des modules photovoltaïques dans le monde en 2013 [29].

I.5 Modélisation d'une cellule photovoltaïque

I.5.1 Modèle idéal

Une cellule photovoltaïque peut être décrite de manière simple comme une source idéale de courant qui produit un courant photonique I_{ph} proportionnel à la puissance lumineuse incidente, en parallèle avec une diode qui correspond à l'aire de transition P-N de la cellule PV (figure (I.8)). Si l'on connecte une charge résistive aux bornes de la cellule photovoltaïque, cette dernière y débite une part de courant I_s et le reste, le courant I_D , dans la diode. On a alors la relation :

$$I_s = I_{ph} - I_D \quad (I.6)$$

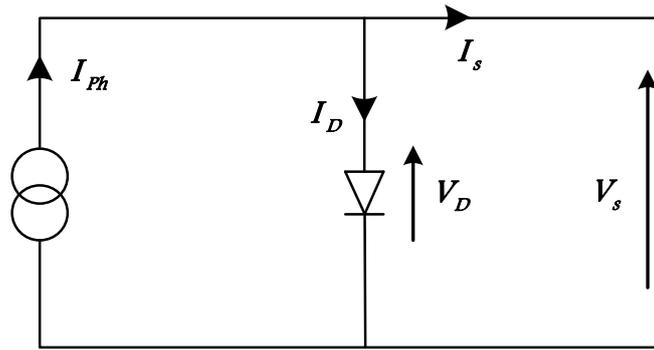


Figure (I.8) : Modèle simplifié d'une cellule PV.

La diode étant un élément non linéaire, sa caractéristique I_D - V_D est donnée par la relation :

$$I_D = I_0 \left(e^{\left(\frac{V_D}{nV_T} \right)} - 1 \right) \quad (I.7)$$

Où :

- I_0 : courant de saturation inverse de la diode ;
- n : coefficients d'idéalité de la jonction PN ;
- $V_T = kT/q$: potentiel thermique ;
- k : constante de Boltzmann ($k=1.381 \times 10^{23}$ J/K) ;
- T : température effective de la cellule en Kelvin ;
- q : charge d'électron ($q=1.6 \times 10^{-19}$ C).

Le courant débité est équivalent à :

$$I_s = I_{Ph} - I_D = I_{Ph} - I_0 \left(e^{\left(\frac{V_D}{nkT/q} \right)} - 1 \right) \quad (I.8)$$

Ce modèle reste théorique et ne rend pas compte du comportement d'une cellule photovoltaïque dans des conditions réelles. Toutefois, il reste valable sous certaines hypothèses (non prise en compte de perte de tension, courant de fuite, ...). Il existe d'autres modèles, certes théoriques, mais qui rendent plus fidèlement compte du comportement de la cellule photovoltaïque [30].

I.5.2 Modèle réel à une diode

Le modèle photovoltaïque précédent ne rendait pas compte de tous les phénomènes présents lors de la conversion d'énergie lumineuse. En effet, dans le cas réel, on observe une perte de tension en sortie ainsi que des courants de fuite. On modélise donc cette perte de tension par une résistance en série R_s et les courants de fuite par une résistance en parallèle R_p (voir figure (I.9)). C'est le modèle sur lequel s'appuient les constructeurs en donnant les caractéristiques techniques de leurs cellules solaires (data sheets) [30].

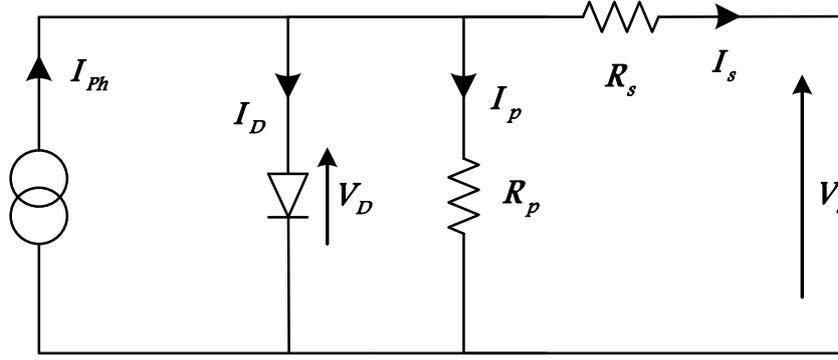


Figure (I.9) : Modèle réel à une diode d'une cellule PV.

Dans ce cas on a :

$$I_s = I_{ph} - I_D - I_p = I_{ph} - I_0 \left(e^{\left(\frac{V_D}{nkT/q} \right)} - 1 \right) - \frac{V_D}{R_p} \quad (I.9)$$

Et comme :

$$V_D = V_s + R_s I_s \quad (I.10)$$

La relation (I.9) devient :

$$I_s = I_{ph} - I_0 \left(e^{\left(\frac{V_s + R_s I_s}{nkT/q} \right)} - 1 \right) - \frac{V_s + R_s I_s}{R_p} \quad (I.11)$$

I.5.3 Modèle avec pertes ohmiques

Si l'on suppose que la résistance parallèle est infinie on obtient le modèle avec pertes ohmiques. Ce modèle est généralement le plus utilisé dans la conception [30].

Dans ce cas l'équation (I.11) devient :

$$I_s = I_{ph} - I_0 \left(e^{\left(\frac{V_s + R_s I_s}{nkT/q} \right)} - 1 \right) \quad (I.12)$$

Le courant photonique I_{ph} est lié à l'éclairement, à la température et au courant photonique mesuré I_{ph}^* aux conditions de référence est donné par [31] :

$$I_{ph}(T, G) = I_{ph}^* \frac{G}{G^*} \left(1 + a(T - T^*) \right) \quad (I.13)$$

Avec :

- T, T^* [K] : Températures de cellule réelle et de référence (298K) ;
- G, G^* [W/m²] : Insulations réelle et de référence (1000W/m²) ;
- a [A/K] : Coefficient de variation du courant en fonction de la température.

Du fait que le passage du courant qui circule dans la diode est très faible, à l'état de court-circuit le courant I_{ph}^* est approximée au courant I_{cc} .

$$I_{ph}^* = I_{cc}^* = \frac{I_{cc}^{m^*}}{N_{cp}} \quad (I.14)$$

- $I_{cc}^{m^*}$: Courant de court-circuit de module PV donné par le fabricant ;
- N_{pc} : Nombre des cellules mise en parallèle.

Le courant de saturation inverse de la diode est donné par [31] :

$$I_0(T) = I_0^* \left(\frac{T}{T^*} \right)^{3/n} e^{-\left(\frac{E_g q}{nk} \left(\frac{1}{T} - \frac{1}{T^*} \right) \right)} \quad (I.15)$$

Où I_0^* est le courant de saturation inverse de la diode à T^* donné par :

$$I_0^* = \frac{I_{cc}^*}{\left(e^{\left(\frac{V_{co}^*}{nV_t^*} \right)} - 1 \right)} \quad (I.16)$$

Pour compléter le modèle, nous devrions savoir la valeur de R_s . La valeur de R_s a un effet remarquable sur la caractéristique I_s - V_s , près de la condition de circuit ouvert. Une méthode pour obtenir une bonne approximation de R_s a été proposée par [31], et consiste à différencier l'équation (I.12). Elle est évaluée à des conditions de circuit ouvert et réarrangé en termes de R_s . L'équation obtenue est :

$$R_s = - \left(\frac{dV_s}{dI_s} \Big|_{V_s=V_{co}} + I_0 \frac{q}{nkT} e^{\left(\frac{qV_{co}}{nkT} \right)} \right) \quad (I.17)$$

Où $\frac{dV_s}{dI_s} \Big|_{V_s=V_{co}}$ est la pente de la courbe I_s - V_s dans le point $V_s=V_{co}$ et calculer à partir de la courbe I_s - V_s dans

la fiche technique du module (datasheet) puis diviser par le nombre de cellules en série). Il est intéressant de souligner que la valeur de R_s n'est pas affectée par l'irradiation, mais seulement par des caractéristiques physiques de la cellule telle que son surface [30].

Finalement, en substituant (I.13), (I.14), (I.15) et (I.16) dans (I.12), on trouve la formule qui donne la relation entre le courant et la tension de sortie de la cellule comme suit :

$$I_s = I_{cc}^* \frac{G}{G^*} \left(1 + a(T - T^*) \right) - \frac{I_{cc}^*}{\left(e^{\left(\frac{V_{co}^*}{nV_t^*} \right)} - 1 \right)} \left(\frac{T}{T^*} \right)^{3/n} e^{-\left(\frac{E_g q}{nk} \left(\frac{1}{T} - \frac{1}{T^*} \right) \right)} \left(e^{\left(\frac{V_s + (I_s R_s)}{nkT/q} \right)} - 1 \right) \quad (I.18)$$

L'équation (I.18) en termes de I_s et V_s n'est pas tellement facile à résoudre comparativement à l'équation du circuit équivalent simplifié. Par conséquent une méthode numérique (Newton-Raphson par exemple) doit être appliquée.

Ce qui donne la forme itérative suivante :

$$I_{s(i+1)} = I_{s(i)} + \frac{I_{ph} - I_{s(i)} - I_0 \left(e^{\frac{V_{s(i)} + R_s I_{s(i)}}{nkT}} - 1 \right)}{1 + I_0 \left(\frac{qR_s}{nkT} \right) \left(e^{\frac{V_{s(i)} + R_s I_{s(i)}}{nkT}} \right)} \quad (I.19)$$

I.5.4 Caractéristiques électriques d’une cellule

La figure (I.10) montre les caractéristiques courant-tension (I_s - V_s) et puissance-tension (P_s - V_s) pour une cellule photovoltaïque. Ainsi, si une résistance variable R_{ch} est connectée aux bornes de la cellule PV, le point de fonctionnement est déterminé par l’intersection de la caractéristique I_s - V_s de la cellule avec la courbe de la charge. Pour une charge résistive, la courbe de charge est une droite de pente $1/R_{ch}$.

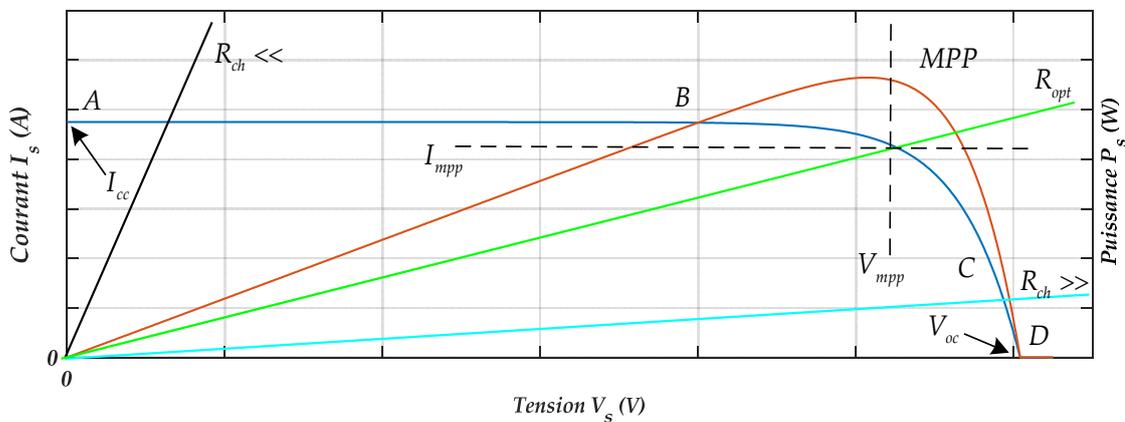


Figure (I.10) : Caractéristiques électriques d’une cellule PV.

Par conséquent, si la résistance R_{ch} est petite, le point de fonctionnement est situé dans la région AB de la courbe. Le courant I_s varie peu en fonction de la tension (il est presque égal au courant de court-circuit). La cellule se comporte comme un générateur de courant. D’autre part, si la résistance R_{ch} est grande, la cellule fonctionne dans la région CD. Dans cette zone, la tension de la cellule varie peu en fonction du courant I_s : la cellule se comporte comme une source de tension qui est presque égale à la tension de fonctionnement à vide. Dans la région BC sur la courbe, la cellule PV ne peut être caractérisée ni par une source de courant, ni par une source de tension. C’est dans cette zone que se trouve le point pour lequel la puissance fournie est maximale dans des conditions fixées d’éclairement et de température. Une cellule réelle peut être caractérisée par les paramètres principaux, présentés aussi dans la figure (I.10) :

Le courant de court-circuit noté I_{cc} : il est proportionnel à l’éclairement et représente le courant qui traverse la cellule photovoltaïque lorsque celle-ci est en court-circuit, la tension à ses bornes est alors nulle. Pour la cellule en silicium $I_{cc}=30\text{mA}/\text{cm}^2$ pour un éclairement maximal. Dans ce cas, la puissance fournie par la cellule ($P_s = V_s I_s$) est nulle.

La tension en circuit ouvert notée V_{co} : il s’agit de la tension aux bornes de la cellule lorsque celle-ci est en circuit ouvert, c’est-à-dire lorsque le pôle + et le pôle - sont isolés électriquement de tout autre circuit électrique (le courant la traversant est alors nul). Elle correspond à la chute de tension sur la diode,

pour une cellule en silicium cette chute est comprise entre 0.55V et 0.6V. Dans ce cas, la puissance fournie par la cellule ($P_s = V_s I_s$) est nulle.

Le point de puissance maximale MPP (Maximum Power Point) : c'est quand la charge a une résistance égale à R_{opt} et la cellule délivre la puissance maximale comme l'indique la formule suivante :

$$P_{mpp} = I_{mpp} V_{mpp} \quad (I.20)$$

Rendement : Nous pouvons définir le rendement d'une cellule photovoltaïque comme le quotient de la puissance maximale et de la puissance lumineuse reçue par la cellule. Cette puissance lumineuse correspond au produit de la surface S (m^2) de la cellule par l'ensoleillement G .

$$\eta_{pv} = \frac{I_{mpp} V_{mpp}}{SG} \quad (I.21)$$

Coefficient de performance : c'est le rapport entre les rendements réel η_{pv} et théorique η_{Th} .

$$CP = \frac{\eta_{pv}}{\eta_{Th}} \quad (I.22)$$

Facteur de forme : Il permet de juger de la qualité d'une cellule photovoltaïque. Il est défini comme le rapport entre la puissance maximale et la puissance à courant de court-circuit et tension en circuit ouvert.

$$FF = \frac{I_{mpp} V_{mpp}}{I_{cc} V_{co}} \quad (I.23)$$

A partir de cette définition, pour une cellule dont la caractéristique I_s - V_s est rectangulaire (source de courant), le facteur de forme sera donc unitaire. Le facteur de forme d'une bonne cellule photovoltaïque devra être compris entre 0,75 et 0,85 [32].

I.6 Module photovoltaïque

Dans des conditions d'ensoleillement standard ($1000W/m^2$; $25^\circ C$; AM1.5), la puissance maximale délivrée par une cellule en silicium de 150 cm^2 est d'environ 2.3 W_c sous une tension de 0.5V. Une cellule photovoltaïque élémentaire constitue donc un générateur électrique de faible puissance insuffisante en tant que telle pour la plupart des applications domestiques ou industrielles. Les modules photovoltaïques sont, de ce fait réalisés par association, en série et/ou en parallèle, d'un grand nombre de cellules élémentaires.

Groupement série : une association de N_{cs} cellules en série permet d'augmenter la tension du module photovoltaïque. Les cellules sont alors traversées par le même courant et la caractéristique résultant du groupement série est obtenue par addition des tensions élémentaires de chaque cellule, Figure (I.11).

L'équation (I.24) résume les caractéristiques électriques d'une association série de N_{cs} cellules.

$$\begin{aligned} V_{co}^m &= N_{cs} V_{co} \\ I_{cc}^m &= I_{cc} \end{aligned} \tag{I.24}$$

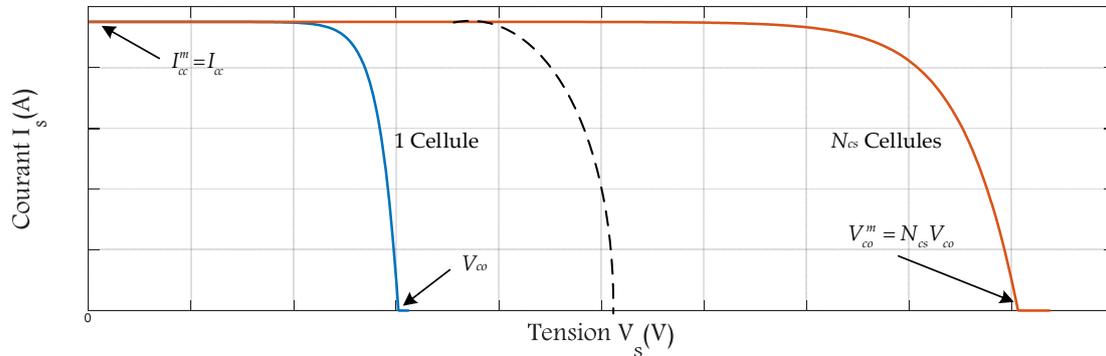


Figure (I.11) : Caractéristique résultante d'un groupement en série de N_{cs} cellules identiques.

Ce système d'association est généralement le plus communément utilisé pour les modules photovoltaïques du commerce. Comme la surface des cellules devient de plus en plus importante, le courant produit par une seule cellule augmente régulièrement au fur et à mesure de l'évolution technologique alors que sa tension reste toujours très faible. L'association série permet ainsi d'augmenter la tension de l'ensemble et donc d'accroître la puissance de l'ensemble. Les modules commerciaux constitués de cellules de première génération sont habituellement réalisés en associant 36/72 cellules en série ($V_{co}^m = 21.6V/43.2V$) afin d'obtenir une tension optimale du panneau V_{mpp} proche de celle d'une tension de batterie de (12V/24V) [33].

Groupement parallèle : Les propriétés du groupement en parallèle des cellules sont duales de celles du groupement en série. Ainsi, dans un groupement de cellules connectées en parallèle, les cellules sont soumises à la même tension et la caractéristique résultante du groupement est obtenue par addition des courants à tension donnée. La caractéristique résultant d'une mise en parallèle de N_{cp} cellule PV identiques est présentée sur la Figure (I.12).

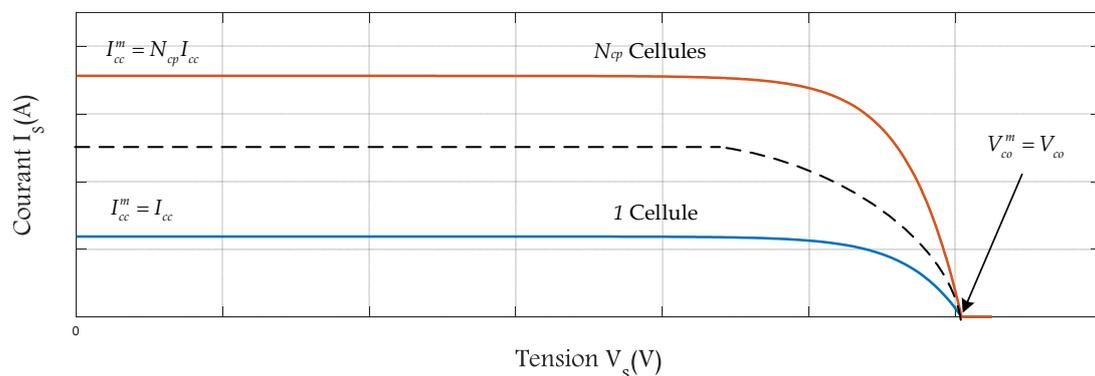


Figure (I.2) : Caractéristique résultante d'un groupement en parallèle de N_{cp} cellules identiques.

L'équation (I.25) résume les caractéristiques électriques d'une association parallèle de N_{cs} cellules.

$$\begin{aligned} V_{co}^m &= V_{co} \\ I_{cc}^m &= N_{cp} I_{cc} \end{aligned} \tag{I.25}$$

I.6.1 Conception d'un module

Au sein d'un module PV les cellules interconnectées sont rassemblées en blocs, généralement chacun de 18 cellules mise en série et un module PV est constitué de la mise en série de $N_{bs}=N_{cs}/18$ blocs et de N_{bp} blocs en parallèle. La conception d'un module PV repose encore aujourd'hui sur des raisons historiques. A l'origine, l'énergie solaire était réservée aux applications en sites isolés. La tension de fonctionnement de ces installations était donc imposée par la tension des batteries utilisées pour stocker l'énergie. Ces systèmes fonctionnant avec des batteries au plomb, leurs tensions étaient de 12, 24V ou 48V [34]. Cette raison historique explique que la quasi-totalité des modules existants aujourd'hui aient encore une tension de sortie de 12 ou 24V.

La figure (I.13) montre la schématique classiquement adoptée pour un module PV élémentaire.

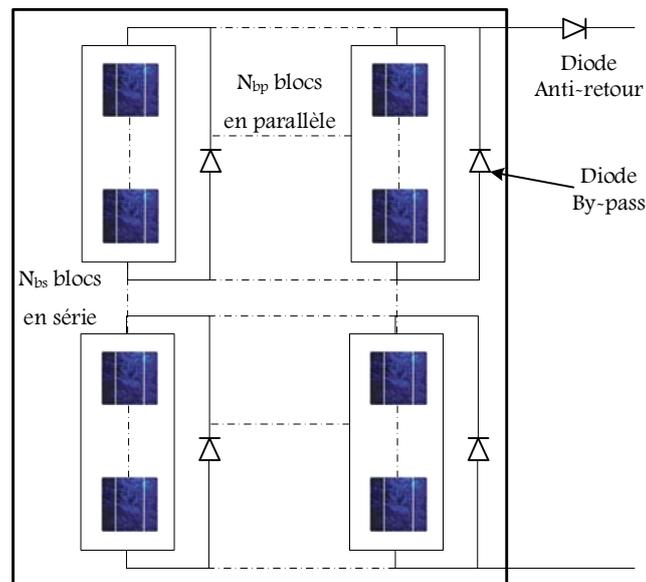


Figure (I.13) : Schéma d'un module photovoltaïque.

I.6.2 Protection des modules PV

La conception d'un module photovoltaïque impose de s'assurer que les composants de ce dernier ne risquent pas d'être détruits au cours d'un fonctionnement dans les quadrants 2 et 4. Dans ces zones les cellules PV fonctionnent en récepteurs et des risques de destruction existent. Pour se protéger de ces risques deux types de protection sont mis en place dans les installations photovoltaïques : la diode by-pass et la diode anti-retour comme le montre la figure (I.13).

I.6.2.1 Les diodes by-pass

Il est possible sous l'effet d'un ombrage ou de la température que toutes les cellules placées en série n'ont pas les mêmes caractéristiques, créant ainsi des déséquilibres. Lors d'un assemblage de cellules PV en série, il est nécessaire de mettre une diode de by-pass pour empêcher le fonctionnement dans la zone II (en inverse) d'une cellule ombrée et ainsi empêcher la destruction de celle-ci. Pour empêcher cette destruction, la tension inverse vue par la cellule ne doit pas dépasser V_{bo} (environ 12V, aussi appelé tension d'avalanche). Pour que cette condition soit vérifiée, une diode by-pass doit être mise en parallèle au maximum toutes les 20 cellules pour les technologies silicium. Dans les faits, pour des

raisons de simplicité de réalisation, une diode de by-pass est placée en parallèle de chaque groupe de 18 cellules constituant le module. Deux diodes de by-pass sont nécessaires pour un module 12V, 4 pour un 24V et ainsi de suite [33].

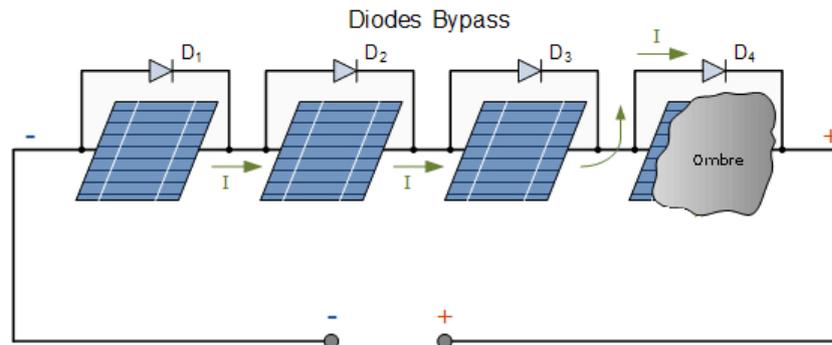


Figure (I.14) : Fonctionnement des diodes by-pass.

En temps normal, les diodes n'ont aucune action sur le fonctionnement du circuit. Lorsque le quatrième bloc des cellules se retrouve à l'ombre, la tension à ses bornes grimpe. Cette tension grimpe aussi aux bornes de la diode D_4 qui se met à conduire le courant (voir la figure I.14). Le quatrième bloc est alors neutralisé mais les autres continuent à produire normalement. En résumé, D_4 permet de protéger le quatrième bloc de la surchauffe, tout en permettant aux autres blocs de continuer à produire normalement.

I.6.2.2 Les diodes anti retour

Une autre protection consiste à protéger le module photovoltaïque contre les courants négatifs qui pourraient être générés lors de différentes connexions en parallèle de plusieurs panneaux (lorsque le panneau devient récepteur plutôt que générateur). Ainsi, une diode anti retour est mise en série avec chaque branche d'un module PV. Le risque est que des chaînes de cellules fortement éclairées débitent dans des chaînes soumises à moins d'éclairage. Il est à souligner que la présence de cette diode anti-retour permet d'éviter tous les courants négatifs y compris provenant de la charge (comme une batterie par exemple fonctionnant tout le temps et pouvant débiter sur le générateur PV la nuit).

I.6.3 Modèle du module photovoltaïque

Le modèle du module photovoltaïque est obtenu en remplaçant chaque cellule dans la figure (I.13) par le schéma équivalent présenté dans la Figure (I.9) (en considérant le même éclairement et la même température pour toutes les cellules). Dans le modèle mathématique du module PV, qui sera présenté par la suite, les paramètres du module ont été référencés par la lettre **m** et les paramètres de la cellule PV ont été référencés par la lettre **c**. Ainsi, le courant I_s^m , généré par le module PV, dans des conditions de fonctionnement arbitraires, peut être décrit par :

$$I_s^m = I_{Ph}^m - I_o^m \left(e^{\left(\frac{V_s^m + R_s^m I_s^m}{nkT/q} \right)} - 1 \right) \quad (I.26)$$

Dans cette expression le courant généré dépend :

- Du courant généré par le module : $I_{Ph}^m = N_{cp} I_{Ph}^c = N_{cp} I_{cc}^c$;
- Du courant inverse de la diode du module : $I_0^m = N_{cp} I_0^c$;
- De la tension de fonctionnement à vide du module: $V_{co}^m = N_{cs} V_{co}^c$;
- De la résistance série équivalente du module: $R_s^m = \frac{N_{cs}}{N_{cp}} R_s^c$, R_s^c est la résistance interne de chaque cellule et la résistance de la connexion entre les cellules.

I.6.4 Caractéristiques essentielles du module photovoltaïque

Afin d'évaluer l'influence de la température, l'irradiation et la résistance série sur les caractéristiques du module photovoltaïque, des essais ont été menés sur le module BP SX 150s constitués de quatre blocs série soit 72 cellules. Leur environnement de fonctionnement traditionnel comprend la connexion de quatre diodes by-pass et d'une diode anti-retour.

La fiche technique de ce module indique les informations résumées dans le tableau (I.2) [35] :

Caractéristiques Electriques	BP SX 150s
Puissance maximale (P_{mpp})	150 W
Tension à la puissance maximale (V_{mpp})	34.5 V
Courant à la puissance maximale (I_{mpp})	4.35 A
Tension de circuit ouvert (V_{co}^m)	43.5 V
Courant de court-circuit (I_{cc}^m)	4.75 A
Coefficient de température de Courant	(0.065±0.015) %/°C
Coefficient de température de Tension	-(160 ±20) mV/°C
Coefficient de température de Puissance	-(0.5±0.05) %/°C
NOCT	(47±2) °C

Tableau (I.2) : Caractéristiques électriques du module PV BP SX 150s.

NOCT (Nominal Operating Cell Temperature), c'est la température du module dans les conditions de fonctionnement suivantes : la température ambiante de 20°C, irradiation solaire de 0.8 kW/m², et vitesse du vent de 1m/s. La température du module est donnée donc par la formule empirique suivante [36] :

$$T_{cell} = T_{amb} + \left(\frac{NOCT - 20}{800} \right) \times G \quad (I.27)$$

La courbe de fonctionnement I_s - V_s d'un module de base est une courbe se déduisant de la courbe de fonctionnement d'une cellule élémentaire par changement d'échelle sur les deux axes, figure (I.15).

Les performances d'un module photovoltaïque sont déterminées à partir de ces courbes. La connaissance du profil de ces courbes caractéristiques, pour une gamme d'éclairement la plus large possible, permet d'évaluer les puissances maximales délivrées ainsi que les rendements correspondants.

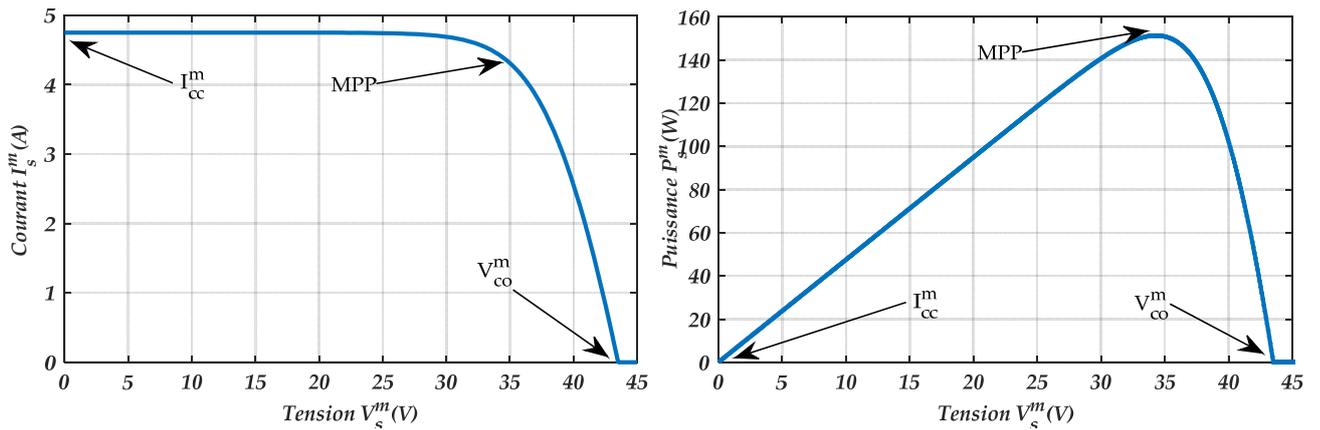


Figure (I.15) : Caractéristiques électriques d'un panneau photovoltaïque.

I.6.4.1 Influence de la température sur la caractéristique I_s - V_s du module

La figure (I.15) montre la caractéristique courant-tension pour différentes températures de fonctionnement du module PV. On remarque que la température a une influence négligeable sur la valeur du courant de court-circuit. Par contre, la tension en circuit ouvert baisse assez fortement lorsque la température augmente. On peut remarquer aussi que l'augmentation de la température se traduit aussi par une diminution de la puissance maximale disponible. Pour le module BP SX 150s, V_{co} baisse d'environ 0.37% pour chaque degré en dessus de 25°C, par contre I_{cc} augmente de 0.065% pour les mêmes conditions. Lors du dimensionnement d'une installation, la variation de la température du site sera impérativement à prendre en compte.

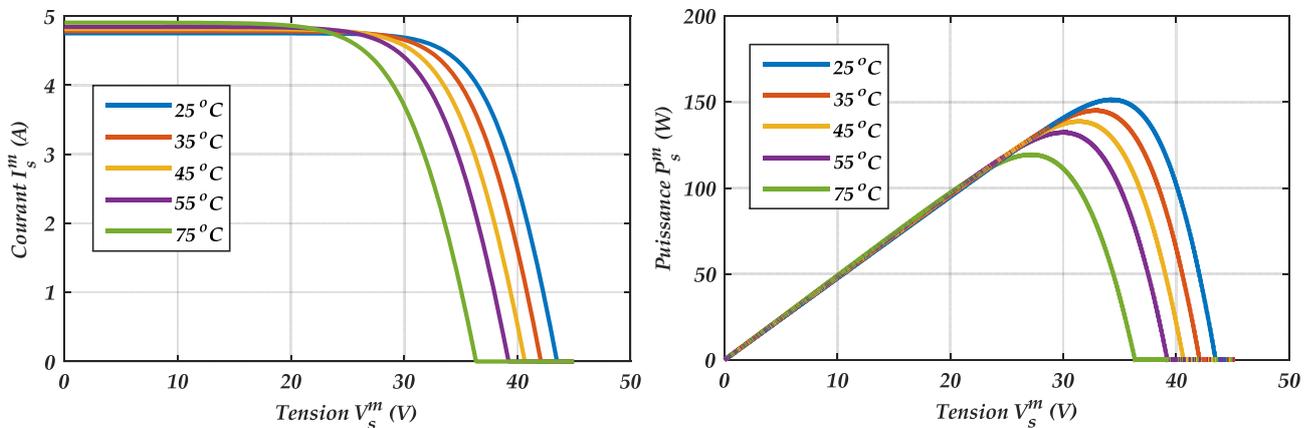


Figure (I.16) : Effet de la température sur la caractéristique I_s - V_s du module BP SX 150S.

I.6.4.2 Influence de l'irradiation sur la caractéristique I_s - V_s du module

Comme peut être observé de figure (I.17), la puissance de sortie est directement proportionnelle à l'irradiation. Cependant, on observe également que seulement le courant de sortie est affecté par l'irradiation dans la caractéristique I_s - V_s . Ceci semble raisonnable puisque suivant le principe de fonctionnement de la cellule solaire, le courant produit est proportionnel au flux des photons. Quand l'irradiation basse, le flux du photon le sera aussi et inversement quand l'intensité de la lumière augmente, le courant produit sera important. A noter que, le changement de la tension est minimal lors de la variation de l'irradiation et pour la plupart d'application pratique, ce changement est considéré négligeable.

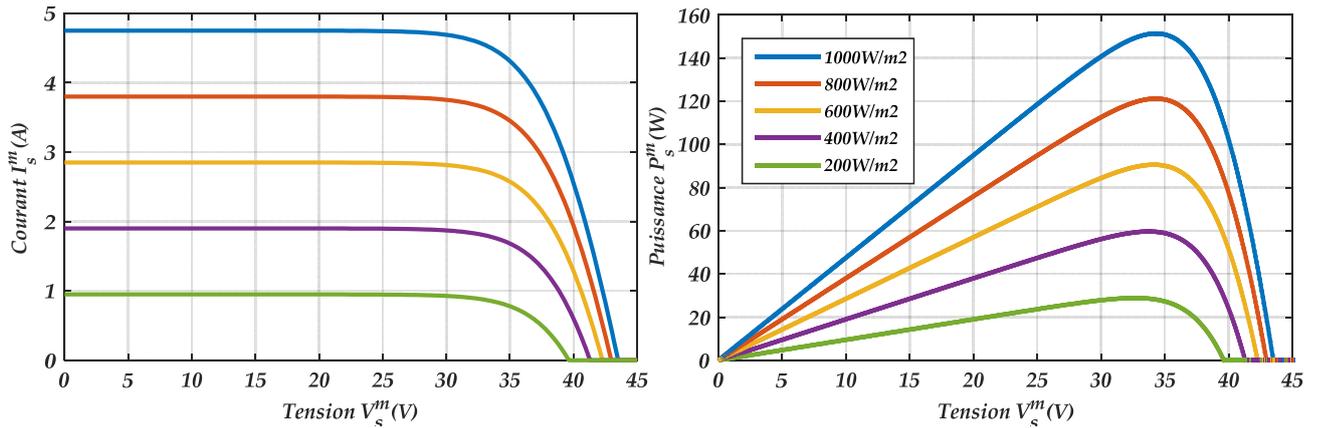


Figure (I.17) : Effet de l'irradiance sur la caractéristique I_s - V_s du module BP SX 150S.

I.6.4.3 Influence de la résistance série sur la caractéristique I_s - V_s du module

Les performances d’une cellule sont d’autant plus dégradées que R_s est grande, la figure (I.18) montre l’influence de la résistance série sur la caractéristique I_s - V_s . Cette influence se traduit par une diminution de la pente de la courbe $I_s = f(V_s)$ dans la zone où le module fonctionne comme une source de tension, à droit du point de puissance maximum, la chute de tension est liée au courant généré par le module.

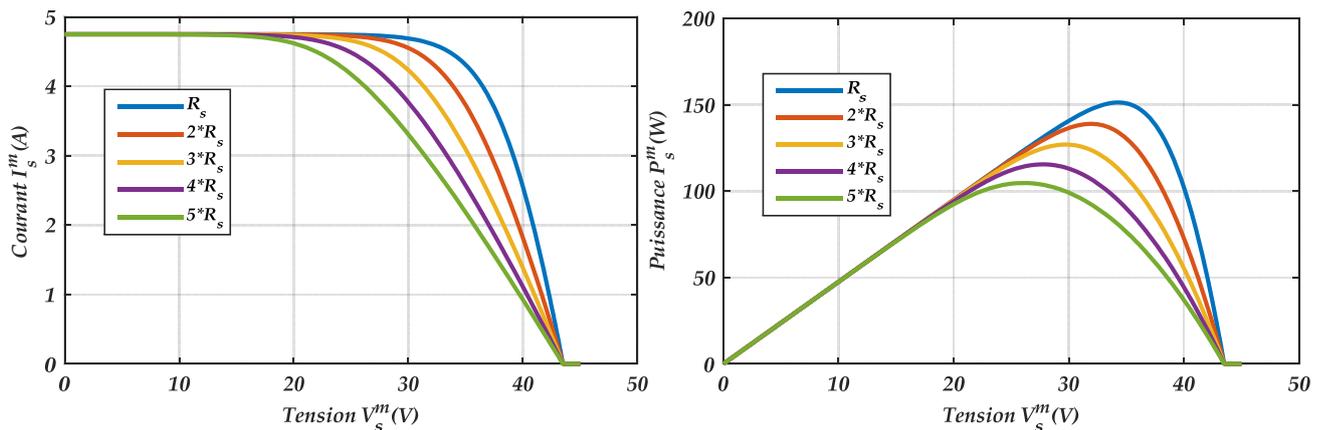


Figure (I.18) : Effet de la résistance série sur la caractéristique I_s - V_s du module BP SX 150S.

I.6.5 Champ de modules photovoltaïques

Afin d'obtenir des puissances de quelques kW à quelques MW, sous une tension convenable, il est nécessaire d'associer les modules en rangées série et parallèle pour former ce que l'on appelle parfois une sous-station.

Une association série-parallèle de modules aura une caractéristique I_s - V_s théorique en tous points homothétiques à celle des modules de base pourvu qu'ils soient identiques. Comme ils ne le sont jamais parfaitement, des règles d'association existent pour coupler de façon optimale les modules issus d'une même ligne de production.

La figure (I.19) présente un tel groupement de N_{ms} modules en série dans une branche et de N_{mp} branches en parallèle. En supposant que tous les modules sont soumis aux mêmes conditions météorologiques (ensoleillement et température), le courant et la tension en sortie du groupement série-

parallèle des modules seront liés par la relation (I.28) dérivée de la formule (I.26) du modèle du module idéal :

$$I_s^G = I_{Ph}^G - I_0^G \left(e^{\left(\frac{V_s^G + R_s^G I_s^G}{nkT/q} \right)} - 1 \right) \quad (I.28)$$

Dans cette expression le courant généré dépend :

- Du courant généré par le champ de modules: $I_{Ph}^G = N_{mp} I_{Ph}^m = N_{mp} I_{cc}^m$;
- Du courant inverse de la diode du champ de modules: $I_0^G = N_{mp} I_0^m$;
- De la tension de fonctionnement à vide du champ de modules: $V_{co}^G = N_{ms} V_{co}^m$;
- De la résistance série équivalente du champ de modules : $R_s^G = \frac{N_{ms}}{N_{mp}} R_s^m$, R_s^m est la résistance interne de chaque module et la résistance de la connexion entre les modules.

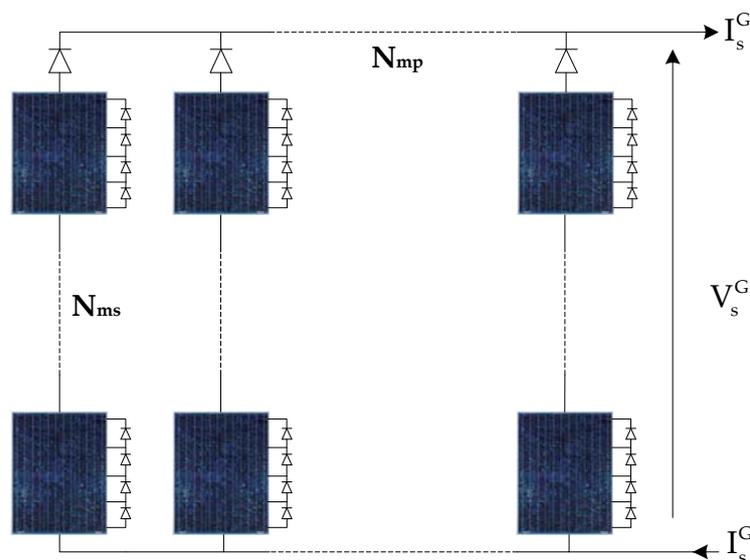


Figure (I.19) : Association série-parallèle des modules

I.7 Avantages et inconvénients de l'énergie photovoltaïque

I.7.1 Avantages [34, 37]

- Les installations photovoltaïques sont en général de haute fiabilité, peu sujettes à l'usure, elles demandent peu d'entretien puisqu'elles ne comportent pas de pièces mobiles ;
- Le montage des installations photovoltaïques est simple et les installations sont adaptables aux besoins de chaque projet, les systèmes peuvent être dimensionnés pour des applications de puissances allant du milliwatt au Mégawatt ;
- L'énergie photovoltaïque peut être installée partout, même en ville ;
- Il s'agit d'une source d'énergie électrique totalement silencieuse ce qui n'est pas le cas, par exemple des installations éoliennes ;

- Il s'agit d'une source d'énergie inépuisable ;
- L'énergie photovoltaïque est une énergie propre et non-polluante qui ne dégage pas de gaz à effet de serre et ne génère pas de déchets ;
- Le coût de fonctionnement est très faible vu les entretiens réduits et il ne nécessite ni combustible, ni son transport, ni personnel hautement spécialisé.

I.7.2 Inconvénients [34, 37]

- La fabrication des panneaux solaires photovoltaïques relève de la haute technologie demandant énormément de recherche et développement et donc des investissements coûteux. Cela se traduit dans le prix de l'installation qui, aujourd'hui, reste chère ;
- Les rendements des panneaux photovoltaïques sont encore faibles et de l'ordre de 20 % (pour les meilleurs). L'énergie photovoltaïque convient donc mieux pour des projets à faible besoins, comme une maison unifamiliale, par exemple ;
- Dans le cas d'une installation photovoltaïque autonome qui ne renvoie pas son surplus d'électricité au réseau, il faut inclure des batteries dont le coût reste très élevé et le stockage de l'énergie électrique pose encore de nombreux problèmes ;
- Le niveau de production d'électricité n'est pas stable et pas prévisible mais dépend du niveau d'ensoleillement. De plus, il n'y a aucune production d'électricité le soir et la nuit ;
- La durée de vie d'une installation photovoltaïque n'est pas éternelle mais de l'ordre de 20 à 30 ans. De plus, le rendement des cellules photovoltaïques diminue avec le temps qui passe. On parle en général pour les panneaux photovoltaïques, d'une perte de rendement de 1 % par an.

I.8 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons rappelé quelques notions sur le rayonnement solaire, et son application dans le domaine photovoltaïque.

Ensuite nous avons vu que la cellule PV présente une caractéristique non linéaire et qu'elle peut être modélisée par un circuit électrique simple. Nous avons présenté les différentes technologies de cellules actuellement sur le marché et en cours de développement, et malgré la fin du silicium annoncée depuis de nombreuses années, ce dernier garde environ de 90% du marché.

Après, nous avons étudié la conception du module, sa protection, sa modélisation et sa caractéristique technique. L'influence des différents paramètres climatiques et autres sur les caractéristiques $I_s(V_s)$ et $P_s(V_s)$ a été abordée. Les modules peuvent également être connectés en série et/ou en parallèle pour construire un champ photovoltaïque afin d'augmenter la tension et l'intensité d'utilisation.

Enfin, nous avons cités les avantages et les inconvénients d'énergie photovoltaïque.

Chapitre II

Modélisation et Commande d'un Système Photovoltaïque Connecté au Réseau

II.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 [38]. 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 et la commande d'un système photovoltaïque connecté au réseau dans le but d'extraire le maximum de puissance du champ PV et de l'injecté réellement et efficacement dans le réseau.

On commencera par détailler le principe de fonctionnement du 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 des deux méthodes de poursuite du point de puissance maximale les plus répandues.

Ensuite, on présentera une étude détaillée des onduleurs de tension à deux et trois niveaux de type NPC. La structure, le principe de fonctionnement, la modélisation et la commande par la technique SVM (Space Vector Modulation) de ces topologies seront envisagés.

Enfin, le modèle mathématique du système complet dans le repère (abc) ainsi que dans le repère (d, q) sera développé. La commande du bus continu et des courants côté alternatif en utilisant des régulateurs de type PI sera également abordée.

II.2 Système photovoltaïque étudié

Bien que fondamental dans la chaîne que représente un système, le module photovoltaïque à lui seul ne peut pas grand-chose : pour répondre à un besoin défini, il faut en fait associer étroitement ces modules à un système complet correspondant à une application bien spécifique. La figure (II.1) représente la configuration du système photovoltaïque raccordé au réseau électrique de distribution. Cette structure est constituée des éléments suivants :

- Un champ photovoltaïque produisant la puissance fournie ;
- Un hacheur survolteur et sa commande ;
- Un bus continu pour le stockage et le filtrage de l'énergie ;
- Un onduleur de tension triphasé et sa commande pour l'interconnexion avec le réseau ;
- Un transformateur de tension.

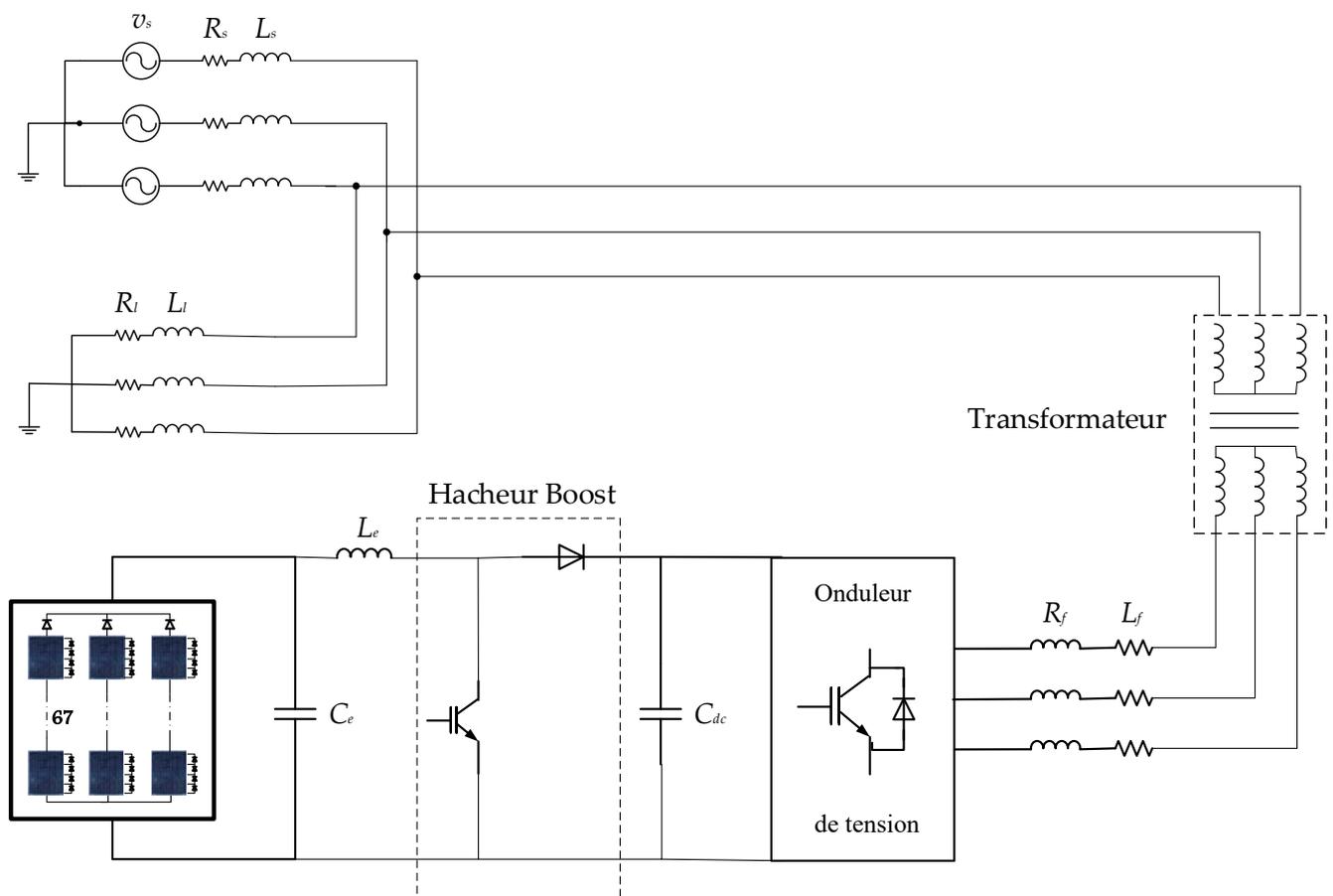


Figure (II.1) : Structure triphasée du système photovoltaïque couplé au réseau.

Le générateur photovoltaïque est relié à un hacheur boost qui assure le suivi du point de fonctionnement optimal et alors l'ensemble est connecté au réseau électrique par l'intermédiaire d'un onduleur de tension commandé par une stratégie qui permet de synchroniser la source photovoltaïque avec le réseau. Le bus continu découple chacune des deux convertisseurs et son but est d'agir en tant qu'un filtre et un élément de stockage de l'énergie. Le transformateur, en plus de fournir l'isolement galvanique, adapte la tension de sortie de l'onduleur au niveau de la tension du réseau et il assure la suppression de la composante continue du courant injecté.

II.3 Hacheur boost

Les hacheurs présentent une partie essentielle dans le dispositif de commande d'un champ photovoltaïque. Ils permettent de délivrer une tension continue variable à partir d'une source de tension continue constante. Dans cette partie, nous allons à présent étudier le montage le plus couramment étudié pour élever une tension continue. Il s'agit du montage Boost bien connu sous le nom d'élévateur de tension abaisseur de courant. Le schéma de principe d'un hacheur Boost est donné par la figure (II.2).

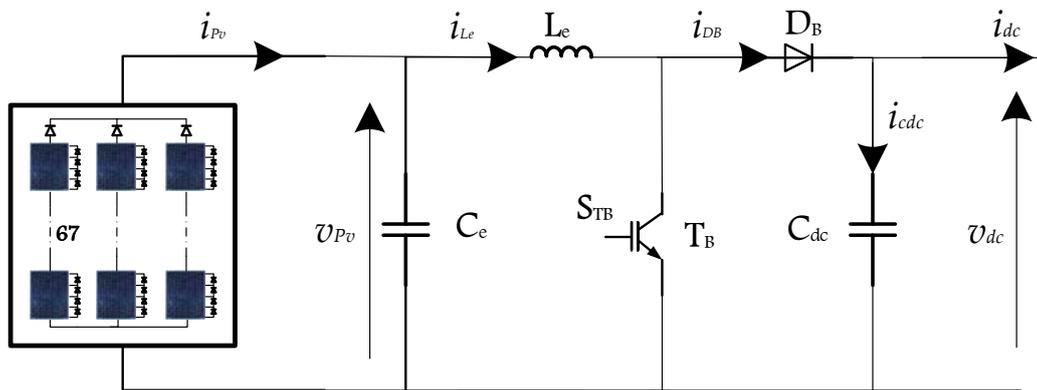


Figure (II.2) : Schéma de principe d'un hacheur boost.

II.3.1 Étude du fonctionnement

L'étude qui suit est basée sur les hypothèses suivantes :

- La tension d'alimentation U_{Pv} est parfaitement continue et constante ;
- La valeur du condensateur C_{dc} est suffisamment grande afin de pouvoir considérer la tension de sortie U_{dc} comme continue et constante ;
- Les composants sont idéaux.

Pendant le fonctionnement du hacheur, le transistor sera commuté à une fréquence constante f_s avec un temps de fermeture $t_{on} = \alpha T_s$ et un temps d'ouvertures $t_{off} = (1-\alpha)T_s$, où :

- $T_s = 1/f_s$: est le période de commutation ;
- α : le rapport cyclique du commutateur ($\alpha \in [0 \ 1]$).

Selon l'état de cet interrupteur, on peut distinguer deux séquences de fonctionnement :

Séquence 1 : lorsque l'interrupteur T_B est fermé et la diode D_B est polarisée en inverse ($U_{DB} = -U_{dc}$). Durant cette séquence, le courant traversant l'inductance L_e va augmenter linéairement et une énergie W_{Le} est stockée dans l'inductance L_e . La charge est totalement isolée du champ PV.

Séquence 2 : lorsque l'interrupteur T_B est ouvert et la diode D_B est fermée. Durant cette séquence, la charge est reliée directement au champ PV à travers de l'inductance L_e .

Selon sa capacité de stockage de l'énergie et la durée relative de la période de commutation, on peut distinguer trois régimes de conduction pour le hacheur :

- La conduction continue qui correspond au cas où le courant i_{Le} traversant l'inductance ne s'annule jamais ;

- La conduction discontinue qui correspond au cas où le courant i_{Le} traversant l'inductance s'annule avant la prochaine phase active ;
- La conduction critique qui définit la limite entre les deux modes de fonctionnement précédents.

Dans la suite de cette étude seul le régime de conduction continue est envisagé.

II.3.1.1 Conduction continue

L'objectif principal de cette partie est de déterminer les relations reliant les grandeurs électriques d'entrée et de sortie du convertisseur ainsi que les formules permettant de dimensionner les différents composants.

Séquence 1 : À l'instant $t = 0$, on ferme l'interrupteur T_B pendant une durée αT_s . Le courant qui circule dans l'inductance augmente linéairement à partir de sa valeur minimale i_{Le_min} . La tension aux bornes de la diode D_B est égale à $v_{DB} = -v_{dc}$. La diode est donc bloquée puisque $v_{dc} > 0$. Dans ces conditions, on obtient alors le schéma équivalent de la figure (II.3.a). La tension aux bornes de l'inductance est alors :

$$v_{Le} = v_{Pv} = L_e \frac{di_{Le}}{dt} > 0 \quad (II.1)$$

En résolvant cette équation différentielle, on obtient la formule suivante qui exprime l'évolution du courant traversant l'inductance :

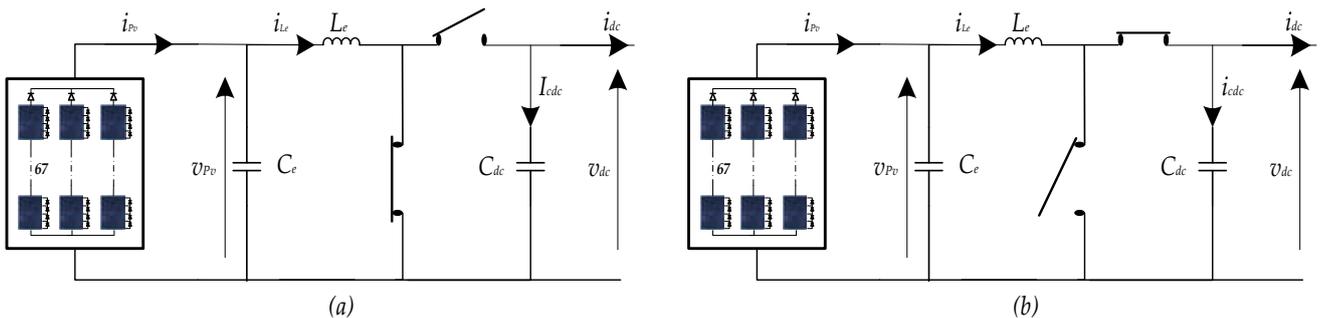
$$i_{Le} = \frac{v_{Pv}}{L_e} t + i_{Le_min} \quad (II.2)$$

Séquence 2 : À l'instant $t = \alpha T_s$, on ouvre l'interrupteur T_B pendant une durée $T_s (1 - \alpha)$. Pour assurer la continuité du courant, la diode D_B entre en conduction et le courant de l'inductance diminue linéairement à partir de sa valeur maximale i_{Le_max} . On obtient alors le schéma équivalent de la figure (II.3.b). La tension aux bornes de l'inductance est alors :

$$v_{Le} = v_{Pv} - v_{dc} = L_e \frac{di_{Le}}{dt} < 0 \quad (II.3)$$

En résolvant cette équation différentielle, on obtient la formule suivante qui exprime l'évolution du courant traversant l'inductance :

$$i_{Le} = \frac{v_{Pv} - v_{dc}}{L_e} (t - \alpha T_s) + i_{Le_max} \quad (II.4)$$



II.3.1.2 Formes d'ondes des principaux signaux

Les formes d'ondes des principaux signaux sont données à la figure (II.4). A partir de ces formes d'ondes, on peut exprimer les valeurs moyennes des courants qui traversent la diode D_B et l'interrupteur T_B . Nous pouvons également en déduire les ondulations en tension et courant. Ces relations seront utilisées lors du dimensionnement des différents composants de la structure.

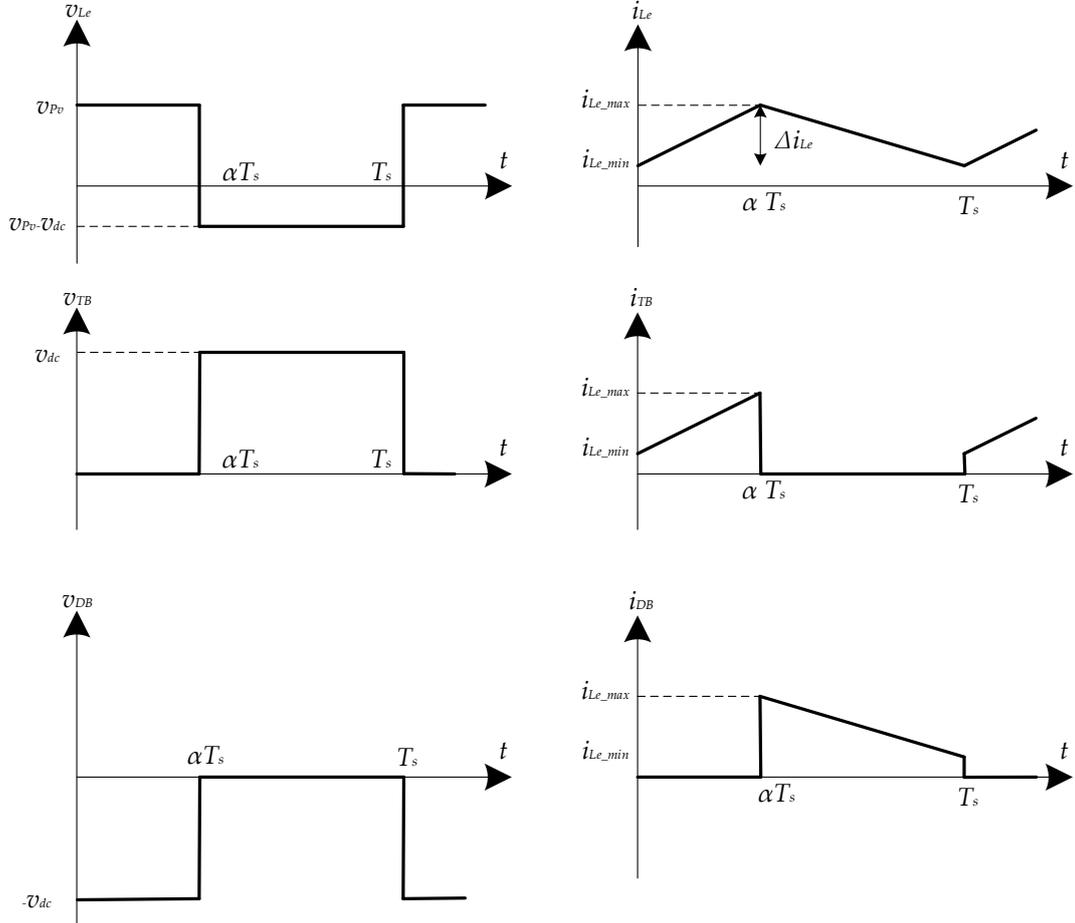


Figure (II.4) : Formes d'ondes obtenues en conduction continue.

II.3.1.3 Nature du hacheur boost

Par définition de la valeur moyenne :

$$v_{Le} = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} v_{Le}(t) dt = \frac{1}{T_s} \left(\int_0^{\alpha T_s} v_{Pv} dt + \int_{\alpha T_s}^{T_s} (v_{Pv} - v_{dc}) dt \right) \quad (\text{II.5})$$

Comme la tension moyenne aux bornes d'une inductance est nulle, on peut écrire :

$$v_{Le} = \alpha v_{Pv} + (1 - \alpha)(v_{Pv} - v_{dc}) = 0 \quad (\text{II.6})$$

Finalement, on obtient la relation suivante :

$$v_{dc} = \frac{v_{Pv}}{1 - \alpha} \quad (\text{II.7})$$

Le rapport cyclique α est compris entre 0 et 1 donc la tension de sortie v_{dc} est nécessairement supérieure à la tension d'entrée v_{pv} .

Si on néglige les pertes de commutation des interrupteurs, on peut écrire :

$$P_{pv} = P_{dc} = i_{pv} v_{pv} = i_{dc} v_{dc} \quad (\text{II.8})$$

Ce qui conduit à :

$$i_{dc} = (1 - \alpha) i_{pv} \quad (\text{II.9})$$

Cette expression montre que le hacheur boost est abaisseur en courant.

II.3.1.4 Condition de conduction continue

A la limite de conduction continue le courant de bobine s'annule à l'instant αT_s , donc sa valeur minimale est nulle ($i_{Le_min} = 0$) et sa valeur moyenne est la moitié de sa valeur maximale ($i_{Le_moy} = i_{Le_max}/2$). De l'équation (II.2), on trouve :

$$i_{Le_moy} = \frac{\alpha v_{pv}}{2L_e f_s} = \frac{\alpha(1 - \alpha_s) v_{dc}}{2L_e f_s} \quad (\text{II.10})$$

En résolvant $\frac{\partial i_{Le_moy}}{\partial \alpha} = 0$, on trouve que le courant moyen dans la bobine i_{Le_moy} est maximal pour $\alpha = 0,5$.

La valeur minimale de l'inductance L_e , qui assure la conduction continue, obéit à l'équation suivante :

$$L_{e_min} = \frac{v_{pv}}{8I_{Le_moy} f_s} \quad (\text{II.11})$$

II.3.1.5 Rapport de conversion

A partir de l'équation (II.7), on peut déduire le rapport de conversion du hacheur idéal comme suit :

$$r_c = \frac{v_{dc}}{v_{pv}} = \frac{1}{1 - \alpha} \quad (\text{II.12})$$

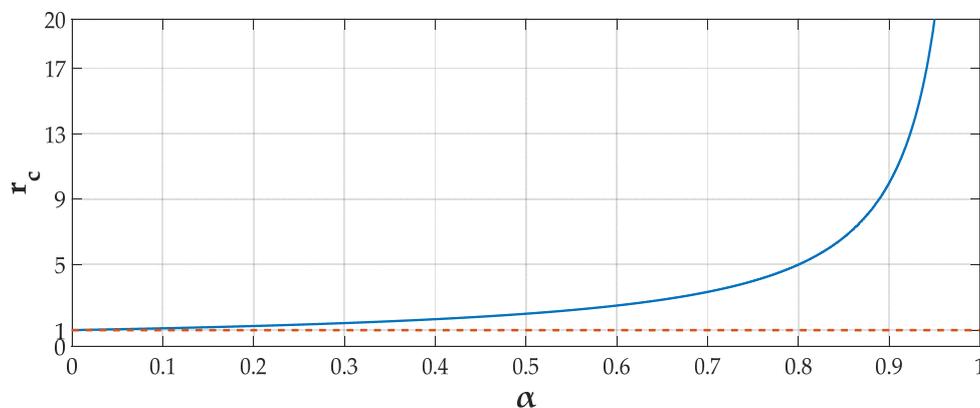


Figure (II.5) : Evolution de rapport de conversion en fonction de rapport cyclique.

II.3.2 Dimensionnement des composants de l'hacheur boost

II.3.2.1 L'inductance d'entrée

L'ondulation absolue du courant i_{Le} est défini par $\Delta i_{Le} = i_{Le_max} - i_{Le_min}$. A partir de relation (II.2) à $t = \alpha T_s$, on en déduit l'expression de Δi_{Le} suivante :

$$\Delta i_{Le} = i_{Le_max} - i_{Le_min} = \frac{\alpha v_{Pv}}{L_e f_s} \quad (\text{II.13})$$

Comme $v_{Pv} = v_{dc}(1 - \alpha)$, on peut écrire :

$$\Delta i_{Le} = \frac{\alpha(1 - \alpha)v_{dc}}{L_e f_s} \quad (\text{II.14})$$

Cette expression nous montre que l'ondulation en courant diminue lorsque la fréquence de commutation f_s ou la valeur de l'inductance L_e augmente.

En résolvant $\frac{\partial \Delta i_{Le}}{\partial \alpha} = 0$, on trouve que l'ondulation en courant Δi_{Le} est maximale pour $\alpha = 0,5$. Le dimensionnement de l'inductance L_e , à partir d'une ondulation en courant donnée, s'effectue à l'aide l'équation suivante :

$$L_e = \frac{v_{dc}}{4\Delta i_{Le} f_s} = \frac{v_{Pv}}{2\Delta i_{Le} f_s} \quad (\text{II.15})$$

II.3.2.2 Condensateur de sortie

Pour déterminer l'expression de l'ondulation en tension Δv_{dc} , on fait l'hypothèse que le courant i_{dc} est parfaitement constant. Durant la première séquence, on a la relation suivante :

$$i_{cdc} = C_{dc} \frac{\partial v_{dc}}{\partial t} = -i_{dc} \quad (\text{II.16})$$

La résolution de cette équation différentielle donne :

$$v_{dc}(t) = \frac{-i_{dc}}{C_{dc}} t + v_{dc_max} \quad (\text{II.17})$$

A $t = \alpha T_s$, on a :

$$v_{dc}(\alpha T_s) = \frac{-i_{dc}}{C_{dc}} \alpha T_s + v_{dc_max} = v_{dc_min} \quad (\text{II.18})$$

Par suite, on a :

$$\Delta v_{dc} = \frac{\alpha i_{dc}}{C_{dc} f_s} = \frac{\alpha(1 - \alpha) i_{Pv}}{C_{dc} f_s} \quad (\text{II.19})$$

Cette expression nous montre que l'ondulation en tension diminue lorsque la fréquence de commutation f_s ou la valeur du condensateur C_{dc} augmente.

Le dimensionnement du condensateur C_{dc} , à partir d'une ondulation en tension donnée, s'effectue à l'aide l'équation suivante :

$$C_{dc} = \frac{i_{pv}}{4\Delta v_{dc} f_s} \quad (\text{II.20})$$

II.3.2.2 Condensateur d'entrée

La valeur de la capacité du condensateur d'entrée C_e est donnée par [39] :

$$C_e = \frac{i_{pv}}{2\Delta v_{pv} f_s} \quad (\text{II.21})$$

II.3.3 Commande MLI du hacheur

Le signal de contrôle de l'interrupteur T_B par la technique MLI (modulation de largeur d'impulsion) est le résultat de la comparaison entre le rapport cyclique α 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 (II.6).

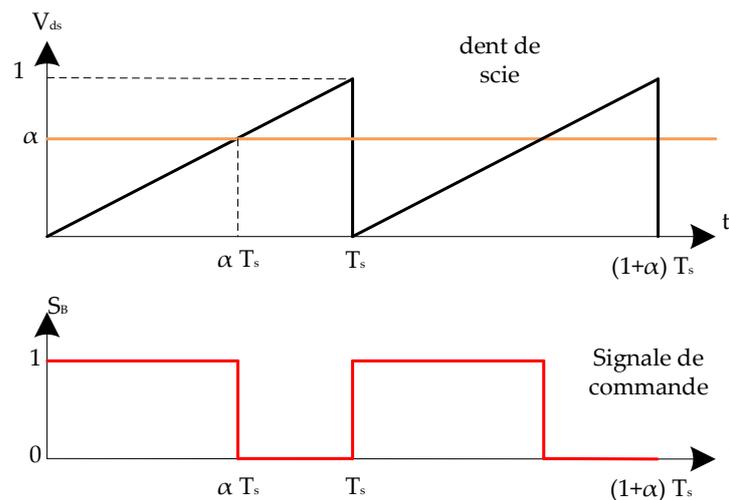


Figure (II.6) : Génération des impulsions de commande du hacheur.

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

- Si $\alpha > V_{ds}$ alors $S_B = 1$, l'interrupteur T_B est fermé (séquence 1) ;
- Si $\alpha < V_{ds}$ alors $S_B = 0$, l'interrupteur T_B est ouvert (séquence 2).

II.3.4 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 « Recherche 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}).

La figure (II.7) 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.

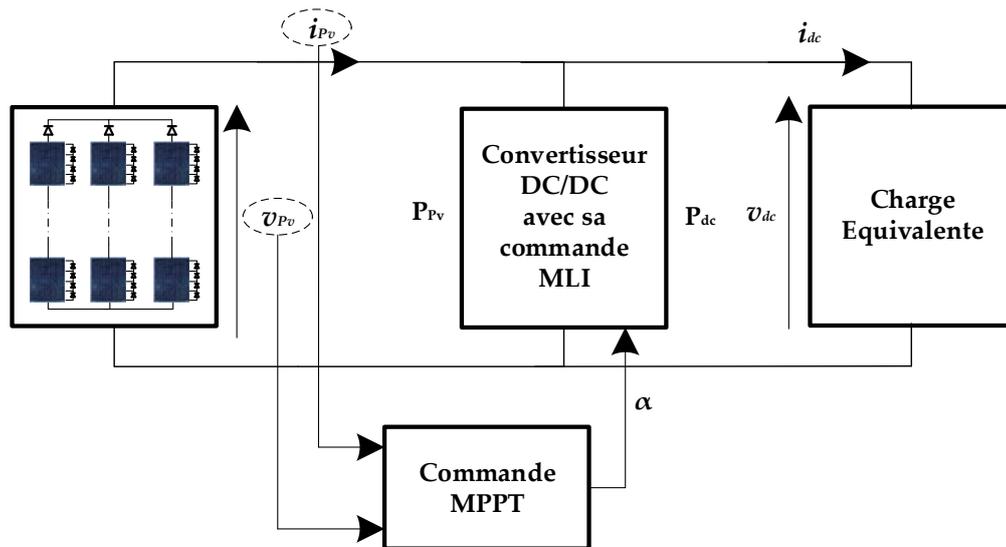


Figure (II.7) : Chaîne élémentaire de conversion photovoltaïque associée à une commande MPPT.

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 [04].

II.3.4.1 Les méthodes indirectes [04]

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 :

- 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.

II.3.4.2 Les méthodes directes [04]

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'incrémentation de conductance.

Toutes ces méthodes sont présentées dans la référence [04]. Dans ce chapitre, il s'agit de détailler les plus simples à savoir :

- Perturbation & observation (P&O) ;
- Incrémentation de conductance.

II.3.4.2.1 Méthode Perturb & Observe (P&O)

Le principe des commandes 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.

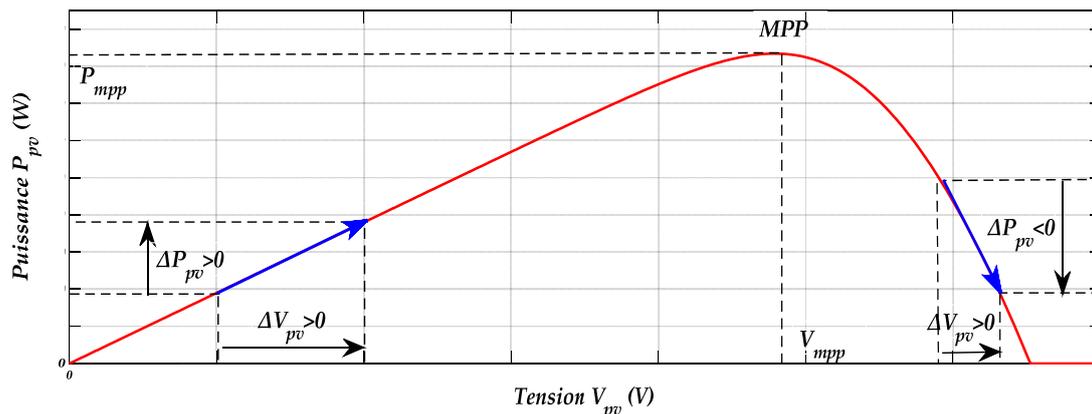


Figure (II.8) : Caractéristiques de fonctionnement de la méthode de P&O.

Ainsi, comme l'illustre la figure (II.8) 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, $\alpha(k) = \alpha(k-1) - \Delta\alpha$.

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 augmenter le rapport cyclique). Soit donc, $\alpha(k) = \alpha(k-1) + \Delta\alpha$.

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, $\alpha(k) = \alpha(k-1) - \Delta\alpha$.

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 augmenter le rapport cyclique). Soit donc, $\alpha(k) = \alpha(k-1) + \Delta\alpha$.

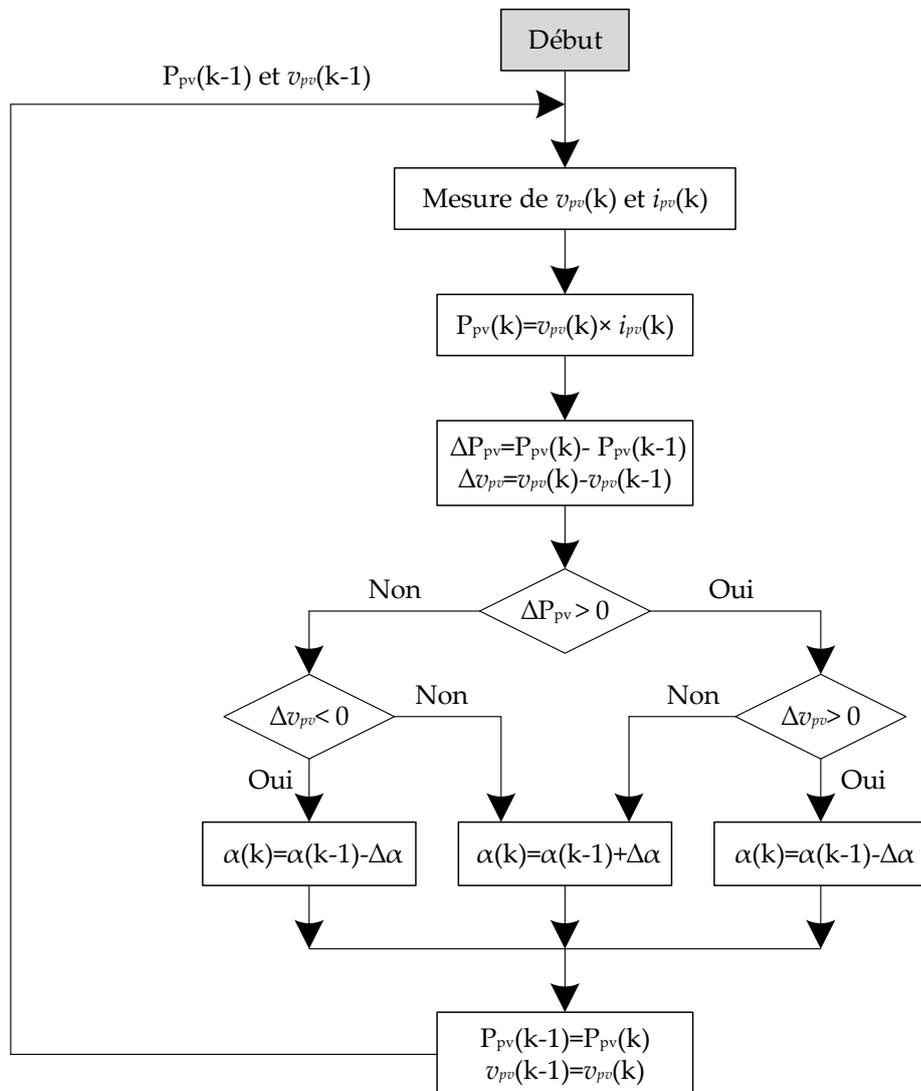


Figure (II.9) : Organigramme de l’algorithme perturbation et observation.

La figure (II.9) 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 [40].

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 [40].

Un inconvénient de la méthode de P&O est décrit par Hussein et al. [41]. En effet, si une augmentation brutale de l'ensoleillement est produite on aura une augmentation de la puissance du panneau, l'algorithme précédent réagit comme si cette augmentation est produite par l'effet de perturbation précédente, alors il continue dans la même direction qui est une mauvaise direction, ce qui fait qu'il s'éloigne du vrai point de puissance maximale. Ce processus continue jusqu'à la stabilité de l'ensoleillement, moment où il revient vers le vrai point de puissance maximale. Ceci cause un retard de réponse lors des changements soudains des conditions de fonctionnement et des pertes de puissance.

II.3.4.2 Incrémentation de conductance (Inc-cond)

Cette méthode a été proposée par Hussein et al. [41] comme une alternative à la méthode P&O. Cette commande se résulte de la recherche de la pente de la caractéristique $P_{pv}(v_{pv})$ au MPP par le calcul de la dérivée de la puissance du champ photovoltaïque par rapport à la tension qui est égale à zéro à ce point. La pente est positive à gauche et négative à droite tel que :

$$\frac{dP_{pv}}{dv_{pv}} = \frac{d(v_{pv}i_{pv})}{dv_{pv}} = v_{pv} \frac{di_{pv}}{dv_{pv}} + i_{pv} = 0 \quad (\text{II.22})$$

Donc :

$$-\frac{i_{pv}}{v_{pv}} = \frac{di_{pv}}{dv_{pv}} \quad (\text{II.23})$$

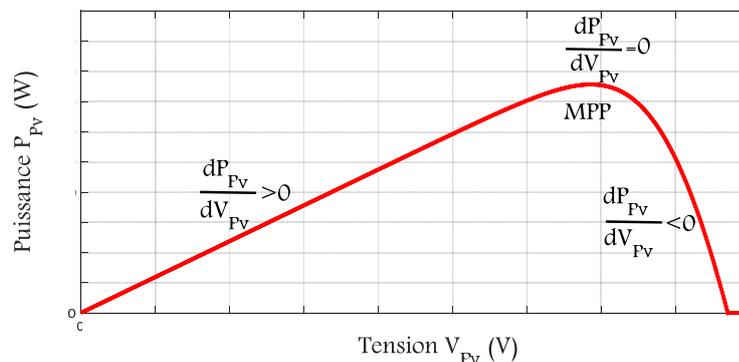


Figure (II.10) : Caractéristiques de fonctionnement de la méthode d'incrémentation de conductance.

Le terme de gauche de l'équation (II.23) désigne la conductance instantanée et le terme droit le gradient de cette conductance. La poursuite du MPP consiste à établir des perturbations tout en comparant la conductance instantanée par son gradient. Lorsque le MPP est atteint les perturbations sont arrêtées, la valeur du rapport cyclique sera fixée jusqu'à un nouveau changement du MPP [40].

On présente dans la figure (II.11), l'organigramme de poursuite du MPP par la méthode d'incrémentement de conductance.

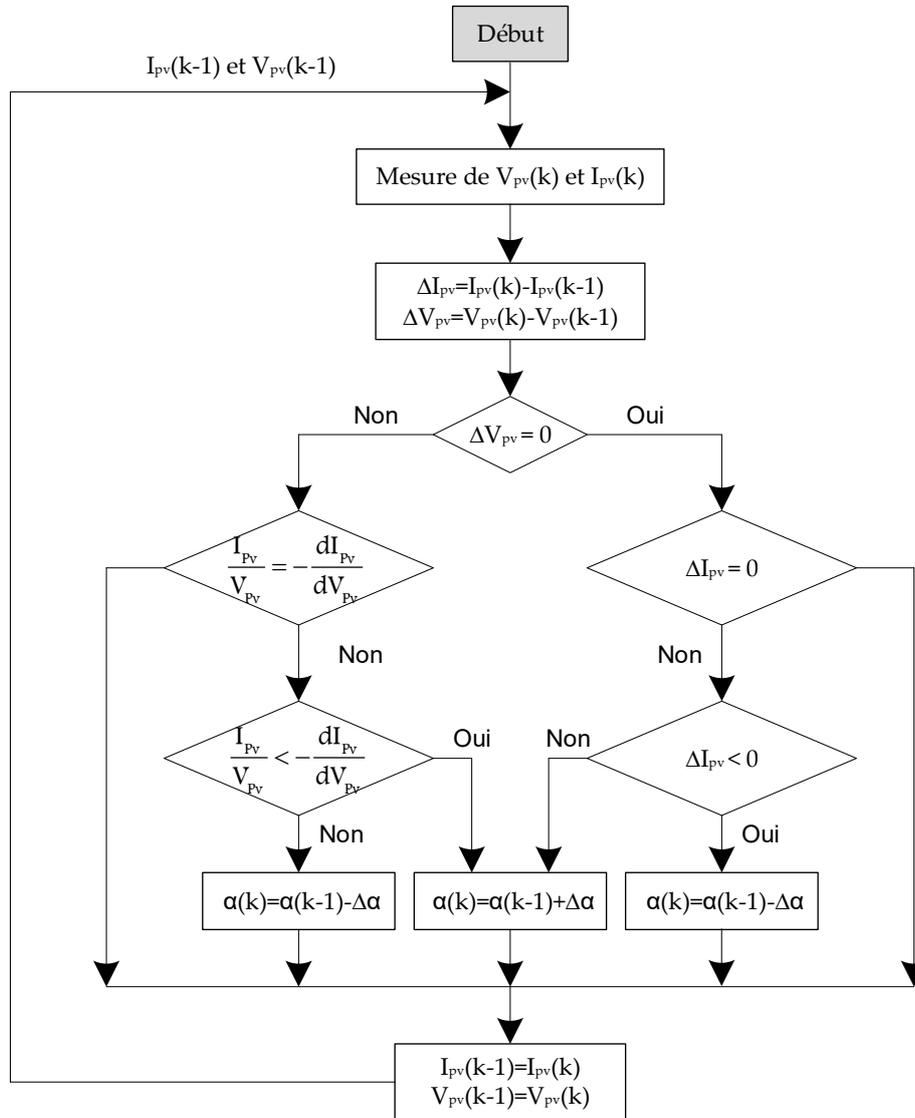


Figure (II.11) : Organigramme de l'algorithme d'incrémentement de conductance.

L'avantage principal de cet algorithme est qu'il est adapté aux conditions climatiques instables car, théoriquement, il est possible de trouver un MPP et de s'y immobiliser si la perturbation cesse. Dans ce cas-là, la variation de tension est nulle ; l'apparition d'une variation de courant permet d'ajuster la valeur de la tension de référence pour atteindre un nouveau MPP. C'est une propriété intéressante par rapport à la méthode P&O car en régime établi, il n'y a pas d'oscillations autour du MPP. De plus, cette méthode ne présente pas de risques de divergence par rapport au MPP. En Pratique, il existe une oscillation autour du MPP qui est néanmoins inférieure à celle de la méthode de P&O [40, 42].

II.3.4.2.3 Comparaison entre les deux méthodes

Tableau (II.1) résume les comparaisons entre les deux méthodes étudiées. Chaque algorithme MPPT a ses propres mérites et des obstacles en raison de l'évolution des conditions environnementales.

Méthode	Perturb & Observe	incrémental d'inductance
Efficacité	Moyen	Elevé
Complexité	Simple	Complexe
Réalisation	Facile à mettre en œuvre	Plus complexe
Coût	Relativement basse	Implique des coûts plus élevés
Fiabilité	Pas très précis et difficile de déterminer si fonctionnant à MPP ou non	Précis et fonctionne toujours à MPP
Temps de réponse	Réduit	Long
L'évolution rapide des conditions atmosphériques	Performances imprévisibles avec des oscillations autour de MPP	Bonne et ajuste automatiquement la tension de fonctionnement sans oscillations
Autre limites	Difficile pour localiser le MPP	Capteurs de tension et de courant sont nécessaires et sont généralement coûteux

Tableau (II.1) : Comparaison entre les deux méthodes de MPPT (P&O et Inc-con) [43].

II.3.4.2.4 Simulation des deux méthodes

La figure (II.12) représente le système composé d'un champ photovoltaïque avec un hacheur commandé en MPPT qui a pour entrées la tension et le courant de sortie du module. Ses paramètres sont résumés dans le tableau (II.2).

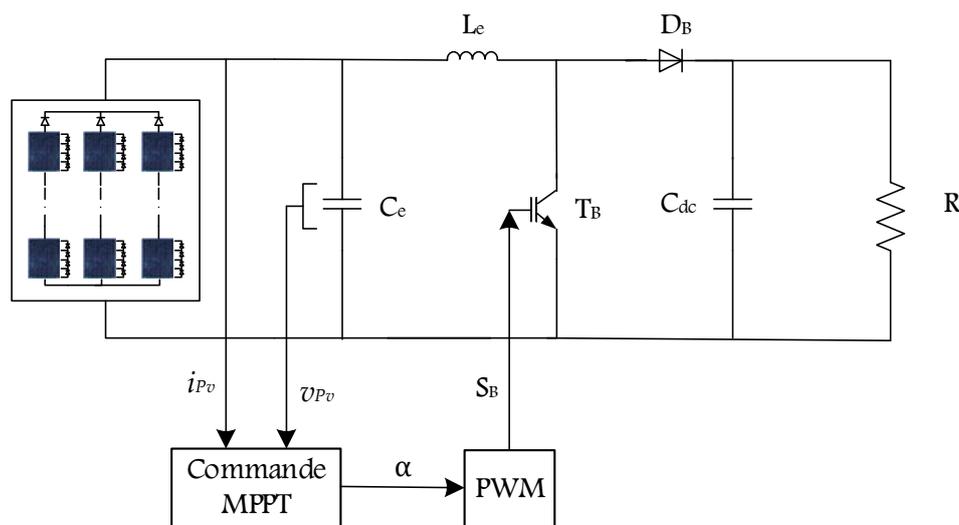


Figure (II.12) : Schéma du système simulé.

Notre champ PV est composé de trois rangé en parallèle, chacun est constitué de 67 modules de type BP SX 150s, donc les caractéristiques optimales du champ PV devient :

$$\begin{cases} v_{Pv} = 67 \times 34.5 = 2.311 \text{ kV} \\ i_{Pv} = 3 \times 4.35 = 13.05 \text{ A} \\ P_{Pv} = 201 \times 150 = 30.15 \text{ kW} \end{cases} \quad (\text{II.24})$$

En imposant une ondulation $\Delta v_{Pv} = 1\% v_{Pv} = 23.11 \text{ V}$, on obtient les valeurs minimales des condensateurs : $C_e = 56 \mu\text{F}$, $C_{dc} = 28 \mu\text{F}$. Dans cette étude, les valeurs $C_e = 65 \mu\text{F}$ et $C_{dc} = 35 \mu\text{F}$ sont adoptées.

Et du fait que le courant moyen de condensateur est nul, alors $i_{L_e \text{ moy}} = i_{Pv} = 13.05 \text{ A}$, la valeur minimale de l'inductance assurant la conduction continue est $L_e = 4.4 \text{ mH}$. Une valeur de $L_e = 8 \text{ mH}$ est choisie dans cette étude.

L'ensemble des paramètres du système illustré par la figure (II.11) sont regroupés dans le tableau (II.2).

Générateur PV	N_{ms}	N_{mp}	V_{opt}
	67	3	2.311 kV
Hacheur	C_e	C_{dc}	L_e
	65 μF	35 μF	0.008
Commande	f_s	$\Delta\alpha$	
	5 kHz	0.001	

Tableau (II.2) : Paramètres du système simulé.

Afin de bien comparer entre les performances des deux techniques de poursuite du point de puissance maximale face aux changements climatiques soudains, on fait soumettre le système photovoltaïque à des variations des conditions de l'ensoleillement et de température comme suit :

- à $t = 0.25 \text{ s}$: on change l'irradiation de 1000 W/m^2 à 600 W/m^2 puis on revient de 1000 W/m^2 à $t = 0.75 \text{ s}$ sous la température standard ($25 \text{ }^\circ\text{C}$).
- à $t = 1.25 \text{ s}$: on change la température de $25 \text{ }^\circ\text{C}$ à $50 \text{ }^\circ\text{C}$ puis on revient de $25 \text{ }^\circ\text{C}$ à $t = 1.75 \text{ s}$ sous l'irradiation standard (1000 W/m^2).

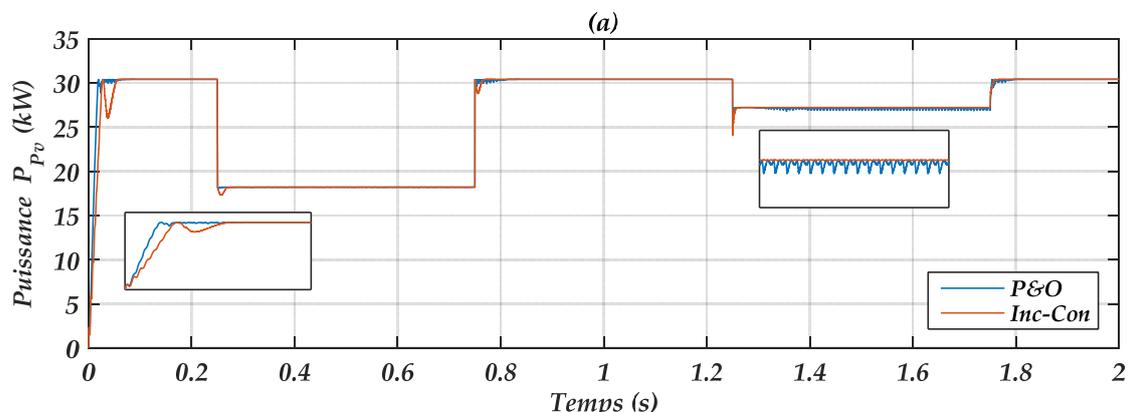


Figure (II.13) : Performances des algorithmes P&O et Ind-Con, (a) Puissance fournis par le champ.

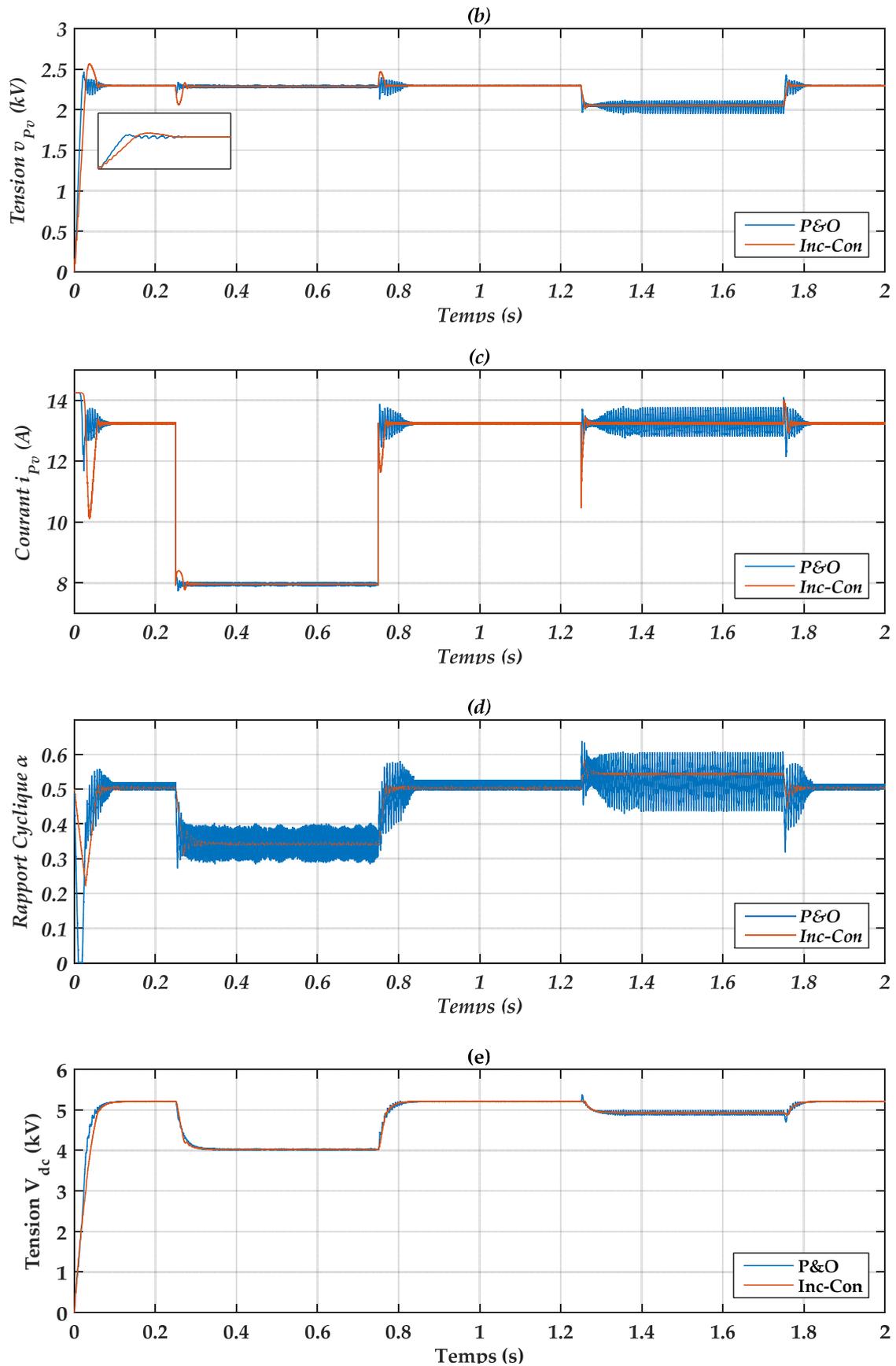


Figure (II.13) (suite) : Performances des algorithmes P&O et Ind-Con, (b) Tension du champ, (c) Courant du champ, (d) Rapport cyclique généré par MPPT, (e) Tension de sortie du hacheur.

La figure (II.13) montre les allures de la puissance délivrée par le champ photovoltaïque, la tension et le courant de fonctionnement du champ, le rapport cyclique généré par la commande MPPT et la tension de sortie du hacheur obtenues par les deux techniques MPPT.

L'ensemble des résultats obtenus montre que le hacheur Boost et la commande MPPT accomplissent correctement leurs rôles. Le hacheur fournit dans les conditions optimales une tension à sa sortie supérieure à celle fournie par le champ PV. La commande MPPT assure le transfert de la puissance maximale fournie par le champ PV à la charge.

Après un régime transitoire de durée inférieure à 0.05s, la commande MPPT parvient à ajuster le rapport cyclique α très rapidement de sorte que le système fonctionne à sa puissance optimale autour de 30 kW. Après ce point, les différentes grandeurs électriques (puissance, tensions et courants) se stabilisent autour des valeurs optimales fixées par les conditions standards de l'ensoleillement et de température.

Les résultats obtenus après la variation des conditions climatiques montrent que le courant i_{pv} et la puissance P_{pv} sont très sensibles à l'éclairement : lorsque l'éclairement diminue de 400 W/m^2 le courant i_{pv} diminue de 39.6% et la puissance de 40%. Par contre, le courant i_{pv} n'est pas influé par le changement de la température. La tension v_{pv} presque ne varie pas avec l'éclairement et par contre elle diminue légèrement avec la température comme est le cas pour la puissance fournie. Pour un éclairement de 1000 W/m^2 et lorsque la température augmente de $25 \text{ }^\circ\text{C}$ autour de la température ambiante, la tension v_{pv} diminue de 240 V soit 10.4 % et la puissance diminue de 3.2kW soit 10.5%.

À partir des deux premières allures de la figure (II.13), on remarque que les réponses de la technique P&O sont plus rapides que celles de l'incrémentation de la conductance. Toutefois, elles présentent une forte oscillation autour du point de fonctionnement surtout au niveau de rapport cyclique et du courant et de la tension lors de la variation de la température. Alors que la commande de l'incrémentation de la conductance se comporte mieux lors de changements rapides des conditions météorologiques. Cependant, c'est un algorithme plus complexe que celui du P&O. A noter que ce dernier reste le plus rapide et le plus simple.

II.4 Onduleur de tension multiniveaux

Les onduleurs connectés au réseau permettent de convertir le courant continu produit par les panneaux solaires en un courant alternatif. L'onduleur synchronise parfaitement son courant de sortie à la fréquence de 50 Hz du réseau électrique public. Malgré leurs avantages, les onduleurs à deux niveaux sont limités aux applications de faibles et de moyennes puissances et à basse tension seulement (1.4kV, 1MVA) et présentent d'autres inconvénients tels que [44] :

- Mauvaise qualité de la tension de sortie avec un contenu spectral riche en harmoniques ;
- Rayonnement électromagnétique important dû aux échelons de tension délivrés dont l'amplitude est égale à la totalité de la tension continue ;
- Pertes par conduction dans les semi-conducteurs qui dépendent du courant de charge ;
- Pertes par commutation qui dépendent de la fréquence de commutation ce qui provoque leur échauffement.

Durant ces dernières années, et afin de remédier à ces inconvénients, on a vécu la naissance des onduleurs multiniveaux qui ont été rapidement intégrés dans le domaine photovoltaïque. Cette

nouvelle technologie est réalisée par la mise en série des éléments semi-conducteurs. Parmi les topologies multiniveaux les plus répandues on peut évoquer la structure NPC (Neutral Point Clamped) proposée initialement par A. Nabae [45].

Avant que focaliser sur l'onduleur à trois niveaux de type NPC, une attention particulier est porté sur l'onduleur classique à deux niveaux en terme de structure, modèle et modélisation vectorielle.

II.4.1 Onduleur de tension à deux niveaux

II.4.1.1 Structure générale

La structure générale d'un onduleur de tension à deux niveaux est représentée dans la figure (II.14). L'onduleur est composé de trois bras chacun comportant deux interrupteurs bidirectionnels et entièrement commandables à l'ouverture et à la fermeture. Dans ce travail on a utilisé des IGBTs mis en antiparallèle avec des diodes pour assurer la circulation bidirectionnelle du courant.

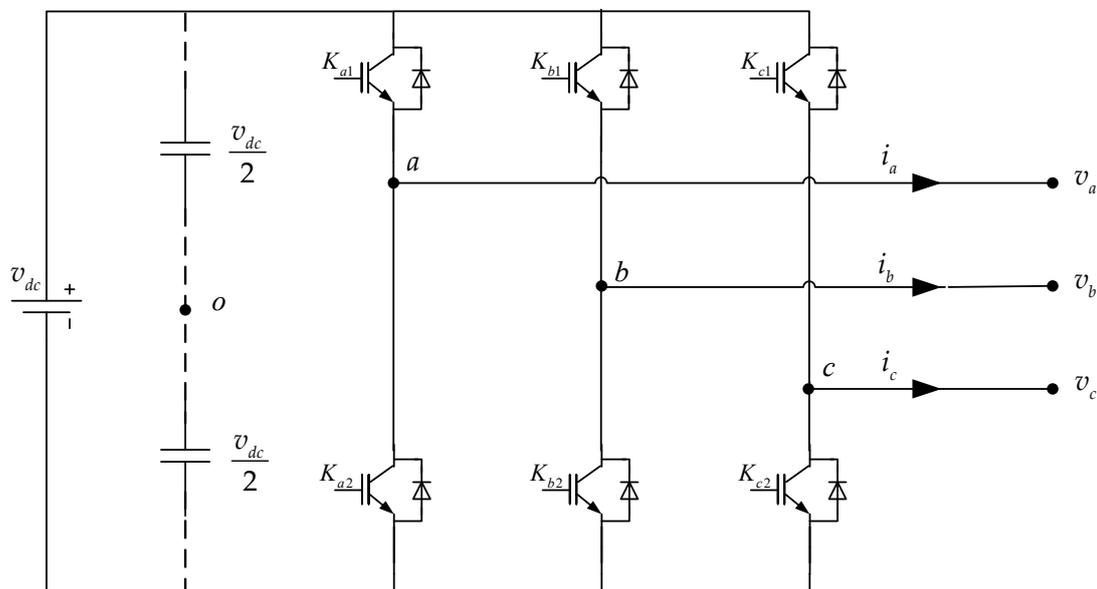


Figure (II.14) : Structure d'un onduleur de tension triphasé à deux niveaux.

II.4.1.2 Modélisation de l'onduleur

Pour simplifier l'étude on crée un point milieu o par deux condensateurs fictives chacune prend la moitié de la tension continue v_{dc} .

II.4.1.2.1 Fonction de commutation

Les commutations établies par les interrupteurs, supposés idéaux, sont décrites par une fonction de connexion. Cette dernière décrit leurs états ouvert ou fermé. Chaque interrupteur K_{xi} est associé à une fonction de connexion S_{xi} , tel que :

$$S_{xi} = 1 \text{ si } K_{xi} \text{ fermé \& } S_{xi} = 0 \text{ si } K_{xi} \text{ ouvert} \quad (\text{II.25})$$

Avec $x=a,b,c$: Indicateur de phase; $i=1, 2$: Numéro de l'interrupteur du bras x

Sachant que la fermeture ou l'ouverture simultanée des deux interrupteurs du même bras conduit au risque de destruction du condensateur et des composants semi-conducteurs soit par surintensité soit par surtension, il est indispensable de réaliser une commande complémentaire entre les deux interrupteurs K_{x1} et K_{x2} [44]. Ce qui conduit à la relation logique suivante :

$$S_{x2} = \bar{S}_{x1} = 1 - S_{x1} \quad (\text{II.26})$$

II.4.1.2.2 Tension de sortie

L'onduleur de tension à deux niveaux délivre deux niveaux de tensions ($v_{dc}/2$) ou ($-v_{dc}/2$) suivant la fonction de connexion comme illustré dans l'équation suivante :

$$v_{xo} = \frac{v_{dc}}{2} (2S_{x1} - 1) \quad (\text{II.27})$$

Avec v_{xo} c'est la tension simple entre la phase x et le point milieu o . Les tensions composées entre phases v_{xy} deviennent donc :

$$v_{xy} = v_{xo} - v_{yo} = v_{dc} (S_{x1} - S_{y1}) \quad (\text{II.28})$$

Avec $y \neq x = a, b, c$: Indicateurs de phases.

Les grandeurs que l'on souhaite contrôler grâce à l'onduleur sont les tensions simples côté charge (v_a , v_b et v_c). Pour une charge triphasée équilibrée, ces tensions vérifient la relation suivante :

$$v_a + v_b + v_c = 0 \quad (\text{II.29})$$

Les tensions phases-neutre sont données, en fonction des tensions composées et des tensions phases-point milieu, par :

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} v_{ab} - v_{ca} \\ v_{bc} - v_{ab} \\ v_{ca} - v_{bc} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{ao} \\ v_{bo} \\ v_{co} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} v_{dc} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_{a1} \\ S_{b1} \\ S_{c1} \end{bmatrix} \quad (\text{II.30})$$

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

$$v = v_a e^{i0} + v_b e^{-j2\pi/3} + v_c e^{j2\pi/3} \quad (\text{II.31})$$

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 :

$$v = v_\alpha + jv_\beta \quad (\text{II.32})$$

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

$$\begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} v_{dc} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_{a1} \\ S_{b1} \\ S_{c1} \end{bmatrix} \quad (\text{II.33})$$

centre de l'hexagone avec une vitesse angulaire $\omega=d\theta/dt$ constante correspondante à la pulsation électrique souhaitée. Ce vecteur est défini par :

$$\mathbf{v}^* = v_m^* e^{i\theta} \quad (\text{II.34})$$

Si on attribué au vecteur de référence \mathbf{v}^* uniquement les huit positions discrètes de la figure (II.14), 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 \mathbf{v}^* de se positionner à l'intérieur du cercle délimité par l'hexagone. Ainsi, le module maximal admissible du vecteur \mathbf{v}^* est :

$$v_{\max}^* = v_{dc} \sqrt{\frac{2}{3}} \cos\left(\frac{\pi}{6}\right) = \frac{v_{dc}}{\sqrt{2}} \quad (\text{II.35})$$

L'équation (II.34) devient :

$$\mathbf{v}^* = m \frac{v_{dc}}{\sqrt{2}} e^{i\theta} \quad (\text{II.36})$$

Avec m : le taux de modulation qui a une valeur entre 0 et 1 et θ : la position angulaire du vecteur calculée comme suit :

$$\begin{cases} \theta = \arctg\left(\frac{v_\beta}{v_\alpha}\right) \\ m = \frac{v_m^* \sqrt{2}}{v_{dc}} \end{cases} \quad (\text{II.37})$$

II.4.1.3 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-sinusoïdale, la modulation par hystérésis, et au milieu des années quatre-vingt, la modulation vectorielle (Space Vector Modulation : SVM) a été proposée par [10]. 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.

II.4.1.3.1 Principe de la MLI vectorielle

Le principe de la MLI vectorielle consiste à projeter le vecteur de tension de référence \mathbf{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 v^* , une série de tests sur v_α^* et v_β^* assure la localisation de celui-ci. A l'intérieur 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. 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 [46].

II.4.1.3.2 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 point milieu, et les fins des deux vecteurs consécutifs (v_i et v_{i+1}). Ces secteurs sont déterminés par l'une des méthodes suivantes :

1. À partir des coordonnées v_α^* et v_β^* , on déduit dans quel secteur (s) se situe le vecteur v^* en utilisant les équations de ses deux côtés. La figure (II.16) représente l'organigramme illustrant les étapes de cette méthode.

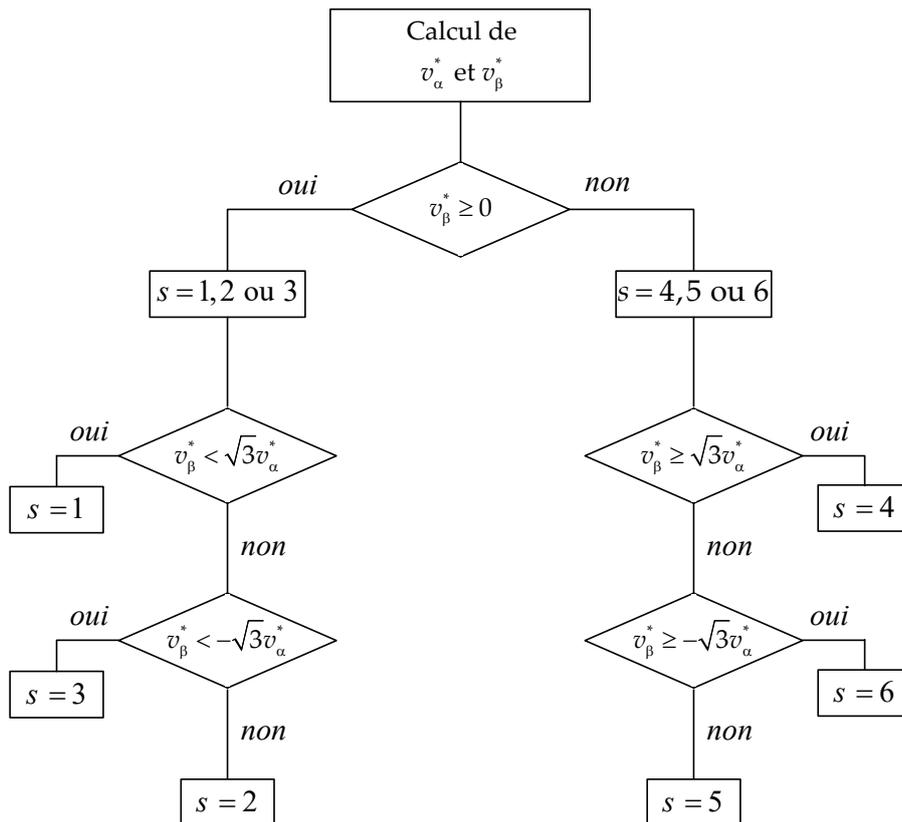


Figure (II.16) : Organigramme de calcul du secteur.

2. À partir de l'angle θ du vecteur v^* on peut déduire le secteur où il se trouve selon la relation :

$$s = \text{int} \left(\frac{3\theta}{\pi} + 1 \right) \quad (\text{II.38})$$

Avec int : fonction qui calcule la partie entière d'un nombre réel.

On peut aussi déduire la position du vecteur tension à partir de la valeur de l'angle θ tout en respectant les conditions suivantes :

$$s = \begin{cases} 1 & si & \theta \in [0, \pi/3] \\ 2 & si & \theta \in [\pi/3, 2\pi/3] \\ 3 & si & \theta \in [2\pi/3, \pi] \\ 4 & si & \theta \in [\pi, 4\pi/3] \\ 5 & si & \theta \in [4\pi/3, 5\pi/3] \\ 6 & si & \theta \in [5\pi/3, 2\pi] \end{cases} \quad (\text{II.39})$$

II.4.1.3.3 Calcul des temps de commutation

Dans le cas général, l'onduleur n'est pas capable de générer directement le vecteur v^* , car il ne peut prendre que les huit états discrets illustrés précédemment. On doit donc construire 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 ($s=i$). Ces vecteurs sont appliqués individuellement pendant certaines durées t_0 , t_i et t_{i+1} de sorte que le vecteur v^* soit égale à la valeur moyenne de ces vecteurs pendant une période de découpage :

$$\frac{1}{T_h} \int_t^{t+T_h} v^* dt = \frac{1}{T_h} \left[\int_t^{t+t_i} v_i dt + \int_{t+t_i}^{t+t_i+t_{i+1}} v_{i+1} dt + \int_{t+t_i+t_{i+1}}^{t+T_h} v_0 dt \right] \quad (\text{II.40})$$

Puisque le période de découpage T_h est très faible, la valeur moyenne de tension v^* peut être considérée comme constante. Et puisque les vecteurs v_i et v_{i+1} sont des vecteurs fixes, l'équation (II.40) devient :

L'équation (II.40) devient :

$$T_h v^* = t_0 v_0 + t_i v_i + t_{i+1} v_{i+1} \quad (\text{II.41})$$

A noter que :

$$t_0 = T_h - t_i - t_{i+1} \quad (\text{II.42})$$

Par comparaison des parties réelles et imaginaires des deux membres de (II.41) on obtient :

$$\begin{cases} T_h v_\alpha^* = t_0 v_0^\alpha + t_i v_i^\alpha + t_{i+1} v_{i+1}^\alpha \\ T_h v_\beta^* = t_0 v_0^\beta + t_i v_i^\beta + t_{i+1} v_{i+1}^\beta \end{cases} \quad (\text{II.43})$$

Connaissons les valeurs des coordonnées des vecteurs de sortie v_i^α et v_i^β (Tableau II.3). On peut calculer les temps de commutation t_0 , t_i et t_{i+1} en fonction des coordonnées du vecteur de référence par la résolution du système d'équations (II.42) et (II.43).

$$\begin{bmatrix} t_0 \\ t_i \\ t_{i+1} \end{bmatrix} = T_h \begin{bmatrix} v_\alpha^* \\ v_\beta^* \\ 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_0^\alpha & v_i^\alpha & v_{i+1}^\alpha \\ v_0^\beta & v_i^\beta & v_{i+1}^\beta \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix}^{-1} \quad (\text{II.44})$$

II.4.1.3.4 Génération des impulsions de commande

L'application des vecteurs d'états durant une période de découpage doit tenir en compte de deux critères [47] :

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.

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

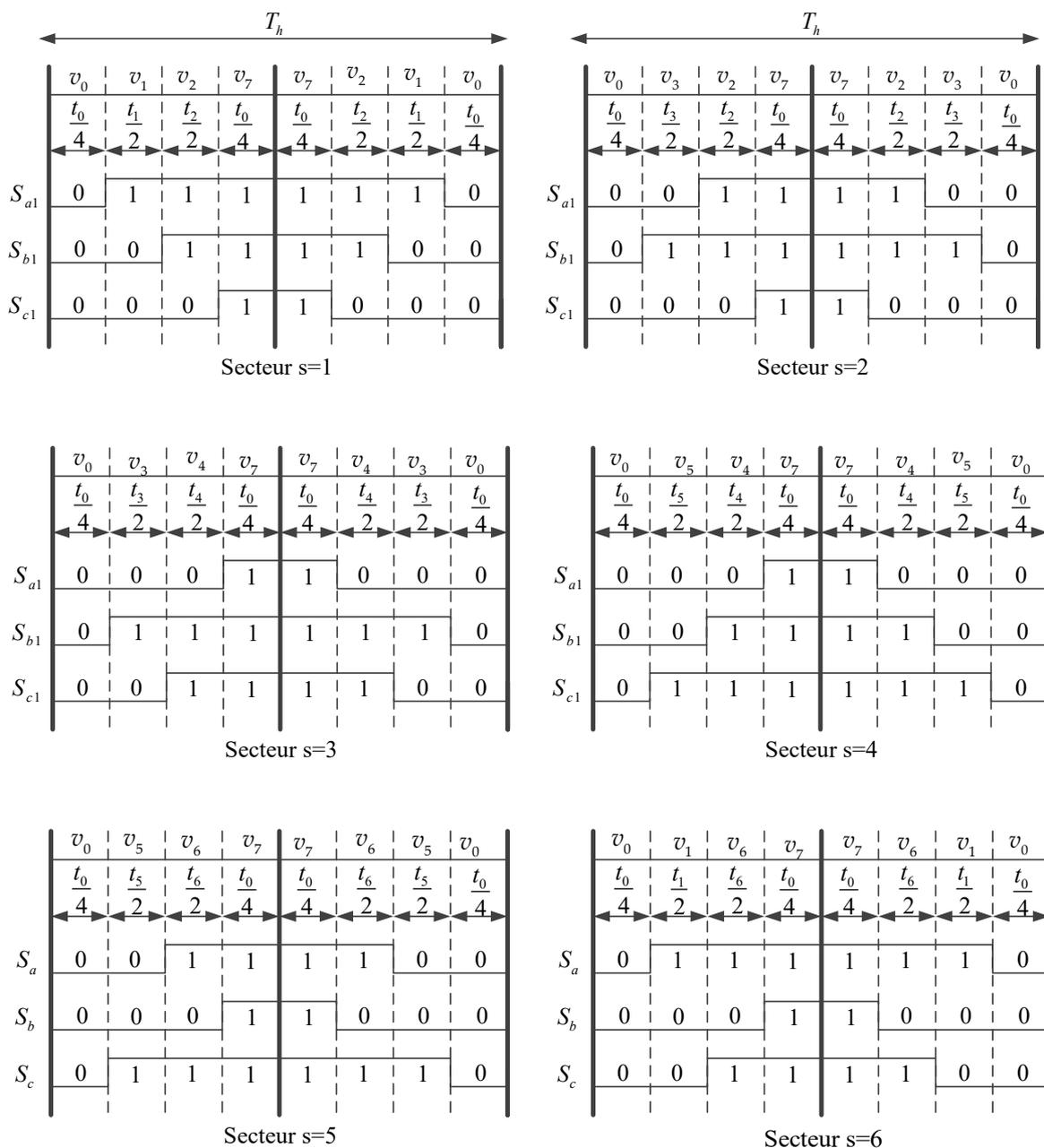


Figure (II.17) : Principe de génération des impulsions de commande par MLI vectorielle.

II.4.1.3.5 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_0 , t_i et t_{i+1}) d'application des vecteurs (v_0 , v_i et v_{i+1}) ;
- 4- Génération des impulsions de commandent des interrupteurs.

Sur la figure (II.18), apparaît le schéma bloc de la MLI vectorielle.

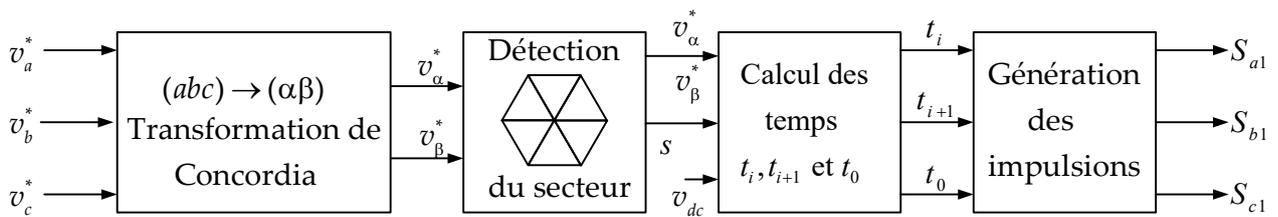


Figure (II.18) : Schéma bloc de la MLI vectorielle.

II.4.2 Onduleur à trois niveaux

II.4.2.1 Structure générale

La figure (II.19) représente la structure de l'onduleur triphasé à trois niveaux à structure NPC (Neutral Point Clamped). Cette structure est composée de deux condensateurs identiques à point milieu commun notée o qui permet à l'onduleur d'accéder à un niveau de tension supplémentaire par rapport à l'onduleur classique à deux niveaux [48]. La sortie est reliée à une charge triphasée équilibrée couplée en étoile avec un neutre isolé. Chacun bras de l'onduleur se compose de quatre interrupteurs totalement commandables (K_{x1} , K_{x2} , K_{x3} et K_{x4} avec x : indice du bras) misent en série, en antiparallèles avec quatre diodes principales afin assurer la réversibilité des courants dans la charge, et deux diodes de clamp (D_{x1} et D_{x2}) connectées au point milieu du bus continu.

II.4.2.2 Modélisation de l'onduleur

II.4.2.2.1 Différentes configurations d'un bras de l'onduleur

Les configurations possibles d'un seul bras de quatre interrupteurs est de $2^4 = 16$ états que l'on peut représenter par un quadruplet de 0 et de 1 suivant l'état des interrupteurs K_{x1} , K_{x2} , K_{x3} et K_{x4} .

L'analyse topologique d'un bras de l'onduleur montre l'existence de quatre configurations possibles, dont un est inutile, c'est là où les deux interrupteurs K_{x1} et K_{x4} sont commandés puisqu'elle déconnecte totalement la charge de la source continue. Donc il reste trois états utiles définis comme suit :

L'état 2 : Les deux interrupteurs K_{x1} et K_{x2} sont fermés (donc K_{x3} et K_{x4} sont ouverts), la tension phase-point milieu est $v_{xo} = v_{c1}$. Si le courant i_x est positif, il passera par les deux transistors, ou par les deux diodes antiparallèles s'il est négatif.

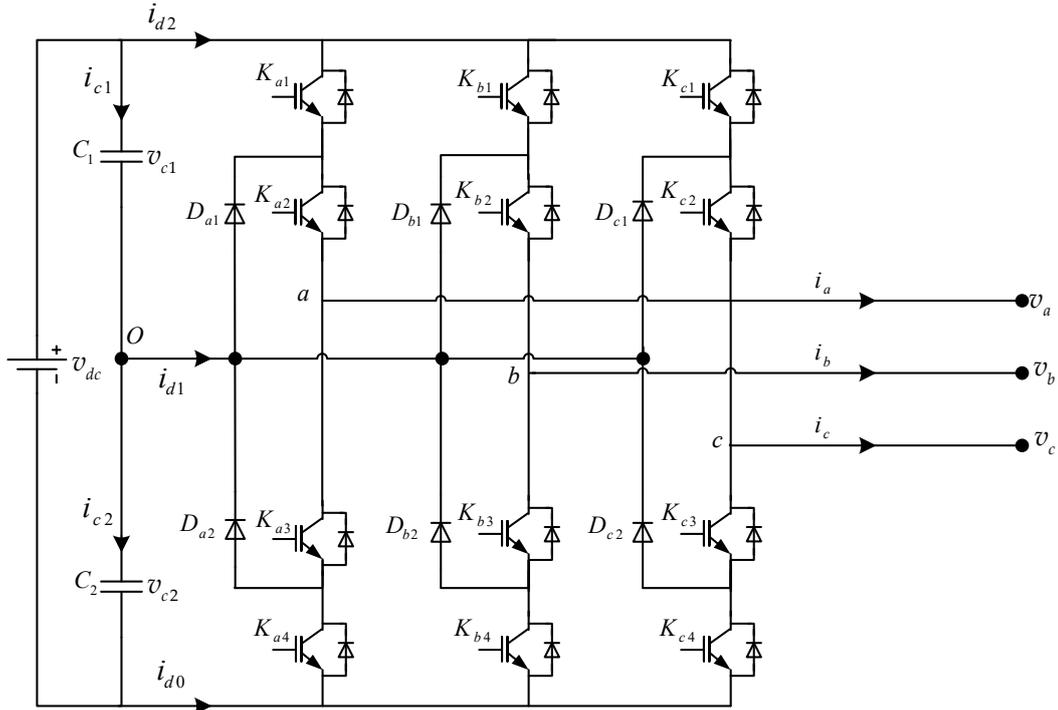


Figure (II.19) : Structure d'un onduleur triphasé trois niveaux à structure NPC.

L'état 1 : Les deux transistors K_{x2} et K_{x3} sont fermés (donc K_{x1} et K_{x4} sont ouverts), la tension phase-point milieu est $v_{xo} = 0$. Si le courant i_x est positif, il passera par le transistor K_{x2} , et la diode de clamp D_{x1} ou par le transistor K_{x3} , et la diode de clamp D_{x2} s'il est négatif.

L'état 0 : Les deux transistors K_{x3} et K_{x4} sont fermés (donc K_{x1} et K_{x2} sont ouverts), la tension phase-point milieu est $v_{xo} = -v_{c2}$. Si le courant i_x est négatif, il passera par les deux transistors K_{x3} et K_{x4} , ou par les deux diodes principales s'il est positif.

Les autres configurations sont à éviter, car [44] :

- Soit, elles provoquent le court-circuit des sources de tensions (v_{c1} , v_{c2}).
- Soit, elles n'assurent pas la connexion de la charge au point neutre des sources tensions.

La figure (II.20) représente l'ensemble des configurations d'un bras de l'onduleur NPC à trois niveaux.

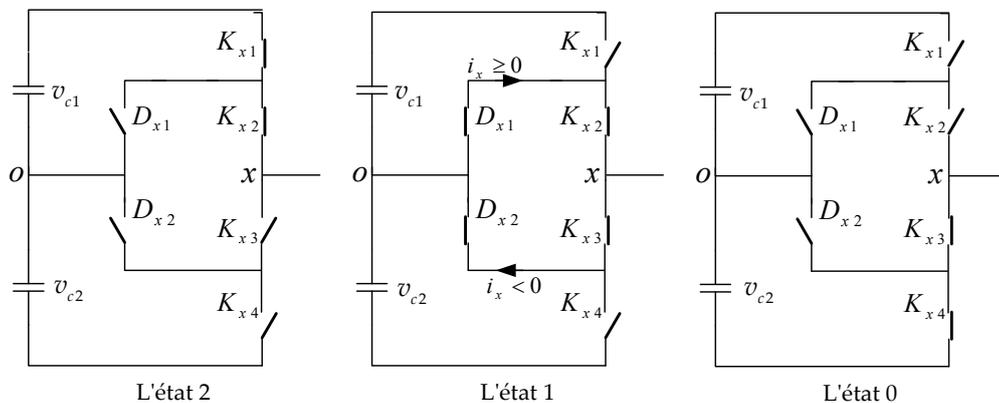


Figure (II.20) : Différents états utiles du bras x de l'onduleur à trois niveaux.

Chacun des trois bras de l'onduleur peuvent prendre indépendamment les trois états 2,1 ou 0. L'ensemble des possibilités pour l'onduleur complet s'élève donc à 3^3 , soit 27 états. Ceux-ci sont répertoriés dans le tableau (II.4).

II.4.2.2 Fonction de commutation

Les commutations établies par les interrupteurs, supposés idéaux, sont décrites par une fonction de connexion. Cette dernière décrit leurs états ouverts ou fermés. Chaque interrupteur K_{xi} est associé à une fonction de connexion S_{xi} , tel que :

$$S_{xi} = 1 \text{ si } K_{xi} \text{ fermé \& } S_{xi} = 0 \text{ si } K_{xi} \text{ ouvert} \quad (\text{II.45})$$

Avec $i=1, 2, 3,4$: numéro de l'interrupteur du bras x .

II.4.2.3 Commande complémentaire des interrupteurs

Afin d'éviter la destruction des composants soit par surintensité soit par surtension lors de la fermeture ou l'ouverture simultanées des quatre interrupteurs d'un seul bras, il est indispensable de prévoir une commande complémentaire entre les interrupteurs du même bras. Cette commande complémentaire est définie comme suit :

$$S_{x(i+2)} = \bar{S}_{xj} = 1 - S_{xi} \quad (\text{II.46})$$

Nous définissons pour chaque état h du bras x une fonction de connexion. Elle est notée F_x^h et s'exprime au moyen des fonctions de connexion des interrupteurs comme suit :

$$\begin{cases} F_x^2 = S_{x1} S_{x2} \\ F_x^1 = \bar{S}_{x1} S_{x2} \\ F_x^0 = \bar{S}_{x1} \bar{S}_{x2} \end{cases} \quad (\text{II.47})$$

II.4.2.4 Tension de sortie

L'onduleur de tension à structure NPC délivre trois niveaux de tensions (v_{c1} , 0 et $-v_{c2}$) suivant les fonctions de connexion F_x^2 , F_x^1 et F_x^0 comme illustré dans l'équation (II.48)

$$v_{xo} = v_{c1} F_x^2 - v_{c2} F_x^0 = \begin{cases} v_{c1} & \text{si } F_x^2 = 1 \\ 0 & \text{si } F_x^1 = 1 \\ -v_{c2} & \text{si } F_x^0 = 1 \end{cases} \quad (\text{II.48})$$

Et pour les trois tensions phases-point milieu v_{ao} , v_{bo} et v_{co} on peut écrire :

$$\begin{bmatrix} v_{ao} \\ v_{bo} \\ v_{co} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} F_a^2 & F_a^1 & F_a^0 \\ F_b^2 & F_b^1 & F_b^0 \\ F_c^2 & F_c^1 & F_c^0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{c1} \\ 0 \\ -v_{c2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{c1} F_a^2 - v_{c2} F_a^0 \\ v_{c1} F_b^2 - v_{c2} F_b^0 \\ v_{c1} F_c^2 - v_{c2} F_c^0 \end{bmatrix} \quad (\text{II.49})$$

Les tensions composées v_{ab} , v_{bc} et v_{ca} peuvent être exprimées par :

$$\begin{bmatrix} v_{ab} \\ v_{bc} \\ v_{ca} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{ao} - v_{bo} \\ v_{bo} - v_{co} \\ v_{co} - v_{ao} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{c1}F_a^2 - v_{c2}F_a^0 \\ v_{c1}F_b^2 - v_{c2}F_b^0 \\ v_{c1}F_c^2 - v_{c2}F_c^0 \end{bmatrix} \quad (\text{II.50})$$

Les tensions simples aux bornes de la charge seront données, en fonction des tensions composées puis en fonction des tensions phases-point milieu, par :

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} v_{ab} - v_{ca} \\ v_{bc} - v_{ab} \\ v_{ca} - v_{bc} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{ao} \\ v_{bo} \\ v_{co} \end{bmatrix} \quad (\text{II.51})$$

A partir des relations (II.50) et (II.51), nous obtenons le système matriciel donnant l'expression des tensions simples aux bornes de la charge en fonction des fonctions de connexions.

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{c1}F_a^2 - v_{c2}F_a^0 \\ v_{c1}F_b^2 - v_{c2}F_b^0 \\ v_{c1}F_c^2 - v_{c2}F_c^0 \end{bmatrix} \quad (\text{II.52})$$

Les deux composantes v_α et v_β sont données en fonction des tensions simples par :

$$\begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{c1}F_a^2 - v_{c2}F_a^0 \\ v_{c1}F_b^2 - v_{c2}F_b^0 \\ v_{c1}F_c^2 - v_{c2}F_c^0 \end{bmatrix} \quad (\text{II.53})$$

La tension totale du bus continu vaut v_{dc} , dans les conditions normales de fonctionnement, celle-ci est uniformément répartie sur les deux condensateurs qui possèdent alors une tension $v_{c1} = v_{c2} = v_{dc} / 2$ à leurs bornes. Dans ce cas l'équation (II.53) devient :

$$\begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = \frac{v_{dc}}{\sqrt{6}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_a^2 - F_a^0 \\ F_b^2 - F_b^0 \\ F_c^2 - F_c^0 \end{bmatrix} \quad (\text{II.54})$$

II.4.2.2.5 Représentation vectorielle

Le tableau (II.4) représente les différents états de l'onduleur à trois niveaux et les coordonnées du vecteur de tension de sortie v_i correspondant à chaque état. On peut remarquer que seuls 19 vecteurs qui forment les 27 états de l'onduleur sont différents. Cela est dû aux redondances d'états qui apparaissent près du centre de la figure (II.20). Par exemple, les états 222,111 et 000 représentent le même vecteur malgré ils sont différents.

Etat de l'onduleur	v_i^α	v_i^β	v_i	Etat de l'onduleur	v_i^α	v_i^β	v_i
222, 111,000	0	0	v_0^a, v_0^b, v_0^c	122,011	$-\sqrt{1/6}v_{dc}$	0	v_{10}^a, v_{10}^b
211,100	$\sqrt{1/6}v_{dc}$	0	v_1^a, v_1^b	022	$-\sqrt{2/3}v_{dc}$	0	v_{11}
200	$\sqrt{2/3}v_{dc}$	0	v_2	012	$-\sqrt{3/8}v_{dc}$	$-\sqrt{1/8}v_{dc}$	v_{12}
210	$\sqrt{3/8}v_{dc}$	$\sqrt{1/8}v_{dc}$	v_3	112,001	$-\sqrt{1/24}v_{dc}$	$-\sqrt{1/8}v_{dc}$	v_{13}^a, v_{13}^b
221,110	$\sqrt{1/24}v_{dc}$	$\sqrt{1/8}v_{dc}$	v_4^a, v_4^b	002	$-\sqrt{1/6}v_{dc}$	$-\sqrt{1/2}v_{dc}$	v_{14}
220	$\sqrt{1/6}v_{dc}$	$\sqrt{1/2}v_{dc}$	v_5	102	0	$-\sqrt{1/2}v_{dc}$	v_{15}
120	0	$\sqrt{1/2}v_{dc}$	v_6	212,101	$\sqrt{1/24}v_{dc}$	$-\sqrt{1/8}v_{dc}$	v_{16}^a, v_{16}^b
121,010	$-\sqrt{1/24}v_{dc}$	$\sqrt{1/8}v_{dc}$	v_7^a, v_7^b	202	$\sqrt{1/6}v_{dc}$	$-\sqrt{1/2}v_{dc}$	v_{17}
020	$-\sqrt{1/6}v_{dc}$	$\sqrt{1/2}v_{dc}$	v_8	201	$\sqrt{3/8}v_{dc}$	$-\sqrt{1/8}v_{dc}$	v_{18}
021	$-\sqrt{3/8}v_{dc}$	$\sqrt{1/8}v_{dc}$	v_9				

Tableau (II.4) : Etats de l'onduleur à trois niveaux et les coordonnées du vecteur v_i dans le plan (α, β) .

De la même manière, les vecteurs v_{3k+1} ($k=0\dots5$) situés sur l'hexagone intérieur de la figure (II.21) peuvent être obtenus par deux états distincts. Ces redondances offrent un choix, donc un degré de liberté [32], quant aux états utilisés pour appliquer le même vecteur. Il est même possible d'utiliser simultanément des états redondants en jouant sur leur répartition au sein de la durée t_i allouée au vecteur concerné : ainsi pour utiliser le vecteur v_7 pendant la durée t_7 , on pourra appliquer l'état v_7^a (121) pendant une durée dt_7 et l'état v_7^b (010) pendant $(1-d)t_7$ (pour tout d compris entre 0 et 1; un choix de $d=0.5$ est généralement retenu). La représentation dans le plan complexe (α, β) des 18 vecteurs non nuls, qui peuvent être générés par un onduleur NPC à trois niveaux, forment le diagramme vectoriel ou l'hexagone de commutation illustré dans la figure (II.21).

II.4.2.3 Modulation vectorielle de l'onduleur à trois niveaux

Ce procédé permet de déterminer les changements d'état (2, 1 ou 0) de chacun des bras, ainsi que leurs durées d'application. On en déduit les ordres de commande logiques des interrupteurs, qui sont composés d'impulsions dont la largeur dépend des choix effectués [48].

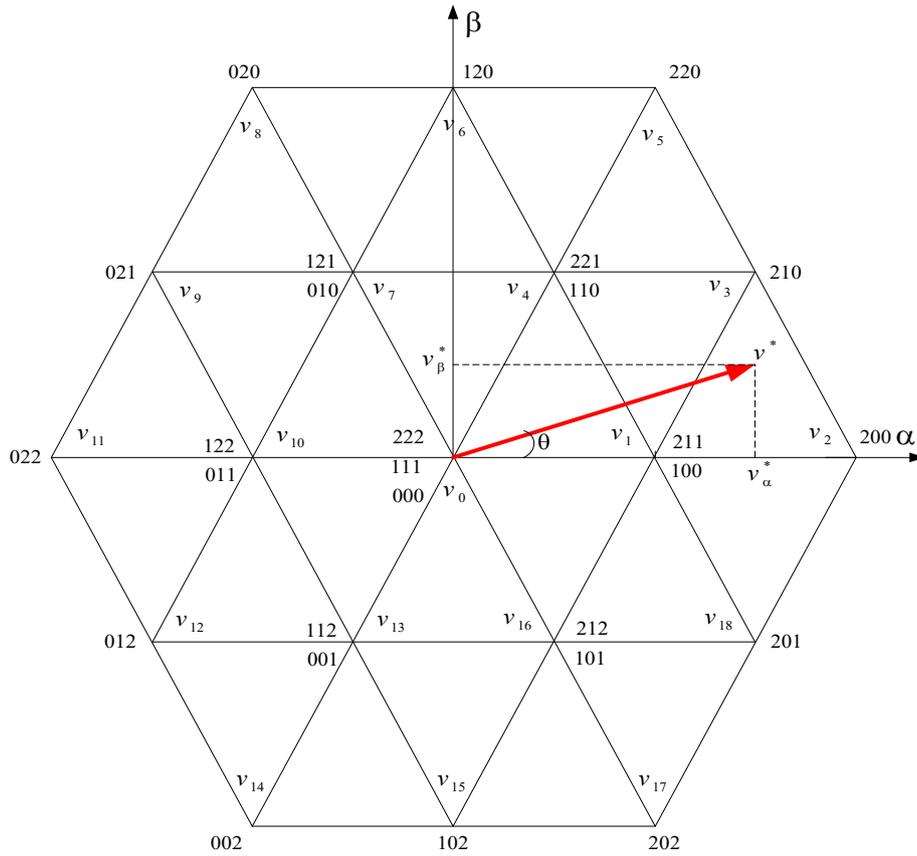


Figure (II.21) : Représentation vectorielle des états de l'onduleur à trois niveaux.

II.4.2.3.1 Localisation du vecteur de référence

A partir des coordonnées $(v_{\alpha}^*$ et $v_{\beta}^*)$, et de la position angulaire θ , on déduit dans quel secteur (s), et dans quelle région triangulaire (r) se situe le vecteur de référence v^* dans le plan (α, β) . Le secteur se déduit de la même manière que l'on fait pour l'onduleur à deux niveaux (équations (II.38, II.39) et figure (II.16)). La région triangulaire à l'intérieur de chaque secteur est déduite en utilisant les équations de ses trois côtés. Comme il est illustré dans la figure (II.22), pour la région $r=1$, deux côtés sont déjà limités par les deux côtés du secteur. Pour les deux régions $r=3$ et $r=4$ l'un des trois côtés est limité par un des deux côtés du secteur et l'autre par la limite extérieure de l'hexagone. Le troisième côté des trois régions est déterminé comme le montre le tableau (II.5). Pour chaque secteur, si on détermine les trois régions $r=1, 3$ et 4 , la partie du secteur restante représente la région $r=2$. La figure (II.22) représente les 4 triangles du premier secteur et les supports de ses côtés qui sont les droites (Δ_1) , (Δ_2) et (Δ_3) .

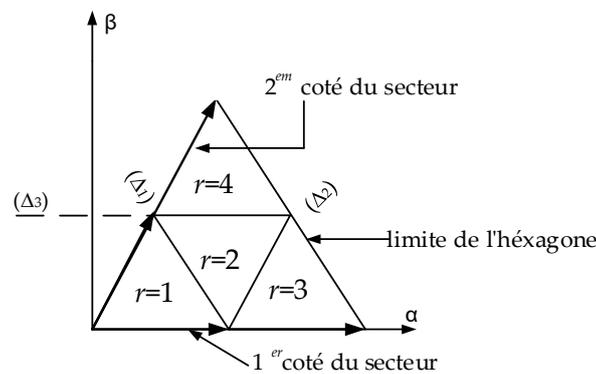


Figure (II.22) : Régions triangulaires du premier secteur.

Ces droites ont pour équations :

$$(\Delta_1) : v_\beta = -\sqrt{3}v_\alpha + \sqrt{1/2}v_{dc}, \quad (\Delta_2) : v_\beta = \sqrt{3}v_\alpha - \sqrt{1/2}v_{dc}, \quad (\Delta_3) : v_\beta = \sqrt{1/8}v_{dc}$$

	$r=1$	$r=3$	$r=4$
$s=1$	$v_\beta^* < -\sqrt{3}v_\alpha^* + \sqrt{1/2}v_{dc}$	$v_\beta^* < \sqrt{3}v_\alpha^* - \sqrt{1/2}v_{dc}$	$v_\beta^* \geq \sqrt{1/8}v_{dc}$
$s=2$	$v_\beta^* < \sqrt{1/8}v_{dc}$	$v_\beta^* \geq -\sqrt{3}v_\alpha^* + \sqrt{1/2}v_{dc}$	$v_\beta^* \geq \sqrt{3}v_\alpha^* + \sqrt{1/2}v_{dc}$
$s=3$	$v_\beta^* < \sqrt{3}v_\alpha^* + \sqrt{1/2}v_{dc}$	$v_\beta^* \geq \sqrt{1/8}v_{dc}$	$v_\beta^* < -\sqrt{3}v_\alpha^* - \sqrt{1/2}v_{dc}$
$s=4$	$v_\beta^* \geq -\sqrt{3}v_\alpha^* - \sqrt{1/2}v_{dc}$	$v_\beta^* \geq +\sqrt{3}v_\alpha^* + \sqrt{1/2}v_{dc}$	$v_\beta^* < -\sqrt{1/8}v_{dc}$
$s=5$	$v_\beta^* \geq -\sqrt{1/8}v_{dc}$	$v_\beta^* < -\sqrt{3}v_\alpha^* - \sqrt{1/2}v_{dc}$	$v_\beta^* < \sqrt{3}v_\alpha^* - \sqrt{1/2}v_{dc}$
$s=6$	$v_\beta^* \geq \sqrt{3}v_\alpha^* - \sqrt{1/2}v_{dc}$	$v_\beta^* < -\sqrt{1/8}v_{dc}$	$v_\beta^* \geq -\sqrt{3}v_\alpha^* + \sqrt{1/2}v_{dc}$

Tableau (II.5) : Inéquations définissant les régions du diagramme vectoriel

II.4.2.3.2 Calcul des temps de commutation

Les interrupteurs de l'onduleur doivent être commandés de sorte que le vecteur de référence v^* coïncide avec la moyenne, sur une période de commutation de l'onduleur T_h , du vecteur de tension de sortie, généré par les trois vecteurs v_p, v_q et v_u représentant les apex du triangle contenant le vecteur v^* . Il en résulte que :

$$T_h v^* = t_p v_p + t_q v_q + t_u v_u \tag{II.55}$$

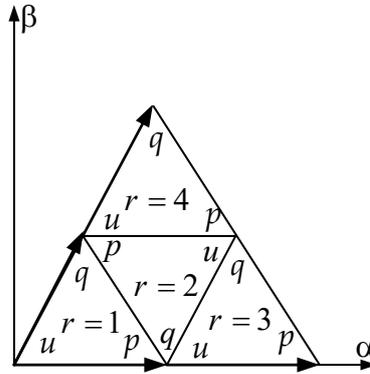


Figure (II.23) : Apex p, q et u pour chaque région triangulaire r .

La projection des vecteurs v^*, v_p, v_q et v_u sur les deux axes (α, β) donne :

$$T_h \begin{bmatrix} v_\alpha^* \\ v_\beta^* \\ 1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{\alpha p} & v_{\alpha q} & v_{\alpha u} \\ v_{\beta p} & v_{\beta q} & v_{\beta u} \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} t_p \\ t_q \\ t_u \end{bmatrix} \tag{II.56}$$

Etant donné que les coordonnées des vecteurs de sortie sont connus (tableau (II.4)). Il est possible de calculer les temps de commutation t_p , t_q , et t_u en fonction de l'angle θ et l'amplitude du vecteur de référence comme suit :

$$\begin{bmatrix} t_p \\ t_q \\ t_u \end{bmatrix} = T_h \begin{bmatrix} v_\alpha^* \\ v_\beta^* \\ 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{\alpha p} & v_{\alpha q} & v_{\alpha u} \\ v_{\beta p} & v_{\beta q} & v_{\beta u} \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix}^{-1} \tag{II.57}$$

II.4.2.3.3 Génération des impulsions de commande

Afin d'avoir des tensions de sortie aussi proches que possible aux tensions de références sinusoïdales triphasées v_a^* , v_b^* , et v_c^* , on applique l'état p pendant une durée t_p , l'état q pendant une durée t_q et l'état u pendant le reste de la période t_u . Les vecteurs v_j ($j=3(s-1)+1$) sont des vecteurs redondants. Ils représentent la même tension de sortie. Dans ce cas, on peut choisir l'état redondant à appliquer suivant plusieurs critères [46] :

- Minimisation des pertes par commutation dans l'onduleur par la minimisation du nombre de commutation des interrupteurs par période ;
- Equilibrage des tensions aux bornes des condensateurs du bus continu de l'onduleur. En effet, ces condensateurs se chargent ou se déchargent suivant les états redondants appliqués (Ce problème sera traité ultérieurement).

Afin de minimiser les pertes dans l'onduleur et de réduire les harmoniques de la tension de sortie, on choisit une séquence des états « p, q et u » qui consiste à :

- Appliquer les états dans un ordre donné durant la demi-période, puis dans l'ordre inverse durant le reste de la période ;
- Diviser le temps approprié à chaque vecteur sur les deux redondances.

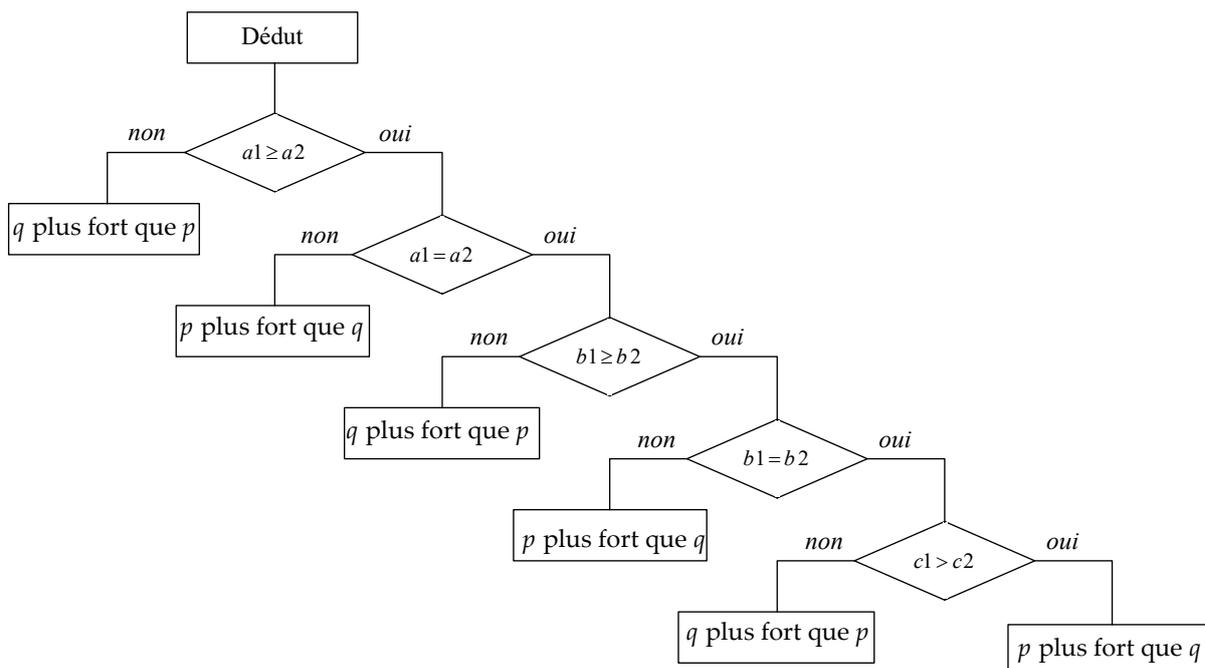


Figure (II.24) : Organigramme de comparaison entre les états.

L'organigramme illustré dans la figure (II.24) représente une comparaison entre les deux états $p(a_1, b_1, c_1)$ et $q(a_2, b_2, c_2)$.

Avec : a_1, b_1, c_1, a_2, b_2 et c_2 sont les états des demi-bras a, b et c , qui peuvent prendre les valeurs 0,1 ou 2.

Après l'arrangement des états du plus faible jusqu'au plus fort, on applique les états dans un ordre croissant durant la demi-période, et dans un ordre décroissant dans le reste de période.

Par exemple, si le vecteur de référence est situé dans le secteur $s=1$, la génération des impulsions se fait comme illustre la figure (II.25).

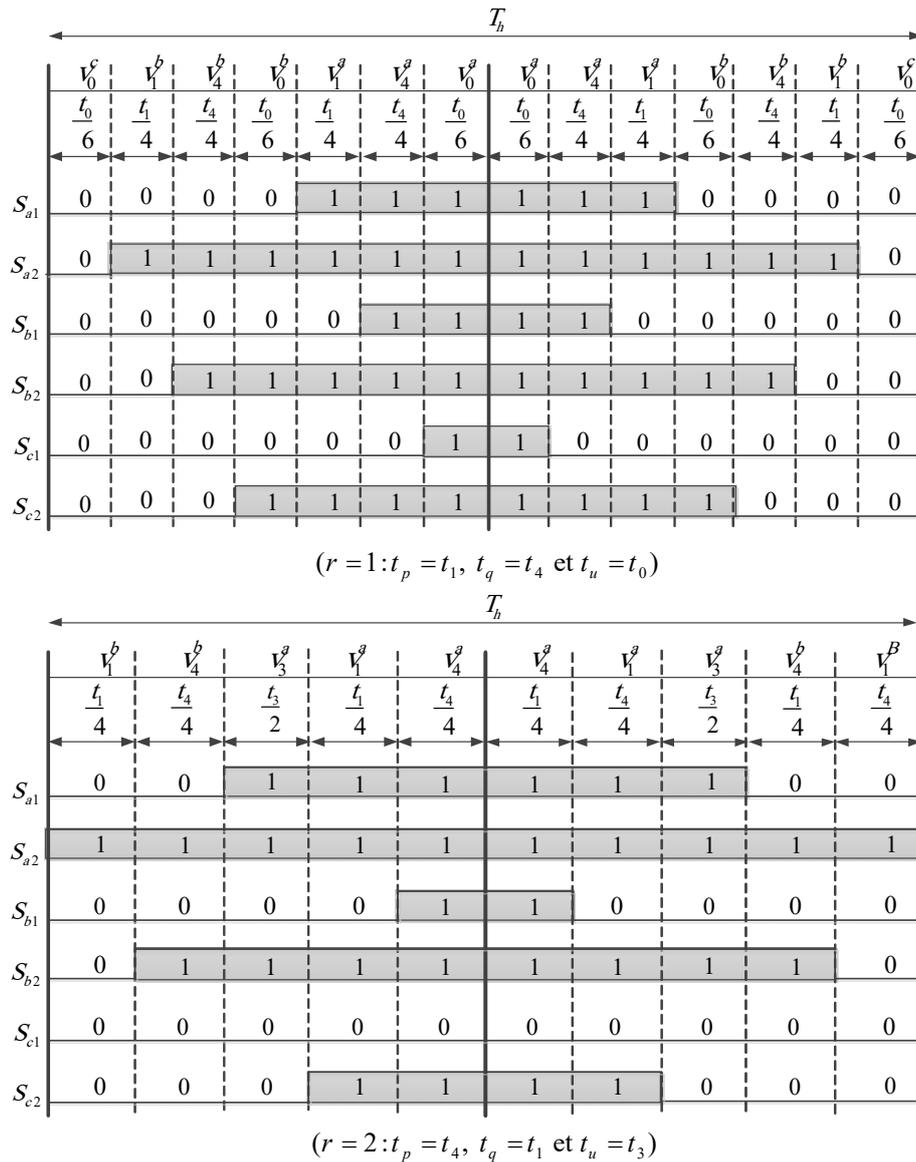


Figure (II.25) : Génération des impulsions à partir des vecteurs d'états du premier secteur.

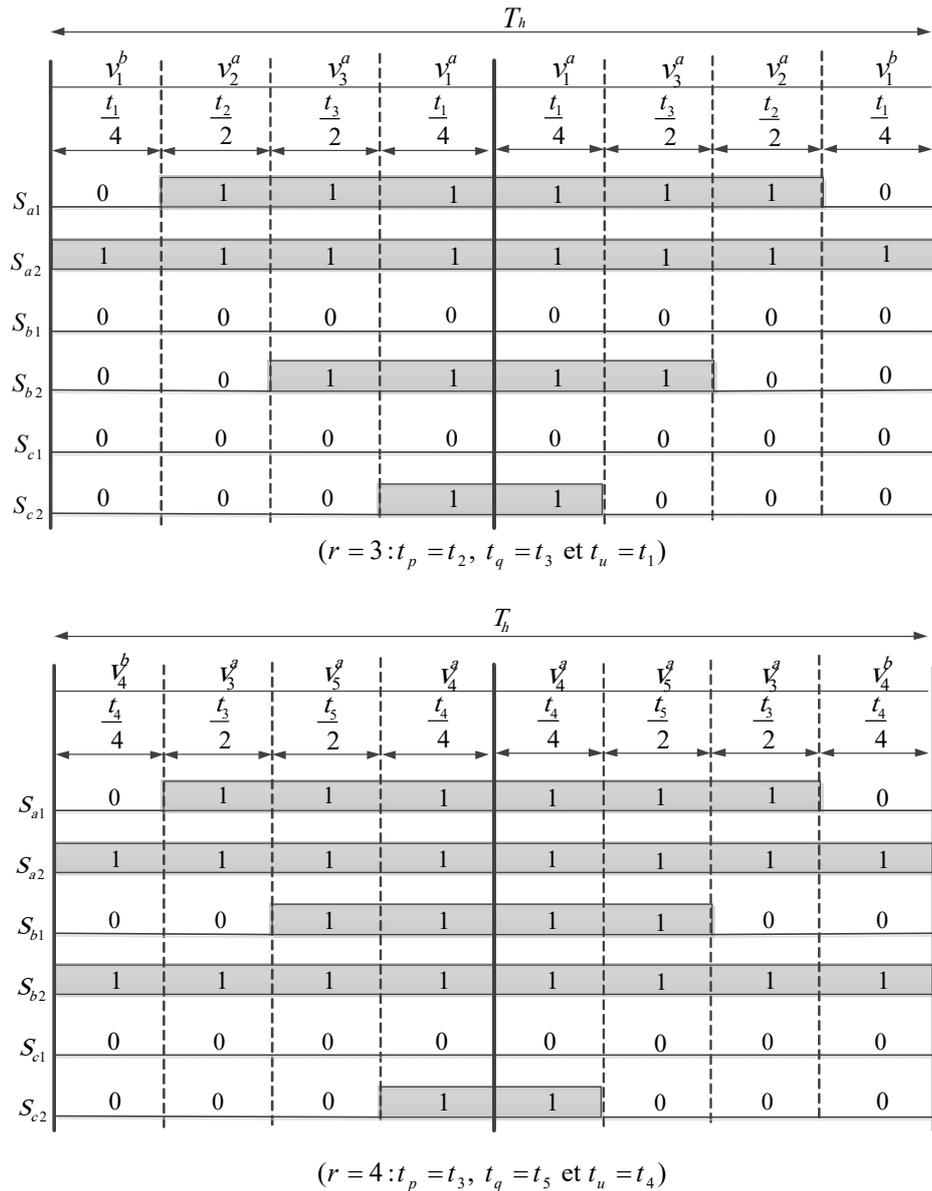


Figure (II.25) (Suite) : Génération des impulsions à partir des vecteurs d'états du premier secteur.

II.4.2.4 Equilibrage des tensions des condensateurs

Dans l'étude précédente, nous avons étudié la modulation vectorielle en supposant que la source de tension à l'entrée de l'onduleur est parfaitement constante est divisée en égalité entre les deux condensateurs. En fait, sans prendre des mesures d'équilibrage et d'asservissement, cette supposition est exagérée. Suivant le sens de leurs courants, les condensateurs placés dans le côté continu de l'onduleur peuvent se charger ou se décharger, ce qui provoque une augmentation ou une diminution de leurs tensions. Le sens des courants dans les condensateurs dépend de deux facteurs : l'état de l'onduleur, et les courants triphasés de la charge. Certains états de l'onduleur sont des états redondants, produisant le même vecteur de tension de sortie, mais ils ont des effets opposés sur les tensions des condensateurs d'entrée de l'onduleur. On profite de ce degré de liberté, en permutant entre les redondances du même état de l'onduleur, pour assurer l'équilibrage des tensions aux bornes des condensateurs [46].

II.4.2.4.1 Equations des courants d'entrée de l'onduleur

Les courants d'entrée de l'onduleur s'expriment en fonction des courants de la charge i_a , i_b et i_c au moyen des fonctions de connexion par les relations suivantes :

$$\begin{cases} i_{d2} = F_a^2 i_a + F_b^2 i_b + F_c^2 i_c \\ i_{d1} = F_a^1 i_a + F_b^1 i_b + F_c^1 i_c \\ i_{d0} = F_a^0 i_a + F_b^0 i_b + F_c^0 i_c \end{cases} \quad (\text{II.58})$$

La tension globale du côté continu est donnée par la relation :

$$v_{dc} = v_{c1} + v_{c2} = \frac{1}{C} \left(\int i_{c1} dt + \int i_{c2} dt \right) \quad (\text{II.59})$$

v_{dc} étant supposée constante, donc sa dérivée est nulle, ce qui donne :

$$i_{c1} = -i_{c2} \quad (\text{II.60})$$

Si on applique la loi des nœuds au point milieu o , on obtient :

$$i_{d1} = i_{c1} - i_{c2} = 2i_{c1} \quad (\text{II.61})$$

A partir des deux équations (II.58) et (II.61) on déduit les relations des courants dans les condensateurs en fonction des courants de charge et des fonctions de connexions, comme suit :

$$\begin{bmatrix} i_{c1} \\ i_{c2} \end{bmatrix} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} F_a^1 & F_b^1 & F_c^1 \\ -F_a^1 & -F_b^1 & -F_c^1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (\text{II.62})$$

Cette équation montre que les relations entre les courants des condensateurs et les courants de charges dépendent des valeurs de la fonction de connexion F_x^1 , c'est-à-dire des états de commutation de l'onduleur. L'onduleur à trois niveaux a six états redondants, indiqués sur le diagramme vectoriel de la figure (II.21). Le tableau (II.6) donne, pour chaque état redondant, la relation explicite entre les courants des condensateurs et les courants de charge.

Vecteur	Etat redondant	$2i_{c1}$	$2i_{c2}$	Vecteur	Etat redondant	$2i_{c1}$	$2i_{c2}$
v_1	$v_1^a(211)$	$-i_a$	i_a	v_{10}	$v_{10}^a(122)$	i_a	$-i_a$
	$v_1^b(100)$	i_a	$-i_a$		$v_{10}^b(011)$	$-i_a$	i_a
v_4	$v_4^a(221)$	i_c	$-i_c$	v_{13}	$v_{13}^a(112)$	$-i_c$	i_c
	$v_4^b(110)$	$-i_c$	i_c		$v_{13}^b(001)$	i_c	$-i_c$
v_7	$v_7^a(121)$	$-i_b$	i_b	v_{16}	$v_{16}^a(212)$	i_b	$-i_b$
	$v_7^b(010)$	i_b	$-i_b$		$v_{16}^b(101)$	$-i_b$	i_b

Tableau (II.6) : Relation entre les courants des condensateurs et ceux de la charge triphasée.

II.4.2.4.2 Choix de la redondance à appliquer

Pour chaque état redondant, on applique la redondance qui tend à supprimer le déséquilibre entre les tensions v_{c1} et v_{c2} . Pour cela, on doit mesurer à tout instant ces tensions et la différence entre elles. On choisit la redondance qui tend à augmenter la plus faible et à diminuer la plus forte des deux tensions v_{c1} et v_{c2} . La tension d'un condensateur augmente si le courant qui le traverse est positif, et par contre, elle diminue si ce courant est négatif. Donc le choix de l'état redondant à appliquer est basé sur deux facteurs principaux : la différence $v_{c1} - v_{c2}$ et les signes des courants de charge i_a , i_b et i_c . Le tableau (II.7) montre la manière adoptée pour le choix de l'état redondant, où i_x est le courant de charge qui peut être i_a , i_b ou i_c selon le vecteur à étudier.

	$i_x \geq 0$	$i_x < 0$
$v_{c1} - v_{c2} \geq 0$	a	b
$v_{c1} - v_{c2} < 0$	b	a

Tableau (II.7) : Conditions du choix d'un état redondant.

II.4.3 Bus continu

L'onduleur à deux niveaux dispose en entrée d'un condensateur référencé C_{dc} de forte capacité, qui a un rôle très important dans un système photovoltaïque dans le maintien d'un point de fonctionnement stable. Il a une fonction d'accumulateur d'énergie et une fonction de filtrage des fluctuations de tension dues aux commutations.

Dans le cas des onduleurs multiniveaux, le bus continu peut être modélisé par un condensateur fictif C_{eq} comme il est représenté dans la figure (II.26). Ce condensateur est équivalent aux condensateurs réels du diviseur capacitif, sa capacité est déterminée selon le nombre des niveaux de l'onduleur utilisé.

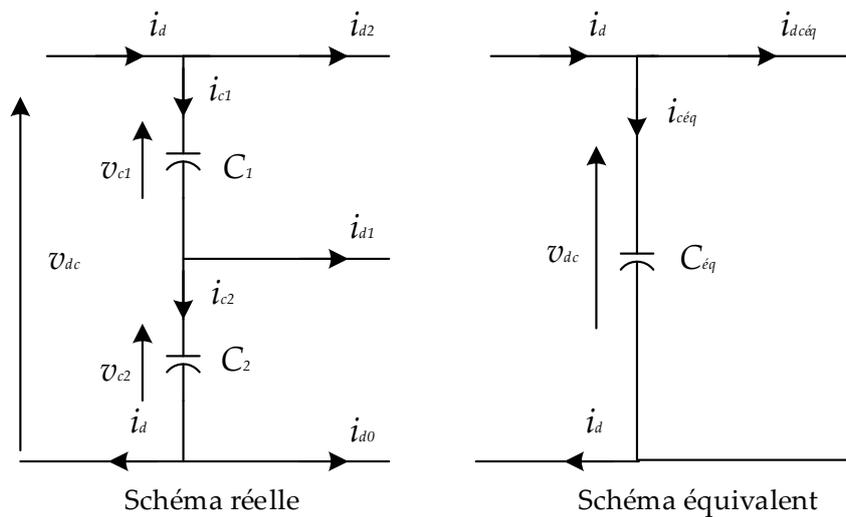


Figure (II.26) : Schémas réelle et équivalent du bus continu d'un onduleur NPC.

À l'aide de l'équivalence en puissance côté continu on peut écrire :

$$P_{eq} = P_{réelle} \tag{II.63}$$

Pour un onduleur NPC, les puissances fictive $P_{\acute{e}q}$ et réelle $P_{réelle}$ sont exprimées, en fonction de la puissance à la sortie du hacheur ($P_{dc} = \dot{i}_d v_{dc}$), comme suit :

$$\begin{cases} P_{\acute{e}q} = P_{dc} - v_{dc} i_{c\acute{e}q} = P_{dc} - C_{\acute{e}q} v_{dc} \frac{dv_{dc}}{dt} \\ P_{réelle} = P_{dc} - (v_{c1} i_{c1} + v_{c2} i_{c2}) \end{cases} \quad (\text{II.64})$$

En supposant que les deux condensateurs sont identiques ($C_1 = C_2 = C$) et que la tension totale v_{dc} est presque uniformément répartie sur ces condensateurs ($v_{c1} \approx v_{c2} \approx v_{dc}/2$), on peut écrire :

$$P_{réelle} = P_{dc} - \left(\frac{v_{dc}}{2} (i_{c1} + i_{c2}) \right) = P_{dc} - \left(\frac{C}{2} v_{dc} \frac{dv_{dc}}{dt} \right) \quad (\text{II.65})$$

A partir des trois équations précédentes, on peut déterminer la relation entre la capacité équivalente et les capacités réelles comme suit :

$$C_{\acute{e}q} = \frac{C}{2} \quad (\text{II.66})$$

Et le courant dans le condensateur équivalent s'exprime comme suit :

$$i_{c\acute{e}q} = \frac{i_{c1} + i_{c2}}{2} \quad (\text{II.67})$$

Le courant équivalent à l'entrée de l'onduleur est :

$$i_{dc\acute{e}q} = \frac{P_{dc}}{v_{dc}} - \left(\frac{i_{c1} + i_{c2}}{2} \right) \quad (\text{II.68})$$

II.4.4 Filtre de raccordement

Pour la connexion au réseau électrique on place entre la sortie de l'onduleur et le réseau un filtre qui permet à l'onduleur de fournir au réseau des courants quasi sinusoïdaux. D'un point de vue formel, il transforme l'onduleur de tension en un onduleur de courant. Ce filtre est un filtre de premier ordre qui est en réalité une simple inductance. Il a comme objectifs [49] :

- Atténuer les harmoniques hautes fréquences dues aux commutations de l'onduleur ;
- Limiter la dynamique du courant, de façon à le rendre plus facile à contrôler ;
- Réduire au point de raccordement au réseau (PCC), l'amplitude des créneaux de tension générés.

Les ondulations crêtes du courant sont choisies comme critère de dimensionnement de l'inductance. Pour calculer les ondulations du courant, il est considéré qu'il n'y a pas de charge et que l'effet de la résistance de l'inductance est négligeable. Dans ces conditions, la tension de référence de l'onduleur est égale à la tension de source. La valeur de cette bobine est donnée selon [50] par :

$$L_f = \frac{v_s}{2\sqrt{6} f_h \Delta i_{\max}} \quad (\text{II.69})$$

Pour une ondulation crête de courant de 3.8A (15% du courant i_f), une tension efficace de réseau de 5.5kV et une fréquence de commutation de 10 kHz, la valeur de l'inductance est de 29mH qui peut être arrondi à 30mH.

II.5 Modélisation et commande du système photovoltaïque complet

II.5.1 Modélisation du système

Vu de PCC, le système photovoltaïque étudié peut être représenté par le modèle simplifié de la figure (II.27). Le principe de ce modèle consiste à représenter le côté alternatif de système par trois sources de tension sinusoïdales connectées au PCC via un filtre (R_f , L_f). Le circuit continu est représenté par une source de courant connectée au condensateur C_{eq} .

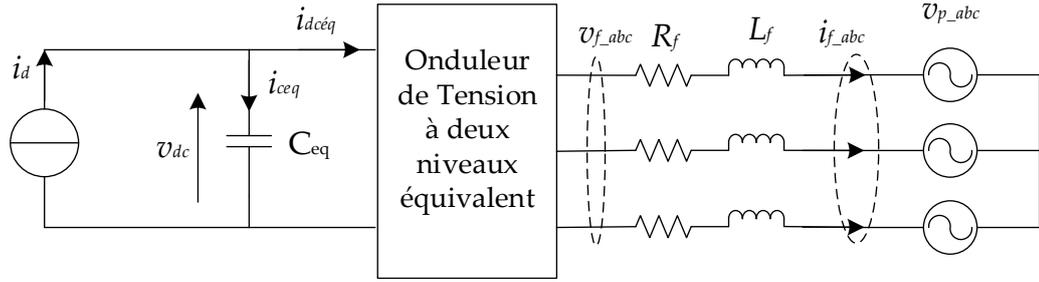


Figure (II.27) : Structure triphasée du système PV couplé au réseau.

Le courant dans une phase de l'onduleur dépend de la différence entre la tension v_{px} (tension au PCC, avec : $x=a, b$ ou c) et la tension ajustable à la sortie de l'onduleur v_{fx} . En appliquant la loi des mailles on obtient :

$$\begin{bmatrix} v_{fa} \\ v_{fb} \\ v_{fc} \end{bmatrix} = R_f \begin{bmatrix} i_{fa} \\ i_{fb} \\ i_{fc} \end{bmatrix} + L_f \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{fa} \\ i_{fb} \\ i_{fc} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_{pa} \\ v_{pb} \\ v_{pc} \end{bmatrix} \quad (\text{II.70})$$

Afin de simplifier le modèle étudié, la transformation de Park a été appliquée pour transférer les grandeurs triphasées du côté alternatif vers des grandeurs biphasées continues. Il y a deux motivations principales derrière cette transformation :

- Les trois variables du modèle mathématique peuvent être remplacés uniquement par deux variables ;
- Les deux variables biphasées peuvent être vues comme variables continues.

La transformation de Park est définie par la matrice suivante :

$$\begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \sin(\theta) & \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \quad (\text{II.71})$$

L'angle θ est estimé par un PLL (Phase Locked Loop) triphasé à partir des tensions du PCC. La composante v_{pq} générée par cette transformation est asservie à zéro par action sur l'angle du repère de Park (θ_{est}). En régime établi, l'angle θ_{est} est égal à l'angle du réseau θ . Le principe du PLL triphasé est détaillé dans l'annexe 'A'.

Dans le repère tournant (d, q), le modèle transformé devient :

$$\begin{bmatrix} \frac{di_{fd}}{dt} \\ \frac{di_{fq}}{dt} \end{bmatrix} = \frac{1}{L_f} \begin{bmatrix} -R_f & \omega \\ -\omega & -R_f \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{fd} \\ i_{fq} \end{bmatrix} + \frac{1}{L_f} \begin{bmatrix} v_{fd} - v_{pd} \\ v_{fq} - v_{pq} \end{bmatrix} \quad (\text{II.72})$$

Avec ω : pulsation des tensions triphasées.

Pour le côté continu de l'onduleur, l'équation du courant continu équivalent i_{ceq} circulant dans le bus continu en fonction de la tension continue globale est donnée par :

$$i_{ceq} = C_{eq} \frac{dv_{dc}}{dt} \quad (\text{II.73})$$

En se basant sur le principe de conservation des puissances entre la puissance de côté continu P_{dc} et celle de côté alternatif P_f et en négligeant les pertes de commutation de l'onduleur et du hacheur, il est possible d'exprimer le courant i_{ceq} en fonction des tensions et des courants côté alternatif comme suit :

$$i_{ceq} = \frac{P_{pv} - P_f}{v_{dc}} \quad (\text{II.74})$$

Si on néglige la puissance dissipée dans le filtre (R_f , L_f), on peut dire que la puissance de sortie de l'onduleur P_f est la même que celle du point PCC (P_{pcc}), ce qui donne :

$$\frac{dv_{dc}}{dt} = \frac{P_{pv} - P_{pcc}}{C_{dc} v_{dc}} \quad (\text{II.75})$$

Dans un repère tournant (d, q), et du fait que les trois tensions du PCC peut considérer comme un système triphasé équilibré, les puissances instantanées active et réactive sont données par l'expression ci-dessous :

$$\begin{bmatrix} P_{pcc} \\ Q_{pcc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{pd} & v_{pq} \\ v_{pq} & -v_{pd} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{fd} \\ i_{fq} \end{bmatrix} \quad (\text{II.76})$$

Cependant, l'utilisation d'un PLL permet au vecteur de tension d'être aligné sur l'axe 'd' et la composante quadratique sera nulle ($v_{pq} = 0$). Par conséquent, l'équation (II.73) se simplifié à :

$$\frac{dv_{dc}}{dt} = \frac{P_{pv} - (v_{pd} i_{fd} + v_{pq} i_{fq})}{C_{dc} v_{dc}} = \frac{P_{pv} - v_{pd} i_{fd}}{C_{dc} v_{dc}} \quad (\text{II.77})$$

Le modèle mathématique de l'onduleur dans le repère (d, q) est donné par les équations (II.70) et (II.75), ce modèle est utilisé pour synthétiser la commande de l'onduleur.

II.5.2 Commande du système photovoltaïque

La structure de commande du système PV à base d'onduleur de tension est montrée dans la figure (II.28). L'objectif c'est d'obtenir un système de courants sinusoïdaux équilibrés et en phase avec la tension, ceci implique que la puissance réactive générée doit être nulle. La structure de contrôle générique d'un système PV connecté au réseau est constituée de deux boucles de régulation imbriquées: une boucle externe pour le contrôle de la tension du bus continu et une boucle interne de contrôle des courants direct et quadrature.

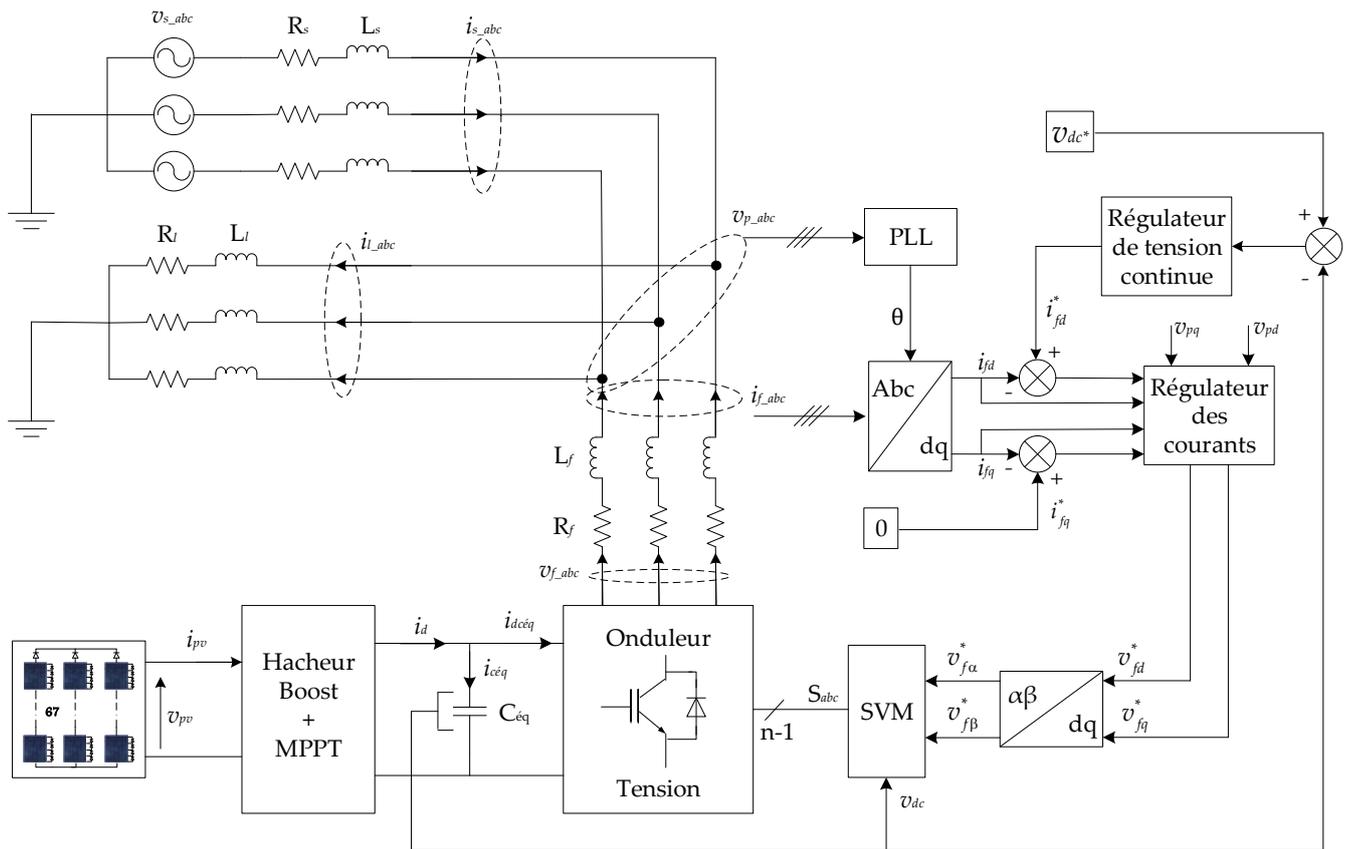


Figure (II.28) : Structure de contrôle générique d'un système PV connecté au réseau.

II.5.2.1 Découplage du modèle de l'onduleur

L'équation (II.72) montre que le modèle de l'onduleur dans le repère (d, q) fait apparaître des termes de couplage entre les axes d et q. Dans ce système les composantes directe et quadrature du courant (i_{fd} et i_{fq}) sont les variables d'états, les composantes v_{fd} et v_{fq} sont les variables de commande et v_{pd} et v_{pq} sont les variables de perturbation. Ce système peut être découplé par le changement de variables suivant :

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = R_f \begin{bmatrix} i_{fd} \\ i_{fq} \end{bmatrix} + L_f \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{fd} \\ i_{fq} \end{bmatrix} \quad (II.78)$$

Où les deux composantes v_d et v_q sont les nouvelles variables de commandes obtenus à partir de deux régulateurs PI.

A partir de cette équation on définit les deux systèmes découplés de premier ordre suivants :

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{fd} \\ i_{fq} \end{bmatrix} = \frac{-R_f}{L_f} \begin{bmatrix} i_{fd} \\ i_{fq} \end{bmatrix} + \frac{1}{L_f} \begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} \quad (II.79)$$

Les tensions de références de l'onduleur sont calculées à l'aide de l'équation (II.72) comme suit :

$$\begin{bmatrix} v_{fd}^* \\ v_{fq}^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} + L_f \omega \begin{bmatrix} -i_{fq} \\ i_{fd} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_{pd} \\ v_{pq} \end{bmatrix} \quad (II.80)$$

La boucle de contrôle de courant interne calcule les tensions de référence nécessaires pour le block de la modulation vectorielle, qui à son tour calcule les signaux d'ouverture et fermeture des IGBTs. Dans le cadre de cette étude, on a utilisé deux correcteurs PI dans le repère tournant pour contrôler les composantes active et réactive du courant. La Figure (II.29) présente la structure de la boucle interne de contrôle de courant.

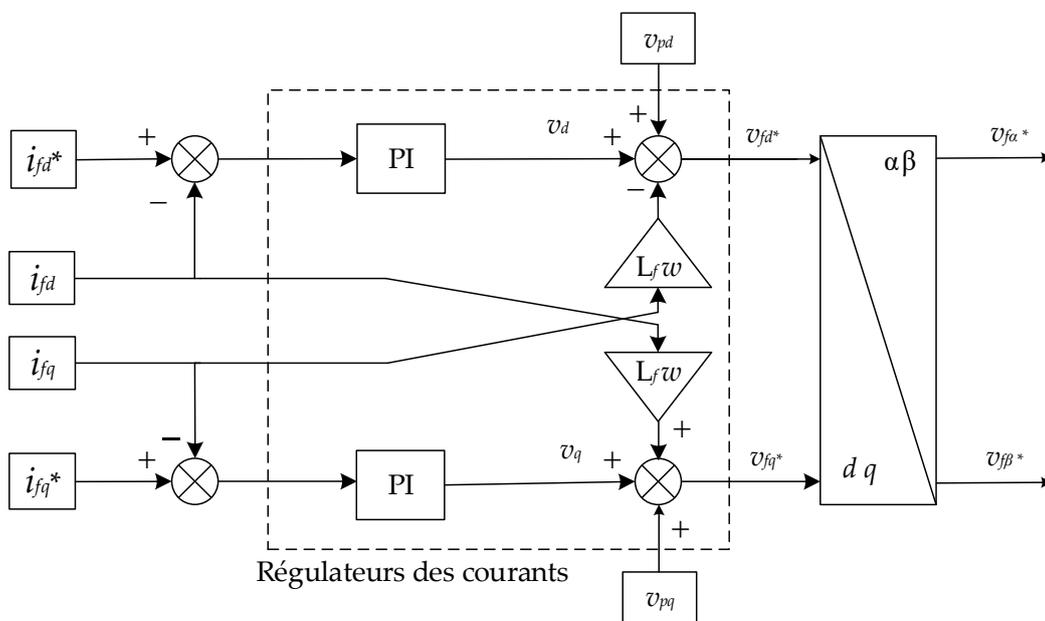


Figure (II.29) : Boucle interne de contrôle de courant.

II.5.2.2 Synthèse des régulateurs des courants

Le correcteur proportionnel-intégral est le correcteur le plus classiquement utilisé pour le contrôle du courant à cause de sa simplicité. La fonction de transfert correspondante est donnée par :

$$R(p) = \frac{k_p p + k_i}{p} \quad (II.81)$$

Où : p est l'opérateur de Laplace, k_p et k_i désignent les gains de régulateur.

Après compensation, le schéma simplifié de la boucle de régulation du courant est illustré par la figure (II.30).

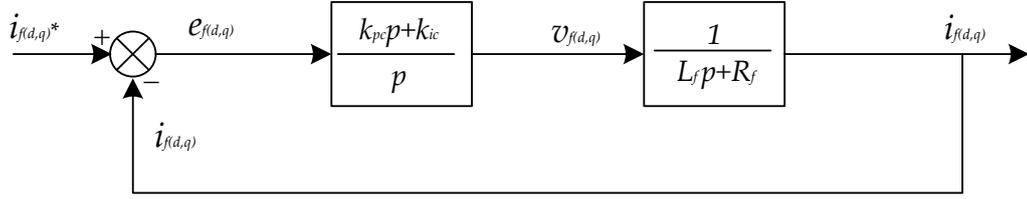


Figure (II.30) : Schéma bloc de régulation des courants par des régulateurs PI.

La fonction de transfert en boucle ouverte correspondante à ce schéma est :

$$F(p) = \frac{k_{pc}p + k_{ic}}{p} \frac{1}{L_f p + R_f} \quad (\text{II.82})$$

La fonction de transfert en boucle fermée sera donc :

$$H(p) = \frac{k_{pc}p + k_{ic}}{L_f p^2 + (R_f + k_{pc})p + k_{ic}} \quad (\text{II.83})$$

Pour commander le système en boucle fermée, il est nécessaire de bien choisir les coefficients k_{pc} et k_{ic} . Dans la méthode d'imposition des pôles, on doit faire une analogie entre l'équation caractéristique de la fonction $H(p)$ et celle de la fonction de transfert d'un système du deuxième ordre en boucle fermée donnée par :

$$G(p) = p^2 + 2\xi_c \omega_{nc} p + \omega_{nc}^2 \quad (\text{II.84})$$

Finalement on en déduit les valeurs des constantes du régulateur comme suit :

$$\begin{aligned} k_{pc} &= 2\xi_c \omega_{nc} L_f - R_f \\ k_{ic} &= L_f \omega_{nc}^2 \end{aligned} \quad (\text{II.85})$$

Où ξ_c et ω_{nc} représentent respectivement le facteur d'amortissement et la pulsation du système du deuxième ordre.

II.5.2.3 Synthèse du régulateur de la tension continue

La tension continue v_{dc} aux bornes du bus continu, doit être maintenue constante. 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 de l'onduleur. Afin d'assurer la régulation de la tension continue, un régulateur est indispensable.

L'application de la transformation de Laplace sur l'équation (II.73) conduit à :

$$v_{dc}(p) = \frac{1}{C_{\acute{e}q} p} i_{c\acute{e}q}(p) \quad (\text{II.86})$$

Pour obtenir le signal $i_{céq}^*$ nous avons le choix entre un régulateur proportionnel et un régulateur proportionnel intégral. Ce dernier est souvent préférable du fait qu'il permet d'annuler l'erreur statique. Le bloc de régulation de la tension continue peut-être représenté par le schéma illustré dans la figure (II.31).

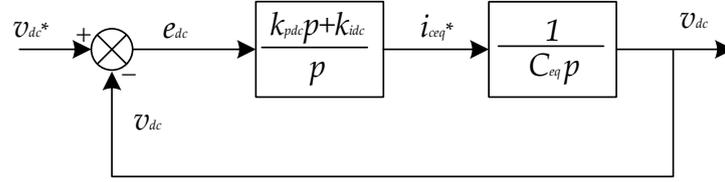


Figure (II.31) : Schéma bloc de régulation de la tension continue par un régulateur PI.

La fonction de transfert en boucle ouverte correspondante à ce schéma est :

$$F_{dc}(p) = \frac{k_{pdc}p + k_{idc}}{p} \frac{1}{C_{eq}p} \quad (II.87)$$

La fonction de transfère en boucle fermée sera donc :

$$H_{dc}(p) = \frac{k_{pdc}p + k_{idc}}{C_{eq}p^2 + k_{pdc}p + k_{idc}} \quad (II.88)$$

On doit faire une analogie entre l'équation caractéristique de la fonction $H_{dc}(p)$ et celle de la fonction de transfert d'un système du deuxième ordre en boucle fermée donnée par :

$$G_{dc}(p) = p^2 + 2\xi_{dc}\omega_{ndc}p + \omega_{ndc}^2 \quad (II.89)$$

Finalement on trouve les valeurs des constantes du régulateur comme suit :

$$\begin{aligned} k_{pdc} &= 2\xi_{dc}\omega_{ndc}C_{eq} \\ k_{idc} &= C_{eq}\omega_{ndc}^2 \end{aligned} \quad (II.90)$$

La régulation du bus continu fournit la référence du courant côté continu $i_{céq}^*$, puis on calcul la référence du courant actif du côté alternatif i_{fd}^* à partir de l'équation (II.77), ce qui donne :

$$i_{fd}^* = \frac{P_{pv} - v_{dc}i_{céq}^*}{v_{pd}} \quad (II.91)$$

II.6 Simulations numériques

II.6.1 Description du système à simuler

Pour vérifier la validité du système PV proposé, on a utilisé un champ photovoltaïque connecté à un réseau de distribution de 5.5kV, un hacheur boost commandé en MPPT de type incrémentation de conductance, un onduleur triphasé de type NPC à trois niveaux commandé en SVM et un

transformateur triphasé. On a utilisé aussi une charge variable pour évaluer le comportement du système étudié. Une étude comparative avec un système PV à deux niveaux est également envisagée.

Les paramètres du système à simuler sont regroupés dans le tableau (II.8), les paramètres du système à trois niveaux qui se diffèrent à ceux du système à deux niveaux sont misent entre parenthèse :

Réseau		Hacheur		Charge	
Paramètre	Valeur	Paramètre	Valeur	Paramètre	Valeur
v_{seff}	5.5 kV	C_e	65 μF	$L_1 (P_1, Q_1)$	30 kW
L_s	5 μH	L_e	8 mH		0.3 kVAR
R_s	6 m Ω	f_s	5 kHz	$L_2 (P_2, Q_2)$	30 kW
f_s	50 Hz	$\Delta\alpha$	0.001		12 kVAR
Onduleur		PI		Transformateur	
Paramètre	Valeur	Paramètre	Valeur	Paramètre	Valeur
L_f	30 mH	ξ_c	1	v_{neff}	5.5 kV
R_f	0.3 m Ω	ω_{nc}	70000	S_n	60 kVA
v_{dc}^*	5 kV	ξ_{dc}	0.707	f_n	50 Hz
f_h	5 kHz	ω_{ndc}	125 (225)	(L_p, R_p)	60 m $\Omega, 3e-4$ H
C_{dc}	6.5 mF	$\omega(\text{découplage})$	100 π	(L_s, R_s)	20 m $\Omega, 1e-4$ H

Tableau (II.8) : Paramètres du système à simuler.

D'après l'équation (II.35), la tension efficace du PCC admissible est la moitié de la tension du bus continue soit 2.75 kV, mais la tension du PCC est de 5.5 kV, donc un transformateur est souvent nécessaire entre la PCC et l'onduleur afin d'abaisser la tension vue par ce dernier de moins de moitié. Dans notre cas un transformateur abaisseur de rapport de transformation $m_t=1/3$ est utilisé.

II.6.2 Résultats des simulations

Afin de bien étudier le comportement de notre système face aux changements climatiques et de charge, on a soumis le système photovoltaïque aux variations suivantes :

- Au début, le système alimente la charge (L_1) aux conditions standards de température et de l'ensoleillement ;
- À $t = 0.25s$, on change l'irradiation de 1000 W/m² à 750 W/m² puis on revient de 1000 W/m² à $t = 0.5s$ sous la température standard (25 °C) ;
- À $t = 0.5s$, on change la température de 25 °C à 50 °C puis on revient de 25 °C à $t = 0.75s$ sous l'irradiation standard (1000 W/m²) ;
- À $t = 0.75s$, on charge de plus la ligne par la charge (L_2) ;
- À $t = 1s$, la charge (L_2) est déconnectée.

A partir des courbes de la figure (II.32), 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 inférieure à 0.05s lors de la variation de la charge avant qu'elle revienne à sa référence avec une erreur statique pratiquement nulle. Les tensions aux bornes des condensateurs dans le cas d'onduleur à trois niveaux sont représentées sur la figure (II.33). Cette

dernière montre que ces tensions sont maintenues équilibrées par l'algorithme de stabilisation associé à la SVM. A noter que l'absence de cet algorithme provoque un déséquilibre entre les deux tensions qui peut détruire les composants de puissance ou les condensateurs eux-mêmes.

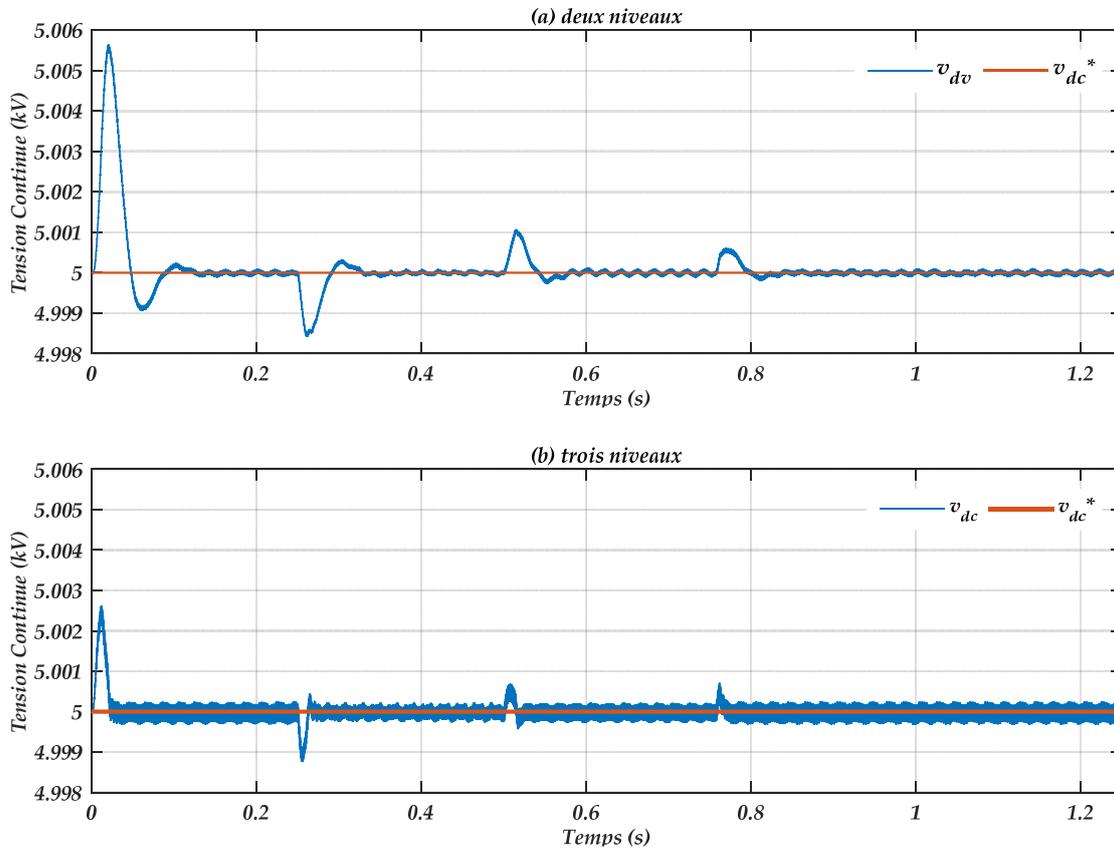


Figure (II.32) : Tension du bus continu et sa référence : (a) onduleur à deux niveaux, (b) onduleur à trois niveaux

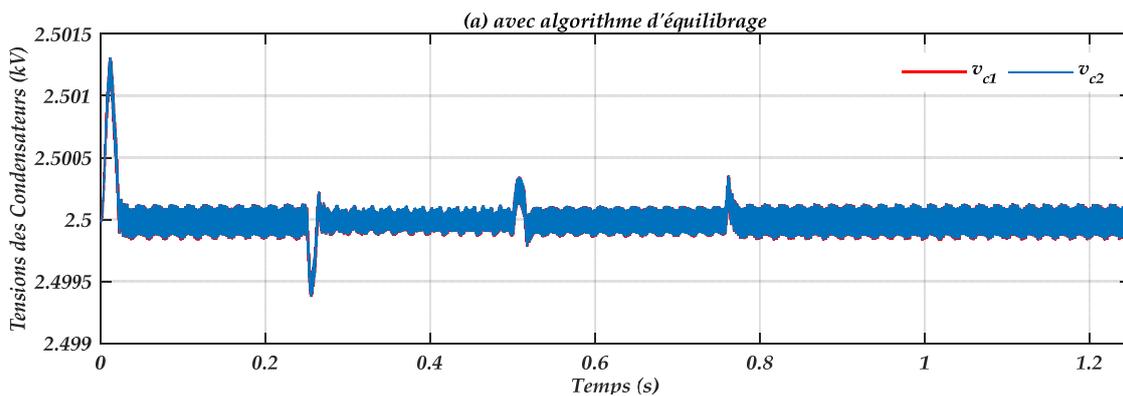


Figure (II.33) : Tensions aux bornes des condensateurs dans le cas d'onduleur à trois niveaux.

Les figures (II.34) et (II.35) prouvent l'efficacité des contrôleurs PI utilisées où les courants réactif et actif suivent leurs références avec un faible dépassement et une erreur statique nulle en régime permanent. Le courant réactif est toujours nul afin d'assurer un fonctionnement à facteur de puissance unitaire côté onduleur, cela est plus claire dans la figure (II.36) où le courant est en phase avec la tension correspondante quel que soit les changements climatiques ou de la charge.

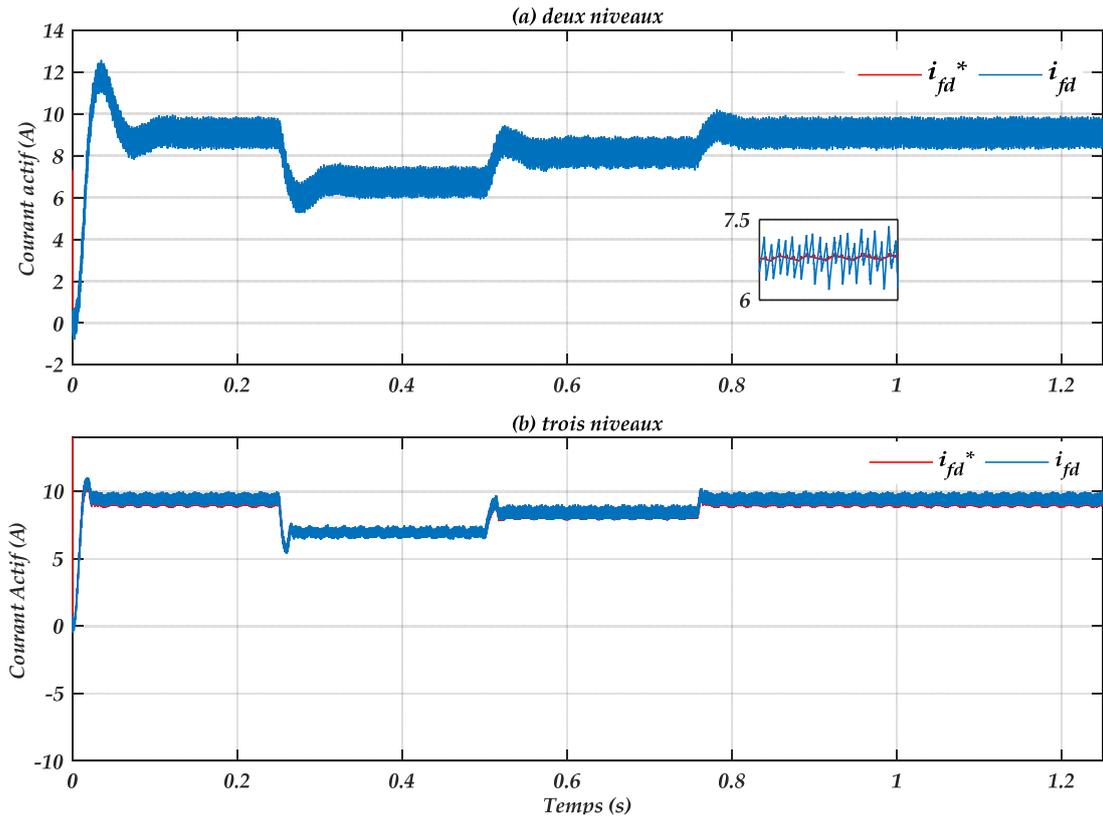


Figure (II.34) : Courant actif injecté par l'onduleur dans le réseau et sa référence : (a) onduleur à deux niveaux, (b) onduleur à trois niveaux

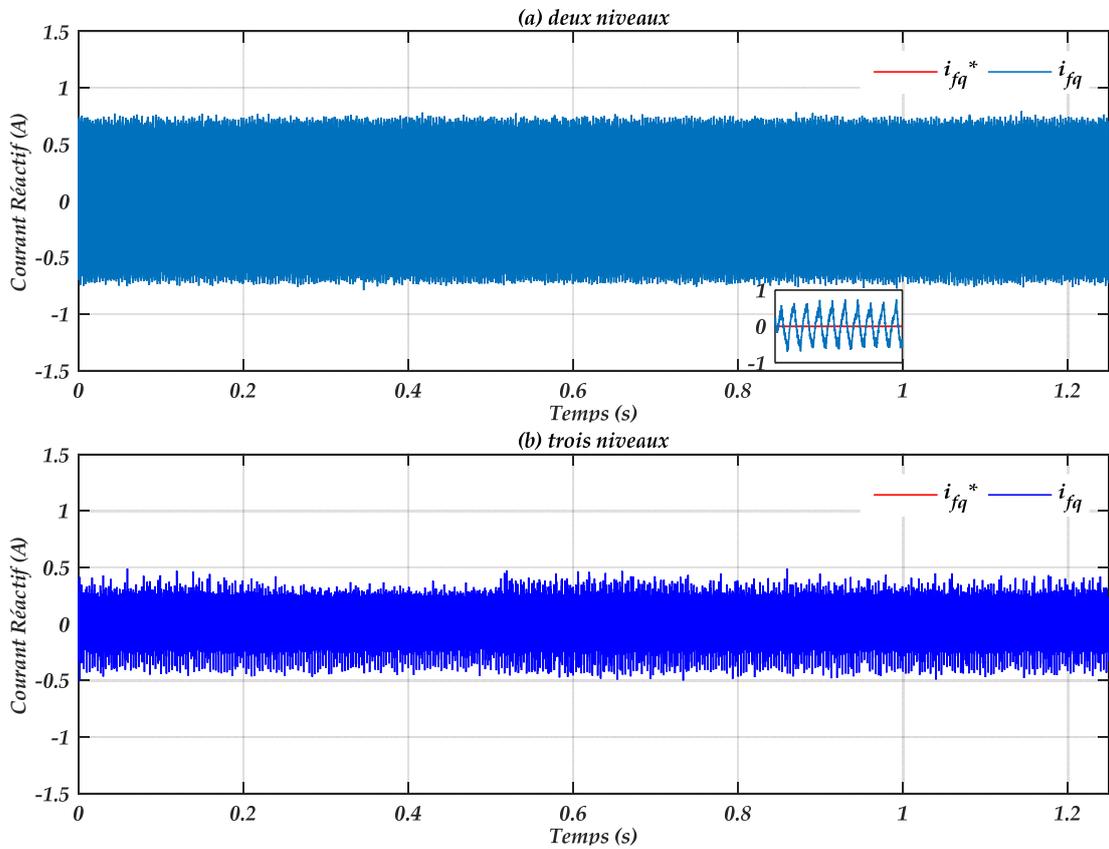


Figure (II.35) : Courant réactif injecté par l'onduleur dans le réseau et sa référence : (a) onduleur à deux niveaux, (b) onduleur à trois niveaux.

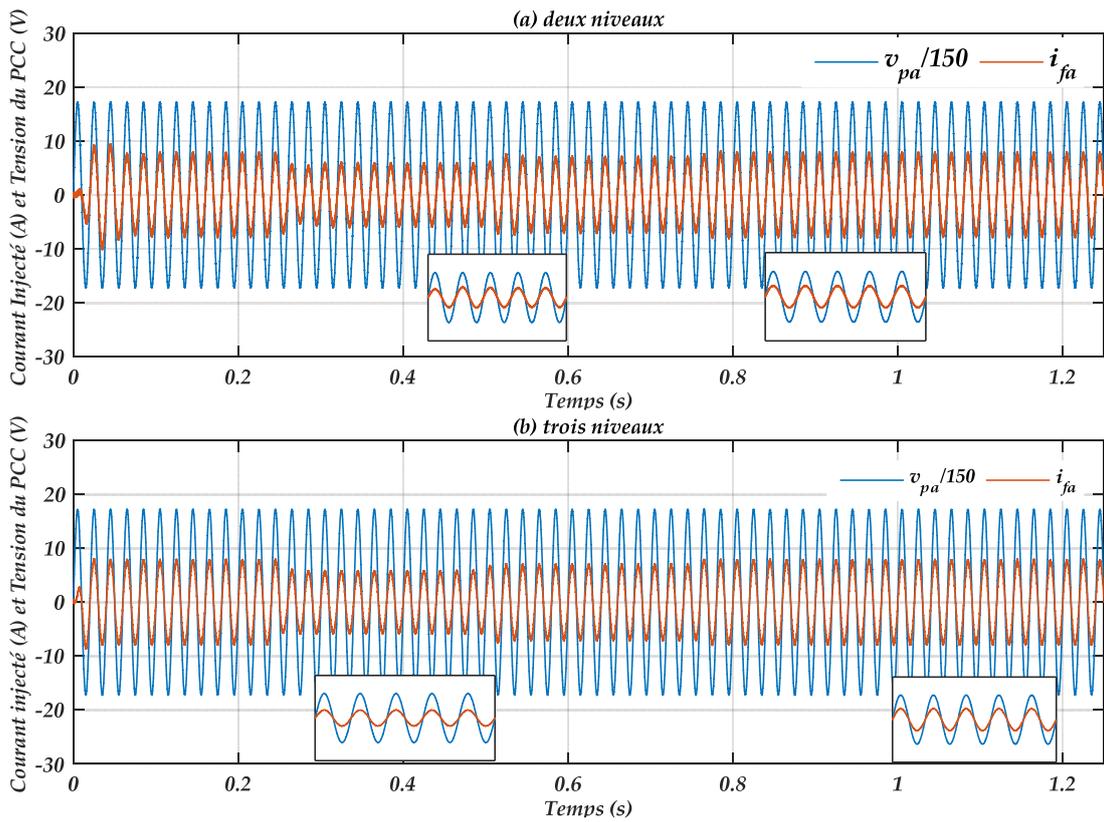


Figure (II.36) : Courant de la première phase injecté par l'onduleur dans le réseau et la tension réduite de la première phase du PCC : (a) onduleur à deux niveaux, (b) onduleur à trois niveaux.

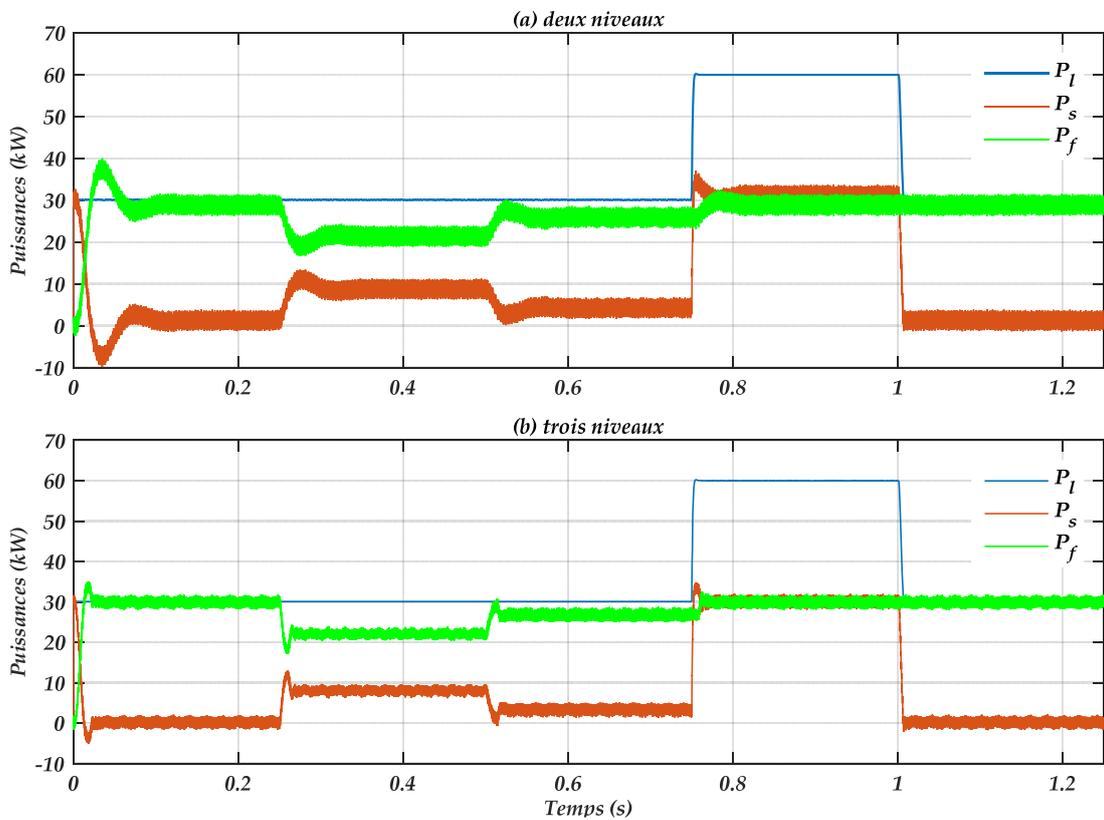


Figure (II.37) : Puissance active consommée par la charge, délivrée par la source et injectée par le système PV : (a) onduleur à deux niveaux, (b) onduleur à trois niveaux.

D'après la figure (II.37), on constate bien nettement que la puissance consommée par la charge est égale à la somme des puissances produite par le champ PV et celle fournit par le réseau, autrement dit la charge est alimentée des deux côtés. On constate également qu'en absence de la charge L_2 , la puissance du réseau est très faible et tend vers la valeur nulle. Le couplage d'une deuxième charge dans le réseau provoque une grande appelle de la puissance active. Toutefois, la puissance du champ PV reste constante et c'est le réseau qui va délivre le reste de cette demande de puissance.

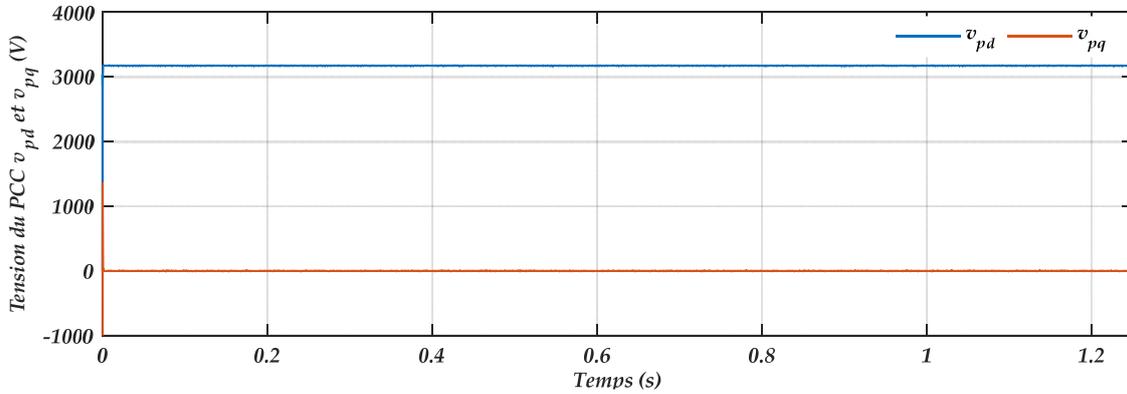


Figure (II.38) : Composantes directe et quadrature de la tension du PCC.

Sur la figure (II.38), on remarque que la composante en quadrature de la tension est toujours nulle, ce qui montre le bon fonctionnement de la PLL triphasé utilisé.

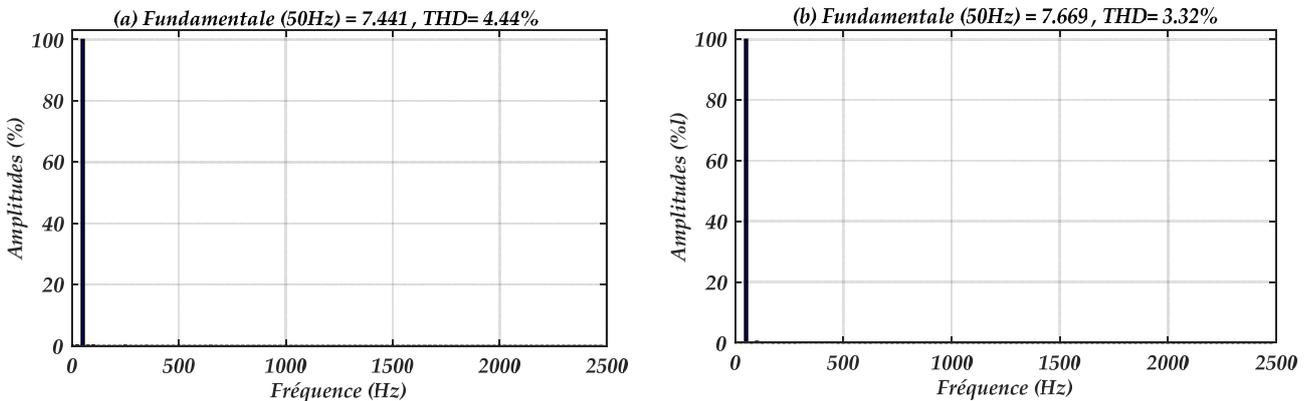


Figure (II.39) : THD du courant injecté par l'onduleur dans le réseau : (a) onduleur à deux, (b) onduleur à trois niveaux.

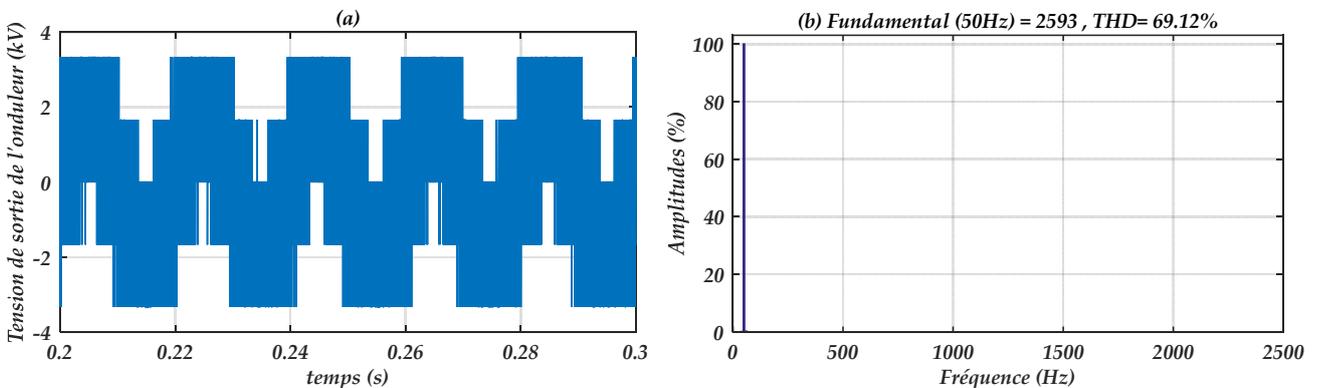
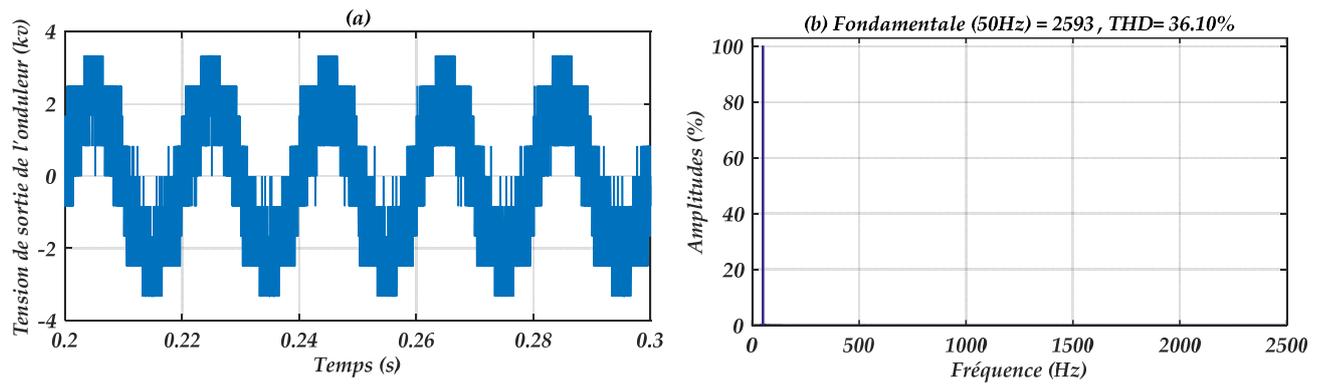
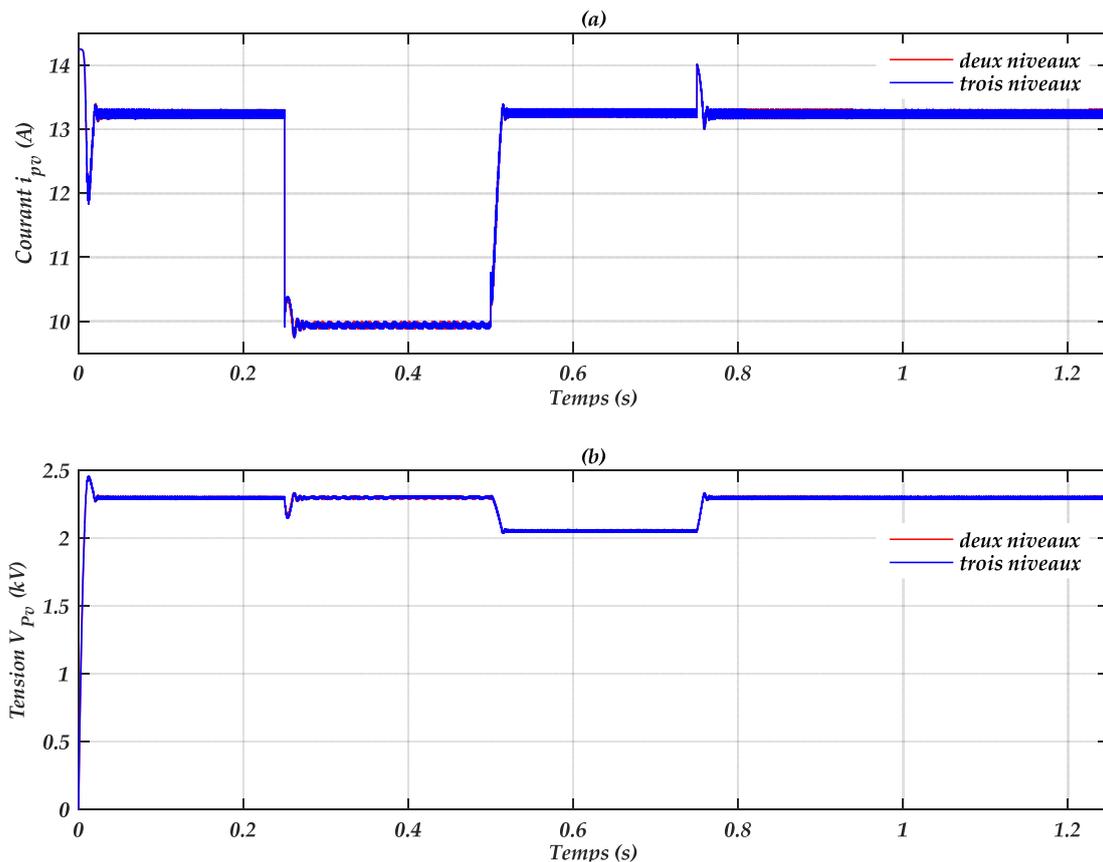


Figure (II.40) : Onduleur à deux niveaux, (a) Forme d'onde de tension de sortie, (b) Son THD.



Les figures (II.39) (II.40) et (II.41) indiquent le THD du courant injecté par l'onduleur dans le réseau et la forme d'onde et le THD de tension simple de sortie des onduleurs à deux et à trois niveaux dans les mêmes conditions de fonctionnement. Ces figures montrent que l'onduleur à trois niveaux produit un courant et une tension avec THD plus faible par rapport à l'onduleur à deux niveaux. Ce constat est prévisible du fait que les réponses du système photovoltaïque à base d'onduleur multiniveaux ont eu de faibles ondulations.



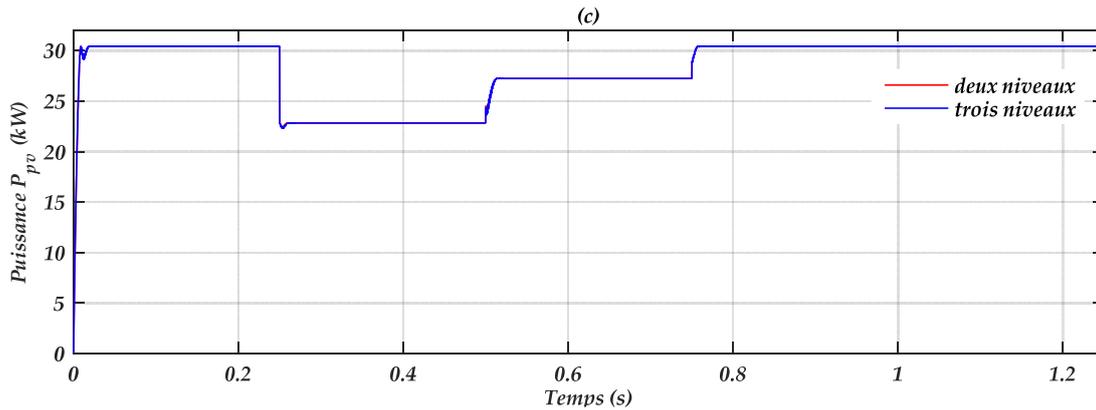


Figure (II.42) (suite) : Performances de champ PV : (c) puissance fournit par le champ.

La figure (II.42) montre les allures du courant du champ, de la tension et de la puissance délivrée par le champ photovoltaïque, obtenues par la technique d'Incrémentation de conductance. Ces résultats confirment les résultats obtenus précédemment lorsque le champ alimentait une charge résistive à travers d'un hacheur boost.

II.7 Conclusion

Ce chapitre est consacré dans sa première partie, à l'étude théorique et par simulation numérique 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 les deux méthodes de MPPT les plus utilisées qui sont la méthode de P&O et de l'incrémentation de l'inductance.

Ensuite nous avons présenté la modélisation des onduleurs de tension à deux et à trois niveaux de type NPC qui sert de l'intersection entre le hacheur boost et le réseau, ainsi que leurs modulations vectorielles. Un algorithme d'équilibrage des tensions continues est indispensable dans le cas d'onduleurs à trois niveaux.

Après, on a développé un modèle du système PV connecté au réseau capable de générer un système de courants sinusoïdaux équilibrés et en phase avec les tensions correspondantes, ceci implique que la puissance réactive générée est nulle. Une synthèse de l'ensemble des régulateurs a été abordée pour assurer le bon fonctionnement de ce système.

La simulation du système proposé montre l'efficacité de la méthode adoptée dans la régulation des puissances active est réactive à travers le contrôle des courants actif et réactif correspondants. Cette méthode de régulation est réalisée à l'aide des régulateurs de types proportionnel intégral. En outre, Cette étude a prouvé clairement l'avantage d'utilisation des onduleurs multiniveaux par rapport aux onduleurs conventionnels. Elle a vérifié aussi l'efficacité de l'algorithme d'équilibrage des tensions de condensateurs associé à la modulation vectorielle trois niveaux.

Chapitre III

Commande par Mode de Glissement d'un Système Photovoltaïque Connecté au Réseau

III.1 Introduction

Généralement, les techniques de commande sont appliquées dans le but de résoudre le problème des variations paramétriques, d'assurer une erreur statique nulle, de garantir une réponse rapide, et d'avoir donc un système de contrôle stable et robuste. Parmi ces techniques, on trouve la commande à structure variable connue par sa simplicité et sa robustesse. La théorie des systèmes à structure variable fait l'objet de multiples études depuis une cinquantaine d'années. Les premiers travaux sur ce type de systèmes sont ceux d'Anosov [51], de Tzypkin [52] et d'Emelyanov [53].

Cette théorie est devenue plus intéressante et attractive à la fin des années soixante-dix lorsque Utkin introduit la théorie des modes glissants (en anglais : sliding mode control) [54]. Elle est considérée comme l'une des approches de commande des systèmes non linéaires et des systèmes ayant des modèles imprécis grâce aux avantages qu'elle présente (robustesse vis-à-vis des paramètres variables, une bonne stabilité, un temps de réponse très faible) [55]. La commande par mode de glissement est un mode de fonctionnement particulier des systèmes de réglage à structures variables (S.S.V). Elle est caractérisée par la discontinuité de la commande aux passages par une surface de commutation. Toute repose donc sur le choix approprié de cette surface de commutation appelée encore surface de glissement. L'utilisation des surfaces linéaires dans la synthèse des lois de commande par mode de glissement est jugée satisfaisante par les auteurs en terme de stabilité [56, 57].

Dans ce chapitre, on montrera comment la commande par mode de glissement peut être appliquée au contrôle du système photovoltaïque connecté au réseau. Pour cela, on présentera tout d'abord un rappel théorique sur la commande par mode de glissement. On abordera ensuite la conception de l'algorithme de commande avec ces différentes étapes, puis on appliquera cette commande au système proposé en remplaçant les régulateurs classiques PI par des régulateurs de types mode glissant. On terminera par la représentation et interprétation des résultats obtenus puis les comparer avec ceux obtenus avec régulateurs PI.

III.2 Domaine d'application du réglage par mode glissant

La technique du réglage par mode glissant a connu des développements importants dans tous les domaines de la commande. Dans le domaine des commandes hydrauliques ou pneumatiques, il existe des valves fonctionnant par tout ou rien qui ne possèdent que deux états stables, complètement ouvertes ou complètement fermées. Ces valves admettent des fréquences de commutation de quelques 10Hz [58].

Les entraînements électriques pour des machines-outils ou des robots, entraînements qui nécessitent soit un réglage de la vitesse de rotation soit un réglage de position. Dans ce cas le comportement dynamique à haute performance et la possibilité de limiter facilement certaines grandeurs (comme le courant et la vitesse de rotation) sont des avantages incontestables en faveur du réglage par mode glissant [58].

III.3 Avantages de la commande par mode glissant

Cette commande présente les caractéristiques suivantes [58]:

- La réponse du système est insensible et robuste aux variations de certains paramètres et aux effets troubles de la charge, et des perturbations ;
- Le choix de la surface de commutation est assez libre ;
- La commande est adoucie par la présence de la commande équivalente, celle-ci peut être supprimée au prix d'une augmentation de la commande.

III.4 Commande par mode de glissement

Cette commande consiste à amener la trajectoire d'état du système bouclé à partir d'une condition initiale quelconque $x(t=0) = x_0$ vers une surface de glissement et à la faire commuter à l'aide d'une logique de commutation autour de la surface jusqu'au point d'équilibre.

Le principe de la commande par modes glissants est de contraindre le système à atteindre une surface donnée appelée surface de glissement et d'y demeurer jusqu'à l'équilibre. Cette commande se fait en trois étapes [59], [60] comme illustré sur la figure (III.1).

- 1) Le mode non glissant (reaching mode) ou mode d'accès, ou encore mode de convergence (MC) : c'est le mode durant lequel la variable à régler se déplace à partir de n'importe quel point initial dans le plan de phase, et tend vers la surface de commutation ;
- 2) Le mode glissant (sliding mode : SM) : c'est le mode durant lequel la variable d'état a atteint la surface de glissement et tend vers l'origine du plan de phase. La dynamique de ce mode est caractérisée par le choix de la surface de glissement ;
- 3) Le mode du régime permanent (MRP) : ce mode est ajouté pour l'étude de la réponse du système autour de son point d'équilibre (origine du plan de phase). Il est caractérisé par la qualité et les performances de la commande [60].

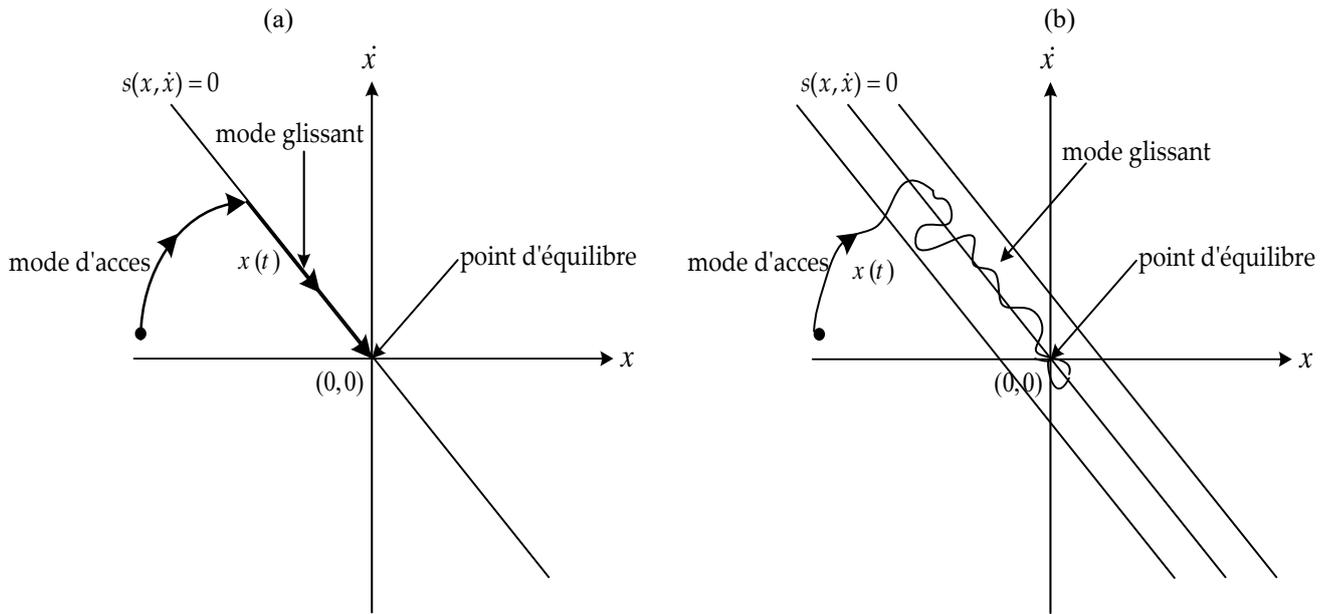


Figure (III.1) : Différents modes glissant dans le plan de phase, (a) Glissement idéal, (b) Glissement réel.

III.5 Structures de la commande par mode de glissement

Si S est le système à contrôler possédant une grandeur de contrôle u et une grandeur de sortie y . Une des configurations de base de la commande par mode de glissement c'est celle qui permet la génération de la commande par simple commutation d'interrupteurs (figure III.2). Cette configuration correspond à un contrôle à deux niveaux. Avec une loi de commutation très performante, seule l'information sur le signe de la fonction $s(x)$, où $s(x)$ est la surface de commutation, suffit pour décider de l'ouverture ou de la fermeture de l'organe de commande. Dans ce cas, la logique de commutation est donnée par :

$$u = \begin{cases} u^+ & \text{si } s(x) > 0 \\ u^- & \text{si } s(x) < 0 \end{cases} \tag{III.1}$$

La grandeur de contrôle u n'est pas une fonction continue du temps, elle présente un point de discontinuité lorsque $s(x) = 0$ [61] du fait que :

$$\lim_{s(x) \rightarrow 0} u^+ \neq \lim_{s(x) \rightarrow 0} u^- \tag{III.2}$$

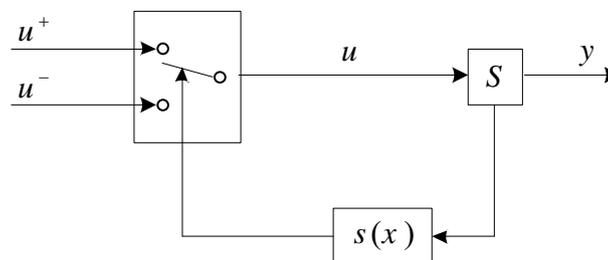


Figure (III.2) : Structure de régulation par commutation au niveau de l'organe de commande.

Cette configuration de base est appelée structure par commutation au niveau de l'organe de commande. Il existe d'autres configurations, l'une fait intervenir la commutation au niveau d'une

contre réaction d'état et l'autre est une structure par commutation au niveau de l'organe de commande avec ajout de la " commande équivalente ".

III.5.1 Structure par commutation au niveau d'une contre réaction d'état

C'est 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 (Figure III.3).

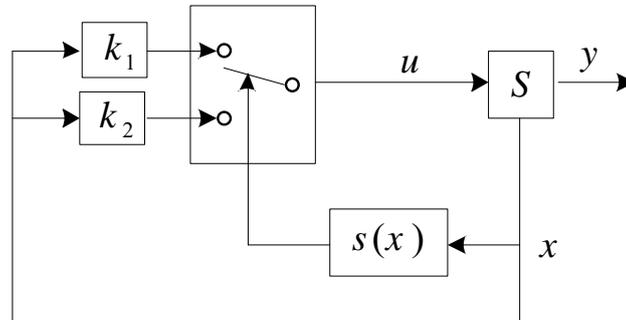


Figure (III.3) : Structure de régulation par commutation au niveau de contre réaction d'état.

III.5.2 Structure de régulation par ajout de la commande équivalente

Le schéma d'une structure de régulation par ajout de la commande équivalente est donné sur la figure (III.4). Dans ce cas, la structure d'un contrôleur comporte deux parties : une partie continue représentant la dynamique du système durant le mode glissant et une autre discontinue représentant la dynamique du système durant le mode de convergence. Cette dernière est importante dans la commande non linéaire car elle a pour rôle d'éliminer les effets d'imprécisions et des perturbations sur le modèle [62]. Cette structure de commande est la structure adoptée dans ce travail.

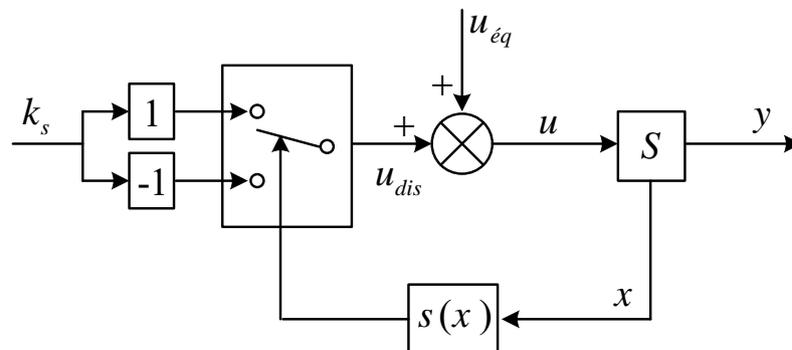


Figure (III.4) : Structure de régulation par ajout de la commande équivalente.

III.6 Conception de la commande par mode de glissement

La conception de la commande par mode de glissement prend en compte les problèmes de stabilité et de bonnes performances de façon systématique dans son approche, qui s'effectue principalement en trois étapes complémentaires définies par [60], [63] :

- Choix de la surface ;
- Etablissement des conditions d'existence ;
- Détermination de la loi de commande.

III.6.1 Choix de la surface de glissement

Soit le système décrit par l'équation différentielle suivante :

$$\dot{x}(t) = f(x, t) + g(x, t)u(t) \quad (\text{III.3})$$

Où :

- f et g sont des fonctions non linéaires du vecteur d'état décrivant le système ;
- $x(t) \in R^n$: Vecteur d'état ;
- $u(t) \in R^m$: Vecteur de commande.

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. Généralement, le choix du nombre des surfaces de glissement est égal à la dimension m du vecteur de commande $u(t)$. La surface de glissement $s(x) = 0$ représente le comportement dynamique désiré du système, Slotine [55] propose une forme générale pour déterminer la surface de glissement qui assure la convergence d'une variable d'état $x(t)$ vers sa valeur désirée, si y_i est une sortie à commander, la surface est donnée par l'équation :

$$s(x) = \left(\frac{d}{dt} + \lambda \right)^{r-1} e_y(x) \quad (\text{III.4})$$

Où :

- $e_y(x)$: l'écart entre la variable à régler et sa référence ($e_y = y_i^* - y_i$) ;
- λ : une constante positive ;
- r : le degré relatif. Il représente le nombre de fois qu'il faut dériver la sortie pour faire apparaître la commande ;

III.6.2 Conditions d'existence et de convergence du régime glissant

Les conditions d'existence et de convergence sont les critères qui permettent aux différentes dynamiques du système de converger vers la surface de glissement et d'y rester indépendamment de la perturbation. On présente deux types de conditions qui sont :

III.6.2.1 Approche directe : fonction discrète de commutation

Cette approche est proposée et étudiée par Utkin [54] et Emilyanov [64]. Il s'agit de donner à la surface une dynamique convergente vers zéro. Cependant, elle est donnée par :

$$\dot{s}(x)s(x) < 0 \quad (\text{III.5})$$

III.6.2.2 Approche de Lyapunov

La fonction de Lyapunov est une fonction scalaire positive ($V(x) > 0$) pour les variables d'état du système. La loi de commande doit faire décroître cette fonction ($\dot{V}(x) < 0$). L'idée 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 tel que le carré de la surface correspond à une fonction de Lyapunov. Nous définissons la fonction de Lyapunov comme suit :

$$V(x) = \frac{1}{2} s^2(x) \quad (\text{III.6})$$

Une condition nécessaire et suffisante, appelée condition d'attractivité, pour qu'une variable de glissement $s(x)$ tende vers 0 est que la dérivée temporelle de $\dot{V}(x)$ soit définie négative :

$$\dot{V}(x) = s(x)\dot{s}(x) < 0 \quad (\text{III.7})$$

L'équation (III.6) explique que le carré de la distance entre un point donné du plan de phase et la surface de glissement exprime par $s^2(x)$ diminue tout le temps, 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 ou la fréquence de commutation est infinie [54].

Pour une convergence en temps fini, la condition (III.7) qui ne garantit qu'une convergence asymptotique vers la surface de glissement est remplacée par une condition plus restrictive dite de η -attractivité et donnée par [54] :

$$\dot{V}(x) = s(x)\dot{s}(x) < -\eta|s| \quad (\text{III.8})$$

η : Constante positif.

III.6.3 Calcul de la commande

Lorsque le régime glissant est atteint, la dynamique du système est indépendante de la loi de commande qui n'a pour but que de maintenir les conditions de glissement (l'attractivité de la surface), c'est pour cette raison que la surface est déterminée indépendamment de la commande. Maintenant, il reste à déterminer la commande nécessaire pour attirer la trajectoire d'état vers la surface et ensuite vers son point d'équilibre en maintenant les conditions d'existence du mode de glissement.

L'obtention d'un régime de glissement suppose une commande discontinue. La surface de glissement devrait être attractive des deux côtés. De ce fait, si cette commande discontinue est indispensable, il n'empêche nullement qu'une partie continue lui soit ajoutée. La partie continue peut en effet amener à réduire autant que nous voulons l'amplitude de la partie discontinue. En présence d'une perturbation, la partie discontinue a essentiellement pour but de vérifier les conditions d'attractivité. Dans ce cas, la structure d'un contrôleur par mode de glissement est constituée de deux parties, une concernant la linéarisation exacte (u_{eq}) et l'autre la stabilité (u_{dis}).

$$u(t) = u_{eq}(t) + u_{dis}(t) \quad (\text{III.9})$$

u_{eq} correspond à la commande équivalente proposé par Filipov [65] et Utkin [54]. On peut la considérer comme la valeur moyenne continue que prend la commande lors d'une commutation rapide entre deux valeurs u^+ et u^- (Figure III.5). u_{dis} correspond à la commande qui garantit l'attractivité de la variable à contrôler vers la surface et satisfaire la condition : $\dot{s}(x)s(x) < 0$.

Pour mettre en évidence le développement précédent, nous considérons le système défini par l'équation (III.3). Il s'agit de trouver l'expression de la commande u . la dérivée de la surface de glissement est calculée par :

$$\dot{s} = \frac{\partial s}{\partial t} = \frac{\partial s}{\partial x} \frac{\partial x}{\partial t} \quad (\text{III.10})$$

En remplaçant (III.3) et (III.9) dans (III.10), il vient :

$$\dot{s} = \frac{\partial s}{\partial x} \left(f(x,t) + g(x,t)u_{\text{eq}}(t) \right) + \frac{\partial s}{\partial x} g(x,t)u_{\text{dis}}(t) \quad (\text{III.11})$$

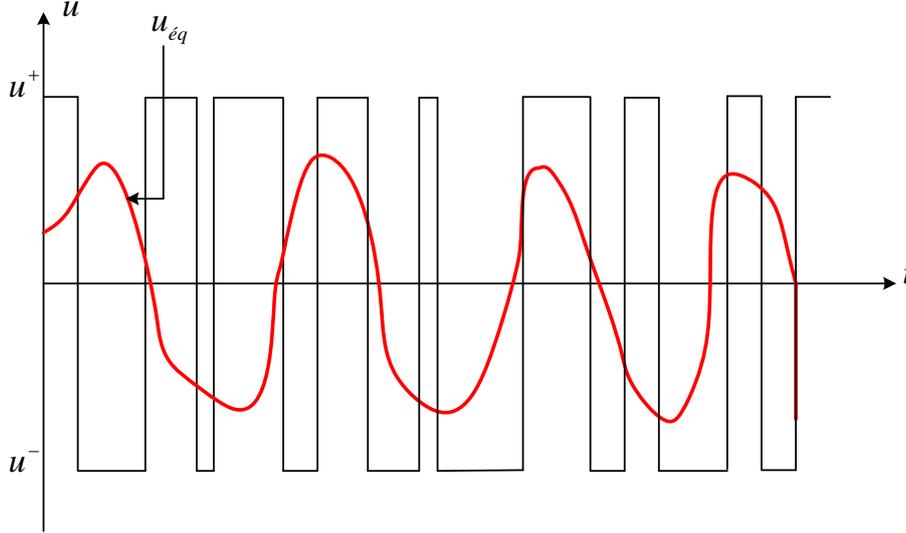


Figure (III.5) : Valeur continue u_{eq} prise par la commande lors de la commutation entre u^+ et u^- .

III.6.3.1 Commande équivalente

Durant le mode de glissement et le régime permanent, la surface est nulle, et par conséquent, sa dérivée et la partie discontinue sont aussi nulles. D'où nous déduisons l'expression de la commande équivalente :

$$u_{\text{eq}}(t) = - \left(\frac{\partial s}{\partial x} g(x,t) \right)^{-1} \frac{\partial s}{\partial x} f(x,t) \quad (\text{III.12})$$

Pour que la commande équivalente puisse prendre une valeur finie, il faut que :

$$\frac{\partial s}{\partial x} g(x,t) \neq 0 \quad (\text{III.13})$$

III.6.3.2 Commande discontinue

Durant le mode de convergence, et en remplaçant la commande équivalente par son expression dans (III.11), la nouvelle expression de la dérivée de la surface devient :

$$\dot{s} = \frac{\partial s}{\partial x} g(x,t)u_{\text{dis}}(t) \quad (\text{III.14})$$

Et la condition d'attractivité exprimée par (III.7) devient :

$$s(x) \frac{\partial s}{\partial x} g(x,t)u_{\text{dis}}(t) < 0 \quad (\text{III.15})$$

Afin de satisfaire cette condition, le signe de u_{dis} doit être opposé à celui de $s(x) \frac{\partial s}{\partial x} g(x, t)$. La fonction la plus simple que peut être utilisée pour accomplir cette condition est celle d'un relais de la figure (III.2). La commande u_{dis} sera donc :

$$u_{dis}(t) = k_s \text{sign}(s(x)) \quad (\text{III.16})$$

Avec :

$$\text{sign}(s(x)) = \begin{cases} 1 & \text{si } s(x) > 0 \\ 0 & \text{si } s(x) = 0 \\ -1 & \text{si } s(x) < 0 \end{cases} \quad (\text{III.17})$$

La fonction sign peut être représentée par la figure (III.6).

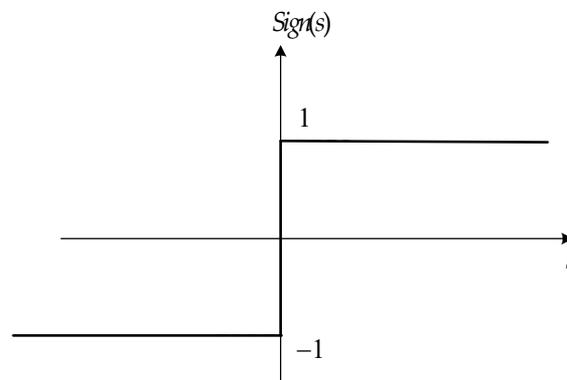


Figure (III.6) : Représentation de la fonction « Sign ».

Le signe de k_s doit être différent de celui de $\frac{\partial s}{\partial x} g(x, t)$. Le choix de ce gain est très influent car, s'il est très petit le temps de réponse sera très long et s'il est choisi très grand, nous aurons de fortes oscillations au niveau de l'organe de la commande qui peuvent le détériorer [66].

La figure (III.7) résume les étapes de calcul de la commande par mode glissant :

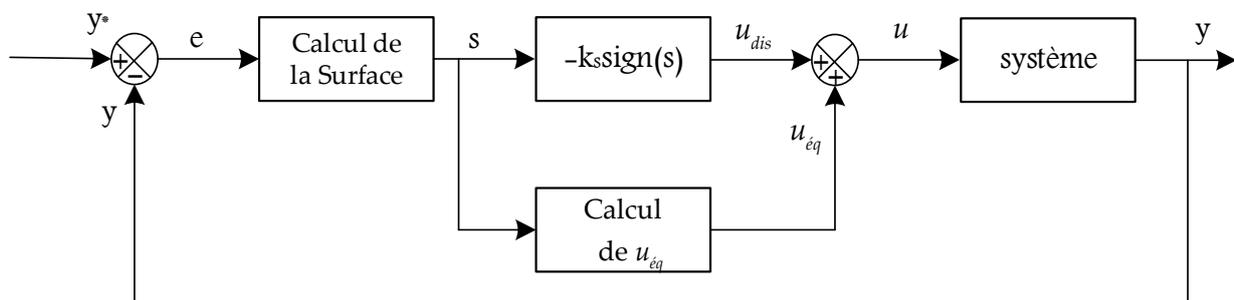


Figure (III.7) : Principe de la commande par mode glissant avec commande équivalente.

III.7 Phénomène du broutement (Chattering)

Un régime glissant idéal requiert une commande pouvant commuter à une fréquence infinie. Ainsi, durant le régime glissant, les discontinuités appliquées à la commande peuvent entraîner un phénomène de broutement, appelé réticence ou "Chattering" en anglais [67]. Celui-ci se caractérise par

de fortes oscillations des trajectoires du système autour de la surface de glissement (figure (III.8)). Les principales raisons à l'origine de ce phénomène sont les limitations des actionneurs ou les retards de commutation au niveau de la commande. Ces commutations détériorent la précision de la commande et peuvent s'avérer néfastes pour l'organe de commande en provoquant une détérioration prématurée des systèmes mécaniques et une élévation de température dans les systèmes électriques (perte d'énergie non négligeable) [68].

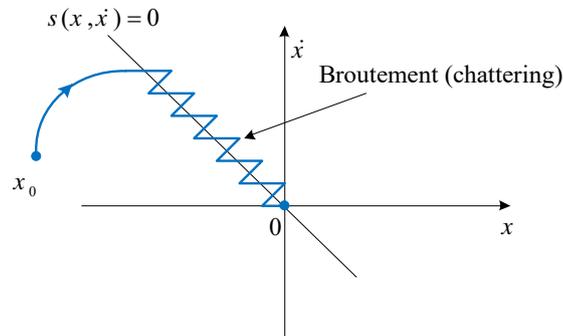


Figure (III.8) : Phénomène de broutement.

III.7.1 Solutions pour atténuer le phénomène de Chattering

Dans le but de réduire ces oscillations, plusieurs solutions ont été apportées, comme la solution de couche limite, fuzzy sliding mode, mode glissant d'ordre supérieur, approach law, etc.

III.7.1.1 Solution de couche limite

Cette solution, connue aussi sous le nom de "boundary layer solution", a été proposée par Slotine et Sastry en 1983 [69], elle consiste à remplacer la fonction signe par une approximation continue, de type grand gain, uniquement dans un voisinage de la surface. Parmi les fonctions utilisées nous citerons la fonction de saturation donnée par l'équation (III.18) et représentée par la figure (III.9) :

$$\text{sat}(s(x)) = \begin{cases} \frac{s(x)}{\varepsilon} & \text{si } |s(x)| < \varepsilon \\ \text{sign}(s(x)) & \text{si } |s(x)| > \varepsilon \end{cases} \quad (\text{III.18})$$

ε : Largeur du seuil de la fonction de saturation.

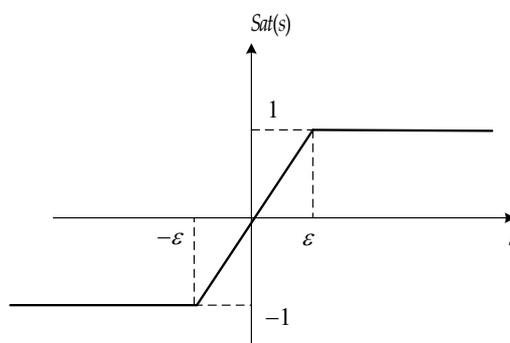


Figure (III.9): Fonction saturation.

D'autres fonctions existent telles que la fonction tangente hyperbolique dite aussi *Smooth*, figure (III.10). L'utilisation de cette fonction est l'une des meilleures solutions proposées. Elle diminue considérablement l'amplitude des oscillations de hautes fréquences [70]. Pour cette raison, elle sera retenue comme loi d'attraction dans la présente étude.

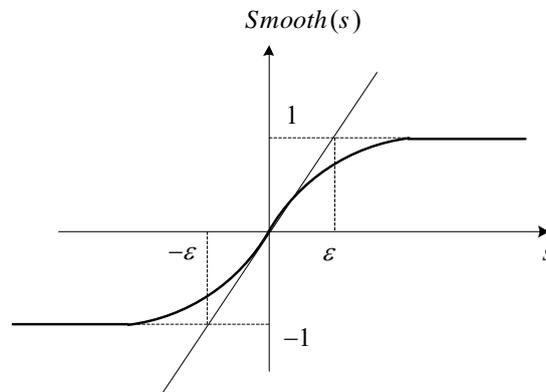


Figure (III.10) : Fonction Smooth.

L'expression mathématique de la fonction *Smooth* est donnée par :

$$Smooth(s(x)) = \tanh(s(x)) = \frac{e^x - e^{-x}}{e^x + e^{-x}} = \frac{s(x)}{|s(x)| + \varepsilon} \quad (\text{III.19})$$

Le système ne converge plus vers la valeur désirée, mais vers un voisinage de cette dernière dans ce cas, le système est dit en régime pseudo-glissant. Bien que cela permette d'atténuer le phénomène de Chattering, la précision par rapport à l'objectif fixé, la robustesse de la commande et le temps de réponse s'en trouvent dépréciés [71]. Cette méthode est paramétrée par une constante positive ε réglée pour avoir un bon compromis entre réduction du chattering et conservation de la robustesse. Dans les méthodes présentées ici, plus ε est petit, plus l'approximation tend vers la fonction signe, et donc meilleure est la robustesse, au détriment de la réduction du chattering [71].

III.8 Mode de glissement avec action 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 [70, 72] :

$$s(x) = \left(\frac{d}{dt} + \lambda \right)^{r-1} e_y(t) + k_i \int e_y(t) dt \quad (\text{III.20})$$

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.9 Commande par mode de glissement du système photovoltaïque connecté au réseau

Après avoir présentée la théorie de la commande par mode glissant dans la première partie de ce chapitre, nous allons analyser dans cette partie le comportement du système photovoltaïque connecté au réseau commandé par mode glissant. On a remplacé les régulateurs classiques de type PI par des régulateurs SMC (Sliding Mode Controller).

Le schéma bloc de la structure de commande par mode glissant du système de production photovoltaïque est illustré par la figure (III.11).

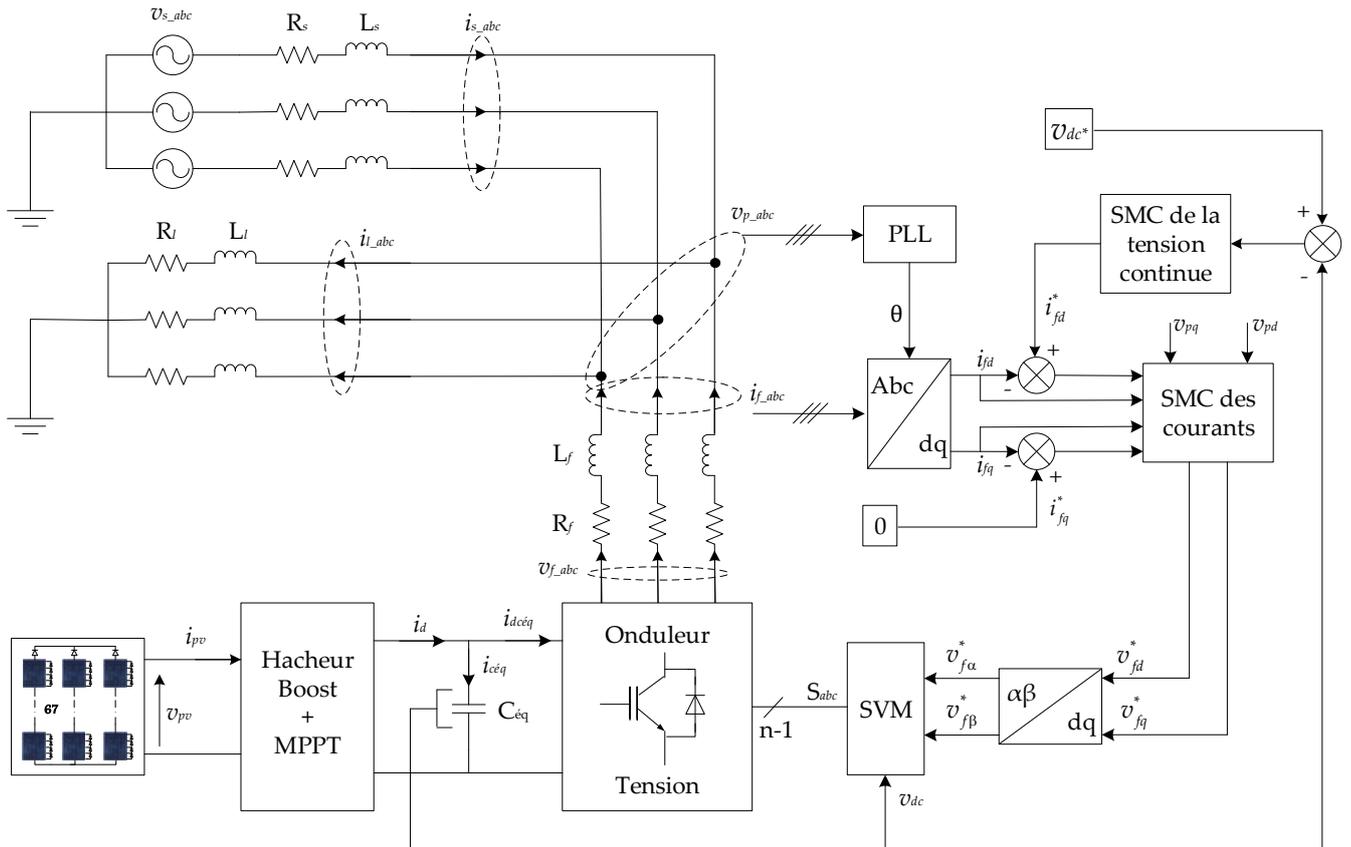


Figure (III.11) : Structure de contrôle par mode glissant d'un système photovoltaïque connecté au réseau.

On reprend le modèle de l'onduleur dans le repère (d, q) donné par :

$$\begin{cases} \frac{di_{fd}}{dt} = -\frac{R_f}{L_f} i_{fd} + \omega i_{fq} + \frac{1}{L_f} v_{fd} - \frac{1}{L_f} v_{pd} \\ \frac{di_{fq}}{dt} = -\frac{R_f}{L_f} i_{fq} - \omega i_{fd} + \frac{1}{L_f} v_{fq} - \frac{1}{L_f} v_{pq} \\ \frac{dv_{dc}}{dt} = \frac{1}{C_{éq}} i_{céq} \end{cases} \quad (III.21)$$

III.9.1 SMC des courants i_{fd} et i_{fq}

Les deux premières équations du système (III.21) sont utilisées pour réguler les courants i_{fd} et i_{fq} où les tensions v_{fd}^* et v_{fq}^* sont choisies comme grandeurs de commande. Ecrivons ces deux équations sous la forme matricielle suivante :

$$\dot{I} = AI + Bu - G \quad (III.22)$$

Avec :

$$I = \begin{bmatrix} i_{fd} & i_{fq} \end{bmatrix}^T : \text{vecteur d'état ;}$$

$$u = \begin{bmatrix} v_{fd}^* & v_{fq}^* \end{bmatrix}^T : \text{vecteur de commande ;}$$

$$G = \frac{1}{L_f} \begin{bmatrix} v_{pd} & v_{pq} \end{bmatrix}^T : \text{vecteur de perturbation ;}$$

$$A = \begin{bmatrix} -\frac{R_f}{L_f} & \omega \\ \omega & -\frac{R_f}{L_f} \end{bmatrix} ; B = \frac{1}{L_f} .$$

Les deux surfaces de glissement pour la composante directe et celle pour la composante en quadratique sont définies comme suit :

$$S_{dq} = K_p E_{dq} + K_i \int E_{dq} dt \quad (III.23)$$

Avec :

$$S_{dq} = \begin{bmatrix} s_d & s_q \end{bmatrix}^T : \text{vecteur de surfaces de glissement ;}$$

$$E_{dq} = \begin{bmatrix} (i_{fd}^* - i_{fd}) & (i_{fq}^* - i_{fq}) \end{bmatrix}^T : \text{vecteur d'erreur ;}$$

$$K_p = \begin{bmatrix} k_{pd} & 0 \\ 0 & k_{pq} \end{bmatrix} ; K_i = \begin{bmatrix} k_{id} & 0 \\ 0 & k_{iq} \end{bmatrix} : \text{les gains d'ajustements.}$$

La dérivée de (III.23), donne :

$$\dot{S}_{dq} = K_p \dot{E}_{dq} + K_i E_{dq} \quad (III.24)$$

Sachant que, durant le régime de glissement la surface et sa dérivée sont nulles, alors l'équation (III.24) et après avoir introduit la valeur de la dérivée du courant donnée par l'équation (III.22), devient :

$$\dot{S}_{dq} = K_p \dot{I}^* + K_i E_{dq} - K_p (AI + Bu_{dq} - G) = 0 \quad (III.25)$$

La résolution de cette équation donne l'expression de la commande équivalente suivante :

$$u_{\acute{e}q} = \begin{bmatrix} u_{\acute{e}qd} \\ u_{\acute{e}qq} \end{bmatrix} = (K_p B)^{-1} [K_i E_{dc} + K_p (-AI + G + \dot{I}^*)] \quad (III.26)$$

Si les états des systèmes n'ont pas atteint la surface de glissement, la commande équivalente doit être renforcée par la commande discontinue définie selon l'équation (III.27) comme suit :

$$u_{dis} = \begin{bmatrix} u_{disd} \\ u_{disq} \end{bmatrix} = K_s smooth(S_{dq}) \quad (III.27)$$

Avec : $K_s = \begin{bmatrix} k_{sd} \\ k_{sq} \end{bmatrix}$: vecteur de gains positifs.

Enfin on détermine la loi de commande globale à partir des équations (III.9), (III.26) et (III.27) :

$$u = (K_p B)^{-1} [K_i E_{dc} + K_p (-AI + G + \dot{I}^*)] + K_s smooth(S_{dq}) \quad (III.28)$$

III.9.2 SMC de la tension continue

La troisième équation du système (III.21) est utilisée pour réguler la tension continue v_{dc} où le courant $i_{c\acute{e}q}^*$ est choisie comme grandeur de commande. Pour cette tension nous choisissons la surface de glissement de la même forme que celle des courants à savoir :

$$s_{dc} = k_{pc} (v_{dc}^* - v_{dc}) + k_{ic} \int (v_{dc}^* - v_{dc}) dt \quad (III.29)$$

Durant le mode de glissement, nous avons :

$$\dot{s}_{dc} = k_{pc} (\dot{v}_{dc}^* - \dot{v}_{dc}) + k_{ic} (v_{dc}^* - v_{dc}) = 0 \quad (III.30)$$

En remplaçant la valeur de la dérivée de la tension continue dans l'équation (III.29), il vient :

$$i_{c\acute{e}q-\acute{e}q} = C_{\acute{e}q} \left(\frac{k_{ic}}{k_{pc}} (v_{dc}^* - v_{dc}) + \dot{v}_{dc}^* \right) \quad (III.31)$$

A partir de l'équation (III.18), la commande discontinue peut être définie par :

$$i_{c\acute{e}q-dis} = k_{sc} smooth(s_{dc}) \quad (III.32)$$

Enfin on détermine la loi de commande globale à partir des équations (III.8), (III.30) et (III.31) :

$$i_{c\acute{e}q}^* = C_{\acute{e}q} \left(\frac{k_{ic}}{k_{pc}} (v_{dc}^* - v_{dc}) + \dot{v}_{dc}^* \right) + k_{sc} smooth(s_{dc}) \quad (III.33)$$

La régulation du bus continu fournit la référence du courant côté continu $i_{c\acute{e}q}^*$, puis on calcul la référence du courant actif du côté alternatif i_{fd}^* à partir de l'équation (II.76), ce qui donne :

$$i_{fd}^* = \frac{P_{pv} - v_{dc} i_{c\acute{e}q}^*}{v_{pd}} \tag{III.34}$$

Le schéma bloc complet de la commande du système photovoltaïque connecté au réseau par mode glissant est présenté par la figure (III.12).

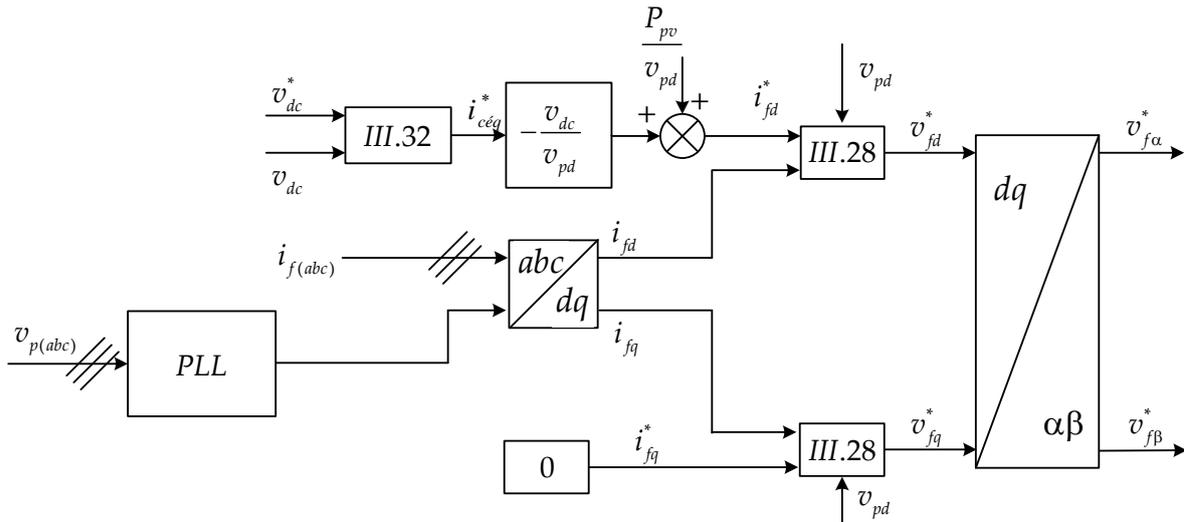


Figure (III.12) : Schéma bloc détaillé de la commande par mode glissant d'un système photovoltaïque connecté au réseau.

III.10 Simulations numériques

La simulation du système photovoltaïque connecté au réseau contrôlé par mode glissant a été réalisée avec les mêmes paramètres et sous les mêmes conditions citées précédemment. Les paramètres des contrôleurs SMC utilisés sont donnés dans le tableau (III.1) :

Onduleur	SMC de la tension continue			SMC des courants		
	k_{pc}	k_{ic}	k_{sc}	$k_{pd} = k_{pq}$	$k_{id} = k_{iq}$	$k_{sd} = k_{sq}$
2 niveaux	0.5	300	5	50	25	500
3 niveaux	1	150	5	120	100	300

Tableau (III.1) : Paramètres des régulateurs SMC utilisés.

La figure (III.13) représente la tension du bus continu. On remarque que l'allure de la tension continue subit un régime transitoire très court (0.02s) avec un dépassement pratiquement nul. Après l'ajout de la charge à l'instant $t=0.75s$ ou après la variation des conditions climatiques, on constate aucune influence notable sur l'allure de la tension continue.

Les figures (III.15) et (III.16) représentent les deux composantes active et réactive du courant injecté dans le réseau. La consigne de la composante active variée en fonction de l'irradiation, la température et la charge. 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 côté d'unité de production photovoltaïque.

Les figures (III.13), (III.15) et (III.16) prouvent l'efficacité des contrôleurs SMC utilisés où le courant réactif, le courant actif et la tension continue suivent leurs références. En effets, on peut constater une absence de dépassements importants et une bonne poursuite de référence. A ce point de vu, la commande par mode glissant présente de meilleures performances par rapport à celles de la commande classique à base de PI.

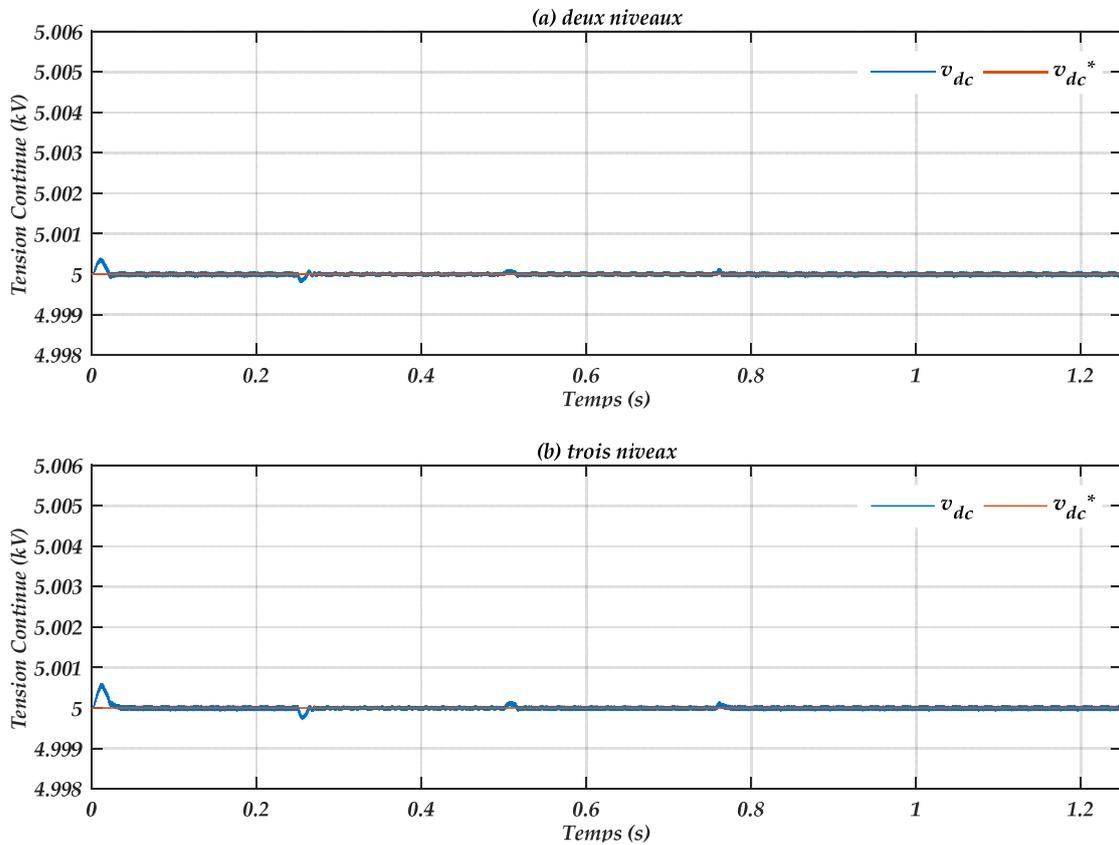


Figure (III.13) : Tension du bus continu et sa référence : (a) Onduleur à deux niveaux, (b) Onduleur à trois niveaux.

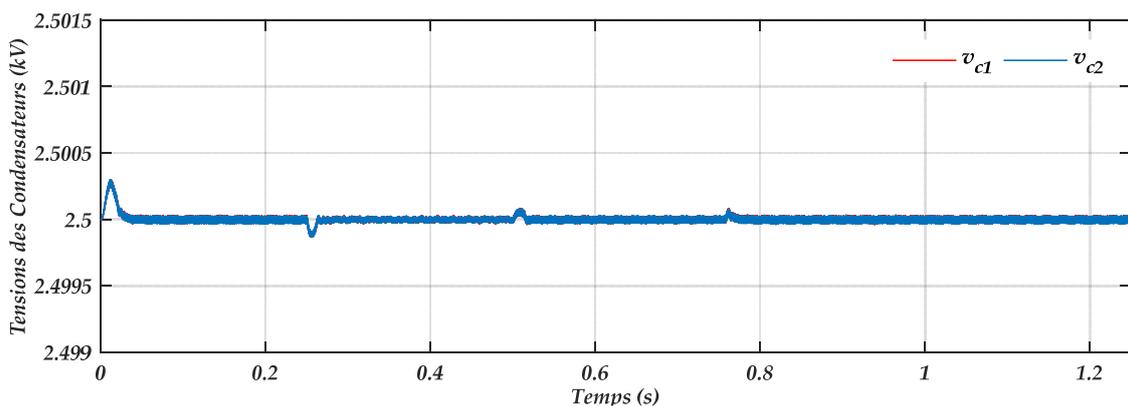


Figure (III.14) : Tensions aux bornes des condensateurs dans le cas d'onduleur à trois niveaux.

La figure (III.14) représente les tensions aux bornes des condensateurs dans le cas d'onduleur à trois niveaux. Cette dernière montre que ces tensions sont maintenues équilibrées grâce à l'algorithme de stabilisation associé à la technique de modulation vectorielle.

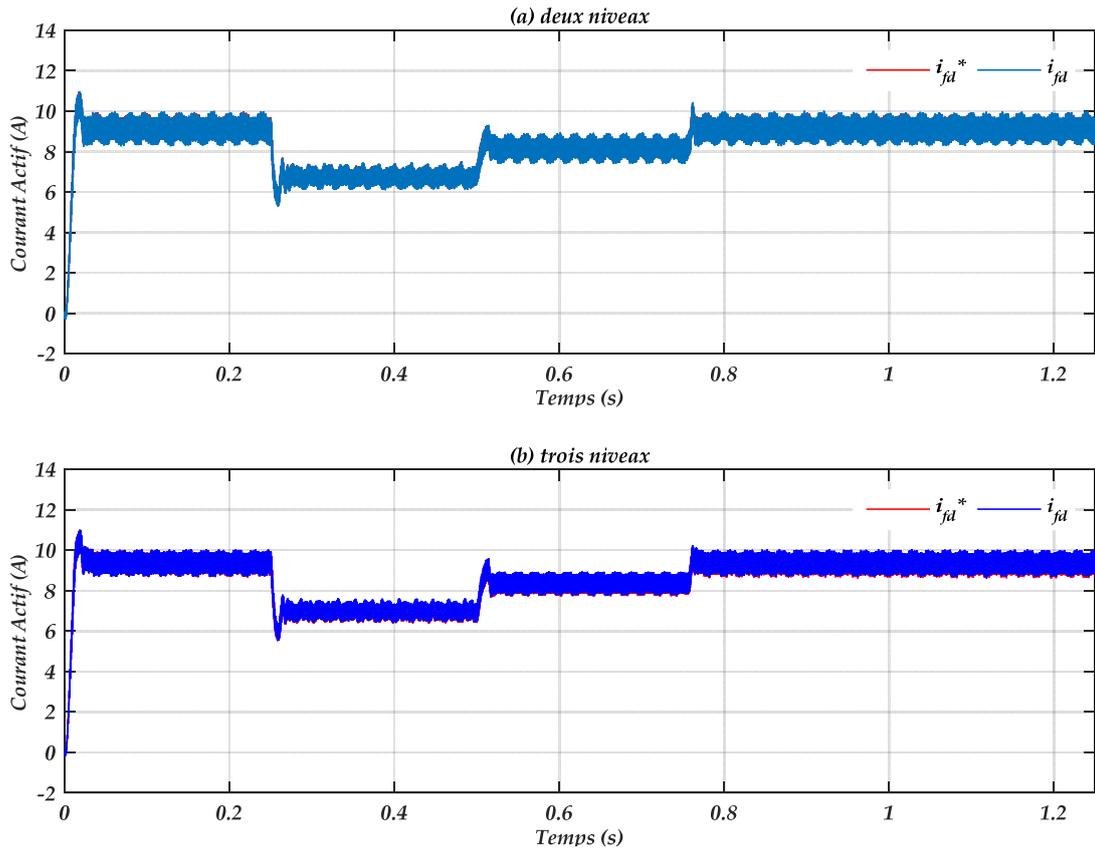


Figure (III.15) : Courant actif injecté dans le réseau et sa référence : (a) Onduleur à deux niveaux, (b) Onduleur à trois niveaux

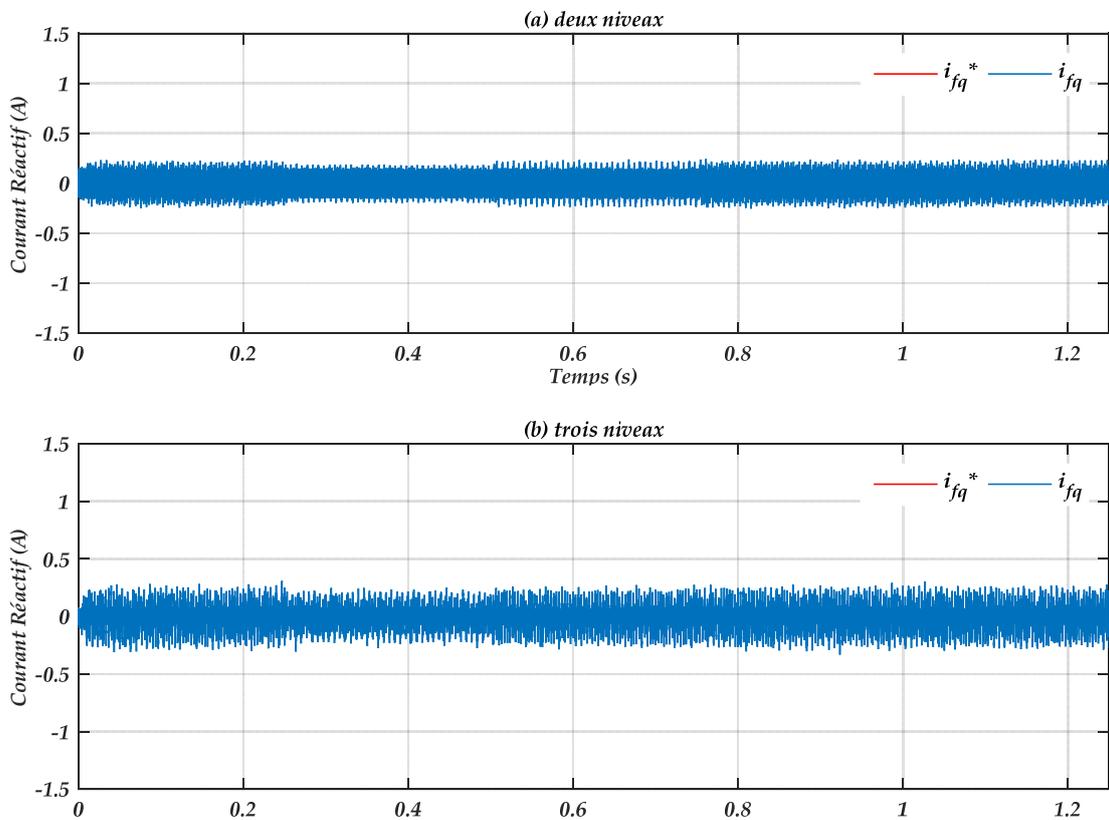


Figure (III.16) : Courant réactif injecté dans le réseau et sa référence : (a) Onduleur à deux niveaux, (b) Onduleur trois niveaux.

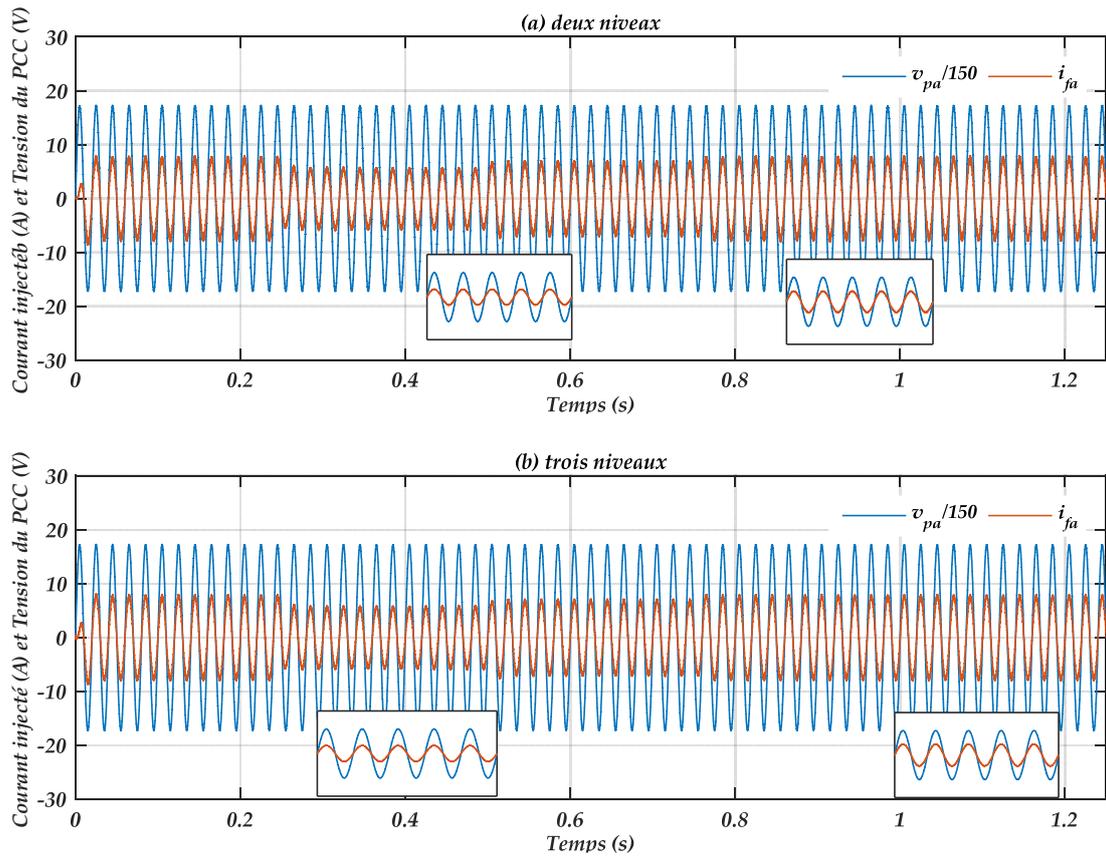


Figure (III.17) : Courant de la première phase injecté par l'onduleur dans le réseau et la tension réduite de la première phase du PCC : (a) Onduleur à deux niveaux, (b) Onduleur à trois niveaux.

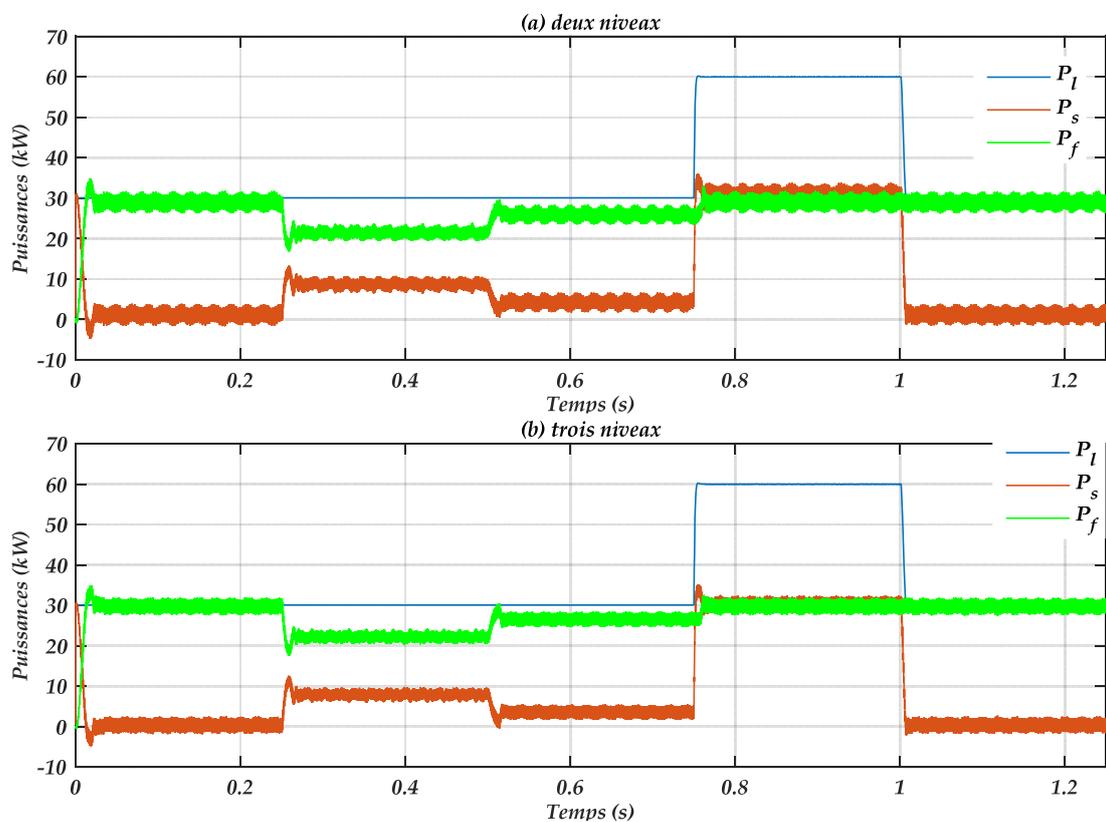


Figure (III.18) : Puissance active consommée par la charge, délivrée par la source et injectée par le système PV : (a) Onduleur à deux niveaux, (b) Onduleur à trois niveaux.

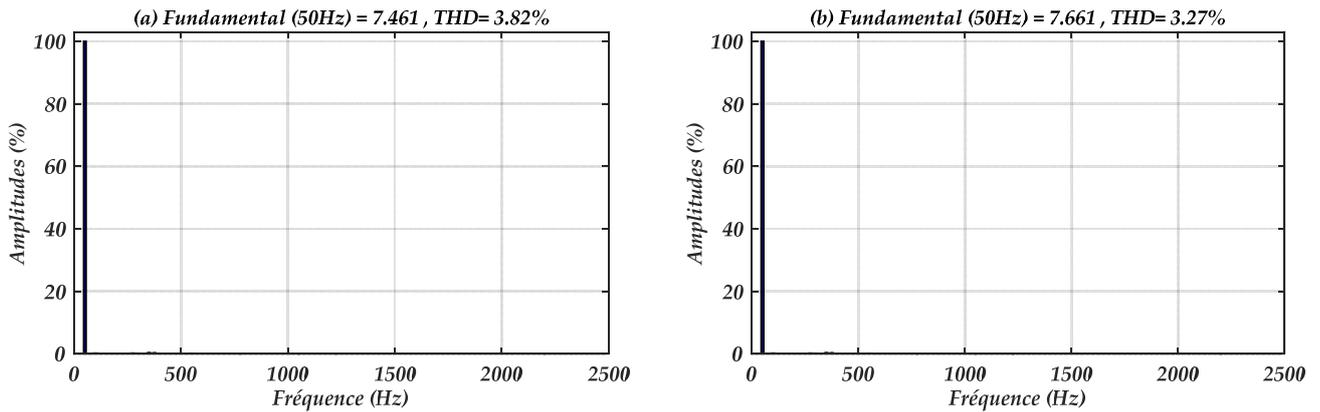


Figure (III.19) : THD du courant injecté par l'onduleur dans le réseau : (a) Onduleur à deux, (b) Onduleur à trois niveaux.

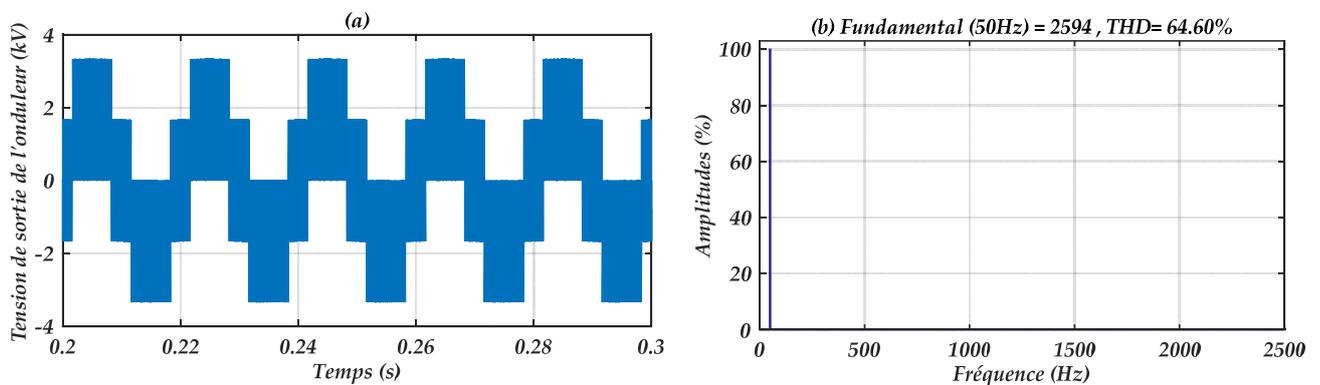


Figure (III.20) : Onduleur à deux niveaux, (a) Forme d'onde de tension de sortie, (b) Son THD.

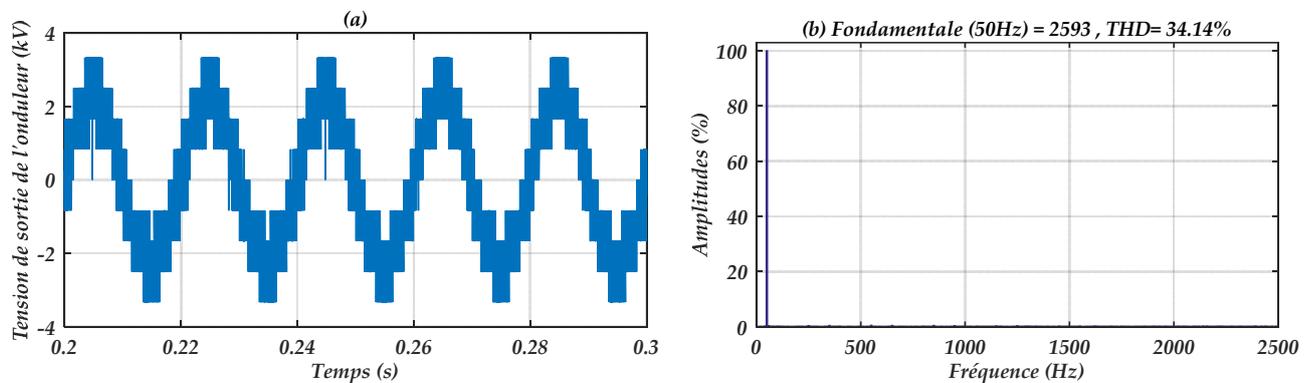


Figure (III.21) : Onduleur à trois niveaux, (a) Forme d'onde de tension de sortie, (b) Son THD.

L'analyse spectrale du courant injecté par l'onduleur dans le réseau et de la tension simple de la sortie pour les onduleurs à deux et à trois niveaux est représentée dans les figures (III.19), (III.20) et (III.21). On remarque une grande amélioration de la qualité du signal du courant et celui de la tension au point de PCC lorsqu'on utilise l'onduleur NPC à trois niveaux.

La figure (III.22) représente les allures du courant, de la tension et de la puissance à la sortie du champ PV. Ces résultats prouvent le bon fonctionnement de la commande MPPT associé dans ce travail.

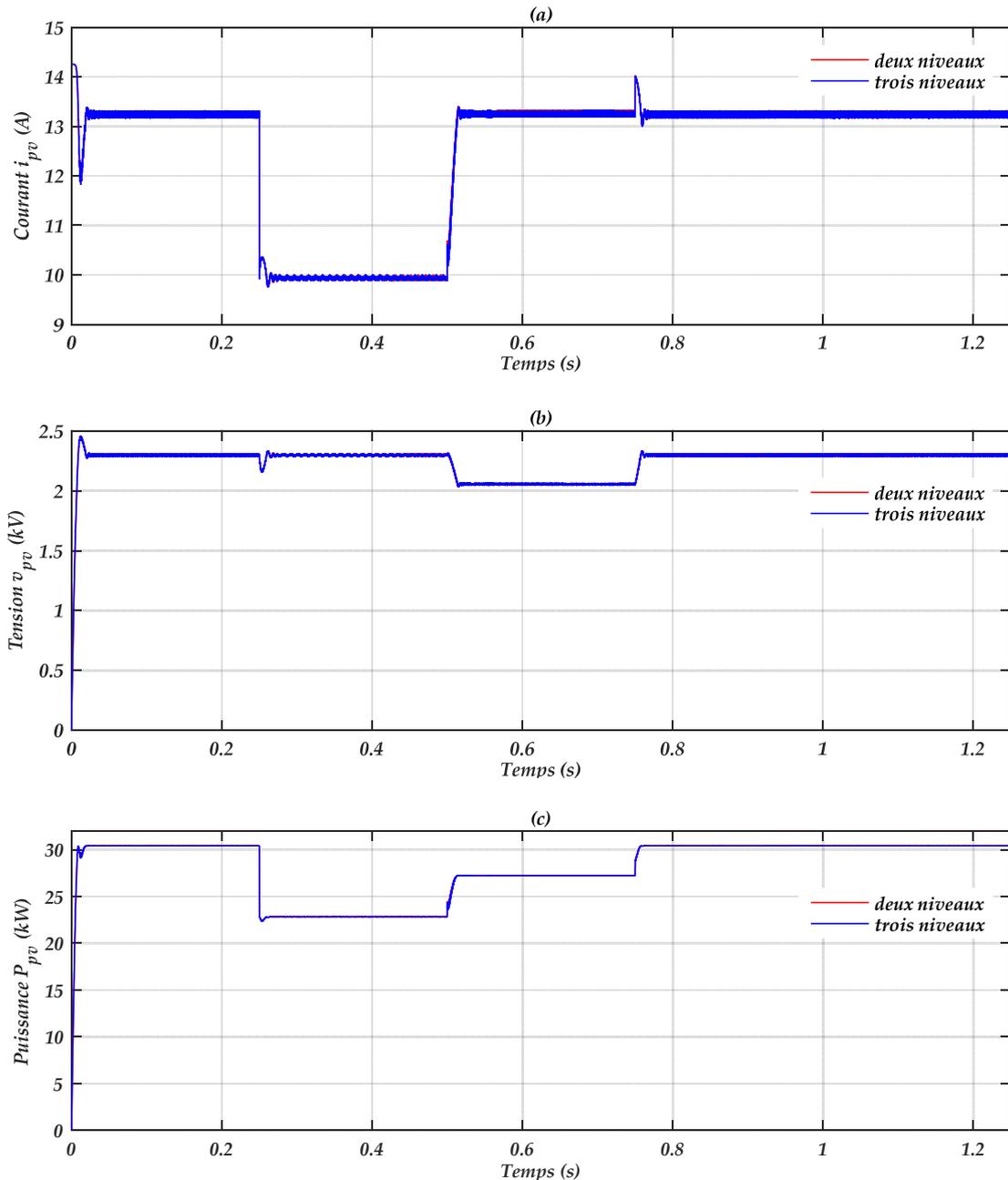


Figure (III.22) : Performances de champ PV : (a) Courant du champ, (b) Tension du champ), (c) Puissance fournit par le champ.

III.11 Etude comparative

Le tableau (III.2) représente les performances du système étudié à base d'onduleurs à deux et à trois niveaux. Le tableau montre également une étude comparative entre les régulateurs PI classiques et les régulateurs par mode glissant en termes de temps de stabilisation et taux de dépassement.

A partir des résultats obtenus, on peut remarquer que les qualités harmonique et dynamique des grandeurs électriques générées par le système photovoltaïque dépendent fortement non seulement de la nature de l'onduleur utilisé mais aussi de la commande utilisé.

		Régulateurs PI		Régulateurs SMC	
		Deux niveaux	Trois niveaux	Deux niveaux	Trois niveaux
THD en courant		4.44 %	3.32 %	3.82 %	3.27 %
THD en tension		69.12 %	36.10 %	64.60 %	34.14 %
Temps de réponse	Courant	0.06 s	0.022 s	0.022 s	0.022 s
	Tension v_{dc}	0.085 s	0.022 s	0.022 s	0.022 s
Dépassement	Courant	39 %	22.22 %	22.22 %	22.22 %
	Tension v_{dc}	0.11 %	0.05 %	0.008 %	0.012 %

Tableau (III.2) : Performances de système étudié (étude comparative)

III.11 Conclusion

Ce chapitre a fait l'objet de l'application de la commande par mode de glissement sur le système photovoltaïque connecté au réseau. 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 mode de glissement 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.

Les résultats obtenus montrent que le réglage par mode glissant apporte une amélioration remarquable par rapport aux régulateurs classiques PI en particulier au régime transitoire avec de faibles dépassements et un temps de réponse très rapide. Cette technique a permis d'obtenir un découplage parfait entre les deux composantes du courant et présente plusieurs avantages tel que, robustesse, précision et temps de réponse très faible.

Chapitre IV

Diagnostic des Défaits d'un Système Photovoltaïque Connecté au Réseau

IV.1 Introduction

Comme le cas de tous les systèmes électriques et électroniques, les installations photovoltaïques peut être soumis, au cours de son fonctionnement, à différents défauts et anomalies conduisant à une baisse des performances du système et voir à son indisponibilité totale. Toutes ces conséquences défavorables vont évidemment réduire la productivité de l'installation, et donc réduire le profit de l'installation, ce qui nécessite un diagnostic dont l'objectif principal est de fournir un outil qui permet de détecter les pannes et par conséquent, réduire les coûts de maintenance et surtout de maximiser la production énergétique du system photovoltaïque [17].

Les impératifs de fiabilité, de disponibilité et de sécurité imposent l'étude de causes et des conséquences de leurs défauts. La défaillance de l'onduleur représente le plus grand pourcentage parmi les défaillances constatées (environ de 50%) [73-74]. En particulier, les composants de puissance constituent le point faible de la chaîne de puissance et les défaillances de ses composants nécessitent une analyse approfondie car leurs conséquences sur le fonctionnement du système PV sont énormes.

Dans ce chapitre, on intéressera spécifiquement au diagnostic des défauts dans l'étage de puissance du système PV constitué d'un onduleur et d'un hacheur boost. D'abord, on présentera quelques définitions et des terminologies utilisées dans la littérature, les principales méthodes et les différentes étapes de diagnostic seront présentées. Ensuite, une analyse avec simulation de notre système PV en cas des défauts d'ouverture des interrupteurs dans l'onduleur de tension soit à deux ou à trois niveaux. Le court-circuit du condensateur du bus continu sera également envisagé. Dans la dernière partie de ce chapitre, on étudiera les défauts qui peuvent affecter les composants du hacheur boost et leurs conséquences sur notre système. Les défauts étudiés sont l'ouverture et le court-circuit de l'IGBT et l'ouverture de la diode.

IV.2 Concepts et terminologies

En premier lieu, il convient de définir quelques termes auxquels nous aurons souvent recours par la suite. L'Association Française de Normalisation (AFNOR) et la Commission Electrotechnique Internationale (CEI) ont défini avec précision les vocabulaires à utiliser dans les différents secteurs industriels [75].

Fonctionnement normal d'un système : Un système est dit dans un état de fonctionnement normal lorsque les variables le caractérisant (variables d'état, variables de sortie, variables d'entrée, paramètres du système) demeurent au voisinage de leurs valeurs nominales. Le système est dit défaillant dans le cas contraire.

Dysfonctionnement : Une irrégularité intermittente survenant au niveau d'une fonction remplie par le processus.

Défaut : Le concept de défaut est fondamental dans les opérations de surveillance pour la conduite et la maintenance des procédés industriels. On appelle défaut tout écart entre la caractéristique observée sur le dispositif et la caractéristique théorique. Cet écart est idéalement nul en l'absence de défaut. Les défauts peuvent apparaître au niveau des capteurs, des actionneurs ou au niveau du processus lui-même.

Défaillance : Une défaillance est "l'altération ou la cessation de l'aptitude d'un ensemble à accomplir sa ou ses fonctions requise(s) avec les performances définies dans les spécifications techniques". L'ensemble est indisponible suite à la défaillance. Un ensemble est défaillant si ses capacités fonctionnelles sont interrompues (panne ou arrêt volontaire par action d'un système interne de protection ou une procédure manuelle équivalente).

Cause de défaillance : La norme définit la cause de défaillance par "les circonstances liées à la conception, la fabrication ou l'emploi et qui ont entraîné la défaillance".

Panne : C'est une interruption permanente de la capacité du système à réaliser sa fonction requise. Une panne résulte toujours d'une défaillance et donc d'un défaut. Dans le cadre de la maintenance préventive conditionnelle, il est clair que le diagnostic doit permettre de détecter et de localiser un défaut avant que celui-ci ne conduise à une défaillance ou à une panne qui entrainerait l'arrêt du système.

Dégradation : Une dégradation est l'état d'un ensemble qui présente :

- Perte de performances d'une des fonctions assurées par l'ensemble ;
- Sous-ensemble lui-même dégradé, voire défaillant (sans conséquence fonctionnelle sur l'ensemble).

Résidu : Un indicateur de défauts basé sur la différence entre les mesures disponibles et les informations théoriques fournies par un modèle.

Les symptômes : Ils sont les traductions d'un changement d'un comportement d'une variable détectée par comparaison à des valeurs de référence.

Perturbation : Entrée du système physique qui n'est pas une commande. Autrement dit, c'est une entrée non contrôlée.

IV.3 Sûreté de fonctionnement

La sûreté de fonctionnement est devenue une préoccupation majeure dans la conception, le développement, la validation et l'exploitation de systèmes dont les défaillances peuvent avoir un impact inacceptable sur le fonctionnement, la sécurité des hommes et du matériel et l'environnement. Elle est également appelée "Science des défaillances". Cette discipline intervient non seulement au niveau du produit fini (système existant) mais aussi au niveau conceptuel pour la réalisation d'un système ou la connexion de plusieurs sous-systèmes (surtout s'ils sont de natures différentes). La sûreté de fonctionnement consiste à connaître, évaluer, prévoir, mesurer, et maîtriser les défaillances des systèmes. La sûreté de fonctionnement d'un mécanisme est axée sur quatre grands points : la fiabilité, la disponibilité, la maintenabilité et la sécurité, souvent appelé étude FDMS [76-77].

IV.3.1 Fiabilité

L'aptitude d'une entité à accomplir une fonction requise, dans des conditions données, pendant un intervalle de temps donné. La fiabilité est également la probabilité associée $R(t)$. Le temps moyen de fonctionnement avant la première défaillance MTTF (Mean Time To Failure) est souvent associée à la fiabilité. Il désigne le temps moyen avant la première défaillance (figure (IV.1)).

IV.3.2 Disponibilité

L'aptitude d'une entité à être en état d'accomplir une fonction requise dans des conditions données, à un instant donné ou pendant un intervalle de temps donné, en supposant que la fourniture des moyens extérieurs nécessaires soit assurée. Elle correspond à la probabilité associée $A(t)$ de non défaillance du système ou du composant. Quelques grandeurs associées à la disponibilité sont souvent utilisées :

- Le temps moyen de disponibilité MUT (Mean Up Time) est la durée moyenne de fonctionnement après réparation (figure (IV.1)) ;
- Le temps moyen d'indisponibilité MDT (Mean Down Time) qui est la durée moyenne entre l'instant de défaillance et la remise en service.

IV.3.3 Maintenance

Toutes les activités destinées à maintenir ou à rétablir un bien dans un état ou dans des conditions données de sûreté de fonctionnement, pour accomplir une fonction requise. Ces activités sont une combinaison d'activités techniques et administratives. On distingue deux types de maintenance :

- Préventive qui regroupe la maintenance prévisionnelle, conditionnelle et systématique ;
- Corrective renfermant la maintenance curative et palliative.

IV.3.4 Maintenabilité

Dans les conditions données d'utilisation, aptitude d'une entité à être maintenue ou rétablie, sur un intervalle de temps donné, dans un état dans lequel elle peut accomplir une fonction requise, lorsque la maintenance est accomplie dans des conditions données, avec des procédures et des moyens prescrits. La maintenabilité est caractérisée par une probabilité $M(t)$ qui exprime que la maintenance d'un système est achevée au temps t . Les grandeurs associées à la maintenabilité souvent utilisées sont:

- Le temps moyen entre le début et la fin de la réparation MTTR (Mean Time To Repair) ;
- Le temps moyen de fonctionnement entre deux défaillances MTBF (Mean Time Between Failure).

IV.3.5 Sécurité

L'aptitude d'une entité à éviter de faire apparaître, dans des conditions données des événements critiques ou catastrophiques.

Pour préciser les définitions des grandeurs moyennes utilisées tout au long de ce parcours, un schéma est présenté sur la figure (IV.1).

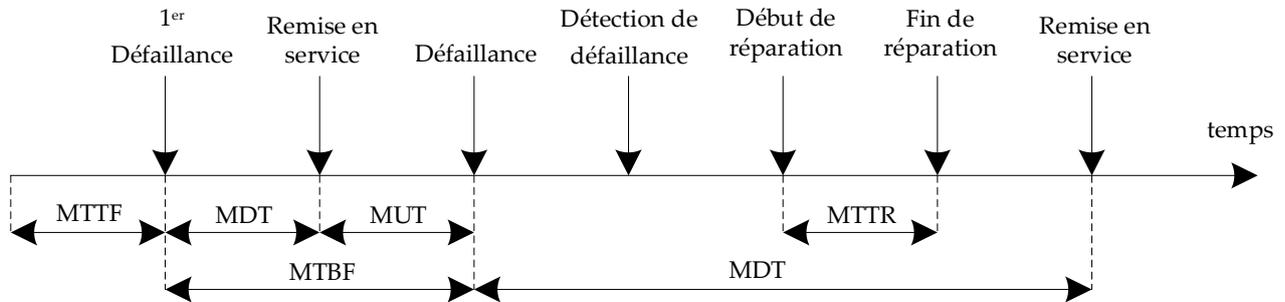


Figure (IV.1) : Définitions graphiques du MTTF, MDT, MUT, MTTR et MTBF [64].

IV.4 Diagnostic

Le diagnostic est une procédure qui consiste à détecter et localiser un composant ou un élément défectueux dans un système dynamique. Il a pour objet de trouver la cause d'une défaillance. Nous adopterons la définition qui a été retenue par les instances de normalisation (AFNOR, CEI) : "Le diagnostic est l'identification de la cause probable de la (ou des) défaillance(s) à l'aide d'un raisonnement logique fondé sur un ensemble d'informations provenant d'une inspection, d'un contrôle ou d'un test". Cette définition très courte et concise résume les deux tâches essentielles en diagnostic :

- Observer les symptômes de la défaillance ;
- Identifier la cause de la défaillance à l'aide d'un raisonnement logique fondé sur des observations.

IV.4.1 Etapes du diagnostic

La procédure du diagnostic de défaillances et de dégradations susceptibles d'affecter les différentes entités d'un processus industriel (figure IV.2) s'articule autour des étapes suivantes [78] :

- l'extraction des informations à partir de moyens de mesures appropriées ou d'observations réalisées lors des rondes par les personnels de surveillance ;
- l'élaboration des caractéristiques et des signatures associées à des symptômes ;
- la détection d'un dysfonctionnement par comparaison avec des signatures associées à des états de fonctionnements normaux et anormaux et la définition d'indicateurs de confiance dans la détection ;
- la mise en œuvre d'une méthode de diagnostic de la défaillance ou de la dégradation à partir de l'utilisation des connaissances sur les relations de cause à effet ;
- la prise de décision en fonction des conséquences futures des défaillances et des dégradations. Cette prise de décision peut conduire à un arrêt de l'installation si les conséquences de la défaillance sont importantes pour la sécurité des personnes et des biens ou à une reconfiguration du fonctionnement du procédé pour éviter une perte de production en attendant le prochain arrêt de production le plus propice aux opérations de maintenance corrective.

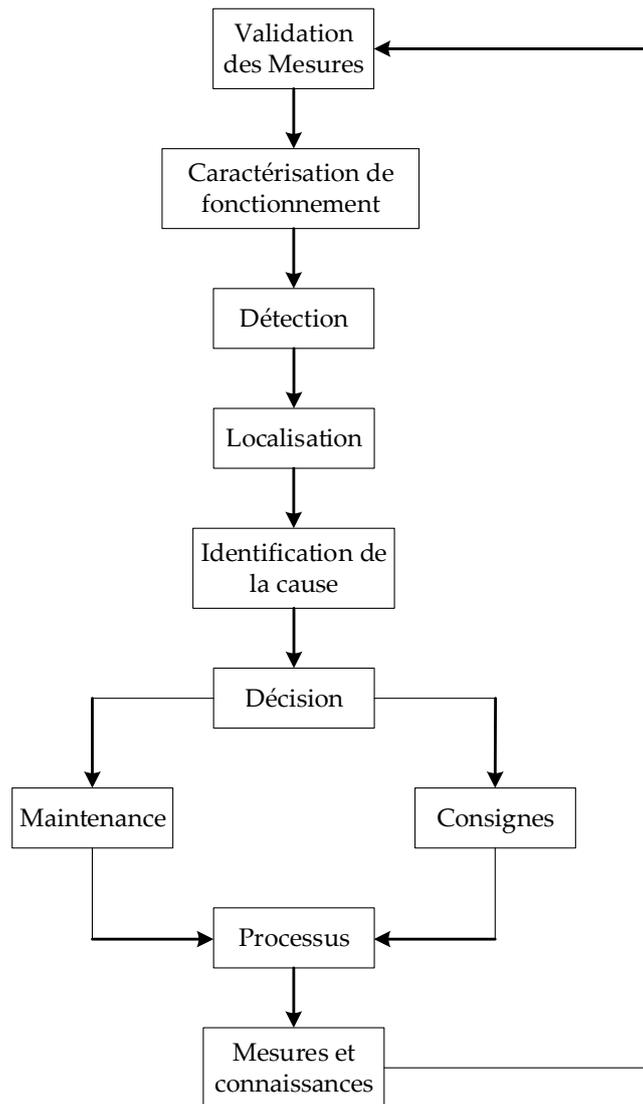


Figure (IV.2) : Etapes du diagnostic industriel [78].

IV.4.1.1 Acquisition des données

Cette fonction doit fournir une image du procédé. Les fonctions suivantes doivent être réalisées :

- Conditionnement et prétraitement du signal ;
- Validation du signal de mesure.

IV.4.1.2 Détection

La détection est le premier niveau du diagnostic consiste à prendre une décision binaire : soit le système fonctionne correctement, soit une panne s'est produite. Le résultat de la procédure de détection est une alarme signifiant que le fonctionnement réel du système ne concorde plus avec le modèle de fonctionnement sain.

IV.4.1.3 Localisation

C'est le deuxième niveau du diagnostic, déclenché par une procédure de détection, consistant à déterminer de manière plus approfondie les composants défectueux : capteur, actionneur, processus ou unité de commande.

IV.4.1.4 Identification

L'identification d'un défaut est le fait d'estimer l'amplitude et l'évolution temporelle du défaut afin d'expliquer au mieux le comportement du système. Cette partie d'identification du défaut est la dernière phase de la procédure de diagnostic.

IV.4.1.5 Prise de décision

Une fois le fonctionnement incorrect du système constaté, il est primordial d'agir de façon à maintenir les performances souhaitées ou à limiter les dégradations sur le système réel. Cette prise de décision permet de choisir entre plusieurs options comme arrêter le système pour faire de la maintenance ou accepter un fonctionnement dégradé. Il peut encore s'agir, quand cela est possible, de reconfigurer ou de réorganiser le système [79].

IV.4.2 Performance d'une procédure de diagnostic

Afin de pouvoir comparer diverses approches de diagnostic, il est utile d'identifier un ensemble de caractéristiques souhaitables qu'un système de diagnostic devrait posséder. D'une manière générale, nous pouvons représenter un ensemble de caractéristiques souhaitables qu'un système de diagnostic doit posséder comme suit [80] :

Déteçtabilité : c'est l'aptitude du système de diagnostic à pouvoir déceler la présence d'une défaillance sur le procédé. Elle est fortement liée à la notion d'indicateurs de défauts (résidus) : le générateur de résidu doit, d'une certaine manière, être sensible à la défaillance que l'on souhaite détecter.

Isolabilité : c'est la capacité du système de diagnostic à remonter directement à l'origine du défaut. Une alarme engendre bien souvent de nouvelles alarmes et il devient dès lors difficile de retrouver l'organe défaillant. La propriété d'isolabilité est liée à la structure des résidus et à la procédure de détection elle-même.

Sensibilité : elle caractérise l'aptitude du système à détecter des défauts d'une certaine amplitude. Elle dépend non seulement de la structure des résidus mais aussi du rapport de l'amplitude du bruit de mesure avec celle du défaut.

Robustesse : elle détermine la capacité du système à détecter des défauts indépendamment des erreurs de modélisation (sensibilité du résidu aux défauts et insensibilité vis-à-vis des perturbations). Généralement, la robustesse est définie par rapport à toutes les entrées inconnues.

En pratique, d'autres critères sont à prendre en considération. En phase d'industrialisation, les contraintes ergonomiques et économiques sont essentielles. La rapidité de détection peut être un facteur déterminant. De même, les coûts économiques vont conditionner la stratégie de diagnostic : le système nécessite-t-il des composants trop chers pour sa conception, le temps de développement est-il trop important.

IV.4.3 Différentes méthodes de diagnostic

Dans ce paragraphe, on présente différentes méthodes utilisées en diagnostic de systèmes physiques, le domaine était très vaste, des choix arbitraires ont été faits. Le but n'est donc pas de faire une synthèse exhaustive de l'existant, mais de montrer la richesse des possibilités qui s'offrent au concepteur de système de diagnostic. En effet, différents types d'algorithmes de détection dédiés aux systèmes

physiques ont été conçus par les chercheurs. Néanmoins, on peut les classer en deux grandes familles : les méthodes internes et les méthodes externes [75]. Les principales méthodes de diagnostics sont organisées sur la figure (IV.3) :

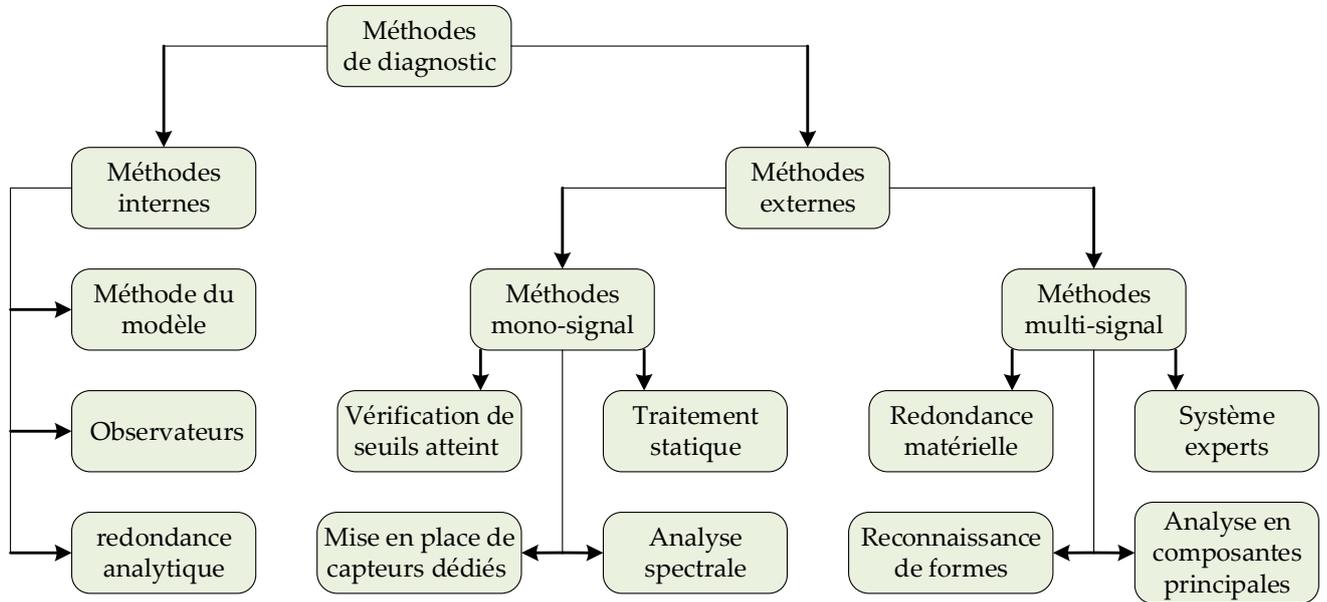


Figure (IV.3) : Classement des méthodes de diagnostic.

IV.4.3.1 Méthodes internes

Elles impliquent une connaissance approfondie du fonctionnement sous forme de modèles mathématiques validés expérimentalement. Ces méthodes de diagnostic internes dont le principe comprennent la méthode du modèle, les méthodes d'identification de paramètres et les méthodes d'estimation du vecteur d'état.

IV.4.3.1.1 Méthode du modèle

La méthode du diagnostic basée sur le modèle [81] consiste à comparer les grandeurs déduites d'un modèle représentatif du fonctionnement des différentes entités du processus avec les mesures directement observées sur le processus industriel. La figure (IV.4) représente le fonctionnement d'un système de détection de défaillances utilisant l'approche basée sur le modèle.

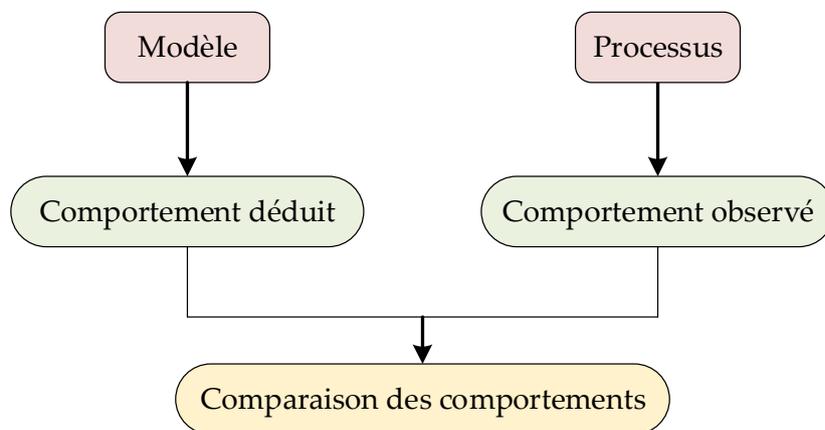


Figure (IV.4) : Principe de fonctionnement de la méthode du modèle.

La comparaison des comportements sert à la détection des écarts entre les signaux d'état: normaux et anormaux. Les observations simultanées des signaux de sortie de comparaison permettent d'isoler rapidement le module défaillant.

IV.4.3.1.2 Diagnostic de défauts par observateurs

Le principe fondamentale des méthodes de diagnostic à l'aide d'observateurs est de reconstruire une partie ou l'ensemble des sorties du système à partir de grandeurs accessible du procédé. Les signaux indicateurs de défauts sont générés en formant la différence entre les sorties estimées et les sorties réelles. En absence de défauts, les différences convergentes vers zéro dès qu'un défaut apparaisse, ces différences ne sont plus égales à zéro. Cependant, tout système physique est exposé à des perturbations inévitables, qui sont traduites, tout comme les défauts, par un changement dans le modèle du procédé. Ces perturbations entraînent alors à une incohérence entre les sorties du système physique et celle de l'observateur.

IV.4.3.1.3 Diagnostic de défauts par redondance analytique

Cette méthode à l'avantage de ne pas augmenter le coût de l'installation et de se dégager des contraintes matérielles. Son principe repose généralement sur un test de cohérence entre un comportement observé du processus fourni par des capteurs et un comportement prévu fourni par une représentation mathématique du processus. Elle nécessite donc un modèle du système à surveiller. Ce modèle comprend un certain nombre de paramètres dont les valeurs sont supposées connues lors du fonctionnement normal. La comparaison entre le comportement réel du système et le comportement attendu donné par le modèle fournit une quantité, appelée résidu, qui va servir à déterminer si le système est dans un état défaillant ou non [81].

IV.4.3.2 Méthodes externes sans modèle mathématique

Elles supposent qu'aucun modèle n'est disponible pour décrire les relations de causalité. La seule connaissance, dont on dispose, est l'expertise humaine confortée par un solide retour d'expérience. Cette connaissance est associée aux défaillances après interprétation des différentes signatures. Parmi ces méthodes on trouve :

IV.4.3.2.1 Méthodes mono-signal

a. Vérification de seuils atteint : Les mesures sont comparées à des seuils critiques définis à priori pour chaque signal. Ainsi, un défaut est détecté si le signal ou la variable en question dépasse son seuil. Généralement en utilise deux seuils, le premier est un seuil d'avertissement et le second déclenche les mesures d'urgence.

b. Mise en place de capteurs dédiés : Ces capteurs peuvent être soit des détecteurs vérifiant de manière simple si les valeurs critiques sont atteintes ou non (température, pression, ...) ou des capteurs mesurant des variables spécifiques (gaz, bruit, vibration,...).

c. Traitement statistique : Le traitement statistique permet de calculer certains paramètres sur les variables tels que les moments statistiques (moyenne, variance, ...), ou d'autres grandeurs comme la somme cumulés par exemple. Ces paramètres ou grandeurs sont testés afin de détecter des éventuels défauts présents dans le signal.

d. Analyse spectrale : L'analyse spectrale fournit une représentation des signaux dans le domaine fréquentiel. Cette représentation permet de caractériser certains types de défauts qui peuvent avoir des signatures appropriées. Ces signatures sont utilisées pour la détection et la localisation de ces défauts.

IV.4.3.2.2 Méthodes multi-signal

Les méthodes multi-signal tiennent compte des relations qui existent entre les différentes grandeurs surveillées.

a. Redondance matérielle : La redondance matérielle consiste en la mise en place d'une série de capteurs mesurant la même grandeur physique sur un même organe du système. Les comparaisons par différence des mesures des capteurs deux à deux forment alors les résidus. Si un des capteurs est défaillant, il est alors détecté et isolé facilement, car il affecte tous les résidus où il intervient. De nombreuses applications industrielles appliquent cette méthode de diagnostic [82]. Cette méthode est principalement dédiée à des systèmes présentant des hauts risques, tels les centrales nucléaires, l'aéronautique, etc. Il s'agit de systèmes sur lesquels la sécurité prime sur le coût et la maintenance des capteurs

b. Reconnaissances de formes : Parmi toutes les approches du diagnostic, la reconnaissance des formes est une technique de définition d'algorithmes permettant de classer des objets dont l'aspect a varié par rapport à un objet type. Il s'agit de définir à quelle forme-type une forme observée ressemble le plus [75]. La procédure de diagnostic basée sur les techniques de reconnaissance des formes met en œuvre quatre étapes principales qui sont résumées sur la figure (IV.5).

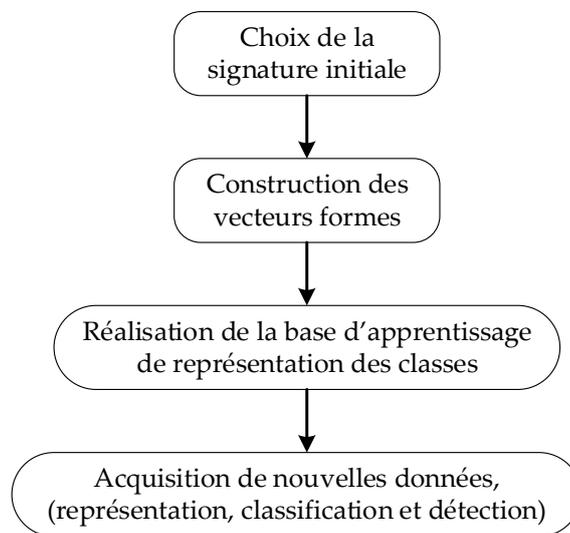


Figure (IV.5) : Procédure de diagnostic basée sur la technique de la reconnaissance des formes.

c. Systèmes experts : L'approche par systèmes experts est différente des méthodes précédentes, dans le sens où elle vise à évaluer les symptômes obtenus par la détection matérielle ou logicielle. Le système expert se compose habituellement d'une combinaison de règles logiques du genre :

Si (*état de système*) Et (*fait observable*) Alors (*état de système j*)

Où chaque conclusion peut, alternativement, servir d'état dans une prochaine règle jusqu'à ce que la conclusion finale soit atteinte. Le système expert peut soit fonctionner grâce à l'information qui lui est

présentée par la détection matérielle ou logicielle ou soit interagir avec un opérateur humain, s'enquérant auprès de lui des symptômes particuliers et le guidant au travers des processus entièrement logiques [83].

d. Analyse en composantes principales : L'analyse en composantes principales (ACP) est une technique descriptive permettant d'étudier les corrélations qui existent entre les variables, sans tenir compte à priori d'un quelconque modèle. Le but de l'ACP est d'identifier la structure de dépendance entre des observations multivariables afin d'obtenir une description ou une représentation compacte de ces dernières. L'analyse en composantes principales peut être vue comme une technique de projection orthogonale linéaire qui projette les observations multidimensionnelles représentées dans un espace de dimension m (m est le nombre de variables observées) dans un sous-espace de dimension inférieure en maximisant la variance des projections.

IV.4.4 Sélection de la méthode de diagnostic

La sélection de la méthode de diagnostic la plus appropriée à un système industriel donné ne peut se faire qu'après un recensement des besoins et des connaissances disponibles. Ce paragraphe a pour objectif de structurer la démarche pour retenir la méthode techniquement et économiquement la plus efficace. L'inventaire des éléments à étudier est le suivant [76]:

- Nature des causes de défaillances à localiser ;
- Connaissance des symptômes associés aux défaillances induites par les causes ;
- Maîtrise des moyens de mesure des symptômes ;
- Maîtrise des moyens de traitement des symptômes ;
- Connaissance des mécanismes physiques entre les causes et les effets ;
- Inventaire du retour d'expérience ;
- Recensement des expertises disponibles ;
- Définition du niveau de confiance dans le diagnostic ;
- Identification des utilisateurs finaux du diagnostic.

IV.5 Défaits dans le système photovoltaïque

Nous avons décrit dans les parties précédentes de ce mémoire les différents composants constituant une unité de production photovoltaïque. Nous décrivons dans cette partie les différents défauts et anomalies associés à ces composants. Au cours de son fonctionnement, une installation PV peut être éventuellement soumise à différents défauts et conditions de fonctionnement anormales. Les défauts et les anomalies apparus varient d'une installation à une autre en fonction de sa conception, installation, opération et maintenance. L'étude menée dans les travaux de [17] a permis de collecter les défauts les plus rencontrés dans une installation photovoltaïque, qui peuvent être classifiés en sept grands groupes selon la fonction des différents composants constituant l'installation PV [17] :

- Défaits dans le générateur photovoltaïque ;
- Défaits dans la boîte de jonction ;
- Défaits dans le système de câblage ;
- Défaits dans le système de protection ;
- Défaits de l'onduleur ;
- Défaits dans le système d'acquisition des données.

La liste des origines de défauts les plus fréquents est détaillé dans l'annexe B. Dans ce travail, nous ne retenons que les défauts dans la partie de puissance qui représentent environ de 50 % des défauts dans les systèmes PV [73].

IV.6 Défaillance du convertisseur statique

L'étage de puissance du système PV est composé d'un ensemble hacheur-filtre d'entrée et un onduleur triphasé. Pour le contrôle de puissance injecté dans le réseau, deux capteurs de courant et un capteur de tension continue sont nécessaires. Le point faible de cette architecture est qu'un défaut sur chacun des composants de la chaîne de conversion d'énergie entraîne la perte de contrôle totale ou partielle du système PV. En pratique, le défaut peut concerner le réseau (microcoupures, court-circuit...), le hacheur (défaillance du transistor ou de la diode), l'onduleur (défaillance de transistor ou de diode) ou l'un des capteurs. Parmi ces défauts, ceux concernant le réseau ainsi que ceux de l'onduleur et sa commande rapprochée peuvent être considérés comme étant les plus probables [84].

Il a été montré dans [85] que les composants présentant le taux de défaillance le plus élevé sont généralement les condensateurs électrolytiques. Cette étude avait été réalisée pour une alimentation à découpage de type 'Forward unidirectionnel'. L'auteur avait montré que les condensateurs étaient responsables de trois pannes sur quatre (à température ambiante) et que, pour cette même température, le taux de défaillance des transistors était en moyenne deux fois plus élevé que celui des autres composants. Les différents types de défauts de l'IGBT ou de la diode ont pour conséquence soit un défaut "circuit-ouvert" soit un défaut de "court-circuit".

IV.6.1 Défaillance du condensateur

Les condensateurs sont plus étudiés parce qu'ils sont dans les applications courantes les composants qui posent le plus de problèmes mais qui, inversement, sont les plus simples à analyser. Le schéma équivalent d'un condensateur réel peut être mis sous différentes formes. Nous utiliserons celle de la figure (IV.6 a). Ce modèle peut être simplifié comme illustrer dans la figure (IV.6 b).

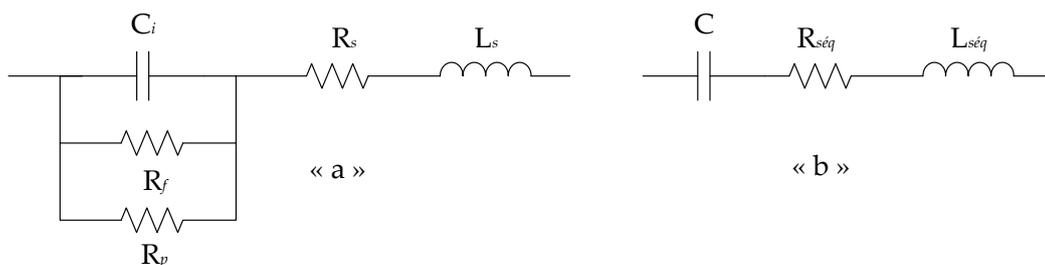


Figure (IV.6) : Schéma équivalent d'un condensateur : (a) réel, (b) simplifié.

Avec :

- C_i : Capacité parfait, l'élément principal du condensateur ;
- R_p : Résistance équivalente utilisée pour la définition des pertes totales du condensateur à une fréquence donnée ;
- R_s : Résistance série des connexions et des armatures ;
- R_f : Résistance de fuites est, en général, très grande et son influence est à négliger ;
- L_s : Inductance équivalente série des connexions et des enroulements.

Les paramètres du schéma simplifié sont calculés comme suit [86] :

$$\begin{cases} C = C_i \left(1 + \frac{1}{R_p^2 C_i^2 \omega_n^2} \right) \\ R_{s\acute{e}q} = R_s + \frac{R_p}{1 + R_p^2 C_i^2 \omega_n^2} \\ L_{s\acute{e}q} = L_s \end{cases} \quad (IV.1)$$

Avec :

- ω_n : Pulsation naturelle du circuit C- $R_{s\acute{e}q}$ - $L_{s\acute{e}q}$;
- C : Capacité (dépendante de la fréquence) ;
- $R_{s\acute{e}q}$: Résistance équivalente série représentant toutes les pertes dans les condensateurs (fonction de la fréquence) ;
- $L_{s\acute{e}q}$: Inductance équivalente série, sa valeur est de quelques nH et qu'est indépendante de la fréquence.

IV.6.1.1 Cas des condensateurs électrolytiques

Les condensateurs utilisés en électronique de puissance, surtout de type électrolytique, sont les éléments les plus fragiles dans un convertisseur [87]. Pour ces condensateurs, la figure (IV.7) nous montre que leurs durées de vie sont approximativement divisées par deux, chaque fois que la température est augmentée de 10°C. Le courant qui traverse le condensateur et donc la résistance équivalente série $R_{s\acute{e}q}$, provoque une élévation de température et influence sur la durée de vie. La fin de vie des condensateurs est provoquée par un phénomène de défaillance interne, évaporation de l'électrolyte ou réaction chimique qui se manifeste par la dégradation des paramètres électriques suivants : la résistance équivalente série $R_{s\acute{e}q}$ augmente et la capacité diminue, cette dernière évoluant de manière moins importante. Avec cette augmentation rapide de $R_{s\acute{e}q}$ et cette diminution de C, la tension aux bornes du condensateur v_c présente de plus en plus d'ondulation (Δv_c). Une surveillance de ce taux peut permettre de détecter l'état du filtre d'entrée.

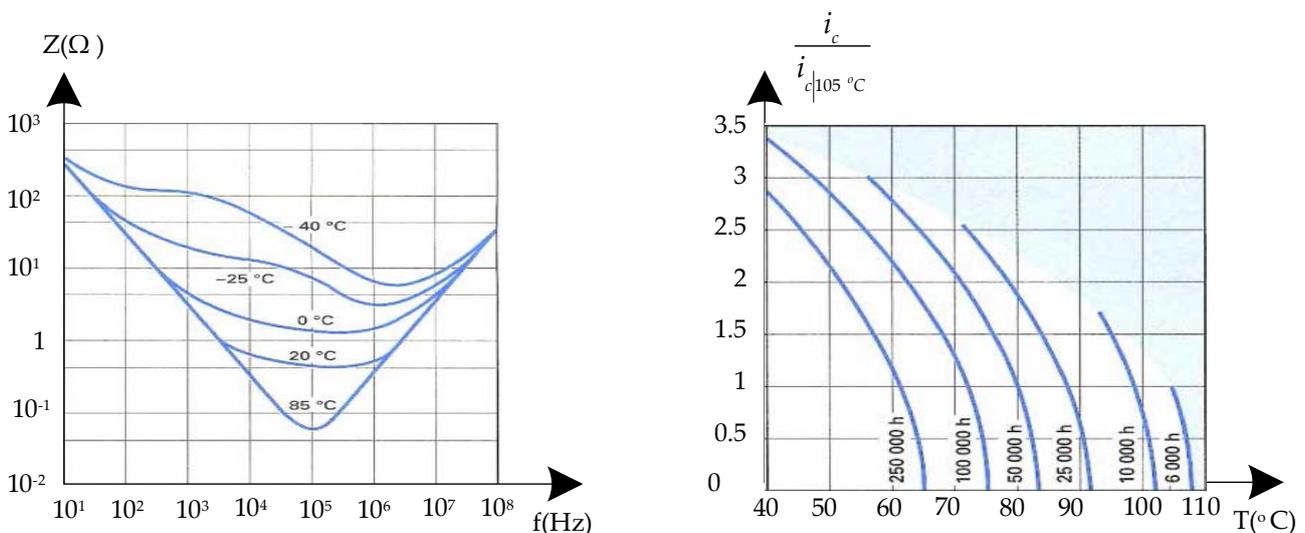


Figure (IV.7) : (a) Variation de l'impédance d'un condensateur électrolytique en fonction de la fréquence et de la température, (b) Durée de vie du condensateur en fonction de la température du courant efficace admissible [88].

Dans des conditions de fonctionnement normales, les défaillances dites immédiates ne se produisent pas à moins que n'apparaissent des surtensions ou des surintensités accidentelles, ou que la qualité de ces condensateurs ne soit pas surveillée. En fonctionnement normal, d'autres phénomènes sont susceptibles d'intervenir et d'altérer les propriétés du condensateur au cours du temps. Ces phénomènes sont représentés par la figure ((VI.8).

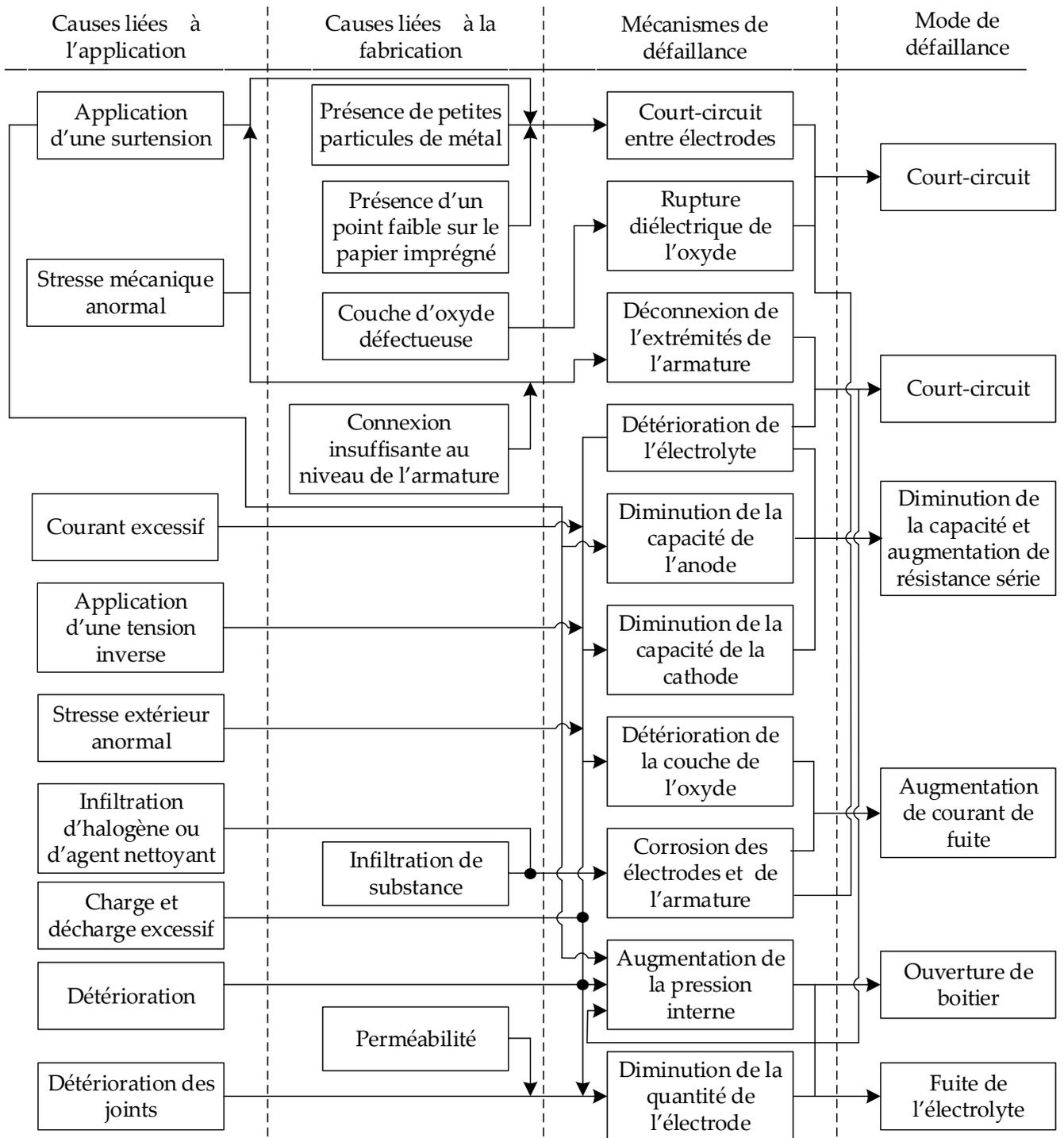


Figure (IV.8) : Diagramme de défaillance pour les condensateurs électrolytiques [89].

IV.6.1.2 Cas des condensateurs à films métallisés

Les conséquences d'une défaillance sur un condensateur à films dépendent de l'utilisation de ce condensateur. En capacité de filtrage, comme pour les condensateurs électrolytiques, une augmentation du taux d'ondulation de la tension en sortie du filtre est observée. On observe également un échauffement dans la capacité dû à une mauvaise répartition du courant dans la métallisation du film (ondulation haute fréquence). Dans le cas d'une utilisation dans un circuit d'aide à la commutation, un mauvais dimensionnement en courant d'une part et un fonctionnement à haute fréquence d'autre part peuvent produire des échauffements dus également à une mauvaise répartition des courants. Dans une utilisation pour le découplage, la connectique actuelle des condensateurs ne permet pas l'élimination des parasites hautes fréquences pouvant résulter du réseau et/ou des commutations. Il n'y a pas à l'heure actuelle de solution technologique permettant de répondre complètement au problème [85].

IV.6.2 Défaillance des composants électroniques

Les causes de défaillance en électronique sont regroupées en deux classes. La première porte sur une utilisation du composant en dehors de ses spécifications. Ces contraintes sont statiques : tension, courant, température, pression, taux d'humidité... et dynamiques : di/dt , dv/dt , gradient de température... Il faut aussi tenir compte des phénomènes de focalisation et de densité locale de courant excessive relevant de fonctionnements particuliers (blocage rapide de la diode de corps d'un IGBT par exemple). Toutes ces contraintes importantes conduisent à un vieillissement accéléré (voire instantané) d'origine thermoélectrique et thermomécanique du puces silicium et de leur report. La genèse de cette contrainte étant très souvent d'origine externe au composant (défaut de la commande, mauvaise maîtrise ou "défaut" de l'environnement électrique).

La deuxième classe est liée au comportement du composant vis-à-vis de contraintes. Ces causes de défaillance peuvent être dissociées en deux groupes [84] :

- Les défaillances intrinsèques et aléatoires sous faibles contraintes, liées à des mécanismes de dégradation physico-chimiques, donc indépendantes du temps (contamination ionique, particules ionisantes...);
- Les défaillances dont l'origine est un vieillissement du composant sous fortes contraintes (délamination de d'un joint brasé, décollement de bonding, électro migration...).

IV.6.2.1 Défaillance de diodes classiques

Pour les diodes classiques, l'analyse est plus complexe car il existe plusieurs modes de défaillance possibles. Seul le vieillissement, qui est la défaillance la plus importante, sera présenté ici. Les diodes peuvent vieillir de plusieurs façons. Il peut y avoir un problème sur la puce de silicium, un problème sur le boîtier qui n'est plus ou pas hermétique. Un indicateur de l'état de la diode est l'impédance thermique Z_{th} qui devra être la plus petite possible. Elle est définie par la relation suivante [85] :

$$Z_{th} = \frac{T_{jonction} - T_{boitier}}{P_D} \quad (IV.2)$$

Avec P_D puissance dissipée dans la diode en Watt.

Les coefficients de dilatation des différents matériaux de la diode étant différents, des craquelures peuvent apparaître. La dissipation thermique est alors de moins en moins bonne et l'impédance

thermique va augmenter (se dégrader). La défaillance apparaît ainsi en fin de vie du composant, pendant la période dite « période d'usure ».

IV.6.2.2 Défaillance d'un interrupteur statique : l'IGBT

Les modes de défaillance d'un module IGBT au sein d'une cellule de commutation sont constitués d'un enchaînement de phénomènes. Les causes peuvent être multiples, plus ou moins connues, et aboutissent inévitablement à la destruction du composant. Les causes de la défaillance d'un composant peuvent provenir de deux sources [89]:

- Elles peuvent être dues aux contraintes appliquées au composant durant son fonctionnement normal (tension, élévation de température, contraintes environnementales,...) : ce sont des causes dites externes. Dans ce cas, on parle de mécanismes de dégradation ou de vieillissement ;
- Elles peuvent être dues aux "défauts" induits dans le composant durant les différents procédés de fabrication (malformation de l'oxyde de grille, défauts de pureté du cristal de silicium, défaut de réalisation du packaging,...) : ce sont des causes dites internes. Dans ce cas, on parle d'un manque de qualité du composant et donc de mécanismes de très fort vieillissement. Il est possible d'éliminer la plupart de ses causes puisque les composants, en sortie de la chaîne de production, sont soumis à des tests de qualité normalisés.

IV.6.2.2.1 Causes externes

Les causes externes de défaillance des modules IGBT sont citées dans le tableau (IV.1), qui énumère tous les mécanismes de dégradation (causes), les conséquences électriques et physiques subies par le composant et enfin, définit les modes de défaillance rattachés à toutes ces causes. Ces mécanismes de dégradation peuvent se traduire par une modification des paramètres électriques du composant. La dernière colonne de ce tableau nous donne les paramètres électriques à surveiller, témoins de l'apparition et de l'amplitude de ces dégradations.

Causes	Conséquences physiques	Conséquences électriques / thermiques	Mode de défaillance	Indicateurs
Cyclage	Décollement des bondings Dégradation des bondings Dégradation des métallisations Fissure des puces et des substrats Délamination des brasures	Déconnexions des faisceaux de bonding Augmentation locale de la température. Augmentation de V_{ce_sat} et de la résistance thermique jonction/boîtier	Puces en circuit ouvert ou en court-circuit selon le mode dégradation	Chute de tension, résistance thermique jonction/semelle
Corrosion	Attaque chimique des bondings et des métallisations	Déconnexions des faisceaux de bonding	Puce en circuit ouvert	Chute de tension
Electromigration	Infiltration d'aluminium dans les puces siliciums	Diminution de la résistance de contact Si/métallisation	Puce en court-circuit	Courant de fuite
Décharges partielles	Agrandissement des micro-cavités dans le substrat isolant, création d'un canal conducteur dans le substrat	Perte d'isolation entre collecteur et radiateur pour une puce Court-circuit	Puce en court-circuit	Mesure spécifique (quantité de charges lors des décharges)

Rayonnement cosmique	Génération de charges dans les oxydes de grille. Dégradation physique des puces silicium	Rupture diélectrique de l'oxyde de grille	Court-circuit de puce Commande en court-circuit.	Puce en court-circuit Tension de seuil, courant de fuite
Vieillessement de l'oxyde	Injection et piégeage de charges dans l'oxyde. Dégradation de la qualité de l'oxyde	Rupture diélectrique de l'oxyde de grille	Commande en court-circuit.	Puce en court-circuit Tension de seuil

Tableau (IV.1) : Mécanismes de dégradation et de vieillissement apparaissant sur les interrupteurs de puissance [89].

IV.6.2.2 Les effets du cyclage thermique

On ne détaille que les mécanismes de vieillissement apparaissant lors du cyclage thermique qui sont les plus connus et les plus étudiés en électronique de puissance. Cette contrainte est généralement appliquée aux composants de moyenne et forte puissance. Pour ce type de composants, le cyclage est la cause de défaillance prédominante. Cette contrainte résulte de l'application de cycles de marche et d'arrêt ou de variations de fréquence de modulation sur les dispositifs concernés. Ce cyclage entraîne une forte ondulation de la température au sein du composant et induit des contraintes thermomécaniques à l'ensemble des constituants du module. Ces contraintes résultent d'une forte disparité des coefficients de dilatation des matériaux employés pour le packaging de ces modules (cuivre, alumine, silicium, aluminium...). Cette contrainte majeure limite le nombre de cycles que peut subir le composant avant la défaillance. Ces différentes dégradations amènent des modes de défaillance divers.

Le tableau(IV.2) énumère tous ces modes de dégradation et présente les différents scénarios provoquant la défaillance du module IGBT.

Modes de dégradation	conséquences	Modes de défaillance du module IGBT
Déconnexion des faisceaux de bonding	Auto-échauffement, ouverture des bondings amenant la génération d'arcs électriques dans le gel silicone et le risque d'explosion	Détérioration de la métallisation, puce en circuit ouvert
Craquelures au niveau des faisceaux de bonding	Augmentation de la résistivité au niveau du contact, auto-échauffement, ouverture des bondings	Puce en circuit ouvert
Déformation des métallisations en aluminium	Dégradation limitée de la résistance de la métallisation, auto-échauffement, ouverture des faisceaux de bonding ou dépassement de la température intrinsèque du silicium	Puce en circuit ouvert ou puce en court-circuit
Cassure au niveau du substrat et des puces	Claquage diélectrique de la couche, création d'un échauffement intense, augmentation du courant de fuite	Puce en court-circuit ou court-circuit entre la puce et le radiateur
Fatigue des brasures et délaminage des puces	Augmentation de la résistance thermique sous la puce, élévation de la température de jonction, dépassement de la température intrinsèque du silicium	Puce en court-circuit

Tableau (IV.2) : Mécanismes de vieillissement des composants soumis au cyclage thermique [89].

IV.7 Diagnostic des défauts de l'onduleur

Dans cette partie nous présentons une analyse avec simulation des différents défauts dans les onduleurs de tension à deux et à trois niveaux commandés par SVM. Les méthodes utilisées, dans cette étude pour la détection et la localisation de défauts dans l'onduleur, sont basées sur l'analyse du vecteur courant délivré par l'onduleur. Les différents défauts considérés sont :

- IGBT maintenu ouvert ;
- Court-circuit du bus continu.

IV.7.1 Interrupteur maintenu ouvert

Le maintien à l'état ouvert d'un transistor, dû par exemple à une défaillance de grille, entraîne une perte de réversibilité en courant de l'interrupteur et se manifeste en mode onduleur par la perte d'une alternance du courant de phase, qui est alors unipolaire et non sinusoïdale. Ainsi, dans le cas où le transistor supérieur d'une cellule reste ouvert (figure IV.9) et que le courant dans la phase correspondante est positif, la phase de l'onduleur reste connectée au potentiel négatif du bus continu par la diode du bas du même bras.

Comme conséquence, ce type de défaut conduit à une annulation du courant dans la phase en défaut, durant une demi-période du courant et, comme le neutre est isolé, les courants dans les deux autres phases sont également déformés (figure IV.11 a, figure IV.12 a). Puis, lorsque le courant de phase change de signe, le transistor défaillant n'intervient plus et le courant peut alors être contrôlé à travers le transistor inférieur et la diode supérieure du même bras (diode antiparallèle du transistor supérieur défaillant).

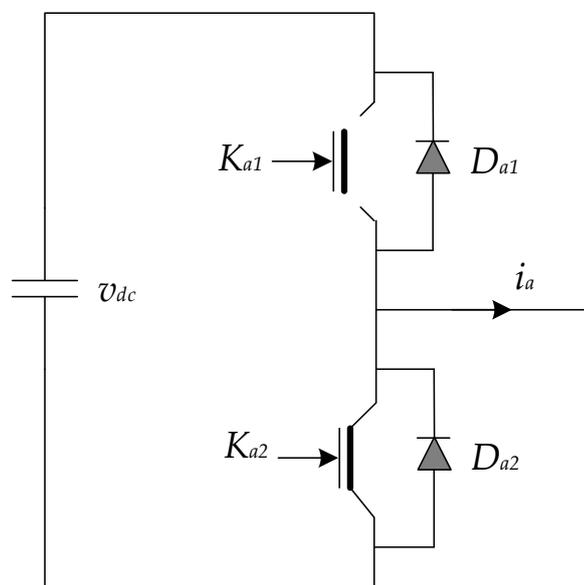


Figure (IV.9) : Défaut de circuit ouvert dans un interrupteur.

Deux méthodes sont proposées pour la détection de ce type de défauts à savoir :

- La première méthode est basée sur l'analyse de la trajectoire du vecteur courant (le contour de Park) ;
- La deuxième méthode utilise la valeur moyenne des courants de phase.

Le système des courants triphasé $i_{f(abc)}$ est transformé à un système biphasé $i_{f(\alpha\beta)}$ par la transformation de Concordia. Les courants biphasés peuvent être calculés par l'équation suivante :

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

Dans l'état sein, le contour de Park est un cercle centré à l'origine qui peut être considéré comme un indice de référence simple et intéressant dans la mesure où ces déviations indiquent les anomalies pouvant affecter notre système. Les courants de ligne forment un système triphasé équilibré et leurs valeurs moyennes sont nuls comme illustré la figure (IV.10).

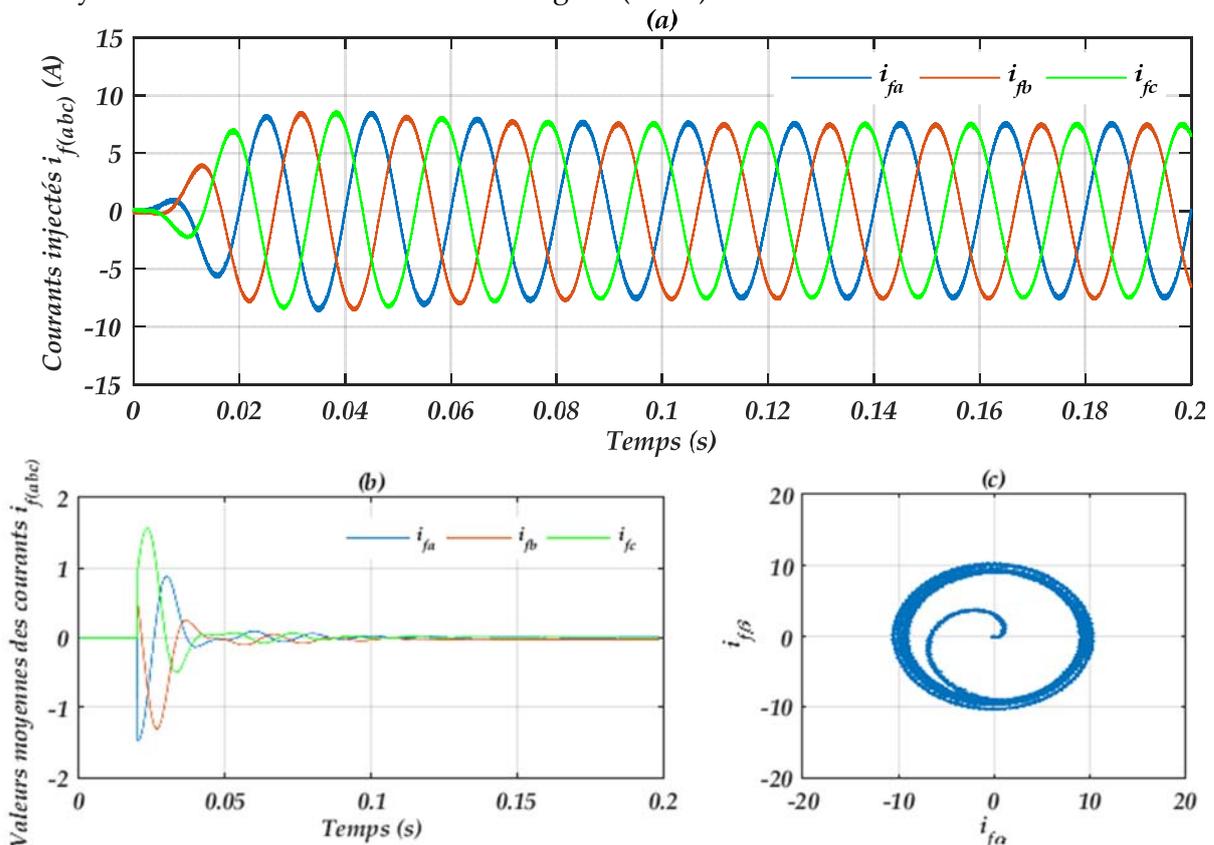


Figure (IV.10) : Fonctionnement sien : (a) Courants triphasés injectés dans le réseau, (b) Valeurs moyennes de ces courants, (c) Trajectoires de contour de Park dans le référentiel (α, β) .

Le rapport qui représente la pente φ de la trajectoire moyenne du courant sur un temps discret est défini par :

$$\varphi = \frac{i_{\alpha}^k - i_{\alpha}^{k-1}}{i_{\beta}^k - i_{\beta}^{k-1}} \quad (\text{IV.4})$$

Les figures suivantes montrent les formes d'onde des courants des phases, leurs valeurs moyennes et le compteur de Park correspondant. A la suite d'un défaut de circuit-ouvert dans un transistor du haut d'un bras, le courant de la phase connectée à ce bras ne peut plus être imposé lorsque sa référence est positive ; il ne peut être que négatif ou nul. Lorsque celui-ci devient nul, les courants des deux autres phases (à somme nulle), prennent des valeurs instantanément élevées pour garder la somme nul.

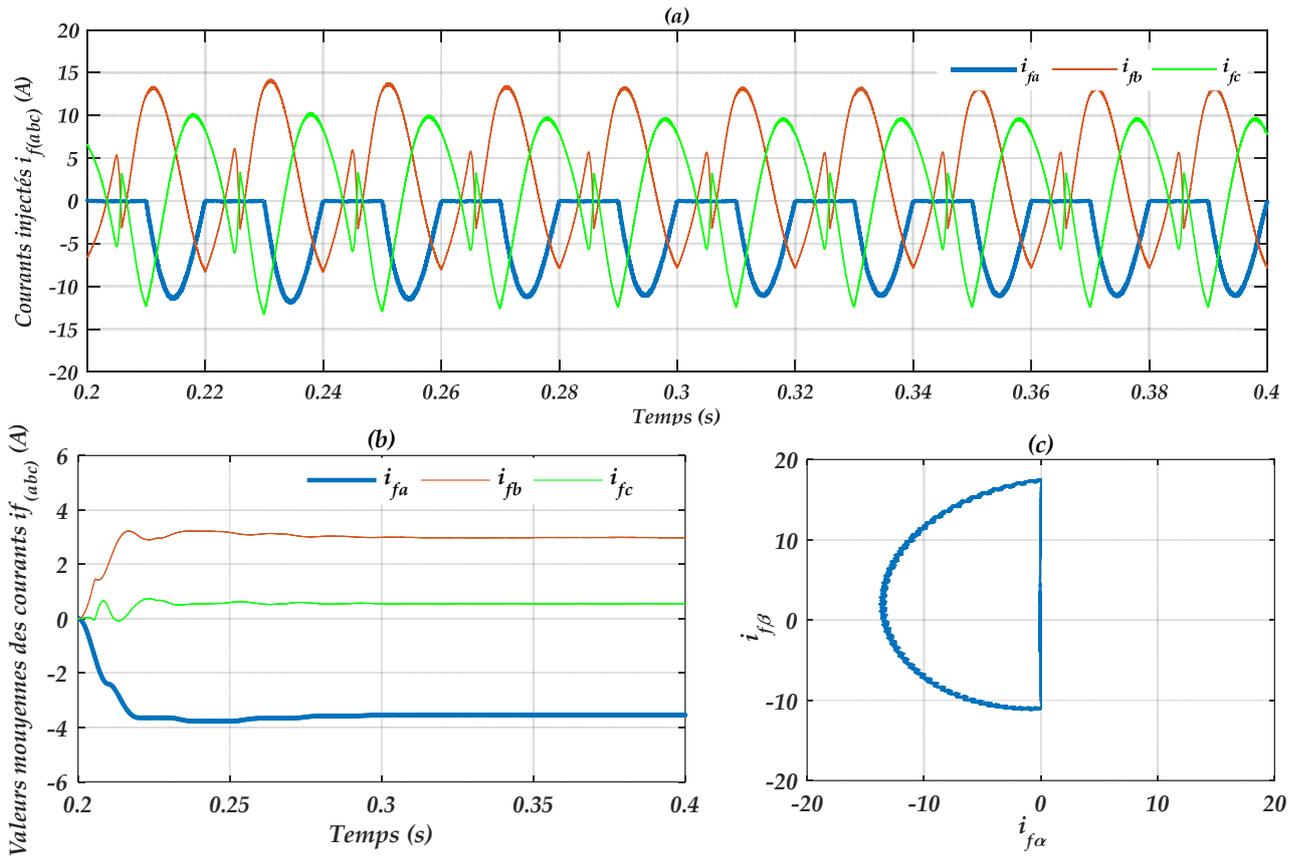


Figure (IV.11) : Fonctionnement avec K_{a1} en défaut : (a) Courants triphasés injectés dans le réseau, (b) Valeurs moyennes de ces courants, (c) Trajectoires de contour de Park dans le référentiel (α, β) .

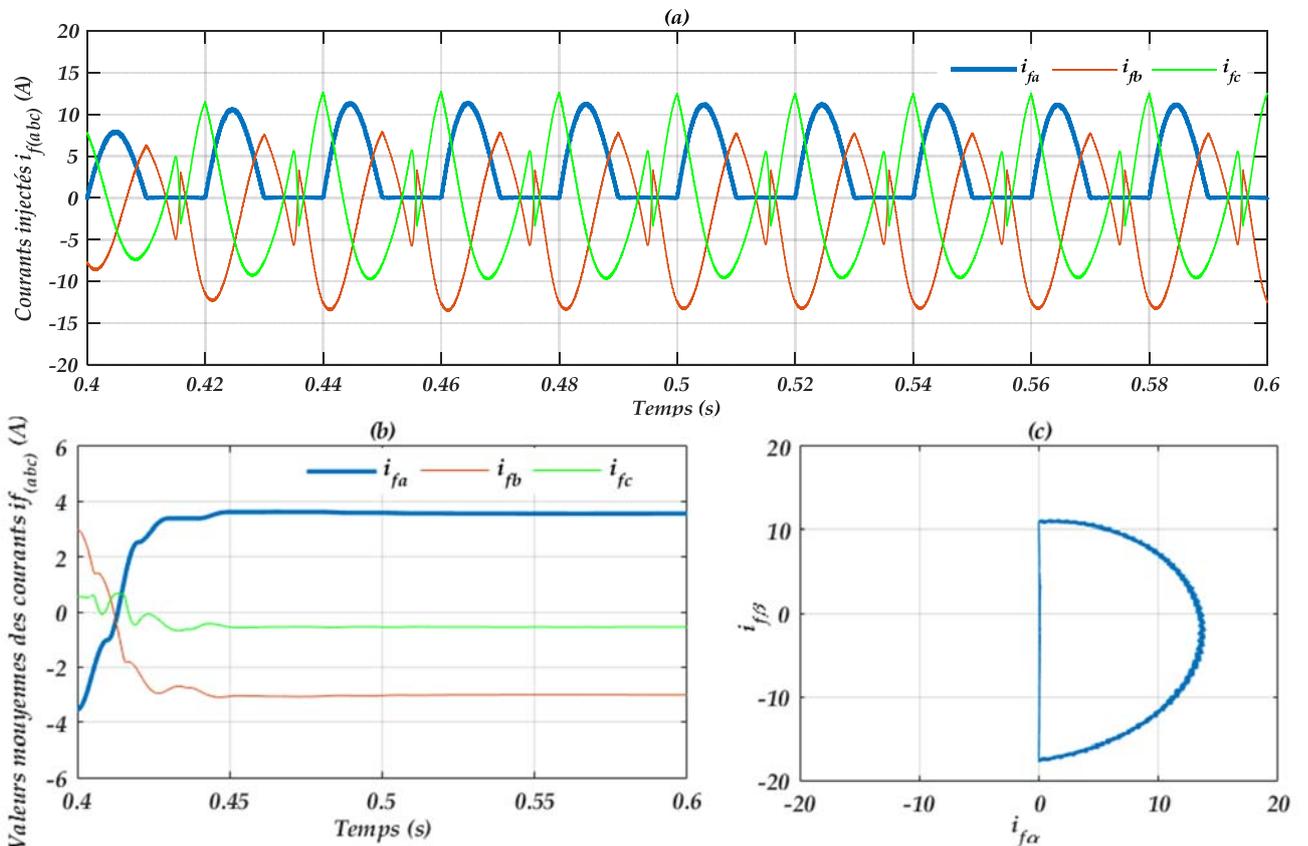


Figure (IV.12) : Fonctionnement avec K_{a2} en défaut : (a) Courants triphasés injectés dans le réseau, (b) Valeurs moyennes de ces courants, (c) Trajectoires de contour de Park dans le référentiel (α, β) .

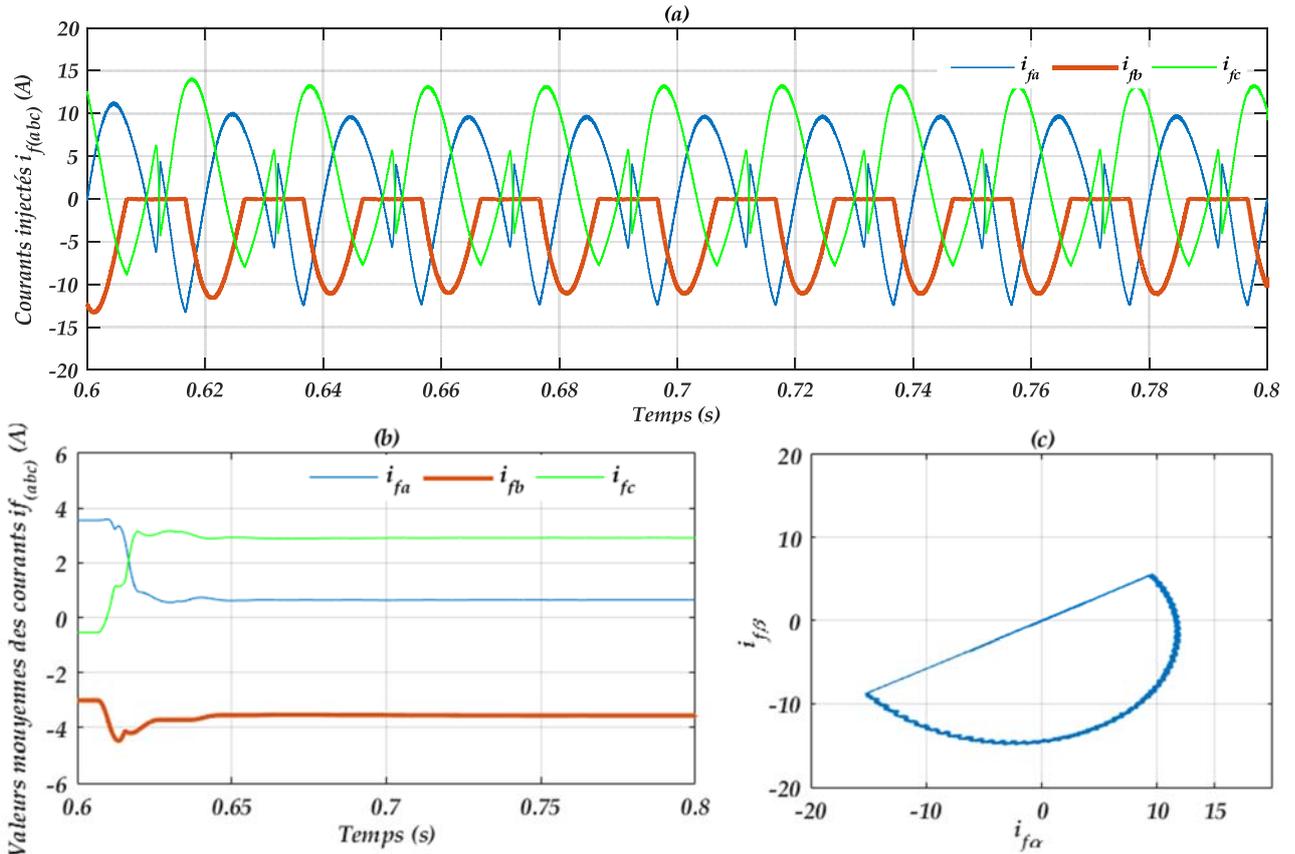


Figure (IV.13) : Fonctionnement avec K_{b1} en défaut : (a) Courants triphasés injectés dans le réseau, (b) Valeurs moyennes de ces courants, (c) Trajectoires de contour de Park dans le référentiel (α, β) .

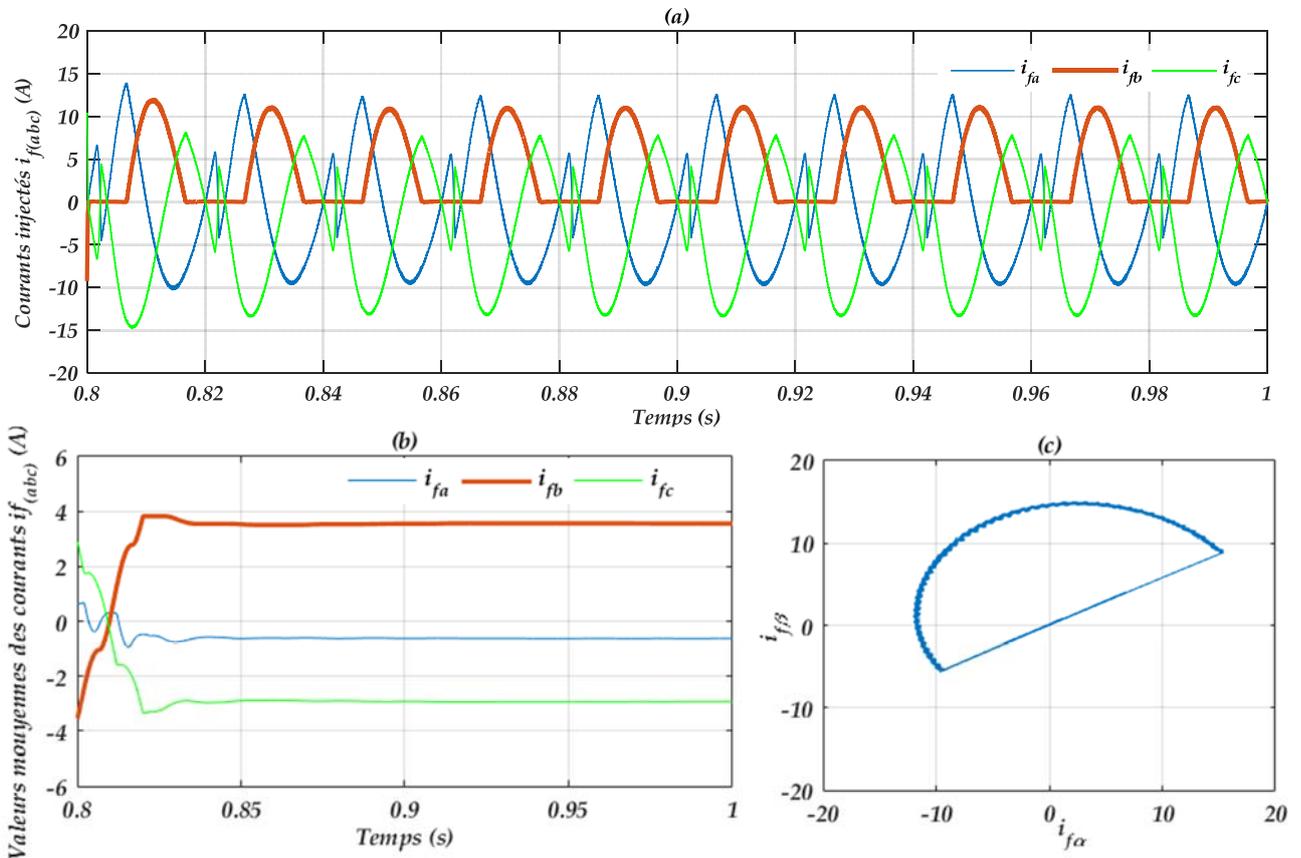


Figure (IV.14) : Fonctionnement avec K_{b2} en défaut : (a) Courants triphasés injectés dans le réseau, (b) Valeurs moyennes de ces courants, (c) Trajectoires de contour de Park dans le référentiel (α, β) .

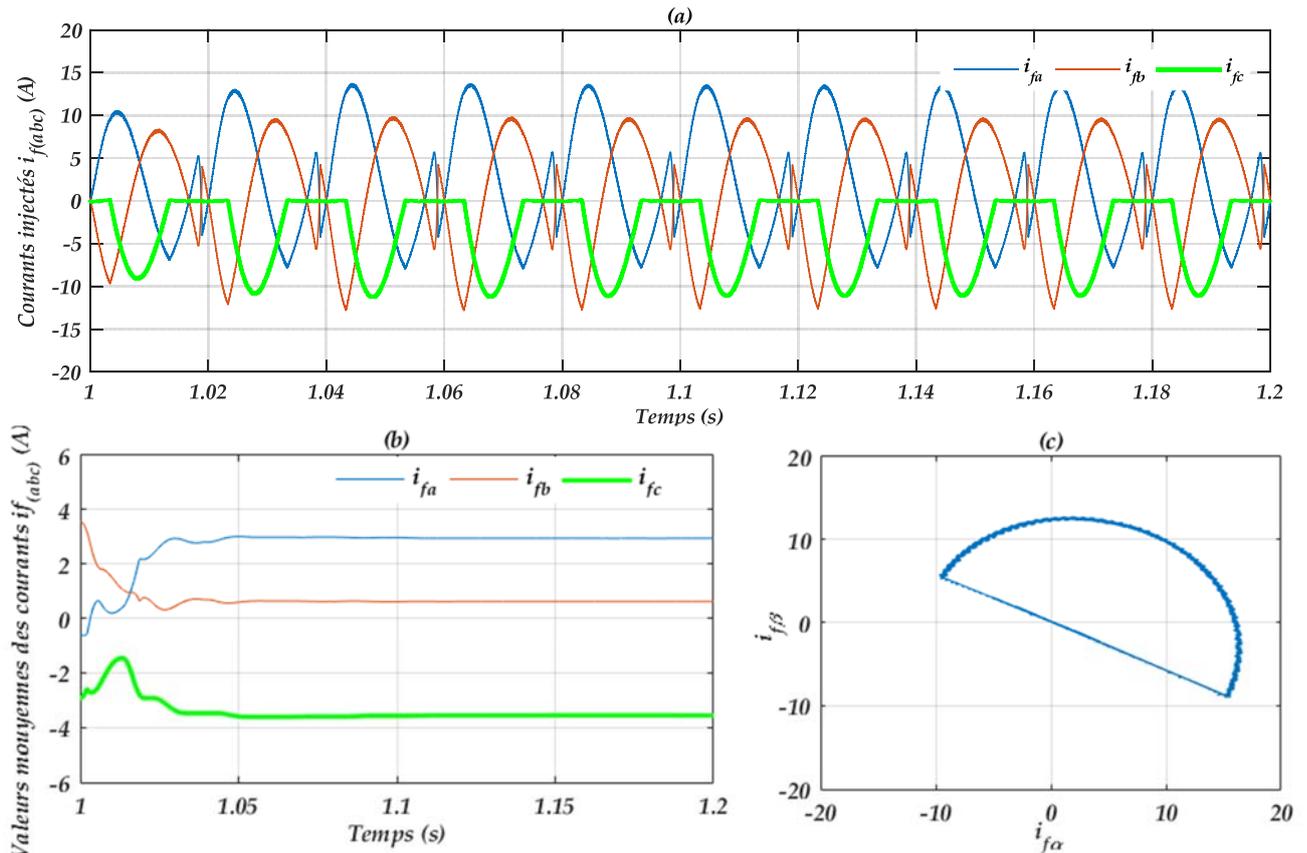


Figure (IV.15) : Fonctionnement avec K_{c1} en défaut : (a) Courants triphasés injectés dans le réseau, (b) Valeurs moyennes de ces courants, (c) Trajectoires de contour de Park dans le référentiel (α, β) .

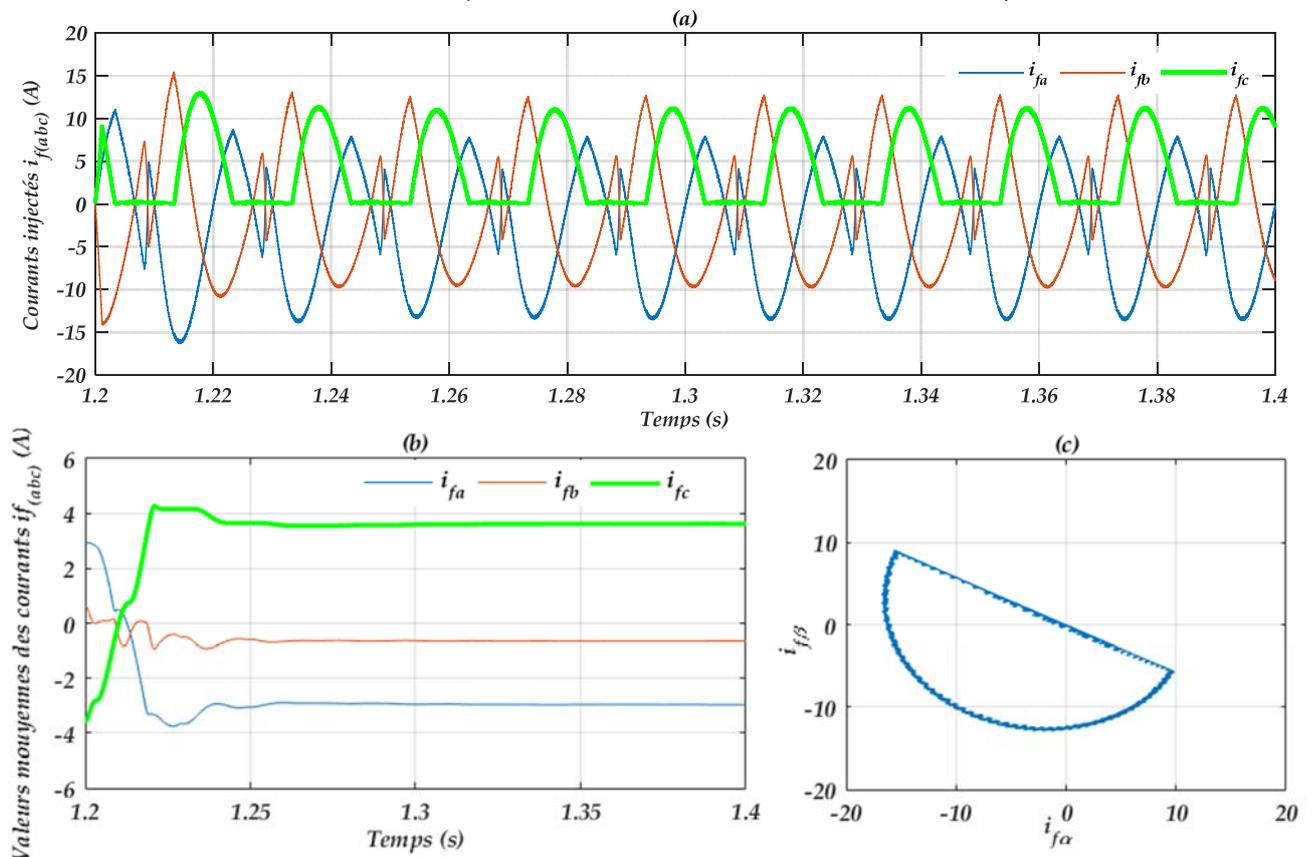


Figure (IV.16) : Fonctionnement avec K_{c2} en défaut : (a) Courants triphasés injectés dans le réseau, (b) Valeurs moyennes de ces courants, (c) Trajectoires de contour de Park dans le référentiel (α, β) .

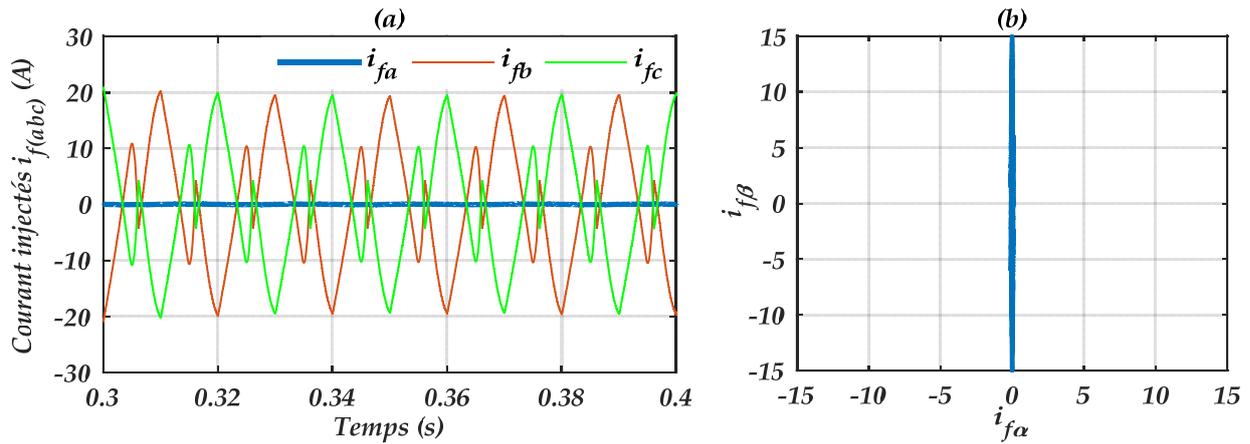


Figure (IV.17) : Fonctionnement avec K_{a1} et K_{a2} en défaut : (a) Courants triphasés injectés dans le réseau, (b) Trajectoires de contour de Park dans le référentiel (α, β) .

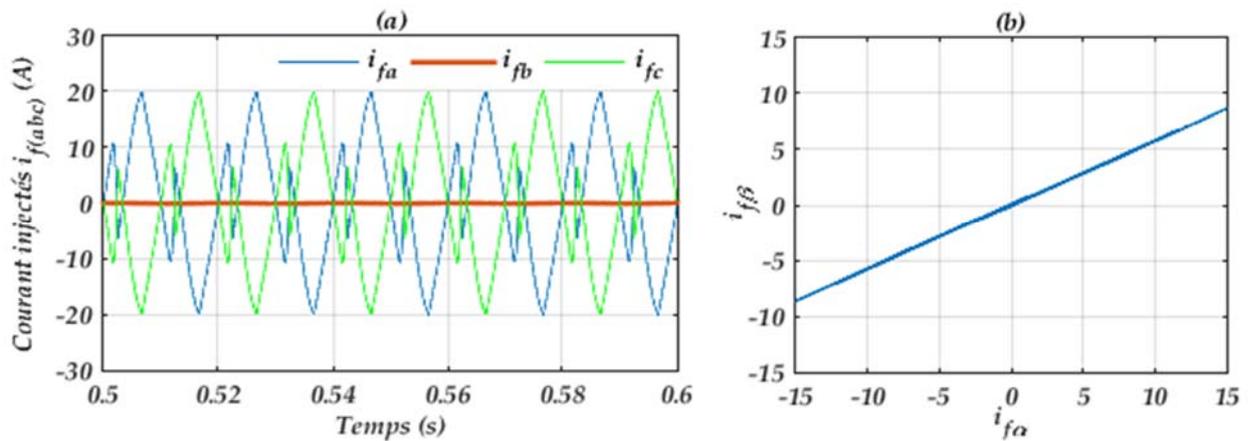


Figure (IV.18) : Fonctionnement avec K_{b1} et K_{b2} en défaut : (a) Courants triphasés injectés dans le réseau, (b) Trajectoires de contour de Park dans le référentiel (α, β) .

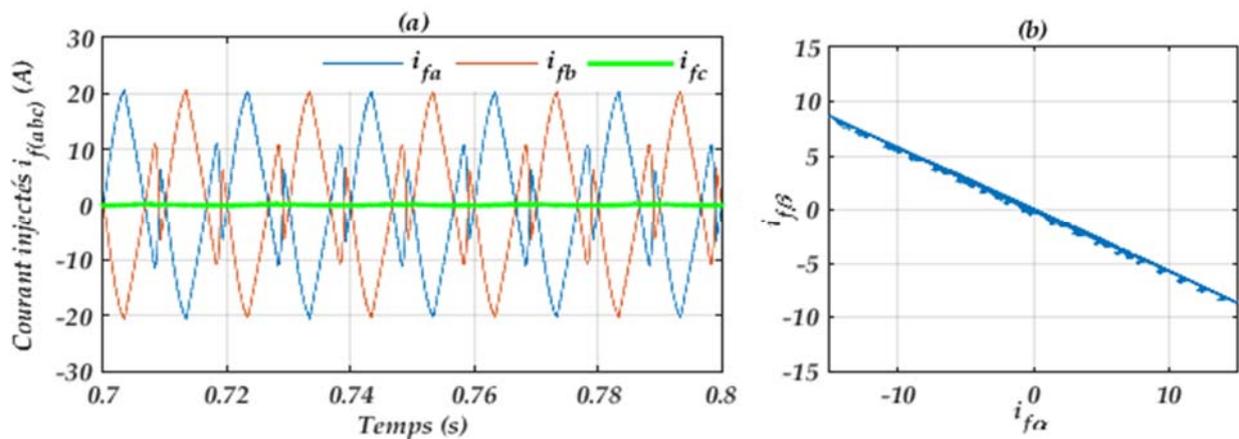


Figure (IV.19) : Fonctionnement avec K_{c1} et K_{c2} en défaut : (a) Courants triphasés injectés dans le réseau, (b) Trajectoires de contour de Park dans le référentiel (α, β) .

Dans le cas d'une ouverture des deux interrupteurs du même bras, le courant de phase correspondant est nul pendant toute la période de fonctionnement. Cependant, les deux autres courants possèdent la même forme mais en opposition de phase, pour garantir que la somme des courants soit nulle. Le contour de Park est une droite à une pente dont la valeur est donnée dans le tableau (IV.3). Ce tableau montre aussi les variations observées sur les formes d'ondes du courant de l'onduleur dans les plans (α, β) et (a, b, c) en cas de présence de défaut dans chaque interrupteur.

Interrupteur en défaut	φ	Conditions dans le repère (α, β)	Conditions le repère (a, b, c)		
			i_{fa_moy}	i_{fb_moy}	i_{fc_moy}
K_{a1}	0	$i_{f\alpha} < 0$	-	+	+
K_{a2}	0	$i_{f\alpha} > 0$	+	-	-
K_{a1} et K_{a2}	0	$i_{f\alpha} = 0$	0	0	0
K_{b1}	$\sqrt{3}$	$i_{f\alpha} \geq \sqrt{3}i_{f\beta}$	+	-	+
K_{b2}	$\sqrt{3}$	$i_{f\alpha} < \sqrt{3}i_{f\beta}$	-	+	-
K_{b1} et K_{b2}	$\sqrt{3}$	$i_{f\alpha} = \sqrt{3}i_{f\beta}$	0	0	0
K_{c1}	$-\sqrt{3}$	$i_{f\alpha} \geq -\sqrt{3}i_{f\beta}$	+	+	-
K_{c2}	$-\sqrt{3}$	$i_{f\alpha} < -\sqrt{3}i_{f\beta}$	-	+	+
K_{c1} et K_{c2}	$-\sqrt{3}$	$i_{f\alpha} = -\sqrt{3}i_{f\beta}$	0	0	0

Tableau (IV.3) : Détection d'IGBT en défaut.

Dans le cas d'onduleur à trois niveaux, l'ouverture de l'interrupteur inférieur ou les deux l'interrupteur de chaque demi bras supérieur illumine les état 2 et 1 de ce bras et par conséquent l'élimination de l'alternance positive du courant de phase. D'autre part, l'ouverture de l'interrupteur supérieur illumine l'état 2 mais le bras peut fonctionner à l'état 1. Ce dernier état génère une tension nulle et par conséquent un courant nul pour un fonctionnement à facteur de puissance unitaire. Donc, pour chaque bras, les effets des défauts dans l'interrupteur supérieur ou inférieur ou les deux en même temps sont identiques comme illustrent les figures (IV.20, IV.21 et IV.22). On remarque aussi les mêmes observations que celles d'onduleur à deux niveaux.

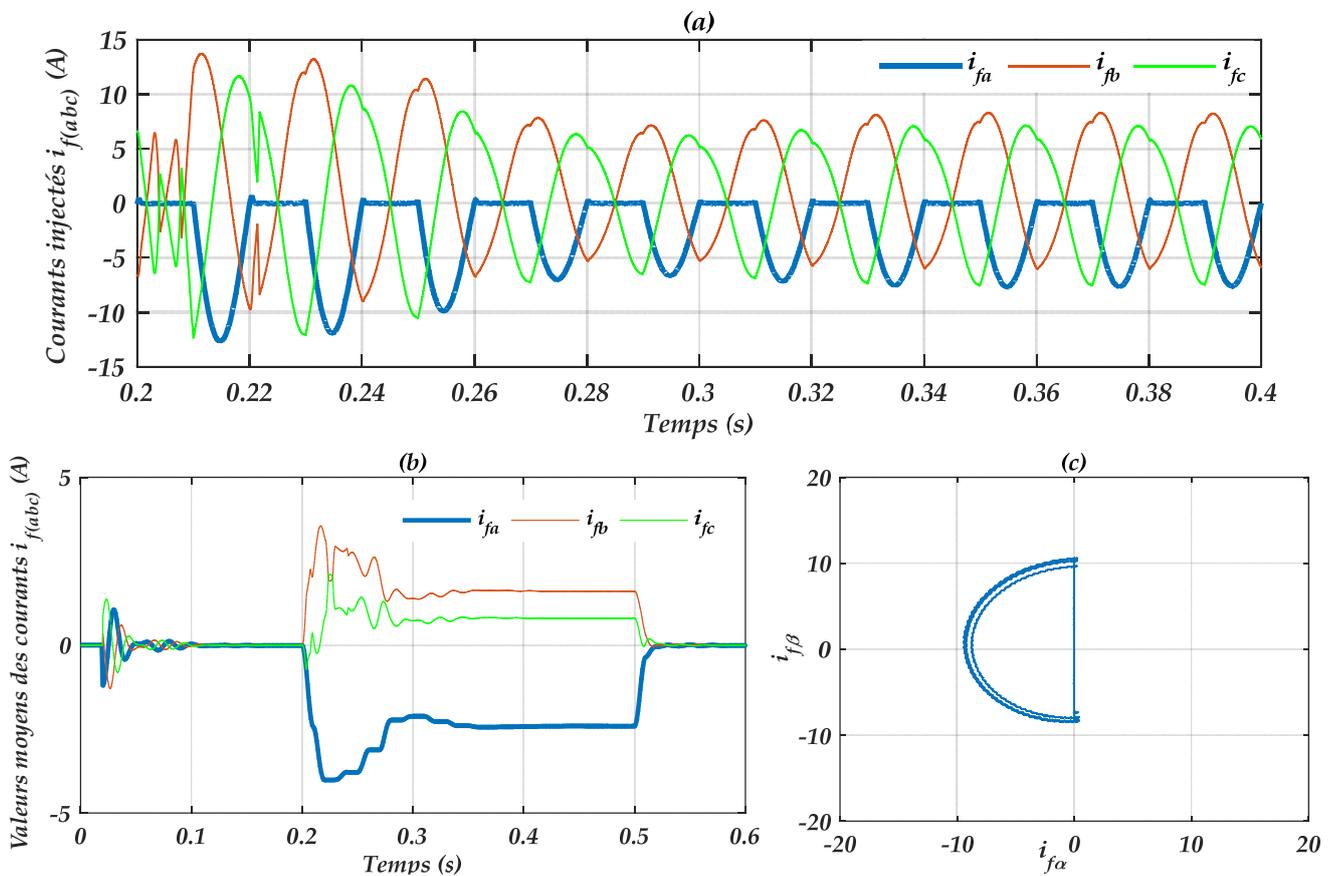


Figure (IV.20) : Fonctionnement avec K_{a1} , K_{a2} ou les deux en même temps en défaut : (a) Courants triphasés injectés dans le réseau, (b) Valeurs moyennes de ces courants, (c) Trajectoires de contour de Park dans le référentiel (α, β) .

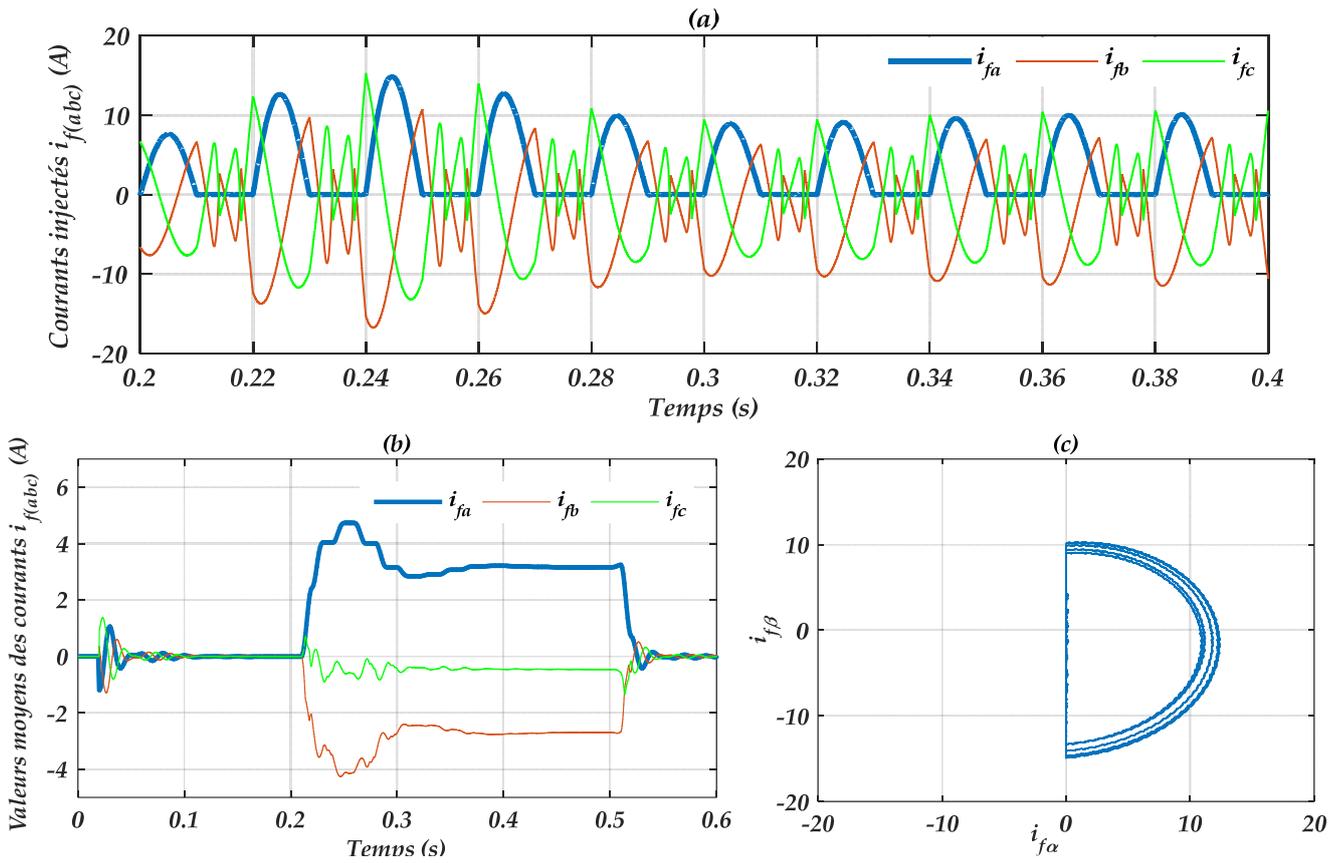


Figure (IV.21) : Fonctionnement avec K_{a3} , K_{a4} ou les deux en même temps en défaut : (a) Courants triphasés injectés dans le réseau, (b) Valeurs moyennes de ces courants, (c) Trajectoires de contour de Park dans le référentiel (α, β) .

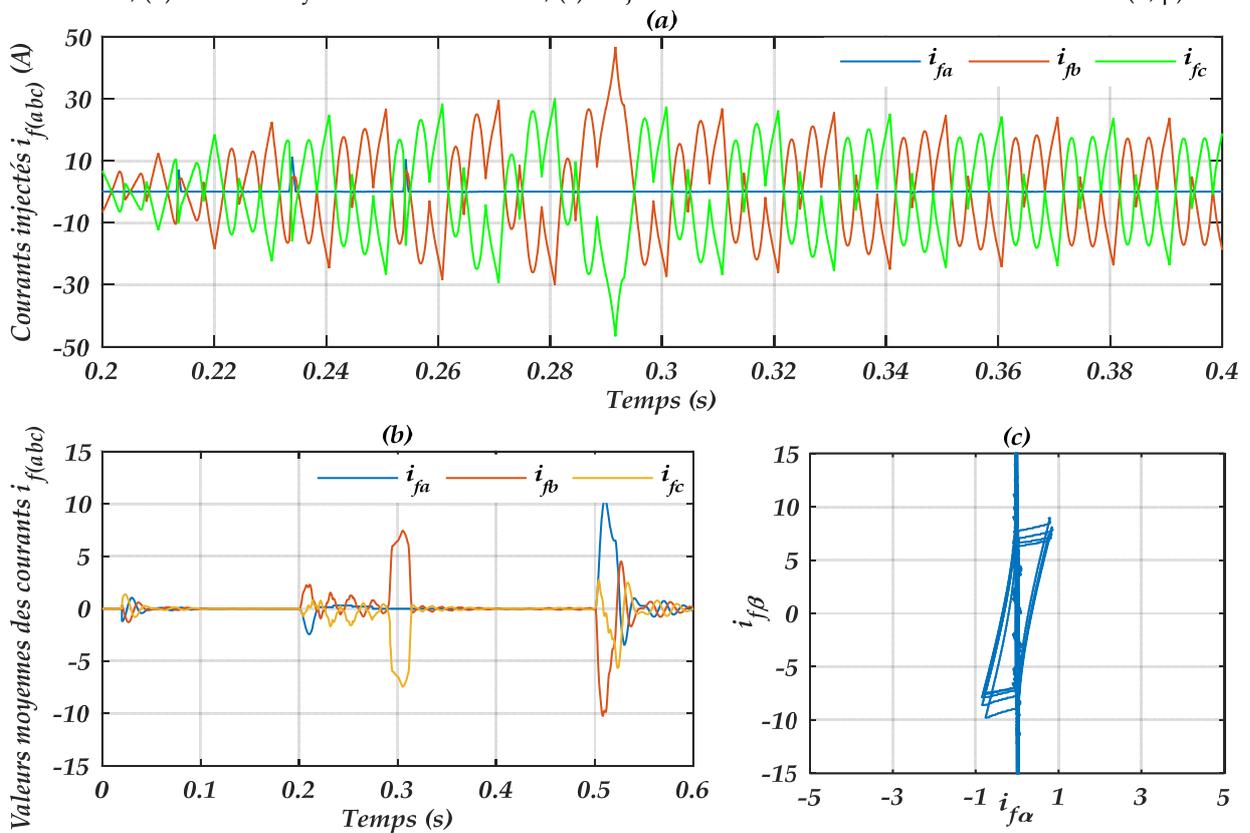


Figure (IV.22) : Fonctionnement avec tous les intercepteurs sont en défaut : (a) Courants triphasés injectés dans le réseau, (b) Valeurs moyennes de ces courants, (c) Trajectoires de contour de Park dans le référentiel (α, β) .

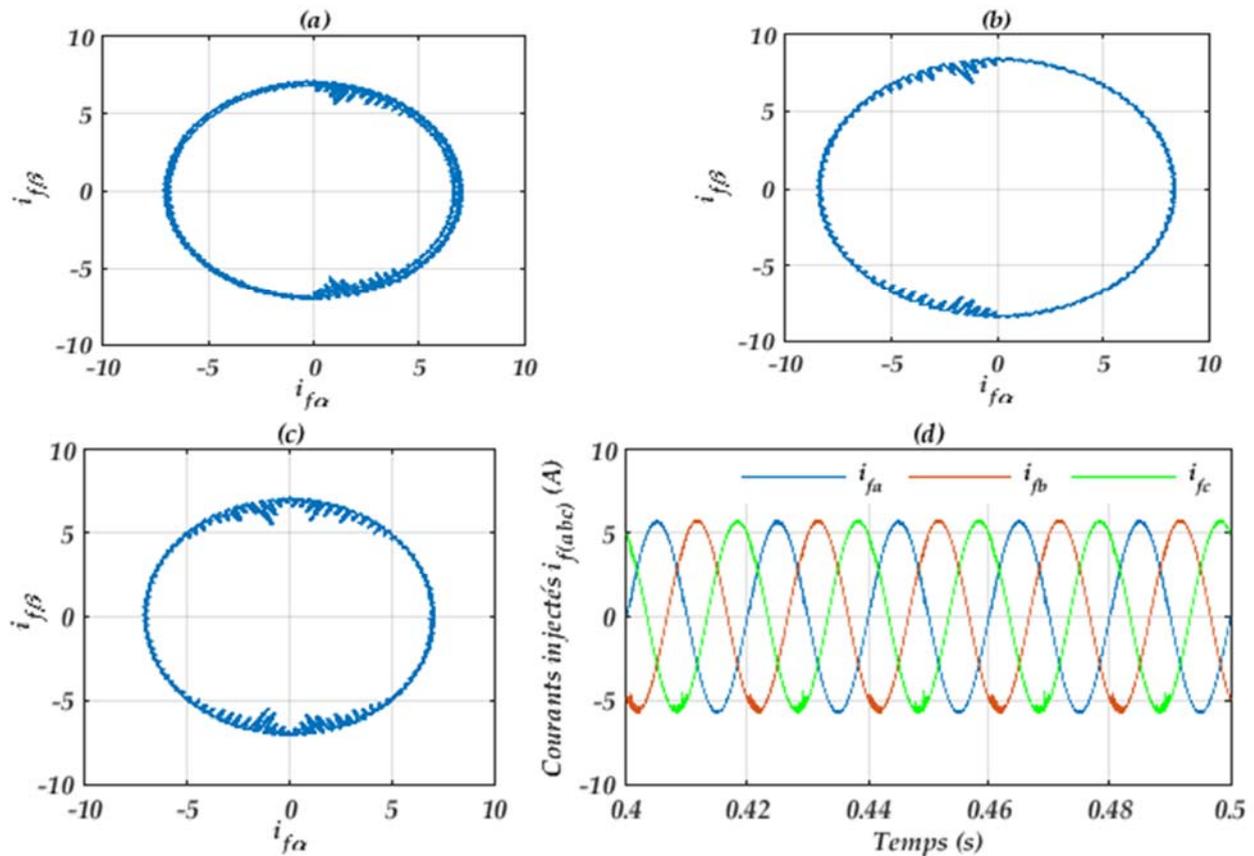


Figure (IV.23) : Trajectoires de contour de Park dans le référentiel (α, β) : (a) D_{a1} en défaut, (b) D_{a2} en défaut, (c) D_{a1} et D_{a2} en défaut, (d) Courants triphasés injectés dans le réseau dans le cas à D_{a1} et D_{a2} en défauts.

L'ouverture de la diode de clamp influence légèrement sur le fonctionnement du système. La figure (IV.23) montre le comportement du contour de Park correspondant. Dans le cas où D_{a1} est en défaut, on observe une perturbation dans le côté droit du contour et dans le côté gauche si la diode D_{a2} est en défaut et dans les deux cotés si les deux diodes partent en défaut. En tout cas, la défaillance d'une diode de clamp provoque une perte de l'état 0 et l'onduleur NPC fonctionne comme un onduleur à deux niveaux.

IV.7.2 Condensateur en court-circuit

Le court-circuit dans le condensateur est dû soit à un des défauts cités dans la figure (VI.8), soit par un court-circuit dans un des intercepteurs de l'onduleur lorsque l'interrupteur complémentaire du même bras de l'onduleur est commandé à la fermeture. Ce défaut conduit à des courants peuvent prendre des valeurs destructrices. En effet, cette augmentation du courant n'est limitée que par la résistance interne du condensateur.

Afin de réduire les conséquences néfastes dues à un défaut de court-circuit, il est nécessaire de détecter ce défaut le plus rapidement possible. Puisqu'une réaction rapide est exigée, la méthode de détection doit être la plus simple et la plus efficace que possible. Nous considérons ici deux méthodes pour détecter un défaut de court-circuit d'un condensateur. La première est basée sur la chute de tension aux bornes du condensateur. La condition nécessaire et suffisante pour détecter le défaut court-circuit peut donc se résumer comme suit :

$$v_{dc} < e_s \quad (IV.5)$$

Avec e_s est un seuil choisit selon les caractéristiques du condensateur, dans notre cas on a choisi $e_s = 4500V$. La deuxième méthode est basée sur le calcul du gradient de la tension continue $\frac{dv_{dc}}{dt}$. En cas de court-circuit, ce gradient peut prendre une valeur très élevée.

La figure (IV.24) représente les formes d'ondes de la tension continue, les courants injectés et leurs valeurs moyennes. Ces résultats montrent les conséquences de court-circuit du condensateur cités précédemment.

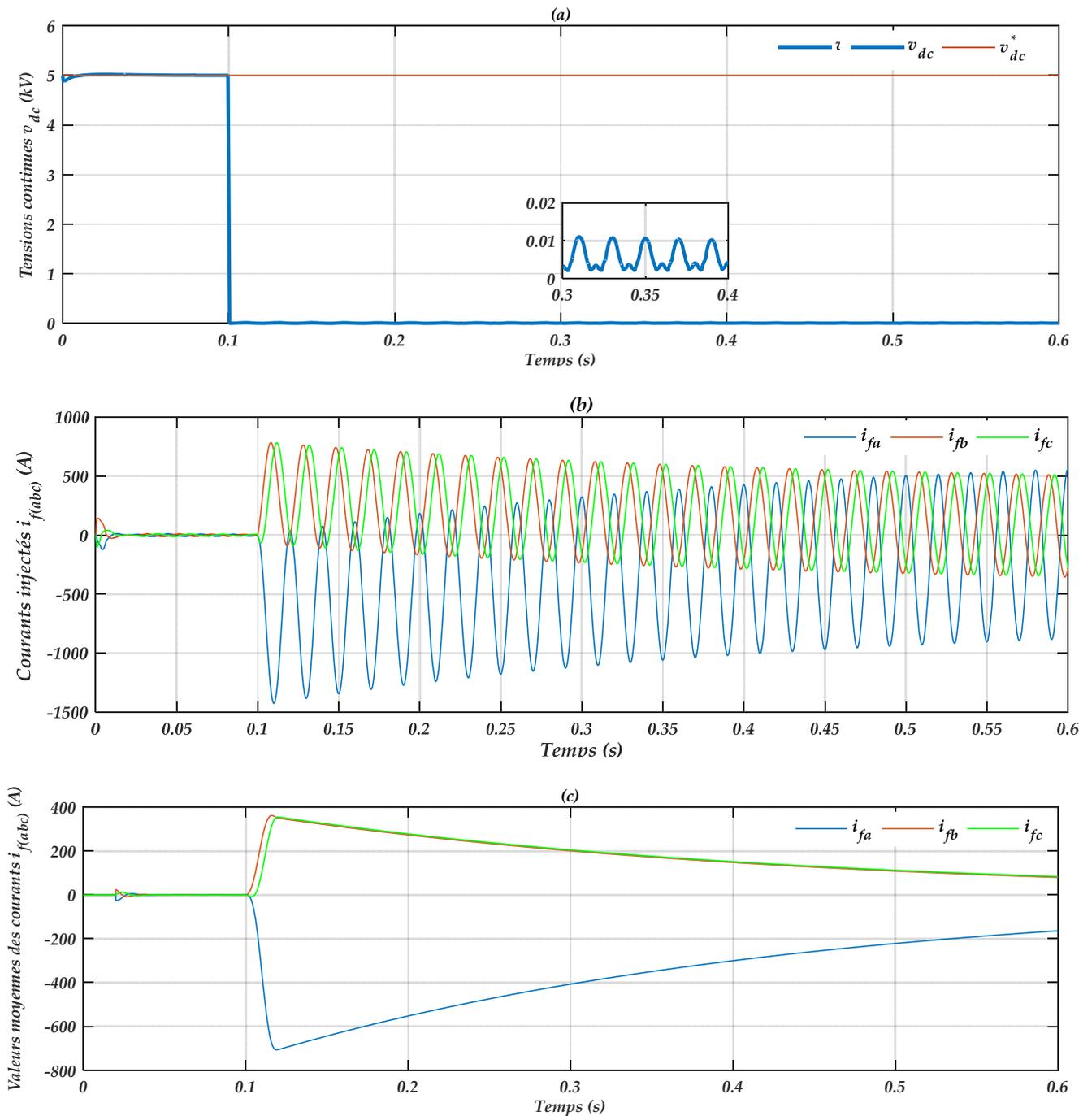


Figure (IV.24) : Fonctionnement avec le condensateur en court-circuit : (a) Tension continue, (b) Courants triphasés injectés dans le réseau, (c) Valeurs moyennes de ces courants.

IV.8 Diagnostic des défauts du hacheur

La méthode utilisée, dans cette étude pour la détection des défauts dans le hacheur, est basée sur la comparaison entre l'état sein et l'état défaillant du hacheur boost. Les différents défauts considérés sont:

- IGBT maintenu ouvert ;
- IGBT maintenu fermé ;
- Diode maintenue ouverte.

Le défaut de fermeture continue de la diode n'a pas été étudié puisqu'il conduit à un court-circuit du condensateur et ce défaut est déjà étudié.

IV.8.1 IGBT maintenu ouvert

Après l'introduction d'un défaut d'ouverture permanente de l'IGBT, on remarque que le courant délivré par le champ PV est nul. Dans ce cas la tension d'entrée augmente comme illustre la figure (IV.25 a et b). La diode est polarisée en inverse à une tension égale à :

$$v_D = v_{pv} - v_{dc} < 0 \quad (IV.6)$$

Le blocage de la diode se traduit par la séparation totale entre l'onduleur et le champ PV et la puissance active fournie au réseau sera pratiquement nulle (figure IV.25 c).

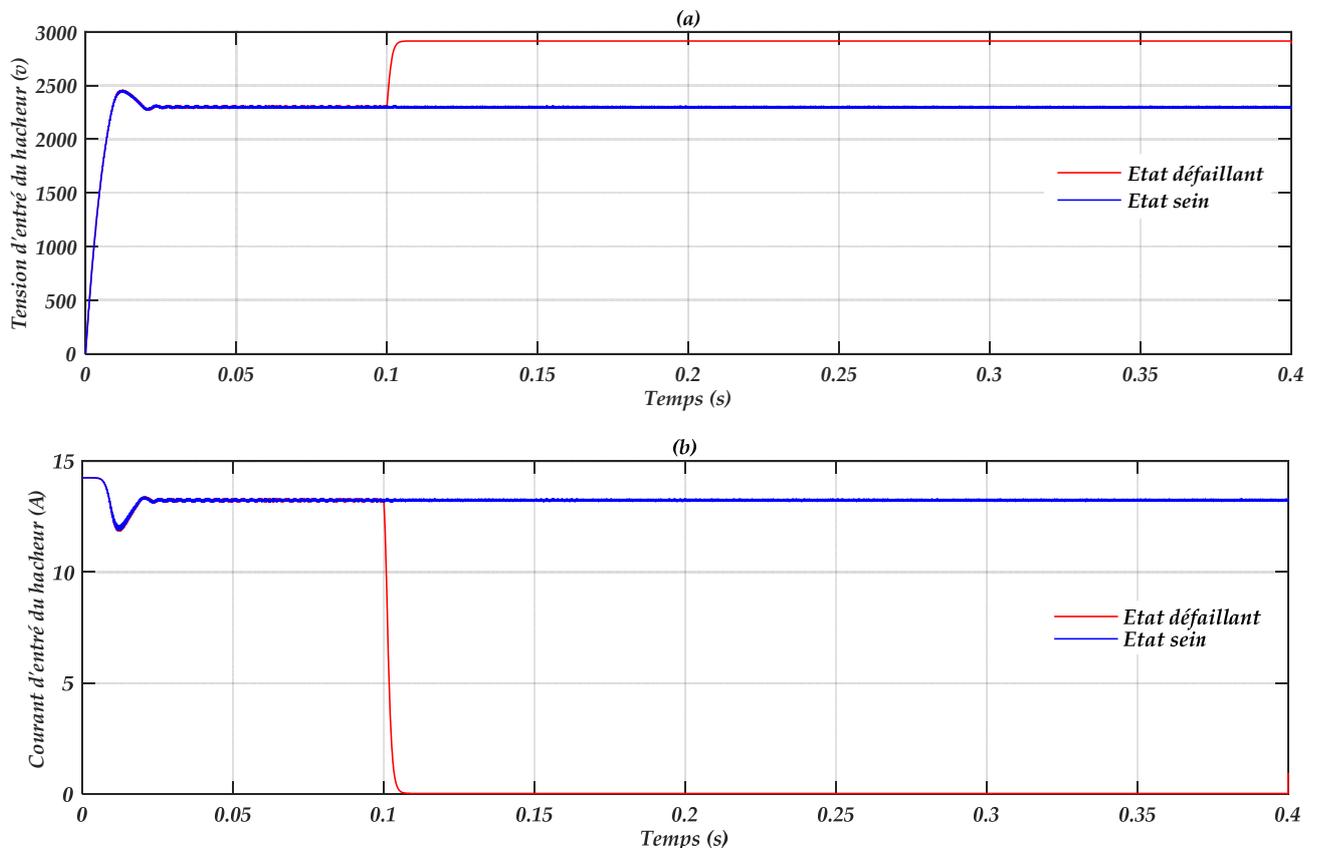


Figure (IV.25) : Fonctionnement avec l'IGBT en circuit ouvert : (a) Tension d'entrée du hacheur, (b) Courant du champ PV.

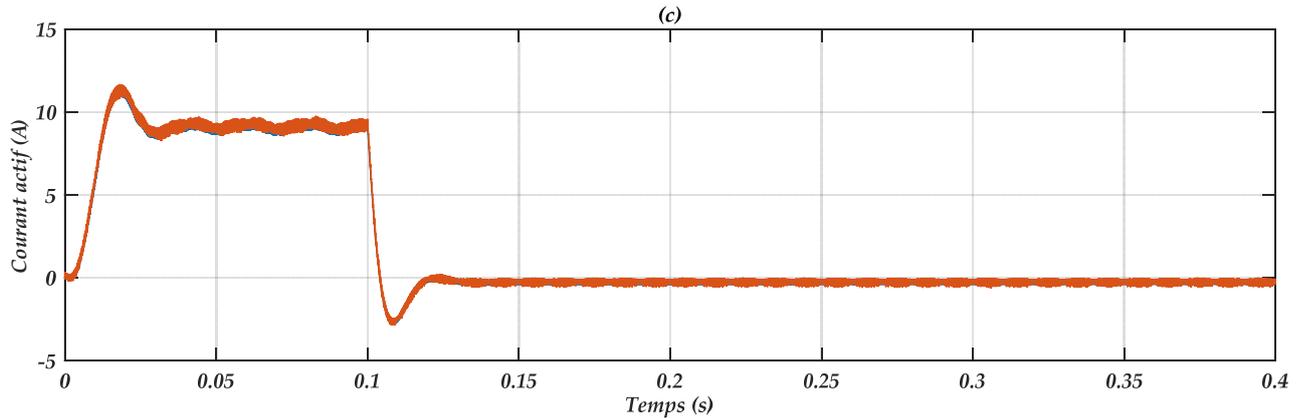


Figure (IV.25) (suite) : Fonctionnement avec l'IGBT en circuit ouvert : (c) Courant actif injecté au réseau.

IV.8.2 IGBT maintenu fermé

Les figures (VI.26 a et b) montrent que le courant délivré par le champ PV augmente disque la tension d'entrée prend une forme alternative à cause de la présence de l'inductance. La diode est bloquée sous une tension égale à :

$$v_D = -v_{dc} < 0 \tag{IV.7}$$

Comme la diode est bloquée, il n'y a pas de transfère d'énergie vers le réseau, figure (VI.26 c).

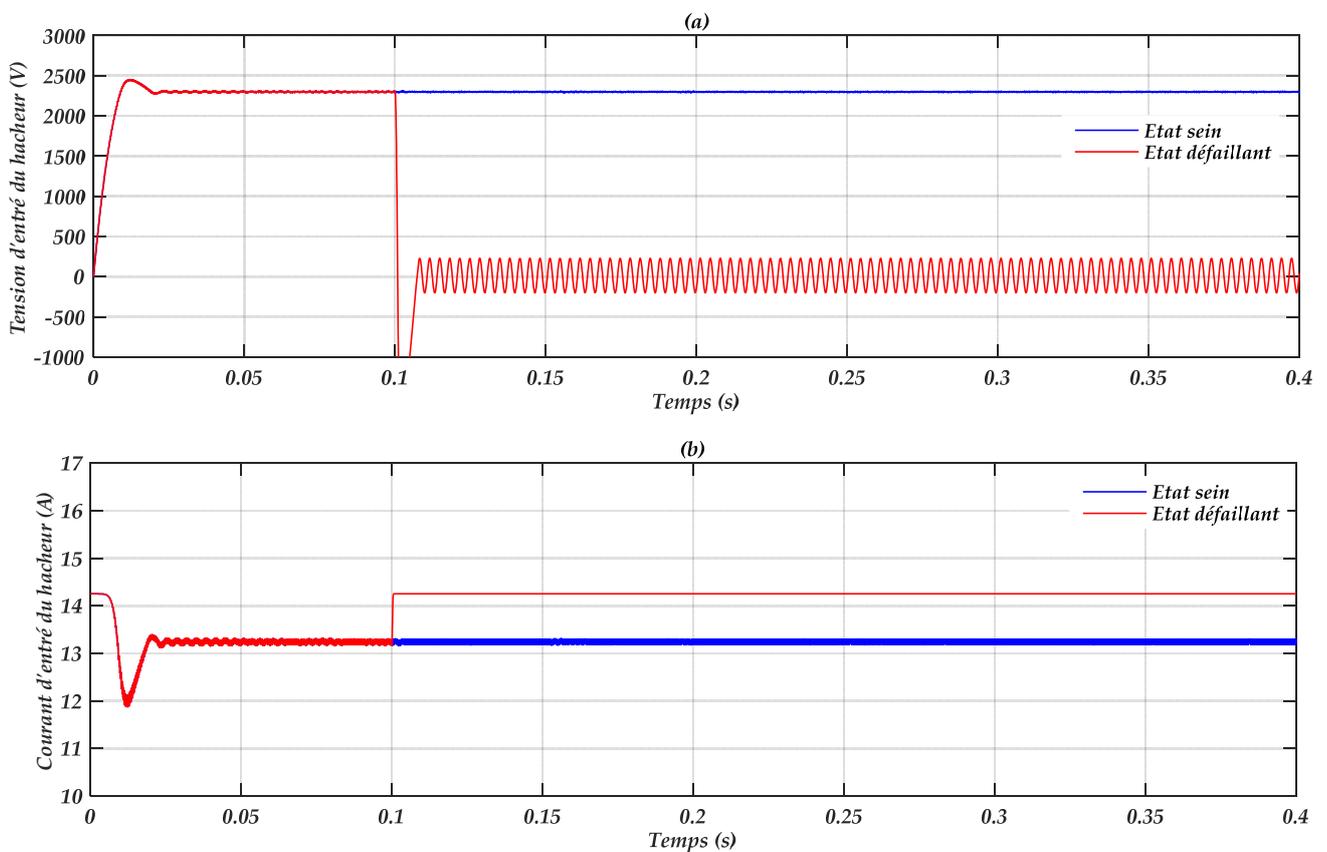


Figure (IV.26) : Fonctionnement avec l'IGBT en court-circuit : (a) Tension d'entrée du hacheur, (b) Courant du champ PV.

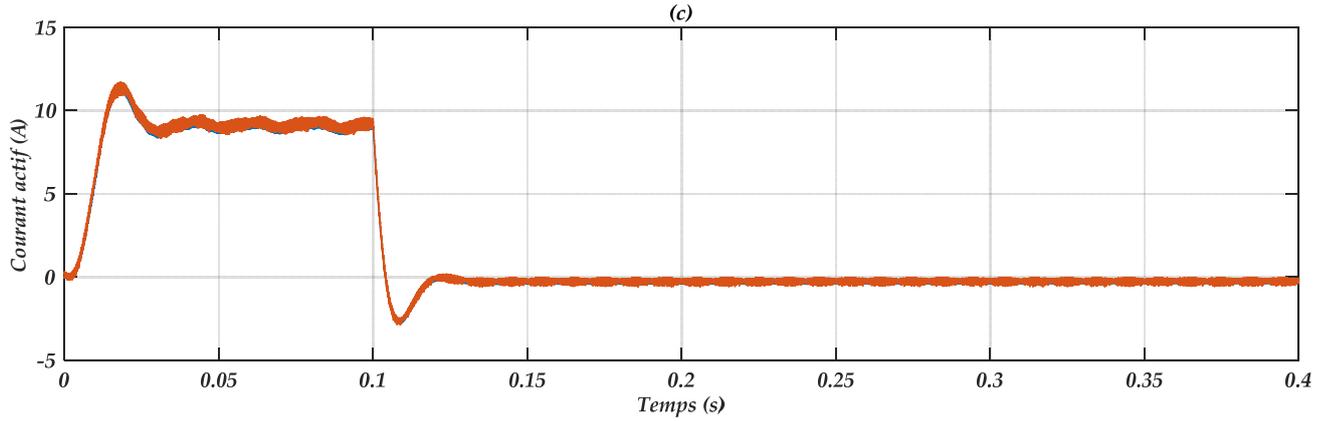


Figure (IV.26) (suite) : Fonctionnement avec l'IGBT en court-circuit : (c) Courant actif injecté au réseau.

Le tableau (IV.4) montre les conséquences les plus importantes des défauts de l'IGBT sur les grandeurs d'entrée du hacheur. En basant sur ces signatures, on peut identifier le type de défaut de l'interrupteur.

Composant en défaut	Type de défaut	Remarques
IGBT	Circuit ouvert	$\Delta v_{pv} < -e_{s_v}$ $\Delta i_{pv} > e_{s_i}$ $i_{pv} = 0$
	Court-circuit	$\Delta v_{pv} > e_{s_v}$ $\Delta i_{pv} < -e_{s_i}$ $v_{pv_moy} = 0$

Tableau (IV.4) : Détection de défaut d'IGBT.

Avec :

$$\begin{cases} \Delta v_{pv} = v_{pv_s} - v_{pv_d} \\ \Delta i_{pv} = i_{pv_s} - i_{pv_d} \end{cases} \quad (IV.8)$$

v_{pv_s} : Tension du champ en état sein du hacheur ;

v_{pv_d} : Tension du champ en état défaillant du hacheur ;

i_{pv_s} : Courant du champ en état sein du hacheur ;

i_{pv_d} : Courant du champ en état sein du hacheur ;

e_{s_v} : Seuil de tension, une valeur de $e_{s_v} = 400V$ est retenue dans ce travail ;

e_{s_i} : Seuil de courant, une valeur de $e_{s_i} = 1A$ est retenue dans ce travail.

IV.8.3 Détection du défaut par le résidu de la tension v_{pv}

Le résidu r_{pv} est une grandeur qui représente la différence entre la valeur mesurée de la tension d'entrée en état sein du hacheur et celle en état défaillant. Le défaut est détecté par la comparaison entre ce résidu et un seuil de détection. Le Schéma de principe de l'élaboration de la nature de défaut dans l'interrupteur à partir de résidu de la tension v_{pv} est montré dans la figure (IV.27).

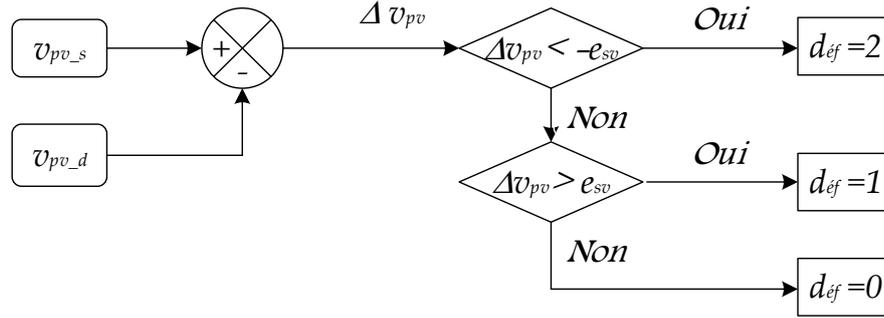


Figure (IV.27) : Schéma de principe de l'élaboration du signal indicateur de défaut à partir de la tension v_{pv} .

La valeur de la grandeur de sortie ' d_{ef} ' désigne la nature de défaut apparue dans le hacheur, l'état sein représenté par la valeur « 0 », le défaut de circuit ouvert permanent de l'IGBT traduit par la valeur « 2 » et par contre le défaut de court-circuit traduit par la valeur « 1 ».

La figure (IV.28) représente le signal de résidu avec ceux de seuil et l'indicateur qui illustre la nature de défaut apparue dans le hacheur.

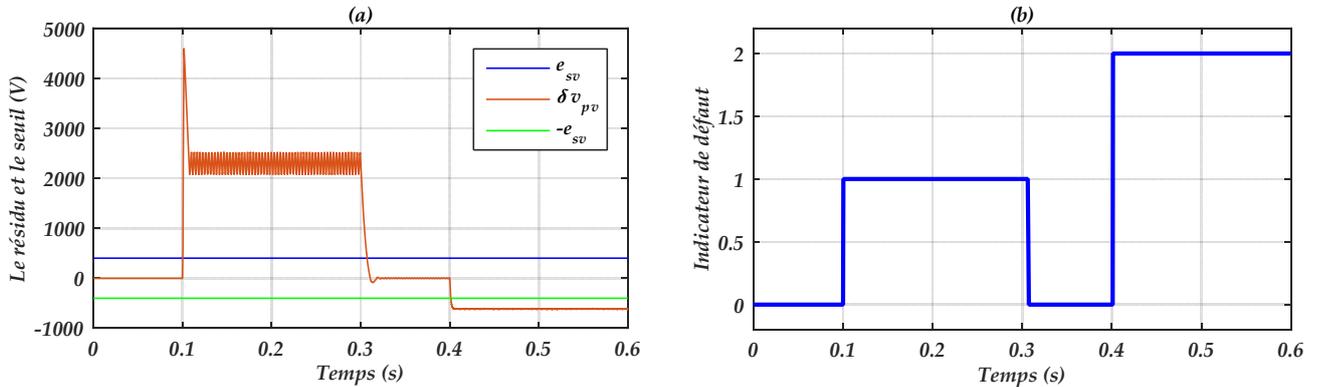


Figure (IV.28) : Allures du résidu, du seuil de détection et de la nature de défaut.

IV.8.4 Diode maintenue ouverte

L'ouverture de la diode déconnecte le champ PV totalement de l'onduleur comme les deux états précédents, mais cette fois le courant de l'inductance s'annule d'une manière brusque après l'ouverture de l'IGBT, cela produit une surtension très forte (figure (IV.29 a)) qui peut détruire l'inductance. Pendant cet état, l'IGBT bloque la totalité de cette surtension et par conséquent il se détruit aussi.

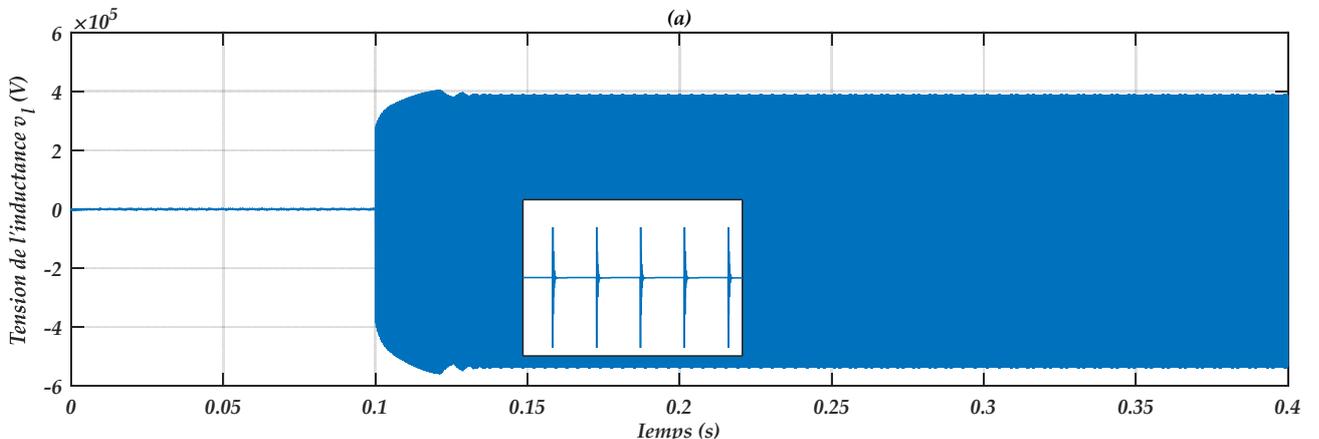


Figure (IV.29) : Fonctionnement avec diode en circuit ouvert : (a) Tension aux bornes de l'inductance.

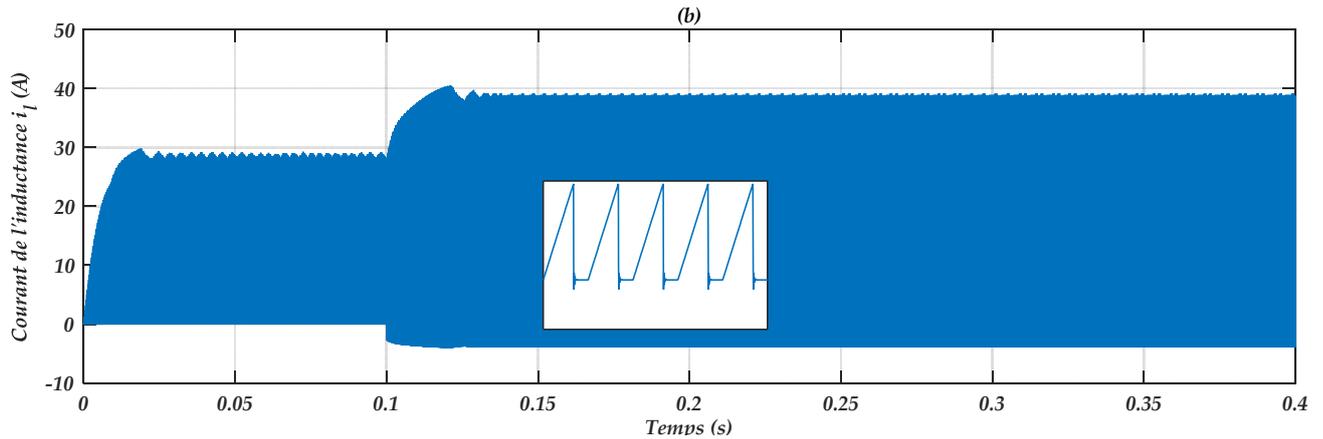


Figure (IV.29) (suite) : Fonctionnement avec diode en circuit ouvert : (b) Courant de l'inductance.

IV.9 Conclusion

Dans ce chapitre nous nous sommes intéressés au concept de diagnostic de défauts et de leur application dans les systèmes PV et surtout dans la partie puissance comprenant l'onduleur, le bus continu et le hacheur. Dans le cas de diagnostic des défauts de l'onduleur, deux méthodes basées sur l'analyse du vecteur courant ont été étudiées. La première méthode concerne l'analyse de la trajectoire du contour de Park. La seconde approche est basée sur les valeurs moyennes des courants triphasés.

Les deux méthodes étudiées peuvent s'appliquer sur les onduleurs à deux et à trois niveaux. Les résultats de simulation prouvent leur efficacité dans le diagnostic des défauts des semi-conducteurs. Dans le cas de défaut dans le condensateur ou dans le hacheur, la méthode de détection est basée sur l'erreur entre les grandeurs électriques dans le cas sein et le cas défaillant.

Au contraire des défauts de l'onduleur qu'ils influent directement sur la qualité des tensions du réseau, la plupart des défauts dans le hacheur, sauf le cas du court-circuit de la diode, déconnectent la partie PV de l'onduleur est par conséquent n'influent pas sur la stabilité du point de connexion. Toutefois, les défauts isolent la station de production et par conséquent ils forcent le réseau de fournir la puissance manquante.

Conclusion générale

Dans le cadre de ce mémoire, on a fait une étude du système photovoltaïque connecté au réseau de distribution. Cette étude est composée de trois étapes principales définies comme étant la modélisation des composants de ce système, la commande et le diagnostic des défauts au niveau de la partie de puissance. L'objectif étant d'optimiser l'injection de la puissance active générée par le champ PV dans le réseau avec un facteur de puissance unitaire. En outre, pour compléter cet objectif, il faut diagnostiquer notre système et en particulier sa partie de puissance afin d'éviter la destruction de ses composants.

Dans le premier chapitre, on a commencé par une brève étude sur l'énergie photovoltaïque, en présentant quelques statistiques concernant la capacité mondiale d'énergie photovoltaïque. Après, on a présenté le principe de l'effet photovoltaïque et une vision globale sur les technologies de fabrication des cellules photovoltaïque. La modélisation de la cellule, du module et du champ PV représente la partie la plus essentielle de ce chapitre. Enfin, on a cité les avantages et les inconvénients de l'énergie photovoltaïque.

Le deuxième chapitre est 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 du MPPT. Dans la deuxième partie de ce chapitre, une étude approfondie sur la modélisation et la modulation vectorielle des onduleurs de tension NPC a été effectuée. Enfin pour clôturer ce chapitre, la modélisation du système complet dans le repère (abc) ainsi que dans le repère (d, q) est développée. Les régulateurs classiques de type PI sont utilisés pour commander le bus continu et les courants côté alternatif. Les résultats de simulation obtenus montrent l'efficacité de la méthode de commande proposée.

Dans le troisième chapitre, on a présenté en premier lieu la théorie de commande par mode glissant. Par la suite, cette méthode de commande est appliquée pour régler la tension continue et les courants actif et réactif de l'onduleur. A partir des résultats de simulation, on conclut que cette méthode de commande apporte des améliorations remarquables par rapport aux régulateurs classiques PI . Car, ces régulateurs offrent de bonnes performances statique et dynamique. En effet, il assure un temps de réponse plus court et sans dépassement, une meilleure poursuite ainsi qu'un rejet quasi-total de la perturbation.

Dans le quatrième chapitre, on a décrit les principes de base de la notion de diagnostic des défauts dans les systèmes industriels, et on a aussi présenté les différents défauts qui peuvent affecter le système PV. La détection de défauts dans les convertisseurs de puissance est présentée dans la deuxième partie de ce chapitre. En ce qui concerne la détection des défaillances "circuit-ouvert" des IGBTs de l'onduleur à deux et à trois niveaux, deux méthodes de détection de défaut simples et rapides sont proposées. La première est basée sur l'information signes des valeurs moyennes des courants de l'onduleur. La deuxième méthode de détection est basée sur l'analyse de la trajectoire du contour de Park afin de détecter les défauts suivants des signatures spécifiques. En outre, le diagnostic des défauts de court-circuit du condensateur ou des interrupteurs du hacheur est effectué en basant sur l'erreur entre les grandeurs électriques dans le cas sein et le cas défaillant. Les deux

méthodes sont validées par la simulation, et les résultats de simulation illustrent l'efficacité des méthodes de détection proposées.

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 à cinq niveau, l'onduleur de type (ZSI) « Z Source Inverter » et les autres types des hacheurs ;
- Application d'autres méthodes de commandes non-linéaires ;
- Le diagnostic des autres parties du système PV ;
- Utilisation des autres méthodes de diagnostic ;
- Etudes et analyse des possibilités de marche en modes dégradés de notre système.

Bibliographie

- [1] BP Statistical Review of World Energy, 63rd edition, June 2014.
- [2] **M. Stéphane PETIBON**, "Nouvelles architectures distribuées de gestion et de conversion de l'énergie pour les applications photovoltaïques", *Thèse de doctorat, Université de Toulouse*, Janvier 2009.
- [3] Global Market Outlook for Photovoltaic 2014-2018, *EPIA (European Photovoltaic Industry Association)*, Juin 2014.
- [4] **V. SALAS, E. OLIÍS, A. BARRADO, A. LAZÀRO**, "Review of the maximum power point tracking algorithms for stand-alone photovoltaic systems" , *Solar Energy Materials & Solar Cells, Elsevier, Vol. 90, Issue. 11, July 2006, pp. 1555-1578.*
- [5] **R.B. ROY, E. BASHER, R. YASMIN and M.S. ROKONUZZAMAN**, "Fuzzy logic based MPPT approach in a grid connected photovoltaic system", *IEEE 8th International Conference on Software, Knowledge, Information Management and Applications (SKIMA), Dhaka, Bangladesh, Décembre 2014, pp. 1-6.*
- [6] **H. BOUMAARAF, A. TALHAA, O. BOUHALIB**, "A three-phase NPC grid-connected inverter for photovoltaic applications using neural network MPPT", *Renewable and Sustainable Energy Reviews, Elsevier, Vol. 49, Septembre 2015, pp 1171-1179.*
- [7] **Chen-Chi CHU, Chieh-Li CHEN**, "Robust maximum power point tracking method for photovoltaic cells: A sliding mode control approach", *Solar Energy, Elsevier, Vol. 83, Issue. 8, August 2009, pp. 1370-1378.*
- [8] **E. BIANCONI, J. CALVENTE, R. GIRAL, E. MAMARELIS, G. PETRONE, C. A. RAMOS-PAJA, G. SPAGNUOLO and M. VITELLI**, "fast current-based MPPT technique employing sliding mode control", *IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 60, No. 3, Mars 2013, pp. 1168-1178.*
- [9] **S. BARKATI, L. BAGHLI, E. BERKOUK and M. S. BOUCHERIT**, "Harmonic elimination in diode-clamped multilevel inverter using evolutionary algorithms", *Electric Power Systems Research, Elsevier, Vol. 78, Issue. 10, October 2010, pp 1736-1746.*
- [10] **H. W. Van Der BROECK, H. C. SKUDELNY and G. V. STANKE**, "Analysis and Realization of a Pulse Width Modulator Based on Voltage Space Vectors", *IEEE Transactions On Industrial Applications, Vol. 24, No. 1, January/February 1988, pp. 142-150.*
- [11] **Z. HUI, H. ZHOU, J. REN, W. LIU, S. RUAN, Y. GAO**, "Three-phase grid-connected photovoltaic system with SVPWM current controller", *IEEE 6th International Conference on Power Electronics and Motion Control (IPEMC), Wuhan, China, May 2009, pp. 2161-2164.*

-
- [12] **H. SHAREEF, A. MOHAMED, A. M. MUTLAG**, "A current control strategy for a grid connected PV system using fuzzy logic controller", *IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT)*, Busan, Korea, February 2014, pp. 890-894.
- [13] **A. MENADI, S. ABDEDDAIM, A. GHAMRI, A. BETKA**, "Implementation of fuzzy-sliding mode based control of a grid connected photovoltaic system", *ISA Transactions, Elsevier*, August 2015, pp. 1-9.
- [14] **H. SU-FEN, Y. LING-ZHI, L. JU-CHENG, Y. ZHE-ZHI, P. HAN-MEI**, "Design of three-phase photovoltaic grid connected inverter based on RBF neural network", *IEEE International Conference on Sustainable Power Generation and Supply (SUPERGEN)*, Nanjing, China, April 2009, pp. 1-5.
- [15] **R. BENADLI, B. KHIARI, A. SELLAMI**, "Three-phase grid-connected photovoltaic system with maximum power point tracking technique based on voltage-oriented control and using sliding mode controller", *IEEE 6th International Conference on Renewable Energy Congress (IREC)*, Sousse, Tunisia, March 2015, pp. 1-6.
- [16] **G. C. LOVEDAY**, "Contrôles et diagnostics en électronique", *Editions Eyrolles*, Paris, 1995.
- [17] **Long BUN**, "Détection et localisation de défauts dans un système photovoltaïque", *Thèse de doctorat, Université de Grenoble*, Novembre 2011.
- [18] **S. SPATARU, D. SERA, T. KEREKES, R. TEODORESCU**, "Diagnostic method for photovoltaic systems based on light I-V measurements", *Solar Energy, Elsevier*, Vol. 119, September 2015, pp. 29-44.
- [19] **Y. YAGI, H. KISHI, R. HAGIHARA, T. TANAKA, S. KOZUMA, T. ISHIDA, M. WAKI, M. TANAKA, S. KIYAMA**, "Diagnostic technology and an expert system for photovoltaic systems using the learning method", *Solar Energy Materials and Solar Cells, Elsevier*, Vol. 75, Issue. 3-4, February 2003, pp. 655-663.
- [20] **L. BONSIGNOREA, M. DAVARIFARB, A. RABHIB, G. TINAA, A. ELHAJJAJIB**, "Neuro-Fuzzy fault detection method for photovoltaic systems", *6th International Conference on Sustainability in Energy and Buildings (SEB), Energy Procedia, Elsevier*, Vol. 62, 2014, pp. 431-441.
- [21] **Becquerel EDMOND**, "Des effets chimiques et électriques produits sous l'influence de la lumière solaire", *F. Didot Frères, Paris*, 1840.
- [22] The history of solar, NREL (*National Renewable Energy Laboratory*).
- [23] **Nichiporuk OLEKSIY**, "Simulation, fabrication et analyse de cellules photovoltaïques à contacts arrières interdigités", *Thèse de doctorat, L'institut national des sciences appliquées de Lyon*, Mai 2005.
- [24] Reference solar spectral irradiance: ASTM G-173, ASTM (*American Society for Testing and Materials*), IEEE Press, New York, 2000.
- [25] **Anne LABOURET, Michel VILLOZ**, "Energie solaire photovoltaïque", 2^{ème} édition, Edition *Dunod, le Moniteur*, juin 2006.
- [26] **Djamila REKIOUA, Ernest MATAGNE**, "Optimization of photovoltaic power systems: Modelization, Simulation and Control", *Green Energy and Technology, Springer*, 2012.
- [27] Best research-cell efficiencies, NREL (*National Renewable Energy Laboratory*), 2015.
-

-
- [28] **M. A. GREEN, K. EMERY, Y. HISHIKAWA, W. WARTA and E. D. DUNLOP**, "Solar cell efficiency tables (Version 45)", *Wiley Online Library: Progress In Photovoltaics: Research And Applications*, 2015, pp. 1-9.
- [29] 2013 Renewable energy data book, *US department of energy: Energy efficiency & renewable energy*. December 2014.
- [30] **Djamel BELLALA**, "Contribution à l'Optimisation des Systèmes de Conversion d'Énergie. Application aux Systèmes Photovoltaïques", *Thèse de doctorat, Université de Batna*, 2009.
- [31] **F. ADAMO, F. ATTIVISSIMO, A. DI NISIO, A. M. L. LANZOLLA, M. SPADAVECCHIA**, "Parameters estimation for a model of photovoltaic panels", *XIX IMEKO World Congress Fundamental and Applied Metrology*, September 2009, Lisbon, Portugal, pp. 964-967.
- [32] **Akassewa Tchapo SINGO**, "Système d'alimentation photovoltaïque avec stockage hybride pour l'habitat énergétiquement autonome", *Thèse de doctorat, Université de Nancy*, Février 2010.
- [33] **Stéphane VIGHETTI**, "Systèmes photovoltaïques raccordés au réseau : Choix et dimensionnement des étages de conversion", *Thèse de doctorat, Université de Grenoble*, septembre 2010.
- [34] **Kamelia HELALI**, "Modélisation D'une Cellule Photovoltaïque : Etude Comparative", *Mémoire de magister, Université de Tizi-Ouzou*, Juin 2012.
- [35] SX 150s module datasheet, BP Solar.
- [36] **M.C. Alonso GARCIA, J. L. BALENZATEGUI**, "Estimation of photovoltaic module yearly temperature and performance based on Nominal Operation Cell Temperature calculations", *Renewable Energy, Elsevier*, Vol. 29, Issue. 12, October 2004, pp 1997-2010.
- [37] **Jacques BOUCHIROL**, "Le photovoltaïque intégré au bâtiment", *INES (Institut National de l'Énergie Solaire)*, Novembre 2012.
- [38] **Fateh SLAMA**, "Modélisation d'un système multi générateurs photovoltaïques interconnectés au réseau électrique", *Mémoire de magister, Université de Sétif*, Janvier 2012.
- [39] **F. L. TOFOLI, J. C. SCHÖNELL, C. A. GALLO, S. M. R. SANHUEZA**, "A low cost single-phase grid-connected photovoltaic system with reduced complexity", *IEEE Power Electronics Conference, Brazil*, 2009, pp. 1033-1038.
- [40] **Trishan ESRAM**, "Comparison of Photovoltaic Array Maximum Power Point Tracking Techniques", *IEEE Transactions on Energy Conversion*, Vol. 22, No. 2, June 2007, pp. 439-449.
- [41] **K.H. HUSSEIN, I. MUTA, T. HOSHINO, M. OSAKADA**, "Maximum photovoltaic power tracking: an algorithm for rapidly changing atmospheric conditions", *IEE Proceedings Generation, Transmission and Distribution*, Vol. 142, Issue. 1, January 1995, pp. 59-64.
- [42] **C. LIU, B. WU and R. CHEUNG**, "Advanced algorithm for MPPT control of Photovoltaic systems", *Canadian Solar Buildings Conference, Montreal*, August 2004.
- [43] **S. BALAKRISHNA, THANSOE, A. NABIL, G. RAJAMOHAN, A. S. KENNETH, C. J. LING**, "The Study and Evaluation of Maximum Power Point Tracking Systems", *International Conference on Energy and Environment, Malaysia*, August 2006, pp. 17-22.
- [44] **O. BOUAKAZ**, "Contribution à l'analyse des onduleurs multiniveaux, fonctionnement symétrique et asymétrique", *Mémoire de Magister, Université de Batna*, 2005.
-

-
- [45] **A. N. NABAE, I. TAKAHASHI and H. AKAGI**, "A New Neutral-Point-Clamped PWM Inverter", *IEEE Transactions on Industrial Applications*, Vol.1A-17, September/October 1981, pp. 518-523.
- [46] **Djaafer 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*.
- [47] **P. F. SEIXAS, M. A. S. MENDES, P. D. GARCIA, and A. M. N. LIMA**, "An Algebraic PWM Method for Three-level Voltage Source Inverter", *Industry Applications Conference, Conference Record of the 2000 IEEE, Rome, Italy, Vol. 4, October 2000*, pp. 2177-2184.
- [48] **A. VIDET**, "Variateur de Vitesse à Impact Electromagnétique Réduit : Onduleur Multiniveaux et Nouvelles Stratégies de Modulation", *Thèse de Doctorat, Ecole Centrale de Lille, Décembre 2008*.
- [49] **A. CHAOUI**, " Filtrage Actif Triphasé Pour Charges Non Linéaires", *Thèse de doctorat, Université de Sétif, Octobre 2010*.
- [50] **S. PONNALURI, A. BRICKWEDDE**, " Generalized System Design of Active Filters", *32nd Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference, Vol. 3, June 2001*, pp. 1414-1419.
- [51] **D. V. ANOSOV**, "On stability of relay system equilibrium", *Avtomat. i Telemekh, Vol. 20, Issue. 2, 1959*, pp. 135-149.
- [52] **Y.Z. TZYPKIN**, "Theory of Control Relay Systems", *Gostekhizdat, Moscow, 1955*.
- [53] **S.V. EMEL'YANOV**, "On peculiarities of variables structure control systems with discontinuous switching functions", *Doklady ANSSR, Vol. 153, 1963*, pp. 776-778.
- [54] **Vadim. I. UTKIN**, "Variable Structure Systems with Sliding Modes", *IEEE Transactions on Automatic Control, Vol. AC-22, No. 2, April 1977*, pp. 212-222.
- [55] **J. E. SLOTINE**, "Sliding Controller Design for Nonlinear Systems", *International Journal of Control, Vol. 40, No.2, 1984*, pp. 421-434.
- [56] **V. I. UTKIN, K. D. YANG**, "Methods for construction of discontinuity planes in multidimensional variable structure systems", *Avtomat. i Telemekh, Issue. 10, 1978*, pp. 72-77.
- [57] **O. M. E. EL-GHEZAWI, A. S. I. ZINOBER and S. A. BILLINGS**, "Analysis and Design of Variable Structure Systems Using a Geometric Approach", *Department of Control Engineering, University of Sheffield, Research Report No.193, October 1982*.
- [58] **Yamina ZOUAOUI**, "Commande par mode glissant des courants statoriques de la machine asynchrone", *Mémoire de Magister, Université de Sétif, Mars 2010*.
- [59] **Abdelmalik BACHTARZI**, "Commande des systèmes à structure variable : Applications à un générateur de vapeur ", *Thèse de doctorat, Université de Constantine, Juillet 2011*.
- [60] **Weibing GAO**, "Variable structure control of nonlinear systems: a new approach", *IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 40, No. 1, February 1993*.
- [61] **Haitham Saad MOHAMED RAMADAN**, "Non-linear control and stabilization of VSC-HVDC transmission systems", *Thèse de doctorat, Université de Paris Sud XI, Mars 2012*.
- [62] **Ji-Chang LO and Ya-Hui KUO**, "Decoupled Fuzzy Sliding-Mode Control", *IEEE Transactions on Fuzzy Systems, Vol. 6, No. 3, August 1998*.
- [63] **D. ARZELIER et D. PEAUCELLE**, "Systèmes et Asservissement non Linéaires", *Notes de Cours, Version 4, CNAM-B2*.
-

-
- [64] **S.V. EMILYANOV**, "Sliding mode control systems", *Nauka, Moscow, 1957*.
- [65] **A.G. FILLIPOV**, "Application of the theory of differential equations with discontinuous right – hands sides to non-linear problems in automatic control", *Proceeding 1st IFAC International Congress, 1961, pp.923-927*.
- [66] **Khedidja KENDOUCI**, "Contribution à la commande sans capteur mécanique d'une machine synchrone à aimants permanents", *Thèse de doctorat, Université des Sciences et de la Technologie d'Oran, 2012*.
- [67] **Hebertt SIRA-RAMIREZ and Miguel RIOS-BOLIVAR**, "Sliding mode controller design for nonlinear systems: an extended linearization approach", *Research Article, University of Los Andes, Venezuela, pp. 510-515*.
- [68] **Leonid M. FRIDMAN**, "An Averaging Approach to Chattering", *IEEE Transactions on Automatic Control, Vol. 46, No. 8, February 2001, pp. 1260-1265*.
- [69] **J. J. SLOTINE, S. S. SASTRY**, "Tracking control of non-linear systems using sliding surfaces, with application to robot manipulators", *Taylor & Francis Group on International journal of control, Vol. 38, No. 2, August 1983, pp. 465-492*.
- [70] **Ilyas EKER, S. A. AKINAL**, "Sliding mode control with integral augmented sliding surface: design and experimental application to an electromechanical system", *Springer on Electrical Engineering, Vol. 90, Issue. 3, February 2008, pp. 189-197*.
- [71] **Hadda BENDERRADJL**, "Contribution à la Commande Robuste de la Machine à Induction", *Thèse de doctorat, Université de Batna, Avril 2013*.
- [72] **S. SESHAGIRI and H. K. KHDIL**, "On introducing integral action in sliding mode control", *Proceedings of the 41st IEEE Conference on Decision and Control, Vol. 2, Las Vegas, Nevada USA, December 2002, pp. 1473-1478*.
- [73] **L. CLAVADETSCHER and T. NORDMANN**, "Cost and performance trends in grid-connected photovoltaic systems and case studies," *Report IEA-PVPS T2-06, 2007*.
- [74] **B. HIBBERD**, "PV reliability & performance-a project developers experience", *Photovoltaic Module Reliability Workshop (NREL), Colorado, USA, 2011*.
- [75] **G. ZWINGELSTEIN**, "Diagnostic des défaillances", *Editions Hermès, Paris, 1995*.
- [76] **Faiza KAMOUN CHARFI**, "Surveillance des systèmes électroniques de puissance embarqués dans le véhicule électrique -Méthodes et outils-", *Thèse de doctorat, Université de Sfax, Décembre 2004*.
- [77] **Jean-Claude LAPRIE**, "Guide de la sûreté de fonctionnement", *Edition Cépaduès, 1996*.
- [78] **D. MAQUIN et J. RAGOT**, "Diagnostic des systèmes linéaires", *Editions Hermes, 2000*.
- [79] **R. V. BEARD**, "Failure accommodation in linear systems through self-reorganization", *These of doctorate of philosophy, Massachusetts Institute of Technology, February 1971*.
- [80] **Patrick RIPOLL**, "Conception d'un système de diagnostic flou appliqué au moteur automobile", *Thèse de doctorat, Université de Savoie, Décembre 1999*.
- [81] **Djalal Eddine KHODJA**, "Elaboration d'un Système Intelligent de Surveillance et de Diagnostic Automatique en Temps Réel des Défaillances des Moteurs à Induction", *Thèse de doctorat, Université de Boumerdès, Avril 2007*.
-

-
- [82] **Frédéric KRATZ**, "Utilisation des techniques de redondances matérielles et analytiques à la détection de pannes de capteurs application aux centrales nucléaires", *Thèse de doctorat, Université de Nancy 1, Juin 1991*.
- [83] **B. HAKAMI and J. NEWBORN**, "Expert systems in heavy industry: an application of ICLX in a British steel corporation works", *ICL Technical Journal, November 1983, pp. 347-359*.
- [84] **Mohammad Ali SHAMSI NEJAD**, "Architectures d'alimentation et de commande d'actionneurs tolérants aux défauts - régulateur de courant non linéaire à large bande passante", *Thèse de doctorat, l'Institut National Polytechnique de Lorraine, Juillet 2007*.
- [85] **Olivier ONDEL**, "Diagnostic par reconnaissance des formes : application a un ensemble convertisseur – machine asynchrone", *Thèse de doctorat, L'Ecole Centrale de Lyon, Octobre 2006*.
- [86] Condensateurs électrolytiques aluminium, Données constructeurs, SIC SAFCO.
- [87] **P. VENET, F. PERISSE, M. EL-HUSSEINI and G. ROJAT**, "Realization of a smart electrolytic capacitor circuit", *IEEE Industry Applications Magazine, Vol. 8, Issue. 1, Jan/Feb 2002, pp. 16-20*.
- [88] **Gérard MOURIÈS**, "Condensateurs utilisés en électronique de puissance", *Techniques de l'Ingénieur, Doc. D 3 280, Août 2007*.
- [89] **Jérôme VALLON**, "Introduction à l'étude de la fiabilité des cellules de commutation à IGBT sous fortes contraintes", *Thèse de doctorat, L'Institut National Polytechnique de Toulouse, Décembre 2003*.

Annexe A

Principe du PLL Triphasé

A.1 Principe de base

Dans les applications réseau électrique, le PLL sert essentiellement à estimer et filtrer la phase et l'amplitude instantanée du vecteur équivalent d'un système triphasé. Le principe de base du PLL triphasé consiste à appliquer une transformation de Park sur les tensions triphasées du réseau.

Le PLL réalise la suivi de phase de la composante directe de la tension du PCC v_{pd} afin d'éliminer la composante en quadrature v_{pq} ce qui se produit lorsque la phase estimée θ_e est égale à la phase du réseau. La configuration que nous avons retenue dans cette étude correspond au schéma synoptique présenté dans la figure (A.1).

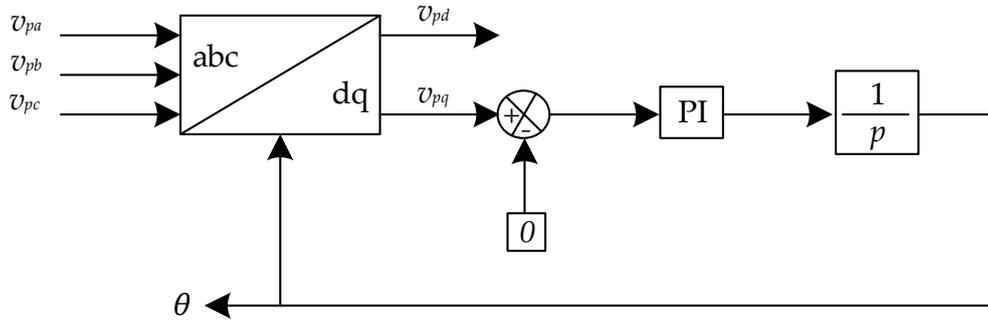


Figure (A.1). Schéma fonctionnel d'un PLL triphasé.

Elle est composée d'un détecteur de phase (la transformée de coordonnées), un régulateur PI et un intégrateur.

A.2 Boucle de régulation

La fonction de transfert en boucle ouvert de la boucle PLL est défini par :

$$FT_{BO} = \left(k_{p_pll} + \frac{k_{i_pll}}{p} \right) \frac{1}{p} \quad (A.1)$$

Donc elle décrit en boucle fermé par :

$$FT_{BF} = \frac{k_{p_pll} p + k_{i_pll}}{p^2 + k_{p_pll} p + k_{i_pll}} \quad (A.2)$$

Pour déterminer les valeurs des gains du PI utilisé, on doit faire une analogie entre l'équation caractéristique de la fonction FT_{BF} et celle de la fonction de transfert d'un système du deuxième ordre en boucle fermée donnée par :

$$G(p) = p^2 + 2\xi_{pll} \omega_{n_pll} p + \omega_{n_pll}^2 \quad (A.3)$$

Finalement on en déduit les valeurs des constantes du régulateur comme suit :

$$\begin{aligned}k_{p_pll} &= 2\xi_{pll} \omega_{n_pll} \\k_{i_pll} &= \omega_{n_pll}^2\end{aligned}\tag{A.4}$$

Où ξ_{pll} et ω_{n_pll} représentent respectivement le facteur d'amortissement et la pulsation du système du deuxième ordre. Pour ce travail on prend : $\xi_{pll}=0.707$ et $\omega_{n_pll}=5000\pi$.

Annexe B

Les Défaits les Plus Fréquents Rencontrés

Les défauts les plus rencontrés dans une installation photovoltaïque peuvent être classifiés selon la fonction des différents composants constituant le système PV. Sept groupes de défauts ont été formés :

- Défauts dans le générateur photovoltaïque ;
- Défauts dans la boîte de jonction ;
- Défauts dans le système de câblage ;
- Défauts dans le système de protection ;
- Défauts de l'onduleur ;
- Défauts dans le système d'acquisition des données.

Dans chaque groupe de défauts, un tableau a été établi reprenant le type du défaut, sa conséquence principale, puis son degré d'impact sur la production du système ou criticité (1 : faible, 2 : moyen, 3 : fort), son occurrence (1 : faible, 2 : moyenne, 3 : forte). Ainsi que sa phase d'origine (C : Conception I : Installation ; E : Exploitation).

B.1 Défauts dans le générateur PV

Défaut	Conséquences	Criticité	Occurrence	phase d'origine
Salissure (pollution, sable, neige)	Perte de puissance	3	3	E
Inversion des liaisons de sortie	Module mal câblé, diminution des performances	3	2	I, C
Air marin	Corrosion	3	2	E
Dégradation des modules par vandalisme	Diminution des performances, Non fonctionnement de l'installation	3	2	E
Vol des modules	Non fonctionnement de l'installation	3	2	I, E
Mauvaise orientation et/ou inclinaison des modules	Ombrage, diminution des performances	2	3	C, I
Couple galvanique dû au mélange de matériau de la jonction module/ support	Corrosion	2	3	C
Module mal ou pas ventilé	Echauffement	2	2	I, C
Module mal fixé	Déplacement du module, diminution des performances	2	2	I, C
Modules non câblée	Diminution des performances	2	2	I, C
Fissure	Perte d'étanchéité, détérioration des cellules, diminution du shunt, diminution des performances	3	1	E
Rouille par infiltration d'eau	Perte d'étanchéité, détérioration des cellules	3	1	E

Mauvaise isolation entre modules et onduleur	Court-circuit, destruction du module, incendie	3	1	I, C
Détérioration des joints d'étanchéité	Perte d'étanchéité, détérioration des cellules	3	1	E
Déformation du cadre des modules	Infiltration d'eau	3	1	E
Corrosion du cadre des modules	Perte d'étanchéité, détérioration des cellules	3	1	E
Délaminage	Diminution des performances, échauffement	3	1	E
Foudre	Détérioration des modules	3	1	E
Tempête	Module arraché, cassé	3	1	E
Pénétration de l'humidité	Hot spot, augmentation du courant de fuite, corrosion, perte d'adhérence et d'isolation, diminution de la résistance de CC à la terre	3	1	E
Faiblesse au vent des structures	Module arraché, cassé	3	1	C, I
Foudre sur l'installation	Destruction des modules	3	1	E
Modules de performances différentes	Diminution des performances du champ	1	3	I, C
Sortie par le bas des boîtes de connexions impossible	Mauvais câblage	1	3	C, I
Bouchons de presse-étoupe manquant sur la boîte de connexion	Pénétration d'eau, corrosion des liaisons	1	3	I, C
Boîte de connexion montée à l'envers	Entrée d'eau dans le boîtier par le presse étoupe	1	3	I, C
Ombrage partiel (feuilles d'arbre, déjections)	Hot spot, détérioration de cellules	2	1	E
Dégradation de l'encapsulant à cause des ultraviolets	Absorbe les photons qui n'arrivent plus jusqu'à la cellule, diminution des performances	2	1	E
Augmentation de la résistance série due au cycle thermique	Diminution des performances	2	1	E
Détérioration de la couche anti-reflet	Diminution des performances	2	1	E
Dégradation à cause de la lumière	Diminution des performances, surtension, destruction de diodes	2	1	E
Dégradation à cause de la chaleur	Diminution des performances, échauffement détérioration des joints	2	1	E
Inclinaison des modules trop faible	Stagnation d'eau, dépôt de terre, prolifération de champignons, problème d'étanchéité	2	1	C, I
Dégradation des interconnexions	Détérioration des joints, diminution des performances, augmentation de la résistance série, de la chaleur	2	1	E

Support mécanique des modules inadéquat ou mal posé	Efforts mécaniques importants sur les modules	2	1	C, I
Mauvaise résistance mécanique des supports des modules	Déformation du support	2	1	C, I
Diffusion du phosphore (dopant) vers la surface	Perte d'adhérence de l'encapsulant	2	1	E
Important courant de fuite	Echauffement	2	1	E
Echauffement des modules par la boîte de connexion	Décollement du Tedlar, diminution des performances	2	1	C, I
Nid d'insectes sur les modules	Diminution des performances	2	1	E
Panneaux inaccessibles	Nettoyage impossible	1	2	C, I
Module produisant moins que prévu	Diminution des performances	1	1	E
Apparition de bulles à la surface des modules	Diminution des performances	1	1	E

Tableau (B.1) : Défauts les plus fréquents rencontrés dans le générateur PV.

B.2 Défauts dans la boîte de jonction

Défaut	Conséquences	Criticité	Occurrence	phase d'origine
Absence de parafoudre ou protection foudre inadaptée	Destruction en cas de foudre	3	2	C, I
Presse-étoupe mal serré	Corrosion des contacts, rupture du circuit électrique	2	3	I
Liaison de mise à la terre non fixée ou sectionnée	Pas de mise à la terre	2	2	I
Boîte de jonction sans presse-étoupe	Pas d'étanchéité, corrosion des contacts, rupture du circuit électrique	2	2	I
Presse-étoupe en caoutchouc	Corrosion des contacts, rupture du circuit électrique	2	2	C, I
Infiltration d'eau par les vis de fixation	Corrosion des contacts, rupture du circuit électrique	2	2	I
Boîte de jonction non repérée	Problème pour contrôle et maintenance	1	3	I
Déconnexion des soudures	Arc électrique, incendie, diminution des performances	2	1	E, I
Boîtier infesté d'insectes	Rupture du circuit électrique	2	1	E
Fourreaux non prévus pour usage extérieur	Destruction de la protection	2	1	C
Liaison sans protection	Destruction de la liaison	2	1	C, I
Pénétration de l'eau ou de l'humidité	Corrosion des connexions, des diodes, des bornes, incendie	2	1	I

Tableau (B.2) : Défauts les plus fréquents rencontrés dans la boîte de jonction.

B.3 Défaut dans le système de câblage

Défaut	Conséquences	Criticité	Occurrence	phase d'origine
Mauvais dimensionnement des câbles	Chute de tension > 3%, échauffement	2	3	C
Connexion desserrée ou cassée	Arc électrique, incendie, destruction de la boîte de jonction, destruction de diodes	2	3	I, E
Principe de câblage en goutte d'eau non respecté	Mauvais câblage	2	3	I
Câbles inter module de section trop faible par rapport au presse-étoupe	Corrosion des contacts, rupture du circuit électrique	2	3	C, I
Bornes rouillées	Faux contacts, circuit ouvert, arc électrique	2	2	E
Câbles non fixés	Boucle de câblage, circuit ouvert	2	2	I
Mauvais câblage	Court-circuit, claquage des diodes anti-retour, destruction des connecteurs (circuit ouvert), aléas de fonctionnement sur disjoncteur	2	2	I
Toron	Boucle électromagnétique	2	2	I
Câbles d'arrivée des sous-champs entamés lors du dénudage	Mauvais câblage, faux contacts, circuit ouvert, arc électrique	2	2	I
Absence de graisse de silicone	Humidité	2	2	I
Câble mal dénudé	Mauvais câblage, faux contacts, circuit ouvert, arc électrique	2	2	I
Câble rongé par des rats	Faux contacts, circuit ouvert, arc électrique	2	2	E
Modification du câblage par l'utilisateur non compétent	Mauvais câblage, faux contacts, circuit ouvert, arc électrique	2	2	E
Boîte de connexion décollée	Connexion des cellules en série endommagée	2	1	E

Tableau (B.3) : Défaits les plus fréquents rencontrés dans le système de câblage.

B.4 Défaits dans le système de protection

Défaut	Conséquences	Criticité	Occurrence	phase d'origine
Protections inappropriées ou mal dimensionnées	Court-circuit, hot spot, incendie, arrêt de l'installation	2	2	C
Interrupteur, disjoncteur inapproprié	Arc électrique, incendie, destruction à l'ouverture	3	1	C
Disjoncteur différentiel non conforme à la norme	Non déclenchement, tension entre neutre et terre	3	1	C
Armoire électrique posée à même le sol à l'extérieur	Dysfonctionnement en cas de pluie	3	1	C, I
Parafoudre non connecté à la terre	Pas de protection	3	1	I

Impossibilité de déconnecter les modules par branche	Problème de sécurité	1	3	C, I
Pas de possibilités de sectionnement extérieur au coffret	Problème de sécurité	1	3	C
Mauvaise dissipation de la chaleur des diodes	Echauffement	2	1	C, I
Sous dimensionnement des diodes de bypass	Hot spot, destruction des diodes, échauffement de la boîte de jonction	2	1	C
Absence de protection contre les courants inverses	Hot spot, destruction des diodes, échauffement de la boîte de jonction	2	1	C
Diode mal connectée	Non fonctionnement des diodes, absence de protection contre les courants inverses	2	1	I, E
Phénomènes de résonance	Non fonctionnement des fusibles et des protections de surtension	2	1	C
Inversion de la polarité des diodes au montage	Non fonctionnement des diodes, court-circuit, hot spot	2	1	I, E
Dégradation à cause de la lumière	Non fonctionnement des diodes de bypass	2	1	E
Echauffement des diodes placées dans un endroit mal ventilé	Température de destruction atteinte	2	1	C, I
Vieillessement des disjoncteurs	Non fonctionnement des disjoncteurs	1	1	E

Tableau (B.4) : Défaits les plus fréquents rencontrés dans le système de protection.

B.5 Défaits dans le système d'acquisition

Défaut	Conséquences	Criticité	Occurrence	phase d'origine
Coupage de courant	Perte de données	1	3	E
Sonde de température non câblée	Mesure impossible	1	3	I
Sonde d'ensoleillement non câblée	Mesure impossible	1	3	I
Défaut de paramétrage	Enregistrement de fausses données	1	3	I
Mauvais câblage des shunts de mesure	Mesure impossible ou erronée	1	3	I
Afficheur de données mal placé (trop haut)	Données non visibles	1	2	C, I
Carte électronique mal positionnée	Touches inactives, défaut de commande	1	2	I
Non configuré pour l'acquisition des données	Pas de donnée enregistrée	1	2	I
Armoire fermée par le service de maintenance ou présence d'un code	Lecture des données par l'exploitant impossible	1	2	E, I

Bornier de mesures et de sonde de température trop proches	Câblage difficile, risque de court-circuit	1	1	C, I
Acquisition de données vierge	Aucune information enregistrée	1	1	E
Mesure de données non nulles alors que système PV à l'arrêt	Fiabilité des données	1	1	E

Tableau (B.5) : Défaits les plus fréquents rencontrés dans le système d'acquisition.

B.6 Défaits dans l'onduleur

Défaut	Conséquences	Criticité	Occurrence	phase d'origine
Dégradation à cause la chaleur	Détérioration de l'onduleur, des connexions	3	2	E, C, I
Faux contact	Arrêt de l'onduleur	3	2	I
Surtension	Déconnexion de l'onduleur	3	2	C
Fusible fondu	Arrêt de l'onduleur	3	2	E, C, I
Foudre sur le réseau	Surtension, destruction de l'onduleur	3	2	E
Tension du générateur inférieure à la limite basse de l'onduleur	Déconnexion de l'onduleur	3	2	C
Onduleur sous dimensionné	Destruction de l'onduleur	2	3	C
Bobine des filtres, thyristors, capacités en défaut	Arrêt de l'onduleur	3	1	E, C, I
Problème d'interface avec le réseau	Découplage de l'onduleur	3	1	E
Défaut d'isolement	Détérioration de l'onduleur	3	1	C, I
Surchauffe des onduleurs	Diminution des performances	3	1	E
Onduleur installé dans un lieu non étanche	Panne de l'onduleur	3	1	I, C
Onduleur mal fixé	Chute de l'onduleur	3	1	I
Onduleur surdimensionné	Perte de puissance, diminution des performances	2	1	C
Visserie et bouton de commande oxydés	Réglage impossible	2	1	E
Mauvais choix de la tension nominale d'entrée	Diminution des performances	2	1	C
Pile de sauvegarde	HS Perte des données	1	2	E
Témoins de défaut d'intensité allumé en permanence	Mauvaise information sur l'intensité	1	2	E, I
Onduleur non mis à la terre	Disjoncteur différentiel non actif	1	2	I
Perte de la mémoire (mauvaise manipulation du technicien)	Perte des données	1	1	E
Afficheur de cristaux liquide endommagé ou illisible	Pas d'information sur le fonctionnement	1	1	E

Tableau (B.6) : Défaits les plus fréquents rencontrés dans l'onduleur.

Résumé

Ce travail a pour but la modélisation, la commande, et le diagnostic des défauts d'un système photovoltaïque connecté au réseau via un hacheur boost et un onduleur de tension. Dans la première partie, on a fait une modélisation du champ PV, du hacheur et de l'onduleur à deux et à trois niveaux, puis on a étudié la commande du hacheur boost par les techniques de MPPT et de l'onduleur par la SVM. Le contrôle de notre système a été réalisé en premier lieu en utilisant une commande linéaire classique de type PI, puis en utilisant une technique de commande par mode de glissement connue par sa simplicité et sa robustesse vis-à-vis des perturbations.

Dans la deuxième partie, on a effectué un diagnostic des défauts dans la partie de puissance du système. Pour l'onduleur de tension, on a utilisé la méthode de compteur de Park et la méthode des valeurs moyennes. D'autre part, pour le hacheur on a utilisé la méthode de résidu.

Mots-clés : Système PV, Diagnostic, MPPT, SVM, Onduleur multiniveaux, Mode glissant.

Abstract

The aims of this work are modeling, control and fault diagnosis of a grid connected solar photovoltaic via a boost chopper and an inverter. In first part, we modeled the PV field, the chopper and the two and three levels inverter, then we studied the control of the boost chopper by MPPT techniques and inverter by SVM. The control of our system has been realized firstly using a PI controller, then using a sliding mode controller.

In the second part, a fault diagnosis was performed in the power part of the system. In case of the inverter, we used the average current Park's vector and the average value Approach. On the other hand, for the chopper we used the residue approach.

Keywords: PV System, Diagnostic, MPPT, SVM, Multilevel inverter, Sliding mode.

ملخص

أهداف هذا العمل هي نمذجة ومراقبة وتشخيص الأخطاء في أنظمة الطاقة الشمسية المتصلة بشبكة التوزيع صال عبر الموجه ومحول DC-DC. في الجزء الأول، قمنا بنمذجة حقل PV، محول DC-DC والموجه ذو اثنين وثلاثة مستويات، ثم درسنا التحكم في محول DC-DC بواسطة تقنيات MPPT والموجه بواسطة SVM. ثم قمنا بالتحكم في نظامنا أولاً باستخدام وحدة تحكم PI، ثم باستخدام وحدة تحكم وضع انزلاق.

في الجزء الثاني، تم إجراء تشخيص الأخطاء في جزء قوة النظام. في حالة الموتر، استخدمنا طريقة عداد Park وطريقة متوسط قيمة النهج. من ناحية أخرى، ل محول DC-DC استخدمنا نهج بقايا.

كلمات البحث: نظام PV، التشخيص، MPPT، SVM، العاكس متعددة المستويات، انزلاق الوضع.