

UNIVERSITÉ DU QUÉBEC

MÉMOIRE PRÉSENTÉ À
L'UNIVERSITÉ DU QUÉBEC À TROIS-RIVIÈRES

COMME EXIGENCE PARTIELLE
DE LA MAÎTRISE EN GÉNIE ÉLECTRIQUE

PAR
MOHAMED CHEMSI

GESTION D'UNE PILE À COMBUSTIBLE DANS UN MILIEU À FORTE
VARIATION DE PUISSANCE : APPLICATION AUX CHARGES RÉSIDENTIELLES
THERMOSTATIQUES

JUILLET 2017

Université du Québec à Trois-Rivières

Service de la bibliothèque

Avertissement

L'auteur de ce mémoire ou de cette thèse a autorisé l'Université du Québec à Trois-Rivières à diffuser, à des fins non lucratives, une copie de son mémoire ou de sa thèse.

Cette diffusion n'entraîne pas une renonciation de la part de l'auteur à ses droits de propriété intellectuelle, incluant le droit d'auteur, sur ce mémoire ou cette thèse. Notamment, la reproduction ou la publication de la totalité ou d'une partie importante de ce mémoire ou de cette thèse requiert son autorisation.

UNIVERSITÉ DU QUÉBEC À TROIS-RIVIÈRES

MAÎTRISE EN GÉNIE ÉLECTRIQUE (M. SC. A.)

Programme offert par l'Université du Québec à Trois-Rivières

GESTION D'UNE PILE À COMBUSTIBLE DANS UN MILIEU À FORTE
VARIATION DE PUISSANCE : APPLICATION AUX CHARGES RÉSIDENTIELLES
THERMOSTATIQUES

PAR

MOHAMED CHEMSI

Kodjo Agbossou, directeur de recherche Université du Québec à Trois-Rivières

Abdelhalim Sandali, codirecteur de recherche Université Hassan II Casablanca, ENSEM

Ahmed Chériti, évaluateur Université du Québec à Trois-Rivières

Mamadou Lamine Doumbia, évaluateur Université du Québec à Trois-Rivières

Résumé

Le réchauffement climatique est l'un des plus grands défis qui menacent l'humanité au 21^{ème} siècle. Il existe une étroite corrélation entre les émissions de gaz à effet de serre (GES) et la tendance croissante de l'évolution de la température de la surface terrestre. De ce fait, la diminution des émissions de ces gaz devient une nécessité. L'utilisation des énergies renouvelables peut aider à accélérer la transition vers un processus de production d'énergie plus propre. C'est dans ce sens que la pile à combustible (PÀC) se présente comme une solution très efficace surtout lorsqu'il s'agit des applications isolées du réseau électrique, plus particulièrement dans le domaine résidentiel.

Les sources d'énergie électrique à base de PÀC sont idéales pour alimenter les résidences dans les régions éloignées. Elles permettent d'offrir une disponibilité de l'énergie électrique indépendamment des conditions climatiques (contrairement à l'énergie solaire ou encore éolienne). Cependant, la nature des charges résidentielles alimentées par la PÀC est un critère très important à prendre en considération lors de l'intégration de cette source d'énergie. Généralement, les charges résidentielles thermostatiques sont caractérisées par leurs fortes variations pendant leurs temps de fonctionnement. Ces variations entraînent le vieillissement prématuré de la PÀC. En plus, la nature variable et alternative du courant de la charge génère des ondulations de courant qui vont se propager tout au long du système de conversion d'énergie pour atteindre la PÀC. Ces ondulations augmentent la consommation de l'hydrogène et accélèrent la dégradation de la PÀC.

Pour répondre à cette problématique, une commande d'une interface de puissance alimentée par une pile à combustible a été développée; le système étudié alimente un

ensemble de charges résidentielles thermostatiques. Le but est de réduire les ondulations du courant de sortie de la PÀC tout en assurant une bonne alimentation de la charge du côté alternatif. Les résultats de simulations et expérimentaux montrent que le taux d'ondulations du courant de sortie de la PÀC peut être limité à une valeur inférieure à 4 %, sans impacter la qualité de l'onde d'alimentation de la charge. La validation expérimentale a été faite sur un banc d'essai à l'Institut de Recherche sur l'Hydrogène (IRH).

Remerciement

Ce mémoire est le résultat de travail de près de 2 ans et demi, durant lesquels j'ai beaucoup appris, tant sur le plan personnel que professionnel. J'aimerais adresser mes remerciements aux personnes qui m'ont aidé tout au long de ma maîtrise.

Je voudrais remercier en premier lieu mon directeur de recherche le professeur Kodjo Agbossou, directeur de l'École d'Ingénierie et professeur à l'Université du Québec à Trois-Rivières, pour sa disponibilité, son temps et son soutien moral, pédagogique et financier. Mes sincères remerciements s'adressent aussi au Dr Alben Cardenas pour son aide, ses précieux conseils et directives et pour sa disponibilité inconditionnelle. Je les remercie aussi pour le temps qu'ils ont accordé à mon travail.

J'en profite aussi pour remercier mes collègues à l'IRH qui m'ont offert un climat agréable dans lequel j'ai toujours trouvé la motivation et l'encouragement lors des moments difficiles, plus particulièrement Maria, Vola, David et Marc. Merci d'avoir été là.

Finalement, j'aimerais remercier les membres du jury qui ont accepté d'évaluer mon mémoire. J'apporte également mes remerciements à la fondation de l'Université de Québec à Trois-Rivières et au Conseil de recherche en sciences naturelles et en génie pour m'avoir accordé les bourses d'études.

Table des matières

Résumé.....	iii
Remerciement	v
Table des matières.....	vi
Liste des tableaux.....	x
Liste des figures	xi
Liste des symboles	xv
Chapitre 1. Introduction.....	1
Chapitre 2. État de la technique.....	14
2.1. Modélisation de la pile PEM.....	14
2.1.1 Principe de fonctionnement d'une PÀC	15
2.1.2 Modèle de pile PEM	15
2.2. Problématique de la propagation des ondulations de courant.....	18
2.3. Influence de l'architecture du convertisseur CC-CC.....	20
2.4. Influence des harmoniques et les ondulations de courant sur la pile à combustible.....	20
2.5. Influence des fluctuations de la charge sur la pile à combustible	21
2.6. Influence de l'alimentation de la charge à courant alternatif	21
2.7. Association de la pile à combustible avec un élément de stockage	22

2.8. Techniques de réduction des ondulations de courant	23
2.9. Conclusion.....	24
Chapitre 3. Algorithme de gestion d'un système à PAC associée à des charges thermostatiques à fortes variations	26
3.1. Système étudié.....	26
3.3.1 Pile à combustible	26
3.3.2 Convertisseurs statiques.....	27
3.3.3 Charges thermostatiques résidentielles	30
3.2. Commande à base d'un modèle inverse	32
3.3.1 Identification des paramètres du modèle inverse.....	33
3.3.2 Méthode moindres carrés.....	34
3.3.3 Contrôleur de tension par modèle inverse du convertisseur CC- CC	35
3.3.4 Contrôleur de courant	38
3.3. Commande à base d'un réseau de neurones artificiels.....	40
3.4. Commande du convertisseur CC-CA	44
3.5.1 Décomposition du système en composante imaginaire et réelle	45
3.5.2 Modélisation de l'onduleur dans le cadre de la décomposition stationnaire.....	48
3.5. Conclusion.....	52

Chapitre 4.	Simulation et validation expérimentale	54
4.1.	Configuration du système expérimental	55
4.2.	Validation de la commande par réseau de neurones	56
4.2.1	Objectifs de simulation	58
4.2.2	Scénario de test	59
4.2.3	Résultats de simulation	60
4.2.4	Conclusion	63
4.3.	Validation de la commande par modèle inverse associé à la décomposition d-q	64
4.3.1	Objectifs de simulations et expérimentaux	64
4.3.2	Scénario de test	64
4.3.3	Implémentation de l'algorithme.....	65
4.3.4	Conception du modèle sous System Generator	67
4.3.5	Architecture de contrôle proposée	68
4.3.6	Architecture de contrôle des méthodes de comparaison.....	69
4.3.7	Résultats de réduction des ondulations de courants de chaque technique	69
4.3.8	Influence sur la commande de la tension du lien CC.....	71
4.3.9	Influence sur la qualité d'onde d'alimentation de la charge	72
4.3.10	Réponse du convertisseur CA	74

4.4. Résultats de co-simulation.....	76
4.5. Résultats expérimentaux.....	78
4.6. Conclusion.....	81
Chapitre 5. Discussion et conclusion.....	82
Bibliographie.....	86
Annexe A - Implémentation de la commande du convertisseur CC-CA.....	93
Annexe B - Implémentation de la commande du convertisseur CC-CC	99

Liste des tableaux

Tableau 3-1 : Les caractéristiques du système de conversion.....	30
Tableau 4-1 : Les caractéristiques techniques de la PÂC	55
Tableau 4-2 : Les caractéristiques du FPGA Virtex 5	66
Tableau 4-3 : Les coefficients des contrôleurs PI.....	68

Liste des figures

Figure 1-1 : Carte des températures de mars 2016, indexées par rapport aux plus chaudes et aux plus froides relevées depuis 1880 (source NOAA) [1]	1
Figure 1-2 : Anomalies des températures globales mondiales [1]	2
Figure 1-3 : Répartition des émissions de GES au Québec, en 2013, par secteur d'activité [3]	3
Figure 1-4 : La répartition de la consommation électrique par secteur [3].....	4
Figure 1-5 : La répartition de la production énergétique par type d'énergie au Québec en 2012 [4]	4
Figure 1-6 : Structure du système hybride d'alimentation [11]	8
Figure 1-7 : Circuit d'alimentation des charges résidentielles par une pile à combustible.....	8
Figure 1-8 : Les différents phénomènes transitoires d'une PÀC [28]	9
Figure 2-1: Courbe de polarisation de la pile PEM utilisée dans cette étude	16
Figure 3-1 : Courbe de polarisation de la pile à combustible HyPMXR8	27
Figure 3-2 : Configuration générique du convertisseur survolteur à capacités commutées [66]	28
Figure 3-3 : Convertisseur survolteur à capacités commutées (P=2, M=1).....	29
Figure 3-4 : Gain statique du convertisseur CC-CC	29
Figure 3-5 : Structure du système de conversion statique [20].....	30
Figure 3-6 : Profil de puissance de trois plinthes électriques.....	31
Figure 3-7 : Plinthe chauffante par résistance électrique	32
Figure 3-8 : Plaque signalétique de la plinthe électrique utilisée dans ce travail	32
Figure 3-9 : Cartographie de l'ensemble des points de fonctionnement du convertisseur CC-CC.....	36
Figure 3-10 : Courant de sortie de la pile en fonction de la charge et le niveau de tension.....	37

Figure 3-11 : Résultats de l'identification.....	38
Figure 3-12 : Structure globale de contrôle	39
Figure 3-13: Commande neuronale directe par modèle inverse [69].....	41
Figure 3-14: Commande neuronale hybride [69].....	42
Figure 3-15 : Commande neuronale spécialisée [69].....	42
Figure 3-16 : Réseau de neurones artificiels proposé pour identifier le modèle inverse du convertisseur	43
Figure 3-17 : La structure de l'onduleur et son filtre de sortie	44
Figure 3-18 : Le schéma bloc de la transformation de Park associé avec le retard 1/4 de cycle.....	46
Figure 3-19 : La représentation de la composante réelle est imaginaire de la décomposition.....	46
Figure 3-20 : La composante directe et orthogonale.....	47
Figure 3-21 : La forme d'onde de la composante réelle et imaginaire avec des variations de phase et d'amplitude.....	47
Figure 3-22 : Le tracé de la variation de la composante directe et quadrature en fonction de la variation de l'amplitude et la phase du signal.....	48
Figure 3-23 : L'onduleur avec son filtre de sortie	48
Figure 3-24 : Schéma équivalent de l'onduleur avec son filtre de sortie	49
Figure 3-25 : La représentation de la décomposition en modèle imaginaire et réel	50
Figure 3-26 : Modèle de l'onduleur.....	51
Figure 3-27 : Le schéma bloc du contrôleur du convertisseur CC-CA.....	52
Figure 3-28 : Implémentation du contrôleur avec les deux décompositions du modèle	52
Figure 4-1 : Structure du système à pile à combustible	54
Figure 4-2 : Aperçu du banc d'essai à l'Institut de Recherche sur l'Hydrogène	56
Figure 4-3 : Réseau de neurones représenté sous l'environnement Simulink	57

Figure 4-4 : Structure de l'algorithme de rétro-propagation du gradient.....	58
Figure 4-5 : Algorithme du rétro-propagation modélisé sous MATLAB/Simulink.....	58
Figure 4-6 : Profil de puissance appliquée au système de conversion.....	60
Figure 4-7 : Tension de sortie du convertisseur suite à l'asservissement avec un réseau de neurones.....	60
Figure 4-8 : Ondulations de courant de sortie de la pile à combustible.....	61
Figure 4-9 : Évolution du taux d'ondulation de courant en fonction de la puissance.....	62
Figure 4-10 : Tension et courant alternatif de la charge.....	63
Figure 4-11 : Analyse fréquentielle de la tension alternative de sortie.....	63
Figure 4-12 : La carte d'évaluation FPGA Virtex-5 XC5VLX110T de Xilinx.....	66
Figure 4-13 : Schéma bloc de la stratégie de commande.....	68
Figure 4-14 : Les résultats de simulation du taux d'ondulation de courants de la pile pour différentes techniques.....	70
Figure 4-15 : Les résultats de simulation de la tension de la PÀC pour différentes techniques.....	70
Figure 4-16 : Comparaison de la tension du lien CC pour différentes techniques.....	72
Figure 4-17 : Analyse fréquentielle des différentes tensions de sortie.....	73
Figure 4-18 : La tension d'alimentation de la charge.....	74
Figure 4-19 : Décomposition V_d et V_q	75
Figure 4-20 : Tension et courant de la charge.....	75
Figure 4-21 : Les résultats de co-simulation pour la tension CA, le courant de la charge et finalement le courant de la PÀC.....	77
Figure 4-22 : Les résultats de co-simulation pour la composante directe et en quadrature.....	78
Figure 4-23 : Le courant de la PÀC et la tension de la charge sans (a) et avec (b) le filtrage de la tension de la boucle de retour.....	79
Figure 4-24 : La puissance expérimentale de la charge.....	80

Figure 4-25 : Tension du lien CC et courant de la PÀC	80
Figure A-1 : Implémentation du bloc génération de la composante d-q.....	93
Figure A-2 : Implémentation de la fonction du décalage en bloc XSG	94
Figure A-3 : Implémentation du bloc génération de la composante d-q.....	94
Figure A-4 : Bloc de la transformée de Park inverse	95
Figure A-5 : Bloc de la transformée de Park inverse en XSG	96
Figure A-6 : Bloc PI en bloc XSG [73]	96
Figure A-7 : Bloc de génération des signaux cos et sin [73]	97
Figure A-8 : Bloc MLI en XSG [73].....	97
Figure A-9 : Implémentation de la commande globale.....	98
Figure B-1 : Implémentation en bloc XSG du bloc modèle inverse	99
Figure B-2 : Implémentation en bloc XSG du bloc du contrôle du convertisseur CC.....	100
Figure B-3 : Implémentation en bloc XSG du bloc MLI [73]	100
Figure B-4 : Implémentation en bloc XSG du bloc RMS [73]	101
Figure B-5 : Implémentation en bloc SGX du bloc division [73].....	102
Figure B-6 : Implémentation en bloc SGX du bloc racine carrée [73].	102

Liste des symboles

Symboles		Unité
C	Capacité	F
D	Rapport cyclique	sans unité
E	Énergie	J
G	Gain statique	sans unité
I	Courant électrique	A
K_i	Gain intégrateur	sans unité
K_p	Gain proportionnel	sans unité
L	Inductance	H
P	Puissance	W
t	Temps	s
T	Température	°C, K
V	Tension	V
α	Facteur d'apprentissage du réseau de neurone	sans unité
γ	Facteur d'ondulation de courant	sans unité
ϕ	Déphasage	rad
Indice inférieur		
act	Activation	
amb	Ambiante	
conc	Concentration	
fc	Pile à combustible (Fuel Cell)	
in	Entrée	
moy	Moyenne	
max	Maximum	
min	Minimum	
ohm	Ohmique	
PÀC	Pile à combustible	
ref	Référence	

Chapitre 1. Introduction

Depuis le début des mesures des températures mondiales en 1880, l'année 2015 est officiellement l'année la plus chaude jamais enregistrée. C'est ce qu'ont annoncé l'Agence Océanique et Atmosphérique Américaine (National Oceanic and Atmospheric Administration, NOAA) et l'Agence Spatiale Américaine (National Aeronautics and Space Administration, NASA). Selon les relevés des deux agences, établis de manière indépendante, les températures moyennes ont excédé de 0,9 °C la moyenne du XXe siècle et surpassé de 0,16 °C le précédent pic, atteint en 2014 [1]. Cette augmentation de chaleur est ressentie à l'échelle mondiale avec des records de températures enregistrées à travers la planète telle qu'illustrée dans la Figure 1-1.

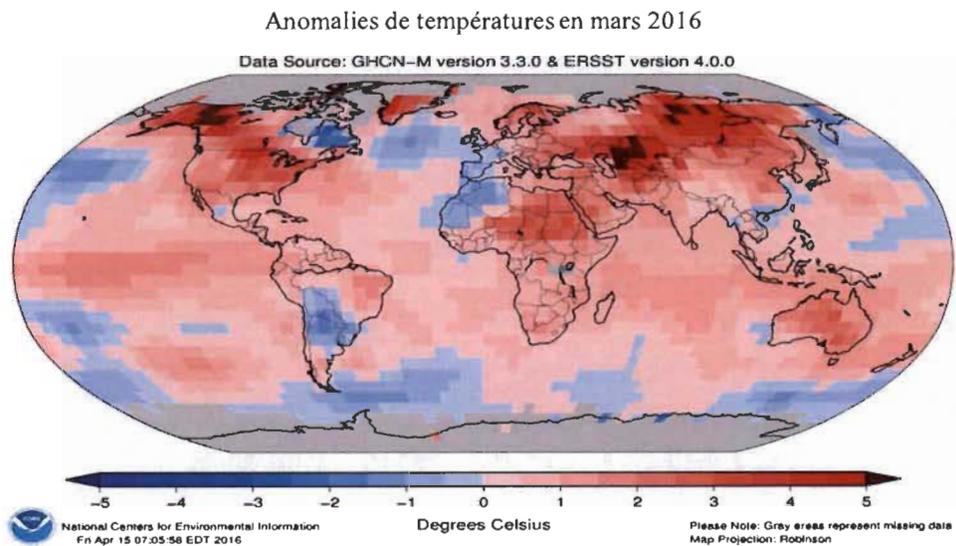


Figure 1-1 : Carte des températures de mars 2016 indexées par rapport aux plus chaudes et aux plus froides relevées depuis 1880-2010 (source NOAA) [1]

Ce record mondial de température s'explique, en partie, par le phénomène naturel cyclique « El Niño » qui a connu en 2015 une saison particulièrement intense. Cependant, il ne fait que renforcer la tendance de réchauffement climatique qu'a connue la planète depuis le début du XX^e siècle, et qui devient sensiblement visible avec la fin des années 90.

La

Figure 1-2 montre la tendance croissante de l'écart de la température globale de surface par rapport à la moyenne. On peut remarquer clairement que cette température a connu une augmentation depuis le début de l'ère industrielle.

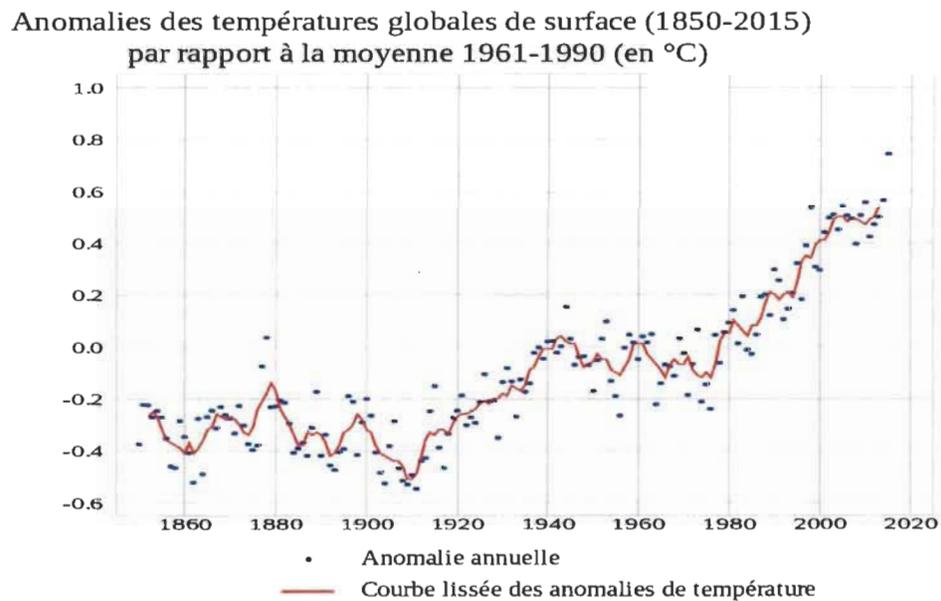


Figure 1-2 : Anomalies des températures globales mondiales [1]

Les activités humaines ont aussi un impact direct sur le réchauffement climatique car la tendance croissante de la température mondiale moyenne s'est amplifiée en comparaison avec la période préindustrielle. Il y a une forte corrélation entre les émissions des gaz à effet de serre (GES) et l'augmentation des températures mondiales [1], ce qui a poussé la

communauté scientifique à considérer ces émissions comme un facteur accélérant le réchauffement climatique. C'est ainsi que le développement des sources d'énergie alternatives devient une nécessité. La réduction des sources d'énergies fossiles étant l'un des éléments clés, il faut trouver, par conséquent, d'autres sources d'énergie alternatives. Les énergies renouvelables dites « propres » (éolienne, solaire, thermo-solaire, ...) représentent des candidats idéaux pour remplacer les sources d'énergie conventionnelles.

En 2013, le secteur qui produisait le plus d'émissions de GES au Québec est le transport (routier, aérien, maritime, ferroviaire, hors route), atteignant 34,9 Mt éq. CO₂¹, soit 43 % des émissions suivi par l'industrie avec 30,80 % puis le résidentiel avec 9,50 %.

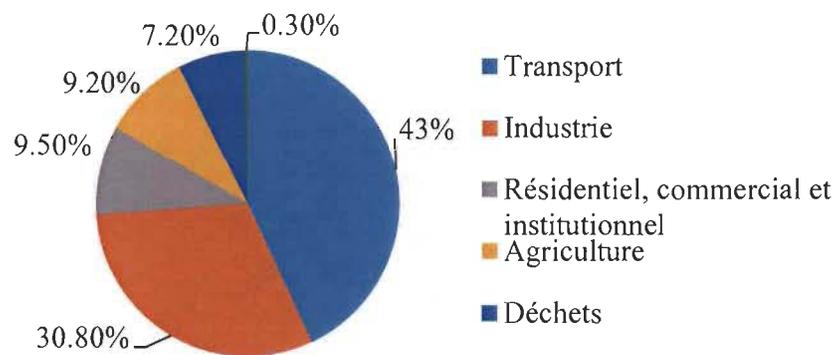


Figure 1-3 : Répartition des émissions de GES au Québec, en 2013, par secteur d'activité [3]

Les efforts de recherche d'aujourd'hui se réunissent pour proposer des solutions efficaces pour les différents secteurs [3] plus particulièrement, dans le domaine résidentiel pour réduire

¹ Mt éq CO₂ : millions de tonnes équivalent CO₂ est le potentiel de réchauffement planétaire d'un gaz à effet de serre en comparaison avec le dioxyde de carbone. [3]

à la fois les émissions des gaz à effet de serre ainsi qu'accélérer l'électrification des régions éloignées du réseau électrique.

En 2012 au Québec, le secteur résidentiel se plaçait comme le troisième consommateur d'énergie après le secteur industriel et celui des transports. La Figure 1-4 montre la répartition de la consommation électrique par secteur.

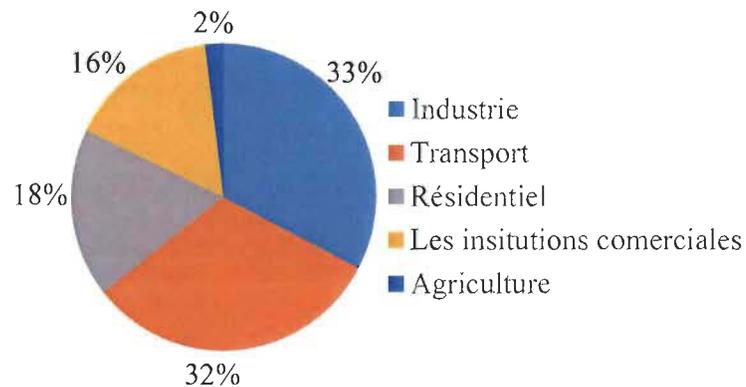


Figure 1-4 : La répartition de la consommation électrique par secteur [3]

Un peu plus de la moitié de cette énergie provient généralement des produits pétroliers et gaz naturels tandis que le reste est produit par les sources dites renouvelables (électricité, biocombustible) comme montrées sur la Figure 1-5.

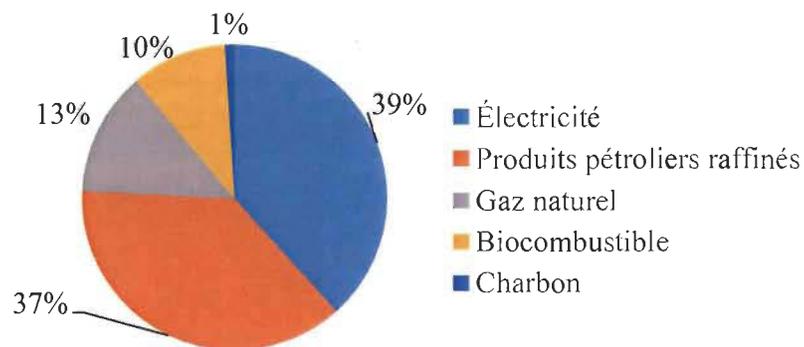


Figure 1-5 : La répartition de la production énergétique par type d'énergie au Québec en 2012 [4]

Avec sa haute densité énergétique de l'ordre de 33 kWh/kg (environ 3 fois supérieur à l'essence), l'hydrogène est considéré comme un vecteur énergétique sans rival, à condition d'arriver à maîtriser sa production, son stockage et son utilisation. La pile à combustible est l'élément qui permet de convertir l'énergie chimique de l'hydrogène en énergie électrique. Elle est considérée comme la source idéale pour les micro-réseaux résidentiels isolés. Contrairement aux autres sources d'énergie renouvelable (solaire, éolienne, etc.), la pile à combustible est capable de générer l'énergie électrique indépendamment des conditions climatiques. La technologie des piles à combustible remonte au début du XIXe siècle avec la découverte de l'effet pile à combustible par l'allemand Christian Schönbein, puis par la réalisation du premier modèle en laboratoire par William R. Grove. Cependant, cette technologie doit attendre jusqu'au 1953 pour avoir un premier prototype de pile à combustible de 1 kW, puis de 5 kW en 1959. Depuis, les technologies à base de pile à combustible n'ont pas cessé de se développer dans les différents domaines : mobile avec les véhicules électriques, stationnaires avec l'implémentation de la pile à combustible dans l'industrie avec des puissances qui peuvent atteindre 100 MW et finalement pour les applications portables tels que les téléphones cellulaires et les drones. Les efforts de recherche portent actuellement sur l'amélioration de la durée de vie des PÀC et la diminution de leur coût ainsi que sur la production et le stockage d'hydrogène.

1.1. Contexte général du projet de recherche

Ce projet est réalisé à l'Institut de Recherche sur l'Hydrogène (IRH) de l'Université du Québec à Trois-Rivières, centre scientifique consacré à la recherche sur l'hydrogène en tant

que vecteur énergétique. De nombreuses études et projets concernant la technologie de l'hydrogène ont lieu dans ses laboratoires. La production de l'hydrogène à partir d'énergies renouvelables, le développement des matériaux pour le stockage et la consommation dans différentes applications sont les principaux axes de recherche [5]-[12].

Dans le cadre de l'intégration des énergies renouvelables dans le milieu résidentiel, plusieurs projets sont menés à l'IRH pour intégrer différentes sources d'énergies renouvelables, plus particulièrement le solaire, l'éolienne et les piles à combustible, dans des micro-réseaux isolés ou connectés au réseau électrique d'Hydro-Québec [3, 12-23].

Étant donné que la consommation électrique dans les résidences dépend en général de plusieurs facteurs, on peut citer par exemple les cinq facteurs principaux qui sont :

- **La température extérieure** : plus de 80 % de l'énergie électrique est consommée par des charges dites thermostatiques, qui ont une relation directe avec la régulation de la température intérieure. Elles sont fortement impactées par les changements de la température extérieure.
- **Les caractéristiques de la résidence** : plus précisément, les paramètres techniques de l'enveloppe du bâtiment, les fuites d'air, la géométrie ainsi que la position des ouvertures (portes et fenêtres) jouent un rôle dans la détermination du comportement des charges électriques dans une résidence.
- **Les habitudes humaines** : l'humain est l'élément central de toute analyse de consommation électrique. Il joue un rôle crucial dans la détermination des différents modes de consommation. L'analyse de son comportement qui est généralement de nature quasi-aléatoire rend l'intégration de ce paramètre dans les études très difficile.

- **Le choix des appareils électriques** : certains appareils électriques peuvent être très énergivores. La gestion et la maîtrise de ces équipements sont des facteurs clés à prendre en considération lors de l'étude de la consommation d'une résidence.
- **Le nombre d'occupants** : le nombre des personnes impacte directement le comportement de l'ensemble des équipements électriques de la résidence.

Une bonne analyse des différents facteurs cités auparavant permet de bien maîtriser la consommation électrique. Elle permettra aussi d'instaurer des algorithmes de prévision et de contrôle pour bien gérer la consommation dans une résidence. Dans ce cadre, pour évaluer l'impact des charges électriques résidentielles sur les différentes sources d'énergie renouvelable, ainsi que pour proposer des solutions pour la gestion du flux d'énergie dans une résidence, un banc d'essai émulant les charges résidentielles a été mis en place par l'équipe de recherche de l'IRH [16, 18]. Il est constitué d'un ensemble de charges (planches électriques, charges domestiques, ordinateurs, écrans, etc.) qui permettent de reproduire les conditions réelles du fonctionnement ainsi que le profil de consommation des différentes charges dans une résidence. L'alimentation du banc d'essai peut être faite par le système des énergies renouvelables seul (cas d'une alimentation isolée) ou à partir du réseau électrique d'Hydro Québec tout en intégrant les autres sources renouvelables (cas d'une alimentation combinée). Pour étudier les différents facteurs liés à l'alimentation de ces charges (impact sur les performances du système, ondulations de courant de la source liées à la présence de charges à courant alternatif, stabilité, qualité de l'onde, etc.), la structure du micro-réseau qui a été adoptée est présentée à la Figure 1-6.

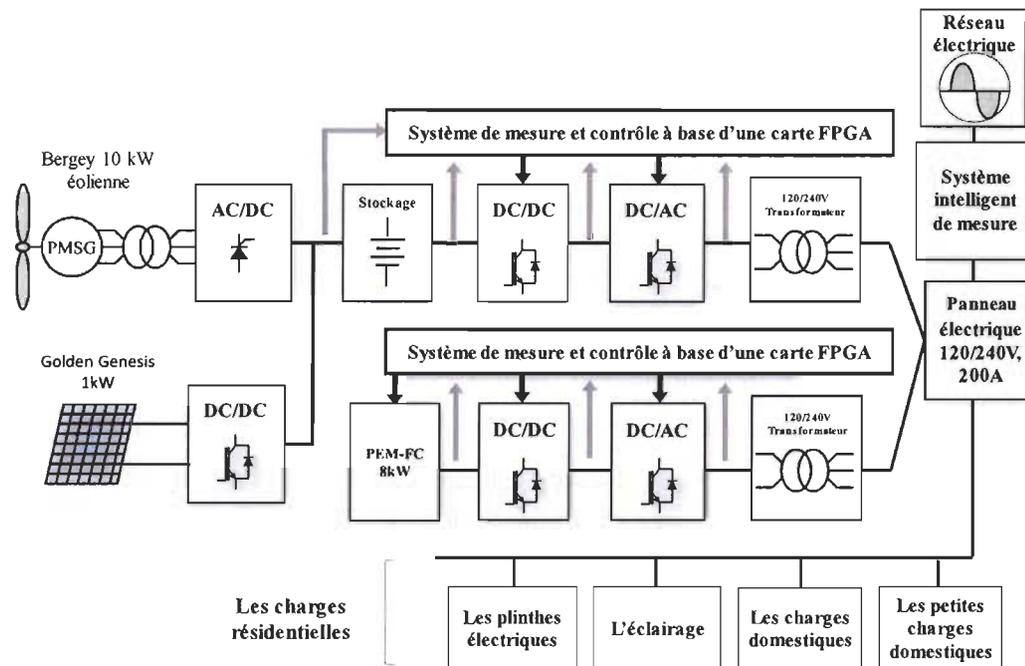


Figure 1-6 : Structure du système hybride d'alimentation [11]

Cette structure permet de donner une flexibilité lors des tests expérimentaux, car elle offre la possibilité de réaliser des tests sur les différentes sources et sur plusieurs niveaux de tension. Dans le cas de cette étude, c'est le circuit de la PÀC alimentant les charges résidentielles dans une application isolée (stand-alone application) qui va être utilisé. La Figure 1-7 montre la structure du circuit étudié dans ce mémoire.

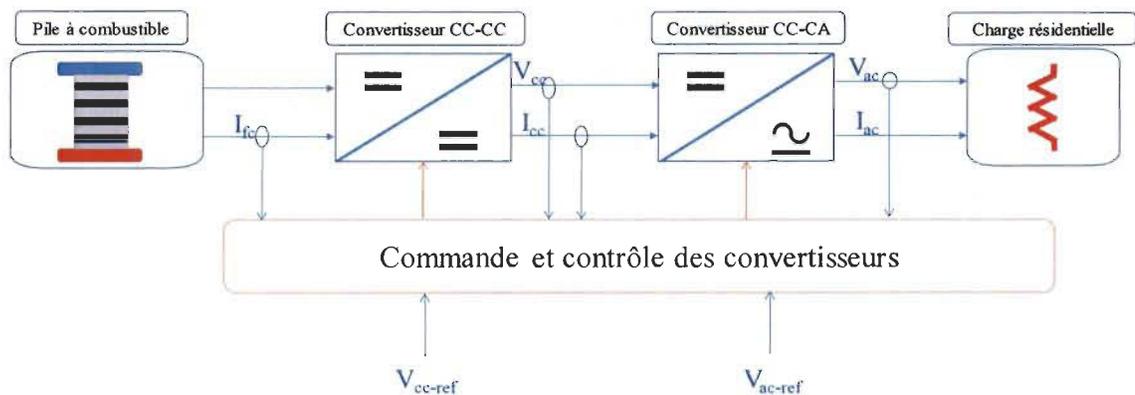


Figure 1-7 : Circuit d'alimentation des charges résidentielles par une pile à combustible

1.2. Problématique

La littérature nous apprend que la PÀC de type « proton membrane exchange » (PEM) est sensible aux fortes variations de la charge qui, non seulement, réduisent la durée de vie de la PÀC, mais augmentent aussi la consommation de l'hydrogène [51], [60]. En effet à ce jour, une PÀC ne tolère pas les variations rapides de la charge ce qui entraîne très souvent son vieillissement prématuré [28]. Ceci est dû à sa nature multi-physique qui fait que plusieurs phénomènes transitoires se produisent après chaque commutation de la charge électrique, plus particulièrement après chaque variation du courant de sortie de la pile. L'ensemble des phénomènes qui apparaissent au sein d'une pile à combustible sont montrés et classés sur la Figure 1-8 selon leur constante de temps. Généralement, les constantes de temps s'étalent entre 100 ns pour les phénomènes électriques tel le phénomène de l'impédance de membrane et plus de 10 min pour les phénomènes liés à l'hydratation et l'humidification de la membrane [29].

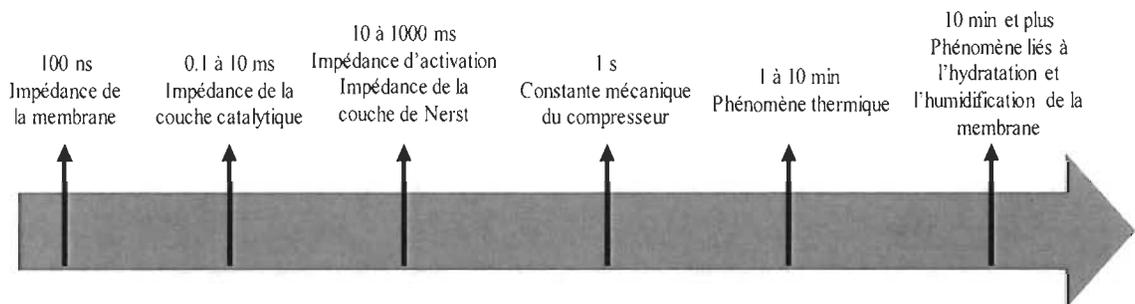


Figure 1-8 : Les différents phénomènes transitoires d'une PÀC [28]

Le passage par ce long régime transitoire fait que la pile à combustible n'arrive pas à suivre instantanément la demande imposée par la charge surtout lorsqu'il s'agit d'une charge à variation rapide et répétitive dans le temps. La correction de cette dynamique lente peut être faite en ajoutant des éléments de stockage intermédiaires, comme les super-

condensateurs, les condensateurs ou bien encore les batteries. Toutefois, cette solution consiste à ajouter des éléments dans le système augmentant ainsi le coût initial, le volume et le poids de la solution.

La pile à combustible est capable de fournir de hautes densités de courant mais à basse tension variant généralement selon le type de la PÀC ainsi que son point de fonctionnement. C'est pourquoi l'utilisation d'un convertisseur CC-CC est nécessaire pour élever la tension de la PÀC. L'association de la PÀC avec une charge alternative provoque en général l'apparition d'un ensemble d'ondulations de courant qui vont se propager tout au long du circuit de puissance pour atteindre finalement la pile à combustible, causant l'apparition des ondulations basses fréquences dans le courant de sortie de la PÀC. Des filtres sont donc utilisés pour éliminer les différentes composantes de ces ondulations. Cependant, la composante avec une fréquence qui est le double de la fréquence d'alimentation de la charge alternative (120 Hz) contient assez d'énergie pour que les éléments passifs du filtrage ne soient pas capables de l'atténuer, provoquant sa propagation jusqu'à la PÀC [14]. Plusieurs solutions ont été proposées, notamment l'utilisation des filtres actifs pour filtrer les ondulations de courant [30]-[32] mais cette solution reste la plus coûteuse et encombrante.

Il est important de maîtriser le problème des ondulations de courant de la PÀC en y apportant des conditions prévenant la propagation de ces ondulations vers la source. Le problème abordé dans le projet de recherche concerne donc la mise au point d'une méthode pour réduire les ondulations de courant tout en garantissant une bonne alimentation de la charge.

1.3. Objectifs

L'objectif principal de ce projet de recherche est de proposer une structure de contrôle capable de protéger la PÀC contre les ondulations de courant sans impacter le confort de l'utilisateur (bonne forme d'onde de la tension alternative). La structure de contrôle doit être capable d'assurer de bonnes performances dynamiques pour suivre les variations rapides de la charge. Les sous-objectifs suivants sont définis en fonction des problématiques ci-dessus préalablement identifiés :

1. Le développement d'une structure de contrôle de la tension de sortie du convertisseur CC-CC tout en introduisant une réduction des ondulations de courant de la PÀC.
2. Le développement d'une structure de contrôle pour le convertisseur CC-CA qui doit prendre en considération l'impact de la réduction des ondulations de courant de la PÀC sur la régulation de la tension du lien CC.
3. Validation expérimentale de la proposition.

1.4. Méthodologie

Une méthodologie basée sur quatre étapes a été utilisée pour arriver aux objectifs proposés. Chaque étape comporte des activités spécifiques ordonnées chronologiquement.

1. Établissement d'une revue bibliographique et formulation de la problématique liée au fonctionnement de la PÀC dans un milieu à forte variation de la charge. La revue bibliographique nous a permis de bien formuler cette problématique tout en considérant le contexte spécifique aux applications résidentielles en période hivernale. Cette dernière information a permis de fixer toutes les

contraintes liées à l'utilisation des charges thermostatiques comme charge de validation de l'algorithme.

2. Identification des ondulations de courant de la pile à combustible ainsi que leur propagation à travers les éléments de puissance pour se retrouver au niveau de la source.
3. Caractérisation de la pile à combustible ainsi que les phénomènes dynamiques qui apparaissent lors de la commutation de la charge.
4. Proposition d'un contrôleur pour le convertisseur CC-CC qui va permettre d'assurer un bon asservissement du lien CC tout en minimisant les ondulations du courant de la PÀC.
5. Proposition d'un contrôleur pour la partie CC-CA afin d'assurer une bonne alimentation de la charge résidentielle (bonne dynamique, bonne qualité de tension de l'alimentation) tout en prenant en compte les perturbations du lien CC causés par l'élimination des ondulations de courant de la PÀC.
6. Validation expérimentale des algorithmes proposés pour la réduction des ondulations sur le banc d'essai à l'Institut de Recherche sur l'Hydrogène.

1.5. Organisation du mémoire

La structure de ce mémoire suit la méthodologie annoncée antérieurement. Le deuxième chapitre contiendra la recherche bibliographique qui sous-tend le choix de la méthodologie et l'approche de la problématique. Le troisième chapitre sera dédié à la proposition et au développement théorique des algorithmes de contrôle. Le quatrième chapitre contiendra les résultats des expériences et des simulations faites pour la validation des algorithmes et des

modèles. Le dernier chapitre est dédié à la conclusion générale, les discussions sur les résultats observés, les perspectives et les travaux futurs.

Chapitre 2. État de la technique

Les applications à base de piles à combustible (PÀC) ont gagné une importance énorme soit dans l'industrie ou dans la recherche durant la dernière décennie. Les modèles des PÀCs se sont ainsi développés et validés pour répondre au besoin de modélisation et plus particulièrement de simulation. Dans ce chapitre, on présente l'état de la recherche en ce qui concerne les phénomènes qui se présentent au sein d'une PÀC. Ensuite, on présente les différents problèmes rencontrés lors de l'association de la PÀC avec les éléments de conversion.

2.1. Modélisation de la pile PEM

La pile à combustible (PÀC) est un système multi-physique, où plusieurs domaines d'études se superposent. Tout d'abord, le domaine chimique avec les réactions d'oxydoréduction de l'hydrogène et l'oxygène. Ensuite, le domaine thermique puisque cette réaction chimique est exothermique, donc il y a aussi les processus de propagation de la chaleur à l'intérieur de la PÀC à considérer. La mécanique des fluides est aussi un domaine à ne pas négliger avec les phénomènes de transport de masse dans laquelle la pile à combustible connaît une variation de la résistance de sa membrane, dont la valeur dépend de son niveau d'hydratation. Finalement, le domaine électrique qui se traduit par la courbe de polarisation de la PÀC. Tous ces phénomènes font que la PÀC connaît plusieurs régimes transitoires pour chaque changement imposé par la charge qu'elle alimente.

2.1.1 Principe de fonctionnement d'une PÀC

Une cellule d'une PÀC est composée de 3 parties : une anode, une cathode et une membrane. L'alimentation en hydrogène se fait du côté de l'anode : il est divisé (en présence du platine comme catalyseur) en proton (H^+) et électron (e^-); les protons traversent la membrane et les électrons vont suivre un circuit électrique extérieur. Cette réaction d'oxydation dans la demi-cellule est traduite par l'équation :



Dans l'autre partie de la PÀC, un flux d'oxygène est dirigé du côté cathode : les électrons provenant du circuit extérieur ainsi que les protons traversant la membrane retrouvent les molécules d'oxygène afin de former des molécules d'eau. Cette réaction de réduction dans la demi-cellule électrolytique s'écrit :



Dans la référence [33], les principes de base de la PÀC sont présentés, la composition, les différents types et les applications des PÀCs. La nature de la membrane va déterminer le type de la PÀC. Dans ce mémoire, on a utilisé une PÀC à membrane échangeuse de protons (PEM).

2.1.2 Modèle de pile PEM

De nombreux travaux [34]-[36] proposent des modèles statiques décrivant la courbe de polarisation de la pile PEM (Figure 2-1), sous forme de la somme de 4 termes : la tension théorique à vide E_0 , la surtension d'activation V_{act} (région 1), la chute de tension ohmique V_{ohm} (région 2) et finalement la chute de tension de concentration V_{conc} (région 3).

$$V_{fc} = E_0 - V_{act} - V_{ohm} - V_{conc} \quad (2.3)$$

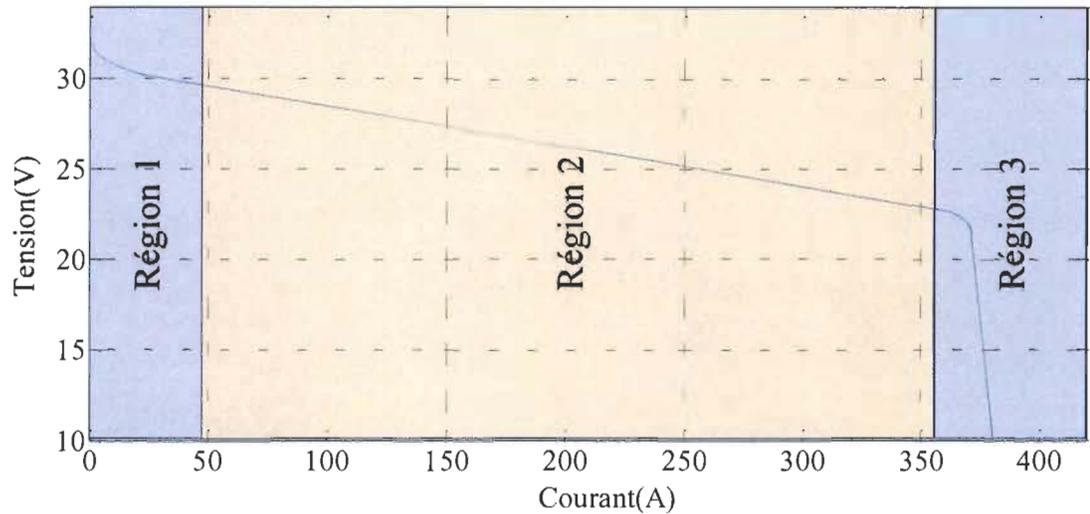


Figure 2-1: Courbe de polarisation de la pile PEM utilisée dans cette étude

➤ Pertes d'activation

Les pertes d'activation sont dues au démarrage des réactions chimiques à l'anode et à la cathode. La réaction d'oxydation de l'hydrogène étant plus rapide que celle de réduction d'oxygène, il s'ensuit que les pertes sont essentiellement dues aux pertes cathodiques. La relation qui relie les pertes et la densité de courant est donnée par (2.4) dite équation de Tafel:

$$V_{act} = A \ln \left(\frac{I_{fc} + i_n}{i_0} \right) \quad (2.4)$$

Avec

A : la pente de la droite de Tafel.

I_{fc} : le courant délivré par la pile à combustible.

i_n : courant interne permettant de tenir compte des courants de fuite à travers la membrane.

i_0 : le courant d'échange à vide.

➤ Pertes ohmiques

La pile PEM possède un comportement ohmique que l'on peut modéliser par une résistance équivalente qu'oppose les électrodes et les plaques bipolaires à la circulation des électrons et l'électrolyte au passage des protons.

$$V_{ohm} = R_m(I_{FC} + i_n) \quad (2.5)$$

R_m étant la résistance totale de la pile PEM.

➤ Pertes de concentration

La chute de tension due à la perte de concentration se manifeste à haute densité de courant, elle est expliquée par la consommation des gaz qui appauvrit les mélanges et diminue les pressions partielles. Elle est liée au courant débité par la pile ainsi qu'au courant limite pour lequel tout le combustible (hydrogène) est consommé. Cette relation est exprimée par :

$$V_{conc} = -B \ln \left(1 - \frac{I_{fc} + i_n}{i_L} \right) \quad (2.6)$$

Avec :

B : constante de transfert de masse.

i_L : courant limite pour lequel tout le combustible est consommé.

I_{fc} : le courant délivré par la pile à combustible.

i_n : courant interne permettant de tenir compte des courants de fuite à travers la membrane.

Dans la référence [37], on présente une nouvelle approche de modélisation de la pile à combustible en intégrant le comportement dynamique dans le modèle. Plus particulièrement, les phénomènes dynamiques liés à la chute de tension « voltage under-shoot » lors de la commutation de la charge ainsi que l'effet de la capacité double couche traduit par la constante de temps apparaissant lors du rétablissement de la tension.

Pour reproduire l'effet du flux d'air et d'hydrogène sur la constante du temps électrique de la PÀC, l'article cité dans la référence [38] utilise un modèle stationnaire amélioré en association avec un modèle dynamique. Les paramètres stationnaires associés aux chutes de tension ohmique, d'activation et de concentration sont estimés à partir de la courbe de polarisation de la pile à combustible en utilisant un modèle non-linéaire. Ensuite, le modèle dynamique modélise essentiellement l'effet du flux d'air et d'hydrogène sur le potentiel de Nernst. Ce modèle reproduit la plupart des phénomènes transitoires de la pile à combustible et il est adopté dans ce mémoire pour valider les résultats des algorithmes proposés.

L'Institut de Recherche sur l'Hydrogène a longtemps travaillé sur les modèles expérimentaux comme dans la référence [39] où un modèle à base de l'analyse transitoire du courant et de la tension a été proposé. La référence [40] propose aussi une autre validation expérimentale d'un modèle d'état de la pile à combustible avec ses auxiliaires de contrôle.

2.2. Problématique de la propagation des ondulations de courant

La plupart des charges résidentielles sont des charges à courant alternatif, c'est pourquoi l'ajout d'un onduleur dans la chaîne de conversion est nécessaire lors de l'alimentation avec une source continue telle que la pile à combustible. Ceci dit, cette conversion introduit des ondulations du courant qui vont se propager tout au long des éléments de conversion (les

éléments de l'électronique de puissance, les filtres, ...) pour atteindre finalement la pile à combustible. Une analyse détaillée de la propagation de ces ondulations de courant, de la charge vers la source est proposée dans la référence [41]. Un modèle de petit signal en utilisant un circuit équivalent est présenté pour extraire la fonction de transfert reliant les ondulations de courant de la charge aux ondulations de courant de PÀC. On peut considérer l'expression de la puissance de sortie du convertisseur CC/CC comme :

$$P_{out}(t) = I_{out}(t)V_{out}(t) \quad (2.7)$$

Avec

$$\begin{cases} V_{out}(t) = \sqrt{2}V_0 \cos(\omega t) \\ I_{out}(t) = \sqrt{2}I_0 \cos(\omega t + \varphi) \end{cases} \quad (2.8)$$

Si on remplace V_{out} et I_{out} dans (2.7), on a :

$$P_{out}(t) = (V_0 I_0)(\cos(2\omega t + \varphi) + \cos(\varphi)) \quad (2.9)$$

Avec V_0 et I_0 qui sont les valeurs efficaces de la tension et le courant de sortie du convertisseur CC-CC. Il est à noter que la puissance instantanée de sortie comporte en plus de la composante continue une autre composante périodique de fréquence équivalente au double de la fréquence de la tension de la charge. Cette pulsation de valeur 2ω va apparaître sur la tension du lien CC, et par la suite sur le courant de la PÀC [46].

Pour quantifier ces ondulations, on introduit un facteur appelé facteur des ondulations défini comme étant le rapport entre la valeur efficace des ondulations et le courant moyen de la PÀC.

$$\gamma = \frac{I_{ond-eff}}{I_{PÀC-moy}} \quad (2.10)$$

2.3. Influence de l'architecture du convertisseur CC-CC

Le convertisseur CC-CC est l'élément qui vient après la pile à combustible dans la chaîne de conversion. Plusieurs topologies ainsi que structures ont été proposées pour assurer des bonnes performances du système comme dans la référence [42] où plusieurs topologies ont été présentées et leurs performances ont été analysées. Dans la référence [43], une analyse a été faite pour présenter les critères qu'il faut prendre en considération lors de l'analyse de l'interaction de la pile à combustible avec ses éléments de conversion. Ces critères sont : la dynamique d'alimentation en hydrogène et oxygène, la dynamique de la réaction chimique de la pile au sein de la PÀC et finalement la dynamique du système de conversion de puissance.

2.4. Influence des harmoniques et les ondulations de courant sur la pile à combustible

L'analyse de la génération et la propagation des ondulations de courant est très présent dans la littérature [44]-[49]. Plusieurs solutions ont été proposées pour réduire ces ondulations qui diffèrent en complexité de la solution, la complexité de la circuiterie utilisée, ainsi que la taille des éléments de stockage utilisés. Ces critères doivent être pris en considération lors de la comparaison entre les différentes méthodes proposées. Dans la référence [50], il précise que pour avoir une réduction de ces ondulations, il faut : installer des filtres capables de réduire l'amplitude des ondulations, augmenter la capacité de l'élément de stockage ou bien réduire le temps de réponse de la boucle de régulation de tension du convertisseur CC-CC. Cette dernière solution va sûrement avoir un impact sur la qualité d'onde fournie par le convertisseur CC-CA. L'influence des harmoniques de courant sont aussi l'un des sujets discutés, dans les références [51]-[52] où une analyse détaillée de

la source des harmoniques ainsi que des solutions visant leurs réductions a été présentée. Généralement, les harmoniques de hautes fréquences sont facilement filtrées par les éléments de stockage des convertisseurs de puissance. Par contre, les harmoniques de basse fréquence contiennent assez d'énergie pour atteindre la pile à combustible. La problématique des harmoniques peut donc se résumer à l'élimination des ondulations de courant.

2.5. Influence des fluctuations de la charge sur la pile à combustible

Les variations de la charge entraînent l'apparition de plusieurs phénomènes transitoires au sein de la pile à combustible. Leurs constantes de temps peuvent s'étaler de quelques microsecondes à plusieurs minutes voire des heures. La réponse de la pile à combustible vis-à-vis de ces variations est présentée dans plusieurs études [53]-[55]. L'ensemble des études convergent vers la même conclusion. Les fortes variations de la charge doivent être minimisées pour assurer un bon fonctionnement de la pile, et ce avec l'ajout d'autres éléments de stockage associés à des stratégies de partage de puissance pour assurer l'alimentation de la charge lors du régime transitoire [56].

2.6. Influence de l'alimentation de la charge à courant alternatif

Bien évidemment, l'introduction de l'analyse de la partie CA augmente le nombre de critères à prendre en considération pour évaluer les performances de la commande proposée. L'interaction entre les deux commandes CC et CA peut introduire des effets indésirables sur l'onde d'alimentation (ennui au confort de l'utilisateur) ainsi que sur la source d'alimentation (plus de contrainte sur la pile à combustible) [57].

L'alimentation de la charge CA introduit aussi d'autres problèmes pour la pile à combustible. Dans les références [58]-[59], l'interaction de la PÀC est inspectée avec des

charges alternatives, démontrant que les paramètres internes de la PÀC sont susceptibles de changer pour chaque variation de la charge avec une tendance plus grande que si on utilise des charges continues. L'aspect des charges alternatives et ses impacts sur la PÀC sont donc très importants à évaluer.

2.7. Association de la pile à combustible avec un élément de stockage

Pour utiliser la PÀC comme une source associée à un convertisseur statique, particulièrement lorsqu'il s'agit d'un onduleur, il est nécessaire de bien définir les éléments de filtrage utilisés pour atténuer les ondulations de courant de sortie de la pile. Dans la référence [51], les auteurs présentent une analyse fréquentielle de l'influence de ces ondulations sur les performances de la PÀC. Il est à noter que les composantes de haute fréquence du courant peuvent être filtrées moyennant la capacité double couche de la PÀC qui traduit principalement l'accumulation de la charge à l'interface membrane/électrode, créant ainsi l'équivalent d'une capacité dont la valeur peut varier, selon le modèle et le fabricant de la PÀC, entre 10 mF et 100 mF [56]. Par contre, les composantes de basse fréquence du courant (120 Hz comme exemple) contiennent assez d'énergie pour ne pas être filtrées par les éléments de filtrage. L'interaction de ces ondulations et les phénomènes électrochimiques de la PÀC peuvent nuire au bon fonctionnement de la PÀC en causant une augmentation de la quantité d'hydrogène consommée et même diminuer la durée de vie de la pile [60].

L'association de la PÀC avec un élément de stockage permet d'améliorer sa dynamique surtout lorsqu'il s'agit d'alimenter une charge très fluctuante dans le temps. Il permet aussi de protéger la pile à combustible contre les pics générés lors des régimes transitoires de la charge, mais elle possède un inconvénient à prendre en considération : elle augmente le coût

et les dimensions du système. Dans un monde où la tendance actuelle est de proposer des solutions compactes et réduites, cette solution risque de ne pas être très compétitive. C'est pourquoi les efforts de recherche sont orientés vers la proposition d'une solution où la taille de l'élément de stockage est optimisée.

2.8. Techniques de réduction des ondulations de courant

Généralement, l'utilisation de l'élément de stockage seul n'est pas très efficace ni optimale car on peut réduire les ondulations à des valeurs acceptables (moins de 4 % comme valeur recommandée par les constructeurs des PÀC). Cependant, cela nécessitera des capacités de filtrage très grandes. C'est pourquoi d'autres alternatives se présentent, surtout avec l'avancé qu'a connue la technologie des systèmes embarqués et les cartes de contrôle. On peut citer à titre d'exemple la technologie VLSI qui est considérée comme un choix prometteur dans le contrôle et le traitement du signal [61]-[63].

Pour répondre à la problématique de recherche, on trouve par exemple la référence [64] qui propose un double contrôle, sur la tension et sur le courant, en utilisant un déphaseur pour atténuer les ondulations. Les résultats de simulation montrent que le courant d'entrée a une valeur crête à crête d'ondulations inférieure à 2 %. Étant donné que les convertisseurs statiques jouent un rôle important dans la chaîne de conversion, développer une structure spéciale de convertisseurs de puissance associés au contrôleur classique semble être une solution efficace. Cette technique est présentée dans la référence [46] où un « push-pull » est associé avec un double redresseur de tension et une boucle de régulation de courant. Les résultats expérimentaux montrent que la valeur des ondulations d'entrée peut être réduite à 1,8 %. De la même manière, la référence [42] présente une étude comparative de courant pour différentes topologies de convertisseurs de puissance. Les résultats montrent qu'un

convertisseur « push-pull » peut réduire la composante d'ondulation correspondant au deuxième harmonique du courant alternatif tiré par la charge jusqu'à 31 %. Les convertisseurs interconnectés en série quant à eux réduisent cette valeur à 28 % et le convertisseur Boost à décalage de phase peut réaliser une réduction jusqu'à 18 % sans aucune technique supplémentaire. Dans la référence [45], un contrôle actif à basse fréquence a été utilisé pour réduire la composante basse fréquence des ondulations du courant et d'améliorer la qualité de l'alimentation CA. La composante 120 Hz du courant d'entrée a été réduite à 6,4 %. Par ailleurs la référence [49] propose une analyse d'un convertisseur « Switched Capacitors Boost Converter », dont la structure est présentée en [66], et son impact sur les ondulations, en utilisant un algorithme adaptatif pour contrôler en parallèle les deux convertisseurs, même avec une faible valeur de la capacité de sortie. Les ondulations de courant peuvent être réduites à 1,85 % quand la valeur efficace du courant de la PÀC est de 25.6 A.

La plupart des solutions proposées pour cette problématique ont été développées pour des applications de transport, dont l'utilisation d'un élément de stockage couplé avec la pile PEM est la solution la plus utilisée. Néanmoins, les recherches dans le domaine des applications résidentielles existent, mais sont peu nombreuses.

2.9. Conclusion

En guise de conclusion, la modélisation de l'ensemble des phénomènes transitoires présent au sein de la pile PEM est complexe. La gestion et la réduction de leurs impacts négatifs sur la pile ne sont pas facilement abordables. La difficulté de cette problématique réside dans la pluridisciplinarité de la pile PEM (plusieurs domaines d'études se superposent). Ainsi que dans l'application d'une stratégie de contrôle au niveau du courant

électrique et débit de fluides réactifs. Les considérations sur les problèmes de dégradations irréversibles graves pendant la phase transitoire nous emmènent à proposer une stratégie de contrôle pour assister la pile PEM lors des commutations répétitives.

Dans une application résidentielle où la pile PEM est la source principale, l'algorithme de contrôle ne doit en aucun cas impacter le confort de l'utilisateur. En général, le système de contrôle est développé pour trouver un compromis entre les performances de la pile PEM et la qualité de l'onde d'alimentation.

La problématique des ondulations de courant est généralement traitée comme une problématique résultante de l'alimentation d'une charge alternative. L'utilisation d'un élément passif de filtrage est considérée comme la solution la plus utilisée dans la littérature, mais elle présente l'inconvénient d'être encombrante, augmentant ainsi la taille du système. Ces éléments nécessitent aussi une maintenance régulière pour garder leurs performances, c'est pourquoi nous limiterons leurs utilisations en gardant juste les éléments actifs du système de conversion statique. L'algorithme de contrôle quant à lui doit être robuste et capable de réduire le taux d'ondulations de courant.

Dans ce cas, la gestion du régime dynamique permet d'élaborer des stratégies en visant la minimisation de ce dernier malgré les fortes variations de la charge. Nous proposons de faire un asservissement de tension de sortie du convertisseur en prenant en considération que la source d'alimentation est une pile PEM. Nous traitons aussi le scénario de l'alimentation d'une charge thermostatique (plinthe électrique) avec un mode d'asservissement réel en émulant les conditions du chauffage électrique résidentiel.

Chapitre 3. Algorithme de gestion d'un système à PAC associée à des charges thermostatiques à fortes variations

Nous proposons dans ce chapitre deux méthodes de contrôle pour le convertisseur CC-CC qui sert d'interface entre une pile à combustible et un onduleur alimentant des charges électriques résidentielles, dont plusieurs plinthes électriques. La première méthode est basée sur un modèle inverse construit à partir d'une identification du système tandis que la deuxième méthode utilise un réseau de neurones pour contrôler le convertisseur CC-CC. Dans nos hypothèses, nous considérons que la PAC alimente des charges thermostatiques avec un asservissement de température. Aucun élément de stockage ne sera utilisé dans cette étude à part ceux qui font partie de la structure du convertisseur.

La commande de l'onduleur (convertisseur CC-CA) est basée sur l'utilisation d'une commande à base d'une décomposition en composante directe et en quadrature. Plusieurs travaux ont démontré l'efficacité de cette méthode surtout quand des bonnes performances dynamiques sont exigées [70]-[71].

3.1. Système étudié

3.3.1 Pile à combustible

La PAC utilisée dans l'étude a été fabriquée par Hydrogenics. Le modèle HyPMXR8 a une puissance nominale de 8 kW et une tension de sortie variant entre 20 et 35 V. La courbe de polarisation de la pile est présentée sur la Figure 3-1.

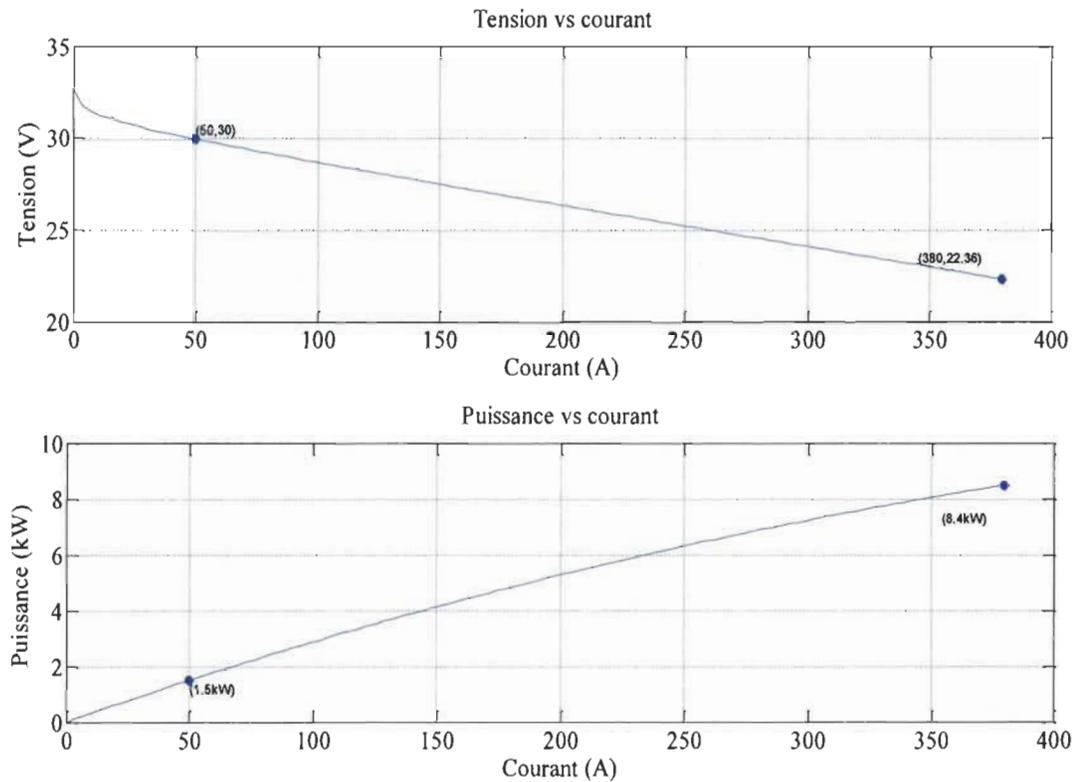


Figure 3-1 : Courbe de polarisation de la pile à combustible HyPMXR8

3.3.2 Convertisseurs statiques

Le système comporte deux convertisseurs de puissance : un hacheur élévateur pour adapter la tension de la pile PEM à la tension d'alimentation de la charge et un onduleur dont le rôle est de fournir une tension alternative (110 V/60 Hz) pour alimenter la charge.

Un convertisseur survolteur (*boost converter* en anglais) classique ne peut pas délivrer des tensions de sortie très élevées sans se saturer. Or, la plupart des charges résidentielles ont besoin d'une tension alternative de 120 V/60 Hz. Pour être capable d'atteindre cette valeur avec une PÀC comme source de tension continue, on est obligé d'utiliser un autre type de convertisseur. Le convertisseur choisi dans cette étude est un hacheur élévateur à capacités

commutées (Switched Capacitor DC-DC Boost Converter). La configuration générique d'un tel convertisseur est présentée dans la Figure 3-2.

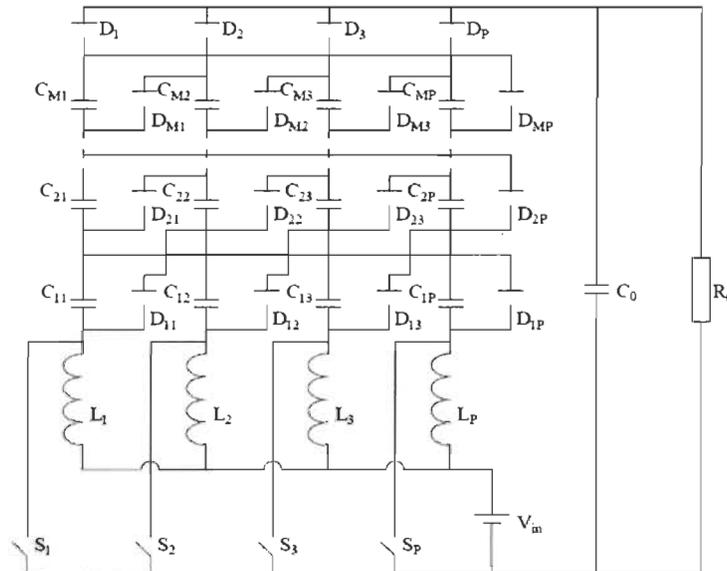


Figure 3-2 : Configuration générique du convertisseur survolteur à capacités commutées [66]

Plusieurs étages de condensateurs sont connectés en série permettant d'augmenter le gain statique du convertisseur. Le nombre d'étages en parallèle est noté P alors que le nombre des bras du convertisseur, dit couches, est noté M . Le principe de fonctionnement du convertisseur est présenté dans la référence [66]. Le gain statique de ce type de convertisseur est donné par l'équation (3.01) avec D défini comme le rapport cyclique.

$$G = \frac{V_0}{V_{in}} = \frac{M+1}{1-D} \quad (3.01)$$

La structure de ce convertisseur pour $P=2$ et $M=1$ est représentée sur la Figure 3-3.

De plus le nombre d'étages en parallèles réduira les ondulations de courant de hautes fréquences, contrairement à un survolteur classique.

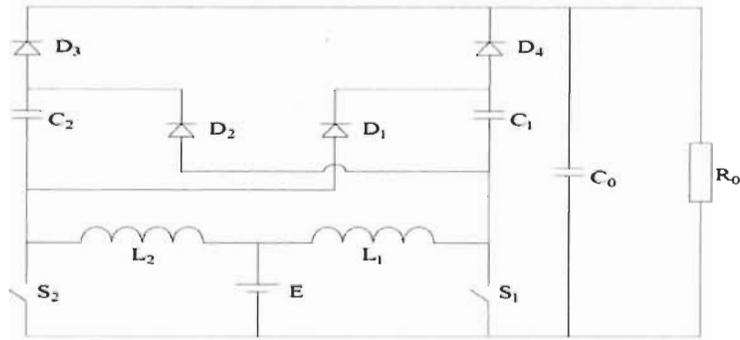


Figure 3-3 : Convertisseur survolteur à capacités commutées (P=2, M=1)

En posant $M=1$ dans l'équation (3.01), l'expression du gain statique du convertisseur devient :

$$G = \frac{V_0}{V_{in}} = \frac{2}{1-D} \quad (3.02)$$

Le tracé du gain statique en fonction du rapport cyclique défini par l'équation (3.02) est présenté dans la Figure 3-4. On peut remarquer que ce convertisseur permet d'atteindre un gain six fois la tension d'entrée tout en gardant le rapport cyclique inférieur à 0.75, au-delà duquel on est susceptible de causer la saturation du convertisseur, en conditions réelles d'utilisation. En plus, le rendement de ce type de convertisseur peut atteindre expérimentalement 95 % [66].

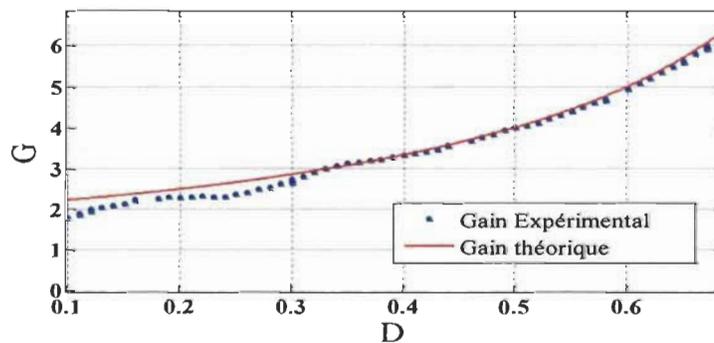


Figure 3-4 : Gain statique du convertisseur CC-CC

Le convertisseur CC-CA est constitué d'un onduleur monophasé à IGBT. Les caractéristiques du système sont présentées dans le Tableau 3-1 et la Figure 3-5 présente la structure globale du système.

Description	Value
PEM-Fuel Cell	
Hydrogenics – HyPMXR8	
Puissance nominale	8.5 kW *
La tension de sortie	20-40 V
DC-DC converter	
Type	One stage switched capacitor boost converter
La tension d'entrée	20 – 35 V
La tension de sortie maximale	250 V
La capacité d'entrée (LVC)	1000 μ F
L'inductance d'entrée (L1, L2)	1.4 mH
Les capacités commutées (SC1, SC2)	1000 μ F
Capacité de sortie (C3)	10 μ F
Inductance du filtre (L3)	0.8 mH
Capacité du filtre (HVC)	2650 μ F
La fréquence de commutation	6 kHz
DC-AC converter	
Pont d'onduleur	IGBT Power module (PS21A7A)
Rated voltage /current	600 V/30 A
Tension DC nominal d'alimentation	200 V
Tension / fréquence de fonctionnement	120 V/60 Hz
Fréquence de commutation	10 kHz

* La puissance est limitée à 3 kW qui est la puissance nominale de l'interface de puissance

Tableau 3-1 : Les caractéristiques du système de conversion

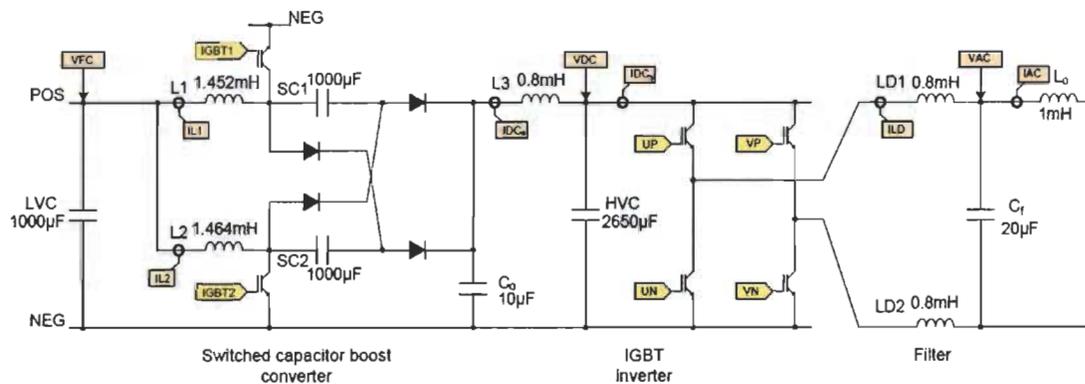


Figure 3-5 : Structure du système de conversion statique [20]

3.3.3 Charges thermostatiques résidentielles

Les charges thermostatiques sont les charges qui utilisent un thermostat pour contrôler leur fonctionnement (chauffe-eau, four, climatiseur, chauffage, ...). L'utilisation de ce type

d'appareil est devenue de plus en plus répandue dans les applications résidentielles. Cependant, leur comportement électrique est très peu discuté dans la littérature. Ces charges, si elles sont contrôlées par des thermostats électroniques, ont un comportement périodique de type modulation par largeur d'impulsion (MLI), car elles suivent les cycles de refroidissement et de chauffage. La période fondamentale dépend du type d'appareil et le rapport de marche / arrêt (ou rapport cyclique) dépend du réglage et de la température ambiante. En outre, le comportement des consommateurs affecte aussi les caractéristiques des charges. Sur la Figure 3-6, on peut voir un exemple du profil de variation de puissance de ces charges. On remarque clairement que celles-ci connaissent des variations rapides tout au long de leur temps de fonctionnement (dans l'exemple, pour quatre plinthes électriques).

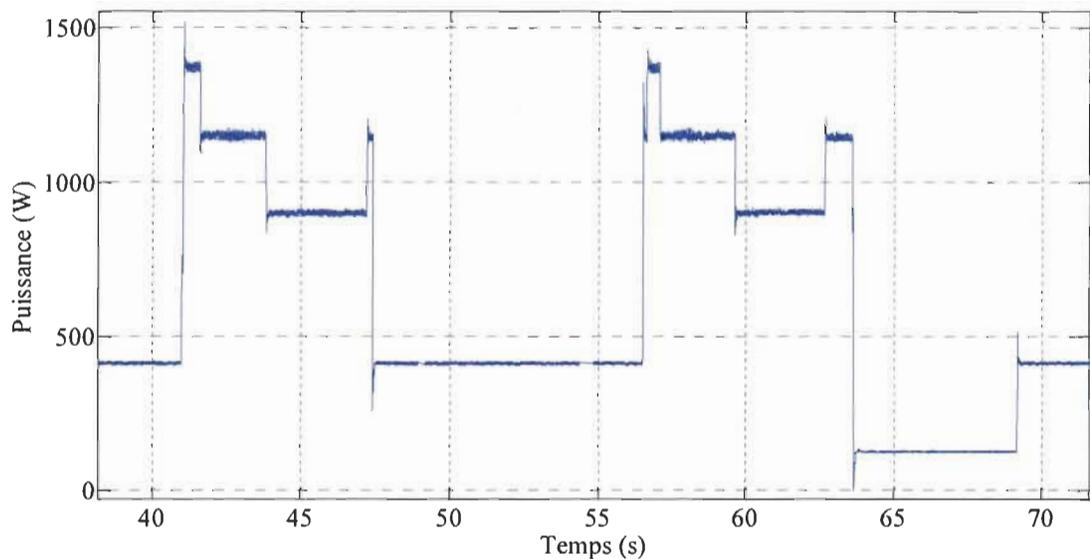


Figure 3-6 : Profil de puissance de quatre plinthes électriques

Les radiateurs électriques (plinthes) sont généralement installés dans des pièces pour assurer un contrôle individuel de la température (contrairement au chauffage centralisé ou un seul élément assure le chauffage de l'ensemble du bâtiment). À titre d'exemple, une plinthe chauffante par résistance électrique est représentée sur la Figure 3-7. Chaque plaque

chauffante utilisée dans cette étude a une puissance nominale de 500 W si alimentée par une tension de 240 V. La Figure 3-8 montre la plaque signalétique des plinthes électriques utilisées dans cette étude.

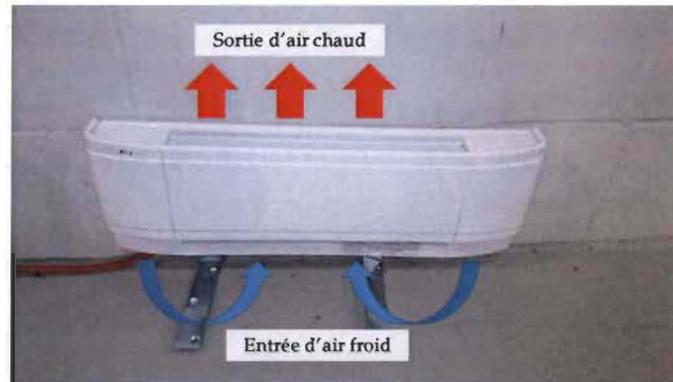


Figure 3-7 : Plinthe chauffante par résistance électrique



Figure 3-8 : Plaque signalétique de la plinthe électrique utilisée dans ce travail

3.2. Commande à base d'un modèle inverse

Étant donné que le système étudié comporte des éléments non-linéaires, la commande d'un tel système avec l'utilisation des méthodes classiques (PI, PID) comporte des limitations. Les principales difficultés dans la théorie de la commande des systèmes dynamiques réels sont les non-linéarités et les incertitudes. En plus, le système passe par plusieurs points lors de son fonctionnement (charges électriques très variantes).

L'élaboration d'un modèle mathématique du système qui relie les entrées et les sorties étant délicate et complexe, l'utilisation d'un algorithme adaptatif se montre comme une solution pour suivre la dynamique rapide de la charge.

Deux algorithmes à base d'un modèle inverse seront discutés dans ce travail. Premièrement, une commande par identification inverse du processus en utilisant la méthode des moindres carrés, pour construire le modèle inverse de l'asservissement de la tension. Elle sera associée à un correcteur PID pour l'asservissement du courant du convertisseur. La deuxième méthode utilise quant à elle un réseau de neurones pour construire le modèle inverse en associant la structure de l'algorithme neuronal et l'algorithme de rétro-propagation.

3.3.1 Identification des paramètres du modèle inverse

Bien que le modèle inverse du système joue un rôle important dans la théorie de la commande, l'établissement de sa forme analytique est assez difficile. Plusieurs méthodes de modélisation des systèmes ont été présentées dans la référence [67]. Un système dynamique peut être décrit par l'équation (3.03) reliant les entrées aux sorties :

$$y(k+1) = f(y(k), \dots, y(k-n+1), u(k), \dots, u(k-m+1)) \quad (3.03)$$

Où la sortie $y(k+1)$ dépend des n valeurs précédentes de la sortie et des m valeurs précédentes de l'entrée. Le système inverse consiste à trouver la fonction inverse capable de satisfaire l'équation :

$$u(k) = f^{-1}(y(k+1), \dots, y(k-n+1), u(k-1), \dots, u(k-m+1)) \quad (3.04)$$

Connaissant l'état futur et passé du système on peut calculer la commande à appliquer. Plusieurs méthodes sont utilisées pour calculer les paramètres du modèle [68], les plus

utilisées dans la littérature étant les réseaux de perceptrons multicouches. Dans ce travail, l'identification par la méthode des moindres carrés estimant les paramètres du système sera utilisée.

3.3.2 Méthode moindres carrés

La méthode des moindres carrés (LS de son acronyme en anglais least squares) est élaborée pour la première fois par Legendre et Gauss au début du XIX^e siècle. Généralement, elle est utilisée pour comparer des données expérimentales à un modèle mathématique. Dans le cas de ce travail, on veut identifier le comportement du convertisseur CC-CC à un modèle mathématique bijectif² pour extraire le modèle inverse.

En partant d'un ensemble de points (issu des mesures expérimentales) $M_i(x_i, y_i)$, l'objectif est de trouver la fonction de type $x \rightarrow y = f(x, \Theta)$ en déterminant les paramètres Θ , f peut être une fonction affine, polynomiale, exponentielle..., minimisant la somme des carrés des distances entre y_i et $f(x_i, \Theta)$. La prescription des moindres carrés revient à minimiser la quantité :

$$\chi^2 = \sum_{i=1}^n [y_i - f(x_i)]^2 = \sum_{i=1}^n r_i^2 \quad (3.05)$$

La quantité χ^2 , ou somme des carrés des résidus, est une forme quadratique définie positive. Son minimum se calcule par différentiation.

$$\text{grad}(\chi^2) = 0 \quad (3.06)$$

² Une application est bijective si et seulement si tout élément de son ensemble d'arrivée possède un et un seul antécédent.

Nous pouvons exploiter la linéarité du modèle pour exprimer le χ^2 sous une forme matricielle plus simple. En effet, en définissant :

$$J = \begin{pmatrix} x_{11} & \cdots & x_{1n} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ x_{n1} & \cdots & x_{nn} \end{pmatrix}; \theta = \begin{pmatrix} \theta_1 \\ \vdots \\ \theta_n \end{pmatrix}; y = \begin{pmatrix} y_1 \\ \vdots \\ y_n \end{pmatrix} \quad (3.07)$$

La matrice J, appelée matrice Jacobienne du problème, est une matrice rectangulaire, de dimension (nxn). En notation matricielle, on peut facilement démontrer que

$$\chi^2 = (J\theta - y)^T \cdot (J\theta - y) \quad (3.08)$$

$$\text{grad}(\chi^2) = 2J^T J\theta - 2J^T y = 0 \quad (3.09)$$

Donc le minimum de χ^2 est atteint pour :

$$\theta = (J^T \cdot J)^{-1} \cdot J^T \cdot y \quad (3.10)$$

3.3.3 Contrôleur de tension par modèle inverse du convertisseur CC-CC

Pour concevoir le contrôleur de tension du convertisseur, des mesures expérimentales ont été faites sur le convertisseur afin d'élaborer une cartographie de l'ensemble des points de fonctionnement du convertisseur. Tout d'abord, on varie le rapport cyclique du convertisseur sur la plage [0, 0.7]. Par la suite, ce processus a été réalisé pour plusieurs valeurs de charge. Les résultats expérimentaux montrent que la sortie du convertisseur dépend de la valeur du rapport cyclique appliquée et de la charge alimentée. La Figure 3-9 (a) montre les variations du rapport cyclique, (b) la tension de sortie du convertisseur, (c) le courant de la pile PEM et finalement (d) la puissance du système.

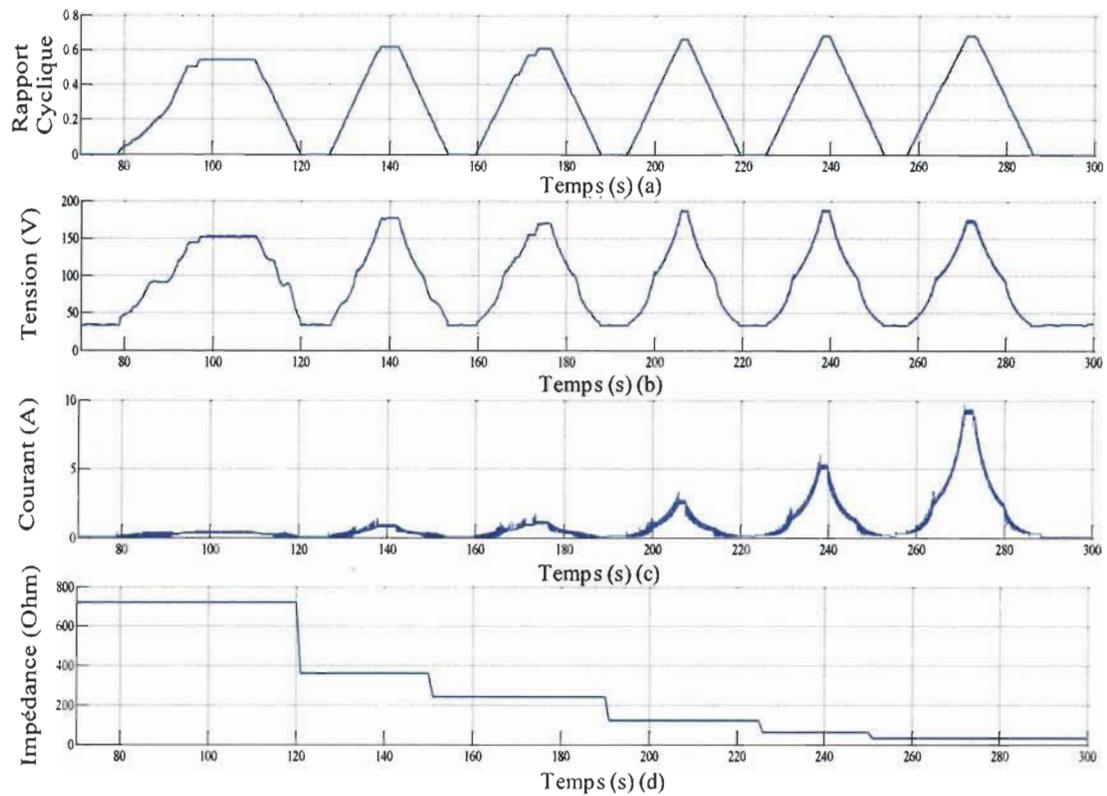


Figure 3-9 : Cartographie de l'ensemble des points de fonctionnement du convertisseur CC-CC

L'élimination de la variable du temps, dans les figures précédentes, entre la tension et le courant d'entrée pour les différentes impédances de la charge permet de représenter graphiquement la relation entre le courant et la tension comme illustré à la

Figure 3-10.

L'objectif est de trouver une relation entre la tension à la sortie du convertisseur et le courant de sortie de la pile. Le correcteur de tension à base du modèle inverse peut être exprimé selon l'équation (3.03) en remplaçant u par I_{in} et y par V_{out} :

$$I_{in}(k) = f^{-1}(V_{out}(k+1), \dots, V_{out}(k-n+1), I_{in}(k-1), \dots, I_{in}(k-m+1)) \quad (3.11)$$

Pour mettre en évidence les paramètres du système, on écrit l'équation (3.11) sous la forme :

$$I_{ref} = \sum_{k=1}^{n-1} b_k I_{in}(n-k) + \sum_{k=0}^n a_k V_{out}(n-k) \quad (3.12)$$

C'est ainsi qu'on peut construire les matrices pour appliquer la méthode des moindres carrés :

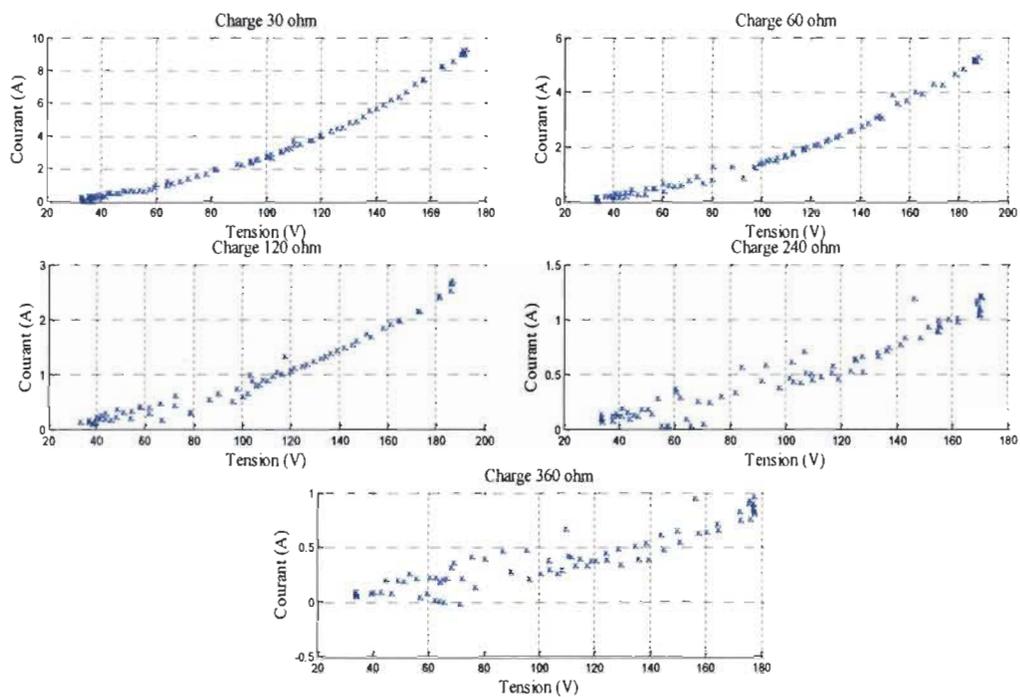


Figure 3-10 : Courant de sortie de la pile en fonction de la charge et le niveau de tension

$$J = \begin{pmatrix} V_{out}(1)^{Z1} & \dots & V_{out}(1)^{Z6} \\ \vdots & & \vdots \\ V_{out}(n)^{Z1} & \ddots & V_{out}(n)^{Z6} \\ I_{in}(1)^{Z1} & & I_{in}(1)^{Z6} \\ \vdots & & \vdots \\ I_{in}(n-1)^{Z1} & \dots & I_{in}(n-1)^{Z6} \end{pmatrix}; \theta = \begin{pmatrix} a_0 \\ \vdots \\ a_n \\ b_1 \\ \vdots \\ b_{n-1} \end{pmatrix}; y = \begin{pmatrix} I_{in}(1) \\ \vdots \\ I_{in}(n) \end{pmatrix} \quad (3.13)$$

Le calcul est fait en utilisant le logiciel MATLAB. C'est ainsi qu'on peut extraire l'identification du système et représenter sa réponse sous forme d'une cartographie des points

de fonctionnement. On peut donc estimer la valeur du courant d'entrée du convertisseur en utilisant une tension de référence et la valeur de l'impédance de la charge vue par le système; cette dernière étant obtenue via la mesure de la puissance moyenne sur l'intervalle de temps d'analyse. Les résultats sont montrés à la Figure 3-11.

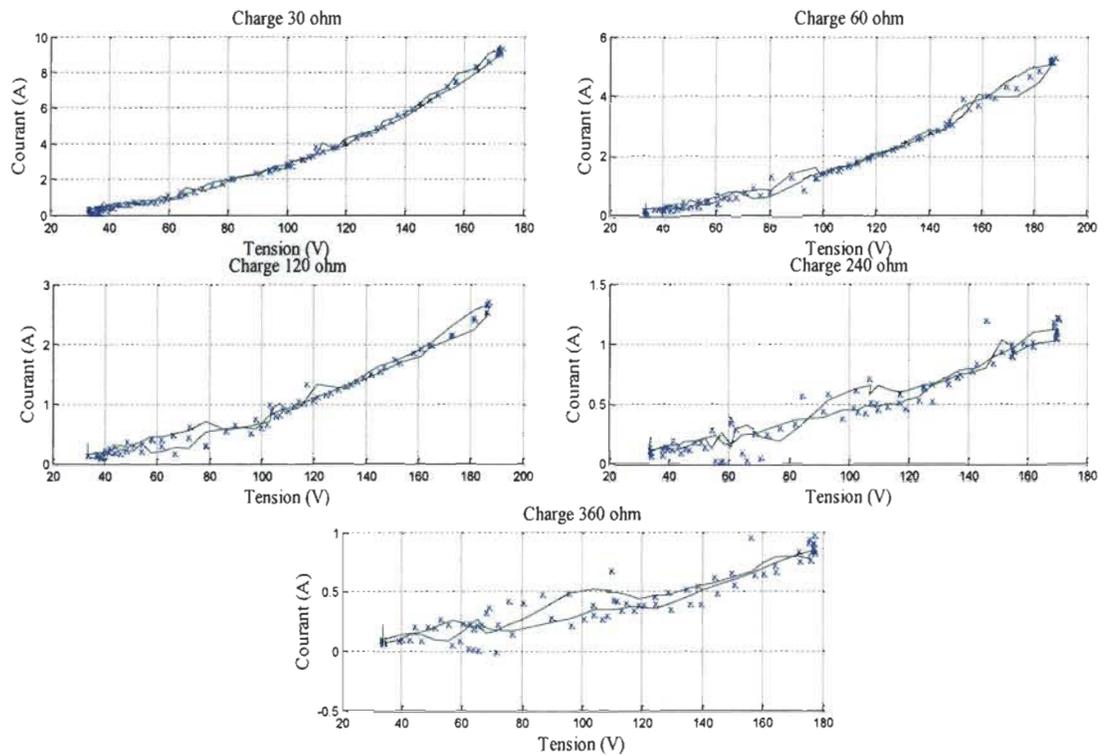


Figure 3-11 : Résultats de l'identification

Désormais, il est possible d'estimer la valeur du courant tiré de la pile en se basant sur les informations antérieures du système ainsi que sur la valeur de la puissance débitée par la charge. Il reste maintenant à contrôler le courant de la pile et générer ainsi les impulsions pour le convertisseur.

3.3.4 Contrôleur de courant

On a vu dans la section précédente que le modèle inverse est capable de calculer le courant de la pile PEM, à partir d'une tension de référence, de la valeur de l'impédance branchée à la sortie du convertisseur ainsi que de l'état précédent du système. Dans cette partie, on va présenter le contrôleur de courant. Un correcteur PID classique est utilisé pour faire l'asservissement de courant, la forme du correcteur est donnée par :

$$C_{PID} = K_p + K_i \frac{z}{z-1} + K_D \frac{z-1}{z} \quad (3.14)$$

Finalement, la structure globale du correcteur est donnée sur la

Figure 3-12.

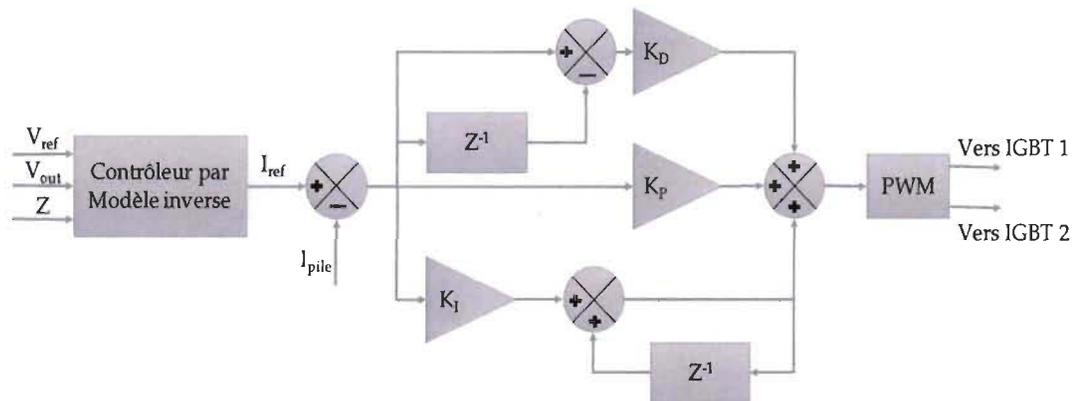


Figure 3-12 : Structure globale de contrôle

C'est ainsi que le convertisseur CC-CC est contrôlé. On commence tout d'abord par imposer une tension de référence, connaissant les états précédents du système et la valeur de l'impédance (mesurée indirectement à partir de la valeur de la tension et du courant de la charge). On est donc en mesure d'estimer la valeur du courant que la pile doit fournir. L'asservissement de courant est assuré par un correcteur classique PID dont les valeurs des paramètres ont été calculées en utilisant la méthode de Ziegler et Nichols (ZN).

3.3. Commande à base d'un réseau de neurones artificiels

Le concept du réseau de neurones artificiels remonte au début des années 40 avec les travaux de Mac Culloch et Pitts (1943) sur la création du premier modèle de neurone, la première loi d'adaptation ainsi que la définition du perceptron. Cependant, avec le progrès que le monde a connu durant les années 90 et début 2000, les approches d'utilisation des réseaux de neurones se sont diversifiées. Aujourd'hui, avec les problèmes rencontrés dans la théorie de commande des systèmes dynamiques telles les non-linéarités et les incertitudes, le recours à des méthodes de commande par apprentissage est devenu une nécessité. Dans ce cas, le réseau de neurones s'offre comme une solution. Leur principale caractéristique est leur capacité de s'adapter au changement dynamique du système. Comme montré au début de ce chapitre, le système étudié (PÀC, système de conversion de puissance) présente de fortes non-linéarités tout au long de ses points de fonctionnement. L'établissement du modèle mathématique est très compliqué vu le nombre d'états de commutation à prendre en considération. C'est pourquoi ce travail propose aussi une mise en œuvre des capacités des réseaux de neurones multicouches pour reproduire la dynamique inverse des systèmes non-linéaires et l'utilisation du modèle neuronal inverse ainsi reproduit dans la conception des structures de commande neuronale du système.

Un réseau de neurones est composé de plusieurs neurones organisés en couches et interconnectés via des liaisons synaptiques pondérées. L'apprentissage consiste à modifier les poids pour avoir un minimum global ou local d'une fonction coût. Généralement la fonction de coût est représentée par l'erreur quadratique.

$$E(w) = \sum_{i=1}^N \frac{1}{2} (y_d - y_i)^2 \quad (3.15)$$

Où y_d est la sortie désirée du réseau et y_i est la sortie calculée.

Étant donné que l'établissement de la forme analytique est assez difficile, l'utilisation d'un réseau de perceptrons multicouches représente un moyen pour calculer les paramètres du modèle, le rôle du réseau étant de générer une fonction de la forme :

$$\hat{u}(k) = g(x(k), w) \quad (3.16)$$

La fonction g doit être approximée par un réseau de neurones en modifiant les poids w , et tient compte d'un vecteur d'entrée $x(k)$.

Il existe plusieurs méthodes pour faire l'apprentissage du réseau. Dans la référence [69], trois architectures de commande neuronale sont présentées: directe par modèle inverse, hybride et spécialisé. Dans la commande neuronale directe, si le modèle neuronal est exactement l'inverse du système, alors il conduit la sortie à suivre la consigne. Sa structure est présentée sur la Figure 3-13: Commande neuronale directe par modèle inverse.

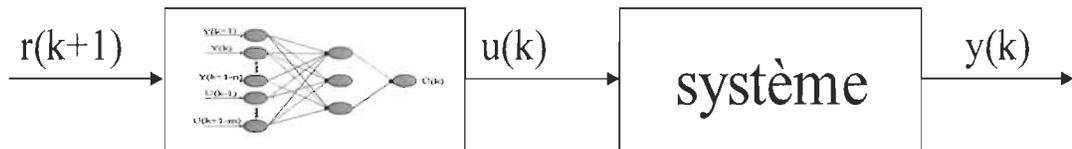


Figure 3-13: Commande neuronale directe par modèle inverse [69]

La commande neuronale hybride fait intervenir le réseau de neurones au sein d'une structure de commande incluant un contrôleur classique. Sa structure est donnée sur la Figure 3-14.

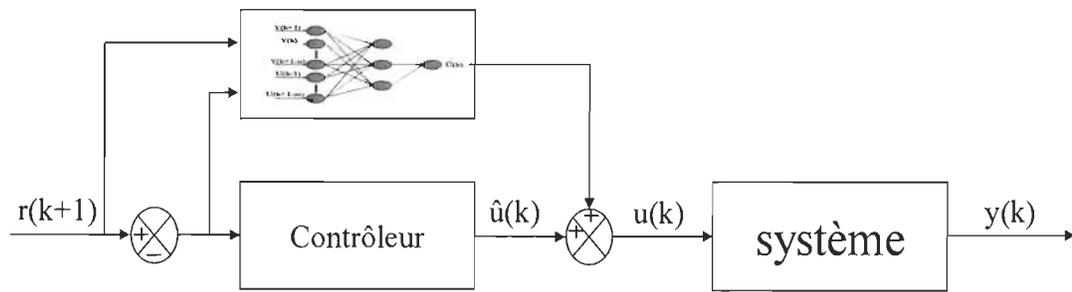


Figure 3-14: Commande neuronale hybride [69]

Dans le cadre de ce travail, on va utiliser la troisième commande qui est la commande neuronale spécialisée, dont la structure est présentée par la Figure 3-15.

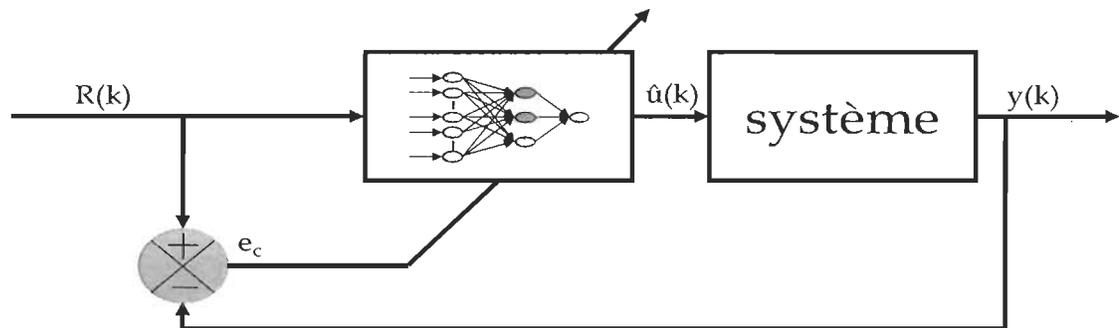


Figure 3-15 : Commande neuronale spécialisée [69]

L'erreur entre la valeur désirée et la valeur de sortie est utilisée pour apprendre au modèle neuronal à suivre la dynamique inverse du système. Un algorithme de rétro-propagation est ensuite utilisé pour propager l'erreur tout au long du réseau et permettre de rééquilibrer les poids du modèle. La fonction de coût à minimiser dans notre cas est donnée par :

$$J(\theta(n)) = \frac{1}{2\pi} \sum_{i=1}^N (R(k) - y(k))^2 = \frac{1}{2\pi} \sum_{i=1}^N e_c^2 \quad (3.17)$$

θ est le vecteur des poids défini par

$$\theta(n) = [W_1 \dots W_{nq}, V_1 \dots V_{np}, U_1 \dots U_{nj}]$$

Les paramètres du système seront ensuite mis à jour suivant les équations :

$$\begin{aligned}
 D &= \text{sigm}(B_3 + \sum_{q=1}^{N_q} W_q \theta_q) \\
 \theta_q &= \text{sigm}(B_2 + \sum_{p=1}^{N_p} V_p \varphi_q) \\
 \varphi_q &= \text{sigm}(B_1 + \sum_{j=1}^{N_j} U_j I_j)
 \end{aligned} \tag{3.18}$$

D est le rapport cyclique du contrôleur, les constantes N_q, N_p et N_j définissent le nombre de cellules dans chaque couche (dans ce cas, une couche d'entrée, une couche intermédiaire et une couche de sortie); le vecteur $[W_1 \dots W_{N_q}, V_1 \dots V_{N_p}, U_1 \dots U_{N_j}]$ contient les poids du réseau; B_1, B_2, B_3 sont les bias; I est le vecteur d'entrée donné par :

$$I = [V_{in}, V_{out}, I_{ripples}, D_{(n-1)}] \tag{3.19}$$

La structure du modèle inverse est donnée sur la Figure 3-16.

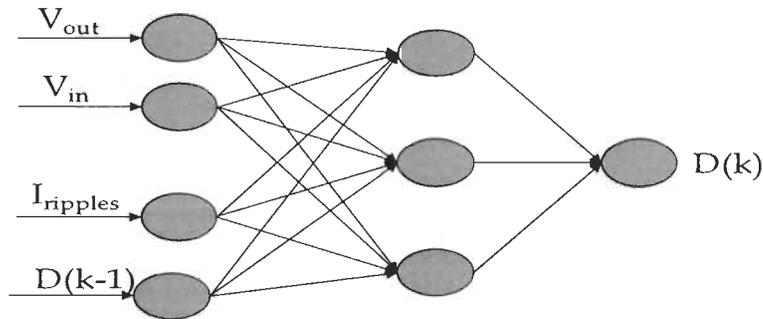


Figure 3-16 : Réseau de neurones artificiels proposé pour identifier le modèle inverse du convertisseur

La fonction sigm est définie par :

$$\text{sigm}(x) = \frac{1}{1 - e^{-x}} \tag{3.20}$$

Le choix de cette fonction d'activation est motivé par les raisons suivantes. La première est sa dérivabilité (une fonction continue sur son domaine de définition) contrairement à la fonction de seuil par exemple (passage instantané de 0 à 1 avec une discontinuité à droite de 0, non dérivable à 0). La deuxième raison, et c'est la plus intéressante, c'est la simplicité de sa dérivée, car on a :

$$\frac{d(\text{sigm}(x))}{dx} = \text{sigm}(x) * (1 - \text{sigm}(x)) \quad (3.21)$$

Ce qui va simplifier le calcul lors de l'exécution de l'algorithme car la dérivée va se transformer en une multiplication de cette fonction par elle-même sans passer par un algorithme de calcul de dérivée.

L'algorithme de la rétro-propagation consiste à mettre à jour le vecteur des poids θ selon l'équation (3.22), α est défini comme le taux d'apprentissage.

$$\theta(k) = \theta(k - 1) - \alpha \frac{\partial J(\theta(k))}{\partial \theta(k)} \quad (3.22)$$

3.4. Commande du convertisseur CC-CA

Après avoir établi la commande pour le convertisseur CC-CC en utilisant un modèle inverse pour fixer la tension de sortie du convertisseur, on va présenter dans cette partie la proposition d'une commande pour le convertisseur CC-CA.

Tout d'abord, la structure de l'onduleur et son filtre de sortie est donnée dans la Figure 3-17. On suppose que l'alimentation de l'onduleur est assurée par le système PÂC associé au convertisseur CC-CC. Un filtre LCL est ajouté à la sortie de l'onduleur à IGBT permettant ainsi de générer la tension sinusoïdale dont la charge a besoin.

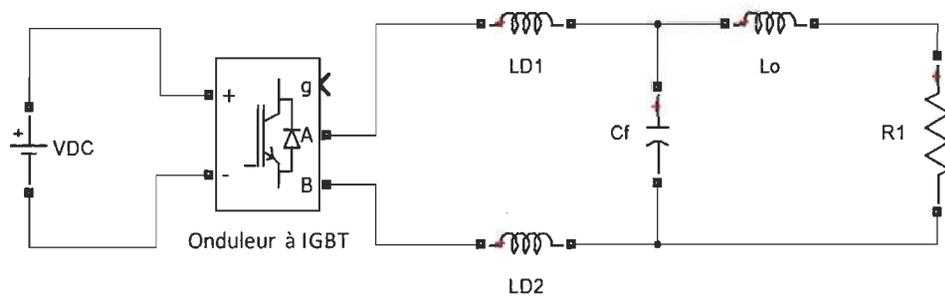


Figure 3-17 : La structure de l'onduleur et son filtre de sortie

L'une des méthodes utilisées lors de la commande des convertisseurs CC-CA est la décomposition du signal en composante directe et en quadrature d-q. Cette méthode consiste à faire une modélisation du convertisseur dans un référentiel stationnaire au lieu d'un référentiel tournant. Cependant, cette méthode nécessite l'utilisation d'un minimum de deux phases indépendantes dans le système et par la suite, l'application d'une telle stratégie de commande est impossible directement, car il y a seulement une seule phase. Pour résoudre cette problématique, une approche permettant de créer une composante orthogonale stationnaire 'Imaginaire' mettant ainsi le système dans une position où l'application de la transformation de Park comme proposée dans [70]. Cette méthode s'est avérée efficace lorsque des bonnes performances dynamiques sont attendues (qui est le cas quand il s'agit des charges à fortes variations comme les charges résidentielles thermostatiques).

3.5.1 *Décomposition du système en composante imaginaire et réelle*

L'approche adoptée est une technique pour créer une phase orthogonale imaginaire déphasée de 90° par rapport à la phase réelle en utilisant l'équation (3.23). Le retard de $\frac{1}{4}$ de cycle permet ainsi de créer une composante orthogonale imaginaire servant comme deuxième composante pour l'application de la transformation. Le schéma bloc permettant de faire une telle transformation est donné à la Figure 3-18. La Figure 3-19 représente la décomposition en composante réelle et imaginaire. Il est clair que le retard introduit pour générer la composante orthogonale introduit aussi l'absence d'information pendant le premier $\frac{1}{4}$ de cycle.

$$\begin{cases} X_\alpha = X \sin(\omega t) \\ X_\beta = X \sin(\omega t - 90^\circ) \end{cases} \quad (3.23)$$

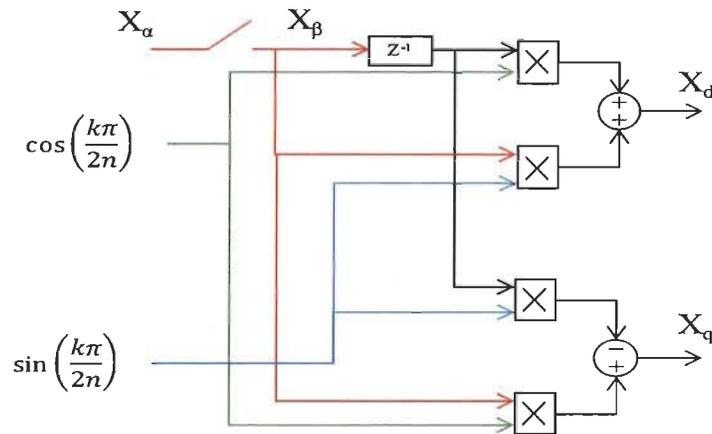


Figure 3-18 : Le schéma bloc de la transformation de Park associé avec le retard 1/4 de cycle.

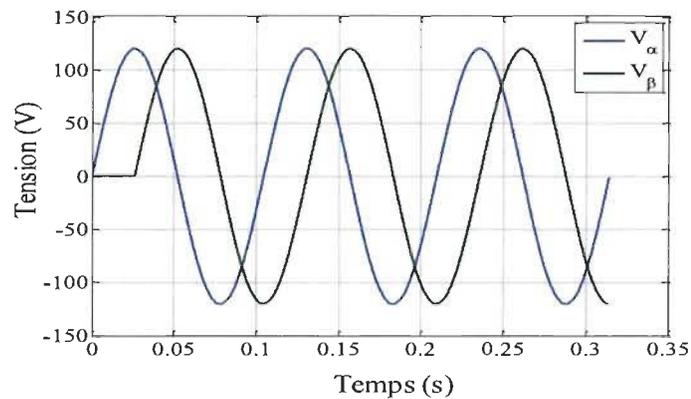


Figure 3-19 : La représentation de la composante réelle et imaginaire de la décomposition

Étant donné que l'objectif initial était de créer une deuxième composante permettant d'appliquer la transformée de Park sur un système monophasé, l'expression d'une telle transformation peut être donnée dans le domaine discret par :

$$\begin{bmatrix} V_{d_k} \\ V_{q_k} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\left(\frac{\pi k}{2n}\right) & \sin\left(\frac{\pi k}{2n}\right) \\ -\sin\left(\frac{\pi k}{2n}\right) & \cos\left(\frac{\pi k}{2n}\right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{\alpha_k} \\ V_{\beta_k} \end{bmatrix} \text{ avec } \begin{cases} t = k T_s \\ n = \text{entier (retard)} \end{cases} \quad (3.24)$$

L'implémentation de la structure sous MATLAB/Simulink et son application au signal précédent permet d'extraire la signal représentée sur la Figure 3-20.

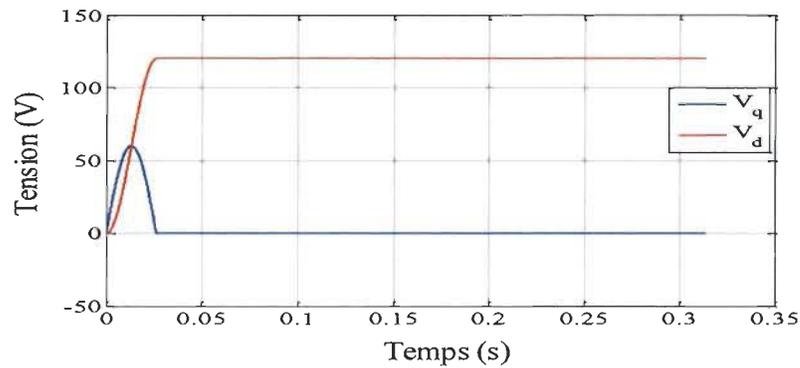


Figure 3-20 : La composante directe et orthogonale.

En réalité, V_{d_k} permet de donner une idée sur l'amplitude du signal décomposé, alors que V_{q_k} nous informe sur la phase du signal. Pour mettre en évidence ces deux caractéristiques, on introduit des variations d'amplitude et de phase sur le signal d'origine et on analyse le résultat de la décomposition. Les

Figure 3-21 : La forme d'onde de la composante réelle et imaginaire avec des variations de phase et d'amplitude

et Figure 3-22 représentent la forme d'onde de la composante réelle et imaginaire avec des variations de phase et d'amplitude.

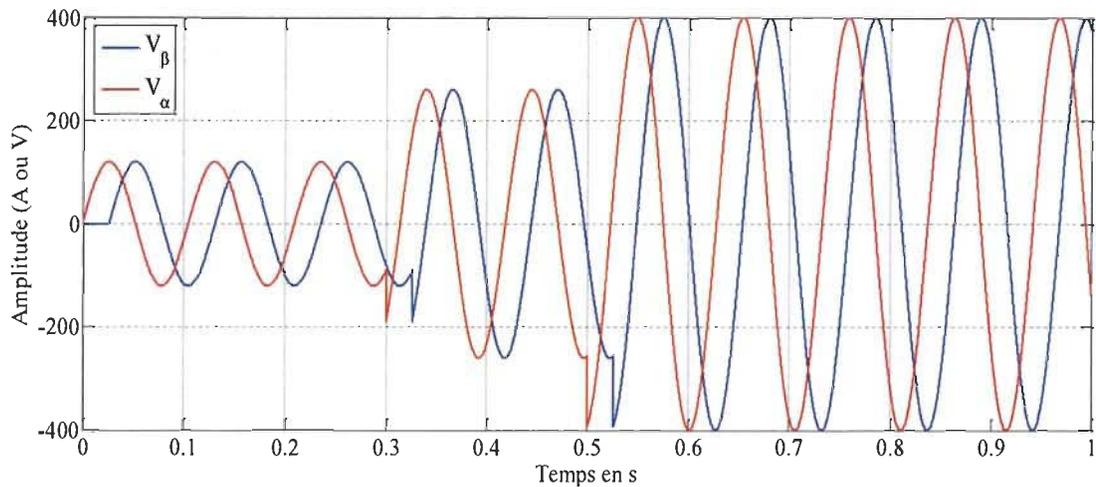


Figure 3-21 : La forme d'onde de la composante réelle et imaginaire avec des variations de phase et d'amplitude

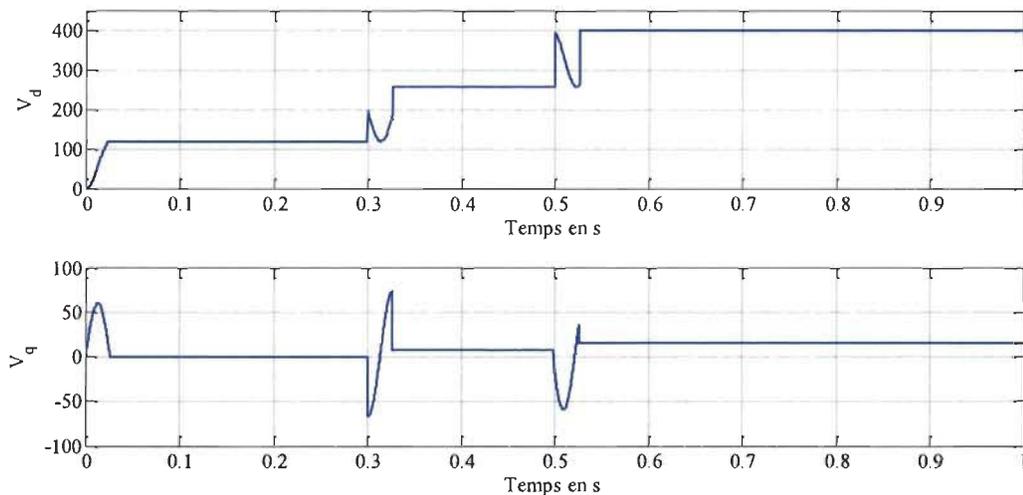


Figure 3-22 : Le tracé de la variation de la composante directe et quadrature en fonction de la variation de l'amplitude et la phase du signal

La décomposition s'est montrée efficace car elle arrive à exprimer la variation de l'amplitude et la phase du signal (des variations qui peuvent être introduites par des charges résidentielles). Bien évidemment, la détection prend $\frac{1}{4}$ de cycle et l'impact de ce retard sur la stabilité du système va être analysée plus loin dans l'étude.

3.5.2 Modélisation de l'onduleur dans le cadre de la décomposition stationnaire

La représentation de l'onduleur avec son filtre de sortie est donnée sur la Figure 3-23.

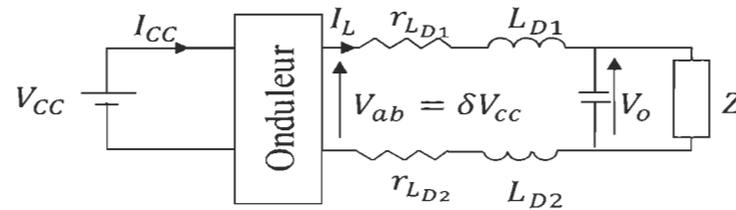


Figure 3-23 : L'onduleur avec son filtre de sortie

L'application de la loi de mailles entre la tension à la sortie de l'onduleur et la charge permet d'écrire :

$$L_{D1} \frac{di_{d1}(t)}{dt} + r_L i_{d1}(t) + L_{D2} \frac{di_{d2}(t)}{dt} + r_{LD2} i_{d2}(t) = V_{ab} - V_o \quad (3.25)$$

Or $i_{d1}(t) = i_{d2}(t)$, donc on peut écrire :

$$L \frac{di_L(t)}{dt} + r_L i_L(t) = V_{ab} - V_o \quad (3.26)$$

Avec

$$\begin{cases} L = L_{D1} + L_{D2} \\ r_L = r_{LD2} + r_{LD1} \end{cases} \quad (3.27)$$

Le modèle peut se rapporter au schéma équivalent suivant :

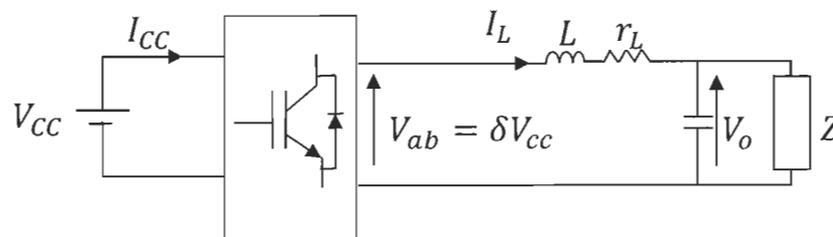


Figure 3-24 : Schéma équivalent de l'onduleur avec son filtre de sortie

Dans ce cas on peut écrire :

$$\begin{cases} L \frac{di_L(t)}{dt} + r_L i_L(t) = V_{ab} - V_o \\ I_L = C \frac{dV_o(t)}{dt} + \frac{V_o}{Z} \end{cases} \quad (3.28)$$

Avec

$$\delta = \begin{cases} 1 & V_{ab} = V_{CC} \\ 0 & V_{ab} = 0 \\ -1 & V_{ab} = -V_{CC} \end{cases} \quad (3.29)$$

En appliquant la décomposition en composante réel/imaginaire, on peut en déduire que le circuit peut être mis sous la forme :

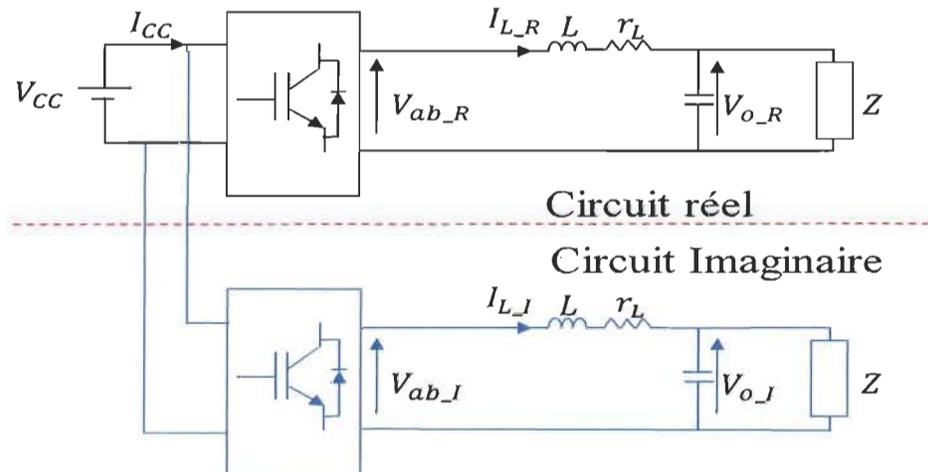


Figure 3-25 : La représentation de la décomposition en modèle imaginaire et réel

Les équations qui découlent d'un tel système peuvent être décrites par l'équation (3.30) :

$$\begin{cases} L \frac{di_{L,R}(t)}{dt} + r_L i_{L,R}(t) = V_{ab,R} - V_{o,R} \\ L \frac{di_{L,I}(t)}{dt} + r_L i_{L,I}(t) = V_{ab,I} - V_{o,I} \\ I_{L,R} = C \frac{dV_{o,R}(t)}{dt} + \frac{V_{o,R}}{Z} \\ I_{L,I} = C \frac{dV_{o,I}(t)}{dt} + \frac{V_{o,I}}{Z} \end{cases} \quad (3.30)$$

La représentation d'état pour chaque composante du système peut être décrite par l'équation (3.31) :

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_L(t) \\ \dot{v}_c(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{ZR_L - R_L R_C}{LZ} & \frac{-1}{L} \\ \frac{1}{C} & \frac{-1}{ZC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L(t) \\ v_c(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} v_{ab} \quad (3.31)$$

$$v_o = [0 \quad 1] \begin{bmatrix} i_L(t) \\ v_c(t) \end{bmatrix} \quad (3.32)$$

Un modèle simple du convertisseur peut être tiré en se basant sur les équations différentielles décrites plus haut. Ce modèle peut être utilisé pour concevoir un contrôleur pour l'onduleur. Par contre, la linéarisation devient difficile puisque la tension de sortie de l'onduleur est variante dans le temps. C'est pourquoi la décomposition en composante imaginaire et réelle permettra le passage dans l'espace stationnaire où les grandeurs sont continues. La partie de contrôle va être dans l'espace complexe, puis après une transformation inverse, permet de reconstruire le signal sinusoïdal. Le modèle tiré des équations différentielles est représenté par le schéma de la Figure 3-26.

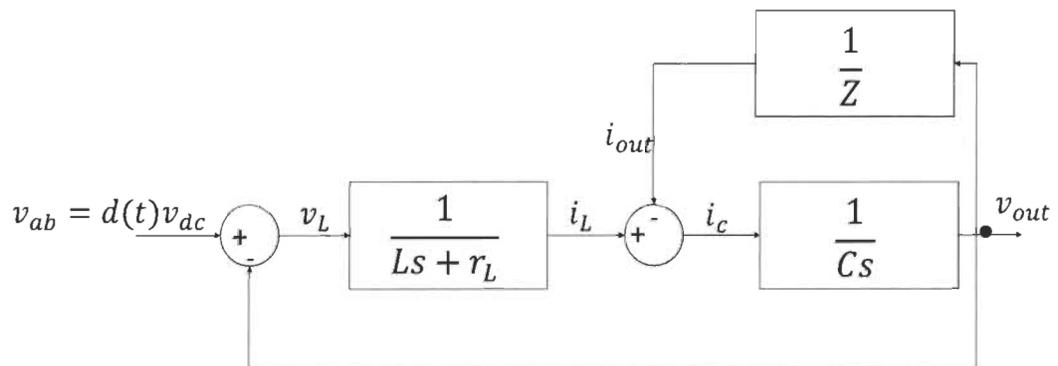


Figure 3-26 : Modèle de l'onduleur

Arrivé à ce stade, plusieurs méthodes de contrôle se présentent tout en se différenciant les unes des autres par leur degré de complexité et selon les performances souhaitées. Le

passage par un modèle petit signal est l'une des méthodes utilisées dans la littérature [70]-[71]. Il permettra d'établir un modèle moyen du convertisseur et de proposer un contrôleur à la base de ce modèle. Cette méthode est utilisée quand un contrôle de tension et de courant est souhaitable, ce qui n'est pas le cas de cette étude puisque le comportement de la charge est inconnu. La décomposition en composante réelle et imaginaire permettra, comme mentionnée plus haut, de proposer des correcteurs PI classique pour faire l'asservissement de la tension de l'onduleur vis-à-vis des variations de la charge. Le schéma de contrôle peut se présenter comme montré sur la Figure 3-27.

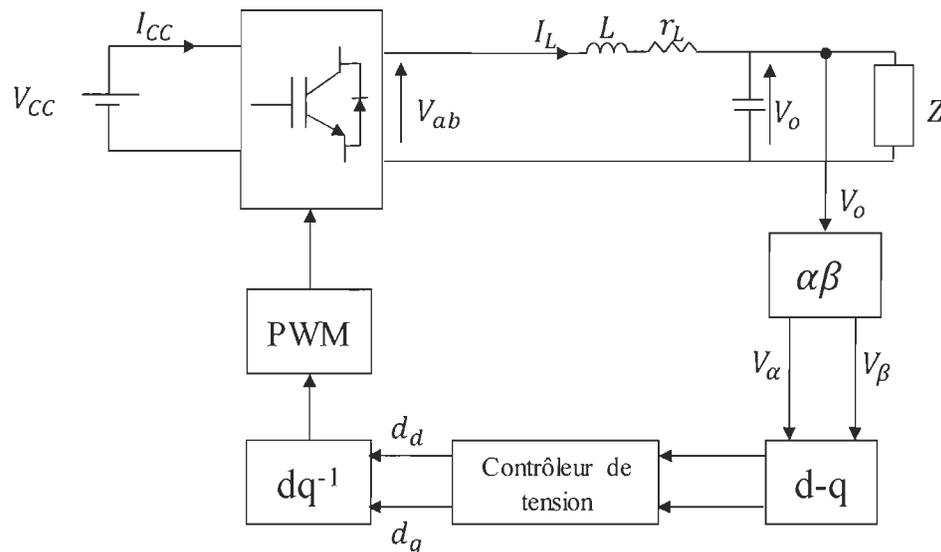


Figure 3-27 : Le schéma bloc du contrôleur du convertisseur CC-CA

Pour démontrer l'efficacité du contrôleur, on a implémenté le modèle du système avec la décomposition ainsi qu'un contrôleur PI comme montrée sur la Figure 3-28.

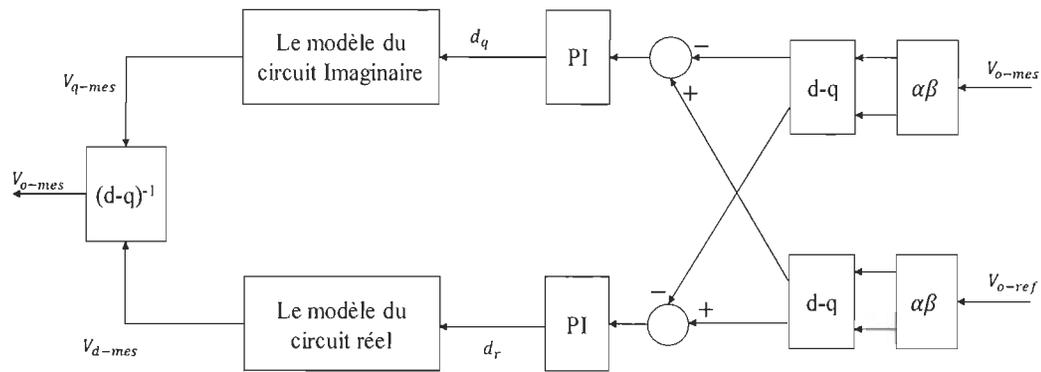


Figure 3-28 : Implémentation du contrôleur avec les deux décompositions du modèle

3.5. Conclusion

En guise de conclusion, la forte adaptabilité de la commande par modèle inverse fait d'elle une solution adéquate pour répondre aux exigences de ce projet, ce qui consistait l'une des principales problématiques à traiter. Les deux algorithmes proposés dans ce chapitre vont dans la même stratégie de commande, à savoir commander le système étudié en utilisant un algorithme de modèle inverse. Le premier algorithme présente les bases d'une identification hors ligne en exploitant la simplicité de la méthode des moindres carrés pour extraire le modèle inverse. L'identification est faite hors ligne, l'algorithme n'a pas besoin d'une grande puissance de calcul. Le deuxième algorithme, quant à lui, exploite la flexibilité qu'un algorithme neuronal présente pour commander le système. La mise à jour de poids du réseau se fait en suivant un algorithme à rétro-propagation de l'erreur. L'algorithme peut être qualifié d'adaptatif vu que tout le calcul des paramètres se fait en ligne, nécessitant une plus grande puissance de calcul (comparativement avec l'algorithme à base d'un modèle inverse à identification hors ligne). Finalement, la commande du convertisseur CC-CA est présentée à base d'une décomposition d-q pour assurer l'alimentation de la charge résidentielle.

Chapitre 4. Simulation et validation expérimentale

Afin de valider les algorithmes de contrôle proposés, un banc d'essai incluant des charges résidentielles a été mis en place. Il est constitué d'un ensemble de plaques chauffantes, un ventilateur, un réfrigérateur ainsi que des sorties libres pour alimenter d'autres charges électriques. Il a une puissance installée limitée à 3 kW (limitée par le choix et le dimensionnement des convertisseurs de puissance). L'alimentation du banc d'essai peut être faite par une pile à combustible seule (stand alone fuel cell) ou à partir du réseau électrique. Afin d'étudier l'impact des charges résidentielles sur les performances de la PÀC, la structure présentée par la Figure 4-1 a été adoptée.

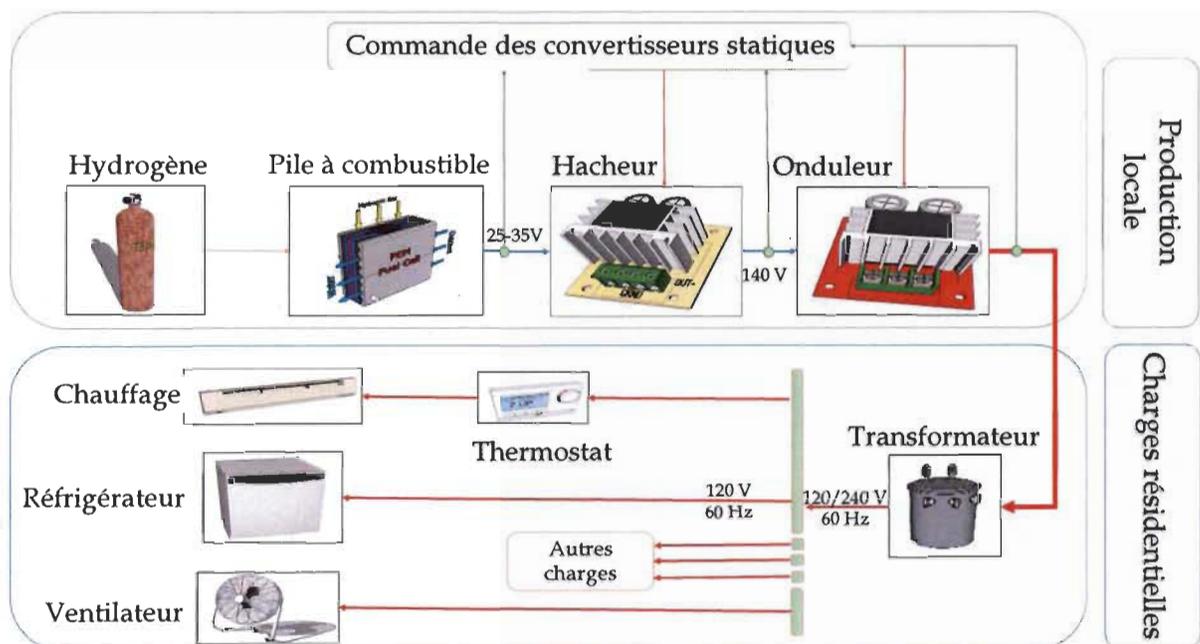


Figure 4-1 : Structure du système à pile à combustible

4.1. Configuration du système expérimental

Le banc d'essai comprend les éléments suivants :

- Le système PÀC : il est composé du module de la PÀC à pression atmosphérique HyPMXR8, avec une puissance nominale de 8 kW et une tension de sortie 20-35 V. Les caractéristiques techniques de la PÀC sont données dans le Tableau 4-1. L'alimentation en hydrogène (H₂) se fait via un cylindre pressurisé commercial. Les paramètres tels que la température ambiante et la température interne des cellules, le débit d'air, le débit de H₂, la pression d'air, la pression de H₂, le taux d'humidité dans l'air, etc. sont mesurés par des capteurs installés dans le système et ils sont affichés sur l'interface de contrôle de la PÀC.

Tableau 4-1 : Les caractéristiques techniques de la PÀC

Caractéristiques	Unité	Valeur
Physique		
Dimension (L x l x h)	mm	702 x 446 x 302
Masse	kg	77
Performance		
Puissance électrique	kW	8
Courant d'opération	A	0-380
Tension d'opération	V	20-35
Rendement maximal	%	51

- Le système est doté d'une carte FPGA (Field-Programmable Gate Array) qui permet de contrôler les deux convertisseurs statiques (les convertisseurs CC-CC et CC-CA). Grâce à son parallélisme, on est capable d'implémenter plusieurs algorithmes et de les exécuter en même temps. Comme dans notre cas, on a implémenté l'algorithme à base du modèle inverse pour le contrôle du convertisseur CC-CC et l'algorithme à base d'une décomposition d-q pour le contrôle du convertisseur CC-CA.

- Les charges résidentielles ont été représentées par trois plinthes électriques, d'une puissance de 500 W chacune, commandées par des thermostats électroniques, ainsi qu'un réfrigérateur d'une puissance de 60 W.
- Le logiciel MATLAB/Simulink est utilisé pour créer l'interface d'utilisateur.

Le système étudié est représenté sur la Figure 4-2.

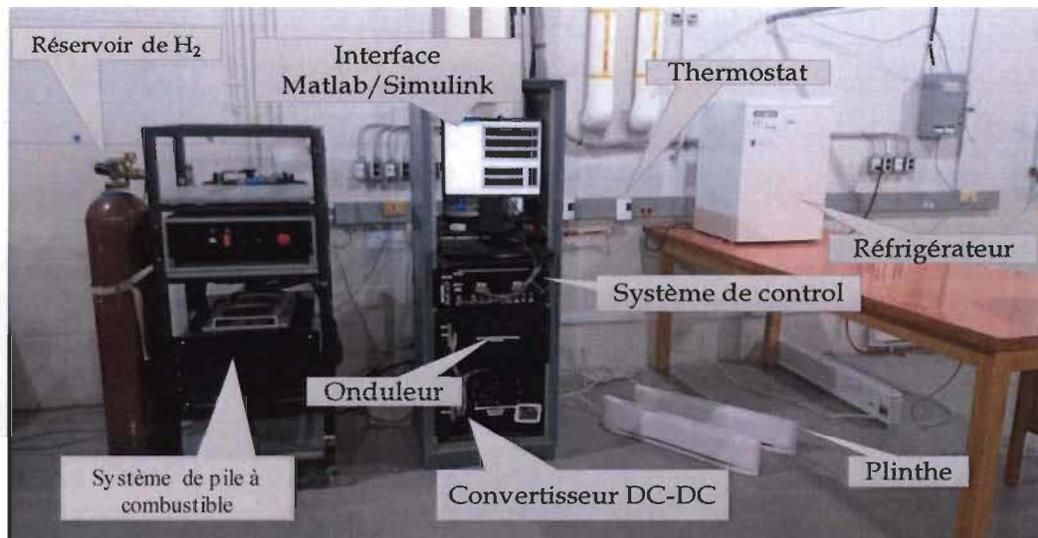


Figure 4-2 : Aperçu du banc d'essai à l'Institut de Recherche sur l'Hydrogène

4.2. Validation de la commande par réseau de neurones

Afin de valider l'algorithme à base de réseaux de neurones, nous procédons par des simulations sous le logiciel MATLAB/Simulink. La structure du réseau de neurones est montrée sur la Figure 4-3. L'entrée du réseau de neurones est composée des vecteurs de tension et courant ainsi que la valeur précédente du rapport cyclique; le tout est concaténé avec la valeur de polarisation (bias). Le bloc qui suit la concaténation est la multiplication des poids déjà calculés par l'algorithme de la rétro-propagation du gradient. La fonction Sigmoid, dont la formule est donnée dans (3.10), est utilisée comme fonction d'activation.

L'algorithme est composé de deux couches de cellule. Finalement, on se retrouve avec la sortie $Y(n)$ qui représente dans notre cas le rapport cyclique.

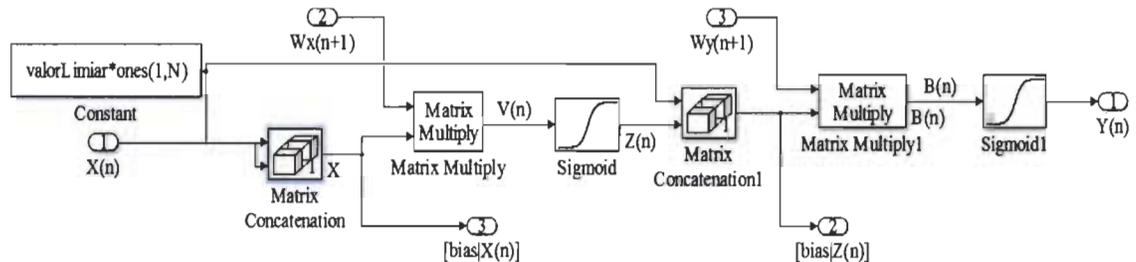


Figure 4-3 : Réseau de neurones représenté sous l'environnement Simulink

L'apprentissage de l'algorithme est fait en utilisant l'algorithme de la rétro-propagation du gradient dont la structure est présentée sur la Figure 4-4. L'équation de la structure est donnée par (3.21). Son rôle est, comme son nom l'indique, de propager l'erreur à minimiser tout au long d'un modèle inverse du réseau afin de mettre à jour les poids du réseau de neurones. Ces poids seront appliqués au vecteur d'entrée. L'erreur est recalculée en utilisant les nouvelles valeurs des poids du système. Le processus d'entraînement se fait suivant les étapes suivantes :

Étape 1 : Initialiser les poids d'une façon aléatoire (le bloc IC dans la Figure 4-4).

Étape 2 : Calculer le vecteur de sortie (noté $Y(n)$)

Étape 3 : Calculer l'erreur de sortie (noté e_c).

Étape 4 : Mettre à jour les poids en utilisant l'équation (3.22).

Étape 5 : Calculer l'erreur quadratique en utilisant l'équation (3.15)

Étape 6 : Refaire les calculs à partir de l'étape 2 jusqu'à l'obtention d'une erreur inférieure à l'erreur désirée.

L'implémentation sous Simulink de la structure de rétro-propagation du gradient est montrée sur la Figure 4-4.

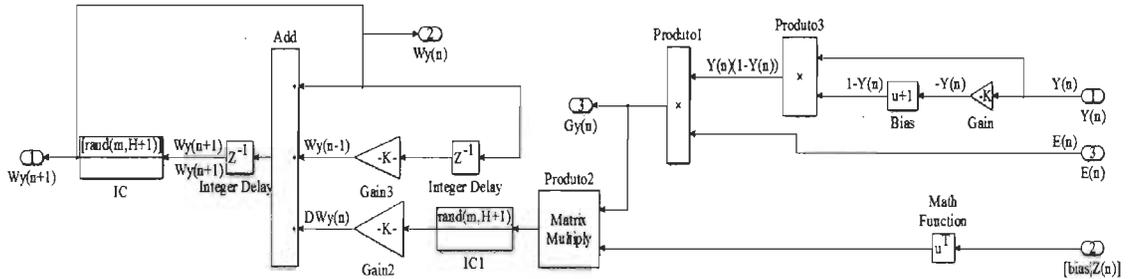


Figure 4-4 : Structure de l'algorithme de rétro-propagation du gradient.

La structure globale d'implémentation de l'algorithme de la rétro-propagation du gradient est présentée sur la Figure 4-5; l'entrée de l'algorithme étant l'erreur à minimiser notée dans la figure $Y(n)$ et les sorties sont les poids actualisés du réseau noté $W_x(n+1)$ et $W_y(n+1)$ pour la couche d'entrée et de sortie respectivement.

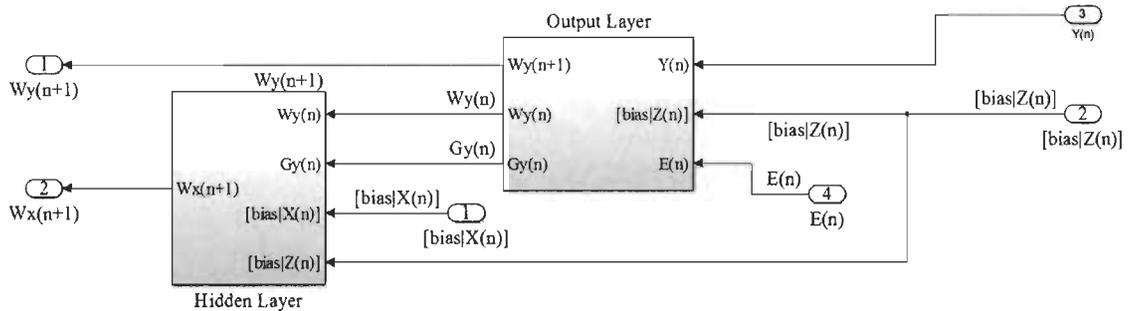


Figure 4-5 : Algorithme du rétro-propagation modélisé sous MATLAB/Simulink

4.2.1 Objectifs de simulation

Comme dans la partie de la validation de l'algorithme à base d'un modèle inverse, l'objectif de la simulation est de valider la proposition dans un premier lieu puis d'inspecter l'impact de la solution sur le comportement de la pile vis-à-vis des fortes variations de la

charge. Ainsi, on peut dire que les éléments à vérifier lors de cette validation sont les suivants :

- Valider le temps de convergence de l'algorithme et s'assurer de sa rapidité envers les variations de la charge;
- L'évaluation de l'erreur de sortie par rapport à la tension de référence. En d'autres termes, évaluer la précision de l'algorithme;
- L'évaluation du taux d'ondulation de courant de sortie de la PÀC;
- L'évaluation du régime dynamique de la tension de sortie du convertisseur CC-CC;
- Évaluation de la qualité d'onde de la tension de sortie.

4.2.2 *Scénario de test*

Pour valider l'algorithme, des simulations semblables à celles utilisées lors de la validation de l'algorithme à base d'un modèle inverse ont été menées. Elles consistent à simuler le profil de commutation des charges résidentielles thermostatiques. Le profil de commutation est appliqué au système (pile à combustible + éléments de conversion) tel que montré dans la Figure 4-6. L'impact des commutations sera ensuite évalué pour savoir si l'algorithme est en mesure de les corriger.

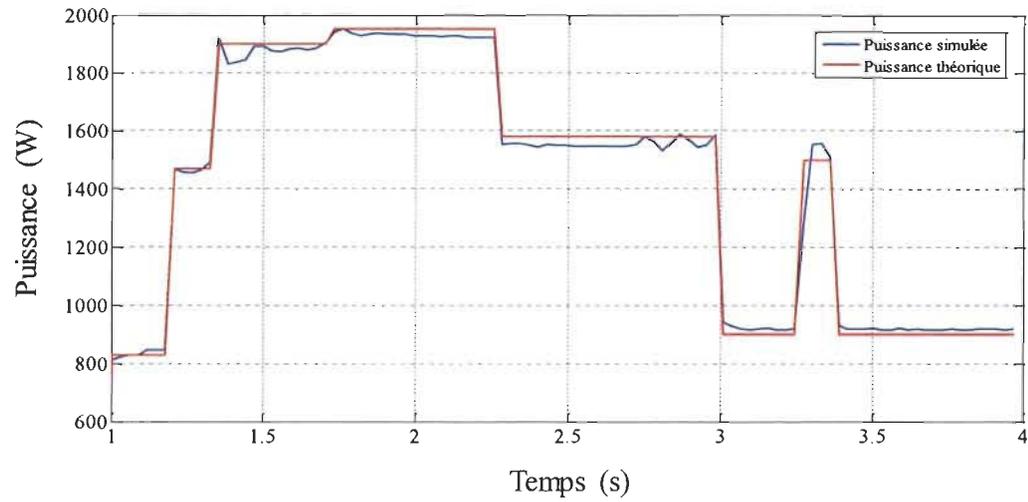


Figure 4-6 : Profil de puissance appliquée au système de conversion

4.2.3 Résultats de simulation

En appliquant le profil de puissance affiché sur la Figure 4-6, on mesure la réponse en tension du système. La Figure 4-7 présente le résultat de la simulation de la réponse de tension de sortie du convertisseur. Il est clair que l'algorithme arrive à corriger les variations de la charge.

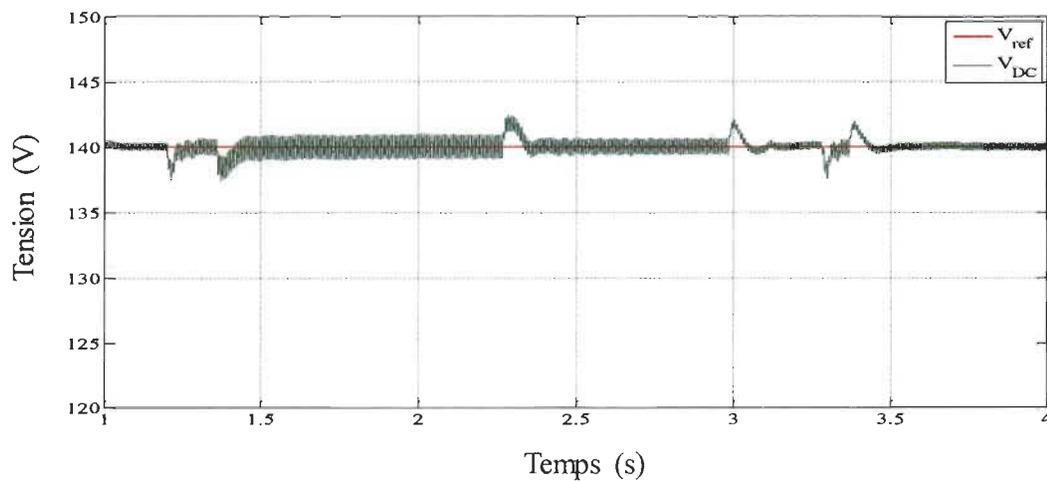


Figure 4-7 : Tension de sortie du convertisseur suite à l'asservissement avec un réseau de neurones

Un autre critère évalué est la réduction des ondulations de courant puisque c'est l'un des critères majeurs de performance dans ce travail. Les résultats de simulation sont représentés sur la Figure 4-8. La fréquence des ondulations est de 120 Hz, ce qui correspond aux résultats théoriques prévoyant l'existence des ondulations d'une fréquence égale au double de la fréquence du réseau (60 Hz dans le cas de cette étude). Dans notre cas, la valeur crête à crête du courant de la sortie de la PAC est de 0,5 A en prenant comme valeur moyenne pour le courant de sortie de la pile 21,3 A. Dans la Figure 4-8, on va se retrouver avec un facteur d'ondulation de 1,6 % qui reste un résultat compétitif comparativement à la plupart des résultats déjà présents dans la littérature.

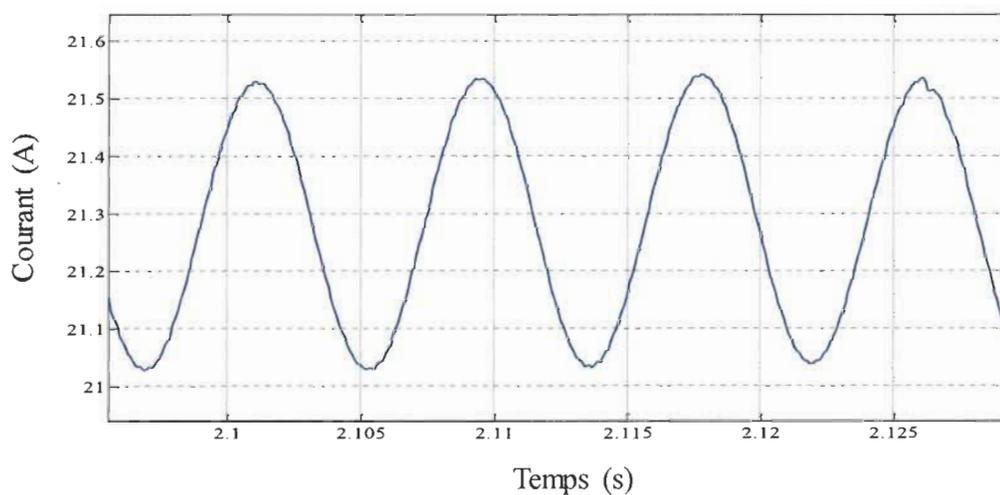


Figure 4-8 : Ondulations de courant de sortie de la pile à combustible

D'autres simulations ont été menées pour déterminer l'évolution du taux d'ondulation de courant en fonction de la puissance débitée par la pile; le résultat est présenté dans la Figure 4-9. Le taux d'ondulation est maintenant inférieur à 3,2% tout au long de la plage de puissance.

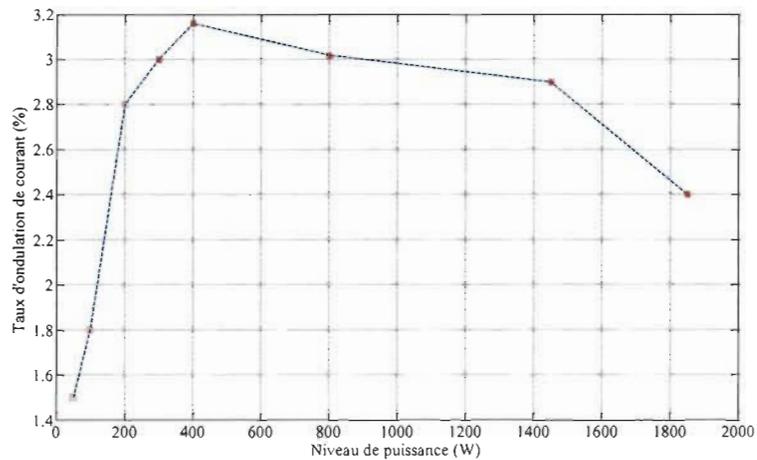


Figure 4-9 : Évolution du taux d'ondulation de courant en fonction de la puissance

La qualité de l'onde de sortie est aussi un facteur important à évaluer. Bien évidemment, la protection de la PÀC est l'un des objectifs majeurs de la commande proposée, mais cela ne doit pas impacter le confort de l'utilisateur. C'est la raison pour laquelle l'analyse de la qualité de l'onde de sortie est incluse dans cette étude. Tout d'abord, la tension d'alimentation de la charge est représentée à la Figure 4-10 ainsi que le courant. Il est clair que malgré les exigences appliquées au courant d'entrée, le système arrive toujours à fournir une tension d'alimentation stable tout au long des commutations. On peut voir aussi sur la Figure 4-11 que le taux de distorsion harmonique est égal à 2,7 % qui est largement inférieur au 5 % exigé par la norme IEEE Std 519 [72]. Le calcul du taux de distorsion harmonique est donné par :

$$THD = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} V_{n,rms}^2}}{V_{fund,rms}} \quad (4.01)$$

Avec $V_{fund,rms}$ la valeur efficace de la fondamentale et $V_{n,rms}$ la valeur efficace de la composante d'ordre n.

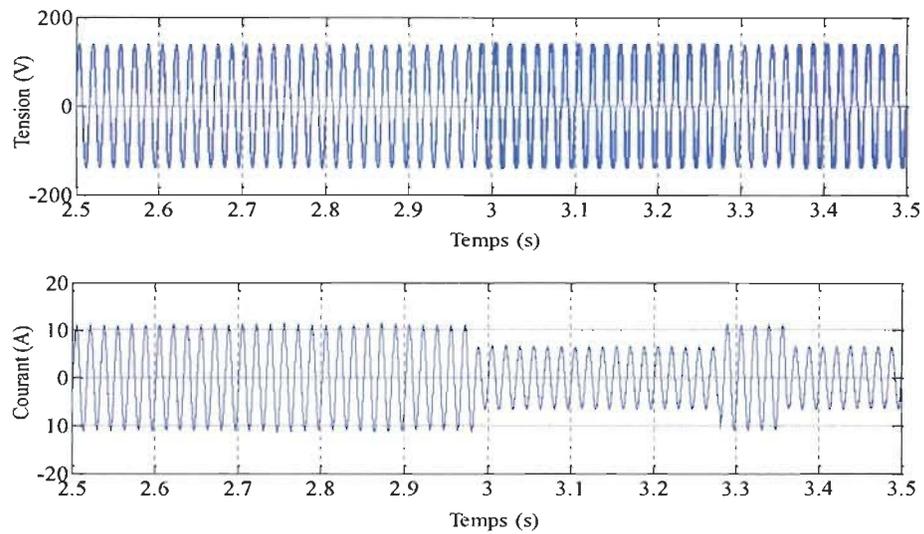


Figure 4-10 : Tension et courant alternatif de la charge

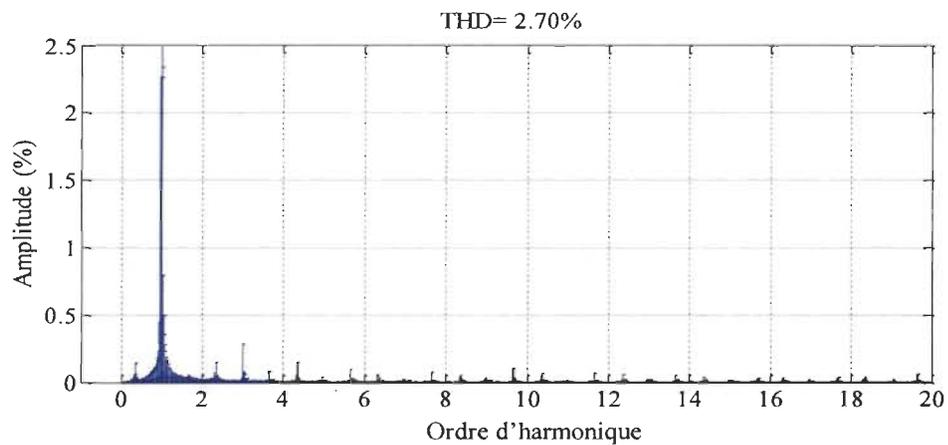


Figure 4-11 : Analyse fréquentielle de la tension alternative de sortie

4.2.4 Conclusion

Dans notre étude on a montré la faisabilité de la commande du convertisseur CC-CC en utilisant un réseau de neurones pour alimenter des charges thermostatiques associées à une PÀC. Le réseau de neurones était capable de commander les convertisseurs pour assurer une stabilité de la tension de sortie malgré les fortes variations de la charge, tout en protégeant la PÀC contre les ondulations de courant d'entrée. En effet, l'algorithme était en mesure de

réduire ces ondulations à moins de 4 %, soit une valeur qui reste concurrentielle à la plupart des performances réalisées dans la littérature.

La caractéristique adaptative du réseau de neurones fait de lui un candidat idéal lors des applications avec de fortes variations des paramètres externes. Dans le cas des applications résidentielles avec des charges thermostatiques, l'utilisation d'un algorithme adaptatif est fortement recommandée. Les résultats de cette étude sont la preuve que l'algorithme est une solution efficace pour stabiliser la tension de sortie du convertisseur et aussi pour la réduction des ondulations causées par la nature alternative de la charge.

4.3. Validation de la commande par modèle inverse associé à la décomposition d-q

Tout d'abord, on a commencé par l'implémentation de l'algorithme à base de modèle inverse associé à la commande à base d'une décomposition d-q pour la commande de l'onduleur.

4.3.1 Objectifs de simulations et expérimentaux

Les expériences et tests menés ont comme objectifs:

- L'évaluation du taux d'ondulation de courant de sortie de la (PAC);
- L'évaluation du régime dynamique du convertisseur survolteur CC-CC;
- L'évaluation de la robustesse de l'algorithme envers les variations de la charge résidentielle.

4.3.2 Scénario de test

Avant de commencer l'implémentation de l'algorithme, une étude sur l'impact de l'élément de filtrage (capacité d'entrée du convertisseur CC-CC) a été faite. Tout d'abord,

des tests ont été menés sans le système de conversion branché à la sortie de la PÀC, puis dans un deuxième lieu, des tests ont été faits avec l'élément de stockage branché à la sortie de la PÀC. Les résultats des tests ont été ensuite analysés pour évaluer l'impact de l'élément de stockage sur la dynamique de la PÀC.

Un profil de consommation obtenu avec des plinthes électriques associées à des thermostats électroniques présents à l'Institut de Recherche sur l'Hydrogène est utilisé pour émuler la variation des charges thermostatiques. Les données de puissance ont été prises durant la période hivernale pour rester dans le contexte des pays nordiques où la température extérieure minimale peut atteindre les $-40\text{ }^{\circ}\text{C}$.

4.3.3 *Implémentation de l'algorithme*

Pour commencer, l'implémentation de l'algorithme est faite en utilisant la carte d'évaluation FPGA Virtex-5 XC5VLX110T de Xilinx (Figure 4-12). Elle contient :

- FPGA Virtex 5;
- Tri-Speed Ethernet;
- Port de configuration JTAG;
- Port série RS-232;
- 16 Character x 2-Line LCD.

Tableau 4-2 : Les caractéristiques du FPGA Virtex 5

Composant	Valeur
Slices	17 280
RAM (kB)	4 608
Cellules logiques	110 592

Le modèle va être implémenté sous forme d'un « look-up-table » contenant toutes les valeurs nécessaires pour calculer les paramètres du modèle selon l'équation (3.14). Tous les blocs de commande sont ensuite exprimés en langage VHDL via le toolbox Xilinx System Generator (XSG) sous MATLAB/Simulink.



Figure 4-12 : La carte d'évaluation FPGA Virtex-5 XC5VLX110T de Xilinx

Xilinx System Generator est un outil permettant de générer directement le code HDL pour les FPGA Xilinx en utilisant le ISE Foundation. Il permet aussi de concevoir et de simuler des algorithmes utilisant MATLAB, Simulink et Stateflow. Aussi, il donne la possibilité de concevoir le modèle de commande en utilisant des blocs de System Generator, pour ensuite les synthétiser et les implémenter sur une carte FPGA. Par la suite, on va présenter les différentes parties de l'algorithme représenté en blocs XSG.

4.3.4 Conception du modèle sous System Generator

Pour commencer, la structure à implémenter est représentée sur la Figure 4-13. Elle est constituée de :

- Bloc de calcul d'impédance : son rôle est l'estimation de l'impédance branchée à la sortie au convertisseur CC-CC en estimant la puissance tirée par la charge ainsi que mesurer la tension du lien CC.
- Un bloc pour le calcul de la valeur moyenne du courant de la pile étant donné que la pile à combustible délivre un courant ondulé à cause de l'effet de la propagation des ondulations du courant de la sortie à travers les éléments de conversion de puissance.
- Le « look-up-table » qui contient les paramètres du modèle à implémenter et qui est exprimé par l'équation (3.18).
- Des correcteurs PI qui permettent de faire l'asservissement à la fois du courant de la pile ainsi que du courant de sortie du convertisseur dont les coefficients ont été calculé par la méthode de Ziegler-Nichols.
- Un générateur MLI pour la génération des impulsions pour le convertisseur CC-CC.

Pour la commande du convertisseur CC-CA les principaux blocs de commande à configurer sont :

- Bloc de génération de la deuxième phase en utilisant un filtre passe-bas créant un décalage de 90 degré entre les deux signaux.

- Bloc de génération de la composante de décomposition en composantes directe et quadrature en appliquant la transformée de Park aux deux phases créées précédemment.
- Les correcteurs PI pour la régulation de la composante directe et en quadrature.
- Bloc de calcul de la transformée de Park inverse.
- Un générateur MLI pour la génération des impulsions pour le convertisseur CC-CA.

Tableau 4-3 : Les coefficients des contrôleurs PI

Description	Valeur
Le contrôleur de couraqt de la pile (K_p, K_i, K_d)	0.02, 0.01 , 0.0128
Le contrôleur de la composnate directen (K_p, K_i)	0.001, 0.008
Le contrôleur de la composnate quadarature (K_p, K_i)	0.001, 0.0056

4.3.5 Architecture de contrôle proposée

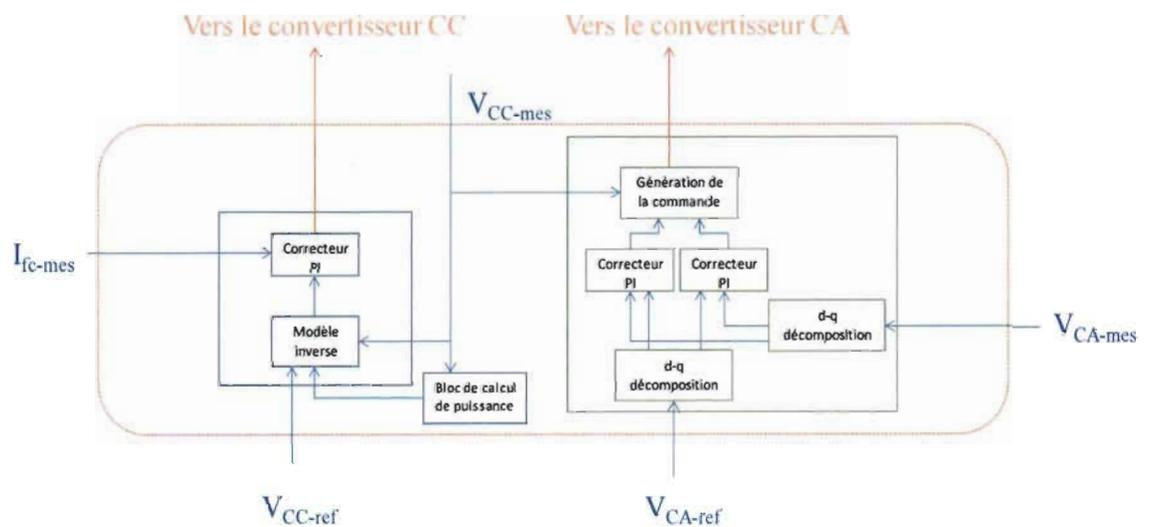


Figure 4-13 : Schéma bloc de la stratégie de commande.

La commande des deux convertisseurs se fait selon deux contrôleurs (détaillés précédemment). Le lien CC étant le point commun des deux commandes, la mesure de cette grandeur est présente dans les deux commandes. Elle permet d'estimer la puissance (le point de fonctionnement) pour générer la commande du modèle inverse et elle est prise en considération lors de la génération de la commande de l'onduleur. Cela implique que chaque variation de cette grandeur influence directement sur la qualité d'onde de la partie alternative. Dans cette étude, trois grandeurs clés ont été prises en considération lors de l'analyse des effets des interactions des différents contrôleurs : la réduction des ondulations de courant, la stabilité de la tension du lien CC et finalement la qualité de l'onde de l'alimentation de la charge.

4.3.6 *Architecture de contrôle des méthodes de comparaison*

Dans cette étude, on utilise trois autres architectures de contrôle pour valider l'impact des différentes méthodes de contrôle sur les performances du système. Les techniques sont :

1. Une technique qui n'utilise pas un contrôle de courant de sortie de la pile.
2. Une technique qui utilise un filtre LC pour compenser les ondulations de courant (discuté dans [30]).
3. Une technique qui ne filtre pas le retour de tension.

4.3.7 *Résultats de réduction des ondulations de courants de chaque technique*

Afin d'évaluer les performances des différentes techniques, on applique des variations de puissance sur des intervalles de temps de 100 ms (qui est moyennement le temps

de variations des charges thermostatiques rapide). Le tracé de l'évolution des ondulations de courants est donné à la Figure 4-14 et Figure 4-15.

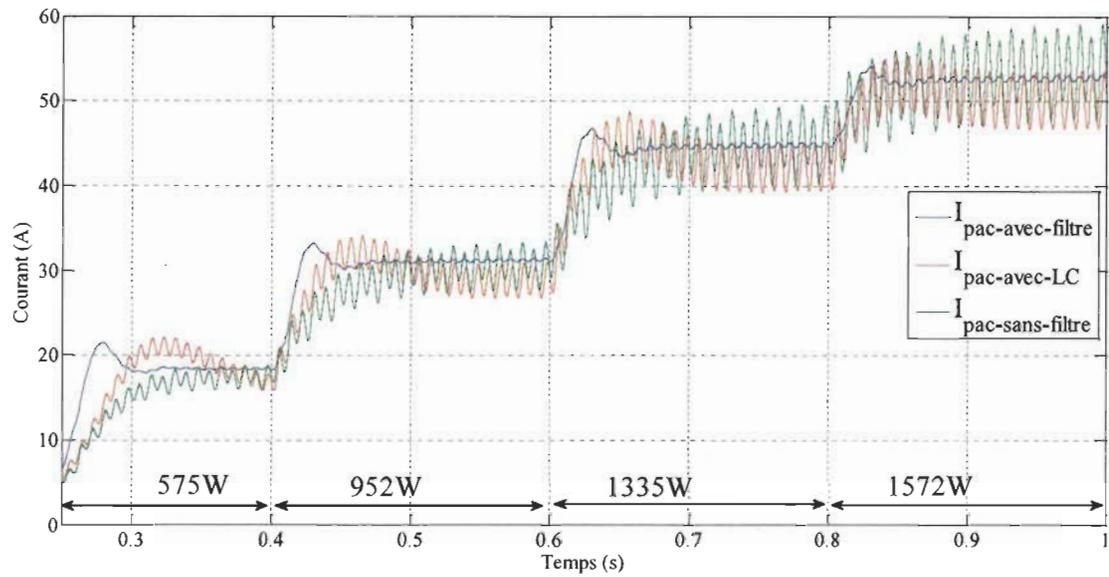


Figure 4-14 : Résultats de simulation du taux d'ondulation de courants de la pile pour différentes techniques

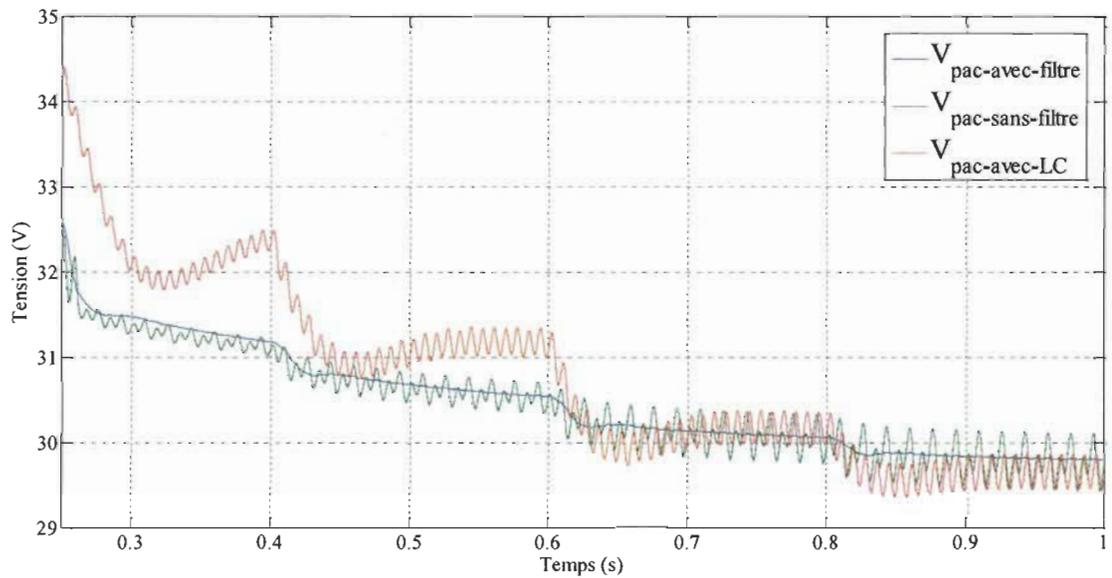


Figure 4-15 : Résultats de simulation de la tension de la P&AC pour différentes techniques

Dans la Figure 4-14 et Figure 4-15, on peut tirer trois remarques importantes :

- La valeur efficace du courant de la pile est plus grande quand on n'a pas de contrôle de courant, car une plus grande importance est donnée à l'asservissement de la tension du lien CC pour compenser les chutes de tension dues à la variation de la charge.
- L'élimination des ondulations du retour de tension donne des meilleurs résultats comparés à l'élimination des ondulations du courant (ce qui s'explique par l'absence des ondulations de la référence générée par le contrôleur de tension).
- Le courant et la tension de la PÀC sont reliés par la courbe de polarisation; chaque ondulation du courant de la pile va se traduire par des ondulations au niveau de la tension de la PÀC.

En ce qui concerne les résultats, on peut remarquer que la technique proposée donne la plus petite valeur des ondulations de courant, et ce pour toutes les plages de variation de la puissance de la charge.

4.3.8 *Influence sur la commande de la tension du lien CC*

L'influence de la réduction des ondulations de courant sur l'asservissement est évidente : l'absence d'un contrôleur de courant va donner plus d'importance à l'asservissement de la tension du lien CC, mais les grandes fluctuations du courant de la PÀC (par suite de sa tension) vont se propager et s'amplifier du côté lien CC ce qui est représenté sur la courbe rouge de la Figure 4-16. L'ajout d'un contrôleur de courant va diminuer les ondulations, comme montré à la Figure 4-16, mais il créera des chutes de tension dues à la variation de la charge. Pour la tension du lien CC de l'algorithme proposé, il permet de limiter les ondulations de tension (qui sont dues principalement à la limitation des ondulations de

courant de la pile et par la suite de sa tension), mais la chute de tension due à la charge devient plus visible; cette chute doit être prise en considération par le contrôleur CA. Il faut aussi noter la perturbation que l'ajout du filtre LC, discuté dans la référence [30], introduit sur la dynamique du système (une réponse dynamique plus lente). On peut en déduire que l'ajout d'un filtre LC va améliorer la réponse du système en réduisant les ondulations de courant de la pile, mais il aura une influence sur la tension du lien CC et par la suite sur l'asservissement du convertisseur CC-CA.

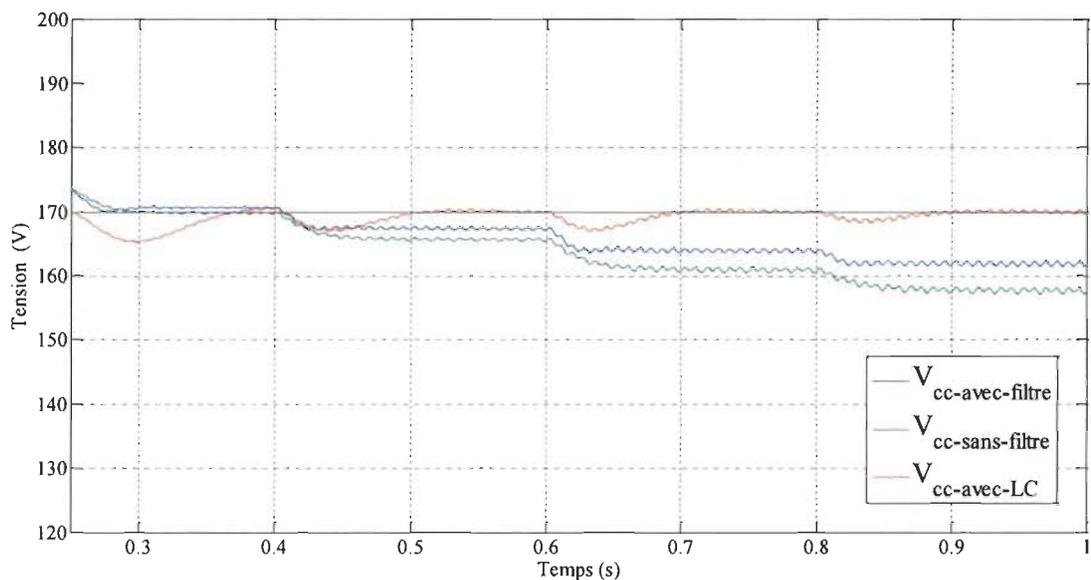


Figure 4-16 : Comparaison de la tension du lien CC pour différentes techniques

4.3.9 Influence sur la qualité d'onde d'alimentation de la charge

La régulation de la tension d'alimentation de l'onduleur va impacter fortement la qualité de l'onde de sortie et par la suite l'alimentation de la charge. Il faut noter qu'on est dans le cadre d'une alimentation d'une charge alternative résidentielle dont la fréquence est 60 Hz. Cependant, comme mentionnées dans la section précédente, les différentes stratégies de contrôle ont différentes influences sur l'onde de sortie. Ces influences vont être quantifiées

par le taux de distorsion de l'onde d'alimentation. Pour ce faire, on va procéder par des analyses fréquentielles des différentes tensions de sortie pour les différentes techniques. Les résultats de l'analyse sont présentés à la Figure 4-17.

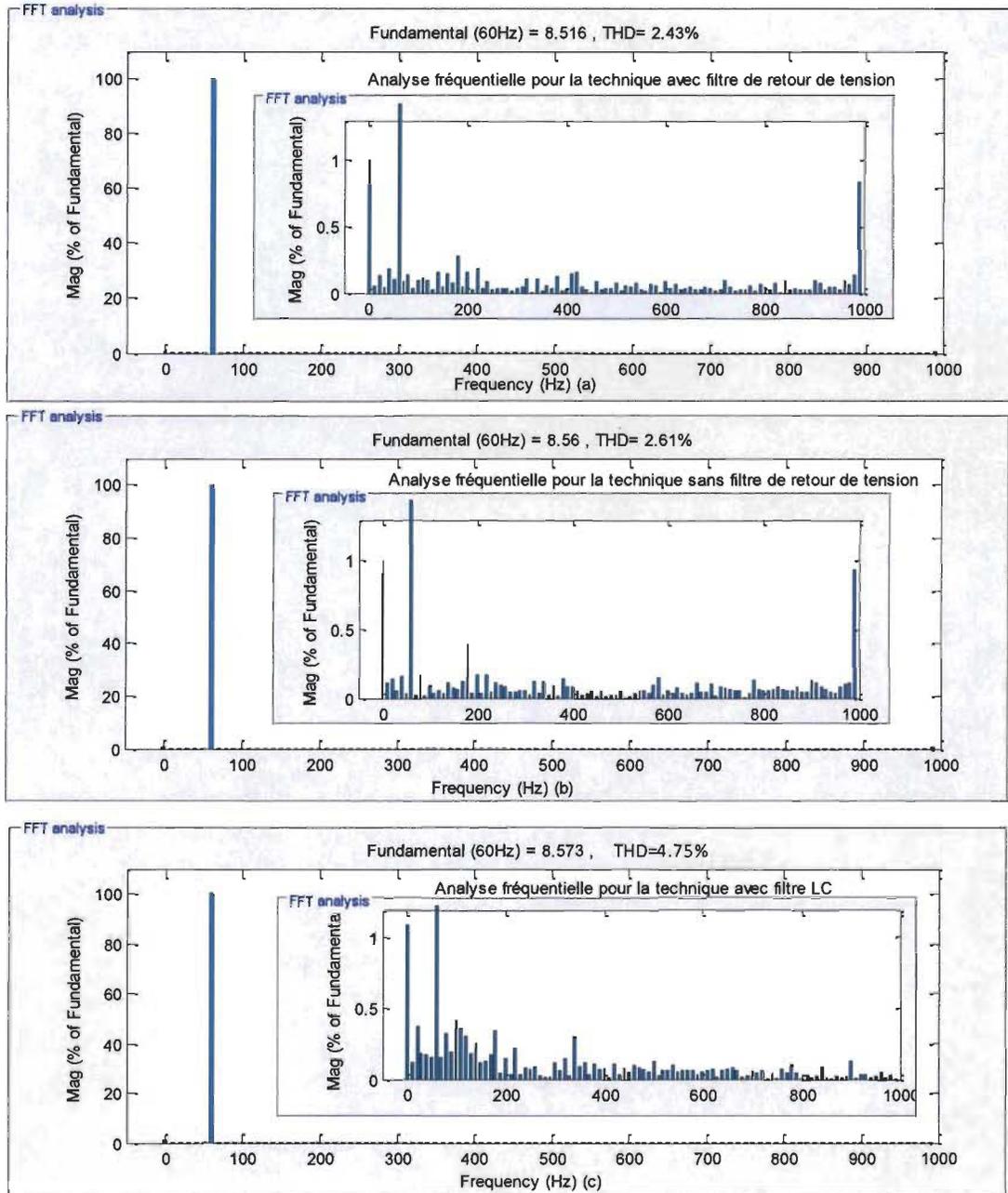


Figure 4-17 : Analyse fréquentielle des différentes tensions de sortie

D'après les graphiques de la Figure 4-17, on remarque que les fluctuations de la tension du lien CC dégradent la qualité de l'onde d'alimentation de la charge, le THD passe de 2.43% dans la technique proposée à 4.75% dans le cas d'une alimentation avec un filtre. Par contre, l'ajout d'un filtre numérique dans la boucle de retour de tension permet de diminuer les ondulations de courant sans trop influencer la qualité d'onde de sortie. La représentation temporelle de la forme d'onde de sortie pour les deux techniques (THD=2.65% et THD=4.73%) est donnée sur la Figure 4-18.

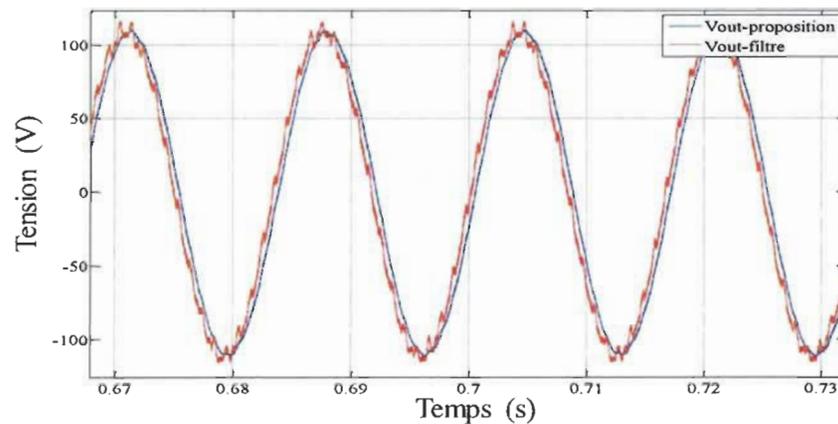


Figure 4-18 : La tension d'alimentation de la charge

4.3.10 Réponse du convertisseur CA

La commande du convertisseur CA se fait par la méthode de décomposition en composante directe et en quadrature. Cette méthode a prouvé son efficacité lorsque des bonnes performances dynamiques sont exigées [7]. Après chaque commutation de la charge, des perturbations sont introduites sur les deux composantes directe et en quadrature;

l'algorithme arrive à corriger cette perturbation chaque fois, et ce dans un temps inférieur à 0,1 s.

La Figure 4-19 montre les résultats de simulation de la correction de la composante directe et en quadrature. Sur la Figure 4-20, on présente le courant et la tension de la charge; l'algorithme arrive à assurer une bonne stabilité après chaque commutation de la charge.

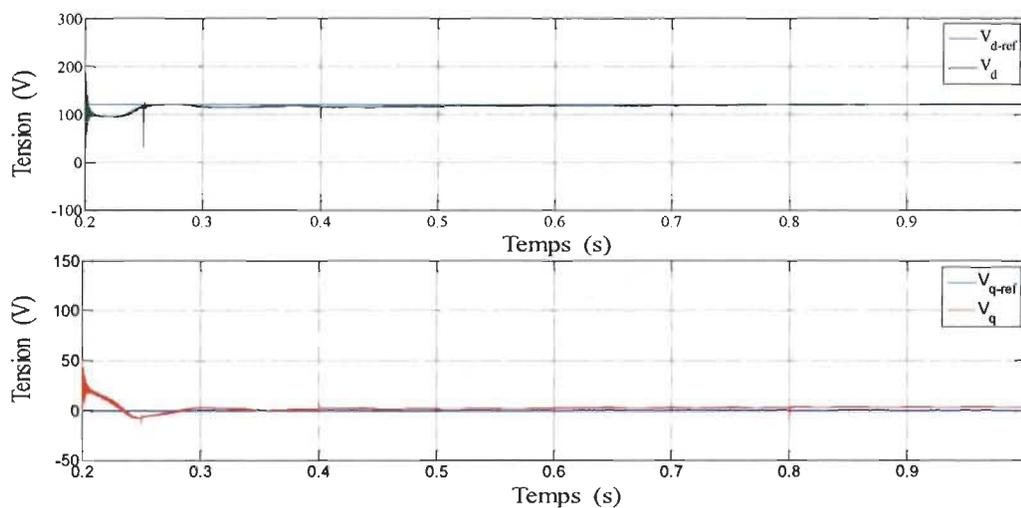


Figure 4-19 : Décomposition V_d et V_q

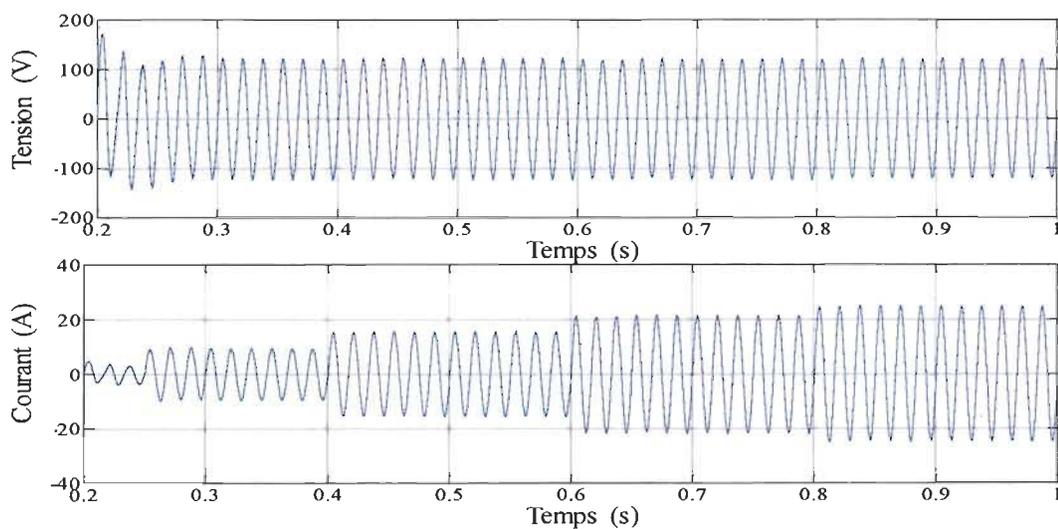


Figure 4-20 : Tension et courant de la charge

4.4. Résultats de co-simulation

Pour mieux reproduire l'effet des charges thermostatiques réelles, des tests ont été menés dans les locaux du laboratoire de l'Institut de Recherche sur l'Hydrogène durant la saison d'hiver. Tout d'abord, les algorithmes ont été testés par co-simulation avant d'être implémentés en FPGA et testés sur le banc d'essai. Le temps de calcul pour le cas de la co-simulation étant très long, on a décidé de simuler juste 9 cycles électriques et d'introduire des variations de la charge à chaque cycle du signal alternatif. Cela a permis de tester la rapidité du contrôleur même dans le cas d'une variation très rapide.

Pour commencer, la co-simulation consiste à combiner deux ressources de calcul : le modèle physique du système représenté sur l'environnement MATLAB/Simulink et le contrôleur implémenté en FPGA. Les deux contrôleurs ont été compilés et implémentés en FPGA (Xilinx Virtex-5).

Pour évaluer l'efficacité de la proposition sur la réduction des ondulations de courant et sur la dynamique du côté CC-CA, des variations de la charge ont été introduites, puis le courant de la pile ainsi que la tension CA ont été enregistrés. La Figure 4-21 montre les résultats de co-simulation de la tension et le courant de la charge ainsi que le courant de la pile à combustible. On peut remarquer que les contrôleurs étaient capables de maintenir une tension d'alimentation de la charge insensible aux variations de la charge tout en gardant un taux d'ondulation inférieur à 4 %.

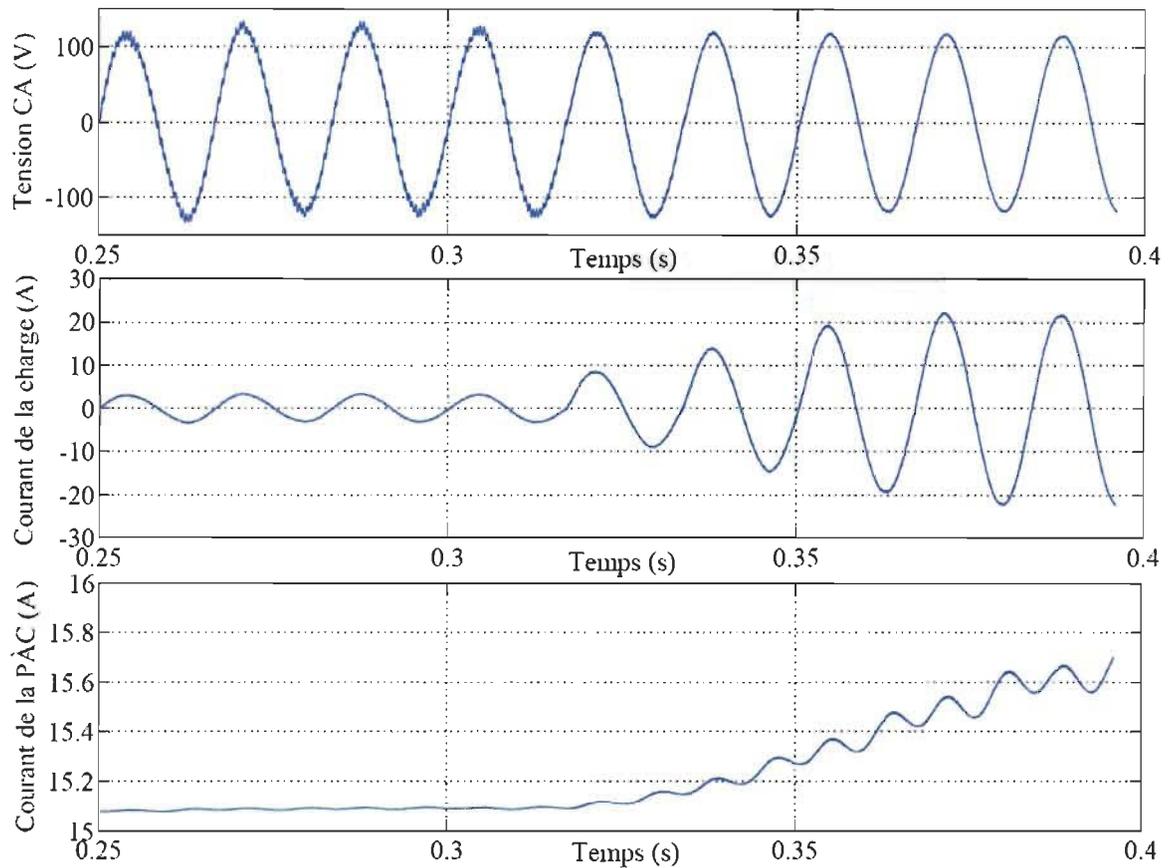


Figure 4-21 : Résultats de co-simulation pour la tension CA, le courant de la charge et le courant de la PÀC

Pour mieux comprendre ce qui se passe au niveau de l'asservissement de la partie alternative, un suivi de l'asservissement de la composante directe et quadrature a été fait. La Figure 4-22 montre le tracé de l'évolution des deux composantes où l'on peut clairement voir l'impact de la variation de la charge; La composante directe reste moyennement insensible aux variations avec de légères chutes par rapport à la référence. Par contre, la composante quadrature, quant à elle, connaît une variation considérable.

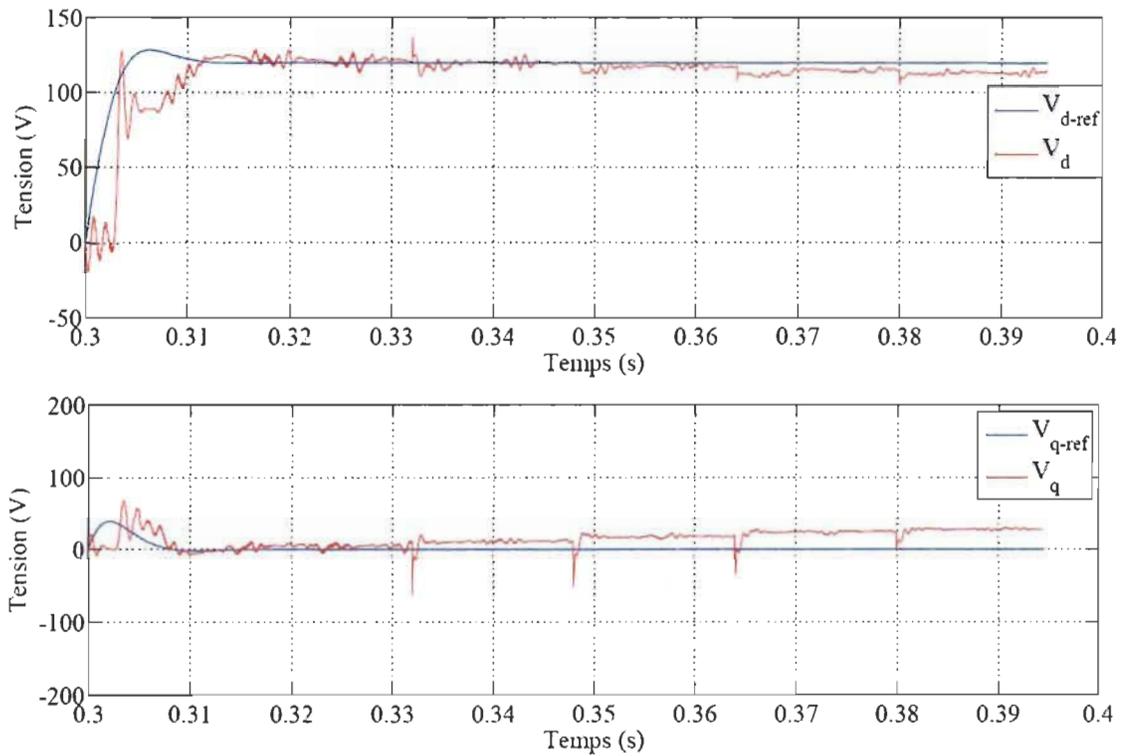


Figure 4-22 : Résultats de co-simulation pour la composante directe et en quadrature

4.5. Résultats expérimentaux

Dans la validation expérimentale, on va tester l'efficacité de la proposition quant à la réduction des ondulations de courant ainsi qu'à sa capacité de bien assurer une bonne alimentation de la charge. Aussi, on analysera l'impact du filtrage de tension de retour pour valider les résultats trouvés lors de la simulation.

Tout d'abord, l'évaluation de l'impact du filtrage de la tension du lien CC est évaluée. Tous les contrôleurs ont été implémentés sur le banc d'essai, puis deux tests ont été établis en utilisant la même puissance, mais pour deux techniques différentes (avec et sans filtrage de la tension dans la boucle de retour du contrôleur de la tension CC).

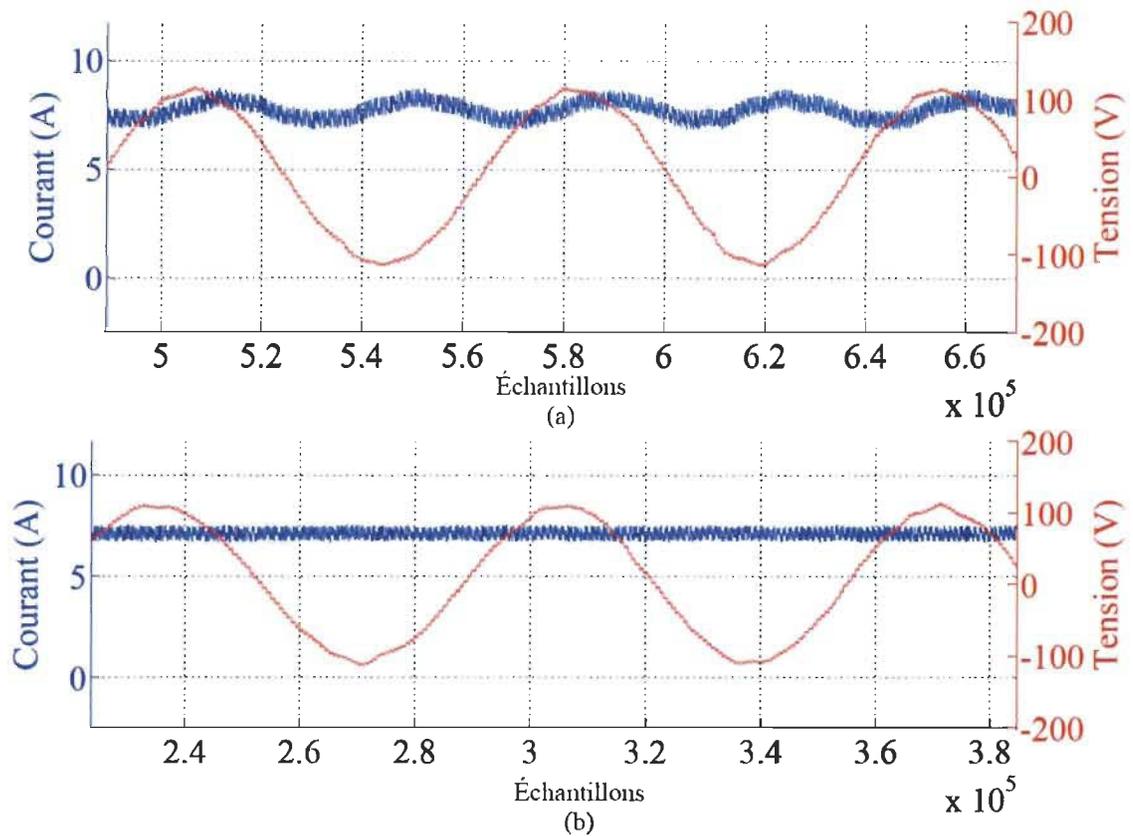


Figure 4-23 : Le courant de la PÀC et la tension de la charge sans (a) et avec (b) le filtrage de la tension de la boucle de retour

Conformément aux résultats de simulation, il est clair que le filtrage de la tension de la boucle de retour améliore visiblement la réduction des ondulations du courant de la PÀC et ce, sans impacter la qualité de l'onde d'alimentation de la charge.

Finalement, un test pour évaluer la robustesse du contrôleur en connectant des charges résidentielles thermostatiques au système a été réalisé. Le profil de la puissance de la charge est montré à la Figure 4-24. L'allure du courant de la pile ainsi que la tension du lien CC sont montrées à la Figure 4-25.

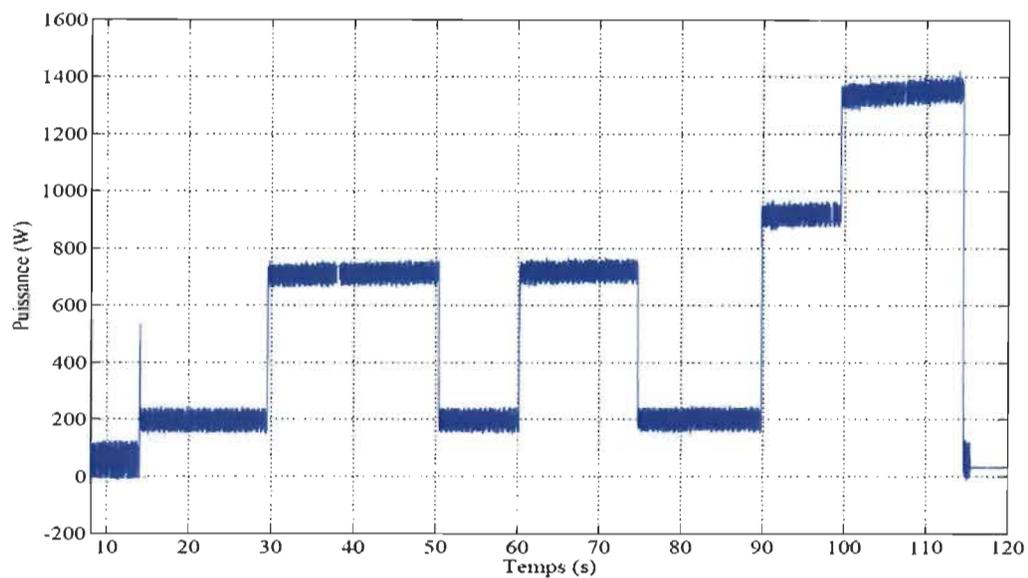


Figure 4-24 : La puissance expérimentale de la charge

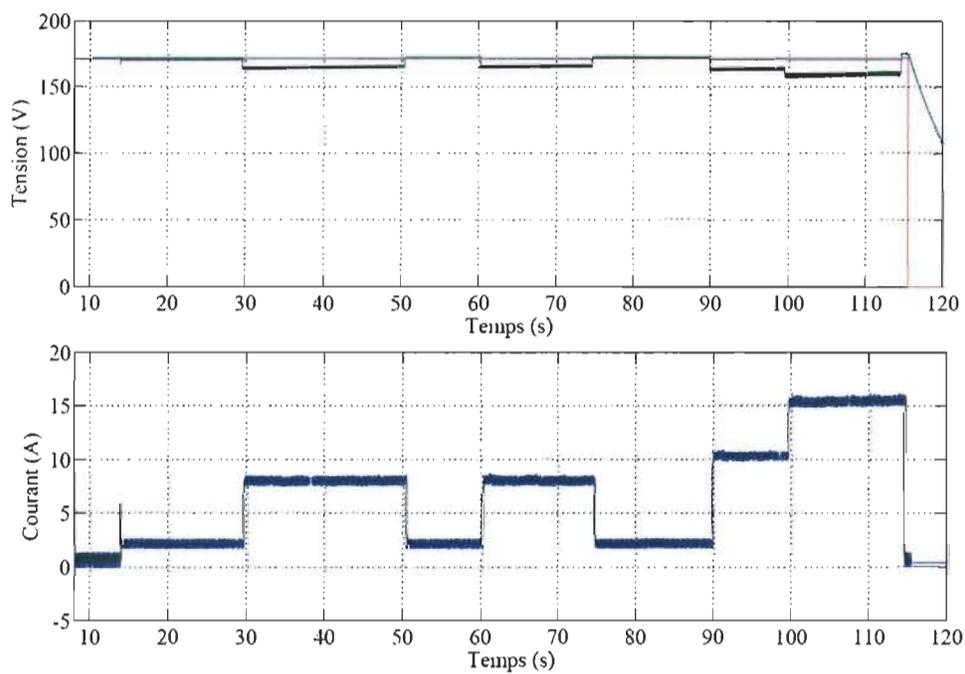


Figure 4-25 : Tension du lien CC et courant de la P&C

4.6. Conclusion

En guise de conclusion, on a présenté dans cette partie l'influence de la diminution des ondulations de courants sur la qualité d'onde d'alimentation. On peut remarquer que la diminution des ondulations de courants est positive pour la PÀC. Par contre, elle apporte des effets négatifs sur l'asservissement de la tension du lien CC (chute de tension quand on a un contrôleur de courant de sortie de la pile, des ondulations du lien CC dans le cas contraire). Aussi, il est souhaitable d'ajouter un filtre de la tension dans la boucle de retour de tension, car il permet de réduire les ondulations sans trop impacter la qualité d'onde alternative.

Chapitre 5. Discussion et conclusion

Dans ce travail de recherche, des stratégies pour le contrôle d'une pile à combustible dans un milieu à fortes variations de charge ont été proposées. Les charges résidentielles thermostatiques ont été choisies comme charge pour valider les algorithmes proposés. Nous avons utilisé un modèle inverse associé à un correcteur PID pour contrôler le convertisseur CC-CC. La technique de l'identification, en utilisant la méthode des moindres carrées, a été utilisée pour calculer les paramètres du système inverse. Puis, dans le même cadre de la commande par modèle inverse, un algorithme à base d'un réseau de neurones artificiels était aussi proposé pour contrôler le système (pile à combustible plus éléments de conversion de puissance statique). Le convertisseur CA quant à lui est contrôlé en utilisant un contrôleur à base d'une décomposition directe et quadrature. Les algorithmes ont été validés par simulation, co-simulation et expérimentalement.

Les tests réalisés permettent de valider la capacité des algorithmes à répondre aux deux grands objectifs de cette étude. Premièrement, assurer une bonne qualité de l'onde du côté courant alternatif pour l'alimentation des charges résidentielles, sans impacter le confort de l'utilisateur, malgré la variation continue des charges thermostatiques. Deuxièmement, la mitigation de l'effet des ondulations de courant de sortie de la pile à combustible, qui sont générées par la nature alternative de la charge.

L'algorithme et le modèle mathématique à base du modèle inverse, proposés dans cette étude, ont été validés sur un système à pile à combustible alimentant des charges résidentielles dans les locaux de l'Institut de Recherche sur l'Hydrogène. Le banc de tests comporte un système à pile à combustible, des éléments de conversion de puissance et

finalement des charges thermostatiques réelles représentées par des plinthes électriques, un ventilateur et un réfrigérateur.

La méthode des moindres carrées a été utilisée pour calculer les paramètres du modèle inverse en se basant sur une caractérisation des points de fonctionnement du système (pile combustible, système de conversion de puissance et charge). Une caractérisation hors ligne a tout d'abord été faite sur le système pour tirer le profil de variation de la tension de sortie en fonction du rapport cyclique pour plusieurs valeurs de la charge.

Le modèle et méthode de contrôle utilisant un réseau de neurones artificiels ont également été validés, mais cette fois-ci par simulation sous MATLAB/Simulink. Le réseau de neurones artificiels comporte trois couches. La couche d'entrée est composée de quatre neurones qui représentent les quatre paramètres d'entrée. Une couche intermédiaire composée de trois neurones et finalement la couche de sortie avec un seul neurone représentant le paramètre de sortie qui est le rapport cyclique du convertisseur. L'entraînement de l'algorithme est fait en utilisant l'algorithme de la rétro-propagation du gradient, une approche supervisée basée sur l'erreur entre la sortie désirée et la valeur de référence. L'erreur est ensuite propagée vers les couches les plus basses en partant de la couche de sortie vers la couche d'entrée permettant ainsi de mettre à jour les poids du réseau.

Finalement, grâce aux bonnes performances dynamiques obtenues (souhaitées dans le cas des fortes variations de la charge), un contrôleur à base d'une décomposition d-q a été proposé pour l'onduleur monophasée. La création de la composante directe et en quadrature passe par deux étapes; la création d'une deuxième phase en utilisant un décalage de 90 degrés par rapport à la phase d'origine, puis, une fois les deux phases générées l'application de la transformée de Park est employée afin de créer la composante directe et en quadrature. Cette

transformation va permettre l'utilisation des correcteurs PI pour réguler les deux composantes et par la suite la tension d'alimentation de la charge.

Les algorithmes proposés ont été simulés sous MATLAB/Simulink - SimPowerSystems. Les résultats de simulation pour l'algorithme à base d'un modèle inverse, associé au contrôleur de l'onduleur, ont été ensuite validés par co-simulation et par essais expérimentaux. L'algorithme a été implémenté en utilisant Xilinx System Generator (XSG) et la carte FPGA Virtex-5. Le profil de commutation de la charge appliquée correspond au profil des charges contrôlées par thermostat électronique.

Discussions

Notre travail ouvre une perspective pour l'intégration des technologies à base de l'hydrogène dans les applications résidentielles. L'utilisation d'une pile à combustible étant la solution la plus efficace pour assurer une alimentation sans interruption, indépendamment des conditions climatiques, représente une bonne solution pour les régions éloignées du réseau électrique. Généralement dans la littérature, la pile à combustible est presque toujours associée avec un élément de stockage tel que les super-condensateurs et les batteries. Cette hybridation permettrait d'assurer l'alimentation de la charge électrique en conditions des fortes variations de la charge. Cette solution augmente non seulement le coût de l'application (achat, installation et entretien), mais aussi sa taille et les risques liés à la manipulation des éléments électrochimiques.

La puissance de calcul que les technologies des systèmes embarqués nous offrent est un atout essentiel. Elle permet d'implémenter des algorithmes de plus en plus complexes. Aussi, grâce à leur parallélisme, on est capable d'exécuter plusieurs tâches en parallèle avec des performances de rapidité élevée; un critère très important quand il s'agit du contrôle des

systèmes à changement rapide des paramètres extérieurs telles que les charges thermostatiques. Dans le cadre de cette étude, l'implémentation de l'algorithme à base de modèle inverse a permis de stabiliser la tension de sortie du convertisseur malgré la variation de la charge. Il nous a également permis de maintenir les ondulations de courant de la pile à combustible au-dessous de 4 %, ce qui est jugé dans la littérature comme la valeur limite pour diminuer son vieillissement prématuré lié aux ondulations.

Une des améliorations possibles, suite à cette étude, consiste à réaliser l'identification et la construction du modèle en ligne ce qui va permettre de généraliser l'algorithme de contrôle proposé pour qu'il puisse être employé directement sur différents systèmes à PÀC.

Le réseau de neurones, quant à lui, nous a permis de stabiliser la tension d'entrée du convertisseur tout en limitant les ondulations de courant d'entrée de la pile à combustible à moins de 3 %. D'après les résultats de simulation, la rapidité du temps de convergence de l'algorithme a permis de répondre aux fortes variations même lorsqu'il s'agit d'une variation fugitive de quelques millisecondes. L'algorithme était en mesure de garder une erreur absolue minimale grâce à son entraînement en ligne en utilisant l'algorithme de la rétro-propagation de l'erreur.

Bibliographie

- [1] NOAA National Centres for Environmental Information, State of the Climate: “Global Analysis for Annual 2015”, published online January 2016, retrieved on May 20, 2016,
- [2] HEGERL, Gabriele C. et CUBASCH, Ulrich. Greenhouse gas-induced climate change. *Environmental Science and Pollution Research*, 1996, vol. 3, no 2, p. 99-102.
- [3] Inventaire québécois des émissions de gaz à effet de serre en 2013 et leur évolution depuis 1990. Québec, ministère du Développement durable, de l’Environnement et de la Lutte contre les changements climatiques, Direction des politiques de la qualité de l’atmosphère, 23 p
- [4] Statistique Canada. Tableau 128-0016 – Disponibilité et écoulement d’énergie primaire et secondaire en térajoules, annuels, Ottawa : Statistique Canada
- [5] K. Agbossou, A. Bilodeau, and M. L. Doumbia, "Development of a control method for a renewable energy system with fuel cell" in AFRICON, 2009. AFRICON '09., 2009, pp. 1-5.
- [6] A. Amamou, L. Boulon, S. Kelouwani, K. Agbossou, and P. Sicard, "Thermal Management Strategies for Cold Start of Automotive PEMFC," in 2015 IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference (VPPC), 2015, pp. 1-6.
- [7] A. Cardenas and K. Agbossou, "Experimental Evaluation of Voltage Positive Feedback Based Anti-Islanding Algorithm: Multi-Inverter Case," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 27, pp. 498-506, 2012.
- [8] M. L. Doumbia and K. Agbossou, "Power transfer analysis in interconnected fuel cell-distribution network," in *Canadian Conference on Electrical and Computer Engineering*, 2005., 2005, pp. 615-618.
- [9] K. Ettahir, L. Boulon, and K. Agbossou, "Energy management strategy for a fuel cell hybrid vehicle based on maximum efficiency and maximum power identification," *IET Electrical Systems in Transportation*, vol. 6, pp. 261-268, 2016.
- [10] C. Guzman, K. Agbossou, and A. Cardenas, "Experimental Validation of Wireless Load Sharing Method for Isolated AC Microgrids," in 2014 IEEE Electrical Power and Energy Conference, 2014, pp. 260-266.

- [11] C. Guzmán, K. Agbossou, and A. Cardenas, "Modeling of residential centralized and baseboard space heating systems," in 2016 IEEE 25th International Symposium on Industrial Electronics (ISIE), 2016, pp. 726-731.
- [12] L. Kere, S. Kelouwani, K. Agbossou, and Y. Dube, "Improving efficiency through adaptive internal model control of hydrogen-based genset used as a range extender for electric vehicle," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. PP, pp. 1-1, 2016.
- [13] K. Maalej, S. Kelouwani, K. Agbossou, Y. Dubé, and N. Henao, "Long-Trip Optimal Energy Planning With Online Mass Estimation for Battery Electric Vehicles," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 64, pp. 4929-4941, 2015.
- [14] F. Martel, Y. Dube, S. Kelouwani, and K. Agbossou, "Active Battery Thermal Management Integrated to Cold Weather Optimal PHEV Autonomy Extension," in 2016 IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference (VPPC), 2016, pp. 1-6.
- [15] E. Padilla, A. Cardenas, and K. Agbossou, "Hardware implementation of Ethernet based DNP3 data link," in 2012 IEEE Electrical Power and Energy Conference, 2012, pp. 8-13.
- [16] A. K. Traoré, A. Cardenas, M. L. Doumbia, K. Agbossou, and A. S. H. Maiga, "VHDL description of power management strategy for an autonomous photovoltaic water pumping system for agricultural applications," in 2016 Eleventh International Conference on Ecological Vehicles and Renewable Energies (EVER), 2016, pp. 1-8.
- [17] F. Amara, K. Agbossou, Y. Dubé, S. Kelouwani, and A. Cardenas, "Estimation of temperature correlation with household electricity demand for forecasting application," in IECON 2016 - 42nd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, 2016, pp. 3960-3965.
- [18] A. Cardenas, K. Agbossou, and M. L. Doumbia, "Performance evaluation of active anti-islanding scheme for multi-inverter DG systems," in 2010 9th International Conference on Environment and Electrical Engineering, 2010, pp. 218-221.
- [19] A. Cardenas, K. Agbossou, and C. Guzmán, "Development of real-time admittance analysis system for residential load monitoring," in 2016 IEEE 25th International Symposium on Industrial Electronics (ISIE), 2016, pp. 696-701.
- [20] A. Cardenas, K. Agbossou, and N. Henao, "Development of Power Interface With FPGA-Based Adaptive Control for PEM-FC System," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 30, pp. 296-306, 2015.
- [21] A. Cardenas, C. Guzman, and K. Agbossou, "Frequency Locked Loop for grid-connected VSI synchronization and power analysis," in 2012 IEEE International Symposium on Industrial Electronics, 2012, pp. 1386-1392.
- [22] A. Cardenas, C. Guzman, M. Chemsí, and K. Agbossou, "Development of AC microgrid test bench with Hydrogen fuel cell and renewable sources," in 2016 IEEE

- PES Asia-Pacific Power and Energy Engineering Conference (APPEEC), 2016, pp. 397-402.
- [23] M. Chemsî, K. Agbossou, and A. Cardenas, "Neural network backpropagation algorithm control for PEM fuel cell in residential applications," in 2016 IEEE Electrical Power and Energy Conference (EPEC), 2016, pp. 1-6.
- [24] C. Guzman, A. Cardenas, and K. Agbossou, "Control of voltage source inverter using FPGA implementation of ADALINE-FLL," in IECON 2012 - 38th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society, 2012, pp. 3037-3042.
- [25] C. Guzman, A. Cardenas, and K. Agbossou, "Load Sharing Strategy for Autonomous AC Microgrids Based on FPGA Implementation of ADALINE&FLL," IEEE Transactions on Energy Conversion, vol. 29, pp. 663-672, 2014.
- [26] E. Padilla, K. Agbossou, and A. Cardenas, "Towards Smart Integration of Distributed Energy Resources Using Distributed Network Protocol Over Ethernet," IEEE Transactions on Smart Grid, vol. 5, pp. 1686-1695, 2014.
- [27] Z. Zhen, K. Agbossou, and A. Cardenas, "Connectivity for Home Energy Management applications," in 2016 IEEE PES Asia-Pacific Power and Energy Engineering Conference (APPEEC), 2016, pp. 2175-2180.
- [28] D. Candusso « Hybridation du groupe électrogène à pile à combustible pour l'alimentation d'un véhicule électrique », Thèse de l'INPG, Grenoble, 2002
- [29] Mathematical Models of PEM Fuel Cells, Zehra Ural, Muhsin Tunay Gencoglu.
- [30] L. Palma, "An active power filter for low frequency ripple current reduction in fuel cell applications," in SPEEDAM 2010, 2010, pp. 1308-1313.
- [31] M. Harfman-Todorovic, L. Palma, M. Chellappan, and P. Enjeti, "Design considerations for fuel cell powered UPS," in Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2008. APEC 2008. Twenty-Third Annual IEEE, 2008, pp. 1984-1990.
- [32] L. Changrong and L. Jih-Sheng, "Low Frequency Current Ripple Reduction Technique With Active Control in a Fuel Cell Power System With Inverter Load," Power Electronics, IEEE Transactions on, vol. 22, pp. 1429-1436, 2007.
- [33] K. Agbossou, M. Kolhe, J. Hamelin, and T. K. Bose, "Performance of a standalone renewable energy system based on energy storage as hydrogen," IEEE Trans. Energy Convers., vol. 19, no. 3, pp. 633-640, Sept. 2004.
- [34] J. M. Corrêa, F. A. Farret, L. N. Canha et M. G. Simões, « Simulation of fuel-cell stacks using a computer-controlled power rectifier with the purposes of actual high-power injection applications, » IEEE Trans. on Industrial Applications, vol. 39, n° 4, juillet-août 2003, pp. 1136 – 1142

- [35] I. Sadli, P. Thounthong, J-P. Martin S. Raël et B. Davat, « Behaviour of a protons exchange membrane fuel cell (PEMFC) supplying a low voltage static converter, » 2nd France – Deutschland Fuel Cell Conference (FDFC2004), Belfort (France), 29 novembre-2 décembre 2004.
- [36] M.Y. El-Sharkh, A. Rahman, M. S. Alam, P. C. Byrne, A. A. Sakla, et T. Thomas, « A dynamic model for a standalone PEM fuel cell power plant for residential applications, » Journal of Power Sources, vol. 138, n° 1-2, novembre 2004, pp. 199-204.
- [37] Njoya, S. M., et al. (2009). A generic fuel cell model for the simulation of fuel cell vehicles. Vehicle Power and Propulsion Conference, 2009. VPPC 09. IEEE.
- [38] Tesfahunegn, S. G., et al. (2010). A combined steady state and dynamic model of a proton exchange membrane fuel cell for use in DG system simulation. Power Electronics Conference (IPEC), 2010 International.
- [39] K. P. Adzakpa, K. Agbossou, Y. DubÉ, M. Dostie, M. Fournier, and A. Poulin, "PEM Fuel Cells Modeling and Analysis Through Current and Voltage Transient Behaviors," IEEE Transactions on Energy Conversion, vol. 23, pp. 581-591, 2008.
- [40] K. Agbossou, Y. Dube, N. Hassanaly, K. P. Adzakpa, and J. Ramousse, "Experimental Validation of a State Model for PEMFC Auxiliary Control," IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 45, pp. 2098-2103, 2009.
- [41] C. Liu and J. S. Lai, "Low Frequency Current Ripple Reduction Technique with Active Control in a Fuel Cell Power System with Inverter Load," in IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 22, no. 4, pp. 1429-1436, July 2007.
- [42] B. Somaiah, V. Agarwal, S. R. Choudhury, S. P. Duttagupta, and K. Govindan, "Analysis and comparative study of pulsating current of fuel cells by inverter load with different power converter topologies," International Journal of Hydrogen Energy, vol. 36, pp. 15018-15028, 2011.
- [43] M. E. Schenck, L. Jih-Sheng, and K. Stanton, "Fuel cell and power conditioning system interactions," in Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2005. APEC 2005. Twentieth Annual IEEE, 2005, pp. 114-120 Vol. 1.
- [44] Y. Haidong, "A novel control strategy of output voltage ripple reduction in Buck converters," in Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), 2011 Twenty-Sixth Annual IEEE, 2011, pp. 1910-1914.
- [45] W. Rong-Jong and L. Chun-Yu, "Dual Active Low-Frequency Ripple Control for Clean-Energy Power-Conditioning Mechanism," Industrial Electronics, IEEE Transactions on, vol. 58, pp. 5172-5185, 2011.

- [46] K. Jung-Min, E.-H. Kim, K. Bong-Hwan, and N. Kwang-Hee, "High-Efficiency Fuel Cell Power Conditioning System With Input Current Ripple Reduction," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 56, pp. 826-834, 2009.
- [47] W. Choi, P. N. Enjeti, J. W. Howze, and G. Joung, "An experimental evaluation of the effects of ripple current generated by the power conditioning stage on a proton exchange membrane fuel cell stack," *Journal of Materials Engineering and Performance*, vol. 13, pp. 257-264.
- [48] Z. Guo-Rong, T. Siew-Chong, C. Yu, and C. K. Tse, "Mitigation of Low-Frequency Current Ripple in Fuel-Cell Inverter Systems Through Waveform Control," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 28, pp. 779-792, 2013.
- [49] A. Cardenas, K. Agbossou, and N. Henao, "Development of Power Interface With FPGA-Based Adaptive Control for PEM-FC System," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 30, pp. 296-306, 2015.
- [50] I. EG&G Technical Services, *Fuel Cell Handbook (Sixth Edition)*: DIANE Publishing, 2004
- [51] G. Fontes, C. Turpin, S. Astier, and T. A. Meynard, "Interactions Between Fuel Cells and Power Converters: Influence of Current Harmonics on a Fuel Cell Stack," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 22, pp. 670-678, 2007.
- [52] D. Guilbert, A. Mohammadi, A. Gaillard, A. N. Diaye, and A. Djerdir, "Interactions between fuel cell and DC/DC converter for fuel cell electric vehicle applications: Influence of faults," in *IECON 2013 - 39th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, 2013, pp. 912-917.
- [53] D. M. Ali, "A simplified dynamic simulation model (prototype) for a stand-alone Polymer Electrolyte Membrane (PEM) fuel cell stack," in *2008 12th International Middle-East Power System Conference*, 2008, pp. 480-485.
- [54] S. Yerramalla, A. Davari, and A. Feliachi, "Dynamic modeling and analysis of polymer electrolyte fuel cell," in *IEEE Power Engineering Society Summer Meeting*, 2002, pp. 82-86 vol.1.
- [55] C. Lu-Ying, B. Diong, and R. S. Gemmen, "An Improved Small-Signal Model of the Dynamic Behavior of PEM Fuel Cells," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 40, pp. 970-977, 2004.
- [56] B. Morin, "Hybridation d'une pile à combustible par des super-condensateurs : vers une solution passive et directe. Énergie électrique," *Génie Electrique*, Université de toulouse, Toulouse, 2013.
- [57] S. J.-j. ZHU Cheng-hua, YAN Yang-guang, "Interaction Analysis Between DC/DC Converter and Inverter," *Journal of Nanjing University of Aeronautics & Astronautics*, 2004.

- [58] J. Ren, S. Gamble, A. J. Roscoe, and G. Burt, "Modelling interaction between solid oxide fuel cell, inverters and AC power networks," in 2009 44th International Universities Power Engineering Conference (UPEC), 2009, pp. 1-5.
- [59] D. D. Marquezini, D. B. Ramos, R. Q. Machado, and F. A. Farret, "Interaction between proton exchange membrane fuel cells and power converters for AC integration," *IET Renewable Power Generation*, vol. 2, pp. 151-161, 2008.
- [60] W. Choi, P. N. Enjeti, and J. W. Howze, « Development of an equivalent circuit model of a fuel cell to evaluate the effects of inverter ripple current, » in *Proc. IEEE Applied Power Electronics Conf. and Expo*, Feb. 2004, pp. 355–361.
- [61] E. Monmasson, L. Idkhajine, M. N. Cirstea, I. Bahri, A. Tisan, and M. W. Naouar, "FPGAs in industrial control applications," *IEEE Trans Ind. Informat.*, vol. 7, no. 2, pp. 224–243, May 2011.
- [62] P. Patel and M. Moallem, "Reconfigurable system for real-time embedded control applications," *IET Control Theory Appl.*, vol. 4, no. 11, pp. 2506–2515, Nov. 2010.
- [63] C. Sepulveda, J. Munoz, J.R. Espinoza, M. Figueroa, and C. Baier, "FPGA v/s DSP performance comparison for a VSC-based STATCOM control application," *IEEE Trans Ind. Informat.*, vol. 9, no. 3, pp. 1351–1360, Aug. 2013.
- [64] L. Changrong and L. Jih-Sheng, "Low Frequency Current Ripple Reduction Technique With Active Control in a Fuel Cell Power System With Inverter Load," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 22, pp. 1429-1436, 2007.
- [65] Wu. Li, We. Li, X. Xiang, Y. Hu, and X. He, "High Step-Up Interleaved Converter with Built-In Transformer Voltage Multiplier Cells for Sustainable Energy Applications," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 29, no. 6, pp. 2829- 2836, June 2014.
- [66] Gules, R.; Pfitscher, L.L.; Franco, L.C., "An interleaved boost DC-DC converter with large conversion ratio" *Industrial Electronics, 2003. ISIE '03. 2003 IEEE International Symposium on*, vol.1, no., pp. 411,416 vol. 1, 9–11 June 2003.
- [67] L. Ljung, *System Identification Theory for the User*, Prentice Hall, 1987
- [68] L. Yan and C.J. Li "Robot Learning Control Based on Recurrent Neural Network Inverse Model", *Journal. of Robotic Systems*, Vol. 14, 1997, pp.199-212.
- [69] M. Salem, D.E. Chaouch et M.F. Khelfi, "Commande neuronale inverse des systèmes non linéaires". 4th International Conference Computer Integrated Manufacturing CIP'2007.
- [70] A. Roshan, R. Burgos, A. C. Baisden, F. Wang and D. Boroyevich, "A D-Q Frame Controller for a Full-Bridge Single Phase Inverter Used in Small Distributed Power Generation Systems," *APEC 07 - Twenty-Second Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition*, Anaheim, CA, USA, 2007, pp. 641-647.

- [71] Modelling, design and implementation of d-q control in single-phase grid-connected inverters for photovoltaic systems used in domestic dwellings. JASIM FARHOOD SULTANI, 2013.
- [72] IEEE Std 519 - IEEE Recommended Practices and Requirements for Harmonic Control in Electrical Power Systems, IEEE, 1992.
- [73] Cardenas, A. and Guzman, C. and Agbossou, K “Development of a FPGA Based Real-Time Power Analysis and Control for Distributed Generation Interface” IEEE Transactions on Power Systems, Vol. 27, 2012, pp.1343-1353.

Annexe A - Implémentation de la commande du convertisseur CC-CA

L'implémentation du bloc de génération de la décomposition d-q est faite à travers une fonction de transfert discrète (le bloc Discrete Transfer Fcn) pour créer la deuxième composante imaginaire. Ensuite, la transformée de Park est appliquée selon le schéma présenté à la Figure A-1.

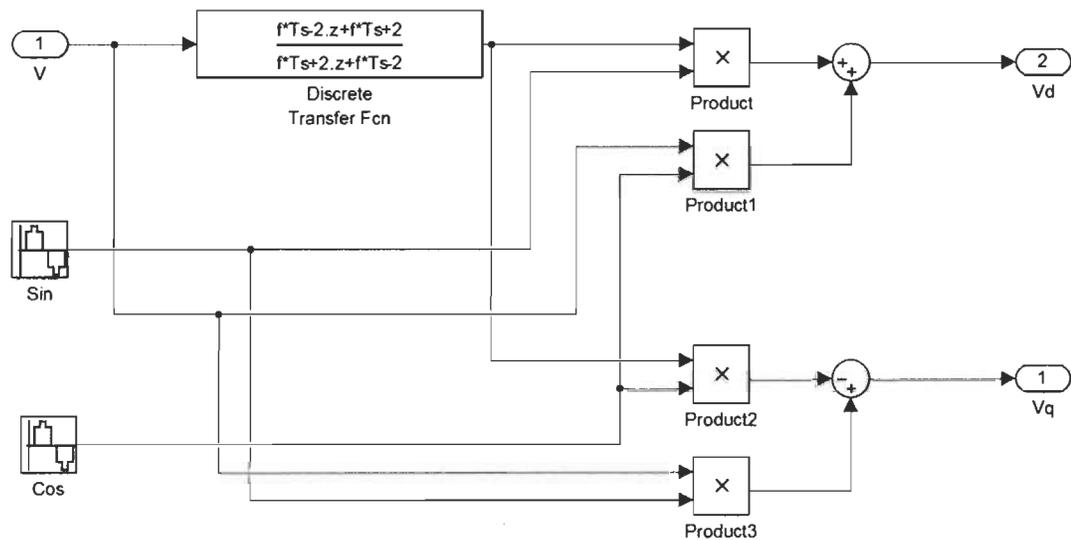


Figure A-1 : Implémentation du bloc génération de la composante d-q

La fonction de transfert du filtre est définie par :

$$H(z) = \frac{\omega T_s - 2 + (\omega T_s + 2)z^{-1}}{\omega T_s + 2 + (\omega T_s - 2)z^{-1}}$$

L'implémentation de cette fonction de transfert est donnée à la Figure A-2. Elle permet d'introduire un décalage de 90 degrés sur le signal d'origine.

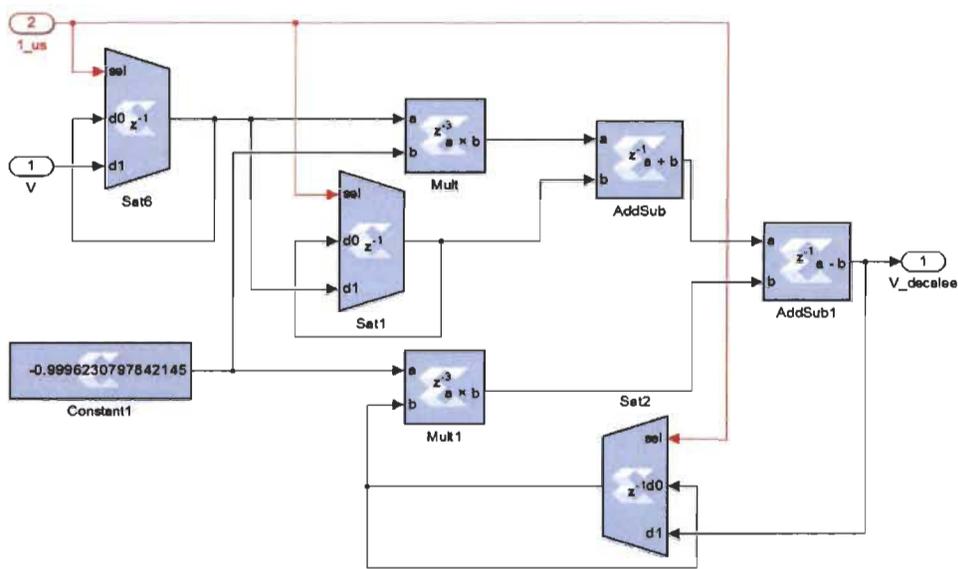


Figure A-2 : Implémentation de la fonction du décalage en bloc XSG

La constante (noté Constante1) représente le terme $\frac{\omega T_s - 2}{\omega T_s + 2}$.

Ensuite, les blocs de la création de la composante directe et quadrature sont donnés à la Figure A-3.

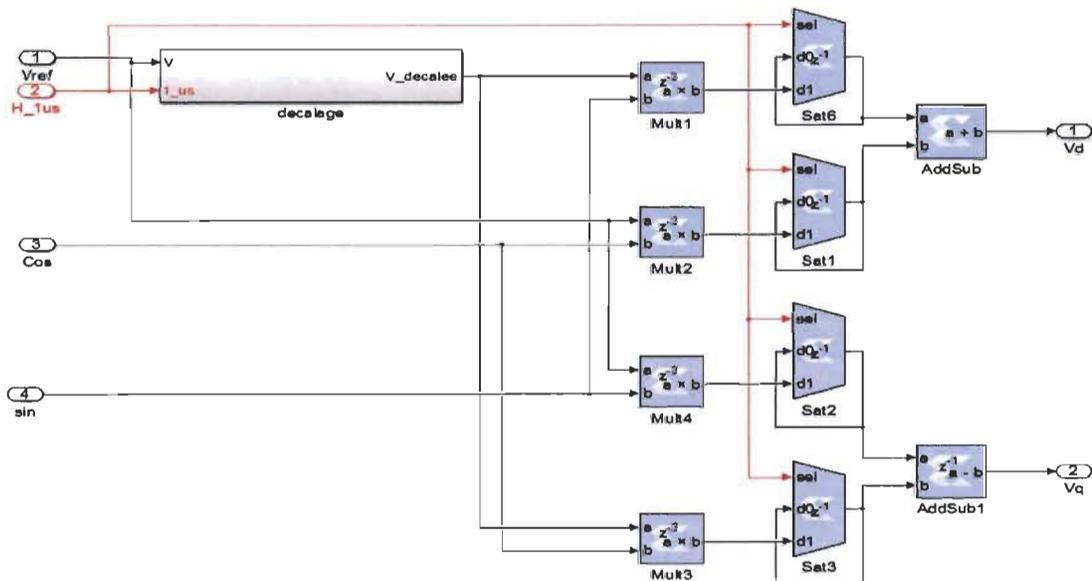


Figure A-3 : Implémentation du bloc génération de la composante d-q

La Figure A-3 permet d'exprimer la transformée de Park donnée par l'équation :

$$\begin{bmatrix} V_{d_k} \\ V_{q_k} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\omega t) & \sin(\omega t) \\ -\sin(\omega t) & \cos(\omega t) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{\alpha_k} \\ V_{\beta_k} \end{bmatrix}$$

Tandis que pour le bloc de la réalisation de la transformée inverse de Park, l'implémentation sur Simulink se présente comme suit :

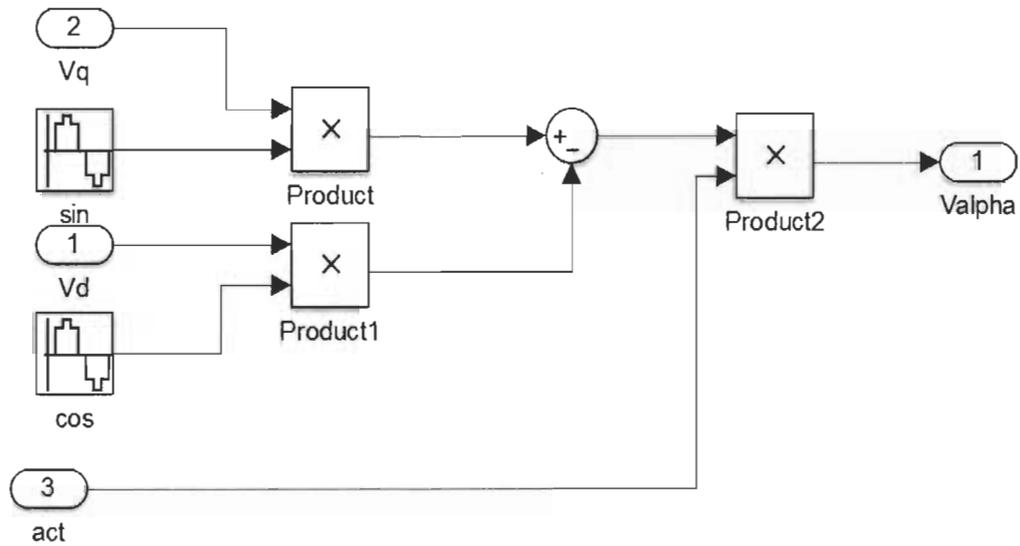


Figure A-4 : Bloc de la transformée de Park inverse

L'équation implémentée est exprimée par :

$$V = V_q \sin(\omega t) - V_d \cos(\omega t)$$

Son implémentation en bloc XSG est donnée à la Figure A-5.

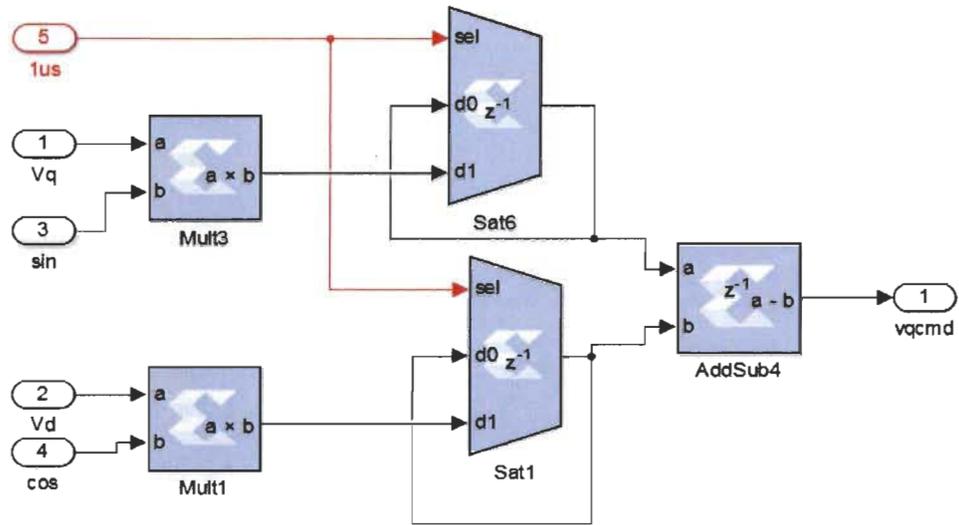


Figure A-5 : Bloc de la transformée de Park inverse en XSG

La structure du correcteur PI est donnée par :

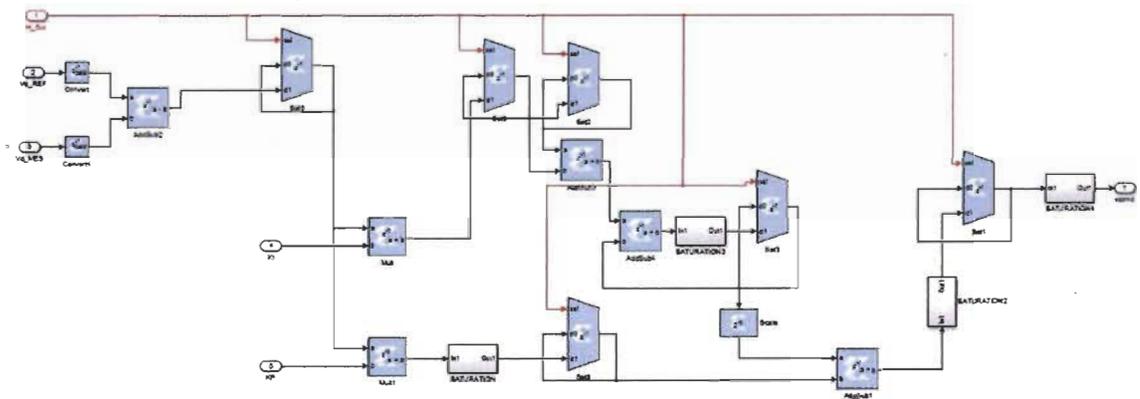


Figure A-6 : Bloc PI en bloc XSG [73]

Cette structure permet d'implémenter l'équation :

$$C_{PI} = K_p + K_i \frac{Z}{Z - 1}$$

Tandis que pour le bloc de génération des signaux sinus et cosinus, la structure est donnée par

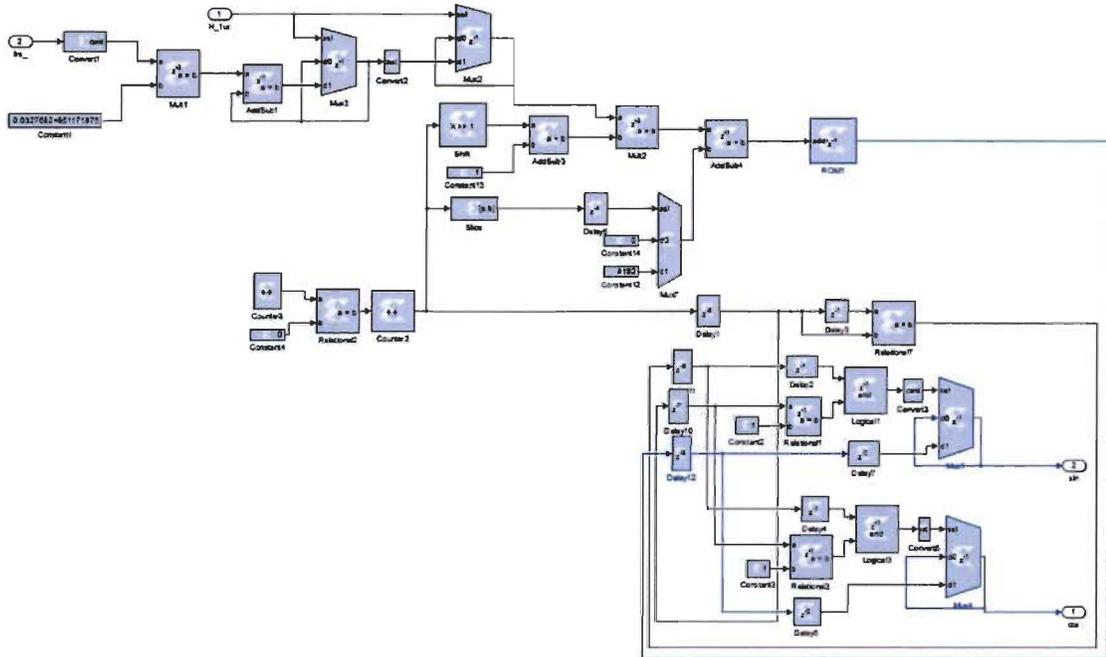


Figure A-7 : Bloc de génération des signaux cos et sin [73]

Finalement, le bloc MLI utilisé en simulation est le bloc PWM Generator. Alors que dans l'implémentation en XSG le bloc utilisé est décrit par :

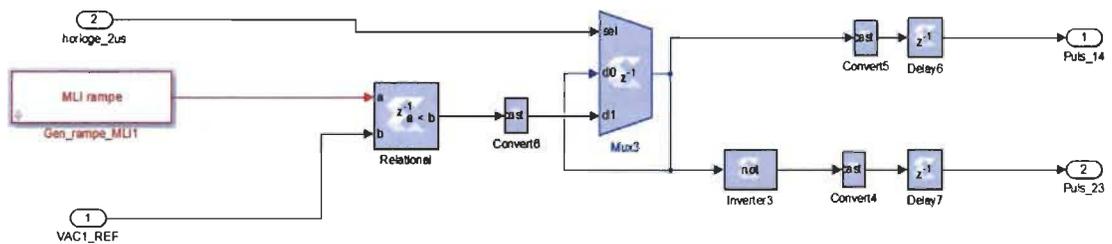


Figure A-8 : Bloc MLI en XSG [73]

L'implémentation de la commande globale discrète se présente comme suit : d'abord la décomposition du signal en composante directe et en quadrature, puis le correcteur PI pour

corriger l'erreur par rapport à chaque composante, ensuite le passage par la transformée de Park inverse pour extraire la composante réelle et finalement le passage dans une PWM pour la génération de la commande.

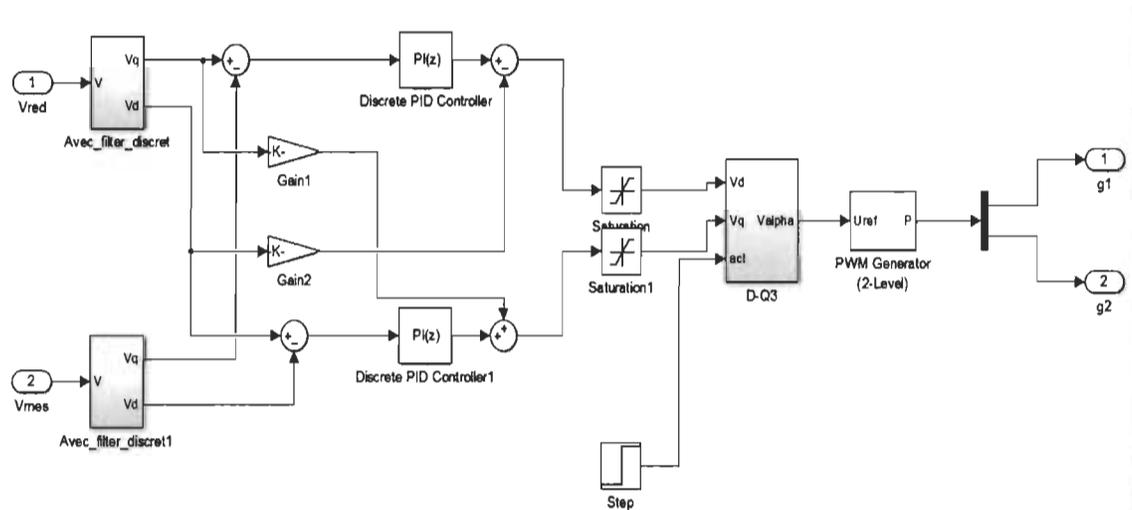


Figure A-9 : Implémentation de la commande globale

Son implémentation en XSG est l'association des blocs décrite précédemment.

Annexe B - Implémentation de la commande du convertisseur CC-CC

La structure du bloc modèle inverse

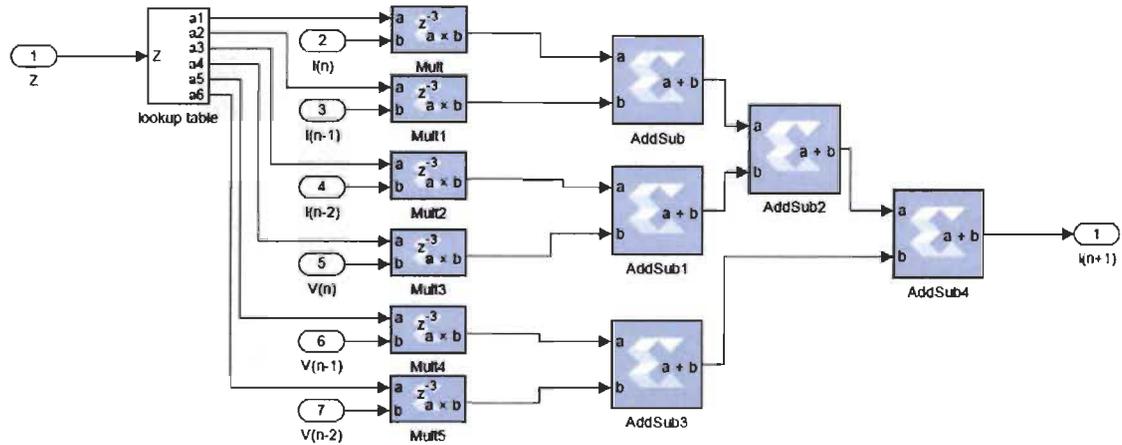


Figure B-1 : Implémentation en bloc XSG du bloc modèle inverse

Le contrôleur de tension est fait à base d'un « look up table », il permet d'estimer la valeur du courant de la pile à combustible, tous les paramètres calculés précédemment sont stockés dans des mémoire ROM. Chaque coefficient est associé à un paramètre donné. Les blocs multiplications permettent d'associer chaque coefficient du « look up table » avec son paramètre pour exprimer l'équation :

$$I_{ref} = \sum_{k=0}^2 b_k I_{in}(n-k) + \sum_{k=0}^2 a_k V_{out}(n-k)$$

Ensuite ce bloc est associé à un correcteur de courant comme montré à la Figure B-2

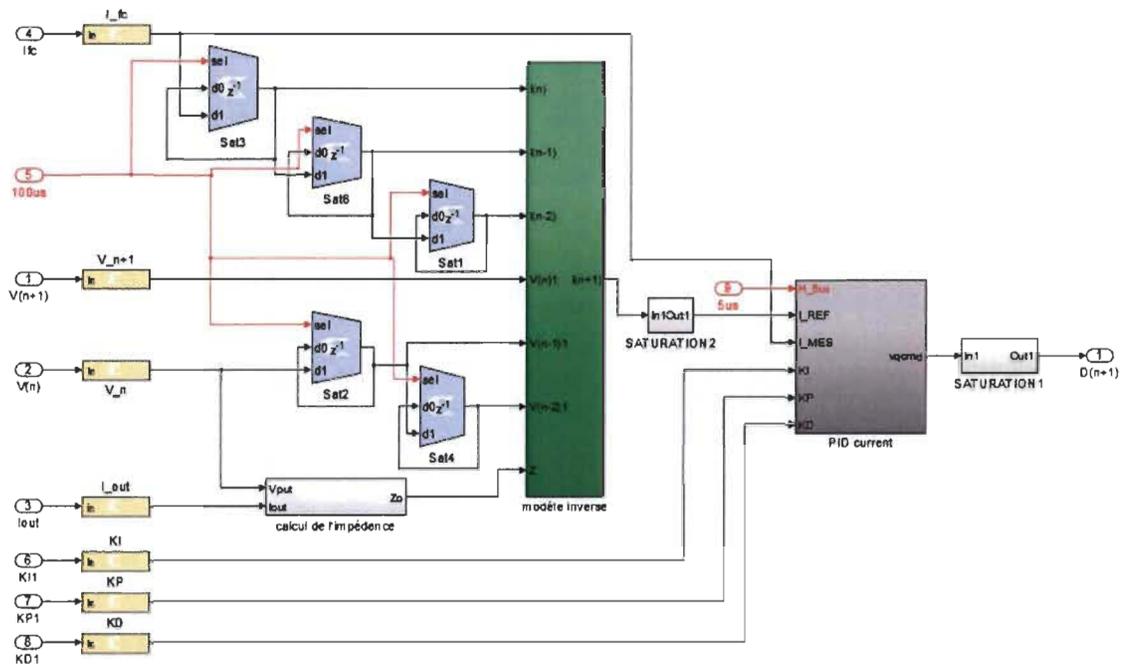


Figure B-2 : Implémentation en bloc XSG du bloc du contrôle du convertisseur CC

Bien évidemment, la commande du convertisseur CC se fait à travers une commande MLI dont la structure est présentée ci-dessous.

Structure du block MLI

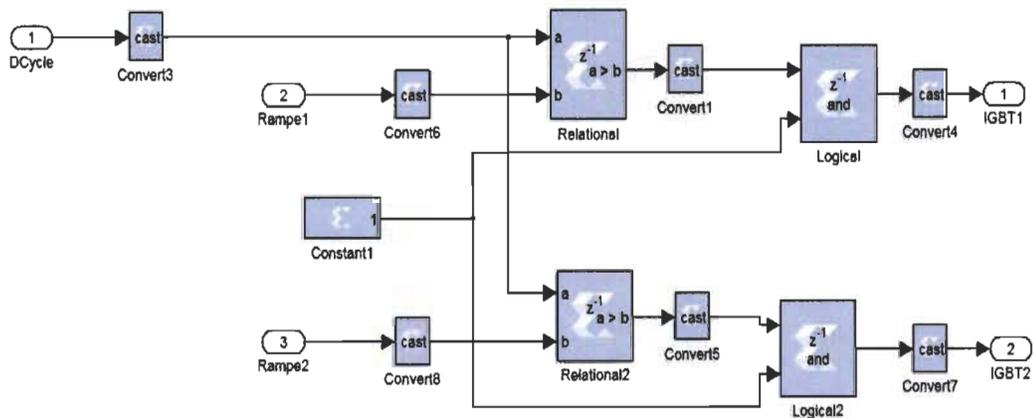


Figure B-3 : Implémentation en bloc XSG du bloc MLI [73]

Ce bloc génère les impulsions pour les deux interrupteurs en comparant la consigne de commande à deux fonctions rampes indépendantes. Le signal généré est appliqué aux deux interrupteurs du convertisseur SCBC.

Cependant, le calcul et l'estimation de l'impédance nécessite le passage par des blocs de calcul de la valeur RMS ainsi que par le calcul des racines carrées, les détails des blocs utilisés sont présentés ci-dessous.

Structure du block RMS

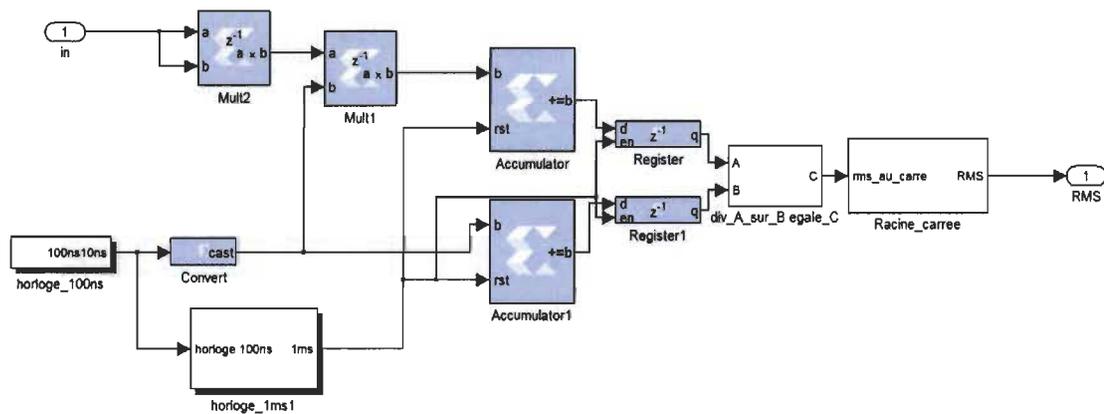


Figure B-4 : Implémentation en bloc XSG du bloc RMS [73]

Le calcul de la valeur RMS est fait selon trois étapes : premièrement, l'action intégrale est représentée par un accumulateur du carré de la grandeur dont la valeur RMS est à calculer. L'équation de cette partie est :

$$A = \int_0^T I^2 dt$$

Deuxièmement, une implémentation de la division est donnée à la Figure B-5. Cette structure permet d'approximer le résultat de la division avec une erreur de ± 0.09375 , la

valeur de la constante précision peut être fixée en utilisant la constante de précision (notée constant3 sur la Figure B-5).

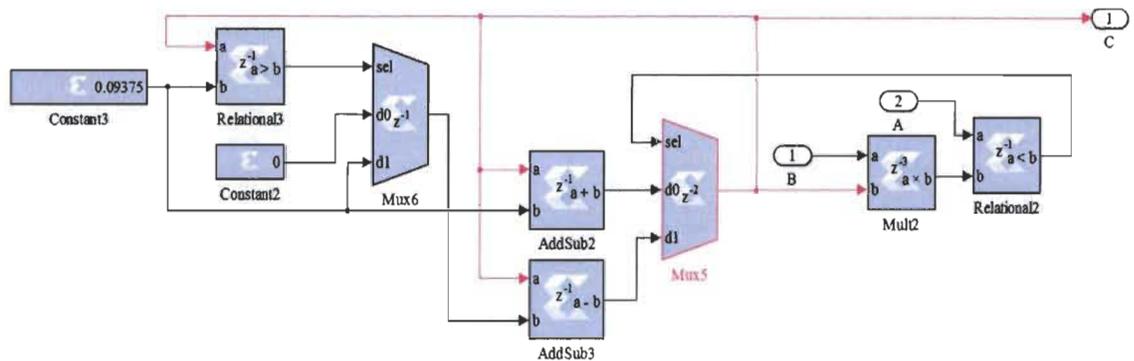


Figure B-5 : Implémentation en bloc SGX du bloc division [73].

Finalement la structure de la racine carrée est présentée sur la Figure B-6, elle permet d'approximer la valeur de la racine carrée à une valeur ± 0.001953125 .

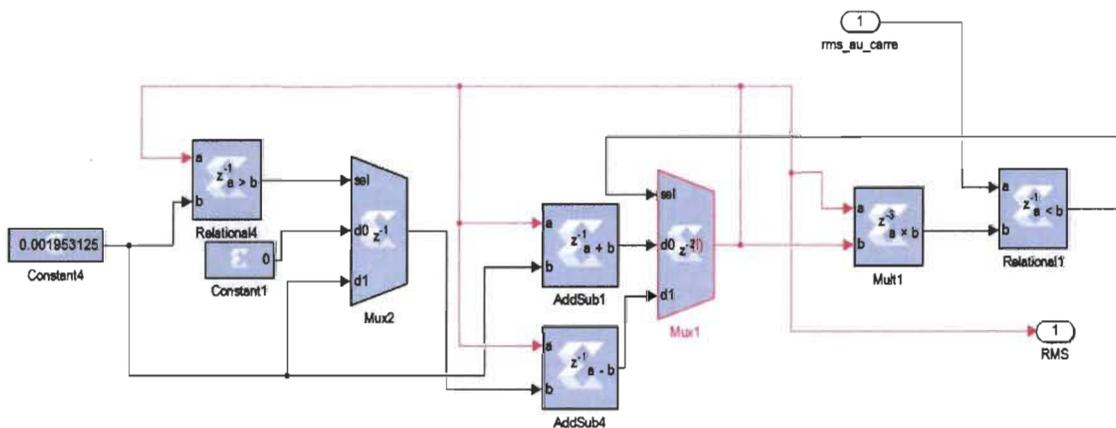


Figure B-6 : Implémentation en bloc SGX du bloc racine carrée [73].