

UNIVERSITE MOHAMED BOUDIAF M'SILA

FACULTE DE SCIENCE

DEPARTEMENT DE CHIMIE



Numéro de série :

Numero d'inscription :

Thèse

Présentée en vue de l'obtention du diplôme de

DOCTORAT en Sciences

Spécialité : chimie

Option : chimie

THEME

Etudes des stratégies et des structures de commande pour les systèmes d'Electro-générateurs à Pile à Combustible

Présentée par:

Ammar DJERIOUI

Soutenue le : 30/09/ 2018

Devant le jury composé de :

	<u>Nom & prenom</u>	<u>Grade</u>	<u>Etablissement</u>	<u>Quatité</u>
Mr	A.MERROUCHE	Professeur	Uni. de M'sila	Président
Mr	D. OUALI	Professeur	L'ENS Boussaâda	Directeur de Thèse
Mr	A. AZIZI	Professeur	Uni. de setif	Examineur
Mr	A. BENYAHIA	MCA	Uni. de M'sila	Examineur
Mr	A.BAHLOUL	MCA	Uni. de BBA	Examineur

Année Universitaire 2018/2019

Remerciements

Les travaux de recherche dans cette thèse se sont effectués au sein du laboratoire de chimie la faculté de science de l'Université de MOHAMED BOUDIAF M'SILA.

Je tiens d'abord à exprimer toute ma gratitude et ma reconnaissance à Monsieur **Dehimi OUALI**, Professeur à l'Université de MOHAMED BOUDIAF M'SILA, pour m'avoir encadré et soutenu durant ces années de thèse. Je le remercie aussi pour son aide précieuse, les conseils et les connaissances dont il a su me faire profiter. Il m'est difficile d'exprimer en quelques mots toute l'admiration que je lui porte.

J'adresse mes sincères remerciements à Monsieur A.MERROUCHE, Professeur à l'Université de MOHAMED BOUDIAF M'SILA, pour l'honneur qui nous a fait en acceptant d'être président du jury.

Mes remerciements vont également aux membres du jury pour l'honneur qu'ils m'ont fait en participant à l'évaluation de ce travail :

- Monsieur O.AZIZI

- Monsieur A. BENYAHIA

- Monsieur A.BAHLOUL

Je souhaite remercier également mes collègues de l'université de M'sila, chacun avec son nom, pour leurs encouragements incessants pour l'élaboration de ce travail.

- Une pensée particulière à mes amis pour leur amitié, leur sympathie et leur soutien, ainsi que pour les bons moments que nous avons passés ensemble.

Que ceux qui se sentent oubliés, trouvent dans cette phrase ma profonde gratitude et mes remerciements pour l'aide et le soutien apporté durant ces années.

Enfin, je ne veux pas certainement manquer cette occasion pour remercier ma famille et surtout mes parents pour le soutien moral indéfectible, la patience et le dévouement dont ils ont fait preuve.

En l'honneur de ma famille et de mon pays ... l'Algérie

ملخص :

يدخل العمل المقدم في هذه الأطروحة في إطار البحث عن حلول لتحسين منجودة الطاقة الكهربائية. يتسبب الاستعمال المتزايد للحمولات الغير خطية في اضطرابات كهربائية مما يؤدي إلى تدني جودة هذه الطاقة. الهيدروجين المنتج باستخدام الطاقات المتجددة يعتبر حلاً لتزايد الطلب على الطاقة، تلوث الهواء وارتفاع أسعار الوقود الهيدروجين هو عنصر الأكثر انتشاراً في الطبيعة ويمكن إنتاجه من مواد أولية مختلفة وفي كل مكان بالإضافة إلى ذلك هو الرفيق الأمثل للطاقات المتجددة لأنه طريقة تخزين مسترجعة و احتراقه ينتج الماء فقط. الجزائر تمتلك إمكانيات معتبرة لإنتاج الهيدروجين خاصة باستخدام الطاقة الشمسية. قدم هذا البحث دراسة تفصيلية وتصميمياً عملياً أمثل لمبدلة تقطيعيه رافعة للجهد المستمر تعمل للتحكم بالمبادلات التقطيعية غير المعزولة الرافعة للجهد المستمر والمستمرة في الأنظمة الكهرو شمسية وذلك بغية المحافظة على جهد خرج ثابت ومستقر ضد اضطرابات خرج اللواقط الكهرو شمسية من تيار وجهد أو تغيرات في قيمة الحمل والعمل في جوار نقطة الاستطاعة العظمى. ولقد أثبتت نتائج المحاكاة و النتائج التطبيقية إمكانية استعمال محول متحكم فيها بتغيير عرض النبض كمرشح نشط دون التأثير على خواص هذا الأخير ما يمثل حل جد اقتصادي للتقليل من الاضطرابات.

كلمات مفتاحية:محول متحكم فيه بتغيير عرض النبض، اضطرابات كهربائية، مرشح نشط، الأنظمة الكهرو شمسية، نقطة الاستطاعة العظمى، الهيدروجين، الطاقات المتجددة، وقود نقي.

Abstract:

The work presented in this thesis is part of the search for new solutions to improve the quality of electrical energy. Hydrogen produced from renewable resources, promises ultimate relief from increased energy demands, air pollution, and rising energy costs. Hydrogen, one of the most abundant elements in nature, can be produced from many feedstocks anywhere in the world. Our energy needs, from transportation to electric power generation, can be satisfied while being less polluting. Additionally, it is the perfect partner for renewable since it offers renewable a means of storage, and his combustion made water. Algeria has important potential of hydrogen production especially with solar energy. The presence of more and more nonlinear loads due to disruptions that affect this quality. In second section, it is focused on the design of a solar photovoltaic energy conversion chain interconnected to the grid. The solar power is transferred through a first DC / DC converter (boost) it ensures impedance matching (MPPT) of the generator, the second DC / AC converter (inverter) is used to control the voltage and current.

The simulation validation have shown the possibility of using a PWM converter to provide active filtering without affecting the performance of the latter, which is a very economical solution for reducing harmonic pollution.

Keywords:harmonic disturbance, active filter, solar photovoltaic, MPPT, SVM 3D, hydrogen, energy renewable, own combustible.

Résumé :

Le travail a présenté dans cette thèse s'inscrit dans le cadre de la recherche de nouvelles solutions qui permettent l'amélioration de la qualité de l'énergie électrique. Un hydrogène produit à partir des sources renouvelables est une solution pour la demande croissant en énergie, la pollution de l'air et les couts élevé des carburants. L'hydrogène est un des éléments les plus abondant dans la nature et peut être produit à partir de différents matière premiers et partout .en plus c'est le parfaite partenaire des énergies renouvelables car c'est un moyenne de stockage recyclables et sa combustion ne produit que de l'eau. L'Algérie à un important potentiel de production d'hydrogène surtout avec l'énergie solaire. La présence de plus en plus de charges non linéaires cause des perturbations qui affectent cette qualité. Dans la première partie, l'étude est focalise une chaine de conversion d'énergie solaire photovoltaïque interconnectée au réseau électrique. La puissance des panneaux solaires est transférée à travers un premier convertisseur DC/DC (boost) ce dernier assure l'adaptation d'impédance (MPPT) du générateur, avec le deuxième convertisseur DC/AC (onduleur) pour assurer la connexion électrique. La simulation et la validation expérimentale ont montré la possibilité d'utiliser un convertisseur à MLI pour assurer le filtrage actif sans affecter les performances de ce dernier, ce qui constitue une solution très économique pour la réduction des pollutions harmoniques.

Mots clés : perturbation harmonique, filtre actif, solaire photovoltaïque, , MPPT, hydrogène, énergie renouvelable, combustible propre, , SVM 3D.

Table des matières

AVANT-PROPOS	ERROR! BOOKMARK NOT DEFINED.
TABLE DES MATIERES	V
NOTATIONS	VIII
INTRODUCTION GENERALE	1
1.1 Introduction.....	4
1.2 Histoire des piles à combustible.....	4
1.3 Principe de fonctionnement d'une pile à combustible (hydrogène) :	4
1.4 La pile à combustible : une technologie innovante :	5
1.5 Les différents types de piles à combustible.	5
1.5.1 La pile alcaline (AFC).....	5
1.5.2 Les piles à carbonate fondu (MCFC).....	6
1.5.3 Les piles à oxyde solides (SOFC).	6
1.5.4 Les piles à acide phosphorique (PAFC).	6
1.5.5 Les piles à membranes échangeuses de protons (PEMFC).	6
1.5.6 Les piles à méthanol direct (DMFC).....	7
1.5.7 Synthèse.	7
1.6 Les grands domaines d'applications de la pile à combustible	7
1.6.1 Application stationnaires :	7
1.6.2 Applications mobiles sur autobus :	8
1.6.3 Application pour Voitures :	8
1.6.4 Applications portables.....	9
1.7 La filière hydrogène (production et stockage)	9
1.8 Moyens de stockage.....	10
1.9 Les membranes totalement fluorées	11
1.10 Conclusion	12
CHAPITRE II	13
2 MODELISATION D'UN SYSTEME D'ELECTRO-GENERATEURS A PILE A COMBUSTIBLE.....	13
2.1 Introduction.....	13
2.2 Composition d'une pile PEMFC :	14
2.3 Modélisation de la pile à combustible	16
2.4 Modèle de tension:	16
2.5 Tension de Nernst :	16

Table des matières

2.6	Résultats de simulation:	18
2.7	Modélisation et commande des composants du système photovoltaïques.....	19
2.7.1	Modèle de la cellule photovoltaïque à une diode.....	20
2.7.2	Modèle de la cellule à deux diodes	21
2.7.3	Modélisation de comportement de la cellule photovoltaïque	21
2.7.4	Association en série.....	24
2.7.5	Association en parallèle.....	24
2.7.6	Développement du modèle mathématique du module PV	25
2.8	Simulation du module (panneau) photovoltaïque au MATLAB	25
I.1	Méthode de poursuite analogique.....	34
I.2	Conclusion	36
CHAPITRE III		37
3	AMELIORATION DE LA QUALITE DE L'ENERGIE DANS UN MICRO-RESEAU AUTONOME.	37
I.3	Définition de la perturbation.....	37
I.4	Modélisation et commande des composants du système photovoltaïques.....	41
3.1	Onduleur de tension à quatre bras	42
3.1.1	Modèles mathématiques du convertisseur à quatre bras	42
3.1.2	Modulation de largeurs d'impulsion vectorielle à trois dimensions.....	45
3.2	Conclusion	52
4	CHAPITRE IV.....	54
5	DEVELOPPEMENT D'UN ENVIRONNEMENT DE SIMULATION DE SYSTEMES A PILE A COMBUSTIBLE	54
6.1	Introduction.....	54
6.2	Commande par mode de glissement	54
6.2.1	Principe de la commande par mode de glissement des systèmes à structure variable	54
6.2.2	Choix de la surface de glissement	55
6.2.3	Conditions d'existence et de convergence du régime glissant	56
6.3	Commande par mode glissant du filtre actif parallèle à quatre bras.....	57
6.3.1	Régulations des courants	58
6.3.2	Résultats de simulation	59
	Conclusion	61
7	CONCLUSION GENERALE ET PERSPECTIVES	63
I.	BIBLIOGRAPHIE.....	65
8	ANNEXE A	74

Table des matières

Table des figures

Notations

Notations

F	Fréquence du fondamental.
f_e	Fréquence d'échantillonnage.
f_c	Fréquence de commutation.
T_s	Période de commutation.
ω	Fréquence angulaire du fondamental.
θ	Angle de déphasage.
R_s	Résistance de la source.
L_s	Inductance de la source.
R_l	Résistance à l'entrée de la charge polluante.
L_l	Inductance à l'entrée de la charge polluante.
R_f	Résistance du filtre.
L_f	Inductance du filtre.
R_{ch}	Résistance de la charge continue du pont diode.
L_{ch}	Inductance de la charge continue du pont diode.
C	Capacité de l'onduleur.
C_{eq}	Capacité équivalente.
i_{sa}, i_{sb}, i_{sc}	Courants du réseau.
i_{fa}, i_{fb}, i_{fc}	Courants du filtre.
i_{la}, i_{lb}, i_{lc}	Courants de la charge.
i_l	Courants de la charge.
i_1, i_2	Courant redressé.
$X_{\alpha, \beta}$	Courants d'entrée de l'onduleur à trois niveaux.
$X_{d, q}$	Courants des condensateurs.
V_{dc}	le repère stationnaire (α, β).
$V_{dc_{ref}}$	le repère tournant (d, q).
$\bar{\psi}_{PRC}$	Tension du filtre actif (tension de sortie de l'onduleur).
$\bar{\psi}_{PRC(\alpha, \beta)}$	Tension continue.
$\bar{\psi}_{PRC(d, q)}$	Tension continue de référence.
D	Vecteur flux virtuel du point de raccordement commun.
P_l	Vecteur flux virtuel du point de raccordement commun dans le repère (α, β).
Q_l	Vecteur flux virtuel du point de raccordement commun dans le repère (d, q).
p_{ref}	Puissance déformante de la charge.
p_{Fref}	Puissance active de la charge.
q_{ref}	Puissance réactive de la charge.
q_{Fref}	Puissance active de référence du bus continu.
p_F	Puissance active de filtre de référence.
q_F	Puissance réactive de référence.
p_L	Puissance réactive de filtre de référence.
q_L	Puissance active de filtre.
p_s	Puissance réactive de filtre.
q_s	Puissance active de la charge.
p_{PRC}	Puissance active du réseau.
q_{PRC}	Puissance réactive du réseau.
p_{Fp}, q_F	Puissance active du point de raccordement commun.
	Puissance réactive du point de raccordement commun.
	Valeurs prédictives des puissances active

Acronymes

<i>THD</i>	Total Harmonic Distorsion.
<i>IGBT</i>	Insolated Gate Bipolar Transistor.
<i>GTO</i>	Gate Turn off Thyristor.
<i>PWM</i>	Pulse Width Modulation.
<i>SVM</i>	Space Vector modulation.
<i>MLI</i>	Modulation de Largeurs d'Impulsions.
<i>F.P.B</i>	Filtre Passe-Bas.
<i>FAP</i>	Filtre actif parallèle.
<i>FAS</i>	Filtre actif série.
<i>FP</i>	Facteur de puissance.nn
<i>PI</i>	Régulateur proportionnel intégral.
<i>PRC</i>	Point de Raccordement Commun.
<i>DPC</i>	Direct Power Control.
<i>VFDP</i>	Virtual Flux Direct Power Control.
<i>DPC-SVM</i>	Direct Power Control with Space Vector Modulation.
<i>VFDP-SVM</i>	Virtual Flux Direct Power Control with Space Vector Modulation.
<i>PDPC</i>	Predictive Direct Power Control.
<i>VFDP</i>	Virtual Flux Predictive Direct Power Control.
<i>PDPC-SVM</i>	Predictive Direct Power Control with Space Vector Modulation.
<i>VFDP-SVM</i>	Virtual Flux Predictive Direct Power Control with Space Vector Modulation.
<i>DTC</i>	Direct Torque Control.
<i>FOC</i>	Flux Oriented Control.
<i>VOC</i>	Volage Oriented Control.

INTRODUCTION GENERALE

1.1 Problématique

Les problématiques énergétiques actuelles nous mènent à considérer et à exploiter toutes les sources et tous les vecteurs d'énergie possibles. La confiance en une civilisation reposant uniquement sur le pétrole montre ses limites, tant du point de vue économique (prix et disponibilité de la matière première) qu'écologique (rejets de gaz à effet de serre) ou géopolitique (conflits pour la possession des réserves stratégiques, émergence de nouveaux acteurs : Inde, Chine).

Depuis quelques décennies des brèches sont ouvertes vers l'exploitation de sources d'énergie jusqu'ici négligées : le solaire, l'éolien. Par ailleurs la recherche sur des vecteurs d'énergie non polluants est également à l'ordre du jour, notamment en vue d'applications aux transports individuels (automobile) et aux objets portables (ordinateurs, baladeurs, téléphones...), mais aussi à l'alimentation électrique des habitations.

Les entreprises de transport et de distribution de l'énergie électrique ont historiquement fait des traitements pour le problème de l'augmentation de la puissance réactive circulante à travers leurs lignes. En effet, la puissance réactive est la principale origine de l'augmentation des pertes dans les lignes causant ainsi la limitation de la capacité de transport de l'énergie utile et par conséquent le faible rendement du réseau électrique [1][2][3][4]. Dans le cadre de nos travaux de thèse, nous intéressons à l'étude de micro-réseaux autonomes dédiés aux applications photovoltaïques et pile à combustible. L'objectif de ces travaux est de proposer un certain nombre de solutions permettant la création de convertisseurs d'interfaces pour réseaux autonomes à hautes performances.

L'énergie produite est généralement utilisée sur place, sans pertes dues au transport. La minimisation de la distance production-consommation, permet de minimiser l'effet néfaste causé par les interactions entre l'impédance du micro-réseau et l'électronique de puissance associée (problème de stabilité).

Un micro-réseau autonome désigne l'interface de puissance utilisée pour transporter l'énergie électrique produite par une ou plusieurs sources autonomes (photovoltaïque, pile à combustible...etc) jusqu'au point d'interconnexion de consommateurs. La distinction "autonome" fait référence au genre d'applications non raccordées au réseau et (ou) à l'autonomie de ces applications. La structure d'un micro-réseau autonome varie en fonction des contraintes de l'application. Néanmoins, quatre éléments sont souvent utilisés :

- Les sources (renouvelables, batteries, générateur diesel...etc) ;
- Les convertisseurs de puissance (permettant le contrôle et la gestion du système) ;
- Les filtres d'interconnexions (assurant la transmission d'une énergie de qualité) ;
- Les charges (statiques, ou dynamiques).

Les potentialités d'un micro-réseau autonome sont évaluées suivant trois critères principaux :

- L'autonomie ;
- La qualité de l'énergie transitée ;
- La stabilité.

INTRODUCTION GENERALE

En effet, l'interface de puissance autonome doit garantir la continuité de service en garantissant la qualité de l'énergie disponible, la stabilité du réseau et sa robustesse vis-à-vis des perturbations provenant des charges. Dans la suite de cette partie, nous allons revenir en détail sur ces trois critères.

En outre, les récentes tendances de libéralisation du marché de l'électricité et l'intégration des sources renouvelables dans une nouvelle architecture du réseau, ont vu la consolidation des systèmes de production distribués, avec une grande variété de centrales de production d'électricité (cogénération, cycle combiné, les parcs éoliens, centrales photovoltaïques, ...etc.), qui peuvent causer davantage des distorsions supplémentaires des formes d'ondes des tensions de lignes [7][8].

Récemment, il y a eu une préoccupation croissante sur les problèmes environnement et par conséquent le besoin de développer des sources d'énergie avec moins de pollution. Ceci a déclenché un effort considérable vers les sources d'énergie d'origine renouvelable comme le soleil, le vent, la biomasse qui ont un avenir prometteur et une énergie abondante. L'énergie solaire, en particulier, suscite un intérêt particulier dans un pays comme le nôtre où l'on enregistre le meilleur ensoleillement dans le bassin méditerranéen [13]. Cette énergie est générée sous forme de courant continu à partir d'un champ photovoltaïque qui peut être converti adéquatement en un courant alternatif par le biais d'un onduleur. L'idée d'intégrer le photovoltaïque dans le concept du filtrage actif a motivé plusieurs chercheurs d'autant plus que l'intégration de ces types de source pour la génération de l'énergie active a été largement maîtrisée et est devenue technologiquement mature [1][2].

1.2 Objectifs

Les travaux présentés dans cette thèse s'inscrivent dans le cadre des recherches menées sur la qualité d'énergie. Ils portent sur l'amélioration des performances des interfaces de conversion d'énergie décentralisées, les sources d'énergie principale étant l'énergie photovoltaïque et la pile à combustible. Nous avons proposé de nouvelles stratégies de contrôle assurant simultanément :

- une haute qualité de l'énergie exportée de la source à l'utilisateur ;
- des performances dynamiques élevées aussi bien en asservissement qu'en régulation ;
- une robustesse élevée vis-à-vis des variations paramétriques.

1.3 Organisation de la thèse

Dans le but d'approfondir chacun des points mentionnés ci-dessus, cette thèse est organisée en quatre chapitres. Dans les paragraphes suivants, on explique brièvement le contenu de chacun

Le premier chapitre présente les objectifs et les enjeux de la thèse. Nous commençons par la description d'un état problématique de nature énergétique et environnementale dans le monde. L'énergie d'hydrogène est une solution prometteuse et favorable à l'environnement qui permet d'obtenir de l'électricité grâce à la pile à combustible. Nous étudierons ensuite le principe, la structure et la performance d'une pile à combustible. Parce que la pile à combustible de type PEM est une structure lamellaire, l'état de contact mécanique entre éléments de la pile a un rôle important sur sa performance. La modélisation numérique est un moyen d'approfondir les connaissances sur les phénomènes mécaniques aux interfaces multi-contacts des piles à combustibles.

INTRODUCTION GENERALE

Le deuxième chapitre traitera le principe de la conversion photovoltaïque ainsi que la modélisation complète du générateur photovoltaïque (GPV).

Le troisième chapitre sera consacré à l'étude des perturbations générées par les convertisseurs branchés sur le réseau et les différentes techniques utilisées pour leur réduction. Nous développerons l'algorithme de la modulation vectorielle dans le cas des onduleurs à deux. Pour la stratégie de commande de l'onduleur à quatre bras, nous allons choisir la commande vectorielle tridimensionnelle (3D SVM) car cette dernière permet le contrôle du courant du neutre en temps réel.

Le quatrième chapitre est consacré à l'association de la commande par mode glissant respectivement avec les stratégies du contrôle. Ces lois de commande sont d'éditées aux systèmes non-linéaires incertains. D'une part, les lois de commande par mode glissant, celles-ci sont connues pour leur robustesse, leur efficacité et leur convergence en temps fini.

Pour finir, la dernière partie de cette thèse sera dédiée à la conclusion générale. On évaluera l'ensemble de résultats obtenus et on proposera des possibles extensions des travaux réalisés dans cette thèse.

Chapitre I

Présentation de la pile à combustible

1.1 Introduction

Depuis le début des années 2000, la Communauté internationale place la question de l'énergie au centre de ses préoccupations. L'indépendance énergétique, l'efficacité de la production et la recherche en énergies renouvelables sont désormais une priorité. C'est dans ce cadre que s'inscrit le développement des piles à combustible et des modes de production de dihydrogène utilisé comme source d'énergie propre.

Une pile à combustible (PAC) est un dispositif électrochimique qui permet de convertir directement l'énergie chimique interne d'un combustible en énergie électrique sans aucun processus thermique ou mécanique.

Dans ce chapitre on s'intéresse à la modélisation statique, dynamique de la pile à combustible PEM et leurs caractéristiques électriques et chimiques ainsi que les différentes technologies utilisées.

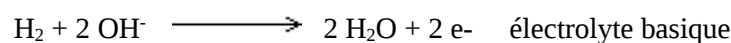
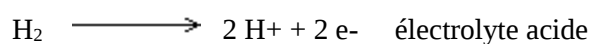
1.2 Histoire des piles à combustible

Le développement de la filière hydrogène repose en grande partie sur la technologie de la pile à combustible (PAC).

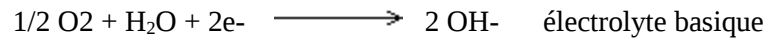
Son principe n'est pas nouveau, puisqu'il fut découvert dès 1839 par W. Grove. À l'époque, cet avocat anglais, chercheur amateur en électrochimie, constate qu'en recombinaison du dihydrogène et du dioxygène, il est possible de créer simultanément de l'eau, de la chaleur et de l'électricité. La pile à combustible est née. C'est F.T. Bacon, ingénieur américain, qui réalise, en 1953, le premier prototype industriel de puissance notable (de l'ordre du kW). Mais seule la NASA exploitera, dans les années 60, cette technologie pour fournir en électricité deux de ses vaisseaux, Gemini et Apollo. Car, si le principe de la PAC paraît simple, sa mise en œuvre est complexe et coûteuse, ce qui interdisait jusqu'alors sa diffusion vers le grand public. Aujourd'hui, des progrès ont été réalisés et les applications envisageables sont nombreuses.

1.3 Principe de fonctionnement d'une pile à combustible (hydrogène) :

Dans le cas d'une pile hydrogène-oxygène, on a oxydation de l'hydrogène à l'anode selon:



Il s'agit d'une réaction catalysée. L'atome d'hydrogène réagit en libérant deux électrons, qui circulent dans le circuit électrique qui relie l'anode à la cathode. A la cathode, on assiste à la réduction cathodique (également catalysée) de l'oxygène selon:



Le bilan donne donc:



1.4 La pile à combustible : une technologie innovante :

- Son électrolyte n'est pas liquide mais solide.

- Une membrane polymère échangeuse de protons (type Nafion) remplace avantageusement l'électrolyte liquide des électrolyseurs classiques alcalins (solution agressive et corrosive)

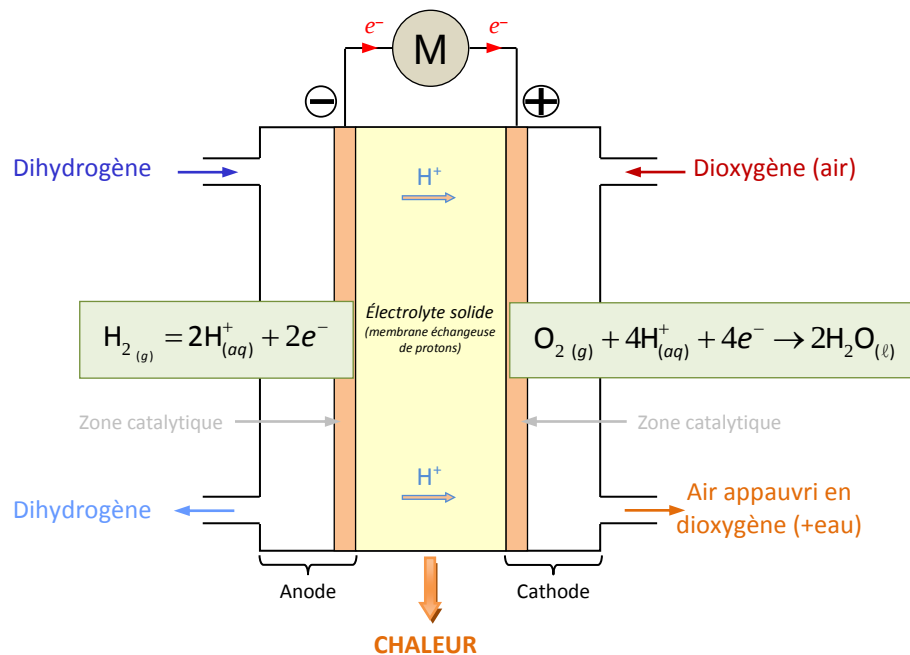


Figure 1 Pile à combustibles

1.5 Les différents types de piles à combustible.

Les piles à combustible sont couramment classées selon la nature de l'électrolyte qui détermine la température de fonctionnement optimale.

1.5.1 La pile alcaline (AFC).

Cette pile est la plus anciennement développée, elle a été utilisée pour les programmes spatiaux de la NASA. Elle travaille à basse température (60 à 80 °C), à pression atmosphérique et elle nécessite la présence de catalyseurs « nobles » à la cathode, mais peuvent s'en passer à l'anode. L'électrolyte est composée de potasse

sous forme aqueuse et la pile doit être alimentée en gaz réactifs ne contenant ni CO (qui empoisonne les catalyseurs à base de platine), ni CO₂, pour éviter toute consommation de l'électrolyte par précipitation des carbonates. Cependant, son coût et son poids plus faibles que ceux des solutions acides laissent présager de bonnes potentialités pour les applications statiques.

1.5.2 Les piles à carbonate fondu (MCFC).

Ces piles ont pour électrolyte des carbonates de lithium et de potassium fondus. Elles fonctionnent à haute température (entre 600 et 700 °C sous 1 à 6 atmosphères) et elles ont l'avantage d'avoir des rendements théoriques élevés, et de pouvoir transformer directement un composé hydrogéné (reformage interne) tel qu'un hydrocarbure. Elles sont insensibles aux polluants, et peuvent même consommer du CO comme carburant. Elles permettent de récupérer de la chaleur à un haut niveau de température, pour des applications industrielles. Leurs principaux inconvénients sont aussi liés à la température et se répertorient suivant des critères qui sont la tenue et le coût des matériaux. La longue montée en température est assurée par des moyens auxiliaires.

1.5.3 Les piles à oxyde solides (SOFC).

Ce sont celles qui travaillent à la plus haute température (de 850 °C à 1000 °C). Cette température est obligatoire pour permettre à l'électrolyte composé d'oxyde de zirconium ZrO₂ et d'Ytterbium Y₂O₃ de posséder une conductivité protonique suffisante. Actuellement, les efforts de développement se concentrent sur la baisse de température de fonctionnement en dopant l'électrolyte d'autres composés. Les catalyseurs utilisés sont à base de nickel et d'oxydes et les combustibles admis sont très variés avec possibilité ou non de reformage interne. Les plus gros efforts de recherche sont destinés à cette pile car il est envisageable d'avoir des densités de puissance élevées et des rendements proches de 60 % en génération d'électricité. De plus, la chaleur dégagée peut être récupérée à un niveau de température suffisant pour envisager des utilisations industrielles et domestiques suffisantes. Les prototypes les plus puissants sont actuellement de 250 kW mais des projets à 2 MW sont à l'étude.

1.5.4 Les piles à acide phosphorique (PAFC).

Avec un électrolyte sous forme gélifiée, elles fonctionnent à une température égale à 210 °C, pour des pressions allant jusqu'à 6 atmosphères. La PAFC est peu sensible au CO : la pile admet jusqu'à 1% en volume. Le combustible le plus souvent utilisé est un mélange riche en hydrogène, issu du reformage du gaz naturel, au moyen de techniques conventionnelles. Cette pile apparaît comme la plus utilisée pour des applications commerciales, et près de 200 installations de ce type (d'environ 200 kW) sont en fonctionnement dans diverses parties du monde (USA : 70 unités, Japon : 100 unités, Europe : 23 unités).

1.5.5 Les piles à membranes échangeuses de protons (PEMFC).

Ce sont des piles à électrolyte polymère solide, parfois appelées SPFC (Solid Polymer Fuel Cell), fonctionnant dès la température ambiante, mais avec des conditions optimales autour de 80 °C pour des pressions de 1 à 4 atmosphères. Elles sont très sensibles à la présence de CO qui doit être limitée à quelques ppm. De nombreux prototypes pour le domaine des transports ont été développés, et il commence à y avoir des installations de cogénération basées sur des PEMFC, jusqu'à 250 kW. Leurs principaux avantages sont des temps de démarrage quasiment instantanés avec, à température ambiante, près des deux tiers de la puissance nominale en quelques secondes, ce qui les rend compatibles avec les besoins des véhicules de transport. De plus, elles mettent en œuvre des technologies moins délicates et faciles à développer dans le cadre des séries

industrielles. Le combustible le plus utilisé est l'hydrogène, sous une forme très pure, nécessitant un reformage externe très poussé des carburants classiques (gaz naturel, méthanol...).

1.5.6 Les piles à méthanol direct (DMFC).

Ces piles ont fait l'objet de recherches afin qu'elles soient adaptables au méthanol (sans reformage). Si de telles piles s'avéraient techniquement réalisables, elles seraient économiquement viables pour les applications embarquées sur un véhicule. Pour ces raisons, ces piles pourraient être utilisables pour la traction automobile, mais pour l'instant, les densités de courant obtenues restent faibles.

1.5.7 Synthèse.

Le tableau ci-dessous résume l'ensemble des caractéristiques des différentes piles à combustible actuellement en développement.

Tab. I.1: Différents types de piles à combustible.

Type de pile	AFC	PEMFC	DMFC DEFC	PAFC	MCFC	SOFC
Nom	Alkaline Fuel Cell	Polymer Exchange Membrane Fuel Cell	Direct Methanol (ethanol) Fuel cell	Phosphoric Acid Fuel Cell	Molten Carbonate Fuel Cell	Solid Oxide Fuel Cell
Electrolyte	Solution KOH	Membrane polymère conductrice de protons	Membrane polymère conductrice de protons	Acide phosphorique	Li ₂ CO ₃ et K ₂ CO ₃ fondu dans une matrice LiAlO ₂	ZrO ₂ et Y ₂ O ₃
Ions dans l'électrolyte	OH ⁻	H ⁺	H ⁺	H ⁺	CO ₃ ²⁻	O ²⁻
Niveau de température	60-80°C	60-100°C	60-100°C	180-220°C	600-660°C	700-1000°C
Combustible	H ₂	H ₂	Méthanol ou ethanol	H ₂	H ₂	H ₂

1.6 Les grands domaines d'applications de la pile à combustible

Il y a aujourd'hui trois grands domaines dans lesquels on promet un brillant avenir à la pile à combustible : le portable, le transport et le stationnaire.

1.6.1 Application stationnaires :

Les systèmes de piles à combustible BALLARD produisent 250KW qui vont être distribués sur les lignes électriques.



Actuellement, il y a 9 systèmes en Amérique du Nord, en Europe et au Japon.

Plus de 3,5 millions de KW d'électricité ont été produits jusqu'à aujourd'hui.

1.6.2 Applications mobiles sur autobus :

De 1993 à 2006, 30 bus fonctionnant grâce à une pile à combustible ont été mis en service dans 10 grande villes d'Europe (programme de transport en commun (Programme européen CUTE).



1.6.3 Application pour Voitures :

Pratiquement tous les constructeurs automobiles possèdent leur prototype de voiture fonctionnant avec une pile à combustible. Des flottes captives voient le jour actuellement au Japon et en Allemagne.



1.6.4 Applications portables

Avec des piles DMFC (au méthanol ou à l'éthanol)



L'utilisation de l'hydrogène alimentant les piles à combustible, nécessite une production en conséquence. Dans le contexte d'un développement durable, l'hydrogène peut être produit par : **bio**-ressources, voie chimique (NaBH_4) ; électrolyse

a) bio-ressources :

Par transformation de bioéthanol (éthanol issu de la fermentation de déchets verts)

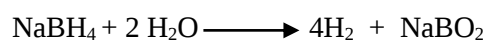
catalyseur



- La quantité de CO_2 produite correspond à celle consommée lors de la croissance végétale

b) voie chimique (NaBH_4)

- Dégagement d'hydrogène à partir de borohydrure de sodium (NaBH_4) :



- C'est une réaction catalytique (Platine, ruthénium)

Avantages du NaBH_4 :

- non toxique

- Non inflammable
- Utilisé en solution aqueuse
- Température ambiante
- Basse pression
- Pas d'émission de Co ou autres impureté

Inconvénients du NaBH_4

- Emission spontanée d'hydrogène (sans catalyseur).
- Catalyseur cher (ruthénium, platine).
- Recycler NaBO_2 produit.

c) électrolyse de l'eau :

La disponibilité de sources d'énergies renouvelables (photovoltaïque, éolien, hydraulique) permet de produire l'hydrogène par électrolyse de l'eau. Electrolyse et synthèse de l'eau : Deux cycles complémentaires. Les ressources d'énergie renouvelables peuvent être utilisées directement pour la production électrique. Par ailleurs une partie de la ressource est utilisée pour produire de l'hydrogène. Cet hydrogène constitue une réserve dans le cas où la ressource initiale n'est pas opérationnelle.

1.8 Moyens de stockage

Il existe de nombreux moyens de stockage de l'électricité. La figure 13, diagramme de Ragone, décrit les performances énergie-puissance massiques des technologies les plus utilisées. En règle générale, pour les applications renouvelables, ce sont les batteries et les super-capacités qui sont les plus utilisées. Les deux solutions peuvent être utilisées simultanément. D'un côté, les batteries confèrent une forte densité énergétique à faible densité de puissance, ce qui permet de satisfaire les régimes stationnaires de fonctionnement. D'un autre côté, les super-capacités dont la puissance massique est importante (faible densité énergétique) sont plutôt destinées pour satisfaire les régimes transitoires de fonctionnement.

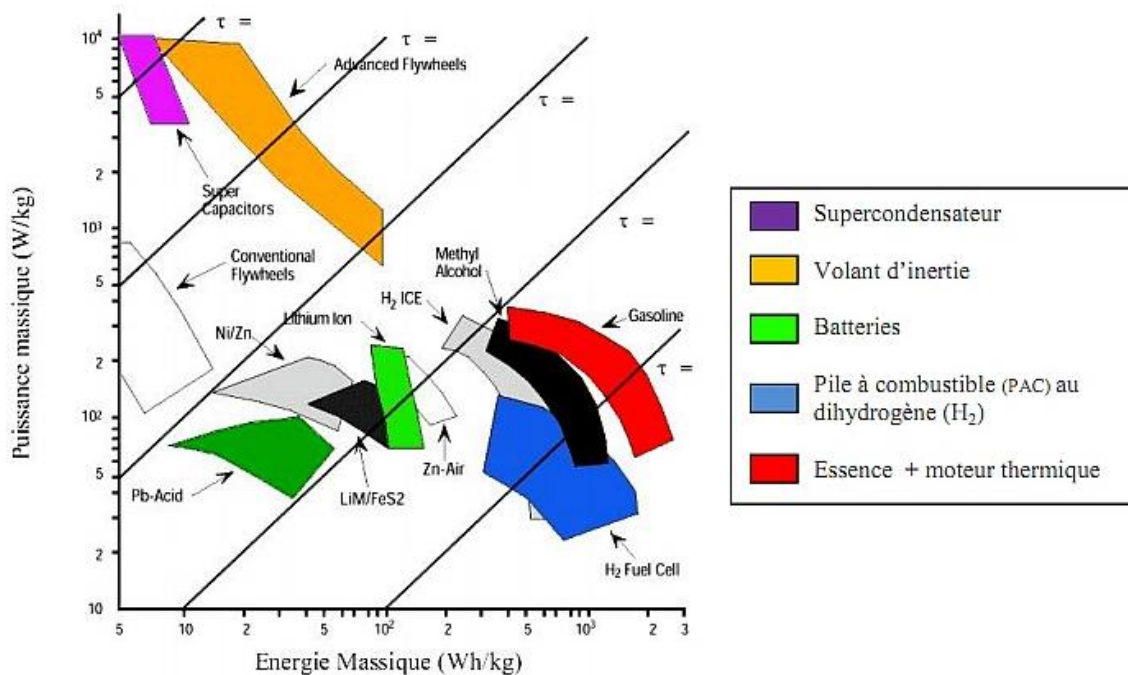


Figure 13. Diagramme de Ragone [SDL,12].

Il existe des formes classiques de stockage d'hydrogène (sous pression à 300 bar ou à basse température à -253°C). Ces formes de stockage présentent des risques et des moyens d'utilisation ne permettant pas une utilisation banalisée de l'hydrogène.

Stockage solide : (hydrures métalliques)

Il existe une forme plus évoluée du stockage de l'hydrogène sous forme d'hydrures métalliques.

Il s'agit d'absorption de H_2 sur des alliages métalliques



(Lanthane-Nickel, titane-fer...) **donnant le nom d'hydrure métallique**

- **Avantage:** stockage à moindre risque (basse pression et température ambiante)
- **Inconvénient :** quantité de H_2 stockée plus faible, contenant plus lourd.

Cette forme de stockage est utilisée dans le cadre de notre manipulation sur les piles à combustible de puissance élevée (PILE NEXA)

1.9 Les membranes totalement fluorées

Actuellement, les piles à combustible viables sont constituées de membranes perfluorosulfoniques. Les polymères de ce type combinent une hydrophobicité extrêmement forte due à un squelette perfluoré, et une hydro-philicité tout aussi forte due à la présence de groupements fonctionnels acides sulfoniques $-\text{SO}_3\text{H}$. La chaîne fluorée présente une remarquable stabilité chimique à l'oxydation et à la réduction ainsi qu'une excellente stabilité thermo-hydrolytique, tandis que le caractère acide fort du groupement sulfonique induit un proton fortement labile permettant une conductivité importante. La membrane Nafion[®], commercialisée dès 1966 par DuPont de Nemours, est la plus utilisée et également la plus étudiée, avec pas moins de 33000 publications et brevets à son sujet. Sa structure est présentée dans le Tableau 2. Il faut savoir que la pile à combustible n'est pas son utilisation principale. Le Nafion est avant tout utilisé, depuis de nombreuses années, comme membrane de filtration dans les procédés chlore-soude notamment.

D'autres sociétés tentent de développer des membranes pour la pile à combustible (Tableau 2). Elles présentent dans certains cas des performances supérieures au Nafion[®], mais l'inconvénient majeur de ne pas être commercialisées à l'heure actuelle.

$\begin{array}{c} \text{---}(\text{CF}_2\text{---CF}_2)_x\text{---}(\text{CF}_2\text{---CF})_y\text{---} \\ \\ (\text{O---CF}_2\text{---CF})_m\text{---O---}(\text{CF}_2)_n\text{---SO}_3\text{H} \\ \\ \text{CF}_3 \end{array}$		
Membrane	Structure	Fabricant
Nafion [®]	$m=1 ; n=2 ; x=5-13.5 ; y=1$	DuPont de Nemours
Dow [®]	$m=0 ; n=2 ; x=3.6-10 ; y=1$	Dow Chemicals
Aciplex [®]	$m=0 ; n=2-5 ; x=1.5-14 ; y=1$	Asahi Chemicals
Flemion [®]	$m=0,1 ; n=1-5 ; x=5-13.5 ; y=1$	Asahi Glass
Hyflon [®]	$m=0 ; n=2$	Solvay Solexis

Tableau 3 - Structure générale des membranes perfluorosulfoniques ^{15,50}

Bien que ces membranes ainsi que leurs dérivés composites fassent preuve de performances convenables et stables en pile à combustible, comme l'a par exemple démontré la membrane GORE-SELECT[®] de 35 μm ayant fonctionné plus de 26300 heures à 70°C et 100% d'humidité relative ⁵¹, leur dégradation chimique ne fait aujourd'hui plus aucun doute ; l'épaisseur de la membrane diminue au cours du fonctionnement de la pile et l'eau produite contient des ions fluorures.

1.10 Conclusion

La pile PEM crée une énergie très propre, et développe des puissances supérieures aux autres types de pile à combustible. La désulfuration et le préreformage permettent à la pile La pile PEM crée une énergie très propre, et développe des puissances supérieures aux autres types de pile à combustible. Dans ce chapitre nous avons présenté les piles à combustible, leurs différentes technologies, leurs caractéristiques électriques et chimiques et les différentes pertes.

Un modèle de la pile PEM qui prend en considération l'effet de la température et de la pression sur les caractéristiques de la pile a été développé. Le modèle sera utilisé pour des applications hybrides ultérieures.

Chapitre II

Modélisation d'un système d'Electro-générateurs à Pile à Combustible

2.1 Introduction

la pile à combustible PEMFC soit un convertisseur électrochimique fonctionnant selon le principe inverse de l'électrolyse de l'eau, elle est aussi considéré comme l'une des applications les plus courante de l'hydrogène, l'étude et la compréhension des phénomènes physico – chimique au cœur d'une cellule de la pile est indispensable pour la prédiction de ses performances. Ce chapitre fait l'objet d'une contribution à l'étude des différents phénomènes de transfert couplés au cœur d'une cellule d'une pile PEM, (transfert de charge, de masse et de chaleur). Une étude qui concerne l'influence des conditions opératoires, (température, pression et humidité de l'air à la cathode), sur les performances de la pile PEM est menée et les résultats sont présentés.

Les systèmes photovoltaïques interconnectés aux réseaux électriques, emploient toujours des technologies, comparativement, plus chères pour la production d'électricité. Le coût énergétique peut être réduit en diminuant l'investissement nécessaire ou en augmentant le rendement d'énergie du système [16]. Le développement des techniques de commande modernes, employées pour accomplir la deuxième alternative, peut probablement aboutir à des résultats de réduction de prix, grâce aux progrès technologiques réalisés ces dernières années dans le domaine de l'électronique de puissance et notamment les convertisseurs statiques voient progressivement leur champ d'applications s'élargir. Certaines de ces nouvelles applications, comme le filtrage actif, la dépollution de réseaux électriques, et les actionneurs pour la traction électrique sont très exigeantes en termes de performances dynamiques.

L'objectif fondamental des réseaux électriques est de fournir aux clients de l'énergie électrique avec une parfaite continuité, sous une forme de tension sinusoïdale, avec des valeurs d'amplitude et de fréquence préétablies. Cependant cet objectif semble idéal et n'est jamais facile à assurer, car le réseau électrique aujourd'hui fonctionne sous un environnement de plus en plus agressif, et par conséquent, il doit faire face à de nombreux types de perturbations qui peuvent être d'origine interne comme l'évolution et la complexité du réseau et des charges qui lui sont connectées, ou externe liées aux phénomènes des changements climatiques.

Ce chapitre introduit le filtrage actif et ses contrôles génériques et ce, afin de présenter les différentes solutions de filtrage possibles face à la problématique des harmoniques. La deuxième partie sera dédiée à la modélisation mathématique de la source solaire qui semble une étape indispensable. L'influence du rayonnement, de la température et de la résistance des contacts sur les performances du module photovoltaïques sont également envisagées.

2.2 Composition d'une pile PEMFC :

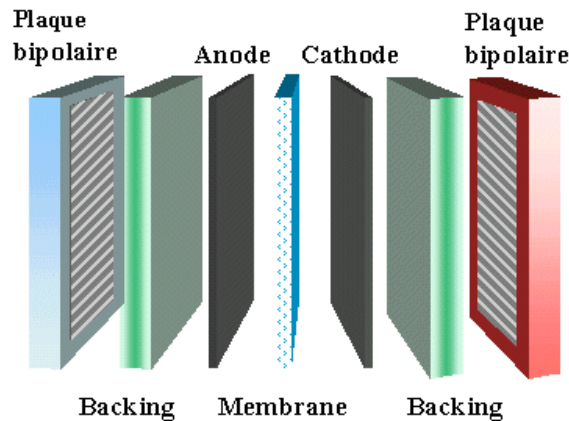


Fig.I.7: Structure d'un empilement des cellules PEMFC (Electro Encyclo).

La membrane : polymère ionique greffée de groupement sulfonate : SO₃-sulfonates Conçu par Du Pont de Nemours : le Nafion.

Dans les piles acides de type PEMFC le catalyseur presque exclusif est le platine. Ce catalyseur est introduit dans une première couche spécifique de l'électrode qui est appelée « couche active ». L'électrolyte est solide et permet le passage des ions H⁺. Il s'agit d'une membrane d'un polymère perfluoré et sulfoné, dont une variante est utilisée de manière très répandue : le Nafion (Figure).

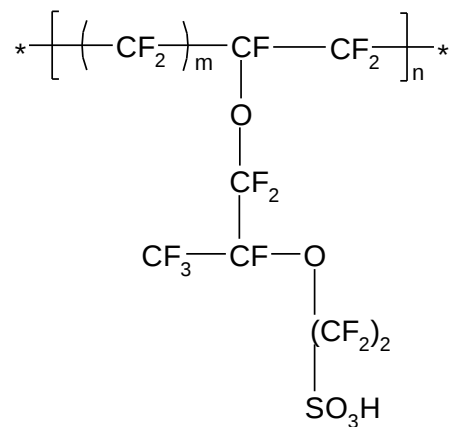


Figure II .2- Formule semi-développée du Nafion.

Les réactions électrochimiques se déroulent aux endroits où sont présents à la fois le gaz réactif, l'électrolyte et le catalyseur. Le concept de « point triple » a donc été avancé et différents modèles ont été proposés. Le débat s'organise autour de deux principales possibilités

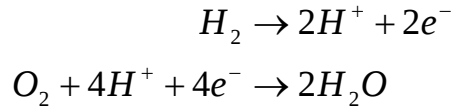
Electrodes : Du platine sur du charbon actif poreux.

Backing (plaques de diffusion) : Permettent le transfert des électrons entre anode et cathode. Leur nature poreuse.

Plaques bipolaire : composés du graphite haute densité. Elles servent à assurer la distribution des gaz (H₂ et O₂) et l'évacuation de l'eau produite par la réaction.

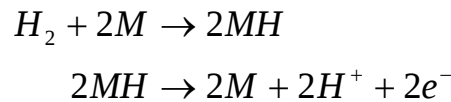
I.1.1. Le platine dans les PEMFC

Dans les piles à combustible PEMFC actuelles, le platine introduit dans les électrodes n'est pas totalement utilisé. Ainsi, les quantités de catalyseur mises en jeu sont plus importantes que nécessaire. Pour comprendre les phénomènes fondamentaux liés à l'utilisation du platine, revenons au fonctionnement détaillé d'une pile à combustible. Rappelons qu'en milieu acide (conditions PEMFC), les demi-équations rédox de fonctionnement de la pile sont :



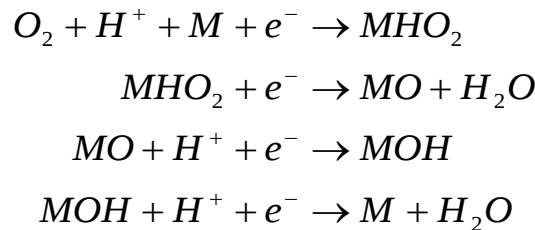
Les mécanismes de ces deux réactions au voisinage de surfaces métalliques (M) sur lesquelles les gaz peuvent s'adsorber ont été établis. Ils sont encore très discutés dans le cas de l'oxygène. Sur une surface de platine nu (M = Pt), nous les résumons ci-dessous.

Pour l'oxydation de l'hydrogène le mécanisme est celui dit de Tafel-Volmer :



La première étape est l'étape lente.

Pour la réduction de l'oxygène il a été proposé :



La nature des espèces intermédiaires ainsi que de la ou des étape(s) lente(s) n'est pas encore claire.

La **cinétique deréduction de l'oxygène** est le principal **facteur limitant la tension** de la pile à une valeur E inférieure à $E^0(O_2/H_2O) - E^0(H^+/H_2) = 1,23$ V (valeur théorique de la tension d'une PEMFC à 25°C), probablement de par la complexité du transfert de 4 électrons (et, de fait, l'existence d'un chemin réactionnel « parasite » conduisant à la formation d'eau oxygénée). Le rôle du catalyseur est de minimiser la surtension d'activation liée à la réduction de l'oxygène (et d'éviter une surtension anodique pour l'hydrogène). Plus précisément, le catalyseur a pour effet de diminuer la barrière de potentiel chimique d'adsorption des espèces. Comme nous l'avons évoqué, le platine est le catalyseur presque exclusivement utilisé dans les PEMFC. Cela peut se comprendre en comparant les ordres de grandeur des densités de courant d'échange des métaux voisins du Pt vis-à-vis de la réduction de l'oxygène **Error! Bookmark not defined.** : le platine est 100 fois plus efficace que l'or (Tableau 14).

Métal	Densité de courant d'échange (A/cm ²)
Pt	10 ⁻⁹

Pd	10^{-10}
Ir	10^{-11}
Au	10^{-11}

Tableau 1 - Courants d'échange pour la réduction de l'oxygène (300 K, 1 atm) sur différentes surfaces métalliques.

2.3 Modélisation de la pile à combustible

2.4 Modèle de tension:

Il existe un grand nombre de modèles quasi statiques pour décrire la réaction chimique présente dans une cellule de pile à combustible. Dans le cadre de cette étude, le modèle d'évolution de la tension choisi est issu des travaux présentés par Amphlett. [10] Ce modèle est décrit en utilisant la combinaison des lois élémentaires et des modèles empiriques. Dans le développement des modèles élémentaires, les transports de matière sont pris en compte via les équations de Maxwell. Les potentiels d'équilibre thermodynamique sont définis en utilisant l'équation de Nernst. Les surtensions d'activation sont calculées par les équations de Tafel. [10] La résistance interne est déterminée par les équations de Nernst-Planck. [2] En utilisant la loi d'Ohm, nous pouvons exprimer la tension de cellule par :

$$V_{FC} = E_{\text{nernst}} - V_{\text{act}} - V_{\text{ohm}} - V_{\text{conc}} \quad (\text{II.4})$$

Les pertes, appelées souvent polarisation, proviennent principalement de trois sources: la polarisation d'activation (V_{act}), la polarisation ohmique (V_{ohm}) et de la polarisation de concentration (V_{conc}). Ces pertes entraînent, pour une pile de potentiel idéal Enerst, une chute de la tension: $V_{\text{fc}} = E_{\text{nernst}} - \text{pertes}$. [2]

2.5 Tension de Nernst :

E_{nernst} dite tension réversible : est le potentiel d'équilibre thermodynamique défini en utilisant l'équation de Nernst.

$$E_{\text{nerst}} = \frac{\Delta G}{2F} - \frac{\Delta S}{2F}(T - T_{\text{ref}}) + \frac{RT}{2F}(\ln(PH_2) + \frac{1}{2}\ln(PO_2))$$

Où: ΔG : Est changement d'énergie libre (J/k.mol).

F: est la constante de faraday (96,487 C/K mol).

ΔS : est le changement d'entropie (J/k.mol).

R: est la constante universelle du gaz (8,3 14 J/K.mol).

PH_2 , PO_2 : sont respectivement les pressions partielles de hydrogène et l'oxygène (atm).

T: indique la température de fonctionnement de la pile (K)

T_{ref} : est la température de référence (K)

En utilisant les valeurs standards de la température et de la pression. L'équation peut être simplifiée comme suit :

$$E_{nerst} = 1.229 - 0.85 \cdot 10^{-3}(T - 298.15) + 4.3110^{-5}(\ln(PH_2) + \frac{1}{2}\ln(PO_2))$$

Il faut noter que la température de la membrane et les pressions partielles du gaz varient en fonction du courant: avec l'augmentation du courant les pressions d'hydrogène et de l'oxygène diminuent, bien que la température augmente.

Polarisation d'activation (Charge transfert kinetics) : La polarisation d'activation est donnée par la relation de Tafel: [10]

$$V_{act} = - [\zeta_1 + \zeta_2.T + \zeta_3.T.\ln([CO_2]) + \zeta_4.\ln(I_{stack})]$$

Avec: I_{stack} est le courant de fonction de la pile, les ξ représentent les coefficients paramétriques pour chaque modèle de pile. [10]

$[Co_2]$ est la concentration de l'oxygène dans l'interface du catalyseur de la cathode donnée par la relation:

$$[Co_2] = \frac{PO_2}{5.08 \cdot 10^6 e^{-498/T}}$$

Polarisation ohmique : Les pertes ohmiques sont dues à la résistance que rencontre le flux d'ions en traversant la membrane et à la résistance que rencontrent les électrons dans les électrodes et le circuit électrique. La membrane et les électrodes obéissant à la loi d'Ohm, on peut exprimer les pertes ohmiques par l'équation suivante:

$$R_m = \frac{\rho_M I}{A}$$

Où ρ_M est la résistivité spécifique de la membrane pour le flux d'électron, A est la surface active de la pile en (cm²), et I est la largeur de la membrane en (cm).

$$\rho = \frac{181.6 [1 + 0.03 \left(\frac{I_{stack}}{A}\right) + 0.062 \left(\frac{T}{303}\right)^2 \left(\frac{I_{stack}}{A}\right) \left(\frac{I_{stack}}{A}\right)^{2.5}]}{[\Psi - 0.643 - 3 \left(\frac{I_{stack}}{A}\right) \exp(4.18 \left(\frac{T-303}{T}\right))]}$$

Avec Ψ : Fraction de l'aire ouverte d'une plaque perforée

Polarisation de concentration (Mass Transport): La polarisation de concentration est donnée par la relation suivante:

$$V_{com} = -B \ln\left(1 - \frac{J}{J_{max}}\right)$$

Avec J : la densité de courant (A/cm²)

J_{max} : la densité de courant maximale (A/cm²)

B : Désigne la constante électrochimie (V) et donné par la relation suivant. [10]

$$B = \frac{RT}{nF}$$

R : est la constante universelle des gaz (8.314J/K .mol)

T : est la température (K)

n : Nombre des cellules élémentaires de la pile

F : Le constant de Faraday (96.487C/K.mol)

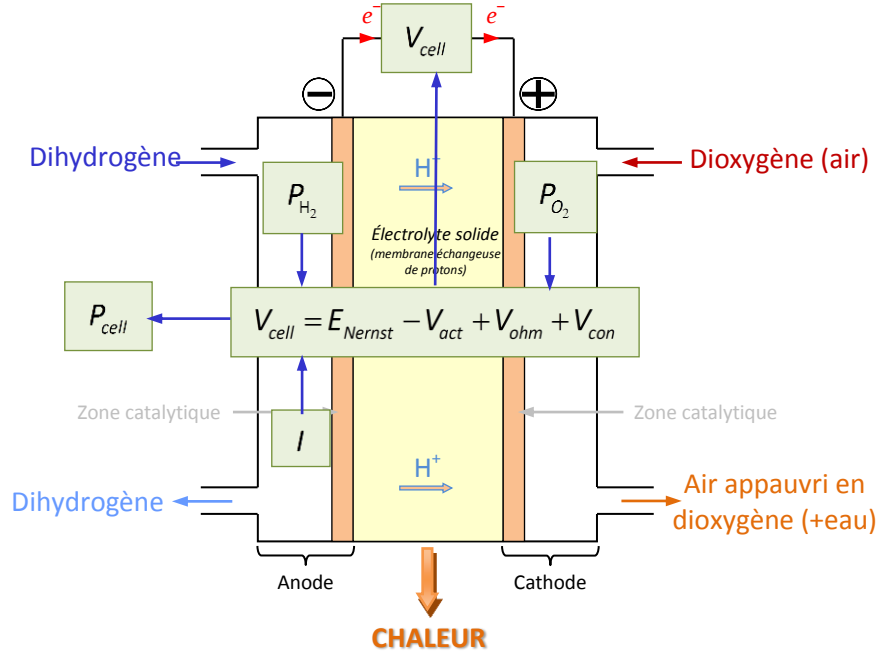


Fig.II.8: modèle statique simplifié de la pile à combustible (PEMFC)

Cette loi de tension (12.13) permet de décrire la courbe caractéristique tension/densité de courant d'une cellule de pile à combustible PEMFC (Fig.I.8).

2.6 Résultats de simulation:

Une simulation du modèle sélectionnée de la pile à combustible (Caractéristiques tension-densité de courant et puissance-densité de courant d'une cellule PEM). Pour réaliser la simulation, les composants principaux ont été étudiés pour connaître leurs caractéristiques.

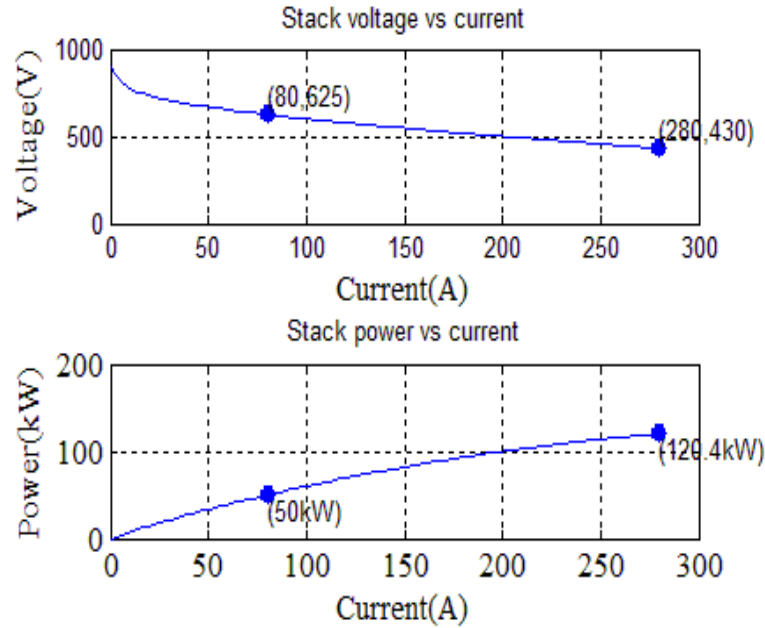


Fig.I.9 : Caractéristiques tension-densité de courant et puissance-densité de courant d'une cellule PEM.

La figure I.9 donne la tension et la puissance d'une cellule PEM en fonction de la densité de courant. Dans la région de la tension d'activation et à des densités de courant non nulles, il y a ce qu'on appelle une "surtension d'activation" où une certaine énergie d'activation doit être dépassée pour assurer la dissociation de l'oxygène et conduire les molécules d'hydrogène à diffuser rapidement à travers les pores, dans le catalyseur métallique. Dans la région de concentration ohmique et selon la loi d'Ohm, la quantité de perte de tension varie linéairement jusqu'à ce que la densité de courant se rapproche de la densité de courant limite (la concentration des réactifs à la surface du catalyseur atteint zéro). Dans ce cas, les pertes de concentrations deviennent dominantes (les réactifs sont consommés plus rapidement).

2.7 Modélisation et commande des composants du système photovoltaïques

Le générateur photovoltaïque est un ensemble d'équipements mis en place pour exploiter l'énergie photovoltaïque afin de satisfaire les besoins en charge. En fonction de la puissance désirée, les modules peuvent être assemblés en panneaux pour constituer un "champ photovoltaïque". Relié au récepteur sans autre élément, le panneau solaire fonctionne "au fil du soleil", c'est-à-dire que la puissance électrique fournie au récepteur est fonction de la puissance d'ensoleillement. Elle est donc à son maximum lorsque le soleil est au zénith et nulle dans la nuit. Mais, très souvent, les besoins en électricité ne correspondent pas aux heures d'ensoleillement et nécessitent une intensité régulière (éclairage ou alimentation de réfrigérateurs, par exemple). On équipe alors le système de batteries d'accumulateurs qui permettent de stocker l'électricité et de la restituer en temps voulu.

Un régulateur est alors indispensable pour protéger les batteries contre les surcharges ou les décharges profondes nocives à sa durée de vie.

2.7.1 Modèle de la cellule photovoltaïque à une diode

Le choix du modèle à cinq paramètres, permet d'effectuer une analyse et une évaluation des performances du module photovoltaïque, les plus proches de la réalité.

Ce modèle représente la cellule solaire comme source de courant qui modélise la conversion du flux lumineux en énergie électrique. La résistance montée en série R_s représente la résistance de contact et de connexion, une autre résistance en parallèle dite la résistance shunt R_p représente le courant de fuite. Une diode en parallèle qui modélise la jonction PN (figure I.9) :

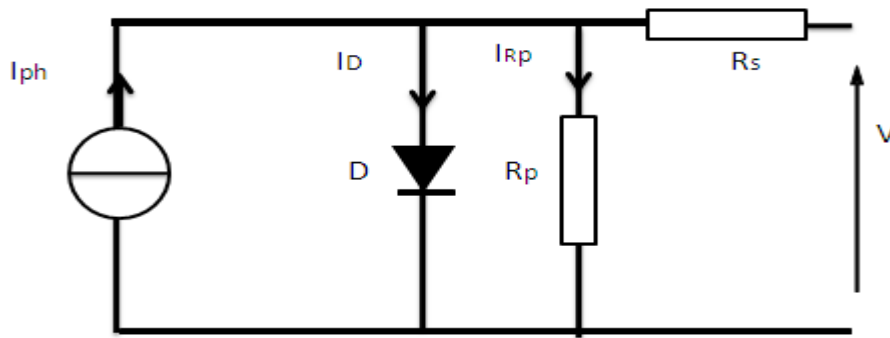


Figure I.9: Schéma équivalent de cellule solaire à une diode

A partir du circuit équivalent de la figure I.4, on peut écrire :

$$I_{ph} = I_D + I + I_{Rp} \quad (I.1)$$

Le courant qui passe dans la résistance R_p est donné par :

$$I_{Rp} = \frac{V + IR_s}{R_p} \quad (I.2)$$

Le courant dans la diode est donné par :

$$I_D = I_s \left[e^{\frac{(V + IR_s)}{nV_t}} - 1 \right] \quad (I.3)$$

avec I_s : courant de saturation de la diode donné par :

$$I_s = K_1 T^3 e^{-\frac{E_g}{kT}} \quad (I.4)$$

Où :

$$V_t = \frac{kT}{q} : \text{tension thermique} \quad (I.5)$$

q : charge d'électron ($1.602 \times 10^{-19} \text{C}$)

K : constante de Boltzmann ($1.381 \times 10^{-23} \text{ J/K}$)

K_1 : constante ($1.2 \text{ A/cm}^2 \text{K}^3$)

n : facteur de non idéalité de la jonction

T : température effective de la cellule en Kelvin

E_g : Energie de gap (pour le silicium cristalline est égale à 1.12 eV)

Donc l'expression de la caractéristique $I(V)$ est :

$$I = I_{ph} - I_s \left[e^{\frac{(V+IR_s)}{nV_t}} - 1 \right] - \frac{V+IR_s}{R_p} \quad (I.6)$$

2.7.2 Modèle de la cellule à deux diodes

La figure I.10 présente le circuit équivalent de la cellule solaire à deux diodes. L'expression du courant basé sur ce modèle s'écrirait :

$$I = I_{ph} - I_{s1} \left[e^{\frac{(V+IR_s)}{n_1 V_t}} - 1 \right] - I_{s2} \left[e^{\frac{(V+IR_s)}{n_2 V_t}} - 1 \right] - \frac{V+IR_s}{R_p} \quad (I.7)$$

Tel que : $I_{s1} = K_1 T^3 e^{-\frac{E_g}{kT}}$ et $I_{s2} = K_2 T^{\frac{5}{2}} e^{-\frac{E_g}{kT}}$ Avec :

K_1 : constante ($1.2 \text{ A/cm}^2 \text{K}^3$).

K_2 : constante ($2.9 \cdot 10^5 \text{ A/cm}^2 \text{K}^{\frac{5}{2}}$).

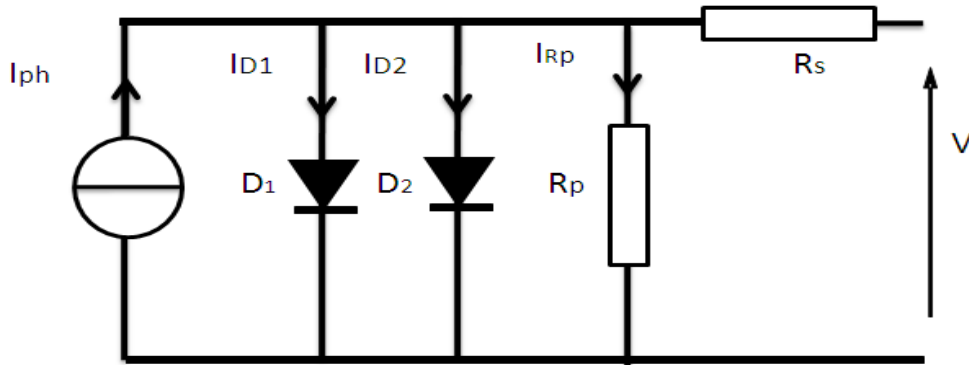


Figure I.10: Schéma équivalent de la cellule solaire à deux diodes

Où le premier terme de l'exponentielle correspond à des phénomènes de conduction des électrons de la zone neutre de la jonction (diffusion et recombinaison) avec $n_1 \approx 1$ et le seconde terme de l'exponentiel correspond à la recombinaison des porteurs dans la zone de charge avec $n_2 \approx 2$ [7].

2.7.3 Modélisation de comportement de la cellule photovoltaïque

Rappelons l'équation donnant la caractéristique $I(V)$ de la cellule basée sur le circuit équivalent à une diode :

$$I = I_{ph} - I_s \left[e^{\frac{(V+IR_s)}{nV_t}} - 1 \right] - \frac{V+IR_s}{R_p} \quad (I.8)$$

➤ **Calcul de I_{ph}**

Le courant de court-circuit I_{cc} représente le courant maximum généré par la cellule. Il est produit lorsqu'elle est soumise à un court circuit $V = 0$. Comme $R_s \ll R_p$ on peut admettre que $I_{ph} \approx G I_{cc}$ pour $(G=1)$. L'équation (I.8) devient :

$$I = I_{cc} - I_s \left[e^{\frac{V_{co}}{nV_t}} - 1 \right] \quad (I.9)$$

➤ **Calcul de I_s**

La tension en circuit ouvert V_{co} est calculée lorsque le courant est nul [2], comme suite :

$$V_{co} = nV_T \ln \left(1 + \frac{I_{cc}}{I_s} \right) \quad (I.10)$$

Comme $I_{cc} \gg I_s$, il vient :

$$V_{co} = nV_T \ln \left(\frac{I_{cc}}{I_s} \right) \quad (I.11)$$

Le courant de saturation référence inverse de la diode I_{sr} est donné par :

$$I_{sr} = I_{cc} / \left[e^{\frac{V_{co}}{nV_{tref}}} - 1 \right] \quad (I.12)$$

V_{tref} : la tension thermique pour T_{ref}

Si l'on suppose que la résistance parallèle est infinie ($R_p = \infty$) l'équation (I.8) se simplifiée à :

$$I = I_{cc} - I_s \left[e^{\frac{(V + IR_s)}{nV_t}} - 1 \right] \quad (I.13)$$

Où

I : le courant fourni par la cellule.

V : la tension aux bornes de la cellule.

➤ **Calcul de la résistance série dans le point V_{co}**

$$dI = 0 - I_s \left(\frac{dV + R_s dI}{nV_{tref}} \right) e^{\frac{(V + IR_s)}{nV_{tref}}} \quad (I.14)$$

$$R_s = - \frac{dV}{dI} - \frac{nV_{tref}}{I_s e^{\frac{(V + IR_s)}{nV_{tref}}}} \quad (I.15)$$

Dans le point $V = V_{co}$, l'équation (I.16) devient :

$$R_s = - \frac{dV}{dI} \Big|_{V_{oc}} - \frac{nV_{tref}}{I_{sr} e^{\frac{V_{co}}{nV_{tref}}}} \quad (I.16)$$

$\frac{dV}{dI} \Big|_{V_{oc}}$ est la pente de la courbe $I(V)$ dans le point $V = V_{co}$ (employer la courbe $I(V)$ dans la fiche technique puis la diviser par le nombre de cellules en série) [5].

On utilise la méthode de newton pour résoudre l'équation de caractéristique non linéaire, la méthode de newton décrite par [6] :

$$x_{n+1} = x_n - \frac{f(x_n)}{f'(x_n)} \quad (I.17)$$

Où :

$f'(x_n)$: le dérivé de la fonction $f(x_n)$.

x_n : La présente itération.

x_{n+1} : L'itération suivante.

On réécrit l'équation (I.15) sous la forme suivante :

$$f(I) = I_{cc} - I - I_s \left[e^{\frac{(V + IR_s)}{nV_t}} - 1 \right] \quad (I.18)$$

L'application de la méthode de newton permet de calculer la valeur du courant I pour calculer pour chaque itération par :

$$I_{n+1} = I_n - \frac{I_{cc} - I_n - I_s \left[e^{\frac{(V + IR_s)}{nV_t}} - 1 \right]}{-1 - I_s \left(\frac{R_s}{nV_t} \right) \cdot \left[e^{\frac{(V + I_n R_s)}{nV_t}} \right]} \quad (I.19)$$

Les équations précédentes ne sont valables que pour un mode de fonctionnement optimal. Pour généraliser notre calcul pour différents éclaircissements et températures, nous utilisons le modèle qui déplace la courbe de référence à de nouveaux emplacements.

$$I_{cc}(T) = I_{ccr}(T_{ref}) [1 + a(T - T_{ref})] \quad (I.20)$$

Avec I_{ccref} le courant de court-circuit de référence.

$$I_s(T) = I_{sr}(T_{ref}) \left(\frac{T}{T_{ref}} \right)^{\frac{3}{n}} e^{\left(\frac{-qE_g}{nk} \right) \left(\frac{1}{T} - \frac{1}{T_{ref}} \right)} \quad (I.21)$$

Avec I_{sr} le courant de saturation inverse de la diode référence

Où:

a : le coefficient de variation du courant en fonction de température ($a = 0.65e-3$) .

T_{ref} : La température de référence, 298K (25°C).

G : L'irradiation solaire.

E_g : Energie de gap pour le silicium cristallin 1.12 eV.

i. Constitution d'un générateur photovoltaïque

Afin d'augmenter la tension d'utilisation, les cellules PV sont connectées en série. la fragilité des cellules au bris et à la corrosion exige une protection envers leur environnement et celles-ci sont généralement encapsulées sous verre. Le tout est appelé un module photovoltaïque.

Les modules peuvent également être connectés en série et en parallèle pour construire le champ photovoltaïque afin d'augmenter la tension et l'intensité d'utilisation. Toutefois, il est important de prendre quelques précautions car l'existence

de cellules moins efficaces ou l'occlusion d'une ou plusieurs cellules (dus à de l'ombrage, de la poussière, etc...) peuvent endommager les cellules de façon permanente.

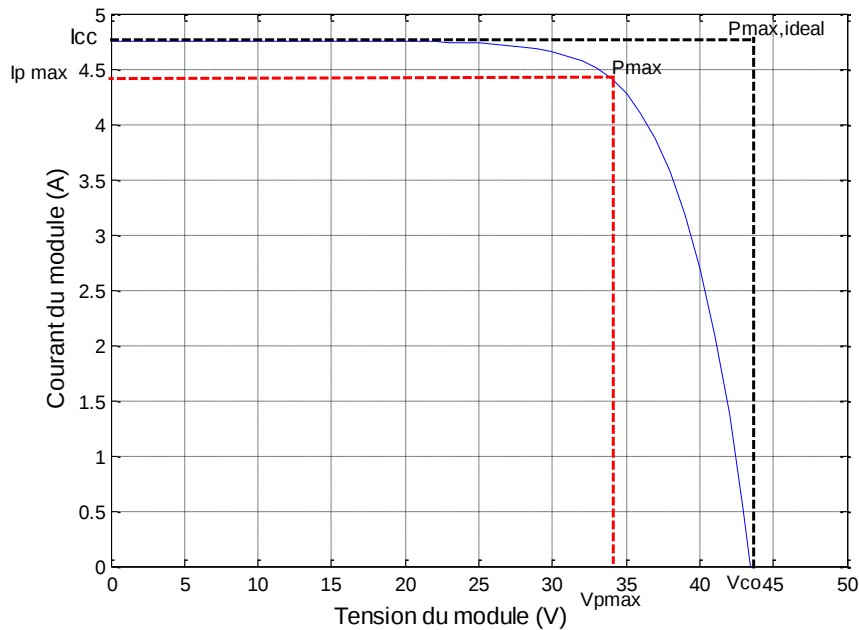


Figure 1.6 : Puissances maximale idéale et pratique

2.7.4 Association en série

En additionnant des cellules ou des modules identiques en série, le courant de la branche reste le même mais la tension augmente proportionnellement au nombre de cellules (modules) en série [1].

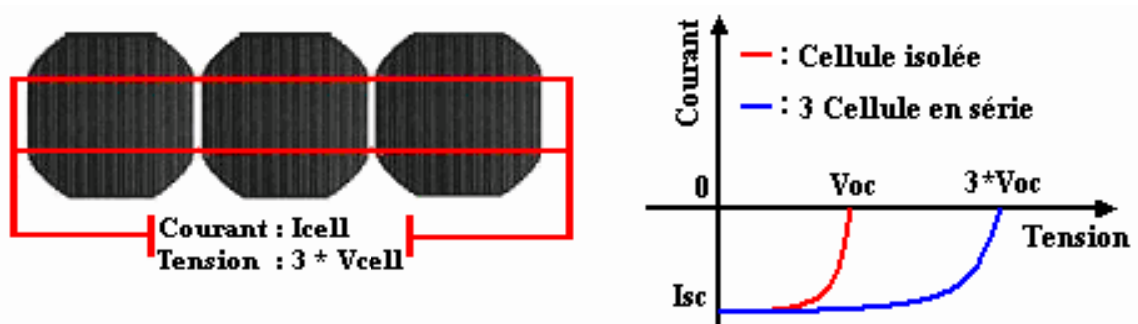


Figure 1.7 : Cellules connectées en série avec leur caractéristique courant-tension

2.7.5 Association en parallèle

En additionnant des modules identiques en parallèle, la tension de la branche est égale à la tension de chaque module et l'intensité augmente proportionnellement au nombre de modules en parallèle dans la branche [1].

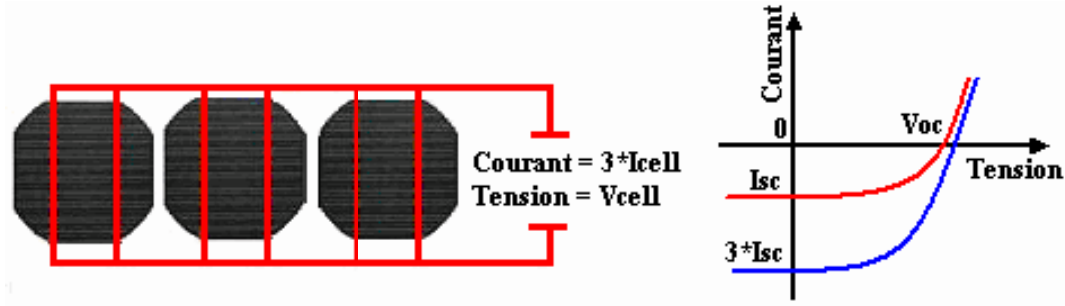


Figure 1.8 : Cellules connectées en parallèle avec leur caractéristique courant-tension

2.7.6 Développement du modèle mathématique du module PV

Les principales équations que nous allons utiliser dans le modèle mathématique du module sont les suivantes en remarquant que l'indice M affecté correspond aux caractéristiques du module [7] :

$$\begin{cases} I_M = n_p I \\ I_{ccM} = n_p I_{cc} \\ V_M = n_s V \\ V_{coM} = n_s V_{co} \end{cases} \quad (I.26)$$

Avec :

n_p : nombre de cellules en série.

n_s : nombre de cellules en parallèle ,

Ce qui donne pour un module :

$$I_M = I_{ccM} - n_p I_{sM} \left[e^{\frac{(V_M + I_M R_{sM})}{n_s n V_T}} - 1 \right] \quad (I.27)$$

Avec R_{sM} : résistance série du module.

De l'équation (I. 28) en circuit ouvert , I_s peut s'écrire pour un module :

$$I_{sM} = \frac{I_{ccM}}{n_p \left[e^{\frac{(V_{coM})}{n_s n V_T}} - 1 \right]} \quad (I.28)$$

2.8 Simulation du module (panneau) photovoltaïque au MATLAB

Pour réaliser cette simulation, nous avons choisi le modèle photovoltaïque BP SX 150 de BP Solaire.

La série SX de BP Solaire fournit une puissance photovoltaïque rentable destinée à un usage général par exploitation directe de charges courant continu, ou des charges à courant alternatif sur les systèmes munis d'onduleur. Le module est composé de 72 cellules solaires multicristallines en silicone connectées en série pour produire une puissance maximale de 150W .

Les caractéristiques électriques de ce module photovoltaïque sont données dans le tableau(I.1) [9] :

Puissance maximale (P_{max})	150 W
Tension à P_{max} (V_{Pmax})	34.5 V
Courant à P_{max} (I_{Pmax})	4.35 A
Tension à circuit ouvert (V_{CO})	43.5 V
Courant de circuit ouvert (I_{CC})	4.75 A
Coefficient de la température de V_{CO}	$-160 \pm 20 \text{ mV}/^{\circ}\text{C}$
Coefficient de la température de I_{CC} (a)	$0.065 \pm 0.015\% / ^{\circ}\text{C}$
Coefficient de la température de la puissance	$-0.5 \pm 0.05\% ^{\circ}\text{C}$
La température nominale d'opération de la cellule (NOCT)	$47 \pm 2 ^{\circ}\text{C}$

Tableau I.1 : Caractéristiques électriques du module photovoltaïque BP SX 150

I.8.1. Performances du générateur photovoltaïque

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

I.8.2. Caractéristique électrique d'un générateur photovoltaïque

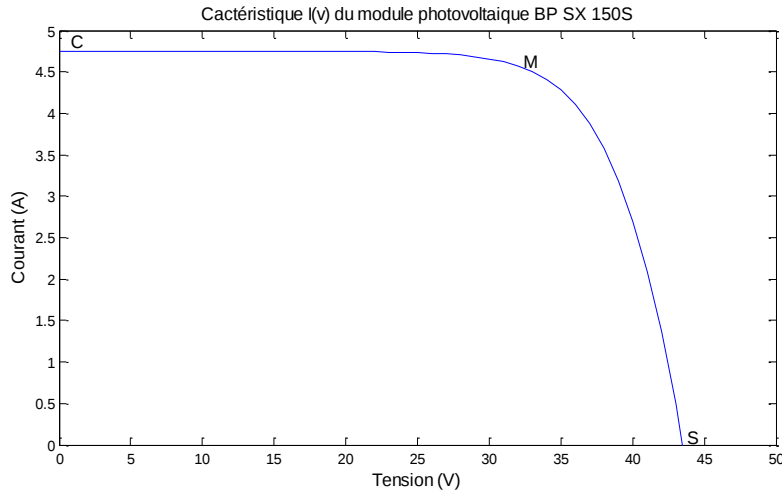
La caractéristique courant-tension illustrée dans la figure (I.9) décrit le comportement de la cellule photovoltaïque sous l'influence des conditions météorologiques spécifiques (niveau d'éclairement $G=1$ et température ambiante $T=25^{\circ}\text{C}$).

La courbe de la cellule solaire $I(V)$ passe par trois points importants qui sont :

- Le courant de court-circuit I_{cc} en C .
- La tension de circuit ouvert V_{co} en S.
- La puissance maximale en M.

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

noter que certains régulateurs solaires réalisent une adaptation d'impédance afin qu'à chaque instant on se trouve proche de ce point P_{max} .



FigureI. 9: Caractéristique $I(V)$ d'un module photovoltaïque

I. 9.1. Comportement d'un générateur photovoltaïque (GPV)

De par sa constitution, un générateur PV aura un comportement plus ou moins optimisé et pourra ainsi produire plus ou moins de puissance.

Dans la suite de l'étude, nous supposons que les connexions inter-cellules sont idéales et que chaque cellule est identique à l'ensemble dans son comportement, sa température et ses caractéristiques. L'objectif est ici de montrer l'influence d'un certain nombre de paramètres extérieurs sur le générateur PV.

I. 9.2. Influence de la température et l'ensoleillement sur le rendement

On peut remarquer que la caractéristique $I(V)$ d'un panneau photovoltaïque dépend fortement de l'insolation et de la température, Ceci devient très évident en évaluant l'équation (I.29) pour des valeurs choisies de la température et de l'insolation et en traçant les résultats.

I. 9.3. Influence de l'ensoleillement

Une baisse de l'ensoleillement provoque une diminution de la création de paires électron-trou avec un courant à l'obscurité inchangé. Le courant du panneau solaire étant égal à la soustraction du photo courant et du courant de diode à l'obscurité, il y a une baisse du courant solaire I_{CC} proportionnelle à la variation de l'ensoleillement accompagnée d'une très légère diminution de la tension V_{co} et donc un décalage du point P_{max} du panneau solaire vers les puissances inférieures.

Les graphes suivants représentent les caractéristiques $P(V)$ et $I(V)$ respectivement d'un panneau photovoltaïque pour une température constante ($T=25^{\circ}\text{C}$) et un ensoleillement variable.

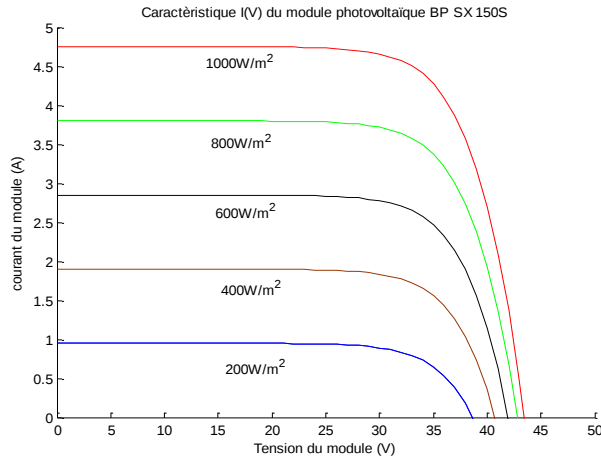


Figure I.10: Courbes I(V) d'un panneau à divers ensoleillements

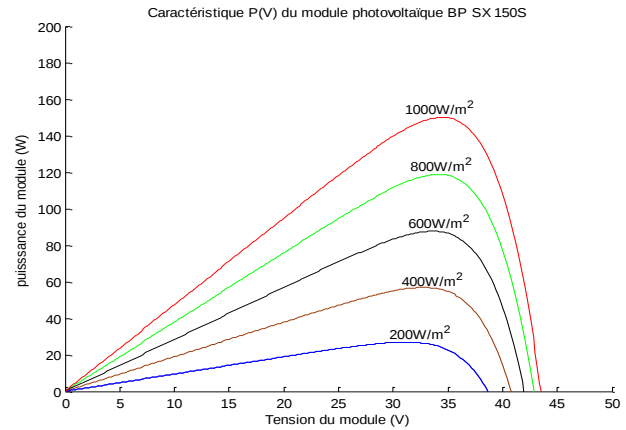


Figure I.11: Courbes P(V) d'un panneau à divers ensoleillements.

Il est clair que la valeur du courant de court-circuit est directement proportionnelle à l'intensité du rayonnement. Par contre, la tension en circuit ouvert ne varie pas dans les mêmes proportions, mais reste quasiment identique même à faible éclairement.

Ceci implique donc que :

- La puissance optimale de la cellule ($P_{\max}$) est pratiquement proportionnelle à l'éclairement.
- Les points de puissance maximale se situent à peu près à la même tension.

I.9.4. Influence de la température

On s'aperçoit que le courant délivré par chaque cellule dépend de la température interne de la jonction PN qui constitue la cellule PV. Si on considère le réchauffement d'un générateur PV de 25°C à 50°C et si l'on considère en première approximation que la température face arrière de chaque cellule est proche de la température de la jonction PN, alors on peut considérer que l'influence de la température. On s'aperçoit que la tension de circuit ouvert décroît en fonction d'une augmentation de la température. Par conséquent, on perd de la puissance disponible aux bornes du générateur PV.

I.9.5. Influence de la température sur les courbes I(V), P(V)

La figure (I.12) présente des courbes I(V) et P(V) pour différentes températures de fonctionnement du générateur photovoltaïque à une irradiation constante.

Nous remarquons 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 en déduit donc que le panneau peut fournir une tension correcte, même à faible éclairage, par conséquent la puissance extractible diminue. Lors du dimensionnement d'une installation, la variation de la température du site sera impérativement prise en compte. Il est important de savoir que la puissance du panneau diminue environ de 0,5% par chaque degré d'augmentation de la température de la cellule au dessus de 25 °C.

Enfin, il est important de noter que, lorsque l'éclairement est plus faible que 100 W/m², la tension du panneau varie à son tour. Elle baisse avec l'éclairement (variation logarithmique). Seules les photopiles au silicium amorphe permettent un fonctionnement dans

ces conditions, grâce à une tension encore assez élevée. C'est pour cette raison que le silicium amorphe peut être utilisé sous éclairage artificiel, contrairement au silicium cristallin. Ceci va beaucoup contribuer dans notre choix de cellules.

I.10.1. Protection des cellules

Un problème persiste en montant les cellules solaires en série ou en parallèle pour générer une tension ou un courant suffisant pour le fonctionnement du système, à cause du fait suivant :

Lorsqu'une ou plusieurs cellules sont ombrées par un quelconque objet ou lorsqu'il existe des défaillances de quelques-unes, ces cellules deviennent des consommatrices de puissance et non des génératrices ce qui cause des pertes d'énergie. Pour remédier à ce problème on prend quelques cellules voisines et on les shunte par une diode en parallèle appelée 'Bypass diode'. Ces diodes évitent que le courant ne passe à travers ces cellules lorsque leur tension tombe au-dessous de la tension de seuil de la diode.

On place aussi une diode en série avec le panneau pour éviter le retour de courant des autres panneaux montés en parallèles lorsqu'un panneau est mal ensoleillé, Figure (I.13)

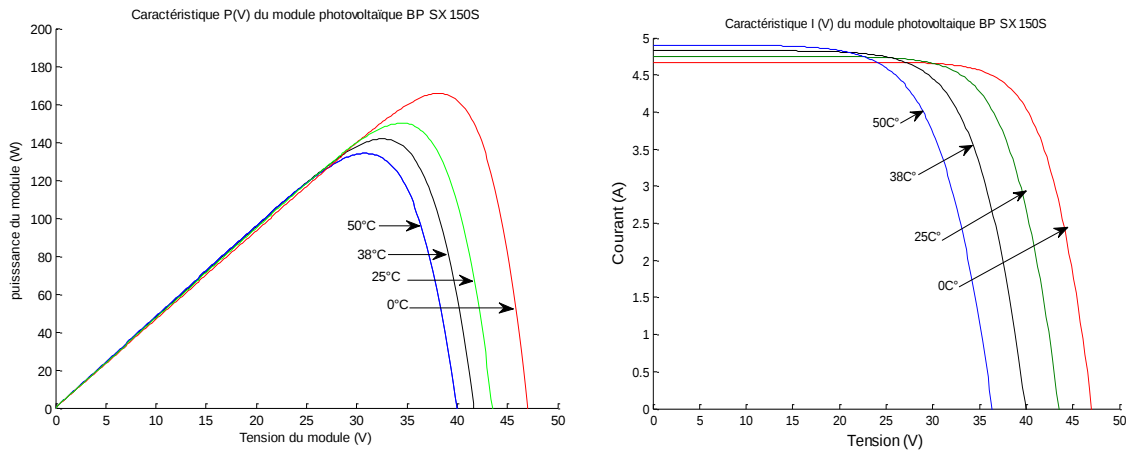


Figure I.12: Résultats de simulation des caractéristiques P(V) et I(V) d'un générateur PV en fonction de différentes températures à $G=1000\text{W/m}^2$

ii. Convertisseurs DC-DC

Les convertisseurs DC-DC sont des convertisseurs statiques continu-continu permettant de générer une source de tension continue variable à partir d'une source de tension fixe. Ils se composent de condensateurs, d'inductances et de commutateurs. Tous ces dispositifs ne consomment aucune puissance dans le cas idéal, c'est pour cette raison que les convertisseurs DC-DC ont de bons rendements. Généralement, le commutateur est un transistor MOSFET qui travaille en mode bloqué-saturé. Si le commutateur est bloqué, son courant est nul, il ne dissipe donc aucune puissance ; s'il est saturé, la chute de tension à ses bornes sera presque nulle et par conséquent la puissance perdue sera très petite. Le commutateur du convertisseur est commandé par un signal PWM (Pulse Width Modulation) ou MLI (Modulation Largeur d'Impulsion), avec une fréquence de commutation f_s fixe et un rapport cyclique D variable.

. Convertisseur parallèle (Boost)

Il s'agit d'un convertisseur survolteur, connu aussi sous le nom de Boost ou hacheur parallèle; son circuit de base est celui de la figure II.12.

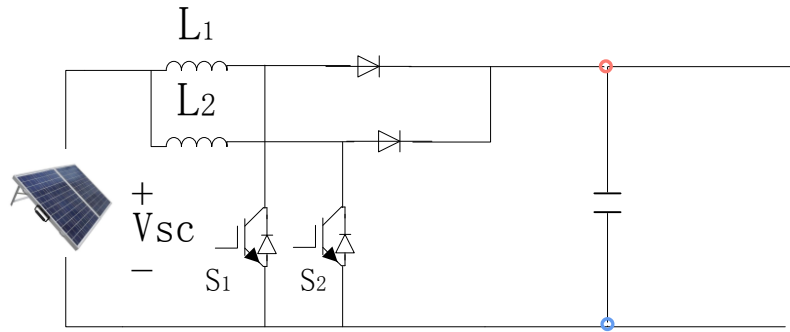


Figure II.12: Circuit électrique d'un convertisseur DC-DC de type Boost

Son principe de fonctionnement est basé sur la fermeture cyclique de l'interrupteur S. Lorsque ce dernier est fermé, pendant la durée T_{ON} c.-à-d. $t \in [0, DT]$ le courant croît progressivement, ce qui permet à l'inductance de stocker d'avantage de l'énergie durant tout le temps de fermeture de S. Puis l'interrupteur bascule en ouverture, pendant la durée T_{OFF} c.-à-d. $t \in [DT, T]$. Durant cette action de transition de la fermeture à l'ouverture l'inductance L s'oppose à la variation du courant I_L dans son circuit selon la loi de Lenz [1]. Cette variation génère une tension à ses bornes qui s'ajoute à la tension de source. Dès que cette somme dépasse V_o la diode D entre en conduction.

III.7.1. Algorithme 'perturbation et observation'

III.7.1.1 Algorithme P&O simple

C'est l'algorithme de poursuite du PPM le plus utilisé, et comme son nom l'indique il est basé sur la perturbation du système par l'augmentation ou la diminution de V_{ref} ou en agissant directement sur le rapport cyclique du convertisseur DC-DC, puis l'observation de l'effet sur la puissance de sortie du panneau. Si la valeur de la puissance actuelle $P(k)$ du panneau est supérieure à la valeur précédente $P(k-1)$ alors on garde la même direction de perturbation précédente sinon on inverse la perturbation du cycle précédent. La figure III.2 donne l'organigramme de cet algorithme.

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

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 dans les conditions stables ou lentement changeantes [5].

Si la largeur du pas est très petite, les pertes dans les conditions stables ou lentement changeantes seront réduites, mais le système ne pourra plus suivre les changements rapides de la température ou de l'insolation.

L'inconvénient de la méthode P&O est lorsque 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 qu'il éloigne du vrai point de puissance maximale. Ce processus continu jusqu'à la stabilité de l'ensoleillement où il revient au vrai point de puissance maximale. Ceci cause un retard de réponse lors des changements soudains des conditions de fonctionnement et des pertes de puissance [16].

III.7.1.2. Algorithme P&O amélioré

Pour remédier à l'inconvénient de la méthode P&O simple, une version améliorée de l'algorithme P&O est proposée, où on introduit une nouvelle condition à la branche *Oui* de condition $\Delta P(k) > 0$. Si $\Delta P(k)$ est positif dans les deux cycles de perturbation précédents ou si la direction de perturbation était dans la même direction dans les deux cycles précédents, alors la prochaine perturbation sera inversée par rapport à la précédente sans prise en compte de la direction de variation de la puissance [5].

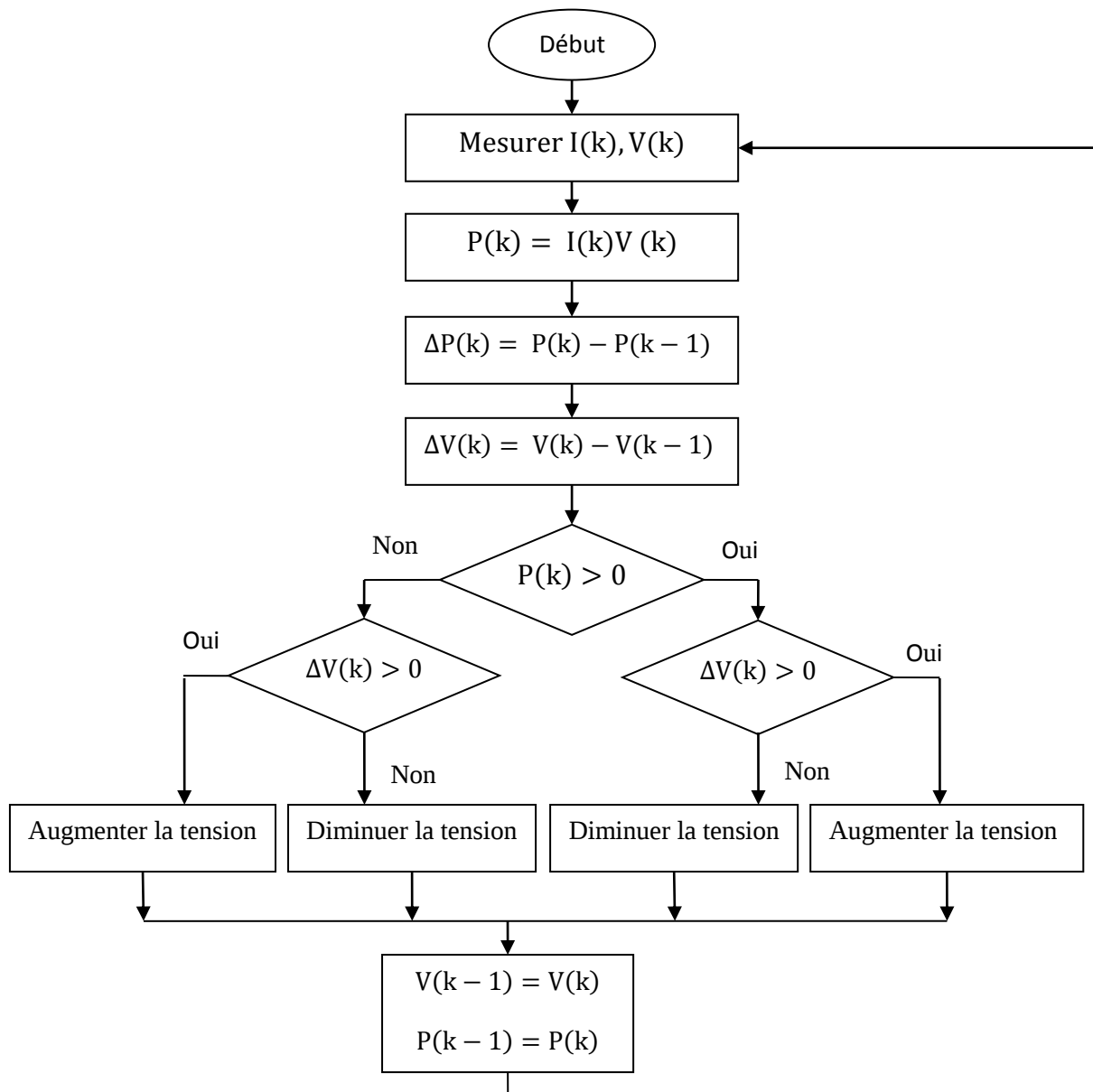


Figure III.4: Organigramme de l'algorithme perturbation et observation

III.7.2. Algorithme 'incrémental conductance'

Dans cet algorithme on calcule la dérivée de la puissance de sortie du panneau. Cette dérivée $\frac{dP}{dV}$ est nulle au point de puissance maximale, positive à gauche et négative à droite du point MPP.

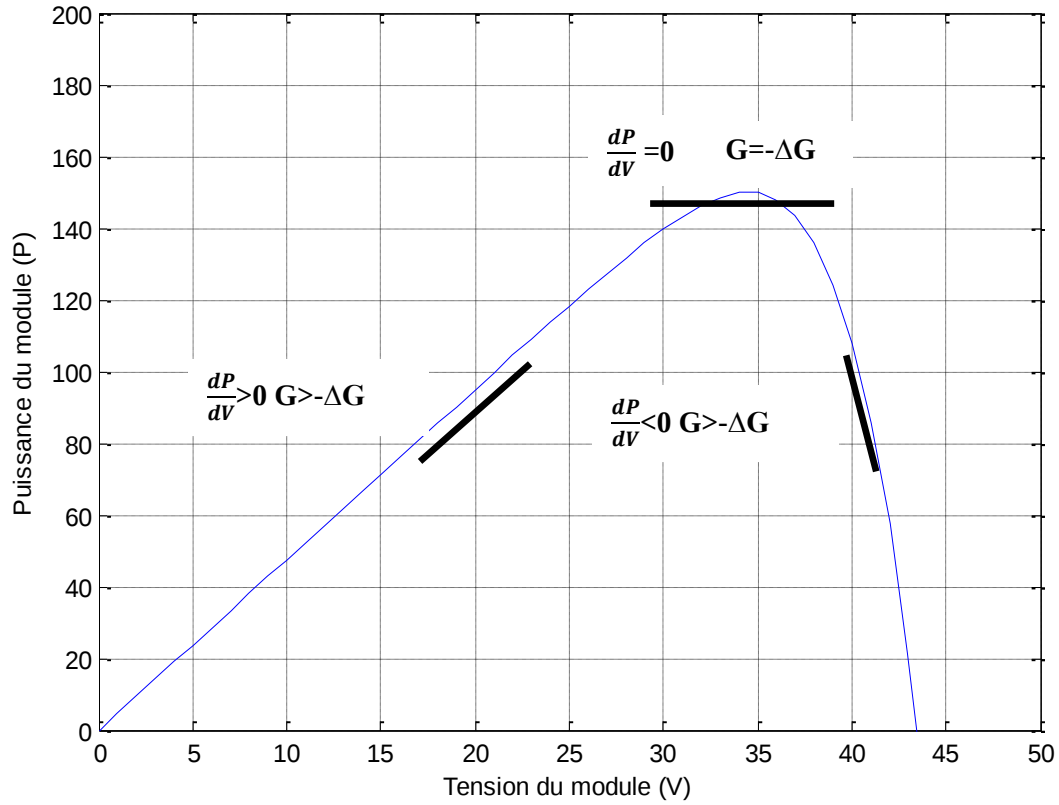


Figure III.5: Signe de $\frac{dP}{dV}$ pour différentes zones de fonctionnement

La puissance du panneau solaire est donnée par :

$$P = VI \text{ (III.2)}$$

Sa dérivée partielle $\frac{dP}{dV}$ est donnée par :

$$\frac{dP}{dV} = I + V \frac{dI}{dV} \text{ (III.3)}$$

$$\frac{1}{V} \frac{dP}{dV} = \frac{I}{V} + \frac{dI}{dV} \text{ (III.4)}$$

On définit la conductance de la source par $G = \frac{I}{V}$ et l'incrémentale conductance par $\Delta G = \frac{dI}{dV}$. Puisque la tension V du panneau est toujours positive, la relation (III.4) explique que le point de puissance maximale MPP est atteint si la conductance de la source G égale l'incrémentale conductance ΔG de la source avec un signe moins, et qu'elle est à gauche de ce point lorsque la conductance G est supérieure à l'incrémentale conductance $-\Delta G$ et vice-versa [5] comme suit :

$$\begin{cases} \frac{dP}{dV} > 0 & \text{Si } \frac{I}{V} > -\frac{dI}{dV} \\ \frac{dP}{dV} = 0 & \text{Si } \frac{I}{V} = -\frac{dI}{dV} \\ \frac{dP}{dV} < 0 & \text{Si } \frac{I}{V} < -\frac{dI}{dV} \end{cases} \text{ (III.5)}$$

Pour éviter que la différentielle dV de la tension du panneau ne devienne nulle, lorsque le MPP est atteint dans les précédents cycles ou par une stabilisation du point de fonctionnement, ce qui conduirait à une division par zéro, l'algorithme fait un test sur dV . S'il est nul il teste si le $dI = 0$ si c'est le cas alors le PPM est atteint et l'algorithme ne fait aucun changement, dans le cas contraire l'algorithme teste le signe de dI pour déterminer la position du PPM et ajuster la tension de référence correspondante. La figure III.6 donne l'organigramme de cet algorithme.

L'avantage de cet algorithme est qu'il n'oscille pas autour du MPP, à cause du test de $dI = 0$. L'algorithme se stabilise une fois le PPM atteint et le signe de dI donne la vraie direction à emprunter pour la poursuite du PPM une fois le système stable, ce qui conduit à une réponse rapide du système pour des changements brusques des conditions atmosphériques.

Mais à cause de l'approximation des dérivées dV et dI et l'utilisation d'un pas d'action constant, la condition $\frac{I}{V} = -\frac{dI}{dV}$ est rarement vraie ce qui conduit à des oscillations autour du PPM. Pour remédier à ce problème une erreur marginale ε est ajoutée aux conditions du MPP, c'est à dire que le MPP est atteint si $\left| \frac{I}{V} + \frac{dI}{dV} \right| \leq \varepsilon$, la valeur de ε est limitée entre le problème de non fonctionnement dans le MPP exact et le problème de l'amplitude des oscillations [16].

I.1 Méthode de poursuite analogique

Cette méthode utilise directement la tension et le courant du panneau pour le contrôle du MPP. L'image de la puissance du panneau est obtenue par la multiplication des grandeurs précédentes. Pour déduire le sens de variation de la puissance, deux filtres RC de constantes de temps différentes créent un retard différent pour les deux branches, en association avec un comparateur de tension. Ces deux signaux génèrent un signal qui représente la dérivée $\frac{dP}{dt}$.

Lorsque la puissance diminue la sortie du comparateur est négative, dans le cas contraire elle est positive. Ces crêteaux attaquent une bascule JK où sa sortie bascule pour chaque front montant ou descendant du comparateur, la sortie de la bascule est intégrée par un circuit RC passe bas pour générer une tension continue qui sert comme tension de référence pour la génération de la PWM[5].

Lorsqu'on a une augmentation rapide de l'ensoleillement le mécanisme de poursuite est incapable de déterminer la cause de l'augmentation de la puissance si elle est causée par le déplacement du point de fonctionnement ou par des variations des conditions de fonctionnement.

Cela cause la déviation du MPP ce qui engendre des pertes de puissance. Autre inconvénient, lorsqu'on a des changements rapides d'ensoleillement ou des parasites dans le courant, la bascule change d'état incorrectement et le point de fonctionnement s'éloigne de plus en plus du MPP jusqu'à ce que la sortie de la bascule se fixe à un niveau bas et le rapport cyclique D se fixe à zéro. Alors le système se bloque jusqu'à un nouveau redémarrage.

Pour remédier à ce problème, les concepteurs proposent un contrôle du courant de sortie du panneau. S'il y a un arrêt du mécanisme de poursuite, le courant du panneau se fixe dans une valeur très basse ou très haute selon le type du convertisseur (Boost ou Buck). Dans ce cas on force la bascule à changer d'état pour que le point de fonctionnement s'éloigne des limites.

L'avantage de cette technique réside dans sa simplicité d'implémentation et son bas prix.

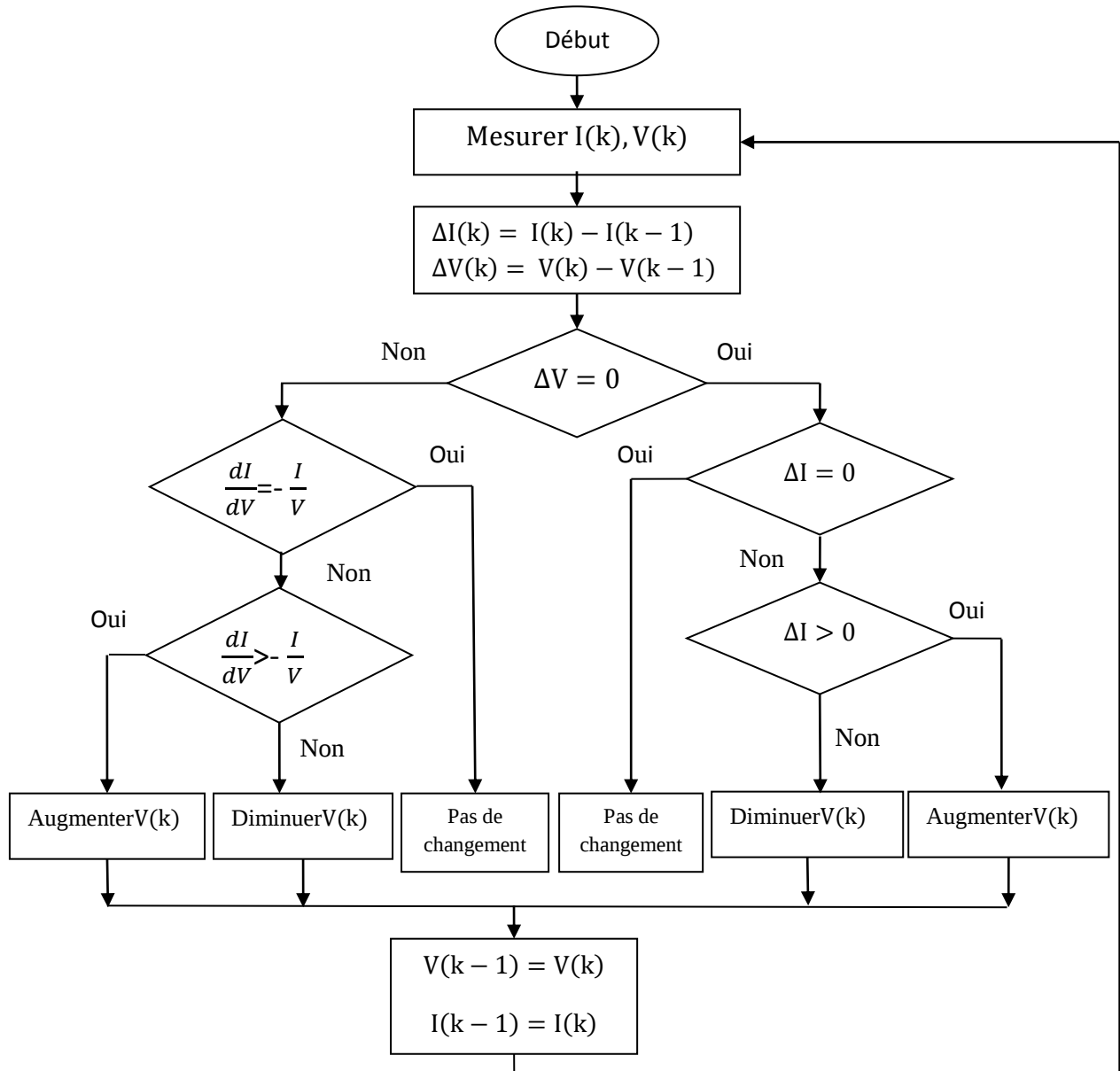


Figure III.6 : Organigramme de l'algorithme incrémental conductance

Principe du PWM

Dans les convertisseurs DC-DC, la tension de sortie doit être régulée pour être constamment égale à une tension de référence, du fait que la tension d'alimentation et les caractéristiques de la charge peuvent varier.

Une méthode pour réguler la tension de sortie afin d'obtenir une tension moyenne fixe consiste à ajuster en permanence le rapport cyclique de commande de D sans modifier T_s .

Cette méthode qui consiste à faire varier la largeur des impulsions de commande de l'interrupteur est appelée méthode de Modulation de Largeur d'Impulsion (MLI) ou encore PWM (Pulse Width Modulation).

Le signal de contrôle de l'interrupteur S devra être élaboré par comparaison entre le rapport cyclique D et une tension en dents de scie V_{DS} .

- Lorsque $D > V_{DS}$: $S = 1$, l'interrupteur S est commandé à la fermeture (état ON).
- Lorsque $D < V_{DS}$: $S = 0$, l'interrupteur S est commandé à l'ouverture (état OFF).

I.2 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons pu mettre en évidence les différentes valeurs théoriques de la tension réversible et des chutes de tension. Les surtensions aux électrodes ont été également définies, estimées puis calculées à partir de considérations thermodynamiques. Quant à la tension réelle, elle varie en fonction de l'intensité requise, du type de pile à combustible et des conditions opératoires (températures, pression, etc.). La caractéristique principale d'une pile à combustible peut se résumer dans la courbe de polarisation. Cette courbe est un graphique représentant la tension aux bornes de la pile en fonction de l'intensité du courant. Une courbe ($I - V$) est la méthode la plus courante de caractériser ou de comparer une pile à combustible à une autre. La courbe de polarisation montre la relation tension – courant en fonction des conditions d'utilisation, telles que l'humidité, la température, la charge électrique, la densité de flux du combustible et de l'oxydant. Les phénomènes de polarisation qui font baisser la tension lorsque la densité de courant augmente obligent à une utilisation de la pile à combustible hors des zones limites (très faibles ou très fortes densités de courant). Enfin, dans ce chapitre, plusieurs modèles analytiques pour système photovoltaïques. Le fonctionnement d'un générateur photovoltaïque à un rendement optimal nécessite l'insertion de convertisseurs statique entre le générateur et la charge. Pour assurer le fonctionnement d'un générateur photovoltaïque à son point de puissance maximale (MPP), des contrôleurs MPPT sont souvent utilisés. Ces contrôleurs minimisent l'erreur entre la puissance de fonctionnement et la puissance maximale de référence variable en fonction des conditions climatiques. Ensuite, nous avons présenté le convertisseur boost contrôlé par deux méthodes de poursuite de la puissance maximale à savoir Perturbation-Observation et l'incrémental de la conductance. Les résultats de simulation montrent la faisabilité des commandes MPPT proposées dans le cas où la charge est une source de tension constante, et la validité de la méthode adoptée pour le dimensionnement des composants.

Chapitre III

Amélioration de la qualité de l'énergie dans un micro-réseau autonome.

Grâce aux progrès technologiques réalisés ces dernières années dans le domaine de l'électronique de puissance, les convertisseurs statiques voient progressivement leur champ d'application s'élargir. Les onduleurs de tension constituent une fonction incontournable de l'électronique de puissance. La forte évolution de cette fonction s'est appuyée, d'une part sur le développement des composants semi-conducteurs entièrement commandables, puissants, robustes et rapides. D'autre part, sur l'utilisation quasi généralisée des techniques dites de modulation de largeur d'impulsion (MLI) [61][62], ainsi que les progrès réalisés dans le domaine de la micro-informatique.

La structure et la commande du convertisseur à quatre bras qui présente un avantage par rapport au convertisseur à trois bras. En plus le cas de déséquilibre, il peut fonctionner lorsqu'il y a une coupure dans une phase ou la destruction d'un composant de puissance. La commande MLI vectorielle tridimensionnelle est proposée comme une nouvelle topologie pour résoudre le problème du déséquilibre et la présence d'un défaut lors du fonctionnement, c'est la topologie des convertisseurs à quatre bras. Des stratégies de commande de ce convertisseur sont proposées pour compenser les effets du déséquilibre et améliorer la qualité de fonctionnement dans le cas de la présence d'un éventuel défaut.

Afin d'arriver à la topologie à quatre bras et avant d'en observer l'évolution de sa structure de base, il est judicieux de bien comprendre les séquences de fonctionnement du montage classique d'un onduleur à deux niveaux et trois niveaux.

I.3 Définition de la perturbation

A. Perturbations harmoniques

Les harmoniques sont la superposition sur l'onde fondamentale à 50 ou 60 Hz, d'ondes également sinusoïdales mais des fréquences multiples de celle du fondamentale, la décomposition d'un signal périodique. Les charges domestiques et industrielles à circuit non-linéaire tel que les appareils d'éclairage fluorescent, fours à arc, redresseur..., représentent la plus grande majorité des sources des harmoniques.

B. Caractérisation des perturbations harmoniques

Le récepteur d'énergie se comporte comme une charge polluante, s'il absorbe des courants non sinusoïdaux, déséquilibrés ou consomme de l'énergie réactive [7]. La perturbation harmonique est généralement caractérisée par le taux de distorsion harmonique défini pour la tension ou le courant par rapport à une onde sinusoïdale. Le facteur de puissance est utilisé généralement pour définir la consommation de l'énergie réactive.

I.3.B.1 Taux d'harmonique de rang h

$$S_i = \frac{x_h}{x_1} \quad (1.1)$$

Où, x_h : La composante harmonique de rang h et x_1 : la composante fondamentale.

I.3.B.2 Taux de distorsion harmonique

Le taux de distorsion harmonique en courant, noté :

$$THD_i = \sqrt{\sum_{h=1}^{\infty} \frac{i_h^2}{i_1^2}} \quad (1.2)$$

Le taux de distorsion harmonique en tension, noté :

$$THD_v = \sqrt{\sum_{h=1}^{\infty} \frac{v_h^2}{v_1^2}} \quad (1.3)$$

En général, les harmoniques prises en compte dans un réseau électrique sont inférieurs à 2500 Hz, ce qui correspond au domaine des perturbations basses fréquences au sens de la normalisation. Les harmoniques de fréquence plus élevée sont fortement atténués par la présence des inductances des lignes. De plus, les appareils généraux des harmoniques ont, en grande majorité, un spectre d'émission inférieur à 2500 Hz, c'est la raison pour laquelle le domaine d'étude des harmoniques s'étend généralement de 100 à 2500 Hz, c'est-à-dire des rangs 2 à 50 [5].

I.3.B.3 Facteur de puissance

Normalement, pour un signal sinusoïdal le facteur de puissance est donné par le rapport entre la puissance active (**P**) et la puissance apparente (**S**). Les générateurs, les transformateurs, les lignes de transport et les appareils de contrôle et de mesure sont dimensionnés pour la tension et le courant nominaux. Une faible valeur du facteur de puissance se traduit par une mauvaise utilisation de ces équipements [1].

Dans le cas où il y a des harmoniques en triphasé, une puissance supplémentaire appelée la puissance déformante (**D**), donnée par la relation (I-3), apparaît comme le montre le diagramme de Fresnel de la figure (I.2).

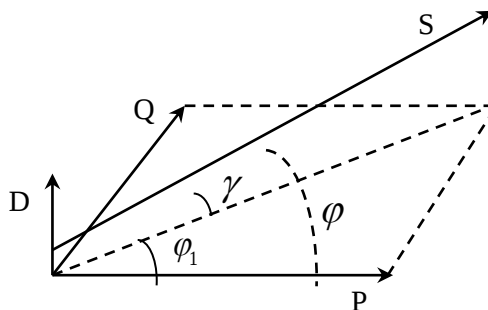


Figure (I.2) : Diagramme de Fresnel des puissances

$$D = 3V_1 \sqrt{\sum_{h=2}^{50} i_h^2} \quad (1.4)$$

Le facteur de puissance (FP) devient :

$$FP = \frac{P}{\sqrt{P^2 + Q^2 + D^2}} = \cos \varphi_1 \cos \gamma \quad (I.5)$$

On remarque qu'en régime sinusoïdal la puissance déformante est nulle. Le facteur de puissance s'exprime alors simplement par :

$$D = 0 \Rightarrow FP = \cos \varphi_1 \quad (I.6)$$

On voit bien que les harmoniques affectent aussi le facteur de puissance.

C. Sources des perturbations harmoniques

La cause principale des harmoniques est l'injection des courants non-sinusoïdaux par des charges non-linéaires, ainsi que les charges déséquilibrées branchées au réseau. Les onduleurs, les ponts redresseurs, les fours à arc et à induction, les variateurs de vitesse des machines électriques, les appareils domestiques tel que les téléviseurs et les lampes fluorescentes, et les alimentations à découpage représentent la majorité des sources d'émission des harmoniques [21].

D. Conséquences des harmoniques

De nombreux effets des harmoniques sur les installations et les équipements électriques peuvent être cités dont les plus importants sont l'échauffement, l'interférence avec les réseaux de télécommunication, le dysfonctionnement de certains équipements électriques et le risque d'excitation de résonance [21].

E. Solutions de dépollution du réseau électrique

A fin de compenser les perturbations, deux groupes de solution de dépollution traditionnelle et moderne sont présentés :

I.3.E.1 Solutions traditionnelles de la dépollution

A fin de dépolluer les réseaux électriques, plusieurs solutions ont été proposées dans la littérature, dont le but est de limiter la propagation et l'effet des harmoniques dans les réseaux électriques [5, 7].

a- L'augmentation de la puissance de court-circuit du réseau et l'utilisation des convertisseurs peu polluants qui ont pour effet de diminuer la distorsion harmonique.

b- L'utilisation du dispositif du filtrage pour réduire la propagation des harmoniques produits par les charges non-linéaires.

c- Le pont dodécaphasé : La structure dodécaphasée présente des caractéristiques très intéressantes par rapport à celle hexaphasée. Cependant, le nombre de semi-conducteurs utilisés et le transformateur à deux enroulements au secondaire rendent cette solution onéreuse.

d-Les filtres passifs : La deuxième solution de dépollution consiste à placer en parallèle sur le réseau d'alimentation une impédance très faible autour de la fréquence à filtrer et suffisamment importante à la fréquence fondamentale du réseau. Parmi les dispositifs du filtrage les plus répandus, on distingue le filtre passif résonnant et le filtre passif amorti ou passe-haut. Malgré leur large utilisation dans l'industrie, ces dispositifs peuvent présenter beaucoup d'inconvénients :

- 1- Manque de souplesse à s'adapter aux variations du réseau et de la charge.
- 2- Equipements volumineux.
- 3- Problème de résonance avec l'impédance du réseau.

I.3.E.2 Solutions modernes de la dépollution

Deux raisons principales ont conduit à concevoir une nouvelle structure de filtrage moderne et efficace appelée filtre actif. La première raison est due aux inconvénients inhérents des solutions traditionnelles de dépollution qui ne répondent plus à l'évolution des charges et des réseaux électriques. La deuxième raison fait suite à l'apparition de nouveaux composants semi-conducteurs, comme les thyristors GTO et les transistors IGBT. Le but de ces filtres est de générer soit des courants, soit des tensions harmoniques de manière à compenser les perturbations responsables de la dégradation des performances des équipements et installations électriques [22]. Il existe trois topologies possibles de filtres actifs :

- a. Le filtre actif parallèle (FAP) : conçu pour compenser les perturbations de courant comme les harmoniques, les déséquilibres et la puissance réactive.
- b. Le filtre actif série (FAS) : conçu pour compenser les perturbations de tension comme les harmoniques, les déséquilibres et les creux de tension.
- c. La combinaison parallèle-série actifs (UPQC) : solution universelle pour compenser les perturbations en courant et en tension.
- d. Combinaison hybride active et passive : a fin de réduire le dimensionnement et par conséquent le prix des filtres actifs, l'association des filtres actifs de faibles puissances à des filtres passifs peut être une solution [5].

I.3.E.3 Solutions de dépollution des réseaux électriques

La technique intéressante de réduction d'harmonique est le redresseur à MLI, Deux types de convertisseur à MLI peuvent être utilisés, le redresseur à MLI de tension figure I.4 et le redresseur à MLI de courant figure I.5.

B) Redresseur MLI de tension

Dans cette structure (figure I.4), la source alternative triphasée se comporte comme un générateur de tension, et la source continue comme un générateur de courant D'autre part à la sortie on ajoute à l'inductance du récepteur une inductance de lissage pour rendre négligeable l'ondulation du courant redressé.

Les semi-conducteurs utilisés sont les mêmes pour l'onduleur, des semi-conducteurs commandables à l'ouverture et à la fermeture, tels que les GTOs et les IGBTs.

Le Redresseur à MLI fournit :

- Un flux de puissance bidirectionnel.

- Un courant source presque sinusoïdale.
- Réglage du facteur de puissance à l'unité.
- Un bas THD (< 5%).
- Un ajustement et une stabilité de la tension continue (ou le courant).
- Réduire la valeur de la capacité à cause de la continuité du courant.

En outre, il peut fonctionner correctement avec une distorsion de la tension de ligne, et une variation de la fréquence d'alimentation.

I.4 Modélisation et commande des composants du système photovoltaïques

Le générateur photovoltaïque est un ensemble d'équipements mis en place pour exploiter l'énergie photovoltaïque afin de satisfaire les besoins en charge. En fonction de la puissance désirée, les modules peuvent être assemblés en panneaux pour constituer un "champ photovoltaïque". Relié au récepteur sans autre élément, le panneau solaire fonctionne "au fil du soleil", c'est-à-dire que la puissance électrique fournie au récepteur est fonction de la puissance d'ensoleillement. Elle est donc à son maximum lorsque le soleil est au zénith et nulle dans la nuit. Mais, très souvent, les besoins en électricité ne correspondent pas aux heures d'ensoleillement et nécessitent une intensité régulière (éclairage ou alimentation de réfrigérateurs, par exemple). On équipe alors le système de batteries d'accumulateurs qui permettent de stocker l'électricité et de la restituer en temps voulu.

Un régulateur est alors indispensable pour protéger les batteries contre les surcharges ou les décharges profondes nocives à sa durée de vie.

Pour un certain nombre d'applications, le courant continu produit, par le générateur photovoltaïque, est converti à l'aide d'un onduleur en courant alternatif.

i. Modélisation du réseau électrique

Le réseau est assimilable à une source de tension sinusoïdale en série avec une impédance, dite de court circuit. D'où la représentation du réseau par un système des forces électromotrices triphasé équilibré en série avec une impédance, figure (I.4).

Les tensions du réseau électrique sont données par :

$$\begin{cases} e_a = E_m \cos(\omega t) \\ e_b = E_m \cos(\omega t - \frac{2\pi}{3}) \\ e_c = E_m \cos(\omega t + \frac{2\pi}{3}) \end{cases}$$

Où : $\omega = 2\pi f_s$ Pulsation du réseau.

3.1 Onduleur de tension à quatre bras

3.1.1 Modèles mathématiques du convertisseur à quatre bras

L'équation de la tension par phase du convertisseur triphasé à quatre bras est donnée par :

$$\begin{cases} v_{fa} = R_f i_{fa} + L_f \frac{di_{fa}}{dt} + v_{cha} \\ v_{fb} = R_f i_{fb} + L_f \frac{di_{fb}}{dt} + v_{chb} \\ v_{fc} = R_f i_{fc} + L_f \frac{di_{fc}}{dt} + v_{chc} \end{cases} \quad (II.39)$$

Et pour coté continu

$$i_{dc} = C_{dc} \frac{dv_{dc}}{dt} = S_a i_{fa} + S_b i_{fb} + S_c i_{fc} - S_n i_{fn} \quad (II.40)$$

Le système d'équation définissant le convertisseur à quatre bras dans le repère abc est résumé dans :

$$\begin{cases} \frac{di_{fa}}{dt} = -\frac{R_f}{L_f} i_{fa} + \frac{1}{L_f} v_{fa} - \frac{1}{L_f} v_{cha} \\ \frac{di_{fb}}{dt} = -\frac{R_f}{L_f} i_{fb} + \frac{1}{L_f} v_{fb} - \frac{1}{L_f} v_{chb} \\ \frac{di_{fc}}{dt} = -\frac{R_f}{L_f} i_{fc} + \frac{1}{L_f} v_{fc} - \frac{1}{L_f} v_{chc} \\ \frac{dv_{dc}}{dt} = \frac{1}{C} i_{dc}^* = \frac{1}{C v_{dc}} P_{dc}^* \end{cases} \quad (II.41)$$

A partir du modèle du convertisseur dans le repère abc , et en appliquant la transformée de Concordia directe sur ce modèle, le modèle de l'onduleur dans le repère stationnaire devient

$$\begin{cases} \frac{di_{fa}}{dt} = -\frac{R_f}{L_f} i_{fa} + \frac{1}{L_f} v_{fa} - \frac{1}{L_f} v_{cha} \\ \frac{di_{f\beta}}{dt} = -\frac{R_f}{L_f} i_{f\beta} + \frac{1}{L_f} v_{f\beta} - \frac{1}{L_f} v_{ch\beta} \\ \frac{di_{fo}}{dt} = -\frac{R_f}{L_f} i_{fo} + \frac{1}{L_f} v_{fo} - \frac{1}{L_f} v_{cho} \\ \frac{dv_{dc}}{dt} = \frac{1}{C} i_{dc}^* = \frac{1}{C v_{dc}} P_{dc}^* \end{cases} \quad (II.42)$$

Appliquons la transformée de Park sur le système (II.41) nous obtiendrons le modèle de l'onduleur dans le repère synchrone dqo comme suit :

$$\begin{cases} \frac{di_{fd}}{dt} = -\frac{R_f}{L_f} i_{fd} + \frac{1}{L_f} v_{fd} - \frac{1}{L_f} v_{chd} \\ \frac{di_{fq}}{dt} = -\frac{R_f}{L_f} i_{fq} + \frac{1}{L_f} v_{fq} - \frac{1}{L_f} v_{chq} \\ \frac{di_{fo}}{dt} = -\frac{R_f}{L_f} i_{fo} + \frac{1}{L_f} v_{fo} - \frac{1}{L_f} v_{cho} \\ \frac{dv_{dc}}{dt} = \frac{1}{C} i_{dc}^* = \frac{1}{C v_{dc}} P_{dc}^* \end{cases} \quad (II.43)$$

3.1.1.1 États de commutation possibles de l'onduleur

Les états de commutation de cet onduleur sont seize. Ils sont représentés en ordre selon les combinaisons des interrupteurs [T_a , T_b , T_c , T_n] :

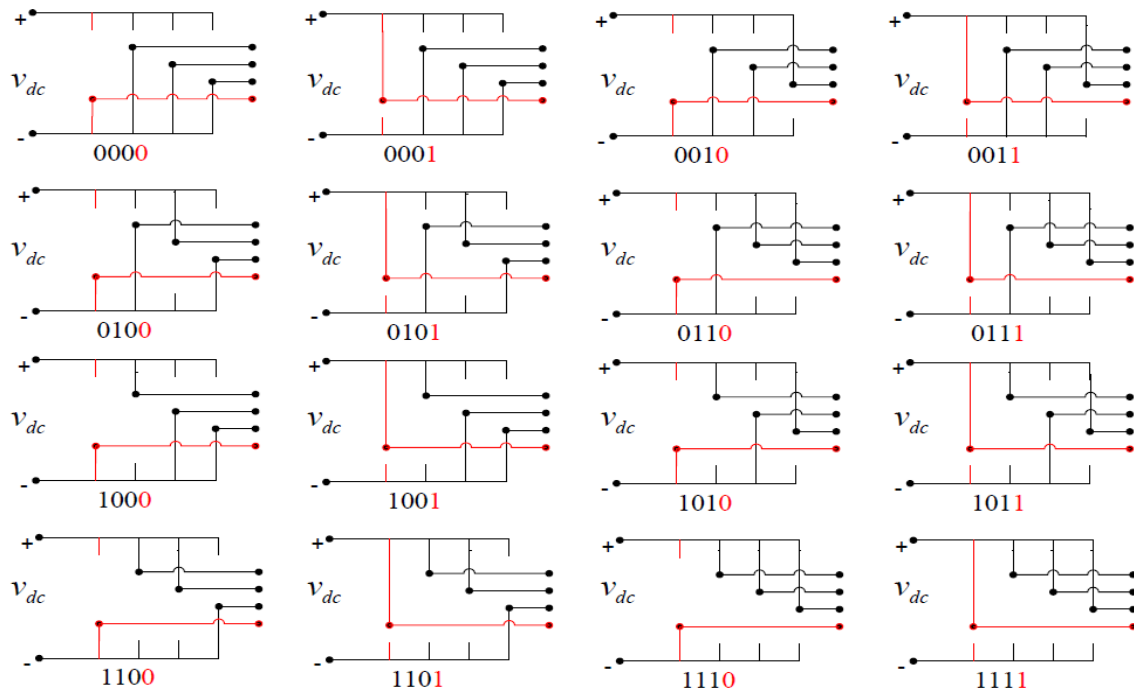


Figure II.13: État de commutations possibles de l'onduleur de tension à quatre bras.

3.1.1.2 Tension générées par l'onduleur

Les tensions générées par l'onduleur pour chaque état sont représentées dans le tableau (II.7) :

	V ₁	V ₂	V ₃	V ₄	V ₅	V ₆	V ₇	V ₈
	(0000)	(0001)	(0010)	(0011)	(0100)	(0101)	(0110)	(0111)
v _{fa}	0	-v _{dc}	0	-v _{dc}	0	-v _{dc}	0	-v _{dc}
v _{fb}	0	-v _{dc}	0	-v _{dc}	v _{dc}	0	v _{dc}	0
v _{fc}	0	-v _{dc}	v _{dc}	0	0	-v _{dc}	v _{dc}	0

	V ₉	V ₁₀	V ₁₁	V ₁₂	V ₁₃	V ₁₄	V ₁₅	V ₁₆
	(1000)	(1001)	(1010)	(0011)	(1011)	(1101)	(1110)	(1111)
v _{fa}	v _{dc}	0	v _{dc}	0	v _{dc}	0	v _{dc}	0
v _{fb}	0	-v _{dc}	0	-v _{dc}	v _{dc}	0	v _{dc}	0
v _{fc}	0	-v _{dc}	v _{dc}	0	0	-v _{dc}	v _{dc}	0

Tableau (II.7) : Etat de commutation et les vecteurs de tension correspondant dans le repère (a,b,c)

3.1.1.3 Représentation vectorielle

Le passage du repère triphasé (a, b, c) à l'espace orthogonale (α , β , o) nécessite l'utilisation de la transformation de Concordia. On peut représenter le vecteur de tension de l'onduleur par :

$$\vec{v}_f = v_{fa} \vec{i} + v_{f\beta} \vec{j} + v_{fo} \vec{k} \quad (\text{II.44})$$

Où v_{fa} , $v_{f\beta}$, v_{fo} sont les projections du vecteur $\vec{v}_f$ dans le système fixe (α , β , o). Ce qui donne:

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_\beta \\ v_o \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} v_{dc} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} \quad (\text{II.45})$$

L'avantage de cette transformation est la conservation de la puissance des grandeurs avec ce choix les amplitudes des grandeurs ne sont pas conservées.

Après transformation le tableau (II.7) devient celui de tableau (II.8) suivant :

	V ₁	V ₂	V ₃	V ₄	V ₅	V ₆	V ₇	V ₈
	(0000)	(0001)	(0010)	(0011)	(0100)	(0101)	(0110)	(0111)
v _{fα}	0	0	$-\frac{v_{dc}}{\sqrt{6}}$	$-\frac{v_{dc}}{\sqrt{6}}$	$-\frac{v_{dc}}{\sqrt{6}}$	$-\frac{v_{dc}}{\sqrt{6}}$	$-\frac{v_{dc}\sqrt{2}}{\sqrt{3}}$	$-\frac{v_{dc}\sqrt{2}}{\sqrt{3}}$
v _{fβ}	0	0	$-\frac{v_{dc}\sqrt{2}}{2}$	$-\frac{v_{dc}\sqrt{2}}{2}$	$\frac{v_{dc}\sqrt{2}}{2}$	$\frac{v_{dc}\sqrt{2}}{2}$	0	0
v _{f0}	0	$-3\frac{v_{dc}}{\sqrt{3}}$	$\frac{v_{dc}}{\sqrt{3}}$	$-2\frac{v_{dc}}{\sqrt{3}}$	$\frac{v_{dc}}{\sqrt{3}}$	$-2\frac{v_{dc}}{\sqrt{3}}$	$2\frac{v_{dc}}{\sqrt{3}}$	$-\frac{v_{dc}}{\sqrt{3}}$

Tableau (II.8) : Etat de commutation et les vecteurs de tension correspondant dans le repère (α , β , o)

	V ₉	V ₁₀	V ₁₁	V ₁₂	V ₁₃	V ₁₄	V ₁₅	V ₁₆
	(1000)	(1001)	(1010)	(0011)	(1011)	(1101)	(1110)	(1111)
$v_{f\alpha}$	$\frac{v_{dc}\sqrt{2}}{\sqrt{3}}$	$\frac{v_{dc}\sqrt{2}}{\sqrt{3}}$	$\frac{v_{dc}}{\sqrt{6}}$	$\frac{v_{dc}}{\sqrt{6}}$	$\frac{v_{dc}}{\sqrt{6}}$	$\frac{v_{dc}}{\sqrt{6}}$	0	0
$v_{f\beta}$	0	0	$-\frac{v_{dc}\sqrt{2}}{2}$	$-\frac{v_{dc}\sqrt{2}}{2}$	$\frac{v_{dc}\sqrt{2}}{2}$	$\frac{v_{dc}\sqrt{2}}{2}$	0	0
v_{fo}	$\frac{v_{dc}}{\sqrt{3}}$	$-2\frac{v_{dc}}{\sqrt{3}}$	$2\frac{v_{dc}}{\sqrt{3}}$	$-\frac{v_{dc}}{\sqrt{3}}$	$2\frac{v_{dc}}{\sqrt{3}}$	$-\frac{v_{dc}}{\sqrt{3}}$	$3\frac{v_{dc}}{\sqrt{3}}$	0

Tableau (II.8) (suite) : Etat de commutation et les vecteurs de tension correspondant dans le repère (α , β , o)

Comme on peut le voir, les combinaisons (1111) et (0000) donnent toujours des vecteurs nuls et il y a 14 vecteurs différents de zéro. Les vecteurs montrés dans le tableau (II.8) peuvent être décrits dans la représentation graphique dans l'espace à trois dimensions suivant les indications dans la figure (II.14).

3.1.2 Modulation de largeurs d'impulsion vectorielle à trois dimensions

3.1.2.1 Principe de la MLI vectorielle à trois dimensions SVM 3D

3.1.2.1.1 Détection du prisme

L'espace des vectrices tensions de la figure (II-14) est divisé en six prismes, à chaque instant le vecteur de tension se trouve dans l'un de ces prismes. La figure (II-15) montre le cas où le vecteur de tension référence se trouve dans chaque prisme. L'organigramme utilisé pour la détection des prismes est similaire à celui utilisé pour la détection des secteurs dans le cas de la MLI vectorielle à deux dimensions [73][88][89]. Les projections du vecteur de référence $v_{f\alpha}^*$ et $v_{f\beta}^*$ sont utilisées pour

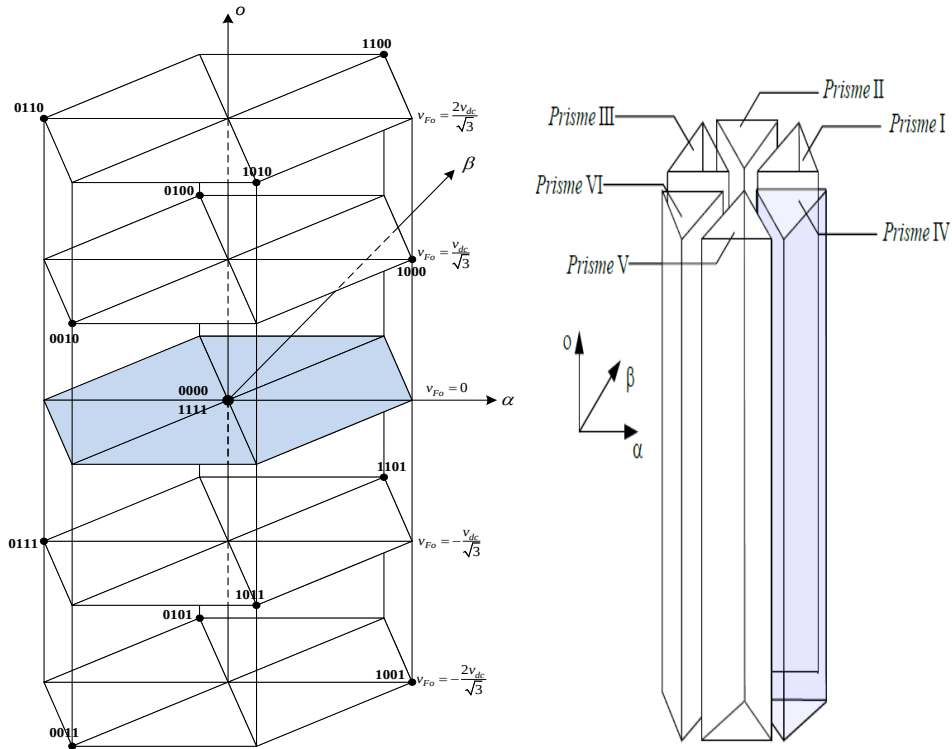


Figure II-14: Représentation des vecteurs de tension dans l'espace $\alpha\beta$.

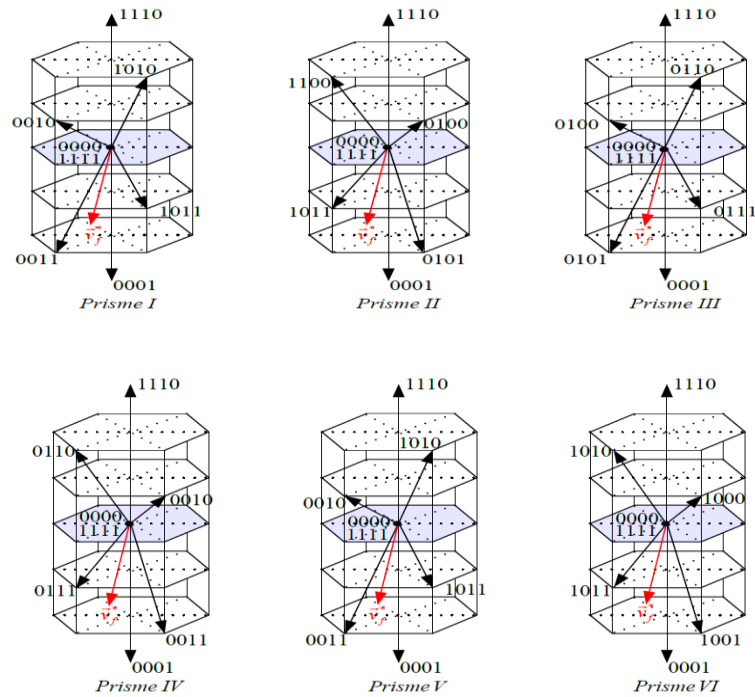


Figure II-15 : Représentation des vecteurs référence dans les différents prismes.

détection les six prismes possibles. La figure (II-16) représente l'organigramme illustrant les étapes de détection.

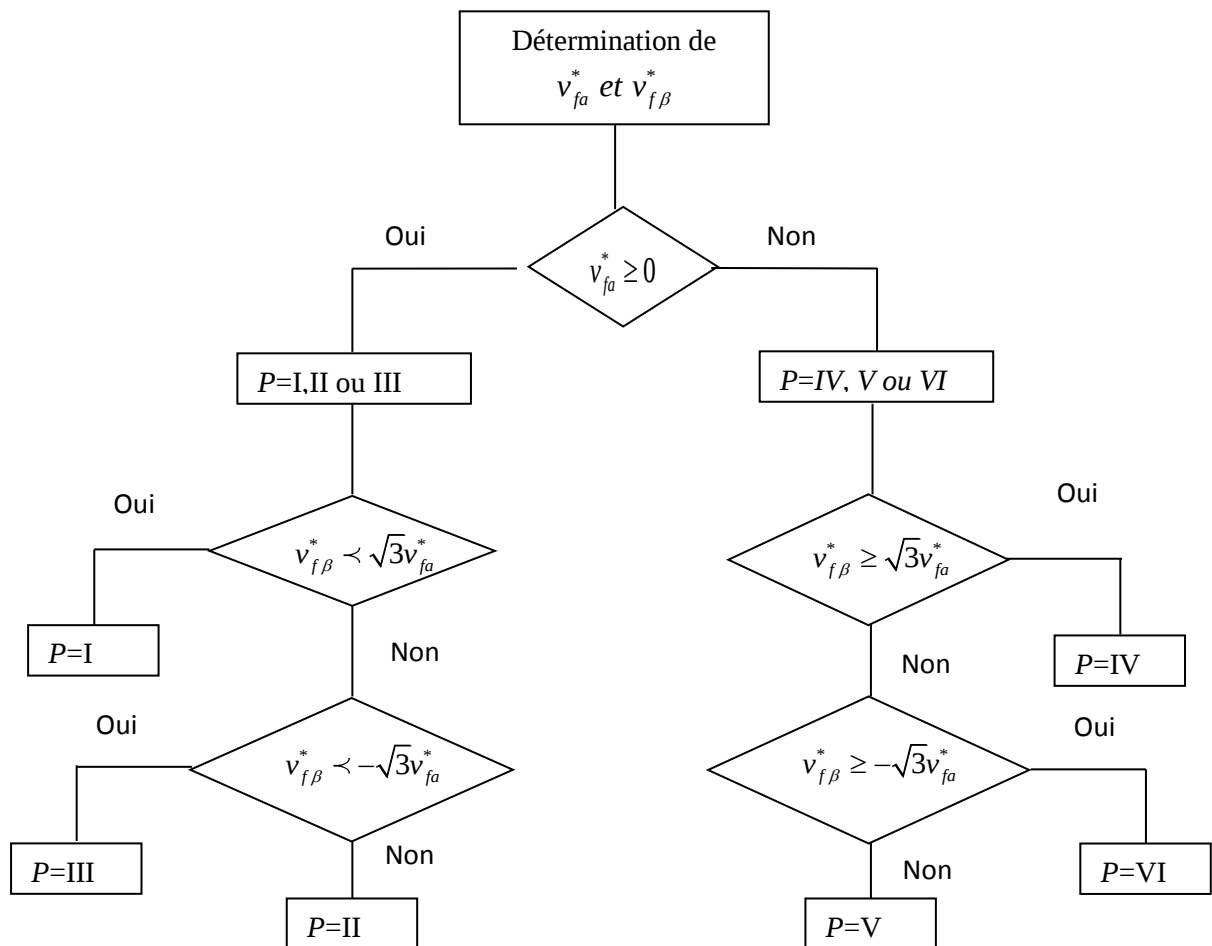


Figure III-16 : Organigramme de la détection des prismes.

3.1.2.1.2 Détection des tétraèdres

Chaque prisme est divisé en quatre tétraèdres ce qui conduit à un total de 24 tétraèdres. Une fois le prisme est déterminé, la prochaine étape consiste à déterminer le tétraèdre où se trouve exactement le vecteur de tension référence. Le tétraèdre est formé par trois vecteurs de tension non nuls et deux autres nuls, comme le montre la figure (III-17).

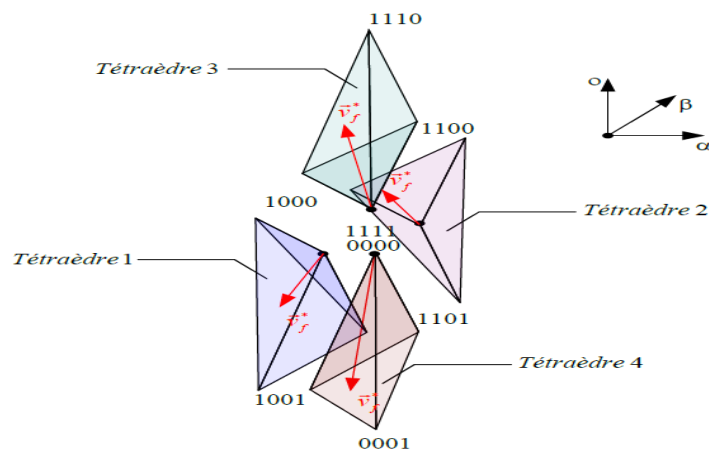


Figure III-17: représentation des tétraèdres dans le prisme I.

Le tableau (II.9) représente les états possibles dans les différents tétraèdres de chaque prisme :

	Tétraèdre 1	Tétraèdre 2	Tétraèdre 3	Tétraèdre 4
Prisme I	1000	1000	1000	1001
	1001	1100	1100	1101
	1101	1101	1110	0001
Prisme II	1100	1101	1100	1101
	1101	0100	0100	0101
	0100	0101	1110	0001
Prisme III	0100	0100	0100	0101
	0101	0110	0110	0111
	0111	0111	1110	0001
Prisme IV	0110	0111	0110	0111
	0111	0010	0010	0011
	0010	0011	1110	0001
Prisme V	0010	0010	0010	0011
	0011	1010	1010	1011
	1011	1011	1110	0001
Prisme VI	1010	1011	1010	1011
	1011	1000	1000	1001
	1000	1001	1110	0001

Tableau (II.9) : Etats possibles dans chaque tétraèdre.

Pour détecter à quel tétraèdre se trouve le vecteur de référence, il faut déterminer les équations des plans délimitant chaque tétraèdre à partir des coordonnées (v_{fa}^* , v_{fb}^* , v_{fo}^*). Pour le tétraèdre 1 l'équation du première plan contenant les points o (0, 0, 0) V_9 , V_{14} , obéie à l'équation suivante :

$$\begin{cases} a.v_{dc}\sqrt{\frac{2}{3}} + b.0 + c = v_{dc} \frac{1}{\sqrt{3}} \\ a.v_{dc}\sqrt{\frac{1}{6}} + b.v_{dc} \frac{\sqrt{2}}{2} + c = -v_{dc} \frac{1}{\sqrt{3}} \end{cases} \quad (\text{II.46})$$

Ce qui donne

$$a = \frac{\sqrt{2}}{2}, b = -\sqrt{\frac{3}{2}}, c = 0 \quad (\text{II.47})$$

L'équation du premier plan est donc:

$$v_{fo}^* = \frac{\sqrt{2}}{2} v_{f\alpha}^* - \sqrt{\frac{3}{2}} v_{f\beta}^* \quad (\text{II.48})$$

L'équation du deuxième plan contenant les points o (0, 0, 0), V_{10} et V_{14} , obéie à l'équation suivante:

$$\begin{cases} a.v_{dc}\sqrt{\frac{2}{3}} + b.0 + c = -v_{dc}\frac{2}{\sqrt{3}} \\ a.v_{dc}\sqrt{\frac{1}{6}} + b.v_{dc}\frac{\sqrt{2}}{2} + c = -v_{dc}\frac{1}{\sqrt{3}} \end{cases} \quad (\text{II.49})$$

Ce qui donne :

$$a = -\sqrt{2}, b = 0, c = 0 \quad (\text{II.50})$$

L'équation de ce plan est :

$$v_{fo}^* = -v_{f\alpha}^* \sqrt{2} \quad (\text{II.51})$$

La figure (II.18) décrit la représentation des plans du tétraèdre 1 appartenant au prisme I :

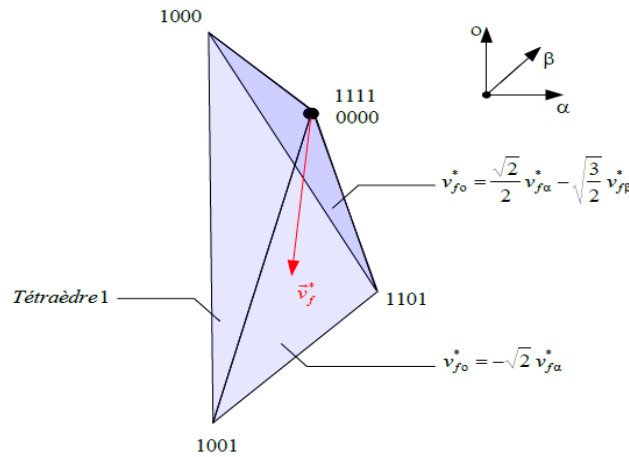


Figure II-18: Représentation des équations des plans du tétraèdre 1 dans le prisme I.

Pour que l'extrémité du vecteur de référence se situe dans le tétraèdre 1 il faut la vérification des deux inégalités suivantes :

$$\begin{aligned} v_{fo}^* &< \frac{\sqrt{2}}{2} v_{f\alpha}^* - \sqrt{\frac{3}{2}} v_{f\beta}^* \\ v_{fo}^* &> -v_{f\alpha}^* \sqrt{2} \end{aligned} \quad (\text{II.52})$$

Le tableau (II.10) représente les équations des plans nécessaires pour délimiter chaque tétraèdre. Ces équations permettent la localisation du vecteur de référence lors de son passage par les différents tétraèdres :

	Tétraèdre 1	Tétraèdre 2	Tétraèdre 3	Tétraèdre 4
P I	$v_{fo}^* < \frac{\sqrt{2}}{2} v_{f\alpha}^* - \sqrt{\frac{3}{2}} v_{f\beta}^*$ $v_{fo}^* > -v_{f\alpha}^* \sqrt{2}$	$v_{fo}^* < \frac{\sqrt{2}}{2} v_{f\alpha}^* + \sqrt{\frac{3}{2}} v_{f\beta}^*$ $v_{fo}^* > \frac{\sqrt{2}}{2} v_{f\alpha}^* - \sqrt{\frac{3}{2}} v_{f\beta}^*$	$v_{fo}^* > \frac{\sqrt{2}}{2} v_{f\alpha}^* + \sqrt{\frac{3}{2}} v_{f\beta}^*$	$v_{fo}^* < -v_{f\alpha}^* \sqrt{2}$
P II	$v_{fo}^* < \frac{\sqrt{2}}{2} v_{f\alpha}^* + \sqrt{\frac{3}{2}} v_{f\beta}^*$ $v_{fo}^* > -v_{f\alpha}^* \sqrt{2}$	$v_{fo}^* < -v_{f\alpha}^* \sqrt{2}$ $v_{fo}^* > \frac{\sqrt{2}}{2} v_{f\alpha}^* - \sqrt{\frac{3}{2}} v_{f\beta}^*$	$v_{fo}^* > \frac{\sqrt{2}}{2} v_{f\alpha}^* + \sqrt{\frac{3}{2}} v_{f\beta}^*$	$v_{fo}^* < \frac{\sqrt{2}}{2} v_{f\alpha}^* - \sqrt{\frac{3}{2}} v_{f\beta}^*$
P III	$v_{fo}^* < \frac{\sqrt{2}}{2} v_{f\alpha}^* + \sqrt{\frac{3}{2}} v_{f\beta}^*$ $v_{fo}^* > \frac{\sqrt{2}}{2} v_{f\alpha}^* - \sqrt{\frac{3}{2}} v_{f\beta}^*$	$v_{fo}^* < -v_{f\alpha}^* \sqrt{2}$ $v_{fo}^* > \frac{\sqrt{2}}{2} v_{f\alpha}^* - \sqrt{\frac{3}{2}} v_{f\beta}^*$	$v_{fo}^* > -v_{f\alpha}^* \sqrt{2}$	$v_{fo}^* < \frac{\sqrt{2}}{2} v_{f\alpha}^* + \sqrt{\frac{3}{2}} v_{f\beta}^*$
P IV	$v_{fo}^* < -v_{f\alpha}^* \sqrt{2}$ $v_{fo}^* > \frac{\sqrt{2}}{2} v_{f\alpha}^* - \sqrt{\frac{3}{2}} v_{f\beta}^*$	$v_{fo}^* < \frac{\sqrt{2}}{2} v_{f\alpha}^* - \sqrt{\frac{3}{2}} v_{f\beta}^*$ $v_{fo}^* > \frac{\sqrt{2}}{2} v_{f\alpha}^* + \sqrt{\frac{3}{2}} v_{f\beta}^*$	$v_{fo}^* > -v_{f\alpha}^* \sqrt{2}$	$v_{fo}^* < \frac{\sqrt{2}}{2} v_{f\alpha}^* + \sqrt{\frac{3}{2}} v_{f\beta}^*$
P V	$v_{fo}^* < -v_{f\alpha}^* \sqrt{2}$ $v_{fo}^* > \frac{\sqrt{2}}{2} v_{f\alpha}^* + \sqrt{\frac{3}{2}} v_{f\beta}^*$	$v_{fo}^* < \frac{\sqrt{2}}{2} v_{f\alpha}^* - \sqrt{\frac{3}{2}} v_{f\beta}^*$ $v_{fo}^* > -v_{f\alpha}^* \sqrt{2}$	$v_{fo}^* > \frac{\sqrt{2}}{2} v_{f\alpha}^* - \sqrt{\frac{3}{2}} v_{f\beta}^*$	$v_{fo}^* < \frac{\sqrt{2}}{2} v_{f\alpha}^* + \sqrt{\frac{3}{2}} v_{f\beta}^*$
P VI	$v_{fo}^* < \frac{\sqrt{2}}{2} v_{f\alpha}^* - \sqrt{\frac{3}{2}} v_{f\beta}^*$ $v_{fo}^* > \frac{\sqrt{2}}{2} v_{f\alpha}^* + \sqrt{\frac{3}{2}} v_{f\beta}^*$	$v_{fo}^* < \frac{\sqrt{2}}{2} v_{f\alpha}^* + \sqrt{\frac{3}{2}} v_{f\beta}^*$ $v_{fo}^* > -v_{f\alpha}^* \sqrt{2}$	$v_{fo}^* > \frac{\sqrt{2}}{2} v_{f\alpha}^* - \sqrt{\frac{3}{2}} v_{f\beta}^*$	$v_{fo}^* < -v_{f\alpha}^* \sqrt{2}$

Tableau(II.10): Equations des plans délimitant chaque tétraèdre.

3.1.2.1.3 Calcul des temps de commutation

Le principe de la MLI vectorielle à trois dimensions consiste à projeter le vecteur de tension de référence désiré sur les trois axes du plan (α , β , o). Nous utilisons ces projections pour calculer les temps de commutations. La projection du vecteur de tension de référence sur ces trois vecteurs adjacents est montrée sur la figure (II.19).

Pour le tétraèdre i du prisme j les vecteurs des états de l'onduleur (V_x, V_y, V_z, V_0) représentant les vecteurs adjacents au vecteur de tension de référence. Ces vecteurs sont appliqués individuellement pendant certaines durées t_x, t_y, t_z et t_0 de sorte que $\bar{v}^*$ soit égale à la valeur moyenne de ces vecteurs pendant une période découpage :

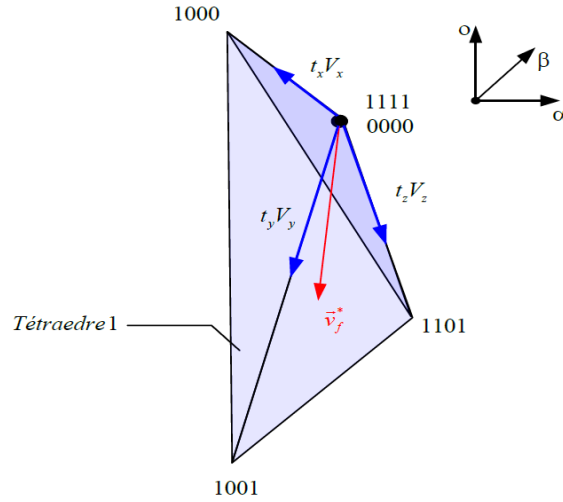


Figure II-19: Projection du vecteur de référence sur les vecteurs adjacents.

$$\bar{v}^* = \bar{V}_x + \bar{V}_y + \bar{V}_z + \bar{V}_0 \quad (\text{II.53})$$

Avec $x, y, z \in \{2, \dots, 15\}$ et $o \in [1, 16]$.

La moyenne du vecteur de référence est exprimée par :

$$\bar{v}^* = \frac{1}{T_h} \int_t^{t+T_h} v^* dt$$

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

Puisque les vecteurs V_x, V_y, V_z, V_0 , sont des vecteurs fixes, il vient :

$$\bar{V}_i^* = \frac{1}{T_h} \int_t^{t+t_i} V_i dt = \frac{1}{T_h} V_i t_i$$

Avec $i=x, y, z, 0$.

Alors:

$$T_h v^* = t_x V_x + t_y V_y + t_z V_z + t_0 V_0 \quad (\text{II.55})$$

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

$$\begin{cases} T_h v_\alpha^* = t_x V_x^\alpha + t_y V_y^\alpha + t_z V_z^\alpha \\ T_h v_\beta^* = t_x V_x^\beta + t_y V_y^\beta + t_z V_z^\beta \\ T_h v_o^* = t_x V_x^o + t_y V_y^o + t_z V_z^o \end{cases} \quad (\text{II.56})$$

Se forme matricielle, l'équation (II.56) s'écrit :

$$T_h \begin{bmatrix} v_\alpha^* \\ v_\beta^* \\ v_o^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_x^\alpha & V_y^\alpha & V_z^\alpha \\ V_x^\beta & V_y^\beta & V_z^\beta \\ V_x^o & V_y^o & V_z^o \end{bmatrix} \begin{bmatrix} t_x \\ t_y \\ t_z \end{bmatrix} \quad (\text{II.57})$$

On peut simplifier l'équation (II.57) comme suit :

$$T_h \begin{bmatrix} v_\alpha^* \\ v_\beta^* \\ v_o^* \end{bmatrix} = v_{dc} [A] \begin{bmatrix} t_x \\ t_y \\ t_z \end{bmatrix} \quad (\text{II.58})$$

Avec $[A] = \frac{1}{v_{dc}} \begin{bmatrix} V_x^\alpha & V_y^\alpha & V_z^\alpha \\ V_x^\beta & V_y^\beta & V_z^\beta \\ V_x^o & V_y^o & V_z^o \end{bmatrix}$ est une matrice de projection spécifique à chaque position.

Ce qui donne :

$$\begin{bmatrix} t_x \\ t_y \\ t_z \end{bmatrix} = \frac{T_h}{v_{dc}} [A]^{-1} \begin{bmatrix} v_\alpha^* \\ v_\beta^* \\ v_o^* \end{bmatrix} \quad (\text{II.59})$$

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

$$t_0 = T_h - t_x - t_y - t_z \quad (\text{II.60})$$

Le tableau (C.1) donne la matrice de projection $[A]$ pour l'ensemble des tétraèdres, Le tableau (C.2) donne la matrice de projection inverse $[A]^{-1}$ pour l'ensemble des tétraèdres (voir annexe C)

3.2 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté la modélisation des onduleurs à **trois bras de deux et trois niveaux et quatre bras deux niveaux** ainsi que modulations vectorielles. Un algorithme d'équilibrage peut être envisagé dans le cas des onduleurs à trois niveaux. Pour la stratégie de commande de l'onduleur à quatre bras, nous avons choisi la commande vectorielle tridimensionnelle (3D SVM) car cette dernière permet le contrôle du courant du neutre en temps réel afin d'équilibrer les courants du réseau.

Chapitre IV

Développement d'un environnement de simulation de systèmes à pile à combustible

6.1 Introduction

La commande par mode glissant ont connu un essor considérable durant les dernières décennies [43][47][48][49]. Ceci est dû principalement à la propriété de convergence rapide et en temps fini des erreurs, ainsi que la grande robustesse par rapport aux erreurs de modélisation et des perturbations extérieures [42][47] [49][53]. La conception des régulateurs par les modes glissants prend en charge les problèmes de stabilité et des performances désirées d'une façon systématique. La mise en œuvre de cette méthode de commande nécessite principalement deux étapes. Tout d'abord on détermine une sortie fictive $s(x)$ appelée surface de glissement sur laquelle les objectifs des contrôles sont réalisés. Ensuite on calcule la loi de commande afin de ramener la trajectoire d'état à sortie et de la maintenir sur cette surface tout le temps [43][47][48][49][53], la commande obtenue étant discontinue.

Dans tout problème de commande pour certains systèmes la connaissance de toutes les variables d'état est une nécessité [43][51][53][55]. L'utilisation des capteurs pour la mesure est possible mais entraîne une augmentation du coût et de l'encombrement du système, surtout lorsque le nombre de variables est grand [52][53]. Il faut donc trouver une méthode qui permet de connaître l'état du système à partir de la connaissance des entrées et d'un nombre minimum de mesures. La fonction qui réalise la déduction du vecteur d'état à partir des connaissances des entrées et des sorties du système est appelée observateur [51][52][53][54]. Dans plusieurs applications dans le domaine de la commande, il est souhaitable d'avoir des estimateurs pour certaines variables qui ne sont pas mesurables en raison des contraintes techniques ou économiques [52][55][56][59].

Dans ce chapitre, nous nous intéresserons à la technique de commande par mode glissant. Notre objectif n'est pas de traiter en profondeur cette technique de commande, mais plutôt de présenter un bref rappel sur la commande par mode glissant puis, d'appliquer cette technique dans la commande du filtre actif parallèle.

6.2 Commande par mode de glissement

6.2.1 Principe de la commande par mode de glissement des systèmes à structure variable

La technique de commande par mode glissant (en anglais: Sliding Mode) est un mode de fonctionnement particulier des systèmes de réglage à structure variable. Le principe de la commande par modes glissants est de contraindre le système à atteindre une surface donnée (la surface étant définie par un ensemble de relation statique entre les variables d'état du système) pour, ensuite, y rester. La synthèse d'une loi de commande par modes glissants se déroule en deux temps ;

- Une surface est déterminée en fonction des objectifs de commande et des propriétés statiques et dynamiques désirées pour le système bouclé

- Une loi de commande discontinue est synthétisée de manière à contraindre les trajectoires d'état du système à atteindre et, ensuite, à rester sur cette surface en dépit d'incertitudes, les variations des paramètres

Un système à structure variable est un système qui peut changer sa structure en faisant commuter sa commande entre deux valeurs, suivant une logique de commutation bien spécifiée comme illustre dans la figure (V.1). La commutation entre deux valeurs est définie par la loi suivante [63]:

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

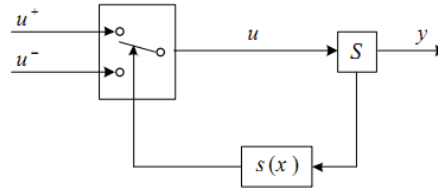


Figure V-1: Configuration en changeant la structure par commutation d'interrupteur[63]

Cette configuration de base pour les systèmes à structure variable peut aussi appeler 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 " [25].

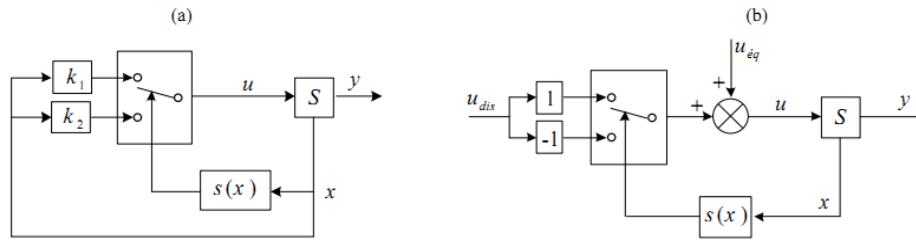


Figure V-2: Configuration de base pour les systèmes à structure variable :(a) : Structure de régulation par commutation au niveau de la contre réaction d'état, (b) : Structure de régulation par ajout de la commande équivalente [25].

6.2.2 Choix de la surface de glissement

Le choix de la surface de glissement concerne le nombre et la forme des fonctions nécessaires. Ces deux facteurs dépendent de l'application et de l'objectif visé.

Pour un système défini par l'équation (V.2), le vecteur de la surface S a la même dimension que le vecteur de commande u.

$$\dot{x} = f(x,t) + g(x,t)u \quad (\text{V.2})$$

La surface de glissement est une fonction scalaire telle que la variable à régler glisse sur cette surface et tend vers l'origine du plan de phase [42][47][48][49]. La forme non-linéaire est une fonction de l'erreur sur la variable à régler x[43][47][48][49].

Dans certains ouvrages [42], on trouve une forme de la surface de glissement qui est fonction de l'écart sur la variable à régler x , elle est donnée par :

$$s(x) = \left(\frac{d}{dt} + \lambda\right)e(x)$$

Avec : $e(x)$: l'écart entre la variable à régler et sa référence; ($e(x) = y_i^* - y_i$)

λ : Est une constante positive ;

r : Est le degré relatif de variable, il représente le nombre de fois qu'il faut dériver la sortie pour faire

apparaître la commande, tel que : ($\frac{\partial S}{\partial u} \neq 0$) assurant la contrôlabilité, $s(x)$ est une équation

différentielle linéaire autonome dont la réponse $e_y(x)$ tend vers zéro pour un choix correct du gain λ et c'est l'objectif de la commande [42][47][48][49].

6.2.3 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 [49]. On présente deux types de conditions qui sont :

6.2.3.1 Fonction discrète de commutation

C'est la première condition de convergence, elle est proposée et étudiée par [49]. Il s'agit de donner à la surface une dynamique convergente vers zéro. Elle est donnée par:

$$\begin{pmatrix} \dot{s}(x) > 0 & \text{si } s(x) < 0 \\ \dot{s}(x) < 0 & \text{si } s(x) > 0 \end{pmatrix} \Rightarrow \dot{s}(x)s(x) < 0 \quad (\text{V.4})$$

6.2.3.2 Fonction de Lyapunov

Il s'agit de choisir une fonction candidate de Lyapunov ($V(x) > 0$) (fonction scalaire positive) pour les variables d'état du système et de choisir une loi de commande qui fera décroître cette fonction ($\dot{V}(x) < 0$) En définissant par exemple une fonction candidate de Lyapunov pour le système comme suit :

$$V(x) = \frac{1}{2} s^2(x) \quad (\text{V.5})$$

La dérivée de cette fonction est :

$$\dot{V}(x) = s(\dot{x})s(x) \quad (\text{V.6})$$

Pour que la fonction $V(x)$ puisse décroître, il suffit d'assurer que sa dérivée soit négative. Ceci n'est vérifiée que si la condition (V.4) est vérifiée. L'équation (V.5) 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 [49].

6.3 Commande par mode glissant du filtre actif parallèle à quatre bras

Le schéma bloc de cette commande est représenté par la figure (V-11) :

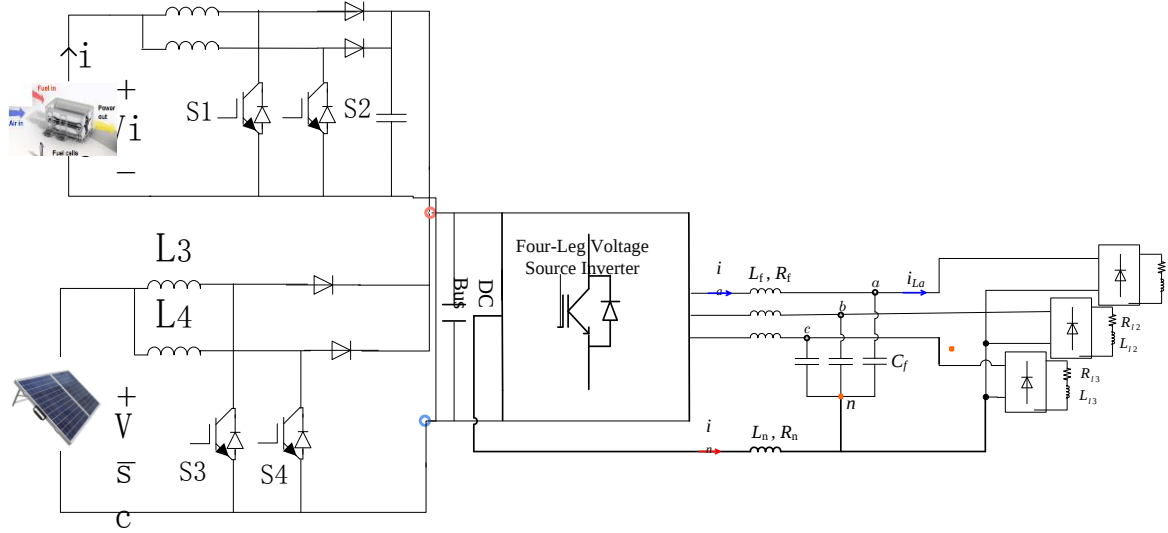


Figure V-11: Module de conversion avec filtre LCL d'interconnexion à quatre bras

Dans le repère stationnaire, le modèle du filtre actif parallèle est donné par l'équation (II.42)

Dans ce cas, le modèle du premier sous-système devient :

$$\mathbf{v}_i = \mathbf{v}_f + R_f \mathbf{i}_f + L_f \frac{d\mathbf{i}_f}{dt} - \left(R_n \mathbf{i}_n + L_n \frac{d\mathbf{i}_n}{dt} \right) \quad (\text{V.37})$$

$$C_f \frac{d\mathbf{v}_f}{dt} = \mathbf{i}_f - \mathbf{i}_{L_{abc}}$$

Les tensions $\mathbf{v}_i = [v_{uo}, v_{vo}, v_{wo}]^T$, $\mathbf{v}_f = [v_{an}, v_{bn}, v_{cn}]^T$, sont choisies comme grandeurs de commande tandis que les courants du filtre $\mathbf{i}_f = [i_a, i_b, i_c]^T$, $\mathbf{i}_{L_{abc}} = [i_{La}, i_{Lb}, i_{Lc}]^T$, $\mathbf{i}_n = [i_n, i_n, i_n]^T$.

The LC filter line current and output voltage equations are obtained after elementary calculation into a synchronous Park reference frame.

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A} \mathbf{x} + \mathbf{B} \mathbf{u} + \mathbf{L} \mathbf{d} \\ \mathbf{y} = \mathbf{C} \mathbf{x} = \mathbf{I}_6 \mathbf{x} \end{cases} \quad (\text{V.38})$$

$$\text{Avec } \mathbf{A} = \begin{bmatrix} -\frac{R_f+3R_n}{L_f+3L_n} & 0 & 0 & \frac{-1}{L_f+3L_n} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{-R_f}{L_f} & \omega & 0 & \frac{-1}{L_f} & 0 \\ 0 & -\omega & \frac{-R_f}{L_f} & 0 & 0 & \frac{-1}{L_f} \\ \frac{1}{C_f} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{C_f} & 0 & 0 & 0 & \omega \\ 0 & 0 & \frac{1}{C_f} & 0 & -\omega & 0 \end{bmatrix}, \mathbf{B} = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_f+3L_n} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_f} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{L_f} \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, \mathbf{L} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ \frac{-1}{C_f} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{-1}{C_f} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{-1}{C_f} \end{bmatrix},$$

$\mathbf{x} = [i_0, i_d, i_q, v_{c0}, v_{cd}, v_{cq}]^T$ est vecteur de l'espace d'état, $\mathbf{u} = [u_0, u_d, u_q]^T$ sont choisis comme grandeurs de sortie et $\mathbf{d} = \mathbf{i}_L = [i_{L0}, i_{Ld}, i_{Lq}]^T$ présente la charge de distribution. $\mathbf{C} = \mathbf{I}_6$

La transformation park est utilisée pour retrouver les grandeurs triphasées correspondantes: $\mathbf{u} = [u_0, u_d, u_q]^T = \mathbf{P}(\theta)\mathbf{v}_i$, $\mathbf{v}_c = [v_{c0}, v_{cd}, v_{cq}]^T = \mathbf{P}(\theta)\mathbf{v}_f$, $\mathbf{i} = [i_0, i_d, i_q]^T = \mathbf{P}(\theta)\mathbf{i}_f$, $\mathbf{i}_L = [i_{L0}, i_{Ld}, i_{Lq}]^T = \mathbf{P}(\theta)\mathbf{i}_{L_abc}$.

6.3.1 Régulations des courants

Les trois premières équations du système (IV.37) sont utilisées pour réguler les courants $i_{f\alpha}$, $i_{f\beta}$ et i_{f0} ou les tensions $v_{f\alpha}^*$, $v_{f\beta}^*$ et v_{f0}^* sont choisies comme grandeurs de commande. Ecrivons ces trois équations sous la forme matricielle suivante :

$$\dot{\mathbf{y}}_v = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \omega & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -\omega & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \mathbf{y}_v + \begin{bmatrix} \frac{1}{C_f} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{C_f} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{C_f} \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \mathbf{u}_v + \begin{bmatrix} \frac{-i_{L0}}{C_f} \\ \frac{-i_{Ld}}{C_f} \\ \frac{-i_{Lq}}{C_f} \\ -v_{c0}^{Ref} \\ -v_{cd}^{Ref} \\ -v_{cq}^{Ref} \end{bmatrix}$$

Avec : Les trois surfaces de glissement sont comme suit :

$$\mathbf{s}_v = \dot{\boldsymbol{\zeta}}_v + \mathbf{K}_v \boldsymbol{\zeta}_v \quad (\text{V.39})$$

Avec :

$$\mathbf{S} = \begin{bmatrix} s_\alpha \\ s_\beta \\ s_o \end{bmatrix}, \mathbf{K} = \begin{bmatrix} k_\alpha & 0 & 0 \\ 0 & k_\beta & 0 \\ 0 & 0 & k_o \end{bmatrix}; \mathbf{K}_I = \begin{bmatrix} k_{i\alpha} & 0 & 0 \\ 0 & k_{i\beta} & 0 \\ 0 & 0 & k_{io} \end{bmatrix} \quad (\text{V.40})$$

La dérivée de (V.40), donne :

$$\dot{\mathbf{s}}_v = -\boldsymbol{\lambda}_v \mathbf{s}_v - \mathbf{L}_v \mathbf{b} \operatorname{sgn}(\mathbf{s}_v) = \mathbf{G}_v (\dot{\mathbf{y}}_v - \dot{\mathbf{y}}_v^{Ref}) \quad (\text{V.41})$$

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

$$\dot{\mathbf{i}}^{Ref} = [\mathbf{G}_v \mathbf{B}_v]^{-1} \left[-\lambda_v \mathbf{s}_v - \mathbf{L}_v \text{sgn}(\mathbf{s}_v) - \mathbf{G}_v \mathbf{A}_v \mathbf{Y}_v - \mathbf{G}_v \mathbf{C}_v + \mathbf{G}_v \dot{\mathbf{Y}}_v^{Ref} \right] \quad (\text{V.42})$$

La commande équivalente doit être renforcée par une autre commande dite discontinue définie selon l'équation (V.1) comme suit :

$$\mathbf{u}_{dis} = \begin{bmatrix} u_{dis\alpha} \\ u_{dis\beta} \\ u_{diso} \end{bmatrix} = \mathbf{u}_n \text{sign}(\mathbf{S}) \quad (\text{V.43})$$

Avec

$$\mathbf{u}_n = \begin{bmatrix} u_{\alpha \max} \\ u_{\beta \max} \\ u_{o \max} \end{bmatrix}$$

Enfin, on détermine la commande globale à partir des équations (V.42) et (V.43) comme suit:

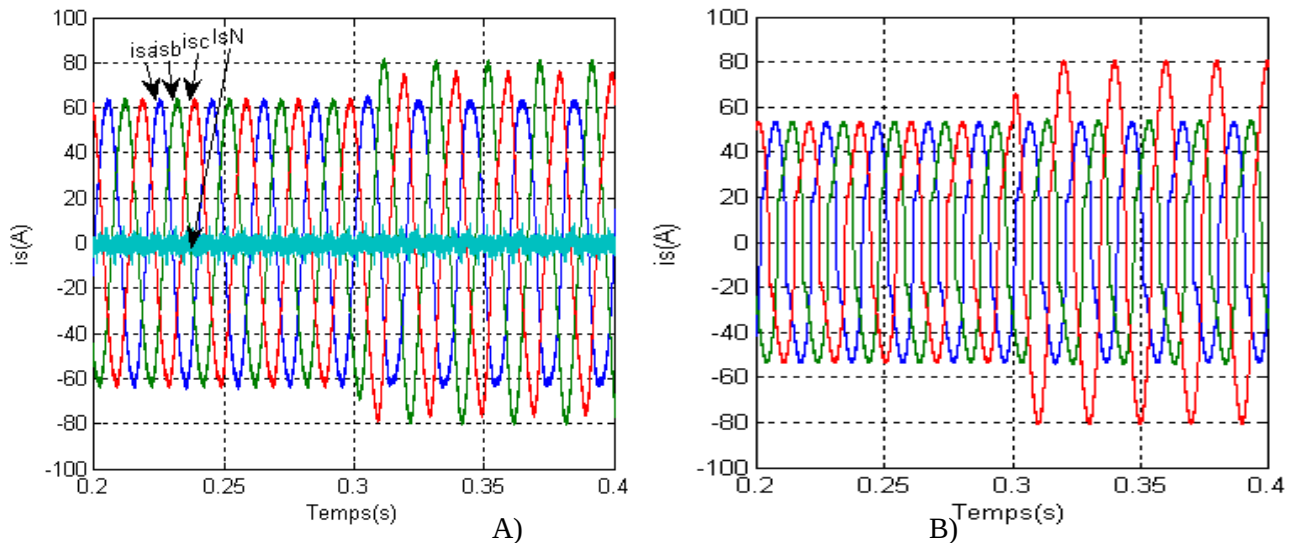
$$\boldsymbol{\zeta}_v = \begin{bmatrix} \zeta_{v0} \\ \zeta_{vd} \\ \zeta_{vq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{c0} \\ v_{cd} \\ v_{cq} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} v_{ac0}^{Ref} \\ v_{acd}^{Ref} \\ v_{acq}^{Ref} \end{bmatrix} \quad (\text{V.44})$$

6.3.2 Résultats de simulation

La simulation de la commande Mode glissant du filtre à quatre bras alimenté en tension a été réalisée sous les conditions suivantes :

- La fréquence de commutation : $f_s = 14 \text{ kHz}$.
- La référence de la tension continue : $V_{dc \text{ ref}} = 700 \text{ V}$.

Les résultats de simulation sont donnés par la figure (IV.11) :



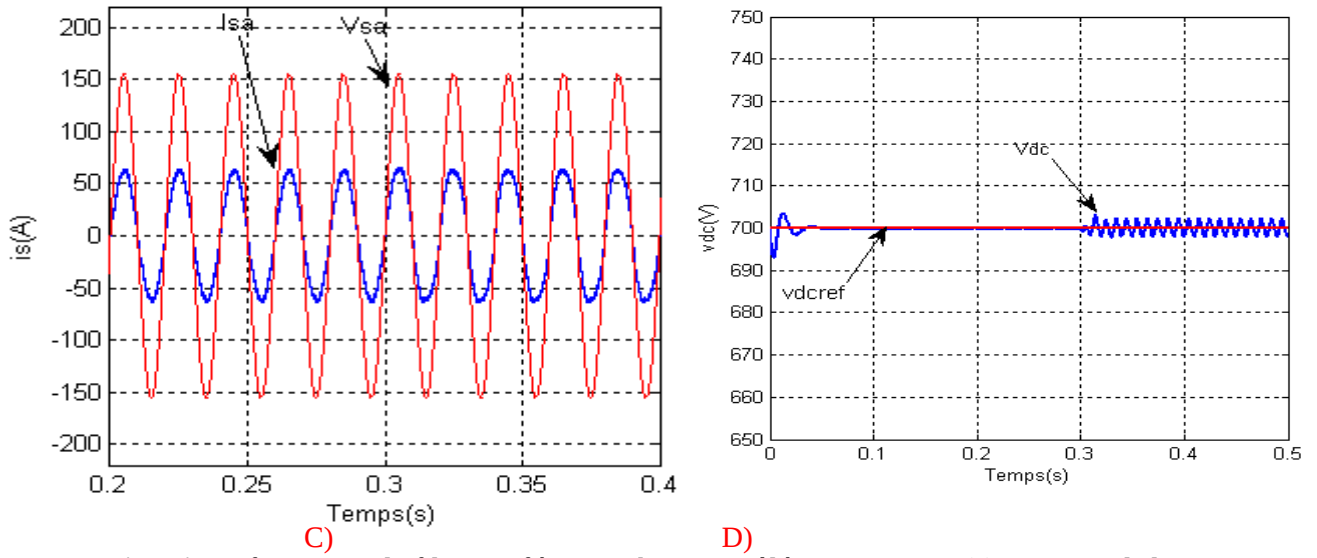


Figure (V.11): Performances du filtre actif à quatre bras contrôlé par CV-SMC (a) Courants de la source après filtrage . (b) Courants de la charge, (c) Courant et tension de source de la première phase après filtrage D) Tension aux bornes du condensateur

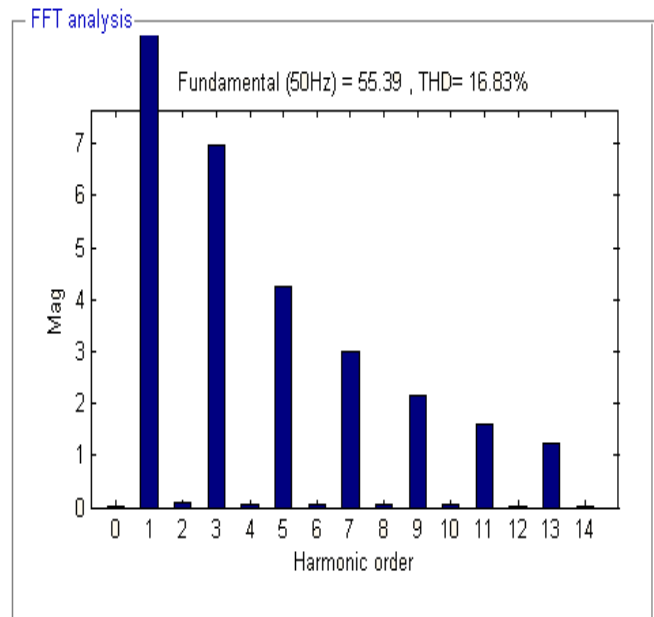
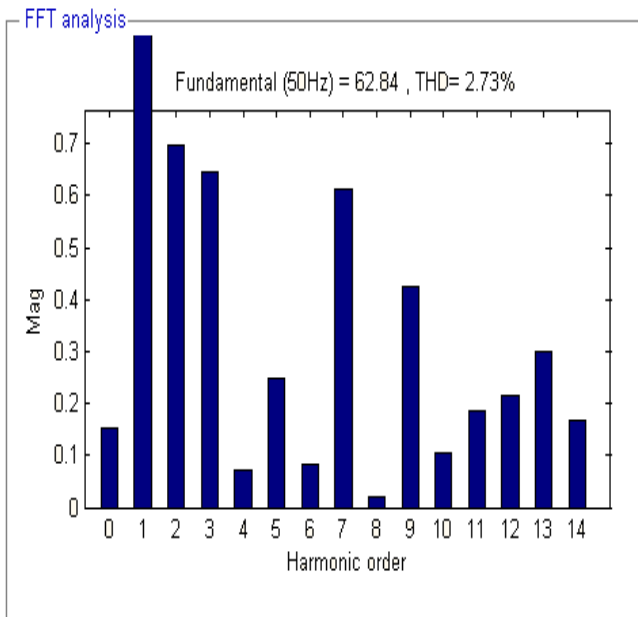


Figure V.11 (suite): Spectre harmonique du courant de source de la première phase

(E) Spectre harmonique du courant de la première phase après filtrage, (F) Spectre harmonique du courant de la première phase avant le filtrage.

La figure (V.11-a) représente la forme du courant de la source après le filtrage. On remarque que la forme du courant de la source après le filtrage est sinusoïdale. Ce qui prouve l'efficacité du dispositif de filtrage. Lors de la variation de la charge continue, le courant de la source passe par un régime transitoire pendant 0.08s.

La figure (V.11 -b) représente la forme du courant de la charge. Il s'agit d'un courant très déformé et non sinusoïdale.

Le courant du réseau est toujours en phase avec la tension correspondante et le facteur de puissance est unitaire comme le montre la figure (V.11-c).

La figure (V.11-D) montrent l'allure du courant de neutre de valeur maximale égale à 2 A.

La figure (V.11-e) présente la forme de la tension aux bornes du condensateur lors de la variation de la charge. Cette tension passe par un transitoire ne dépassant pas 0.08s.

Le THD du courant de la première phase de la source est donné par la figure (V.11.F).

Conclusion

Dans ce chapitre, deux stratégies de commande ont été développées à partir du modèle de convertisseur

La première stratégie, nous avons présenté un observateur par mode de glissement destiné à reconstruire les flux virtuels du réseau. L'idée est de construire le modèle en courant du réseau ce qui permet par la suite d'estimer les flux virtuels.

Dans la deuxième partie de ce chapitre, nous avons mis en œuvre la nouvelle technique de contrôle des convertisseurs triphasés à quatre bras par mode glissant, qui permet est à ses derniers une absorption d'un courant sinusoïdal et augmenter leur Facteur de puissance, et assurant le filtrage actif. Nous constatons que le choix convenable des surfaces de commutation permet d'obtenir des hautes performances suite à la nature de la commande par mode glissant qui s'adapte bien aux systèmes non linéaires soumis à des perturbations.

A partir des résultats de simulation présentés dans ce chapitre, on conclut que le réglage par le mode glissant, apporte des améliorations remarquables par rapport aux régulateurs classiques PI.

En effet, les régulateurs par mode de glissement offrent de bonnes performances statique et dynamique traduites dans un temps de réponse plus court et sans dépassement. Ils assurent également une meilleure poursuite ainsi qu'un rejet quasi-total de la perturbation.

Les résultats de simulation montrent également que la méthode de commande par mode glissant améliore remarquablement le fonctionnement du filtre actif parallèle à quatre bras en termes d'amplitude du courant du neutre et du THD à comparer par rapport à l'application de la commande linéaire.

La validation expérimentale a confirmé les résultats de la simulation en ce qui concerne la possibilité d'utiliser un redresseur à MLI pour assurer le filtrage actif.

Conclusion générale et perspectives

Dans le nouveau contexte de changement majeur provoqué par l'ouverture du marché de l'énergie et l'évolution de la distribution électrique, par l'augmentation des productions alternatives « décentralisées » à cause du développement des énergies renouvelables. La pollution des réseaux électrique par les courants harmoniques est une conséquence inévitable de la prolifération depuis quelques années des charges non linéaires engendrant des courants harmoniques et des distorsions dans les différents réseaux électriques. Les effets des charges non linéaires peuvent modifier la tension nominale du réseau d'alimentation, engendrent des perturbations de l'onde sinusoïdale et produire des courants harmoniques susceptibles de perturber les bons fonctionnements d'autres appareils, par exemple la puissance réactive et des harmoniques qui affectent le rendement de l'onduleur et peuvent perturber le réseau.

L'étude réalisée au cours de ces travaux de thèse a porté sur l'amélioration des performances des interfaces de conversion d'énergie décentralisées. Nous avons proposé de nouvelles stratégies de contrôle assurant simultanément :

- une haute qualité de l'énergie exportée de la source à l'utilisateur ;
- des performances dynamiques élevées aussi bien en asservissement qu'en régulation ;
- une robustesse élevée vis-à-vis des variations paramétriques.

On a commencé cette thèse par une présentation des effets néfastes des perturbations harmoniques, et l'insuffisance des solutions classiques, dans le but de montrer la nécessité de trouver des nouvelles solutions économiques pour les systèmes photovoltaïques couplés avec la pile à combustible.

Par la suite nous proposons un système particulier de commande intelligent pour les convertisseurs qui sont capables de résister face aux perturbations sur les charges. L'amélioration de la qualité d'énergie électrique à travers une recherche de nouvelles stratégies de contrôle basées sur la MLI vectorielle stabilisante d'un système photovoltaïque et pile à combustible. Nous nous sommes orientés vers un filtre actif parallèle triphasé à base d'un onduleur de tension puisqu'il a l'avantage de délivrer une tension de sortie contenant moins d'harmoniques et la possibilité de fonctionner à forte puissance, par contre l'utilisation de la MLI vectorielle permet de travailler à fréquence de commutation constante, d'où une amélioration du taux de distorsion harmonique de la tension de sortie.

Afin, d'améliorer les performances de notre système, nous avons associé successivement la stratégie de contrôle par la méthode non-linéaire(mode de glissement). Les résultats de simulation ainsi obtenus, aussi bien en régime permanent qu'en transitoire ont montré la prédominance de la commande par mode glissant par rapport aux autres techniques tant au niveau performances qu'en THD.

La commande vectorielle tridimensionnelle est la méthode la plus adaptée au contrôle des convertisseurs à quatre bras dans les systèmes déséquilibrés à quatre fils avec un fil du neutre parcouru par un courant nul. Et nous avons présenté une méthodologie de commande robuste liée aux systèmes à structures variables, dont le but est de palier les inconvénients des commandes classiques. Ce contrôle est caractérisé par sa robustesse vis à vis des perturbations externes et internes. La surface de glissement est déterminée en fonction des performances désirées, tandis que la loi de commande est choisie dans le but d'assurer les conditions de convergence et de glissement c'est à dire, l'attractivité et l'invariance des surfaces de commutation. Enfin, nous avons étudié l'application du mode glissant pour la commande du filtre actif parallèle à quatre bras.

Ce travail constitue donc une solution très économique pour l'amélioration de la qualité de l'énergie électrique, en utilisant un seul convertisseur triphasé pour assurer la fois deux fonctions, à savoir

l'alimentation d'une charge, malgré toutes les perturbations, et la compensation des courants harmoniques générés par d'autres charges non linéaires.

Dans de futurs travaux de recherche, il nous paraît intéressant d'explorer les pistes suivantes :

-La synthèse de nouvelle table de commutations, une pour la minimisation des commutations et l'autre pour une bonne dynamique.

-Pour l'identification des différentes perturbations par l'utilisation de la théorie des puissances instantanées actives et réactives à la place de la théorie fréquentielle qui nécessite un temps de calcul élevé. D'autres algorithmes avancés tels que les réseaux neuronaux, neuro-floues peuvent être également envisagés.

- Etude du fonctionnement de l'onduleur multiniveaux en mode défaut

- Pour la commande MPPT nous pouvons envisager des méthodes avancées telles que celles à base des réseaux de neurones et des algorithmes génétiques.

- Utilisation des méthodes de commande non-linéaires adaptatives.

- La commande du système photovoltaïque couplé au réseau monophasé.

-Filtre actif parallèle

Bibliographie

- [1] K. Aliouane, " Contribution à l'étude du filtrage d'harmoniques des réseaux de distribution à l'aide de l'association des filtres actif et passif parallèle", Thèse de Doctorat de l'INPL-ENSEM, NANCY 1995.
- [2] T. Tran-Quoc, G.Rami, A.Almeida, N.Hadjsaid, J.C.Kieny, J.C.Sabonadiere, "Méthode et dispositif de régulation pour un dispositif de production décentralisée d'énergie, et installation comportant au moins deux dispositifs de production dotes dudit dispositif de régulation", Brevet d'invention international, Novembre 2005.
- [3] Thi Minh Chau LE "Couplage Onduleurs Photovoltaïques et Réseau, aspects contrôle/commande et rejet de perturbations" Thèse de Doctorat de l'université de grenoble, 2012.
- [4] Amaia Lopez De Heredia Bermeo, "Commandes avancées des systèmes dédiés à l'amélioration de la qualité de l'énergie : de la basse tension à la montée en tension", Thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Grenoble, 14 novembre 2006.
- [5] T. Tran-Quoc, C. Andrieu, N. Hadjsaid, "Technical impacts of small distributed generation units on LV networks", IEEE/PES General Meeting 2003, Canada, June 2003
- [6] Mustapha SARRA, "CONTRIBUTION A L'ETUDE DES FILTRES ACTIFS HYBRIDES", Thèse de Doctorat de l'université de SETIF 2012.
- [7] MICHEL Villosz, Energie solaire photovoltaïque, 2^{ème} édition, le Moniteur, 2005.
- [8] T. Tran-Quoc, C. Le Thi Minh, S. Bacha, C. Kieny, N. Hadjsaid, C. Duvauchelle, A. Almeida, "Local voltage control of PVs in distribution networks", CIRED, Prague, Czech Republic, 8-11 May 2009
- [9] T. Tran-Quoc, "Interactions entre onduleurs/réseau et nouveau concept d'un onduleur photovoltaïque plus intelligent, Présentation aux journées d'innovation du IDEA", Annecy, le 8 Mai 2010
- [10] FORTIN André, Analyse numérique pour ingénieurs, 2^{ème} édition, Presses internationales polytechnique, 1996.
- [11] BELHAOUCHET NOURI, "Fonctionnement à Fréquence de Commutation Constante des Convertisseurs de Puissance en Utilisant des Techniques de Commande Avancées Application : Amélioration de la Qualité de l'Energie", Thèse de Doctorat de l'université de SETIF 2011.
- [12] CID PASTOR Angel, "Conception et réalisation de modules photovoltaïques électroniques", Thèse de Doctorat de l'Institut Nationale des Sciences Appliquées de Toulouse, Septembre 2006.
- [13] AIT-CHEIKH Salah Mohamed, "Etude, investigation et conception d'algorithmes de commande appliqués aux systèmes photovoltaïques", Thèse de Doctorat de l'Ecole Nationale Polytechnique, Décembre 2007.
- [14] Hadji Seddik, "Correction du facteur de puissance dans les systèmes de traction alimentés en courant alternatif monophasé", Thèse de doctorat, École Nationale Polytechnique, El Harrache, Alger, Algérie, Décembre 2007.

- [15] HART Daniel, Introduction to power electronics, Prentice Hall Inc , 1996.
- [16] DENOUN Hakim “Contribution à L’étude et la Réalisation Des convertisseurs AC /DC à M.L.I à Facteur de Puissance Unitaire”, Thèse de doctorat, Université de tizi-ouzou 2012.
- [17] Madiha CHARRADA “Étude de Qualité et de Stabilité des Réseaux Aéronautiques Embarqués HVDC” Thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Toulouse, Février 2013
- [18] MUKIND R . Patel, Wind and solar power systems, CRC Press, 1999.
- [19] M. Shafiee Koor, "Amélioration de la qualité de l'énergie à l'aide de compensateurs actifs : série, parallèle ou conditionneurs unifiés de réseaux électriques", Thèse de doctorat, Ecole Polytechnique de l'Université de Nantes, Nantes, 2006.
- [20] A. Bouafia, "Techniques de commande prédictive et floue pour les systèmes d'électronique de puissance: application aux redresseurs à MLI", Thèse de Doctorat de l'Université Ferhat Abbas, Setif, 2010.
- [21] G. serguier, Electronique de puissance, structures applications, Editions DUNDO, 2004
- [22] Hind Djeghloud “Filtrage Actif de Puissance ”, Thèse de doctorat, Université Mentouri, Constantine, Décembre 2007
- [23] A.M. trznadlowski, "Introduction to Modern Power Electronics" Chapter 2, pp.65-91, & Chapter 7, pp. 273-364, Ed. John Wiley & Sons, New York, 1998.
- [24] T. Gouraud, “ Identification et rejet de perturbations harmoniques dans des réseaux de distribution électrique”, Thèse de Doctorat, Ecole Centrale de Nantes, Janvier 1997.
- [25] M. A. Alali, “ Contribution à l’étude des compensateurs actifs des réseaux électriques basse tension ”, Thèse Doctorat, Université Louis Pasteur, Strasbourg I, 2002.
- [26] François Defaÿ “Commande Prédictive Directe d’un Convertisseur Multicellulaire Triphasé Pour Une Application de Filtrage Actif”. Thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Toulouse, Décembre 2008
- [27] Marcelo C.CAVALCANTI, Gustavo M.S.AZEVEDO “Unified Power quality Conductionner in Grid Connected Photovoltaic System” Electrical Power Quality and utilisation, Journal Vol. XII, No, 2, 2006.
- [28] A.S. Toledo, “Commande directe et observation des convertisseurs de puissance: application à l’onduleur de tension triphasé”, Thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Grenoble, Novembre 2000
- [29] Patricio Flores, Juan Dixon, “ Static Var Compensator and Active Power Filter With Power Injection Capability, Using 27-Level Inverters and Photovoltaic Cells”, IEEE Transactions On Industrial Electronics, VOL. 56, NO. 1, JANUARY 2009
- [30] M. C. Cavalcanti, G. M. S. Azevedo, “ A Grid Connected Photovoltaic Generation System With Harmonic and Reactive Power Compensation”. 8th Power Electronics Brazilian Conference, COBEP, Recife p. 135-140, 2005..

- [31] S. Petibon, "Nouvelles architectures distribuées de gestion et de conversion de l'énergie pour les applications photovoltaïques", thèse de Doctorat de l'université de Toulouse, 2009.
- [32] S. Vighetti, "Systèmes photovoltaïques raccordés au réseau : Choix et dimensionnement des étages de conversion", thèse de Doctorat de l'université de Grenoble, 2010.
- [33] Y. Pankow, "Etude de l'intégration de la production décentralisée dans un réseau basse tension". Thèse de doctorat de l'école Nationale supérieure d'Art et Métiers, décembre 2004.
- [34] M. Cichowlas, "PWM Rectifier with Active Filtering", Ph.D. Thesis, Warsaw University of Technology Faculty of Electrical Engineering Institute of Control and Industrial Electronics, Warsaw, Poland 2004
- [35] T. Ghennam, M. K. Darwish "A Hybrid Parallel Active Filter / Off-Line UPS Unit for Computer Loads", Electrical Power Quality and Utilization, Journal, Vol. XIV, no. 2, 2008.
- [36] T. Mosbahi, T. Ghennam, E.M. Berkouk, "Control of a Wind Energy Conversion System With Active Filtering Function", IEEE-International conference on power engineering, energy and electrical drives (IEEE-POWERENG 2011), Torremolinos (Malaga), Spain, 11-13 May 2011.
- [37] Nabae, I. Takahashi and H. Ahagi, "A New Neutral Point Clamped PWM Inverter", IEEE Transaction on Industry Application, vol. 17, no. 5, September/October 1981
- [38] C. CABAL, « Optimisation énergétique de l'étage d'adaptation électronique dédié à la conversion photovoltaïque », Thèse de Doctorat, université de Toulouse 2008.
- [39] 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.
- [40] A.T. SINGO, « Système d'alimentation photovoltaïque avec stockage hybride pour l'habitat énergétiquement autonome », Thèse de Doctorat, l'Université Henri Poincaré, Nancy-I 2010.
- [41] K. Azeddine, "Etude d'une Commande Non-Linéaire Adaptative d'une Machine Synchrone à Aimants Permanents", Ph. D. Thèse, Université Laval, Québec, Novembre 2000
- [42] F. ABDULGALIL "Commande nonlinéaire dans les systèmes de forage pétrolier : contribution à la suppression du phénomène de STICK-SLIP" Thèse de Doctorat, Univ. Paris XI Orsay, 2006
- [43] A. Isidori, "Nonlinear Control Systems", Springer, Berlin, 1995
- [44] A. Hadri-Hamida, A. Allag, M. Y. Hammoudi, S. M. Mimoune, S. Zerouali, M. Y. Ayad, M. Becherif, E. Miliani, A. Miraoui, "A Nonlinear Adaptive Backstepping Approach Applied to a Three phase PWM AC-DC Converter Feeding Induction Heating", Communications in Nonlinear Science and Numerical Simulation, vol. 14, no. 4, pp. 1515-1525, 2009
- [45] L. N. Paquin, "Application du Backstepping à une Colonne de Flottation", maître des sciences (MSC), Département des Mines et Métallurgie Faculté des Sciences et de Génie Université Laval, Juillet 2000
- [46] R. Osorio, M. Ponce, M. A. Oliver, V. H. Olivares, and M. Juárez, "Analysis and Design of Discrete Sliding Mode Control for a Non resonant Electronic Ballast", HAIT Journal of Science and Engineering B, vol. 2, pp. 625-637, 2005

- [47] H. Guldemi, "Sliding Mode Control of DC-DC Boost Converter", Journal of Applied Sciences vol. 5, no. 3, pp. 588-592, 2005
- [48] Y. Harbouche, L. Khellache and R. Abdessemed, "Sliding Mode Control of the Double Fed Asynchronous Machine Applied by Current Sources", Asian Journal of Information Technology, vol. 6, no. 3, pp. 362-368, 2007
- [49] V. Utkin, "Variable Structure Systems with Sliding Modes", IEEE Transactions on Automatic Control, Vol. AC-22, No.1, April 1977, pp. 212-222
- [50] J. E. Slotine, "Sliding Controller Design for Nonlinear Systems", Int. J. Control, Vol. 40, No.2, 1984, pp. 421-434.
- [51] M.C. SosseAlaoui, "Commande et observateur par modes glissants d'un système de pompage et d'un bras manipulateur" ; Thèse de Doctorat de l'Université Sidi Mohammed ben Abdellah, fès, maroc, 2009.
- [52] Michal Knapczyk, M. Sc," Nonlinear control strategies of AC/DC line-side converters using sliding-mode approach", Thèse de Doctorat de l'Université de Technologie de Worclow, Poland, 2008.
- [53] Khelifa BENMANSOUR''Réalisation d'un banc d'essai pour la Commande et l'observation des convertisseurs Multicellulaires série : Approche hybride'' Thèse de Doctorat de l'Université de Cergy pontoise 2009.
- [54] Ali DJERIOUI, K. ALIOUANE, F.BOUCHAFAA, M. AISSANI «DPC-switching table control for PWM Rectifier With the function of an Active Power Filter Based on a Novel Virtual Flux Observer », INTERNATIONAL JOURNAL OF SCIENTIFIC & ENGINEERING RESEARCH, VOLUME 3, ISSUE 10, OCTOBER-2012 ISSN 2229-5518 factor impact =1.4
- [55] Ali DJERIOUI, K. ALIOUANE, F.BOUCHAFAA «Sliding Mode Observer of a Power Quality in Grid Connected Renewable Energy System » INTERNATIONAL JOURNAL of RENEWABLE ENERGY RESEARCH Vol.2, No.4, 2012,
- [56] Ali DJERIOUI, K. ALIOUANE, F.BOUCHAFAA, M. AISSANI «Direct power Control strategy for PWM Rectifier With the function of an Active Power Filter Based on a Novel Virtual Flux Observer » JOURNAL ELECTRICAL ENGINEERING , VOLUME 13/2013 edition 1 factor impact =0.967;
- [57] Mansour Bouzidi, Adekader Benaissa, Said Barkat , Ali DJERIOUI, «Application of Backstepping to the Virtual Flux Oriented Control for Three- Phase Shunt Active Power Filter»? JOURNAL ELECTRICAL ENGINEERING VOLUME 13/2013 edition 4 factor impact =0.967;
- [58] Ali DJERIOUI, K. ALIOUANE, F.BOUCHAFAA « Sliding Mode Observer of a Grid Connected Photovoltaic Generation System with Active Filtering Function » Global Journal of Researches in Engineering Volume 13-F Issue 8 Version 1.0.

- [59] Ali DJERIOUI, K. ALIOUANE, F. BOUCHAFAA, « SLIDING MODE DIRECT POWER CONTROL STRATEGY OF A POWER QUALITY BASED ON A SLIDING MODE OBSERVER » International Journal of Electrical Power and Energy Systems 56 (2014) 325–331 (Elsevier)
- [60] BARKAT Said, 'Modélisation et commande d'un onduleur à sept niveaux à diodes flottantes : Application à la conduite d'une machine asynchrone' Thèse de doctorat, École Nationale Polytechnique, El Harrache, Alger, Algérie, Décembre 2007.
- [61] Sergio Aurtenechea Larrinaga, Predictive control of the 2L-VSI and 3L-NPC VSI based on direct power control for MV grid-connected power applications, PHD Dissertation in University of Mondragon (Spain), 2007.
- [62] Hakim Gheraia, Etude de différentes cascades à onduleur NPC à sept niveaux. Application à la conduite de la machine asynchrone triphasée, Thèse de Doctorat de l'Ecole Nationale Polytechnique d'Alger, 2008
- [63] Farid Bouchafaa, Etude et commande de différentes cascades à onduler à neuf niveaux à structure NPC : Application à la conduite d'une MSAP, Thèse de Doctorat de l'Ecole Nationale Polytechnique d'Alger, 2006.
- [64] Abdelaziz Talha, Etude de différentes cascades de l'onduler à sept niveaux à structure NPC. Application à la conduite d'une machine synchrone à aimants permanents, Thèse de Doctorat de l'Ecole Nationale Polytechnique d'Alger, 2004.
- [65] Redha Chibani, Application de l'automatique aux cascades à onduleurs à cinq niveaux à structure NPC, Thèse de Doctorat de l'Ecole Nationale Polytechnique d'Alger, 2007.
- [66] S. Barkati, E. M. Berkouk and M.S. Boucherit, "Control of the dc-buses of a seven-level diode clamped inverter using type-2 fuzzy systems," The Mediterranean Journal of Measurement and Control, Vol. 2, No. 4, October 2006, pp. 161-168.
- [67] Said Barkati, Lotfi Baghli, El Madjid Berkouk and Mohamed-Seghir Boucherit, "Harmonic elimination in diode-clamped multilevel inverter using evolutionary algorithms," Electric Power Systems Research, Vol. 78, No. 10, 2008, pp. 1736-1746.
- [68] Kheireddine Chafaa, "Structures d'identification et de commande des systèmes non linéaire, Thèse de Doctorat de l'Université de Batna, 2006.
- [68] Jing Ning and Yuyao He, "Phase-shifted suboptimal pulse-width modulation strategy for multilevel inverter," Proceeding of IEEE 1st Conference on Industrial Electronics and Applications, Singapore, May 2006, pp. 1-5.
- [69] Abdelaziz Talha, El-Madjid Berkouk and Mohamed Seghir Boucherit, "Study and control of two-level PWM rectifier-clamping bridge-seven-level NPC VSI cascade: Application to PMSM speed control," European Transactions on Electrical Power, Vol. 16, 2006, pp. 93-107
- [70] E. M. Berkouk, Contribution à la conduite des machines asynchrones monophasée et triphasée alimentées par des convertisseurs directs et indirects, application aux gradateurs et onduleurs multiniveaux, Thèse de Doctorat du Conservatoire National des Arts et Métiers de Paris, 1995.
- [71] O. Bouhali, B. Francois, E. M. Berkouk and C. Saudemont, "DC link capacitor voltage balancing in a three-phase diode clamped inverter controlled by a direct space vector of line-

to-line voltages,” IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 22, No. 5, September 2007, pp. 1636-1648.

[72] Tarak GHENNAM “Supervision d’une ferme éolienne pour son intégration dans la gestion d’un réseau électrique, Apports des convertisseurs multi niveaux au réglage des éoliennes à base de machine asynchrone à double alimentation” Doctorat Délivre Conjointement Par L’école Centrale De Lille Et L’école Militaire Polytechnique D’alger 2011

[73] M. C. Wong, Z. Y. Zhao, Y. D. Han, and L. B. Zhao, “Three-dimensional pulse-width modulation technique in three-level power inverters for three-phase four-wired system,” IEEE Transaction on Power Electronics, vol. 16, no. 3, pp. 418–427, May 2001

[73] TRAN Quoc Tuan, BACHA Seddik, chapitre 6: “système photovoltaïques raccordés au réseau”, Livre : La distribution d’énergie électrique en présence de production décentralisée, Edition Lavoisier, 2010.

[74] G. H. Bode, D. N. Zmood, P. C. Loh, and D. G. Holmes, “A novel hysteresis current controller for multilevel single phase voltage source inverters,” IEEE Power Electronics Specialist Conference (PESC2001), vol. 4, pp. 1845-1850, June 17-21, 2001.

[75] B. P. Grath, D. G. Holmes, and T. Meynard, “Reduced PWM harmonic distortion for multilevel inverters operating over a wide modulation range,” IEEE Trans. Power Electron., vol. 21, no. 4, pp. 941–949, Jul. 2006.

[76] A. K. Gupta and A. M. Khambadkone, “A space vector PWM scheme for multilevel inverters based on two-level space vector PWM” , Transaction on Industrial Electronics, vol. 53, no. 5, pp. 1631–1639, October 2006.

[78] A. K. Gupta and A. M. Khambadkone, “A General Space Vector PWM Algorithm for Multilevel Inverters, Including Operation in Over modulation Range,” IEEE Transaction on Power Electronics, vol. 22, no. 2, pp 517–526, Mar. 2007.

[79] S. Lakshminarayanan, G. Mondal, P. N. Tekwani, K. K. Mohapatra, and K. Gopakumar “Twelve-sided Polygonal Voltage Space Vector Based Multilevel Inverter for an Induction Motor Drive With Common-mode voltage elimination,” Transaction on Industrial Electronics, vol. 54. no. 5, pp. 2761–2768, October 2007.

[80] P. C. Loh, G. H. Bode, and P. C. Tan, “Modular hysteresis current control of hybrid multilevel inverters” , IEE Proceeding on Electric Power Applications, vol. 152, no. 1, pp. 1–8, January 2005.

[81] O. López, J. Alvarez, J. D. Gandoy, and F. D. Freijedo, “Multilevel Multiphase Space Vector PWM Algorithm,” IEEE Transaction on Industrial Electronics, vol. 55, no. 5, pp. 1933–1942, May 2008.

[82] T. Ghennam, E.M. Berkouk, and B. Francois, “Three-level inverter controlled by means of vector hysteresis current control. Application to back to back structure”, in Proc. IEEE International Symposium on Industrial Electronics (IEEE ISIE 2002), pp. 998-1003, June 4-7 2007.

[83] Rabia Guedouani, “Etude et Commande des Différentes Cascades Redresseurs de Tension Triphasé MLI - Onduleur de Tension à Cinq Niveaux. Application à la Conduite de la Machine Asynchrone de Forte Puissance”, Thèse de Doctorat, Ecole Nationale Supérieure Polytechnique, Alger, 2009.

- [84]D. Lalili, E.M. Berkouk, F. Boudjema ,N. Lourci, N.Ikhlef '' Neutral Point Potential Control For Three Level Inverter Using Simplified Space Vector PWM'' Fourth International Multi-Conference on Systems, Signals & Devices March 19-22, 2007 – Hammamet, Tunisia
- [85] Lalili D., Berkouk E. M., Boudjema F. , Lourci N.,Taleb T. and Petzold, J., “Simplified space vector PWM algorithm for three-level inverter with neutral point potential control”, The Mediterranean Journal of Measurement and Control, Vol.3, No. 1, January 2007, pp. 30-39.
- [86] Nikola Celanovic'' Space Vector Modulation and Control of Multilevel Converters'' Thèse de Doctorat, Virginia Polytechnic Institute and State University, Virginia, 2000.
- [87]M . Ucar, E. Ozdemir, “Control of a 3-phase 4-leg active power filter under non-ideal mains voltage condition”, Electric Power Systems Research, vol . 78, pp. 58-73, 2008.
- [88]Kouzou A, Mahmoudi M.O and Boucherit M.S,” The Space Vector Modulation PWM Control Methods Applied on Four Leg Inverters”, Electric Machines and Drives, pp. 232- 262, 2011
- [89]Kouzou A, Mahmoudi M.O, Boucherit M.S, “A new 3D-SVPWM algorithm for Four-leg Inverters,” IEEE International Electric Machines and Drives Conference, IEMDC '09.pp. 1674 – 1681, May 2009. Miami, Florida, USA
- [90] Jiabing h, lei D,Yikang H,” Direct Active and Reactive Power Regulation of Grid-Connected DC/AC Converters Using Sliding Mode approach”. IEEE International on Power electronics, Vol 26 No 1 pp. 210-222, JANUARY 2011.
- [91] Zulkifile I, Ahmed S.A,MDHAIRUL .NIZAM T,” performance investigation of photovoltaic grid connection for shunt active power filter with different pwm generation''. Journal of theoretical and applied information Technology, Vol 57 No 2, November 2013.
- [92] VECHIU I , "Modelisation et analyse de l'intégration des energies renouvelables dans réseau autonome", Thèse de Doctorat, Université du HAVRE , 2005.
- [93] M. Malinowski, “Sensorless Control Strategies for Three - Phase PWM Rectifiers”, Ph.D. Thesis, Warsaw University of Technology Faculty of Electrical Engineering Institute of Control and Industrial Electronics, Warsaw, Poland – 2001
- [94] S. Vazquez, J. A. Sanchez, J. M. Carrasco, J. I. Leon, and E. Galvan, “A Model-Based Direct Power Control for Three-Phase Power Converters”, IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 55, no. 4, pp. 1647-1657, April 2008
- [95] T. D. RAVHILDHA,” La Commande Hybride predictive d'un convertisseur quatre bras”, Thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Toulouse, Octobre 2009
- [96] R. GHOSH AND G. NARAYANAN, « Control of Three-Phase, Four-Wire PWM Rectifier » IEEE transactions on power electronics, vol. 23, no. 1, january 2008
- [97] R. ZHANG, « High Performance Power Converter Systems for Nonlinear and Unbalanced Load/Source » Dissertation, Virginia Polytechnic Institute and State University, 1998.

- [98] R. ZHANG, F. C. LEE, AND D. BOROEYEVICH, « Four-legged three-phase PFC rectifier with fault tolerant capability » in Proc. IEEE Power Electronics Specialist Conf. (PESC), Jun. 2000, vol. 1, pp. 359–364.
- [99] Abdelouahab Bouafia, Jean-Paul Gaubert, Fateh Krim: "Analysis and design of new switching table for direct power control of three-phase PWM rectifier", 13th International Power Electronics and Motion Control Conference (EPE-EPEMC 2008), Poznan, Poland, Sep. 2008.
- [100] Abdelouahab Bouafia, Fateh Krim, Jean-Paul Gaubert: "Fuzzy logic-based switching state selection for direct power control of three-phase PWM rectifier", IEEE Trans. on Industrial Electronics, vol. 56, no. 6, pp. 1984-1992, Jun. 2009.
- [101] ALI DJERIOUI, K. ALIOUANE, F. BOUCHAFAA «Fonction De Filtre Actif D'un Système De Production D'énergie Photovoltaïque Couple Au Réseau Triphasé» Le deuxième séminaire international sur les énergies nouvelles et Renouvelables Centre de recherche de l'énergie renouvelable Ghardaïa Algérie 15-16-17 Octobre 2012.
- [102] M. AISSANI, ALI DJERIOUI, K. ALIOUANE, F. BOUCHAFAA «La Commande De Redresseur MLI Par DPC Classique Fonctionne Comme filtre active » La 8ème conférence sur le génie électrique (CGE'06) EMP– Alger- Algérie ; 16-17 avril, 2013
- [103] ALI DJERIOUI, K. ALIOUANE, F. BOUCHAFAA, M. bouzidi« Connexion directe Via Un onduleur contrôle en Tension utilisant l'approche backstepping» 3rd International Conference on signals and information processing (ICSIP'13) guelma, algerie ; 15-17 Mai, 2013
- [104] M. Y. Hammoudi, A. Allag, S. M. Mimoune, M. Y. Ayad, M. becherif and A. Miraoui, "Tracking Control via Adaptive backstepping approach for a Three phase PWM AC-DC Converter", ISIE'07, June 4-7, 2007, Vigo, Spain, pp.1676-1681.
- [105] P. Antoniewicz, "Predictive Control of Three phase AC/DC Converters", Thesis, Warsaw University of Technology Faculty of Electrical Engineering Institute of Control and Industrial Electronics, Warsaw, Poland 2009.
- [106] MESSAÏF Iqbal, "Contrôle Direct du Couple d'une machine asynchrone alimentée par onduleurs multiniveaux par une approche classique et une approche neuronale. Équilibrage des tensions d'entrée des onduleurs" Thèse de Doctorat de l'université Des Sciences Et De La Technologie Houari Boumediene, juillet 2009
- [107] A. Bouafia, J. P. Gaubert, and F. Krim, "Predictive Direct Power Control of Three-Phase Pulsewidth Modulation (PWM) Rectifier Using Space-Vector Modulation (SVM)", IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 25, no. 1, pp. 228-236, January 2010

Annexe A

Dans ce qui suit, Le tableau (A.1) donne la matrice de projection [A] pour l'ensemble des tétraèdres :

	Tétraèdre 1			Tétraèdre 2			Tétraèdre 3			Tétraèdre 4		
P I	$\frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}}$	$\frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}}$	$\frac{1}{\sqrt{6}}$	$\frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}}$	$\frac{1}{\sqrt{6}}$	$\frac{1}{\sqrt{6}}$	$\frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}}$	$\frac{1}{\sqrt{6}}$	0	$\frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}}$	$\frac{1}{\sqrt{6}}$	0
	0	0	$\frac{\sqrt{2}}{2}$	0	$\frac{\sqrt{2}}{2}$	$\frac{\sqrt{2}}{2}$	0	$\frac{\sqrt{2}}{2}$	0	0	$\frac{\sqrt{2}}{2}$	0
	$\frac{1}{\sqrt{3}}$	$-\frac{2}{\sqrt{3}}$	$-\frac{1}{\sqrt{3}}$	$\frac{1}{\sqrt{3}}$	$\frac{2}{\sqrt{3}}$	$-\frac{1}{\sqrt{3}}$	$\frac{1}{\sqrt{3}}$	$\frac{2}{\sqrt{3}}$	$-\frac{3}{\sqrt{3}}$	$-\frac{2}{\sqrt{3}}$	$-\frac{1}{\sqrt{3}}$	$-\frac{3}{\sqrt{3}}$
P II	$\frac{1}{\sqrt{6}}$	$\frac{1}{\sqrt{6}}$	$-\frac{1}{\sqrt{6}}$	$\frac{1}{\sqrt{6}}$	$-\frac{1}{\sqrt{6}}$	$-\frac{1}{\sqrt{6}}$	$\frac{1}{\sqrt{6}}$	$-\frac{1}{\sqrt{6}}$	0	$\frac{1}{\sqrt{6}}$	$-\frac{1}{\sqrt{6}}$	0
	$\frac{\sqrt{2}}{2}$	$\frac{\sqrt{2}}{2}$	$\frac{\sqrt{2}}{2}$	$\frac{\sqrt{2}}{2}$	$\frac{\sqrt{2}}{2}$	$\frac{\sqrt{2}}{2}$	$\frac{\sqrt{2}}{2}$	$\frac{\sqrt{2}}{2}$	0	$\frac{\sqrt{2}}{2}$	$\frac{\sqrt{2}}{2}$	0
	$\frac{2}{\sqrt{3}}$	$-\frac{1}{\sqrt{3}}$	$\frac{1}{\sqrt{3}}$	$-\frac{1}{\sqrt{3}}$	$-\frac{1}{\sqrt{3}}$	$\frac{2}{\sqrt{3}}$	$\frac{2}{\sqrt{3}}$	$\frac{1}{\sqrt{3}}$	$\frac{3}{\sqrt{3}}$	$-\frac{1}{\sqrt{3}}$	$-\frac{2}{\sqrt{3}}$	$-\frac{3}{\sqrt{3}}$
P III	$-\frac{1}{\sqrt{6}}$	$-\frac{1}{\sqrt{6}}$	$-\frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}}$	$-\frac{1}{\sqrt{6}}$	$-\frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}}$	$-\frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}}$	$-\frac{1}{\sqrt{6}}$	$-\frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}}$	0	$-\frac{1}{\sqrt{6}}$	$-\frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}}$	0
	$\frac{\sqrt{2}}{2}$	$\frac{\sqrt{2}}{2}$	0	$\frac{\sqrt{2}}{2}$	0	0	$\frac{\sqrt{2}}{2}$	0	0	$\frac{\sqrt{2}}{2}$	0	0
	$\frac{1}{\sqrt{3}}$	$-\frac{2}{\sqrt{3}}$	$-\frac{1}{\sqrt{3}}$	$\frac{1}{\sqrt{3}}$	$\frac{2}{\sqrt{3}}$	$-\frac{1}{\sqrt{3}}$	$\frac{1}{\sqrt{3}}$	$\frac{2}{\sqrt{3}}$	$\frac{3}{\sqrt{3}}$	$-\frac{2}{\sqrt{3}}$	$-\frac{1}{\sqrt{3}}$	$-\frac{3}{\sqrt{3}}$
P IV	$-\frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}}$	$-\frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}}$	$-\frac{1}{\sqrt{6}}$	$-\frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}}$	$-\frac{1}{\sqrt{6}}$	$-\frac{1}{\sqrt{6}}$	$-\frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}}$	$-\frac{1}{\sqrt{6}}$	0	$-\frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}}$	$-\frac{1}{\sqrt{6}}$	0
	0	0	$\frac{\sqrt{2}}{2}$	0	$-\frac{\sqrt{2}}{2}$	$-\frac{\sqrt{2}}{2}$	0	$-\frac{\sqrt{2}}{2}$	0	0	$-\frac{\sqrt{2}}{2}$	0
	$\frac{2}{\sqrt{3}}$	$-\frac{1}{\sqrt{3}}$	$\frac{1}{\sqrt{3}}$	$-\frac{1}{\sqrt{3}}$	$\frac{1}{\sqrt{3}}$	$-\frac{2}{\sqrt{3}}$	$\frac{2}{\sqrt{3}}$	$\frac{1}{\sqrt{3}}$	$\frac{3}{\sqrt{3}}$	$-\frac{1}{\sqrt{3}}$	$-\frac{2}{\sqrt{3}}$	$-\frac{3}{\sqrt{3}}$
P V	$-\frac{1}{\sqrt{6}}$	$-\frac{1}{\sqrt{6}}$	$\frac{1}{\sqrt{6}}$	$-\frac{1}{\sqrt{6}}$	$\frac{1}{\sqrt{6}}$	$\frac{1}{\sqrt{6}}$	$-\frac{1}{\sqrt{6}}$	$\frac{1}{\sqrt{6}}$	0	$-\frac{1}{\sqrt{6}}$	$\frac{1}{\sqrt{6}}$	0
	$\frac{\sqrt{2}}{2}$	$\frac{\sqrt{2}}{2}$	$-\frac{\sqrt{2}}{2}$	$\frac{\sqrt{2}}{2}$	$\frac{\sqrt{2}}{2}$	$-\frac{\sqrt{2}}{2}$	$\frac{\sqrt{2}}{2}$	$\frac{\sqrt{2}}{2}$	0	$\frac{\sqrt{2}}{2}$	$\frac{\sqrt{2}}{2}$	0
	$\frac{1}{\sqrt{3}}$	$-\frac{2}{\sqrt{3}}$	$-\frac{1}{\sqrt{3}}$	$\frac{1}{\sqrt{3}}$	$\frac{2}{\sqrt{3}}$	$-\frac{1}{\sqrt{3}}$	$\frac{1}{\sqrt{3}}$	$\frac{2}{\sqrt{3}}$	$\frac{3}{\sqrt{3}}$	$-\frac{2}{\sqrt{3}}$	$-\frac{1}{\sqrt{3}}$	$-\frac{3}{\sqrt{3}}$

P VI	$\frac{1}{\sqrt{6}}$	$\frac{1}{\sqrt{6}}$	$\frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}}$	$-\frac{1}{\sqrt{6}}$	$\frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}}$	$\frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}}$	$\frac{1}{\sqrt{6}}$	$\frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}}$	0	$\frac{1}{\sqrt{6}}$	$\frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}}$	0
	$-\frac{\sqrt{2}}{2}$	$-\frac{\sqrt{2}}{2}$	0	$-\frac{\sqrt{2}}{2}$	0	0	$-\frac{\sqrt{2}}{2}$	0	0	$-\frac{\sqrt{2}}{2}$	0	0
	$\frac{2}{\sqrt{3}}$	$-\frac{1}{\sqrt{3}}$	$\frac{1}{\sqrt{3}}$	$-\frac{1}{\sqrt{3}}$	$\frac{1}{\sqrt{3}}$	$-\frac{2}{\sqrt{3}}$	$\frac{2}{\sqrt{3}}$	$\frac{1}{\sqrt{3}}$	$\frac{3}{\sqrt{3}}$	$-\frac{1}{\sqrt{3}}$	$-\frac{2}{\sqrt{3}}$	$-\frac{3}{\sqrt{3}}$

Tableau(A.1) : Matrice de projection [A]

Le tableau (A.2) donne la matrice de projection inverse $[A]^{-1}$ pour l'ensemble des tétraèdres :

	Tétraèdre 1			Tétraèdre 2			Tétraèdre 3			Tétraèdre 4		
P I	$\frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}}$	0	$\frac{1}{\sqrt{3}}$	$\frac{\sqrt{3}}{\sqrt{2}}$	$-\frac{\sqrt{2}}{2}$	0	$\frac{\sqrt{3}}{\sqrt{2}}$	$-\frac{\sqrt{2}}{2}$	0	$\frac{\sqrt{3}}{\sqrt{2}}$	$-\frac{\sqrt{2}}{2}$	0
	$\frac{1}{\sqrt{6}}$	$-\frac{\sqrt{2}}{2}$	$-\frac{1}{\sqrt{3}}$	$-\frac{1}{\sqrt{6}}$	$\frac{\sqrt{2}}{2}$	$\frac{1}{\sqrt{3}}$	0	$\sqrt{2}$	0	0	$\sqrt{2}$	0
	0	$\sqrt{2}$	0	$\frac{1}{\sqrt{6}}$	$\frac{\sqrt{2}}{2}$	$-\frac{1}{\sqrt{3}}$	$-\frac{1}{\sqrt{6}}$	$-\frac{\sqrt{2}}{2}$	$\frac{1}{\sqrt{3}}$	$-\frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}}$	0	$-\frac{1}{\sqrt{3}}$
P II	$\frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}}$	0	$\frac{1}{\sqrt{3}}$	$\frac{\sqrt{3}}{\sqrt{2}}$	$\frac{\sqrt{2}}{2}$	0	$\frac{\sqrt{3}}{\sqrt{2}}$	$\frac{\sqrt{2}}{2}$	0	$\frac{\sqrt{3}}{\sqrt{2}}$	$\frac{\sqrt{2}}{2}$	0
	$\frac{1}{\sqrt{6}}$	$\frac{\sqrt{2}}{2}$	$-\frac{1}{\sqrt{3}}$	$-\frac{1}{\sqrt{6}}$	$\frac{\sqrt{2}}{2}$	$\frac{1}{\sqrt{3}}$	$-\frac{\sqrt{3}}{\sqrt{2}}$	$\frac{\sqrt{2}}{2}$	0	$-\frac{\sqrt{3}}{\sqrt{2}}$	$\frac{\sqrt{2}}{2}$	0
	$-\frac{\sqrt{3}}{\sqrt{2}}$	$\frac{\sqrt{2}}{2}$	0	$-\frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}}$	0	$-\frac{1}{\sqrt{3}}$	$-\frac{1}{\sqrt{6}}$	$-\frac{\sqrt{2}}{2}$	$\frac{1}{\sqrt{3}}$	$-\frac{1}{\sqrt{6}}$	$-\frac{\sqrt{2}}{2}$	$-\frac{1}{\sqrt{3}}$
P III	$-\frac{1}{\sqrt{6}}$	$\frac{\sqrt{2}}{2}$	$\frac{1}{\sqrt{3}}$	0	$\sqrt{2}$	0	0	$\sqrt{2}$	0	0	$\sqrt{2}$	0
	$\frac{1}{\sqrt{6}}$	$\frac{\sqrt{2}}{2}$	$-\frac{1}{\sqrt{3}}$	$-\frac{1}{\sqrt{6}}$	$-\frac{\sqrt{2}}{2}$	$\frac{1}{\sqrt{3}}$	$-\frac{\sqrt{3}}{\sqrt{2}}$	$-\frac{\sqrt{2}}{2}$	0	$-\frac{\sqrt{3}}{\sqrt{2}}$	$-\frac{\sqrt{2}}{2}$	0
	$-\frac{\sqrt{3}}{\sqrt{2}}$	$-\frac{\sqrt{2}}{2}$	0	$-\frac{\sqrt{3}}{\sqrt{2}}$	0	$-\frac{1}{\sqrt{3}}$	$-\frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}}$	0	$\frac{1}{\sqrt{3}}$	$\frac{1}{\sqrt{6}}$	$-\frac{\sqrt{2}}{2}$	$-\frac{1}{\sqrt{3}}$
P IV	$-\frac{1}{\sqrt{6}}$	$\frac{\sqrt{2}}{2}$	$\frac{1}{\sqrt{3}}$	$-\frac{\sqrt{3}}{\sqrt{2}}$	$\frac{\sqrt{2}}{2}$	0	$-\frac{\sqrt{3}}{\sqrt{2}}$	$\frac{\sqrt{2}}{2}$	0	$-\frac{\sqrt{3}}{\sqrt{2}}$	$\frac{\sqrt{2}}{2}$	0
	$-\frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}}$	0	$-\frac{1}{\sqrt{3}}$	$-\frac{1}{\sqrt{6}}$	$-\frac{\sqrt{2}}{2}$	$\frac{1}{\sqrt{3}}$	0	$-\sqrt{2}$	0	0	$-\sqrt{2}$	0
	0	$-\sqrt{2}$	0	$\frac{1}{\sqrt{6}}$	$-\frac{\sqrt{2}}{2}$	$-\frac{1}{\sqrt{3}}$	$\frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}}$	0	$\frac{1}{\sqrt{3}}$	$\frac{1}{\sqrt{6}}$	$\frac{\sqrt{2}}{2}$	$-\frac{1}{\sqrt{3}}$

P V	$-\frac{1}{\sqrt{6}}$	$-\frac{\sqrt{2}}{2}$	$\frac{1}{\sqrt{3}}$	$-\frac{\sqrt{3}}{\sqrt{2}}$	$-\frac{\sqrt{2}}{2}$	0	$-\frac{\sqrt{3}}{\sqrt{2}}$	$-\frac{\sqrt{2}}{2}$	0	$-\frac{\sqrt{3}}{\sqrt{2}}$	$-\frac{\sqrt{2}}{2}$	0
	$\frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}}$	0	$-\frac{1}{\sqrt{3}}$	$\frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}}$	0	$\frac{1}{\sqrt{3}}$	$\frac{\sqrt{3}}{\sqrt{2}}$	$-\frac{\sqrt{2}}{2}$	0	$\frac{\sqrt{3}}{\sqrt{2}}$	$-\frac{\sqrt{2}}{2}$	0
	$\frac{\sqrt{3}}{\sqrt{2}}$	$-\frac{\sqrt{2}}{2}$	0	$\frac{1}{\sqrt{6}}$	$-\frac{\sqrt{2}}{2}$	$-\frac{1}{\sqrt{3}}$	$-\frac{1}{\sqrt{6}}$	$\frac{\sqrt{2}}{2}$	$\frac{1}{\sqrt{3}}$	$\frac{1}{\sqrt{6}}$	$\frac{\sqrt{2}}{2}$	$-\frac{1}{\sqrt{3}}$
P VI	$-\frac{1}{\sqrt{6}}$	$-\frac{\sqrt{2}}{2}$	$\frac{1}{\sqrt{3}}$	0	$\sqrt{2}$	0	0	$-\sqrt{2}$	0	0	$-\sqrt{2}$	0
	$\frac{1}{\sqrt{6}}$	$-\frac{\sqrt{2}}{2}$	$-\frac{1}{\sqrt{3}}$	$\frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}}$	0	$\frac{1}{\sqrt{3}}$	$\frac{\sqrt{3}}{\sqrt{2}}$	$-\frac{\sqrt{2}}{2}$	0	$\frac{\sqrt{3}}{\sqrt{2}}$	$\frac{\sqrt{2}}{2}$	0
	$\frac{\sqrt{3}}{\sqrt{2}}$	$\frac{\sqrt{2}}{2}$	0	$\frac{1}{\sqrt{6}}$	$\frac{\sqrt{2}}{2}$	$-\frac{1}{\sqrt{3}}$	$-\frac{1}{\sqrt{6}}$	$\frac{\sqrt{2}}{2}$	$\frac{1}{\sqrt{3}}$	$-\frac{\sqrt{3}}{\sqrt{2}}$	0	$-\frac{1}{\sqrt{3}}$

Tableau (A.2): Matrice de projection inverse $[A]^{-1}$.