

UNIVERSITÉ DU QUÉBEC

THÈSE PRÉSENTÉE À
L'UNIVERSITÉ DU QUÉBEC À TROIS-RIVIÈRES

COMME EXIGENCE PARTIELLE
DU DOCTORAT EN GÉNIE ÉLECTRIQUE

PAR
KARIM BELMOKHTAR

CONTRIBUTION À L'INTÉGRATION D'UN PARC ÉOLIEN À UN RÉSEAU
ÉLECTRIQUE AUTONOME, AVEC STOCKAGE D'ÉNERGIE SOUS FORME
D'HYDROGÈNE

AVRIL 2015

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

DOCTORAT EN GÉNIE ÉLECTRIQUE (PH.D.)

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

**CONTRIBUTION À L'INTEGRATION D'UN PARC ÉOLIEN À UN RÉSEAU
ÉLECTRIQUE AUTONOME, AVEC STOCKAGE D'ÉNERGIE SOUS FORME
D'HYDROGÈNE**

PAR

KARIM BELMOKHTAR

Prof. Mamadou L. Doumbia, directeur de recherche Université du Québec à Trois-Rivières

Prof. Ahmed Chériti, président du jury Université du Québec à Trois-Rivières

Prof. Kodjo Agbossou, codirecteur de recherche Université du Québec à Trois-Rivières

Prof. Mohand Ouhrouche, évaluateur Université du Québec à Chicoutimi

Prof. Brahma Dakyo, évaluateur externe Université du Havre (France)

Thèse soutenue le 14 Octobre 2014

Résumé

Il existe environ 1.2 milliard de personnes n'ont pas accès à l'électricité dans le monde. Au Canada, il existe environ 292 qui ne sont pas reliées aux réseaux publics, alors qu'au Québec, environ 35 000 personnes sont alimentées en grande partie, par des génératrices diesel. L'exploitation de ces génératrices diesel est très coûteuse, et elle est source d'émission de Gaz à Effet de Serre (GES). De plus, les sites miniers au Québec utilisent essentiellement des génératrices diesel pour couvrir leurs besoins énergétiques, qui constituent environ un quart des dépenses courantes.

Afin d'améliorer l'accès à l'énergie de régions éloignées, des solutions sont proposées telles que le jumelage Éolien/Diesel (JED) que le gouvernement du Québec soutient. En effet, les ressources d'énergie renouvelables telles que l'énergie éolienne ont un fort potentiel dans ces régions reculées dont la majorité est située près des côtes. Néanmoins, l'intégration des énergies renouvelables à haut taux de pénétration dans les réseaux autonomes pose encore des défis techniques en terme de fiabilité et de performance. En effet, souvent, il y a un découplage temporel entre la production d'énergie d'origine renouvelable, qui dépend des conditions météorologiques, et la demande qui dépend du comportement des consommateurs. Afin d'assurer un fonctionnement efficient des systèmes JED, des systèmes tampons peuvent être utilisés afin de mieux gérer le flux d'énergie. À ce titre, le stockage d'énergie sous forme d'hydrogène est considéré comme une solution prometteuse pouvant contribuer à l'augmentation du taux de pénétration des énergies renouvelables.

telles que les éoliennes réduisant ainsi la part des énergies d'origine fossile. Toutefois, l'un des inconvénients de l'intégration du système de stockage d'énergie sous forme d'hydrogène est son efficacité énergétique, qui reste encore faible, comparé à d'autres technologies de stockage. Pour augmenter la rentabilité du stockage d'énergie sous forme d'hydrogène, il est nécessaire d'améliorer le rendement de l'électrolyse. Dans ce projet de recherche, nous proposons une approche permettant d'améliorer les performances de l'électrolyseur même à basse température. Ceci contribuera à la stabilité du système en absorbant l'excédent de puissance, tout en augmentant la production d'hydrogène.

En pratique, il est difficile de représenter avec une grande précision le modèle d'électrolyseur et/ou celui de la pile à combustible à cause des différentes incertitudes inhérentes à la méconnaissance de tous les phénomènes physico-chimiques régissant leur fonctionnement. Par ailleurs, des outils d'identification comme l'intelligence artificielle, sont connus pour être un bon moyen permettant une description plus précise du comportement des systèmes complexes sans aucune représentation mathématique. Dans ce travail de recherche, les réseaux de neurones sont utilisés afin de modéliser les systèmes électrolyseur/Pile à combustible avec une bonne précision, sans avoir une parfaite connaissance des phénomènes décrivant leur fonctionnement.

Dans l'objectif d'optimiser la production de l'énergie éolienne en fonction de la variation de la vitesse du vent, il est nécessaire d'utiliser des dispositifs fiables et robustes sur toute la plage d'opération. Dans cette thèse, nous proposons une nouvelle technique de l'extraction optimale de l'énergie éolienne (Maximum Power Point Tracking - MPPT) sans capteurs mécaniques, basée sur la logique floue. Ce algorithme permet d'optimiser le rendement de

la chaîne de conversion et réduit la taille de l'interface de puissance, contribuant ainsi à la réduction du coût global du système éolien.

Dans ce projet de recherche, nous proposons une structure de système d'énergie hybride (SEH) utilisant un jumelage éolien/diesel avec stockage d'énergie sous forme d'hydrogène pour la production d'électricité des régions isolées. Ce système SEH est composé de turbines éoliennes à base de machine asynchrone à double alimentation (MADA), des génératrices diesel, et un système de stockage d'énergie électrolyseurs alcalins/piles à combustible. Les électrolyseurs alcalins sont utilisés pour absorber le surplus de la puissance éolienne pour produire de l'hydrogène, qui sera stocké sous pression dans un réservoir. Cet hydrogène sera utilisé pour alimenter la pile à combustible en cas de déficit d'énergie. Les résultats obtenus dans cette thèse démontrent que la structure du SEH que nous proposons ainsi que les différents contrôles présentés permettent une meilleure intégration de l'énergie éolienne dans les réseaux autonomes.

Avant-propos

Le travail présenté dans ce mémoire a été réalisé au sein de l'Institut de Recherche sur l'Hydrogène (IRH), à l'Université du Québec à Trois-Rivières (UQTR). J'exprime ma reconnaissance envers le professeur Richard Chahine, directeur de l'institut, pour m'avoir accueilli au sein de son établissement.

Je tiens à exprimer ma sincère gratitude au professeur Mamadou Lamine Doumbia, directeur de thèse, du département de génie électrique et de génie informatique de l'Université du Québec à Trois-Rivières, pour sa confiance, ses conseils, ses critiques et sa disponibilité, qui m'ont été d'un grand apport pour l'aboutissement de ce travail.

Ma reconnaissance va également au professeur Kodjo Agbossou, co-directeur de thèse, du département de génie électrique et de génie informatique de l'Université du Québec à Trois-Rivières, pour son soutien moral et financier indéfectibles, ses encouragements, ses précieuses orientations, qui m'ont été d'une aide précieuse.

Ma première pensée va à mon défunt père, qui de son vivant, avait œuvré grandement à la réussite de mon cursus. Ce travail lui est dédié plus particulièrement, lui qui rêvait de ce jour-là. Aussi, mes remerciements s'adressent à ma mère, que Dieu lui prête longue vie. Son soutien incessant, ses prières et ses encouragements m'ont aidé à l'achèvement de ce travail.

Je tiens à remercier mes frères, mes sœurs, mes neveux et mon beau-frère, par leur encouragement et leur soutien indéfectible, qui m'ont permis de devenir ce que je suis. Ce

travail est dédié particulièrement à mon épouse Hayat et ma fille Anaïs, qui avec leur aide, et soutien incessant m'ont permis de mener à bien ce travail de recherche.

Enfin, je tiens à remercier tous les professeurs, le personnel du département de génie électrique et de génie informatique, et mes collègues de l'institut de recherche sur l'hydrogène, Khalid, Mauricio, David, Mhamed, Dr. Ahmed Hourri, etc, qui ont contribué à la réalisation de cette thèse.

Table des matières

Résumé.....	iii
Avant-propos.....	vi
Table des matières.....	viii
Liste des tableaux.....	xvii
Liste des figures	xix
Liste des symboles	xxviii
Chapitre 1 - Introduction Générale	1
1.1 Motivation	3
1.2 Objectifs	6
1.2.1 Objectif Général.....	6
1.2.2 Objectifs Spécifiques	6
1.3 Contributions	7
1.4 Méthodologie.....	8
1.5 Organisation de la thèse	9
Chapitre 2 - Techniques de la logique floue et des réseaux de neurones pour les systèmes d'énergie hybrides.....	10
2.1 Introduction	10
2.2 La logique floue.....	11

2.2.1	Introduction à la logique floue	11
2.2.2	Conception du contrôleur flou	15
2.2.2.1	Phase de fuzzification	16
2.2.2.2	Phase d'inférence	17
2.2.2.3	Phase de défuzzification.....	18
2.3	Réseaux de neurones artificiels	18
2.3.1	Avantages des réseaux de neurones artificiels.....	21
2.3.2	Types d'apprentissage des RNA	22
2.3.3	Différentes architectures des RNA	23
2.3.3.1	Perceptron mutli-couche	23
2.3.3.2	Réseau de neurones à fonction à base radiale (Radial Basis Function)	25
2.4	Conclusion.....	26
	Chapitre 3 - Système d'énergie hybride (SEH) pour régions isolées	28
3.1	Introduction	28
3.2	État de l'art sur les systèmes de production décentralisée	29
3.3	Génératrice diesel	30
3.4	Convertisseurs de puissance.....	32
3.5	Systèmes de stockage d'énergie pour les réseaux autonomes.....	32
3.6	Différentes structures de systèmes de production pour régions reculées	34

3.6.1	Structure à bus à CA	34
3.6.2	Structure à bus à CC	34
3.7	Dimensionnement des systèmes de production autonomes	36
3.8	Conclusion.....	36
	Chapitre 4 - Modélisation et commande d'un système éolien à base de MADA	38
4.1	Introduction	38
4.2	État de l'art des systèmes de conversion électromécanique.....	39
4.3	Machine Asynchrone à Double Alimentation (MADA)	40
4.4	Modélisation du système éolien	41
4.4.1	Modélisation de la turbine	42
4.4.2	Modélisation de la machine asynchrone à double alimentation	43
4.4.3	Commande vectorielle de la MADA	46
4.4.4	Modélisation du bus à CC.....	48
4.4.5	Modélisation du filtre $R_f L_f$ côté réseau.....	49
4.4.6	Calcul de la puissance de référence du réseau.....	52
4.5	Commande de l'angle d'orientation des pales β (commande à pas variable).....	53
4.6	Algorithme de poursuite de la puissance maximale de l'éolienne (MPPT).....	55
4.7	Commande de la MADA.....	59

4.7.1 Commande du Convertisseur Côté Machine (CCM).....	59
4.7.2 Commande de la vitesse de la MADA.....	61
4.7.3 Commande du Convertisseur Côté Réseau (CCR)	62
4.7.4 Contrôle de la tension du bus CC	64
4.8 Estimation de la vitesse de la MADA	65
4.9 Estimation de la vitesse du vent	69
4.10 Contribution à la régulation de la tension du réseau	72
4.11 Simulation du système éolien et discussion	73
4.11.1 Résultats de simulation du modèle de la turbine	74
4.11.2 Résultats de simulation du contrôle du CCM	76
4.11.3 Résultats de simulation de la stratégie MPPT	77
4.11.4 Résultats de simulation du contrôle du CCR	79
4.11.5 Résultats de simulation de l'estimation de la vitesse du vent.....	81
4.11.6 Résultats de simulation de l'estimation de la vitesse de la MADA	82
4.11.7 Résultats de simulation de la nouvelle stratégie pour la contribution au réglage de la tension	83
4.1 Conclusion.....	84
Chapitre 5 - Modélisation et commande de la génératrice diesel	87
5.1 Introduction	87

5.2 Modélisation et commande du moteur diesel.....	89
5.2.1 Modèle du moteur diesel.....	89
5.2.2 Modèle du système de régulation de la vitesse.....	91
5.2.3 Modèle du système de régulation de la tension	92
5.3 Modélisation de la génératrice synchrone à rotor bobiné.....	93
5.4 Simulation de la génératrice diesel.....	100
5.4.1 Profil de charge avec une variation par échelons	100
5.4.2 Profil de charge d'un réseau insulaire sans puissance éolienne.....	102
5.4.3 Profil de charge d'un réseau insulaire avec puissance éolienne	104
5.4.4 Régulation de la tension du réseau	106
5.5 Conclusion.....	108
Chapitre 6 - Système de stockage d'énergie sous forme d'hydrogène	110
6.1 Introduction	110
6.2 Stockage d'énergie à court terme	111
6.3 Stockage d'énergie à long terme	111
6.4 Électrolyseur pour le stockage d'énergie	113
6.4.1 Introduction.....	113
6.5 Modélisation de l'électrolyseur	115
6.5.1 Modèle électrique d'électrolyseur alcalin.....	116

6.5.2 Modèle de prédiction de la production	118
6.5.3 Modèle thermique de l'électrolyseur	120
6.6 Convertisseur de puissance pour l'électrolyseur	122
6.7 Commande de l'électrolyseur.....	124
6.7.1 Dimensionnement du convertisseur dévolteur.....	125
6.7.2 Commande de l'électrolyseur	127
6.7.3 Résultats de simulation	128
6.8 Impact du dimensionnement de la tension du bus continu sur la production d'hydrogène	131
6.9 Impact du nombre d'électrolyseurs sur la production d'hydrogène.....	136
6.9.1 Cas d'un seul électrolyseur	138
6.9.2 Cas de deux électrolyseurs identiques	138
6.9.3 Cas de deux électrolyseurs différents	139
6.10 Pile à combustible comme générateur électrique	141
6.10.1 Classification des piles à combustible	143
6.10.2 Avantages de la pile à combustible.....	144
6.11 Modélisation de la pile à combustible.....	145
6.11.1 Modélisation semi-empirique de la pile à combustible	147
6.11.2 Modélisation neuronale de la pile à combustible.....	152
6.11.2.1 Modèle électrochimique de la PàC	153

6.11.2.1 Modèle thermique de la PàC	154
6.11.3 Gestion du débit de la pile à combustible	156
6.11.4 Résultats de simulation	159
6.12 Convertisseurs de puissance pour la pile à combustible	163
6.13 Commande de la pile à combustible.....	164
6.13.1 Conception du convertisseur CC/CC survoltéur.....	164
6.13.2 Stratégie de commande du survoltéur.....	167
6.13.3 Résultats de simulation	169
6.14 Conclusion.....	171
Chapitre 7 - Étude du système d'énergie hybride	174
7.1 Introduction	174
7.2 Structure du système d'énergie hybride	176
7.3 Conception et dimensionnement du système hybride	177
7.4 Gestion d'énergie d'un système hybride	179
7.5 Simulation du système d'énergie hybride	182
7.5.1 Cas I : génératrice diesel seule.....	183
7.5.2 Cas II:générateur diesel /Éolien/PàC/Électrolyseur	184
7.6 Conclusion.....	190
Chapitre 8 - Validation expérimentale	192

8.1	Introduction	192
8.2	Émulateur d'un système éolien	192
8.2.1	Modélisation de la machine à courant continu à excitation séparée	194
8.2.2	Commande de la MCC	196
8.3	Dispositif expérimental de l'émulateur de la turbine.....	201
8.3.1	Carte de commande et communication série	203
8.3.2	Carte d'isolation de la partie commande de la partie puissance.....	203
8.3.3	Carte d'interfaçage du convertisseur de puissance.....	203
8.3.4	Carte d'acquisition des données	204
8.4	Résultats expérimentaux de l'émulateur de la turbine	205
8.5	Commande du convertisseur côté machine (CCM)	208
8.6	Conclusion.....	209
	Chapitre 9 - Conclusion générale et perspectives	211
9.1	Conclusion générale	211
9.2	Perspectives	213
	Bibliographie.....	215
	Annexe A – Paramètres du système éolien	233
	Annexe B – Paramètres de la génératrice diesel	235
	Annexe C – Paramètres du système électrolyseur	236

Annexe D – Codes implémentés sous Matlab/Simulink.....	239
Annexe E – Modélisation du réservoir d'hydrogène.....	245
Annexe F – Design de la pile à combustible et des électrolyseurs	247
Annexe G – Estimation de la consommation du diesel	251
Annexe H – Identification des paramètres de la MCC et de la MADA.....	252
Annexe I – Commande vectorielle en puissance de la MADA	264
Annexe J – Présentation du MikroC	282

Liste des tableaux

Tableau 2-1 Exemple d'une matrice d'inférence qui convient pour les systèmes de premier ordre [43].....	17
Tableau 3-1 État de l'art des systèmes éolien/hydrogène à travers le monde entre 2000 et 2008 [51]	31
Tableau 4-1 Règles d'inférence du régulateur flou utilisé pour le contrôle de la position des pales « Pitch Control ».....	54
Tableau 4-2 Règles d'inférence du régulateur flou utilisé pour la régulation de la vitesse de la MADA	61
Tableau 4-3 Règles d'inférence du régulateur flou utilisé pour le MRAS	68
Tableau 4-4 Règles d'inférence du régulateur flou utilisé pour l'estimation de la vitesse du vent	71
Tableau 4-5 La norme 1547 IEEE et la norme Canadienne sur la tenue en tension des réseaux interconnectés [130]	85
Tableau 5-1 Étude comparative entre les avantages et les inconvénients des deux modes de fonctionnement de la génératrice diesel	88
Tableau 5-2 Règles d'inférence du régulateur flou utilisé pour la régulation de la tension de la génératrice diesel.....	93
Tableau 5-3 La norme 1547 IEEE et la norme Canadienne sur la tenue en fréquence des réseaux interconnectés [130]	102
Tableau 6-1 Règles d'inférence du régulateur flou utilisé pour la commande de la tension d'électrolyseur.....	128
Tableau 6-2 Classification des différentes technologies de piles à combustible [68, 171]	144
Tableau 6-3 Paramètres du système de pile à combustible.....	162
Tableau 6-4 Règles d'inférence du régulateur flou utilisé pour la commande de la tension du système de la PàC	168

Tableau 7-1 Paramètres du système hybride	181
---	-----

Liste des figures

Figure 2-1 Schéma de définition d'un univers du discours en logique booléenne	12
Figure 2-2 Schéma de définition d'un univers du discours en logique floue	13
Figure 2-3 Schéma de la structure interne de la mise en œuvre d'un contrôleur flou.....	16
Figure 2-4 Schéma de principe d'un contrôleur flou	16
Figure 2-5 Schéma général d'un neurone artificiel.....	19
Figure 2-6 Schéma synoptique de l'apprentissage supervisé	22
2-7 Schéma d'un réseau de neurones de type perceptron à une seule couche cachée	24
Figure 2-8 Schéma de principe d'un réseau de neurones de type RBF	26
Figure 3-1 Diagramme de Ragone [69]	33
Figure 3-2 Structure de SEH à couplage à CA	34
Figure 3-3 Structure de SEH à couplage à CC.....	35
Figure 3-4 Structure de SEH à couplage mixte.....	35
Figure 4-1 Synoptique de la structure du système éolien à base de GSAP	40
Figure 4-2 Synoptique de la structure du système éolien à base de MADA	40
Figure 4-3 Structure du système de génération éolienne à base de MADA	42
Figure 4-4 Coefficient de puissance (C_p) en fonction du ratio de vitesse spécifique (λ).....	43
Figure 4-5 Synoptique du modèle simplifié de la MADA	48
Figure 4-6 Connexion de deux convertisseurs de puissance à travers un bus à CC.....	49
Figure 4-7 Modélisation du bus CC.....	49

Figure 4-8 - Schéma du Convertisseur CCR et du filtre $R_f L_f$	50
Figure 4-9 Schéma de principe du contrôle du courant dans le filtre	51
Figure 4-10 Détermination de la puissance active de référence du CCR	53
Figure 4-11 Principe de commande mécanique à pas variable d'une turbine	54
Figure 4-12 Fonction d'appartenance des entrées et sortie du contrôleur de position du système « Pitch Control ».....	55
Figure 4-13 Schéma bloc de la stratégie d'estimation de la vitesse du vent.....	56
Figure 4-14 Schéma bloc de la stratégie MPPT FL proposée.....	57
Figure 4-15 Schéma bloc de la stratégie d'estimation de la vitesse du vent.....	57
Figure 4-16 Erreur du coefficient de puissance (C_p).....	58
Figure 4-17 Ratio de vitesse spécifique	58
Figure 4-18 Vitesse rotorique de la MADA.....	58
Figure 4-19 Variation de l'erreur	58
Figure 4-20 Variation de la vitesse rotorique de la MADA.....	58
Figure 4-21 Valeur optimale du ratio de vitesse spécifique (λ_{opt})	58
Figure 4-22 Schéma global de la commande vectorielle en puissance du CCM	60
Figure 4-23 Schéma bloc de la commande de la vitesse de la MADA.....	61
Figure 4-24 Fonctions d'appartenance des entrées et de la sortie du contrôleur de vitesse	62
Figure 4-25 Schéma bloc du principe global du contrôle du CCR	63
Figure 4-26 Synoptique de la régulation de la tension du bus continu	65
Figure 4-27 Schéma de principe de l'estimation de la vitesse de la MADA	66
Figure 4-28 Schéma bloc du modèle Matlab/Simulink du régulateur flou MRAS	67
Figure 4-29 Fonction d'appartenance des entrées et la sortie du régulateur de flou MRAS	69
Figure 4-30 Fonctions d'appartenance des entrées et la sortie de l'estimateur de la vitesse du vent	72

Figure 4-31 Profil du vent appliqué à la turbine	74
Figure 4-32 Profil du vent appliqué à la turbine	75
Figure 4-33 Vitesse de la turbine (rad/s).....	75
Figure 4-34 Vitesse sur l'axe rapide (rad/s).....	75
Figure 4-35 Puissance mécanique de la turbine (W)	75
Figure 4-36 Couple mécanique (N.m)	75
Figure 4-37 Profil de la vitesse du vent	76
Figure 4-38 Puissance active statorique.....	76
Figure 4-39 Puissance réactive statorique.....	76
Figure 4-40 Puissance active rotorique	76
Figure 4-41 Puissance réactive rotorique	77
Figure 4-42 Puissance active totale.....	77
Figure 4-43 Courant rotorique d'axe d	78
Figure 4-44 Courant rotorique d'axe q	78
Figure 4-45 Vitesse de la MADA pour les deux stratégies MPPT	78
Figure 4-46 Variation du ratio de vitesse spécifique pour les deux stratégies MPPT.....	79
Figure 4-47 Puissance produite avec les deux stratégies MPPT.....	79
Figure 4-48 Puissance active traversant le CCR	80
Figure 4-49 Puissance réactive traversant le CCR	80
Figure 4-50 Courant du filtre d'axe d	80
Figure 4-51 Courant du filtre d'axe q	80
Figure 4-52 Régulation tension du bus à CC	80
Figure 4-53 Tension et courant du réseau.....	80
Figure 4-54 Profil du vent appliqué à la turbine et son estimation	81
Figure 4-55 Erreur dans l'estimation de la vitesse du vent.....	82

Figure 4-56 Estimation de la vitesse de la MADA	82
Figure 4-57 Erreur dans l'estimation de la vitesse de la MADA.....	83
Figure 4-58 Tension statorique de la MADA lors d'une diminution brusque de tension du réseau	84
Figure 4-59 Variation de la puissance réactive pour une diminution brusque de la tension du réseau	84
Figure 4-60 Tension statorique de la MADA lors d'une augmentation brusque de tension du réseau	84
Figure 4-61 Variation de la puissance réactive pour une augmentation brusque de la tension du réseau.....	84
Figure 5-1 Génératrice diesel à base de génératrice synchrone à rotor bobiné pour un fonctionnement à vitesse fixe.....	88
Figure 5-2 Génératrice diesel à base de génératrice synchrone à aimant permanent pour un fonctionnement à vitesse variable	89
Figure 5-3 Génératrice diesel à base de génératrice asynchrone à rotor bobiné pour un fonctionnement à vitesse variable	89
Figure 5-4 Synoptique du modèle de la génératrice diesel	90
Figure 5-5 Contrôleur neuronal combiné au régulateur PI pour la régulation de la vitesse du moteur diesel.....	91
Figure 5-6 Schéma bloc du système d'excitation de la génératrice synchrone	92
Figure 5-7 Fonctions d'appartenance des entrées et la sortie pour la régulation de la tension de la génératrice diesel	93
Figure 5-8 Profil de charge avec variation par échelons.....	101
Figure 5-9 Puissance de la génératrice diesel	101
Figure 5-10 Vitesse de rotation de la génératrice diesel	101
Figure 5-11 Fréquence du réseau	102
Figure 5-12 Profil de charge typique d'un réseau insulaire	103
Figure 5-13 Puissance fournie par la génératrice diesel	103
Figure 5-14 Vitesse de rotation de la génératrice diesel	104

Figure 5-15 Fréquence du réseau	104
Figure 5-16 Puissance éolienne.....	105
Figure 5-17 Puissance fournie par la génératrice diesel	105
Figure 5-18 Vitesse de rotation de la génératrice diesel	106
Figure 5-19 Fréquence du réseau	106
Figure 5-20 Perturbation de la tension du réseau.....	107
Figure 5-21 Tension d'excitation du rotor de la GSRB.....	107
Figure 5-22 Tension de perturbation et tension du réseau	108
Figure 5-23 Tension d'excitation du rotor de la GSRB.....	108
Figure 6-1 Sources de production de l'hydrogène dans le monde [155]	113
Figure 6-2 Diagramme du modèle d'électrolyseur à base des réseaux de neurones.....	116
Figure 6-3 Comparaison entre les données expérimentales [17] et le modèle neuronal de l'électrolyseur	116
Figure 6-4 Diagramme du modèle d'électrolyseur à base de réseau de neurones [17]	117
Figure 6-5 Performance de l'entraînement du modèle neuronal de l'électrolyseur	118
Figure 6-6 Performance de l'entraînement du modèle neuronal de l'électrolyseur [19]	119
Figure 6-7 Structure du modèle de prédiction du taux de production d'hydrogène	119
Figure 6-8 Performance du modèle neuronal de la prédiction de production d'hydrogène.....	120
Figure 6-9 Structure du modèle thermique neuronal	121
Figure 6-10 Performance de l'entraînement du réseau de neurones du modèle thermique	121
Figure 6-11 Schéma bloc du convertisseur dévolteur.....	122

Figure 6-12 Modèle dynamique du convertisseur dévolteur sous Matlab/Simulink.....	124
Figure 6-13 Stratégie de calcul de la tension de référence à imposer à l'électrolyseur	124
Figure 6-14 Ondulation du courant dans l'inductance et tension dans l'inductance de lissage	125
Figure 6-15 Synoptique de la commande de la tension de l'électrolyseur	127
Figure 6-16 Fonction d'appartenance de chacune des variables linguistiques du contrôleur de la tension	128
Figure 6-17 Profil de la puissance disponible.....	129
Figure 6-18 Évolution de la température d'électrolyseur	130
Figure 6-19 Tension de référence et celle mesurée d'électrolyseur.....	130
Figure 6-20 Courant d'électrolyseur.....	130
Figure 6-21 Contrôle de la tension d'électrolyseur.....	131
Figure 6-22 Profil de surplus de puissance	132
Figure 6-23 Dynamique de l'électrolyseur pour $T = 25^\circ\text{C}$ et $V_{\text{bus}} = 48 \text{ V}$	133
Figure 6-24 Dynamique de l'électrolyseur pour $T = 80^\circ\text{C}$ et $V_{\text{bus}} = 48 \text{ V}$	134
Figure 6-25 Dynamique de l'électrolyseur pour $T = 25^\circ\text{C}$ et $V_{\text{bus}} = 55.2 \text{ V}$	134
Figure 6-26 Puissance absorbée par l'électrolyseur pour différentes température et tension du bus à CC	135
Figure 6-27 Évolution du courant d'électrolyseur en fonction de la température pour une tension de bus de 48 V	135
Figure 6-28 Évolution du courant d'électrolyseur en fonction de la température pour une tension de bus de 54 V	135
Figure 6-29 Profil mensuel de la puissance excédentaire	137
Figure 6-30 Performances de l'électrolyseur de 26 kW	138
Figure 6-31 Performances des deux électrolyseurs identiques	139
Figure 6-32 Les performances des deux électrolyseurs différents.....	140

Figure 6-33 Production d'hydrogène pour les trois cas étudiés.....	141
Figure 6-34 Schéma global de la pile à combustible	142
Figure 6-35 Histoire de la pile à combustible [169]	143
Figure 6-36 Courbe de polarisation de la pile à combustible	152
Figure 6-37 Étapes de construction d'un réseau de neurones	153
Figure 6-38 Structure du réseau de neurones utilisée pour la modélisation de la PàC	154
Figure 6-39 Performance de la modélisation neuronale de la PàC	154
Figure 6-40 Structure du réseau de neurones utilisé pour la modélisation thermique de la PàC	155
Figure 6-41 Performance de la modélisation thermique neuronale de la PàC	155
Figure 6-42 Synoptique du calcul du débit d'hydrogène.....	158
Figure 6-43 Synoptique du calcul du débit d'oxygène	159
Figure 6-44 Système de pile à combustible	159
Figure 6-45 Profil de charge	160
Figure 6-46 Courant et tension de la PàC	161
Figure 6-47 Pression d'hydrogène et de l'air.....	161
Figure 6-48 Débits d'hydrogène, de l'oxygène et la stœchiométrie	162
Figure 6-49 Comparaison du rendement de la PàC	162
Figure 6-50 Système de PàC avec survolteur	164
Figure 6-51 Contrôle de la tension du bus à CC du système à PàC.....	167
Figure 6-52 Fonctions d'appartenance de chacune des variables linguistiques du contrôleur de la tension du système de la PàC	168
Figure 6-53 Modèle Matlab/Simulink du convertisseur survolteur	168
Figure 6-54 Stratégie de calcul de la tension de référence à imposer à la PàC	169
Figure 6-55 Profil de charge et puissance fournie par la PàC.....	170
Figure 6-56 Courant de charge et courant de la PàC	170

Figure 6-57 Contrôle de la tension du bus à CC	171
Figure 6-58 Évolution de la tension de la PàC.....	171
Figure 7-1 Structure du système hybride pour réseau isolé	175
Figure 7-2 Profil journalier des charges [209]	177
Figure 7-3 Algorithme de gestion d'énergie du système hybride	182
Figure 7-4 Puissance fournie par la génératrice diesel	184
Figure 7-5 Débit de consommation de la génératrice diesel.....	184
Figure 7-6 Profils de vent [28, 214, 215]	185
Figure 7-7 Puissance fournie par la génératrice diesel	186
Figure 7-8 Puissances des électrolyseurs et de la PàC.....	186
Figure 7-9 Évolution de la température des électrolyseurs et de la PàC.....	187
Figure 7-10 Courant et tension du grand électrolyseur.....	187
Figure 7-11 Courant et tension de la PàC	188
Figure 7-12 Puissance fournie par la génératrice diesel	188
Figure 7-13 Débit de consommation du diesel	188
Figure 7-14 Débit d'hydrogène pour le grand électrolyseur et la PàC	189
Figure 7-15 Consommation du diesel et le CO ₂ émis dans les deux cas étudiés.....	189
Figure 8-1 Générateur asynchrone à double alimentation entraîné par un moteur à courant continu de 3.7 kW	193
Figure 8-2 Profil du vent appliqué à la MCC [29]	193
Figure 8-3 Synoptique de la détermination de la vitesse de référence de la turbine.....	194
Figure 8-4 Schéma du modèle électrique de la MCC à excitation séparée.....	195
Figure 8-5 Schéma du modèle électrique sous Matlab/Simulink de la MCC à excitation séparée	196
Figure 8-6 Schéma globale du convertisseur dévolteur	196
Figure 8-7 Modèle éclaté du dévolteur sous Matlab/Simulink	197

Figure 8-8 Structure du contrôleur de la vitesse du moteur à CC	197
Figure 8-9 Structure du contrôleur de la vitesse du moteur à CC pour un lambda fixe.....	198
Figure 8-10 Structure du contrôleur de la vitesse du moteur à CC pour un lambda variable	199
Figure 8-11 Comparaison de la valeur de la vitesse de l'émulateur éolien pour les deux types de MPPT	199
Figure 8-12 Dispositif expérimental de l'émulateur de la turbine éolien.....	200
Figure 8-13 Dispositif expérimental de l'émulateur de la turbine éolien.....	202
Figure 8-14 Modèle numérique de la commande de la vitesse en utilisant un algorithme MPPT	202
Figure 8-15 Carte d'interfaçage du convertisseur IRAM136-3063B	204
Figure 8-16 Interface d'acquisition et d'affichage de la tension et courant induit avec Labview.....	204
Figure 8-17 Vitesse référence et mesurée pour la MPPT classique.....	205
Figure 8-18 Tension de l'induit du MCC	206
Figure 8-19 Courant de l'induit du MCC	206
Figure 8-20 Comparaison de la vitesse réelle de l'émulateur pour les deux techniques MPPT	207
Figure 8-21 Comparaison de la variation du ratio de vitesse spécifique pour deux techniques MPPT	207
Figure 8-22 Comparaison de la variation du facteur de puissance pour deux techniques MPPT	208
Figure 8-23 Structure du système éolien pour la commande vectorielle en puissance de la MADA.....	209

Liste des symboles

A_{ele} : Section active de l'électrode de l'électrolyseur, (m^2)

C_{em} : Couple électromagnétique de la génératrice synchrone, (N.m)

C_d : Couple développé par le générateur diesel (N.m)

C_p : Coefficient de puissance

C_p^{opt} : Coefficient de puissance optimal

CA : Courant Alternatif

CC : Courant Continu

EnR : Énergie renouvelable

FLC : Contrôleur à logique floue

GSRB : Génératrice Synchrone à Rotor Bobiné

h : Représente le type de moteur ($h = 2$ pour un moteur deux temps)

IA : intelligence artificielle

K_1 : Gain de l'actionneur

K_2 : Gain du bloc de combustion

L_c : Inductance de la charge triphasée isolée, (H)

L_d : Inductance statorique d'axe d de la génératrice synchrone à rotor bobiné (H)

L_q : Inductance statorique d'axe q de la génératrice synchrone à rotor bobiné (H)

L_{md} : Inductance magnétisante d'axe d de la génératrice synchrone à rotor bobiné (H)

L_{mq} : Inductance magnétisante d'axe q de la génératrice synchrone à rotor bobiné (H)

L_f : Inductance rotorique de la génératrice synchrone à rotor bobiné (H)

L_D : Inductance d'amortisseurs d'axe d de la génératrice synchrone à rotor bobiné (H)

L_Q : Inductance d'amortisseurs d'axe q de la génératrice synchrone à rotor bobiné (H)

MADA : Machine Asynchrone à Double Alimentation

MCI : Moteur à Combustion Interne

MPPT : Maximum Power Point Tracking

N : Vitesse de rotation de la machine synchrone (tr/min)

N_c : Nombre de cellules d'électrolyseur alcalin

n_c : Nombre de cylindres du moteur diesel

PAC : Pile à Combustible

PEM : Proton Exchange Membrane (membrane d'échange de protons)

p : Nombre de paires de pôles de la génératrice synchrone

PID : Proportionnel Intégral Dérivée

R_c : Résistance de la charge triphasée isolée (Ω)

SER : Source d'énergie Renouvelable

R_s : Résistance statorique de la génératrice synchrone à rotor bobiné (Ω)

R_f : Résistance rotorique de la génératrice synchrone à rotor bobiné (Ω)

R_D : Résistance d'amortisseurs d'axe d de la génératrice synchrone à rotor bobiné (Ω)

R_Q : Résistance d'amortisseurs d'axe q de la génératrice synchrone à rotor bobiné (Ω)

r_i : Résistances ohmiques de l'électrolyte de l'électrolyseur ($\Omega \cdot m^2$)

SEH : Système d'énergie hybride

SEHDE : Système d'énergie hybride Diesel/Éolien

s : Coefficient de surtensions des électrodes (V)

T_{ele} : Température d'électrolyseur ($^{\circ}C$)

t_i : Coefficients de surtensions des électrodes ($A^{-1} \cdot m^2$)

U : La grandeur de commande (sortie du correcteur de la vitesse)

V_{cell} : Tension d'une cellule d'électrolyseur (V)

V_{rev} : Tension réversible d'électrolyseur (V)

v_d : Tension statorique d'axe d dans le repère de Park de la génératrice synchrone (V)

v_q : Tension statorique d'axe q dans le repère de Park de la génératrice synchrone (V)

v_f : Tension de l'enroulement rotorique de la génératrice synchrone (V)

v_w : Vitesse du vent (m/s)

λ : Ratio de vitesse spécifique

λ_{ref}^{opt} : Ratio de vitesse spécifique optimal

β : Angle de calage des pales ($^{\circ}$)

ω_r : Vitesse de rotation de la génératrice diesel (tr/min)

ω_r^* : Vitesse de rotation de référence de la génératrice diesel (tr/min)

ω : Pulsation des grandeurs statoriques de la génératrice synchrone (rad/sec)

λ_d : Flux d'axe d dans le repère de Park de la génératrice synchrone (Wb)

λ_q : Flux statorique d'axe q dans le repère de Park de la génératrice synchrone (Wb)

τ_1 : Constante de temps de l'actionneur (s)

τ_2 : Délai du bloc de combustion (s)

Φ : Débit de consommation de carburant (kg/s)

Chapitre 1 - Introduction Générale

Environ 1,2 milliard de personnes à travers le monde n'ont pas accès à l'électricité, entravant ainsi leur développement économique, social et culturel [1]. Pour l'électrification des communautés éloignées, ce sont des génératrices diesel qui sont utilisées afin de remédier au coût prohibitif de l'extension des réseaux électriques. Toutefois, cette solution n'est pas viable économiquement du fait du coût énergétique qui peut aller jusqu'à 5 à 6 fois le coût des réseaux centralisés [2].

Les économies des régions éloignées et les îles sont extrêmement vulnérables à la hausse des prix du pétrole, à la versatilité des prix du pétrole et les perturbations de l'approvisionnement [2]. Les régions isolées sont également soumises à une pression en raison des défis environnementaux tels que les changements climatiques et les impacts négatifs des transports de combustibles fossiles (ex : déversements du diesel ou mazout).

Au Canada, où 292 communautés éloignées ne sont pas raccordées aux réseaux publics, l'exploitation des génératrices diesel pour la production de l'électricité est tenue responsable de l'émission de 1,2 millions de tonnes de Gaz à Effet de Serre (GES) par année [3]. Il faut ajouter à cela les nombreuses installations techniques (tours de relais de communication, les systèmes météorologiques), les installations touristiques, les fermes agricoles et les exploitations minières qui ne sont pas raccordées aux réseaux de distribution d'électricité. Cette situation est la conséquence de décisions économiques liées

au coût d'installation élevé de réseaux dans les territoires de faible densité de population [3].

Les vingt et deux (22) réseaux autonomes exploités par Hydro-Québec distribution et qui alimentent environ 14 000 personnes enregistrent un déficit d'exploitation sans cesse croissant (133 M\$ en 2010). Ces déficits continuent de croître d'environ de 2.6% par an [2], s'expliquent par l'écart entre le coût élevé de l'électricité produite avec des génératrices diesel dans ces régions, et le prix uniforme de l'électricité. De plus, les émissions de GES des centrales thermiques des réseaux autonomes au Québec ont passé de 140 000 tonnes éq. CO₂ en 2010 à 215 000 tonnes en 2013 [2]. Cette quantité de GES émise par les réseaux autonomes au Québec est l'équivalent de la pollution d'environ 35000 voitures [4].

Afin d'améliorer l'accès à l'énergie de régions éloignées, des solutions sont proposées telles que le jumelage Éolien/Diesel (JED) que le gouvernement du Québec soutient. En effet, les ressources d'énergie renouvelables telles que l'énergie éolienne ont un fort potentiel dans ces régions reculées dont la majorité est située près des côtes [3] De plus, la combinaison du coût de l'énergie éolienne de plus en plus abordable et la hausse des prix des combustibles d'origine fossiles, rend le choix de son exploitation de plus en plus compétitif. L'objectif du gouvernement québécois est l'installation de 4000 MW à horizon 2015 [4]. Néanmoins, l'intégration des énergies renouvelables à haut taux de pénétration dans les réseaux autonomes pose encore des défis techniques en terme de fiabilité et de performance.

Les systèmes d'énergie hybrides (SEH), qui combinent une source d'énergie renouvelable, comme l'énergie éolienne, et la génératrice diesel, permettent la réduction de la consommation totale de carburant et augmentent les avantages environnementaux et économiques. Le SEH doit d'un côté, satisfaire continuellement, les besoins en énergie de

la charge et, en favorisant la production de l'énergie à partir de sources renouvelables. De l'autre côté, le SEH doit fournir une énergie de bonne qualité [5]. Ainsi, il est nécessaire que le SEH puisse fournir ponctuellement une puissance supérieure à la puissance moyenne fournie par les générateurs. En outre, le SEH doit pouvoir absorber l'excès de puissance à partir des énergies renouvelables.

Plusieurs systèmes JED à faible pénétration ont été mis en œuvre dans les communautés du nordiques telles que le Yukon [6], Nunavut [7] et de l'Alaska [8]. Ces systèmes sont caractérisés par un faible taux de pénétration des sources renouvelables, typiquement autour de 20-35% de la puissance nominale du diesel et l'énergie éolienne globale ne dépasse pas 10-15% de la consommation totale [3]. En général, ces systèmes hybrides utilisent des génératrices diesel auxquelles des éoliennes sont connectées.

1.1 Motivation

Une augmentation du taux de pénétration de l'énergie éolienne peut réduire sensiblement la consommation de carburant d'origine fossile. Cependant, un taux de pénétration élevé de l'énergie éolienne pourrait avoir un impact sur les contraintes opératoires des génératrices diesel. En fait, pour éviter une dégradation rapide et un coût de maintenance élevé des génératrices diesel, il est nécessaire de les maintenir en opération au moins à 35% de leur puissance nominale. De plus, le rythme de fonctionnement des génératrices diesel doit varier pour amortir les fluctuations de la vitesse du vent [9, 10]. Ceci peut avoir un impact négatif sur le rendement de la génératrice diesel ainsi que sur sa durée de vie.

À cause de son caractère intermittent, l'énergie éolienne peut poser des problèmes de stabilité des réseaux autonomes en cas de variations brusques et rapides de la vitesse du

vent. À cet effet, l'utilisation de systèmes de stockage d'énergie peut contribuer à une meilleure intégration de l'énergie éolienne aux réseaux autonomes et réduire les coûts énergétiques [3].

Dans la littérature, de nombreux travaux sont réalisés sur les algorithmes de l'optimisation de l'énergie éolienne [11, 12]. Ces algorithmes peuvent être classifiés en deux (02) catégories : algorithmes nécessitant la mesure des vitesses du vent et celle des aérogénérateur et des algorithmes sans informations sur la vitesse du vent. L'inconvénient de la première méthode réside dans l'utilisation de capteurs mécaniques qui augmentent le coût du système, et réduisent sa fiabilité. Quant à la deuxième méthode, elle convient plutôt aux petites machines. En effet, la technique Perturbation & Observation (P&O) présente un retard pour les machines de moyennes ou grandes puissances, où le contrôleur n'arrive aux variations rapides de la vitesse du vent [12]. Une autre technique est basée sur la connaissance des caractéristiques de la puissance mécanique en fonction de la vitesse de la turbine, qui est obtenue souvent expérimentalement [13-15].

Dans cette thèse, nous présentons un algorithme d'optimisation de la conversion d'énergie basé sur la logique floue, sans capteurs mécaniques. Cet algorithme permet aussi de réduire la taille de l'interface de puissance utilisée dans la chaîne de conversion éolienne. En effet, cet algorithme permet de limiter la plage de variation de la vitesse de rotation de la génératrice autour de sa vitesse de synchronisme. Ainsi, la puissance active rotorique, qui est proportionnelle au glissement de la génératrice, sera réduite aussi. Par conséquent, la taille de l'interface de puissance, qui est dimensionnée pour faire transiter le maximum de la puissance active rotorique, pourrait être réduite. Ce qui permet de réduire le coût global du système ainsi que les contraintes de refroidissement. Dans les systèmes actuels, plusieurs

technologies de stockage de l'énergie éolienne sont utilisées comme les batteries électrochimiques ou stockage thermique (eau chaude). Cette dernière solution de stockage présente plutôt un rendement, vu que le processus n'est pas réversible. Bien que la batterie acide-plomb est une technologie mature, certains facteurs comme la taille, le coût et le problème de recyclage sont des éléments contraignants pour leur utilisation dans des applications stationnaires [16]. De plus, l'entretien des batteries et l'effet d'auto-décharge impactent négativement leur utilisation dans des systèmes intégrants des SER. D'autres solutions de stockage d'énergie telles que la micro pompage hydraulique, ou le volant inertiel ne sont pas rentables pour des applications à petite échelle [3]. Le système de stockage doit être à la fois facilement adaptable au système hybride, disponible en tout temps et doit être capable de contribuer au lissage des fluctuations de la puissance. Le système de stockage à air comprimé est une solution intéressante surtout pour un stockage à petite et moyenne échelles (stockage en bouteille). L'un des inconvénients es leur installation qui dépend fortement du site d'implantation. Enfin, le stockage d'énergie sous forme d'air comprimé reste encore très répandu. En effet, cette technologie est toujours au stade de développement, avec peu d'application [17].

Le système de stockage sous forme d'hydrogène (électrolyseur/PàC) est utilisé dans de nombreuses applications [3, 18]. Toutefois, il existe très peu de travaux utilisant cette technologie de stockage. En effet, peu d'études se sont intéressées à la modélisation de l'électrolyseur, qui est un système complexe et non linéaire, où de simples corrélations mathématiques sont utilisées [19-21]. Dans cette thèse, pour fins de modélisation de l'électrolyseur, nous proposons l'utilisation des réseaux de neurones, avec l'utilisation des données expérimentales. En effet, une meilleure estimation de la puissance absorbée par l'électrolyseur dépend fortement de la précision du modèle utilisé.

Dans notre système SEH, où un modèle dynamique de la génératrice diesel sera utilisé, nous présenterons une méthode permettant l'amélioration du rendement global du système

1.2 Objectifs

1.2.1 Objectif Général

L'objectif principal de cette thèse est la proposition d'une structure de SEH économiquement viable, techniquement fiable et écologiquement responsable. En effet, le but est de proposer une structure d'un SEH, avec une meilleure intégration des SER, et une réduction des émissions de GES. Ceci passe par une réduction de la quantité du diesel consommée, et l'amélioration du rendement énergétique de la technologie de stockage d'énergie sous forme d'hydrogène.

1.2.2 Objectifs Spécifiques

Les objectifs spécifiques du travail de recherche sont les suivants :

1. Étudier et analyser en profondeur un système éolien à base de machine asynchrone à double alimentation ;
2. Étudier, modéliser et optimiser le fonctionnement du système de stockage d'énergie sous forme d'hydrogène. Nous proposons d'utiliser l'intelligence artificielle (réseaux de neurones/logique floue) pour modéliser et améliorer le fonctionnement des systèmes électrolyseurs alcalins/PàC ;
3. Modélisation et commande dynamique d'un moteur à combustion interne à base d'une génératrice synchrone à rotor bobiné ;

4. Proposition d'un nouvel algorithme d'optimisation de la production de l'énergie éolienne sans capteurs de vitesse (estimation de la vitesse du vent et de la vitesse de l'aérogénérateur basée sur la logique floue) ;
5. Présenter un algorithme de gestion du flux d'énergie du SEH ;
6. Proposer et réaliser un banc expérimental émulant un système éolien basé sur la machine asynchrone à double alimentation.

1.3 Contributions

Les principales contributions de cette thèse sont la modélisation et la commande des différents éléments (non linéaires et complexes) qui composent le SEH, basées sur l'utilisation l'intelligence artificielle. Ces contributions peuvent être énumérées comme suit:

- Identification et approximation de système non linéaires et complexe:
 - Identification dynamique de l'électrolyseur pour décrire son comportement réel.
- Commande hybride de la vitesse de la génératrice diesel:
 - Modélisation dynamique de la génératrice synchrone à rotor bobiné ;
 - Estimation du couple de la génératrice synchrone pour la commande de sa vitesse basée sur les réseaux de neurones ;
- Optimisation de l'intégration et de la production de l'énergie éolienne:
 - Élaboration d'un algorithme d'optimisation de la production de l'énergie éolienne (MPPT), sans l'utilisation de capteurs mécaniques ;
 - Méthode d'estimation de la vitesse du vent et de l'aérogénérateur ;
 - Proposition d'un algorithme permettant la contribution des éoliens aux services systèmes à la (régulation de la tension du réseau).
- Optimisation des performances d'électrolyseurs alcalins:

- Étude de l'impact du surdimensionnement de la tension du bus à CC sur les performances dynamiques de l'électrolyseur ;
- Proposition d'une méthode de dimensionnement d'électrolyseurs alcalins permettant une augmentation de la production d'hydrogène et la participation au lissage de la puissance dans le SEH.

1.4 Méthodologie

La méthodologie qui sera utilisée pour atteindre nos objectifs préalablement fixés, est la suivante:

1. Réalisation d'une revue bibliographique sur les SEH dans le contexte des réseaux autonomes ;
2. Proposition d'un algorithme permettant la réduction de l'interface de puissance sans la réduction de la puissance produite, par rapport aux techniques conventionnelles.:
 - Modélisation, et commande d'un système éolien ;
 - Estimation de la vitesse du vent, ainsi que la vitesse de l'aérogénérateur ;
 - Proposition d'une stratégie permettant la participation à la régulation de la tension du réseau.
3. Modélisation des systèmes électrolyseur/PàC en utilisant l'intelligence artificielle ;
4. Proposition d'une nouvelle méthode permettant une augmentation de la production de l'hydrogène ;
5. Réalisation d'un modèle dynamique de la génératrice diesel basée sur une génératrice synchrone à rotor bobiné ;

6. Proposition d'une commande hybride « PI – réseaux de neurones » pour la régulation de la vitesse de la génératrice diesel ;
7. Validation sur un banc expérimental, du nouvel algorithme d'optimisation de la production de l'énergie éolienne.

1.5 Organisation de la thèse

La structure de ce mémoire, intégrant méthodologie présentée précédemment est comme suit. Le premier chapitre a été consacré à une introduction et une revue bibliographique. Le deuxième chapitre sera dédié à la présentation des outils de l'intelligence artificielle (réseaux de neurones/Logique floue), qui seront largement utilisés dans le présent travail de recherche. Le troisième chapitre contiendra la description des différents SEH existants et qui ont été rapportés dans la littérature. Le quatrième chapitre quant à lui, sera consacré à l'étude globale du système éolien, avec la présentation du nouvel algorithme d'optimisation de la production de l'énergie éolienne. Le cinquième chapitre sera consacré à l'étude du modèle dynamique de la génératrice diesel proposé, ainsi que l'étude de la nouvelle stratégie de régulation de la vitesse de rotation. Le sixième chapitre abordera une étude approfondie des systèmes électrolyseurs/PàC. Le septième chapitre sera consacré à l'étude et à la vérification des performances de l'algorithme de gestion du flux de puissance que nous avons proposé. Quant au huitième chapitre, il sera dédié à la présentation du banc de test expérimental qui a été réalisé. Enfin, une conclusion générale et les perspectives du présent travail de recherche clôtureront ce mémoire.

Chapitre 2 - Techniques de la logique floue et des réseaux de neurones pour les systèmes d'énergie hybrides

2.1 Introduction

L'intelligence artificielle (IA) au sens le plus large, signifierait l'aptitude d'une machine à effectuer le même type de fonctions et/ou de raisonnement qui caractérisent la pensée humaine [22]. Les techniques de l'intelligence artificielle (IA) sont de plus en plus utilisées comme une alternative à d'autres approches classiques ou comme des composants dans des systèmes intégrés. Elles ont été utilisées pour résoudre des problèmes pratiques complexes dans divers domaines. Les techniques d'IA ont les caractéristiques suivantes: apprentissage à partir d'exemples, tolérances vis-à-vis des pannes dans le sens où elles sont capables de traiter des données bruitées et incomplètes, capacité de traiter des problèmes non-linéaires, et une fois constituées, elles peuvent effectuer la prévision et la généralisation à grande vitesse [23].

Les systèmes à base d'IA sont développés et déployées dans de nombreuses applications, principalement en raison de leur raisonnement symbolique, la flexibilité et les capacités d'explication. L'IA a été utilisée et appliquée dans différents secteurs, tels que l'ingénierie, l'économie, la médecine, l'armée, etc. Elle a également été appliquée pour la

modélisation, l'identification, l'optimisation, la prévision, et le contrôle de systèmes complexes et/ou non-linéaires.

Dans cette thèse, nous avons introduit l'IA pour la modélisation, la prédiction et le contrôle du SEH proposé pour les régions isolées où les données météorologiques ne sont toujours pas disponibles [23]. D'un autre côté, le contrôleur PID (Proportionnel, Intégral et Dérivatif) est largement utilisé dans l'industrie, où le réglage de ses différents gains se fait plutôt manuellement. Néanmoins, pour plusieurs procédés à commander, avec un fonctionnement sur un large intervalle, le contrôleur PID devient moins efficace dans la mesure où plusieurs valeurs des différents gains sont nécessaires. Généralement, le réglage des gains proportionnel, intégral et dérivatif d'un processus de contrôle est très coûteux et peut s'avérer parfois fastidieux. Ceci peut s'aggraver lorsque les gains du PID sont mal calculés en raison du manque de compréhension du procédé à contrôler [24].

2.2 La logique floue

2.2.1 *Introduction à la logique floue*

La logique floue qui se base sur la théorie des ensembles, a été développée par Lotfi Zadeh dans les années 1960 [25]. Elle vise à représenter les connaissances incertaines et imprécises et fournit un moyen approximatif mais efficace pour décrire le comportement des systèmes qui sont trop complexes ou mal définis. La logique floue utilise des instructions progressives plutôt que la logique (booléenne) qui est strictement vrai ou faux. Elle tente d'intégrer le raisonnement et le savoir humains comme moyens pour la prise de décision. Ainsi, la logique floue fournit une manière approximative mais néanmoins efficace pour la description du comportement de systèmes complexes qui sont complexes à modéliser avec précision. Il en résulte des contrôleurs qui sont capables de prendre des

décisions de contrôle intelligent. Dans cette thèse, nous allons introduire la logique floue type I qui sera utilisée dans la conception de contrôleurs intelligents.

Étant donné que le formalisme mathématique de la logique floue a été largement développé dans la littérature, nous avons opté plutôt pour une description intuitive de la logique floue. La notion du courant faible par exemple est difficile à exprimer avec exactitude. Ainsi, on peut allouer des seuils qui permettent par la suite d'attribuer des qualitatifs à des variables en fonction de leur valeur vis-à-vis de ces seuils. De ce fait, on peut déterminer des classes ou des ensembles qualitatifs comme «*moyen*», «*faible*» ou «*fort*» à la variable courant. Par la suite, on peut déterminer le degré d'appartenance noté μ de la variable courant à ces ensembles. Dans la logique booléenne, le degré d'appartenance μ de la variable courant ne peut prendre que deux valeurs 0 et 1.

- Courant faible : $\mu_{faible} = 1$, $\mu_{moyen} = 0$, $\mu_{fort} = 0$.
- Courant moyen : $\mu_{faible} = 0$, $\mu_{moyen} = 1$, $\mu_{fort} = 0$.
- Courant fort : $\mu_{faible} = 0$, $\mu_{moyen} = 0$, $\mu_{fort} = 1$.

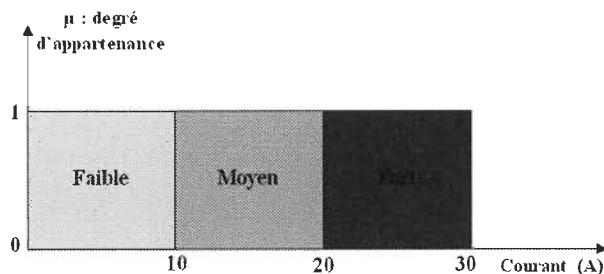


Figure 2-1 Schéma de définition d'un univers du discours en logique booléenne

En logique floue, le degré d'appartenance prend des valeurs intermédiaires lorsque la variable appartient à deux ensembles adjacents avec des degrés ou des niveaux différents. Ceci permet d'éviter des transitions brutales entre les différentes classes, contrairement à la

logique booléenne (voir figure 2.1). En effet, il serait incompréhensible de considérer un courant de 20 A comme un courant fort alors qu'un courant de 19.8 A ne l'est pas.

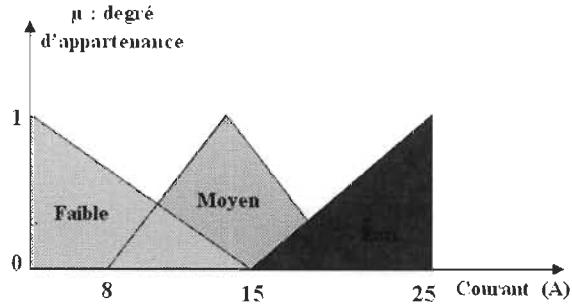


Figure 2-2 Schéma de définition d'un univers du discours en logique floue

L'exemple qu'on vient de voir illustre bien le fait que logique booléenne est dans certains cas, trop restrictive, d'où la nécessité de faire appel à une autre logique, plus adaptée et souple, qui peut être une extension de la précédente. C'est la logique floue. En ce qui concerne la commande d'un processus quelconque, la logique floue permet une approche fondatrice par rapport à l'automatique classique. En automatique conventionnelle, on modélise le processus à travers un certain nombre d'équations différentielles, ou tout du moins, avec des relations analytiques. Cette approche de modélisation est dans certains cas, difficile, voire impossible à réaliser, tellement les processus à contrôler sont complexes et/ou non-linéaires. Par voie de conséquence, le degré de complexité du contrôle de ces systèmes augmente sensiblement. La solution serait de trouver une approche de contrôle qui se concentre sur la manière de contrôler et non le système lui-même. C'est l'approche « *boîte noire* ». Ainsi, on peut se baser sur un expert humain qui contrôle un dispositif à travers des règles intégrant naturellement imprécisions et incertitudes [26]. C'est le principe de la logique floue qui permet de surmonter les difficultés sur la modélisation des systèmes à contrôler et les différentes incertitudes inhérentes à leur fonctionnement.

Plusieurs applications utilisant la logique floue ont vu le jour ces dernières années, dont la commande des systèmes industriels dont on ne possède pas de modèles mathématiques ou trop fortement non linéaires [27]. Nous pouvons citer les réalisations des chercheurs et industriels japonais qui, depuis les années 1980, se sont intéressés particulièrement à la commande des procédés. Ces applications s'appuient sur les travaux [28, 29], qui furent certainement les premiers à voir la puissance et le grand intérêt de la théorie des sous-ensembles flous dans ce domaine.

Le contrôle à base de logique floue a été choisi pour la commande des différents composants des SEH tels que le système éolien, l'électrolyseur, la pile à combustible et la génératrice diesel connus pour être des systèmes fortement non-linéaires. Les contrôleurs à logique floue (FLC) ont été retenus eu égard à leur nombreux avantages tels que la simplicité de commande, un faible coût et la possibilité de conception sans connaître le modèle mathématique exacte du processus. Généralement, la stabilisation des réseaux électriques est réalisée avec des procédés qui sont conçus sur une approche non-linéaire. En effet, les modèles des réseaux électriques sont linéarisés autour d'un point de fonctionnement nominal, offrant des performances optimales autour de ce point fonctionnement. Cependant, les réseaux électriques sont en général non linéaires et leurs conditions opératoires peuvent varier dans une large gamme. Ainsi, l'approche de stabilisation conventionnelle ne peut fournir un rendement optimal sur toute la plage d'opération. De plus, les architectures des réseaux électriques deviennent de plus en plus complexes, avec l'apparition de nouveaux paradigmes tels que les réseaux intelligents, rendent l'approche classique désuet [30]. Afin de surmonter ces problèmes, de nombreux contrôleurs adaptatifs, utilisant des techniques d'autoréglage de leurs paramètres ont été

proposés. Toutefois, ces contrôleurs sont gourmand en temps de calculs, nécessitant un traitement plus long [31].

La logique floue intègre une pensée alternative qui permet de modéliser les systèmes complexes en utilisant un niveau d'expertise plus élevé à partir de la connaissance et de l'expérience accumulée. La logique floue permet d'exprimer la connaissance avec des concepts subjectifs comme *très grand*, *trop petit*, *modéré*, etc, qui sont mappés sous des règles bien définies. Un FLC utilise la logique floue en tant que approche de conception qui peut être appliquée à l'élaboration des systèmes linéaires et/ou non linéaires pour une commande intégrée [30]. Comme l'utilisation des FLC dans les SEH hybride est largement répandue dans la littérature [32]. Nous allons présenter uniquement les principes généraux permettant la conception des contrôleurs flous.

Les fondements généraux de la logique floue peuvent être définis comme suit :

- ✚ Les variables linguistiques ;
- ✚ La détermination des variables linguistiques ;
- ✚ Les opérateurs flous ;
- ✚ La détermination des fonctions d'appartenance ;
- ✚ Une répartition judicieuse de l'univers du discours ;
- ✚ Les raisonnements flous.

2.2.2 *Conception du contrôleur flou*

La logique floue se base sur un certain nombre d'actions: d'abord la fuzzification des grandeurs d'entrée du contrôleur flou, puis la déduction des décisions appropriées de la commande floue en fonction de règles d'inférence définies. Enfin, la sortie du FLC qui

consiste en la prise de décision, via la défuzzification des grandeurs floues. Ainsi, les principaux processus de conception du FLC sont la fuzzification, les règles de base et l'inférence et enfin la défuzzification [33].

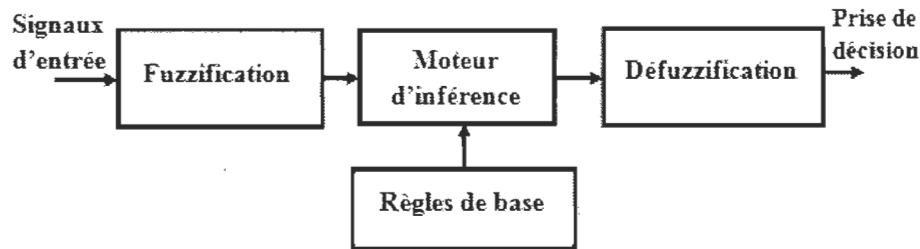


Figure 2-3 Schéma de la structure interne de la mise en œuvre d'un contrôleur flou

2.2.2.1 Phase de fuzzification

La phase de fuzzification consiste en la définition de fonctions d'appartenance pour les différentes variables linguistiques. En effet, il est nécessaire de convertir les grandeurs physiques présentes à l'entrée après leur normalisation, en des variables linguistiques qui sont des règles sémantiques définies par un opérateur expert. Ceci permet une meilleure classification de ces grandeurs physiques sur les ensembles flous définissant cette variable. Cette action permet de déterminer avec une meilleure précision, le degré d'appartenance de la variable d'entrée en fonction de la valeur réelle, par rapport à chaque ensemble flou. Généralement, le FLC reçoit comme variables d'entrée, l'erreur entre la sortie du processus à commander et le signal de référence, ainsi que la variation de cette erreur [27, 34]. La loi de commande d'un contrôleur peut être représentée par la figure suivante :

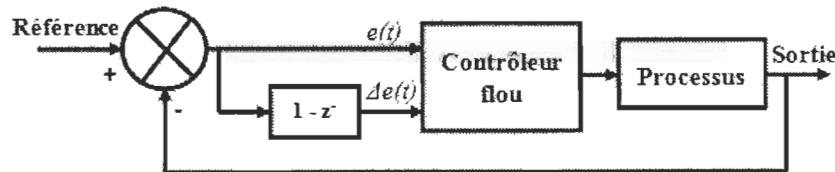


Figure 2-4 Schéma de principe d'un contrôleur flou

Il n'existe pas de règles évidentes dans le choix du nombre des ensembles flous ainsi que le type des fonctions d'appartenance et la répartition du l'univers du discours de chaque variable [35]. Souvent, l'utilisation de plus de sept ensembles flous n'améliore pas les performances d'un contrôleur flou en termes de dynamique [36].

2.2.2.2 Phase d'inférence

L'inférence floue est une relation floue définie entre deux sous-ensembles. C'est une action qui consiste en l'agrégation des règles Si... Alors qui sont établies sur la base des connaissances de l'expertise humaine. L'intersection des multiples règles précédentes, est calculée en utilisant un opérateur *t-norme* tandis que l'union de plusieurs règles est calculée en utilisant l'opérateur *t-conorme* [37]. La définition de la relation peut théoriquement faire intervenir n'importe quel opérateur flou. La mise en place de la table d'inférence est basée sur une analyse qualitative du fonctionnement du système. Généralement ce sont les inférences floues définies par Mamdani et Sugeno qui sont les plus utilisées:

- ✿ Méthode d'inférence Max-Min (méthode Mamdani);
- ✿ Méthode d'inférence Max-Produit;
- ✿ Méthode d'inférence Somme-Produit.

Tableau 2-1 Exemple d'une matrice d'inférence qui convient pour les systèmes de premier ordre [43]

		$\Delta e(t)$				
		GN	N	Z	P	GP
$e(t)$	GN	Z	Z	GN	Z	Z
	N	Z	Z	N	Z	Z
	Z	N	N	Z	P	P
	P	Z	Z	P	Z	Z
	GP	Z	Z	GP	Z	Z

Ainsi, l'inférence se fait sur la base de la matrice construite, où on peut activer uniquement une partie des règles, comme le montre le tableau 2-1 où juste les cases en bleu sont activées. Dans ce cas, on parle de matrice incomplète.

2.2.2.3 Phase de défuzzification

La défuzzification qui est la dernière étape dans la conception du contrôleur flou, consiste en la conversion du résultat de l'inférence, qui est une fonction d'appartenance, en une grandeur physique en sortie. Il existe plusieurs méthodes pour la défuzzification des contrôleurs flous [35, 37]:

- défuzzification par centre de gravité;
- défuzzification par centre maximum;
- défuzzification par valeur de maximum.

Ainsi, avec la méthode du centre de gravité qui est la plus utilisée dans la littérature, la valeur de sortie du contrôleur flou à l'instant k peut s'exprimer comme suit [35]:

$$y_k = \frac{\int x \mu_R(x) dx}{\int \mu_R(x) dx} \quad (2-1)$$

Avec x la variable floue et $\mu_R(x)$ est le degré d'appartenance de x à l'ensemble flou R .

2.3 Réseaux de neurones artificiels

Un réseau de neurones artificiel (RNA) est un modèle de calcul qui traite les informations en utilisant des neurones artificiels interconnectés par l'intermédiaire de poids qui jouent le rôle de synapses. En fait, un RNA imite la structure et les caractéristiques fonctionnelles des réseaux de neurones biologiques d'un cerveau dans la manière dont les

informations sont interprétées, la capacité d'apprendre, de généraliser et de s'adapter à de nouvelles situations. La nature intrinsèquement parallèle du RNA augmente la vitesse de traitement des informations en distribuant les calculs entre plusieurs neurones. Dans ce chapitre, nous nous concentrons uniquement sur les modèles RNA populaires. La figure 2.5 montre la structure d'un neurone formel.

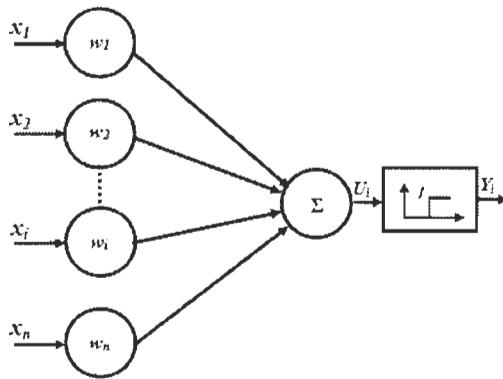


Figure 2-5 Schéma général d'un neurone artificiel

Les entrées du neurone sont désignées par les x_i ($i=1 \dots n$), et les paramètres w_i sont les poids. f est la fonction d'activation qui est généralement croissante et bornée. Les fonctions d'activation les plus utilisées sont les fonctions *sign*, *sigmoïde* et la fonction *linéaire saturée* [35]. Les réseaux de neurones font partie des réseaux adaptatifs non linéaires, dans la mesure où la structure des neurones est modifiée lors du processus d'apprentissage.

Un RNA est composé de petites unités de traitement interconnectées. Les informations sont transmises à travers ces unités le long des interconnexions. Une connexion à l'entrée a deux valeurs qui lui sont associées, une valeur d'entrée et un poids. La sortie du neurone est une fonction de la somme des entrées multipliées par leurs poids respectifs. En fait, les RNA sont entraînés avec le jeu de données jusqu'à ce qu'ils apprennent le comportement décrit par les données à l'entrée. Une fois formés, de nouvelles données peuvent être

présentées à eux pour fin de prévision ou de classification. Les RNA peuvent apprendre automatiquement à reconnaître les tendances dans les données des systèmes réels ou de modèles physiques, des programmes informatiques, etc. Les RNA sont basés sur la compréhension du cerveau et de ses systèmes nerveux associés. Ils utilisent des éléments de traitement reliés par des liens de la variable poids pour former une représentation « boîte noire » de systèmes [38].

Un RNA typique comprend plusieurs couches de neurones interconnectées, dont chacune est connectée à d'autres neurones de la couche suivante. Les données sont présentées par l'intermédiaire de la couche d'entrée, tandis qu'une couche de sortie contient la réponse du réseau à l'entrée. Une ou plusieurs couches cachées peuvent exister entre la couche d'entrée et la couche de sortie. Toutes les couches cachées et les neurones de sortie traitent leurs couches d'entrées en multipliant chaque entrée par son poids, puis additionner le produit, et ensuite traiter la somme en utilisant une fonction de transfert non linéaire pour générer la sortie [38]. Le niveau d'activation de la sortie du neurone peut être soit une entrée pour d'autres neurones ou une sortie pour le réseau.

Dans les applications où les règles ne peuvent pas être connues, les RNA peuvent être en mesure de représenter ces règles implicitement via le stockage de poids synaptiques [39]. Le plus grand avantage des RNA par rapport aux autres techniques de modélisation est leur capacité à modéliser des systèmes complexes et/ou non-linéaires sans avoir à assumer la forme ou une relation entre les variables d'entrée et de sortie. Les domaines d'application des techniques neuronales comprennent entre autres la reconnaissance de motifs, optimisation de combinaisons, la compression de données, et la fonction d'optimisation [23].

De nos jours, les RNA sont devenus extrêmement populaires pour la prédiction et la prévision. Il existe plusieurs architectures de RNA utilisées dans la littérature comme le perceptron multicouche (Multi Layer Perceptron-MLP), ou à fonction de base radiale (*Radial Basis Function-RBF*) et le neuronal récurrent (Recurrent Neural Network) [40].

Les premiers travaux sur les RNA qui ont été développés par Mc Culloch et Pitts en 1943 [41], étaient basés sur des fondements biologiques, ont proposé un modèle binaire où chaque neurone possède une fonction seuil. En 1949, Hebb proposa une formulation du mécanisme d'apprentissage basée sur la capacité d'apprentissage et de modélisation de l'être humain [42, 43]. Ce mécanisme est devenu la base des algorithmes constants [35]. Toutefois, les travaux qui ont permis un développement qualitatif des RNA sont apparus après 1980 [44].

2.3.1 Avantages des réseaux de neurones artificiels

Le principal avantage des RNA, est la capacité de former un réseau de neurones afin d'exécuter une fonction particulière en ajustant les valeurs de connexions (poids) entre les éléments. De plus, le traitement parallèle permet d'augmenter une vitesse de calcul par rapport à un traitement séquentiel qui est plus lent. Les RNA ont de la mémoire qui correspond à des poids dans les neurones. Les réseaux de neurones peuvent être formés hors ligne, puis transféré dans un processus d'apprentissage adaptatif.

Le principal inconvénient des RNA est leur fonctionnement comme des boîtes noires, où les règles de leur fonctionnement sont complètement inconnues. Ainsi, il n'est pas possible de convertir la structure neuronale dans les structures des modèles connus tels que les modèles ARMAX. Un autre inconvénient des RNA est le temps nécessaire pour former

des réseaux. En effet, l'apprentissage peut prendre beaucoup de temps pour la formation d'un RNA pour certaines fonctions. De plus, la qualité d'un RNA dépend grandement de la qualité des données utilisée lors de son apprentissage.

2.3.2 Types d'apprentissage des RNA

Les RNA ont trois principaux modes d'apprentissage : supervisés, renforcés et non supervisé [45]. Dans l'apprentissage supervisé, la sortie du RNA est comparée à une série de cibles, le signal d'erreur est propagé à travers le réseau pour ajuster ses poids. Ce processus d'ajustement des poids se poursuit jusqu'à la convergence (minimisation de l'erreur entre la cible et la sortie du RNA). Le manque d'information lors de la phase de l'apprentissage rend difficile, voire impossible la convergence du RNA. La figure 2.6 illustre le principe de l'apprentissage supervisé.

L'apprentissage renforcé est similaire à l'apprentissage supervisé à la différence qu'il n'y a pas de cibles de données, l'algorithme donne une note de la performance du RNA. Quant à l'apprentissage non supervisé, il consiste en la mise à jour des poids en fonction des données d'entrée seulement. Le RNA apprend à grouper différentes formes d'entrée en différentes classes. D'autre part, l'apprentissage non supervisé n'a pas de fonction à imiter, mais plutôt une interaction continue avec l'environnement.

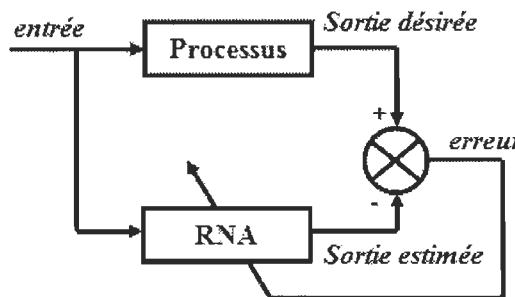


Figure 2-6 Schéma synoptique de l'apprentissage supervisé

2.3.3 Différentes architectures des RNA

2.3.3.1 Perceptron multi-couche

Un perceptron est un RNA à propagation direct (*feedforward* en anglais) qui a été introduit pour la première fois en 1958 [46]. Le perceptron utilise le processus d'apprentissage supervisé pour résoudre des opérations logiques de base comme AND ou OR. Néanmoins, il ne peut pas résoudre des opérations logiques plus complexes, telles que la fonction XOR. Il est souvent utilisé à des fins de classification de motifs [37].

Les perceptrons multi-couches (MLP) qui sont les RNA les plus utilisés, sont constitués de plusieurs couches [35]. Ils ont été introduits la première fois par Minsky et Papert en 1969 [46]. Grâce à sa structure étendue, le MLP peut résoudre des problèmes plus complexes et toutes les fonctions logiques y compris la fonction XOR [37]. La première est la couche d'entrée, qui est plutôt linéaire car elle ne fait que distribuer les variables d'entrée. La deuxième couche qui constitue le cœur du réseau de neurone, est appelée aussi couche cachée, utilise des fonctions d'activation qui sont souvent de type sigmoïde [35]. La troisième couche qui constitue la couche de sortie utilise une fonction d'activation de type linéaire bornée [35].

Supposons que nous avons un perceptron à une seule couche cachée (voir figure 2.7), avec n variables d'entrée et p neurones. La relation entre les variables d'entrée et la sortie peut être décrite comme suit [37]:

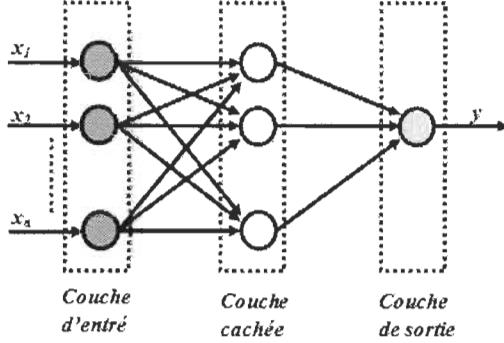
$$y = \varphi_k(v_k(t)) \quad (2-2)$$

Où :

$$v_k(t) = \sum_{j=1}^p w_{kj}(t) o_j(t) \quad (2-3)$$

$$o_j(t) = \varphi_j(u_j(t)) \quad (2-4)$$

$$u_j(t) = \sum_{i=1}^n w_{ji}(t) x_i(t) \quad (2-5)$$



2-7 Schéma d'un réseau de neurones de type perceptron à une seule couche cachée

Avec $x_i(t)$ et $y_k(t)$ sont respectivement les vecteurs d'entrée et de sortie du réseau de neurone à l'instant t . L'apprentissage du RNA basé sur l'algorithme de rétropropagation (*back-propagation* en anglais), qui introduit la dérivée première des fonctions d'activation [35], est le plus utilisé par les MLP afin de minimiser la fonction coût exprimée comme suit [37]:

$$E(t) = \frac{1}{2} \sum_{k=1}^m e_k^2(t) \quad (2-6)$$

Où :

$$e_k(t) = y(t) - y_k(t) \quad (2-7)$$

Avec $e_k(t)$ est l'erreur à l'instant t entre le signal désiré $y(t)$ et le signal fourni par le réseau de neurone.

2.3.3.2 Réseau de neurones à fonction à base radiale (Radial Basis Function)

Les réseaux de neurones à fonctions de base radiales (RBF) ont été introduits la première fois par Powell en 1989 [46], où les fonctions d'activation sont des fonctions à base radiale, qui sont généralement des fonctions gaussiennes. Alors que la fonction d'activation du neurone de sortie est l'identité [35]. Le réseau de neurone de type RBF est un excellent outil d'approximation pour les problèmes d'ajustement de courbe et son apprentissage est équivalent à trouver une fonction multidimensionnelle qui fournit un meilleur ajustement aux données d'entraînement. L'avantage principal des RNA à RBF est les poids de la couche de sortie qui sont ajustés grâce à l'optimisation linéaire, tandis que les poids des couches cachées sont ajustés par une optimisation non linéaire [37]. La sortie d'un réseau de neurone utilisant la fonction gaussienne pour la couche cachée, comme le montre la figure 2-8 peut être exprimée comme suit :

$$y_k = \sum_{j=1}^l w_{kj} \phi_j \quad (2-8)$$

Avec $k = 1, 2, \dots, m$.

$$\phi_j = \exp\left(-\frac{\|x_i - c_j\|^2}{\sigma_j^2}\right) \quad (2-9)$$

Avec $i = 1, 2, \dots, n$.

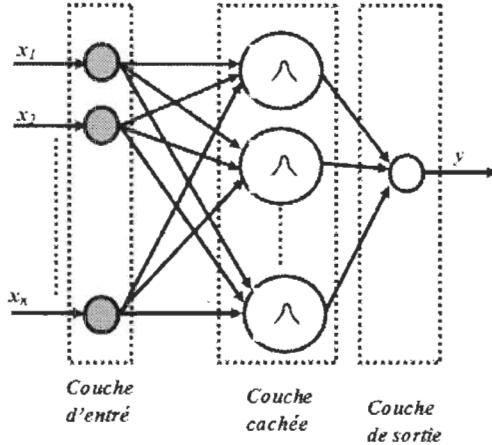


Figure 2-8 Schéma de principe d'un réseau de neurones de type RBF

Où n , l , et m sont respectivement le nombre de neurones d'entrée, de la couche cachée et de la sortie. σ est l'écart type, ϕ_j sont les fonctions gaussiennes et c_j sont leur centre. w_{kj} sont les poids qui sont avec c_j et σ , les paramètres à optimiser pour l'apprentissage [35]. Le réseau à RBF présente généralement une réponse lente à cause du grand nombre de neurones nécessaires dans la deuxième couche. Toutefois, un choix approprié des centres et des largeurs du RBF peuvent améliorer la précision et la vitesse du réseau. Les réseaux RBF les plus efficaces sont ceux construits par une répartition des localisations des centres lorsque les données d'entraînement sont significatives [37].

2.4 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons abordé l'intérêt de la logique floue dans le domaine du contrôle de procédés. Cette discipline permet de prendre en considération et les connaissances de l'expertise humaine et de l'incertitude (imprécision) des données utilisées par le contrôleur flou. L'utilisation des variables linguistiques permet de tenir compte des imprécisions et des incertitudes caractérisant les processus à contrôler par l'intermédiaire d'un formalisme unique. L'utilisation des contrôleurs flous a connu un grand essor dans

plusieurs domaines tels que l'industrie, où ils concurrencent sérieusement les régulateurs classiques de type PID. Ceci est dû à leur excellente performance dans la commande des systèmes complexes, imprécis et fortement non linéaires. C'est dans ce contexte que nous avons opté pour l'utilisation des contrôleurs flous pour la commande des systèmes complexes tels que les systèmes éoliens, l'électrolyseur, la génératrice diesel et la pile à combustible.

Les RNA ont rencontré un grand intérêt de part des chercheurs grâce à leur aptitude d'apprentissage du comportement d'un système à partir de ses données d'entrée-sortie. Ces capacités d'apprentissage et de généralisation permettent aux RNA de traiter plus efficacement les problèmes complexes et/ou non linéaires qui varient dans le temps. Jusqu'à présent, les RNA de type MLP restent les plus populaires dans les applications de contrôle avec l'algorithme de *rétropropagation* pour l'ajustement des poids de connexion. Cependant, cet algorithme qui est basé sur la méthode de descente de gradient, présente un inconvénient majeur car il n'est pas approprié pour toutes les applications. Par voie de conséquence, la convergence et la stabilité de cette approche ne peuvent pas garanties. Dans notre travail, le MLP et les réseaux RBF sont utilisés dans l'objectif de modéliser des systèmes énergétiques complexes et non-linéaires.

Chapitre 3 - Système d'énergie hybride (SEH) pour régions isolées

3.1 Introduction

Les coûts énergétiques dans les communautés éloignées restent encore très élevés, comparé aux réseaux connectés. En effet, les coûts d'extension des réseaux électriques pour l'électrification des zones reculées restent encore prohibitifs. Principalement, ce sont des centrales thermiques à base de génératrices diesel qui sont utilisées. Cette solution fournit une énergie électrique coûteuse, et responsable de l'émission de 1.2 million tonnes de GES annuellement uniquement au Canada [3]. Pour une majorité des régions reculées, les réseaux autonomes intégrant des sources d'énergies renouvelables sont considérés comme une solution prometteuse pour la production d'énergie propre et durable [47]. Toutefois, des efforts supplémentaires sont nécessaires pour atteindre les objectifs définis par l'Agence Internationale de l'Énergie (AIE), qui estime que les investissements annuels dans le secteur énergétique en milieu rural doivent plus que quintupler afin fournir un accès universel aux énergies modernes en 2030 [47].

Un Système d'Énergie Hybride Diesel/Éolien (SEHDE) est un système de production d'électricité autonome, combinant des éoliennes et des génératrices diesel. Le principal objectif des SEHDE est l'augmentation de la production de l'énergie pour faire fasse à la demande. De plus, ces systèmes est de réduire à la fois les coûts de fonctionnement et la quantité des GES [48]. Si le SEHDE est capable d'arrêter les génératrices diesel pendant les

périodes de fort vent, avec l'utilisation de l'électronique de puissance, alors il serait classé comme un système à fort taux de pénétration des éoliennes (le taux de pénétration moyen est la quantité de l'énergie fournie par les SER pour alimenter en énergie, les différentes charges). Ce type de systèmes a trois modes de fonctionnement : (1) fonctionnement avec des génératrices diesel seules (MDS); (2) fonctionnement hybride diesel/éolien (MDE); (3) et un mode de fonctionnement à éoliennes seules (MES) où il n'y a pas de consommation du diesel (les génératrices diesel à l'arrêt) [48, 49]. En mode MDS, les génératrices diesel fournissent la puissance active et réactive demandée par la charge (les éoliennes sont déconnectées). En mode MDE, en plus des génératrices diesel, les éoliennes fournissent une partie des besoins des charges. En mode MES, les génératrices diesel sont à l'arrêt, et seules les éoliennes fournissent combinées à des systèmes de stockage, sont utilisés pour faire face à la demande Dans ce dernier mode, l'utilisation de l'électronique de puissance est nécessaire afin de permettra un fonctionnement fiable.

Le SEHDE contribue à la réduction de la consommation du diesel. Toutefois, l'intégration de l'énergie éolienne, qui a un caractère intermittent. peut avoir un impact négatif sur le régime opératoire des génératrices diesel, avec des cycles de démarrage-arrêt plus fréquents (surtout en cas d'un taux de pénétration élevé) [50].

3.2 État de l'art sur les systèmes de production décentralisée

Durant la dernière décennie, plusieurs études sur la conception et/ou l'installation de systèmes éolien avec stockage d'énergie sous forme d'hydrogène ont été lancées [51-53], et quelques installations matérielles ont été réalisées [9, 54-56]. La plupart des installations énumérées dans la littérature sont des systèmes à petite échelle intégrant l'énergie éolienne avec seulement quelques kW. Ces systèmes sont caractérisés principalement par un bus à

courant continu (CC) et de bancs de batteries, comme système de stockage de l'énergie [51]. L'exception la plus notable est le système autonome éolien/hydrogène de l'île d'Utsira (en Norvège), qui constitue un mini-réseau avec un bus à courant alternatif (CA) qui fournit une puissance de 10 MW [57]. Il y a aussi le système basé sur un bus à CC qui alimente une ferme de Beacon Ouest à Loughborough (Royaume-Uni) [58]. Ce système possède une capacité de stockage d'hydrogène d'environ 2850 Nm^3 , qui est légèrement plus grand que le système implanté à Utsira, avec une capacité de 2400 Nm^3 [51].

La plupart des systèmes rapportés dans le tableau 3.1 utilise des électrolyseurs alcalines disponibles dans le commerce, avec des capacités de production d'hydrogène de l'ordre de 0,2 à 10 Nm^3/h , et des pressions d'opération allant de 7 à 20 bars [51]. Toutefois, il existe des prototypes d'électrolyseur de type PEM à l'IFE, avec une capacité de production d'hydrogène de $0,3 \text{ Nm}^3/\text{h}$, et une pression de fonctionnement de 15 bars [59]. On peut noter le cas d'un prototype d'électrolyseur alcalin à haute pression qui est dans le projet PURE, avec une capacité de production d'hydrogène de $3,6 \text{ Nm}^3/\text{h}$, et une pression de fonctionnement de 55 bars [56]. L'électrolyseur alcalin installé à Utsira a une pression et une capacité de production d'hydrogène qui sont respectivement de 12 bars et $10 \text{ Nm}^3/\text{h}$.

3.3 Générateur diesel

Avec les SER telles que les éoliennes et le photovoltaïque (PV), la production dépend non pas de la demande, mais plutôt des conditions climatiques (vent, ensoleillement, température, etc). Dans le cas des réseaux autonomes, il est nécessaire de prévoir des systèmes tampons (systèmes de stockage d'énergie) ou des sources de production régulatrices.

Tableau 3-1 État de l'art des systèmes éolien/hydrogène à travers le monde entre 2000 et 2008 [51]

Année	Localisation	Nom du projet	Réf
2000	ENEA Research	Prototype wind/electrolyzer	[60]
2001	University of Quebec, Trois-Rivières, Canada	Renewable energy systems based on hydrogen for remote applications	[54]
2004	Utsira Island, Norway	Demonstration of autonomous wind/hydrogen-systems for remote areas	[61]
2004	West Beacon Farm, Loughorough, UK	HARI-Hydrogen and Renewables Integration PURE-Promoting Unst Renewable Energy	[58]
2005	Unst, Shetland Islands, UK	PURE-Promoting Unst Renewable Energy	[55]
2006	IFE, Kjeller, Norway	Development of a field-ready small scale wind-hydrogen energy system	[59]
2006	NREL, Golden, Colorado, USA	Wind-to-hydrogen (Wind2H2) demonstration project	[62]
2007	Pico Truncado, Argentina	Wind/hydrogen demonstration plant	[63]
2007	Keratea, Greece	RES2H2 wind-hydrogen pilot plant, with H ₂ -storage in metal hydride	[64]

Dans les SEH, la source primaire est généralement la génératrice diesel, basée sur l'utilisation de génératrice électrique telle que la machine synchrone à rotor bobiné avec un couplage direct au réseau, ou indirect à travers des interfaces de puissance. C'est la génératrice diesel qui régule la tension et la fréquence du réseau à CA (en alimentant les charges en puissance active et en puissance réactive). Il existe deux modes de fonctionnement de la génératrice diesel. Un fonctionnement à vitesse variable, avec l'utilisation d'une interface de puissance pour un découplage entre la vitesse de rotation de la génératrice et la fréquence du réseau. Ce mode de fonctionnement permet une économie du carburant à faible charge [65], mais augmente la complexité du contrôle du système et le coût de l'utilisation de convertisseurs de puissance dimensionnés pour la puissance nominale de la machine. Dans le second mode de fonctionnement, la génératrice électrique est directement liée au réseau électrique. L'avantage de ce mode de fonctionnement, qui est

adopté dans les travaux de thèse, se caractérise par sa simplicité du contrôle et la non utilisation d'interface de puissance. L'inconvénient de la consommation du carburant à faible charge sera compensé par une gestion efficiente du système hybride qui sera présentée par la suite.

Dans le cas d'une génératrice directement connectée au réseau, la fréquence du réseau est proportionnelle à sa vitesse de rotation. La régulation de la vitesse est assurée par un contrôleur dont le rôle est d'ajuster le flux de consommation du carburant à la demande.

3.4 Convertisseurs de puissance

Les réseaux autonomes qui sont constitués de plusieurs composants tels que les sources de production, les charges et les systèmes de stockage ont besoin d'artifice afin de réguler le flux de puissance (active et réactive) entre ses différents éléments. Principalement, deux types de convertisseurs de puissance sont utilisés. Le convertisseur de puissance CA/CC réversible pour faire le lien entre la partie fonctionnant à courant continu et la partie fonctionnant à courant alternatif. La deuxième famille de convertisseurs de puissance qui est largement utilisée dans les systèmes d'énergie hybrides (SEH) est les convertisseurs de puissance CC/CC appelés aussi hacheurs. Ces derniers permettent essentiellement un conditionnement efficace de la puissance à CC entre les différents éléments du SEH [66], qui sont essentiellement des systèmes de stockage tels que les électrolyseurs, les PàC, les batteries, et les supercondensateurs, etc.

3.5 Systèmes de stockage d'énergie pour les réseaux autonomes

L'utilisation des systèmes de stockage d'énergie dans les réseaux autonomes exploitant des SER telles que l'énergie éolienne est nécessaire afin de répondre au caractère

intermittent et fluctuant du vent et/ou d'ensoleillement. Ainsi, les systèmes de stockage contribuent à l'augmentation du taux de pénétration de l'énergie éolienne, et de participer aux services système dans un SEHDE [67]. Les systèmes de stockage d'énergie peuvent être classés selon le type de stockage d'énergie qui peut être sous forme électrique, magnétique, thermique, chimique, cinétique ou du potentiel gravitationnel, etc. Du point de vue du système, d'autres critères peuvent être pris en considération tels que le temps d'accès à l'énergie et le contrôle des unités de stockage, comme illustré sur la figure 3-1.

Selon le diagramme de Ragone, ils peuvent être classés en deux catégories [68]:

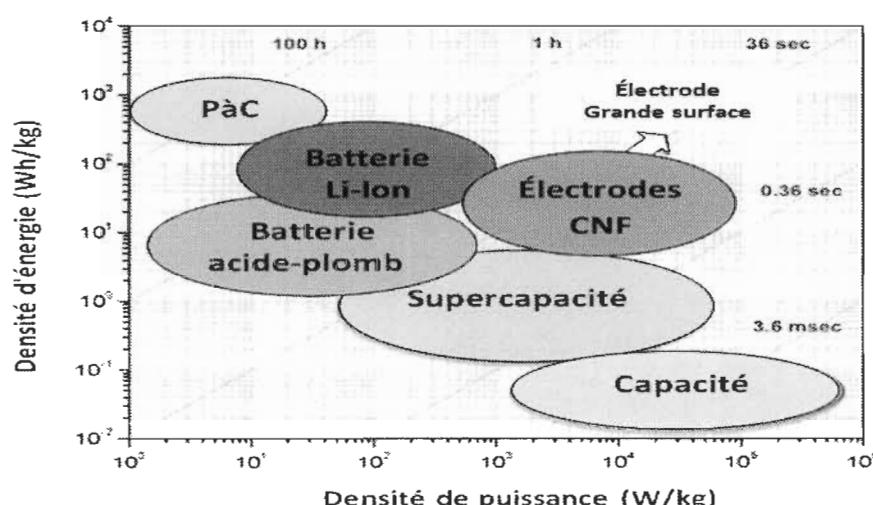


Figure 3-1 Diagramme de Ragone [69]

- Systèmes de stockage à forte dynamique « *sources de puissance* », qui peuvent fournir une densité de puissance élevée. Ces systèmes ne peuvent pas stocker de l'énergie à long terme, mais peuvent répondre à des variations rapides de puissance. Parmi ces systèmes, il y a les volants inertIELS, les supercondensateurs, des supraconducteurs à stockage d'énergie magnétique;
- Systèmes de stockage à long terme « *sources d'énergie* », qui peuvent fournir une grande densité d'énergie à long terme, sont caractérisés par une faible

dynamique. Parmi ces systèmes il y a les génératrices diesel, les micro turbines à gaz, batteries, piles à combustible combinées à un réservoir d'hydrogène.

3.6 Différentes structures de systèmes de production pour régions reculées

Il existe principalement deux types de structures de SEH qui sont utilisées [68, 70]:

3.6.1 Structure à bus à CA

La structure du SEH à bus à CA est illustrée par la figure 3-2. Un SEH est dit à *sources centralisées*, lorsque toutes les sources de conversion d'énergie sont connectées au bus à CA [71], et il est dit à *sources décentralisées*, lorsque les différentes sources de conversion d'énergie ne sont pas reliées au principal bus à CA [72]. Les avantages de cette structure sont sa simplicité et sa rentabilité [73, 74]. Cependant, la tension et la fréquence du bus à AC doivent être bien contrôlées afin d'assurer la stabilité et la fiabilité du SEH.

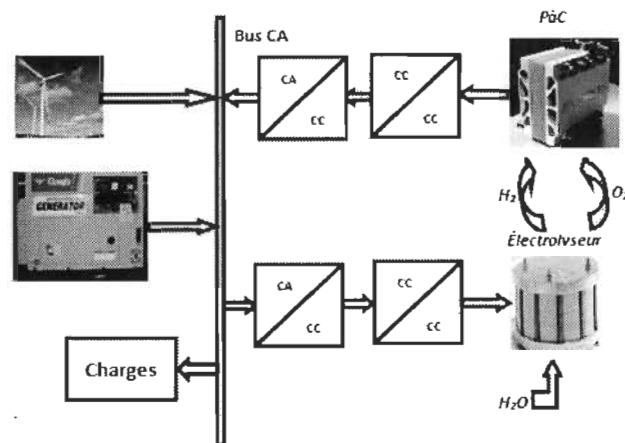


Figure 3-2 Structure de SEH à couplage à CA

3.6.2 Structure à bus à CC

Contrairement au SEH à couplage à CA, dans un SEH à CC, toutes les sources de conversion d'énergie sont reliées au bus à CC avant d'être raccordées au réseau [70]. Le

raccordement au réseau dans le cas d'un réseau électrique centralisé, ou bien l'alimentation des charges pour un réseau autonome se fait par un convertisseur CC/CA. La structure générale du SEH à couplage à CC est montrée sur la figure. 3-3.

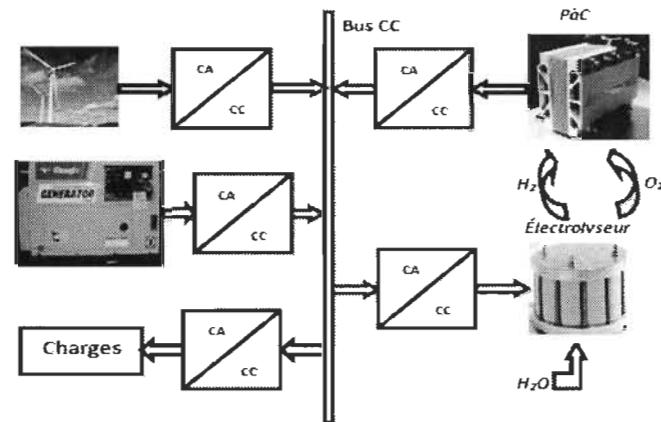


Figure 3-3 Structure de SEH à couplage à CC

Cependant, il existe d'autres structures de SEH qui sont autres que les deux de structures citées en haut. En effet, il existe une structure mixte qui combine les avantages des deux structures principales. La figure 3-4 montre la structure du SEH à couplage mixte.

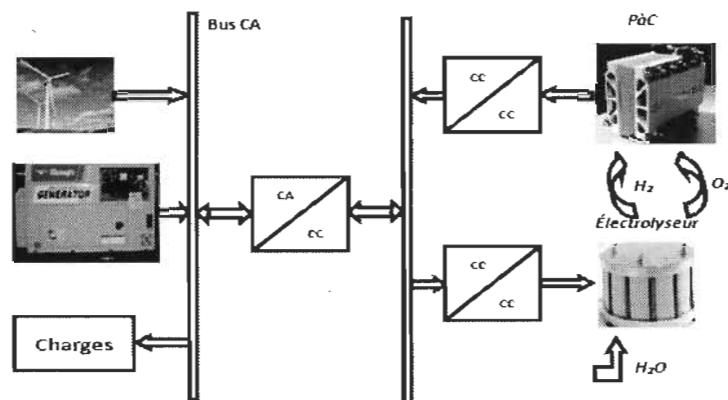


Figure 3-4 Structure de SEH à couplage mixte

3.7 Dimensionnement des systèmes de production autonomes

Étant donné que les SEH utilisent des SER dans le but de réduire la consommation des carburants d'origine fossile, un dimensionnement approprié des différents composants du système est nécessaire. En effet, pour un fonctionnement fiable et rentable du SEH, il est nécessaire de choisir la taille des différentes sources ainsi que le système de stockage d'énergie associé.

L'approche qui a été choisie dans ce travail de recherche pour le dimensionnement de du SEH est basée sur l'évaluation du potentiel éolien du site d'implantation, ainsi que la demande. Cette approche de dimensionnement a été largement reportée dans la littérature, et ne sera pas détaillée dans ce mémoire. De plus, une nouvelle méthode pour un dimensionnement adéquat du système de stockage d'énergie sous forme d'hydrogène sera présenté. L'objectif de cette méthode est de réduire la consommation du diesel et d'augmenter le rendement énergétique du système de stockage.

3.8 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons abordé un état de l'art sur les SEH qui sont utilisés pour l'alimentation en électricité des zones isolées. Par la suite, une présentation des différents éléments composant les SEH a été réalisée. Les différentes topologies des SEH existantes ainsi que celle qui a été choisie dans notre travail de recherche ont été présentées.

Enfin, la problématique du dimensionnement du SEH, qui est essentielle pour un fonctionnement fiable et rentable, a été abordée d'une manière succincte. En fait, cette question sera traitée en détail dans les prochains chapitres.

Dans la chapitre suivant, une étude d'un système éolien à base de machine asynchrone à double alimentation (MADA) sera réalisée. De plus, une stratégie d'optimisation de la production de l'énergie éolienne, avec la proposition d'un nouvelle algorithme d'extraction du maximum de puissance éolienne, sera présentée.

Chapitre 4 - Modélisation et commande d'un système éolien à base de MADA

4.1 Introduction

Ces deux dernières décades, l'énergie éolienne est la SER qui a connu la plus grande progression. Les développements qu'à connu l'électronique de puissance combiné au systèmes de plus en plus performants ont contribué à cette progression. En effet, l'utilisation d'interfaces de puissance permet un fonctionnement à vitesse variable de l'éolienne, et l'extraction du maximum de puissance [75]. Bien qu'il soit possible de connecter les génératrices éoliennes directement au réseau (pour les éoliennes à vitesse fixe), il est préférable d'utiliser de l'électronique de puissance pour améliorer l'efficacité et le rendement du système éolien. En effet, les convertisseurs de puissance permettent un fonctionnement souple avec l'atténuation des perturbations dues aux variations brusques et aléatoire de la vitesse du vent. De plus, ces interfaces de puissance contribuent à l'amélioration de la qualité de l'onde telle que le filtrage harmonique et la contribution au contrôle de la tension [75, 76]. Ainsi, les systèmes éoliens peuvent participer aux services système [77, 78].

Parmi les nombreuses technologies d'éoliennes fonctionnant à vitesse variable, la MADA est la machine qui a connu un grand intérêt ces deux dernières décades. En effet, cette machine a l'avantage de permettre une capacité élevée de transfert d'énergie, la réduction de la taille des convertisseurs de puissance dimensionnés à un tiers de la

puissance nominale du système éolien [79-82]. Alors que le stator de la MADA est directement lié au réseau, le rotor est connecté via deux convertisseurs MLI (Modulation de Largeur d'Impulsion) connectés dos-à-dos, avec un condensateur de liaison à CC (voire figure 4.2). La fréquence de la tension injectée au rotor est ajustée en fonction de la variation de vitesse de la turbine pour obtenir une fréquence constante aux bornes du stator [83].

4.2 État de l'art des systèmes de conversion électromécanique

Pour une maximisation de la production de l'énergie éolienne et une souplesse de fonctionnement, les turbines à vitesse variable sont les plus performantes par rapport aux turbines fonctionnant à vitesse fixe [84]. En effet, la quantité de la production de l'énergie éolienne augmente jusqu'à 10-15% avec les éoliennes à vitesse variable qu'avec les éoliennes à vitesse fixe [85].

Les systèmes éoliens peuvent être classés suivant plusieurs critères. L'un des critères est l'utilisation de boite à vitesse, qui permettent d'adapter la vitesse faible de la turbine à la vitesse de fonctionnement élevée de certaines machines telles que la MADA. Il y a aussi des génératrices qui peuvent fonctionner à faible vitesse du vent, telles que les Génératrices Synchrones à Aimant Permanents (GSAP). L'avantage des systèmes éoliens sans boite à vitesse, est la faible maintenance, augmentant ainsi leur fiabilité. L'autre critère est l'utilisation des systèmes de variation des angles des pales; (1) système à décrochage naturel (*Stall control*); (2) système à décrochage actif (*Pitch control*) [86].

La MADA et la GSAP sont les machines les plus utilisées dans les systèmes de conversion de l'énergie éolienne [87]. Le synoptique d'un système éolien utilisant une

GSAP est illustré par la figure 4.1. La GSAP peut être utilisée sans boîte à vitesse, ce qui lui donne un grand avantage de nécessiter une faible maintenance. L'énergie produite par la GSAP est transférée vers le réseau via une interface de puissance constituée de deux convertisseurs de puissance MLI connectés dos-à-dos.

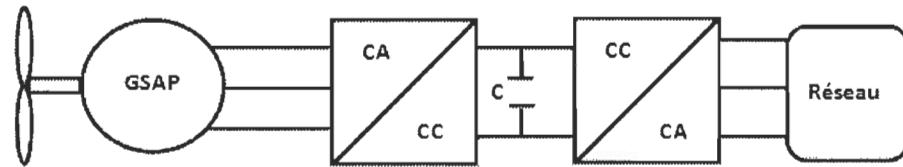


Figure 4-1 Synoptique de la structure du système éolien à base de GSAP

Le schéma du système éolien à base MADA, qui fera l'objet de l'étude dans notre travail de thèse est représenté sur la figure 4.2.

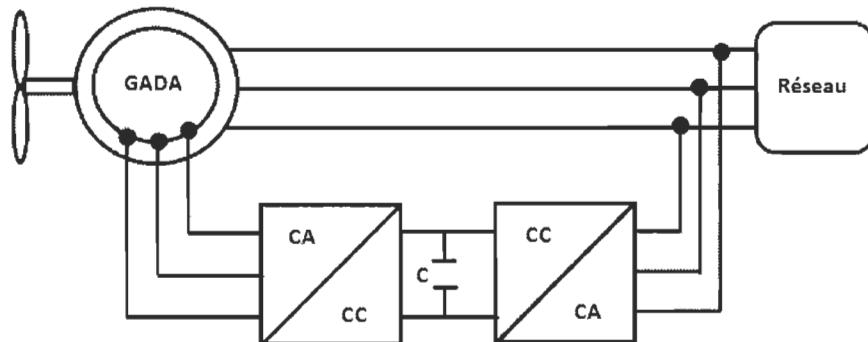


Figure 4-2 Synoptique de la structure du système éolien à base de MADA

4.3 Machine Asynchrone à Double Alimentation (MADA)

La MADA, qui est largement utilisée dans les systèmes de conversion de l'énergie éolienne, a plusieurs avantages tels que sa robustesse, son coût, sa simplicité et nécessite peu d'entretien. La MADA qui a un fonctionnement à vitesse variable (environ un tiers autour de la vitesse synchrone), qui lui confère un grand avantage par rapport aux machines utilisant des interfaces de puissance dimensionnées pour la puissance nominale. De

nombreux travaux de recherche ont traité des lois de commande des convertisseurs de puissance utilisés pour l'optimisation de l'extraction de la puissance éolienne. Ces lois de commandes sont généralement basées sur le principe de la commande vectorielle (avec orientation du flux) associée à des régulateurs conventionnels [88-90].

Avec les progrès technologiques sur les matériaux, l'électronique de puissance et la micro-informatique, les contrôleurs classiques, tels que les PI, qui sont déterminés pour fonctionner sur un seul point de fonctionnement, peuvent être remplacés par l'élaboration de stratégies plus efficaces basées sur des techniques de contrôle modernes telles que: la logique floue [91], la commande robuste [92-94], la commande adaptative [95] et la commande en mode de glissement [96-98].

4.4 Modélisation du système éolien

La structure du système éolien adoptée dans notre étude est illustrée sur la Fig. (4.3). Il est constitué d'une turbine et une MADA couplée à un réseau triphasé. Dans une telle configuration, l'enroulement du stator est directement connecté au réseau, tandis que l'enroulement rotorique est relié au réseau via deux convertisseurs de puissance permettant un échange de puissance entre le rotor et le réseau. Ainsi, le Convertisseur Côté Machine (CCM) de la MADA permet une commande indépendante en puissances active et réactive, alors que le Convertisseur Côté Réseaux (CCR) permet la régulation de la tension du bus à CC et le réajustement du facteur de puissance côté réseau.

Dans notre étude, le système éolien fonctionne en deux modes : (1) le mode *hyposynchrone*, lorsque la puissance aérodynamique est insuffisante pour atteindre la vitesse synchrone, le système fonctionne en mode 1: extraction de la puissance maximale; (2) le

mode *hyper-synchrone*, lorsque la vitesse du vent est supérieure à la valeur nominale. Dans ce cas, le système passe à l'état 2, où la puissance produite est limitée à sa valeur nominale par le système de variation d'angle de pales (pitch control).

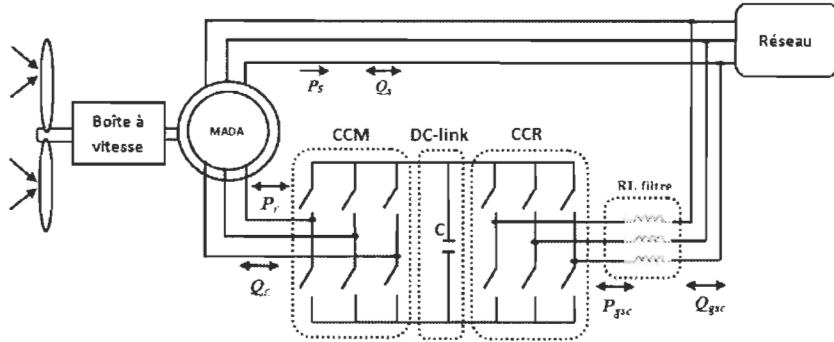


Figure 4-3 Structure du système de génération éolienne à base de MADA

4.4.1 Modélisation de la turbine

Pour une vitesse de vent donnée v_w , la puissance mécanique générée par la turbine peut être exprimée comme suit [99]:

$$P_m = \frac{1}{2} \rho A C_p(\lambda, \beta) v_w^3 \quad (4-1)$$

où ρ est la densité de l'air en kg/m^3 ; $A = \pi R^2$ est la surface brassée par les pales en m^2 , et R est le rayon des pales en m.

Le modèle aérodynamique de la turbine peut être déterminée par la courbe $C_p(\lambda, \beta)$. C_p est le coefficient de puissance qui est fonction de ratio de vitesse spécifique λ et de l'angle de calage des pales β . La relation du ratio de vitesse spécifique est la suivante:

$$\lambda = \frac{\Omega_r R}{v_w} \quad (4-2)$$

Où Ω_r représente la vitesse de rotation de la turbine en rad/sec.

Connaissant la valeur optimale du ratio de vitesse spécifique (λ_{opt}), ainsi que la valeur estimée de la vitesse du vent \hat{v}_w , la valeur optimale à imposer à la MADA pour extraire le maximum de puissance est donnée par l'expression suivante :

$$\Omega_r^* = \frac{\lambda_{opt} \hat{v}_w}{R} \quad (4-3)$$

Le coefficient de puissance qui est adimensionnel est donné par la relation suivante:

$$C_p = 0.398 \sin\left(\frac{\pi(\lambda - 3)}{15 - 0.3\beta}\right) - 0.00394(\lambda - 2)\beta \quad (4-4)$$

C_p le coefficient définit le rendement aérodynamique de la turbine. La figure 4.4 représente le coefficient de puissance qui dépend des dimensions des pales, du ratio de vitesse spécifique λ et de l'angle de calage des pales β .

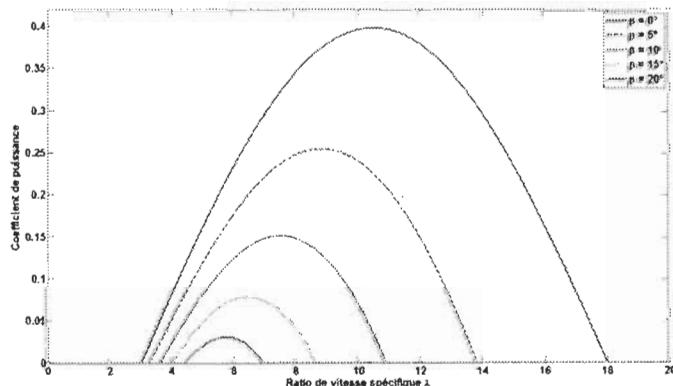


Figure 4-4 Coefficient de puissance (C_p) en fonction du ratio de vitesse spécifique (λ)

4.4.2 Modélisation de la machine asynchrone à double alimentation

En appliquant les transformations de Concordia et de Park au modèle triphasé du modèle de la MADA, qui est largement rapporté dans la littérature, les tensions rotoriques et statoriques peuvent être écrites dans le repère de $d-q$ comme suit [100, 101]:

$$\begin{cases} v_{ds} = r_s i_{ds} + \frac{d\lambda_{ds}}{dt} - \omega_s \lambda_{qs} \\ v_{qs} = r_s i_{qs} + \frac{d\lambda_{qs}}{dt} + \omega_s \lambda_{ds} \end{cases} \quad (4-5)$$

$$\begin{cases} v_{dr} = r_r i_{dr} + \frac{d\lambda_{dr}}{dt} - \omega_r \lambda_{qr} \\ v_{qr} = r_r i_{qr} + \frac{d\lambda_{qr}}{dt} + \omega_r \lambda_{dr} \end{cases} \quad (4-6)$$

Où r_s et r_r sont respectivement la résistance statorique et rotorique et ω_s et ω_r sont respectivement la pulsation de synchronisme et les pulsations rotoriques.

Les flux statoriques et rotoriques sont donnés respectivement par la relation suivante :

$$\begin{cases} \lambda_{ds} = L_s i_{ds} + M i_{dr} \\ \lambda_{qs} = L_s i_{qs} + M i_{qr} \end{cases} \quad (4-7)$$

$$\begin{cases} \lambda_{dr} = L_r i_{dr} + M i_{ds} \\ \lambda_{qr} = L_r i_{qr} + M i_{qs} \end{cases} \quad (4-8)$$

Où L_s et L_r sont respectivement les inductances statorique et rotorique, et M est l'inductance mutuelle.

L'expression du couple électromagnétique est donnée par la relation suivante :

$$C_{em} = P (\lambda_{ds} i_{qs} + \lambda_{qs} i_{ds}) \quad (4-9)$$

Où P représente le nombre de paires de pôles.

L'équation mécanique de la MADA :

$$C_{em} - C_r = J \frac{d\Omega}{dt} + f\Omega \quad (4-10)$$

Où C_r est le couple résistant, J le moment d'inertie, f le coefficient de frottement et la vitesse de la MADA.

En négligeant les pertes de puissance associées à la résistance statorique, les puissances active et réactive peuvent être exprimées comme suit [102]:

$$\begin{cases} P_s = \frac{3}{2} (v_{ds} i_{ds} + v_{qs} i_{qs}) \\ Q_s = \frac{3}{2} (v_{qs} i_{ds} - v_{ds} i_{qs}) \end{cases} \quad (4-11)$$

De la même façon, on peut exprimer les puissances active et réactive rotoriques comme suit :

$$\begin{cases} P_r = \frac{3}{2} (v_{dr} i_{dr} + v_{qr} i_{qr}) \\ Q_r = \frac{3}{2} (v_{qr} i_{dr} - v_{dr} i_{qr}) \end{cases} \quad (4-12)$$

Étant donné que la fréquence des tensions statoriques est imposée par le réseau électrique, la pulsation des courants rotoriques est donnée par :

$$\omega_r = \omega_s - p\Omega \quad (4-13)$$

Avec ω_r et ω_s représentent les pulsations des signaux rotoriques et statoriques respectivement en rad/s. Les angles θ_r et θ_s qui sont calculés respectivement par l'intégration de ω_r et ω_s respectivement :

$$\theta_r = \int_0^t \omega_r dt + \theta_{r0} \quad (4-14)$$

$$\theta_s = \int_0^t \omega_s dt + \theta_{s0} \quad (4-15)$$

4.4.3 Commande vectorielle de la MADA

La MADA est un système non-linéaire, où son couple électromagnétique (la relation 4.9) est obtenu à travers un produit croisé entre les flux et les courants statoriques. Ceci rend la commande de la MADA difficile. La commande vectorielle (la commande par orientation de flux) est utilisée afin d'éliminer cette difficulté.

Nous avons choisi un référentiel diphasé *d-q* lié au champ tournant (ce qui nous permettra d'avoir des grandeurs constantes en régime permanent), et d'orienter le flux statorique Φ_s suivant l'axe *d*, par l'alignement du vecteur du flux statorique sur l'axe *d*. Ainsi, les équations de flux et de courants peuvent s'écrire respectivement:

$$\begin{cases} \lambda_{ds} = L_s i_{ds} + M i_{dr} = \Phi_s \\ \lambda_{qs} = L_s i_{qs} + M i_{qr} = 0 \end{cases} \quad (4-16)$$

$$\begin{cases} i_{ds} = \frac{\Phi_s}{L_s} - \frac{M}{L_s} i_{dr} \\ i_{qs} = -\frac{M}{L_s} i_{qr} \end{cases} \quad (4-17)$$

Ainsi, les tensions statoriques dans le repère *d-q* peuvent s'écrire respectivement comme suit :

$$\begin{cases} v_{ds} = r_s i_{ds} + \frac{d\lambda_{ds}}{dt} - \omega_s \lambda_{qs} \approx 0 \\ v_{qs} = r_s i_{qs} + \frac{d\lambda_{qs}}{dt} + \omega_s \lambda_{ds} \approx \omega_s \lambda_{ds} \end{cases} \quad (4-18)$$

À partir des équations (4.6) et (4.8), les tensions rotoriques peuvent s'écrire comme suit :

$$\begin{cases} v_{dr} = r_r i_{dr} + \frac{d(L_r i_{dr} + M i_{ds})}{dt} - \omega_r (L_r i_{qr} + M i_{qs}) \\ v_{qr} = R_r i_{qr} + \frac{d(L_r i_{qr} + M i_{qs})}{dt} + \omega_r (L_r i_{dr} + M i_{ds}) \end{cases} \quad (4-19)$$

$$\begin{cases} v_{dr} = r_r i_{dr} + L_r \frac{di_{dr}}{dt} + M \frac{di_{ds}}{dt} - \omega_r L_r i_{qr} + \omega_r M i_{qs} \\ v_{qr} = r_r i_{qr} + L_r \frac{di_{qr}}{dt} + M \frac{di_{qs}}{dt} + \omega_r L_r i_{dr} + \omega_r M i_{ds} \end{cases} \quad (4-20)$$

En remplaçant les expressions des courants statoriques dans (4.20) par leur expression (4.17), nous obtenons la relation suivante :

$$\begin{cases} v_{dr} = r_r i_{dr} + L_r \frac{di_{dr}}{dt} - \frac{M^2}{L_s} \frac{di_{dr}}{dt} - \omega_r L_r i_{qr} - \omega_r M \frac{M}{L_s} i_{qr} \\ v_{qr} = r_r i_{qr} + L_r \frac{di_{qr}}{dt} - \frac{M^2}{L_s} \frac{di_{qr}}{dt} + \omega_r L_r i_{dr} + \omega_r M \frac{\Phi_s}{L_s} - \omega_r M \frac{M}{L_s} i_{dr} \end{cases} \quad (4-21)$$

$$\begin{cases} v_{dr} = r_r i_{dr} + \left(L_r - \frac{M^2}{L_s} \right) \frac{di_{dr}}{dt} - \omega_r L_r i_{qr} - \omega_r \frac{M^2}{L_s} i_{qr} \\ v_{qr} = r_r i_{qr} + \left(L_r - \frac{M^2}{L_s} \right) \frac{di_{qr}}{dt} + \omega_r L_r i_{dr} + \omega_r M \frac{\Phi_s}{L_s} - \omega_r \frac{M^2}{L_s} i_{dr} \end{cases} \quad (4-22)$$

$$\begin{cases} v_{dr} = r_r i_{dr} + \left(L_r - \frac{M^2}{L_s} \right) \frac{di_{dr}}{dt} - \omega_r \left(L_r - \frac{M^2}{L_s} \right) i_{qr} \\ v_{qr} = r_r i_{qr} + \left(L_r - \frac{M^2}{L_s} \right) \frac{di_{qr}}{dt} + \omega_r \left(L_r - \frac{M^2}{L_s} \right) i_{dr} + \omega_r \frac{M}{L_s} \Phi_s \end{cases} \quad (4-23)$$

En remplaçant l'expression du flux de (4.16) et les expressions des courants statoriques de la relation (4.17) dans (4.9), le couple électromagnétique s'exprime comme suit :

$$C_{em} = -P\phi_s \frac{M}{L_s} i_{qr} \quad (4-24)$$

En remplaçant les expressions (4.17) et (4.18) dans la relation (4.11) les puissances active et réactive statoriques peuvent s'exprimer de nouveau comme suit :

$$\begin{cases} P_s = -v_s \frac{M}{L_s} i_{qr} \\ Q_s = \frac{v_s \phi_s}{L_s} - \frac{v_s M}{L_s} i_{dr} \end{cases} \quad (4-25)$$

Le schéma simplifié du modèle mathématique de la MADA est montré par la figure 4.5 suivante :

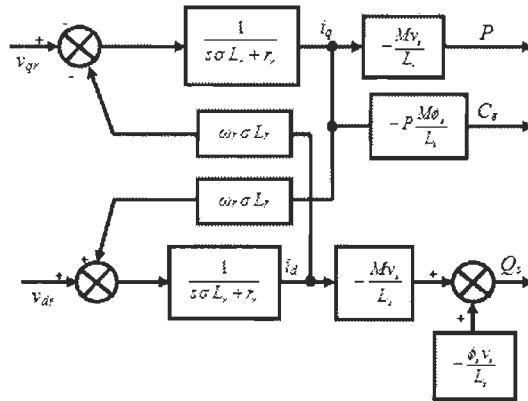


Figure 4-5 Synoptique du modèle simplifié de la MADA

4.4.4 Modélisation du bus à CC

Les deux convertisseurs de puissance CA/CC qui permettent la connexion du circuit rotorique de la MADA et le réseau électrique sont reliés entre eux via un bus à CC afin de permettre un transfert de puissance entre deux sources de courant avec des fréquences différentes. La figure 4.6 illustre la connexion de deux convertisseurs de puissance à travers le bus à CC.

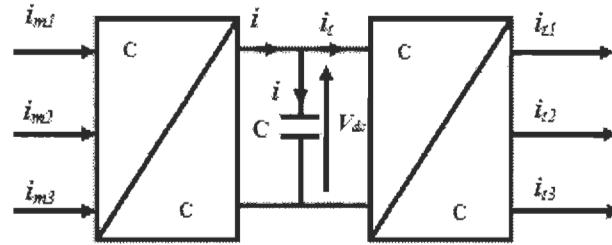


Figure 4-6 Connexion de deux convertisseurs de puissance à travers un bus à CC

La tension du bus à CC V_{dc} peut être exprimée comme suit :

$$V_{dc} = \int \frac{1}{C} i_c(t) dt + V_{dc}(t=0) \quad (4-26)$$

Avec C la capacité du bus à CC, et $V_{dc}(t=0)$ la tension initiale du bus continu.

L'expression de la relation (3.26) peut être représentée par la figure 4.7 suivante :

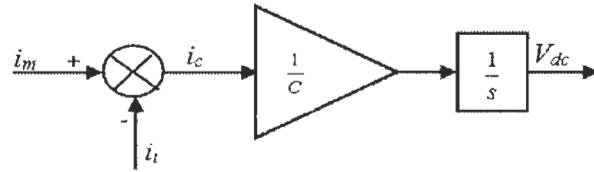


Figure 4-7 Modélisation du bus CC

4.4.5 Modélisation du filtre $R_f L_f$ côté réseau

En appliquant la loi des mailles à la figure 4.8, la tension du filtre $R_f L_f$ s'écrit sous forme matricielle suivante [103]:

$$\begin{pmatrix} V_{m1} \\ V_{m2} \\ V_{m3} \end{pmatrix} = R_f \begin{pmatrix} i_{g1} \\ i_{g2} \\ i_{g3} \end{pmatrix} + L_f \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} i_{g1} \\ i_{g2} \\ i_{g3} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} V_{t1} \\ V_{t2} \\ V_{t3} \end{pmatrix} \quad (4-27)$$

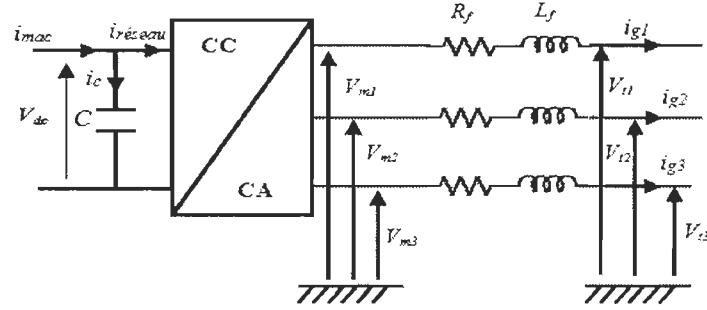


Figure 4-8 - Schéma du Convertisseur CCR et du filtre R_fL_f

En appliquant la transformation de Park à la relation (4.27), on obtient la relation suivante :

$$\begin{cases} V_{md} = R_f i_{gd} + L_f \frac{di_{gd}}{dt} - L_f \omega_s i_{gq} + V_{td} \\ V_{mq} = R_f i_{gq} + L_f \frac{di_{gq}}{dt} + L_f \omega_s i_{gd} + V_{tq} \end{cases} \quad (4-28)$$

Avec :

$$\begin{pmatrix} V_{td} \\ V_{tq} \end{pmatrix} = [P(\theta)] \begin{pmatrix} V_{d1} \\ V_{d2} \\ V_{d3} \end{pmatrix}; \begin{pmatrix} V_{md} \\ V_{mq} \end{pmatrix} = [P(\theta)] \begin{pmatrix} V_{m1} \\ V_{m2} \\ V_{m3} \end{pmatrix}; \begin{pmatrix} i_{gd} \\ i_{gq} \end{pmatrix} = [P(\theta)] \begin{pmatrix} i_{g1} \\ i_{g2} \\ i_{g3} \end{pmatrix}$$

$[P(\theta)]$: Matrice de Park.

Les tensions de couplage e_d et e_q s'écrivent comme suit :

$$\begin{cases} e_d = L_f \omega_s i_{gd} \\ e_q = -L_f \omega_s i_{gq} \end{cases} \quad (4-29)$$

En posant :

$$\begin{cases} V_{fd} = V_{md} - e_q - V_{td} \\ V_{fq} = V_{mq} - e_d - V_{tq} \end{cases} \quad (4-30)$$

Les relations (4.28), (4.29) et (4.30) nous permettent d'écrire la relation (4.31) suivante :

$$\begin{cases} V_{fd} = R_f i_{gd} + L_f \frac{di_{gd}}{dt} \\ V_{fq} = R_f i_{gq} + L_f \frac{di_{gq}}{dt} \end{cases} \quad (4-31)$$

La fonction de transfert du filtre peut s'écrire comme suit :

$$\begin{cases} F(s) = \frac{i_{gd}(s)}{V_{fd}(s)} = \frac{1}{R_f + sL_f} \\ F(s) = \frac{i_{gq}(s)}{V_{fq}(s)} = \frac{1}{R_f + sL_f} \end{cases} \quad (4-32)$$

Le synoptique de contrôle des courant dans le filtre est représenté par la Figure (4.9) suivante [104] :

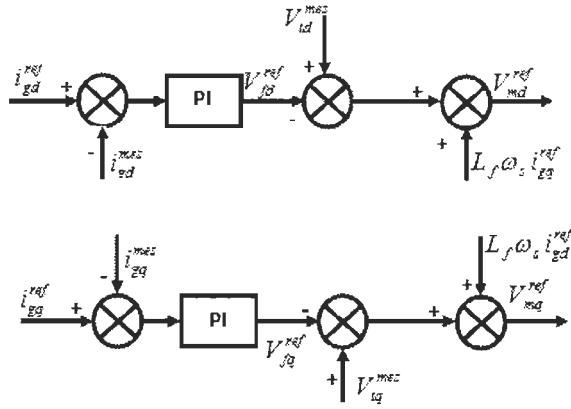


Figure 4-9 Schéma de principe du contrôle du courant dans le filtre

À partir des tensions V_{gd}^{ref} et V_{gq}^{ref} , et en appliquant la transformation de Park, nous obtenons les trois tensions de référence V_a^{ref} , V_b^{ref} et V_c^{ref} qui seront utilisées pour la commande du CCR en appliquant la technique de la MLI (Pulse Width Modulation en anglais).

4.4.6 Calcul de la puissance de référence du réseau

Pour la commande du CCR, nous avons besoin de connaitre la puissance active qui le traverse. À partir du nœud des courants de la figure 4.6, nous pouvons déterminer la puissance fournie ou absorbée par le convertisseur côté réseau (CCR).

$$P_{mac} - P_{cond} = P_{reseau} \quad (4-33)$$

Avec :

P_{mac} : la puissance fournie ou absorbée par la génératrice à travers son rotor.

P_{cond} : la puissance fournie ou absorbée par le condensateur de bus à CC.

P_{reseau} : la puissance fournie ou absorbée par le convertisseur CCR.

Ces puissances sont définies comme suit :

$$P_{mac} = V_{dc} i_{mac} \quad (4-34)$$

$$P_{cond} = V_{dc} i_{dc} \quad (4-35)$$

$$P_{reseau} = V_{dc} i_{reseau} \quad (4-36)$$

Ainsi, la puissance de référence absorbée ou fournie par le CCR peut être déterminée comme suit :

$$P_{reseau}^{ref} = V_{dc} i_{reseau} = V_{dc} (i_{mac} - i_{dc}) \quad (4-37)$$

La figure 4.10 ci-dessous illustre la détermination de la puissance de référence du CCR.

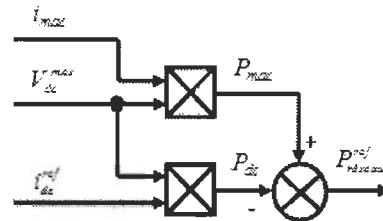


Figure 4-10 Détermination de la puissance active de référence du CCR

4.5 Commande de l'angle d'orientation des pales β (commande à pas variable)

Il existe deux principes de contrôle aérodynamique de l'éolienne dans le but de limiter la puissance fournie, et d'assurer un fonctionnement sécuritaire du système éolien. Le système à commande d'angle d'orientation des pales (*Pitch control* en anglais), est un système qui utilise la variation de l'angle de calage des pales (variation de l'angle d'incidence). L'adaptation de l'angle d'incidence des pales à la vitesse du vent afin d'essayer de capturer le maximum de puissance. C'est une technique assez coûteuse, qui est utilisée pour les éoliennes à moyenne et à grande puissance. Elle permet de régler mécaniquement l'angle des pales, ce qui permet de décaler la courbe du coefficient de puissance de la voilure [105].

Ces systèmes de commande à pas variable, ont été largement étudiés dans la littérature [106, 107]. Au départ, l'objectif était de maintenir une vitesse de rotation constante (éoliennes à vitesse fixe), et le rendement électrique sous une plage de vitesse de vent supérieure. Pour les éoliennes à vitesse variable, un autre principe de contrôle a été introduit dans le but de réduire la charge dans les grandes éoliennes [108]. À faibles vitesses de vent, le système d'orientation des pales est désactivé, et l'angle d'orientation reste à sa valeur optimale (0°), et la stratégie MPPT est utilisée pour extraire le maximum de puissance [109]. À des vitesses du vent plus élevées, le système de commande est

activée pour limiter la puissance. Les deux modes de contrôle travaillent parfois ensemble pour réguler la vitesse de la turbine dans la région de fort vent [110, 111].

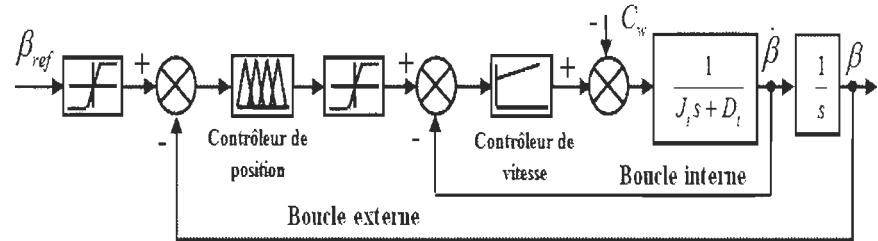


Figure 4-11 Principe de commande mécanique à pas variable d'une turbine

Étant donné qu'il y a des incertitudes sur la modélisation de la turbine, nous proposons d'utiliser deux régulateurs flous pour la boucle externe qui est le contrôle de position, et un régulateur PI pour le contrôle de la vitesse (voir figure 4.11). À noter que les gains du régulateur PI ont été déterminés par la méthode de placement des pôles. Les caractéristiques du régulateur flou sont présentées ci-dessous. Le tableau 4.1 représente les règles de base d'inférence utilisées pour le contrôleur de position du système pitch control. La figure 4.12 illustre la répartition de l'univers de discours des grandeurs d'entrée et de sortie du contrôleur de position flou.

Tableau 4-1 Règles d'inférence du régulateur flou utilisé pour le contrôle de la position des pales « Pitch Control »

		$\Delta e(t)$				
		NG	N	Z	P	PG
$e(t)$	NG	NG	Z	NG	Z	Z
	N	Z	N	N	Z	Z
	Z	NG	N	Z	P	PG
	P	Z	Z	P	P	Z
	PG	Z	Z	PG	Z	PG

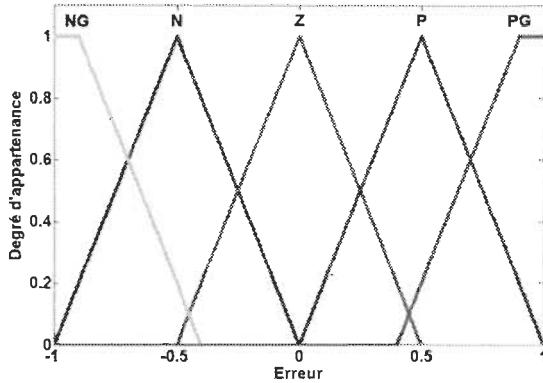


Figure 4-12 Fonction d'appartenance des entrées et sortie du contrôleur de position du système « Pitch Control »

4.6 Algorithme de poursuite de la puissance maximale de l'éolienne (MPPT)

Afin de pouvoir capturer le maximum de la puissance éolienne, la vitesse de l'aérogénérateur doit être ajustée en permanence en fonction de la variation de la vitesse du vent. De nombreux algorithmes MPPT ont été proposés dans la littérature. Dans [112] le ratio de vitesse spécifique est fixé à sa valeur optimale λ_{opt} afin d'extraire le maximum de la puissance de sortie avec la valeur optimale du coefficient de puissance. Cette méthode présente certains inconvénients, comme l'impossibilité d'adapter la vitesse de l'éolienne en cas de variation rapide de la vitesse du vent, en raison de son inertie. Dans [102] une autre méthode est présentée où λ_{opt} est calculé à partir des racines de la dérivée seconde de la relation du coefficient de puissance C_p . Cette méthode est principalement limitée par sa complexité et sa gourmandise en temps de calcul, surtout lorsque la représentation mathématique du C_p est un polynôme de quatrième ordre, dont beaucoup de relations sont rapportées dans la littérature, comme la relation 4.4 (utilisée dans ces travaux de recherche). Avec ces modèles de C_p , le calcul des racines de leurs dérivées secondes [12], est généralement difficiles à réaliser. Une autre technique MPPT utilise l'information sur la courbe de puissance maximale des éoliennes (puissance maximale en fonction de la vitesse

de rotation), pour poursuivre le point de la puissance maximale. Les principaux inconvénients de cette méthode sont la nécessité de mesures expérimentales des courbes de puissance mécanique en fonction de la vitesse de la turbine [13], et le besoin d'un grand espace de mémoire.

Dans notre travail, nous proposons une nouvelle stratégie MPPT sans capteurs mécaniques, basée sur les principes de la logique floue. La valeur optimale du coefficient de puissance est fournie par : (1) l'estimation de l'ensemble des pertes de puissance dans la chaîne de conversion éolienne [113]; (2) l'estimation de la vitesse du vent comme le montre la figure 4.13. La structure de l'algorithme MPPT FL proposé est présentée dans la figure 4.14. Le principal avantage de cette stratégie de MPPT sans capteurs mécaniques, est la possibilité de suivre le point de puissance maximale tout en réduisant la taille des convertisseurs (CCM et CCR) d'environ 50% par rapport à la taille utilisée dans la littérature. Ceci entraîne une réduction significative des coûts (maintenance et refroidissement) et des pertes du système éolien [113].

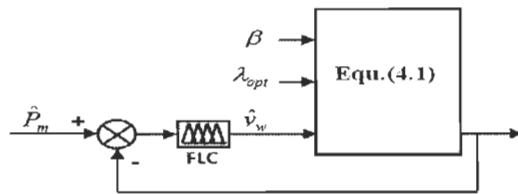


Figure 4-13 Schéma bloc de la stratégie d'estimation de la vitesse du vent

Dans ce qui suit, nous allons détailler l'algorithme MPPT FL proposé. Tout d'abord, la valeur optimale du coefficient de puissance (C_p) est exprimée par la relation suivante (voir figure 4.15):

$$C_p^{opt} = \frac{\hat{P}_{losses} + P_{nom}}{\frac{1}{2} \rho A \hat{v}_w^3} \quad (4-38)$$

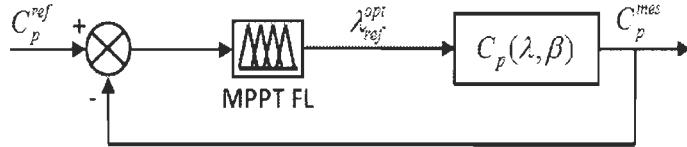


Figure 4-14 Schéma bloc de la stratégie MPPT FL proposée

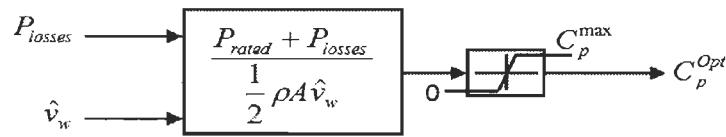


Figure 4-15 Schéma bloc de la stratégie d'estimation de la vitesse du vent

Où C_p^{opt} est le coefficient de puissance optimal permettant l'extraction de la puissance maximale du vent, \hat{v}_w^3 est la vitesse du vent estimée, \hat{P}_{losses} et P_{nom} sont respectivement les pertes de puissance estimée et la puissance nominale de sortie de la MADA.

Par la suite, nous allons utiliser de la valeur du coefficient de puissance de la relation (4.38) et la valeur de l'angle d'orientation des pales (qui est déterminé par le système Pitch Control) pour notre stratégie MPPT. En effet, l'algorithme MPPT FL calcule la valeur optimale du ratio de vitesse spécifique (λ_{opt}) qui permet de fournir la valeur optimale de l'énergie éolienne en fonction de la vitesse du vent (voir figure 4.14). La représentation mathématique du coefficient de puissance(C_p) utilisée dans cette étude est donnée par la relation 4.4. Par la suite, la vitesse de référence à imposer à la MADA pour le suivi de la valeur maximale de l'énergie éolienne est déterminée par la relation 4.3.

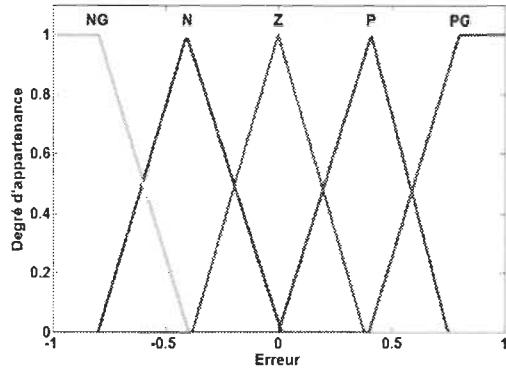


Figure 4-16 Erreur du coefficient de puissance (C_p)

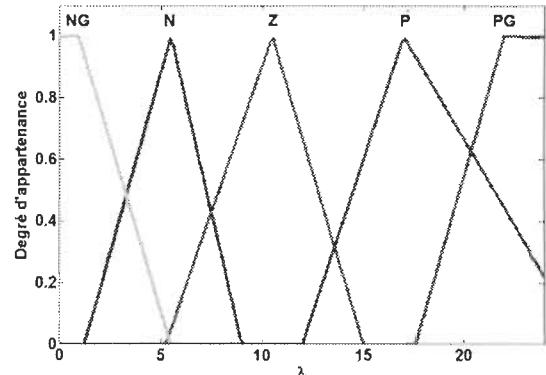


Figure 4-17 Ratio de vitesse spécifique

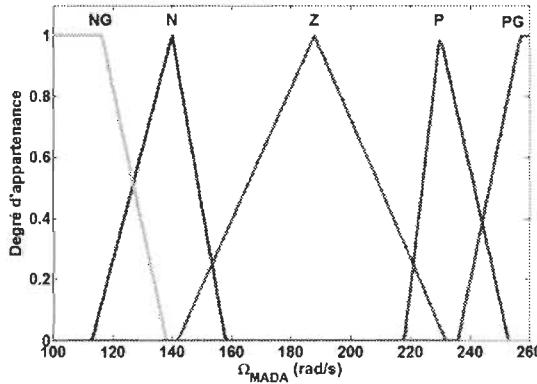


Figure 4-18 Vitesse rotorique de la MADA

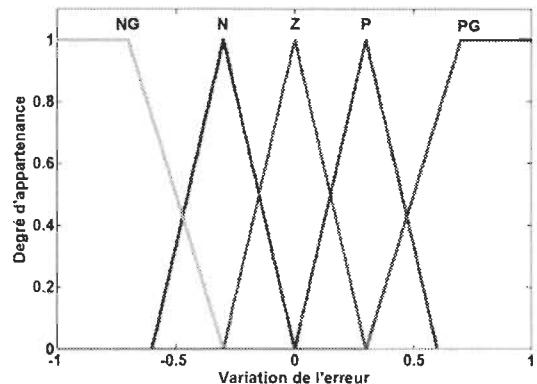


Figure 4-19 Variation de l'erreur

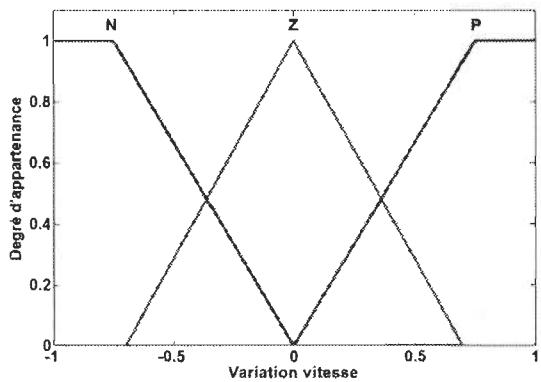


Figure 4-20 Variation de la vitesse rotorique de la MADA

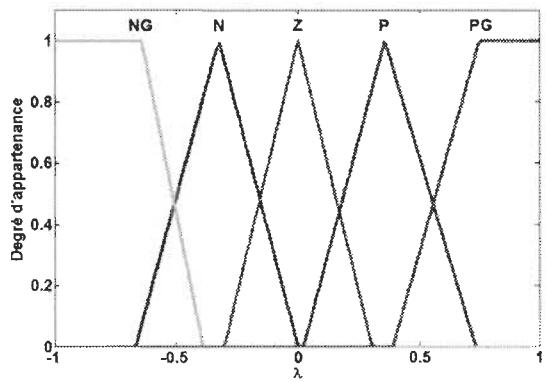


Figure 4-21 Valeur optimale du ratio de vitesse spécifique (λ_{opt})

La structure du contrôleur de logique floue proposé pour MPPT FL est développée ci-dessous. Il contient cinq entrées: l'erreur (Fig. 4.16), la valeur précédente du ratio de la vitesse spécifique λ_{opt} (Fig. 4.17), la vitesse rotorique de la MADA (Fig. 4.18), la variation de l'erreur (Fig. 4.19), le changement de la vitesse rotorique de la MADA (Fig. 4.20) et la sortie du contrôleur flou (FLC), représente la valeur actuelle optimale du ratio spécifique λ_{opt} (Fig. 4.21).

À noter que le contrôleur MPPT FL a été codé en C en utilisant un bloc intégrée S-fonction dans le logiciel Matlab/Simulink. Par conséquent, la mise en œuvre matérielle de l'algorithme MPPT FL lors de la réalisation expérimentale sera facilitée par l'utilisation d'un microcontrôleur ou d'un DSP.

4.7 Commande de la MADA

La commande de la MADA dans l'objectif de capturer le maximum de puissance du vent, consiste en la commande des deux convertisseurs CCM et CCR respectivement. C'est ce que nous allons aborder dans la suite de ce chapitre.

4.7.1 Commande du Convertisseur Côté Machine (CCM)

La figure 4.22 montre le schéma global de la commande vectorielle du CCM, qui consiste en l'imposition des tensions rotoriques à la MADA par l'intermédiaire de la commande du CCM. La commande des courants rotoriques permet la régulation des puissances active P_s et réactive Q_s . Ces puissances sont déterminées à travers l'application de la stratégie d'extraction du maximum de puissance, et la commande vectorielle indépendante des puissances P_s et Q_s qui seront détaillées dans ce chapitre.

La commande vectorielle indépendante des puissances active et réactive est accomplie par l'intermédiaire de la régulation des courants rotoriques [114]. Dans notre travail, nous proposons d'utiliser des régulateurs flous pour la commande des puissances (boucle externe) et des régulateurs PI classiques pour la commande des courants rotoriques (boucle interne), du fait qu'il est possible d'utiliser la méthode de placement des pôles. Nous proposons d'utiliser des régulateurs flous afin d'augmenter la robustesse et faire face aux incertitudes sur la variation des paramètres de la MADA. En effet, au cours de son fonctionnement, les paramètres de la machine, comme la résistance ou l'inductance peuvent varier [115], et la logique floue est connue pour être adaptée pour répondre à ses incertitudes [35].

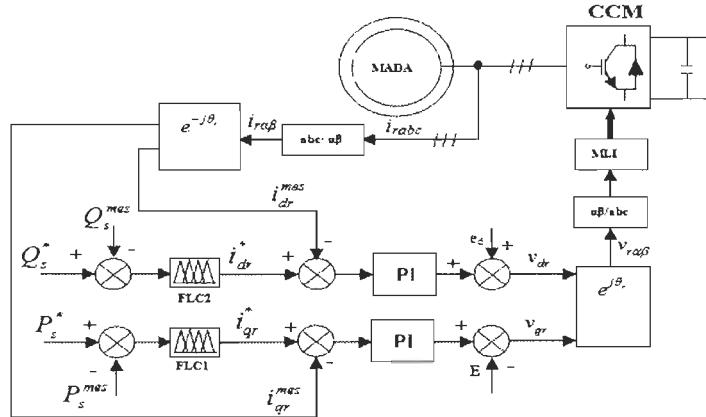


Figure 4-22 Schéma global de la commande vectorielle en puissance du CCM

Dans l'objectif de réaliser le découplage de la commande en puissance, le control vectoriel est adopté, avec une orientation du flux. Ainsi, les puissances active et réactive sont proportionnelles respectivement aux courants rotoriques, et peuvent être exprimées par les relations suivantes :

$$Q_s = \frac{v_s \Phi_s}{L_s} - v_s \frac{M}{L_s} i_{dr} \quad (4-39)$$

$$P_s = v_s i_{qs} = -v_s \frac{M}{L_s} i_{qr} \quad (4-40)$$

Où v_s et Φ_s sont respectivement la valeur efficace de la tension et le flux du réseau.

4.7.2 Commande de la vitesse de la MADA

Dans le but d'extraire le maximum de puissance éolienne, il est nécessaire de contrôler la vitesse de l'aérogénérateur en lui imposant la vitesse de référence déterminée par la stratégie MPPT présentée dans la section 4.6. La figure 4.24 représente le schéma bloc du contrôle de la vitesse de la MADA pour l'extraction du maximum de puissance.

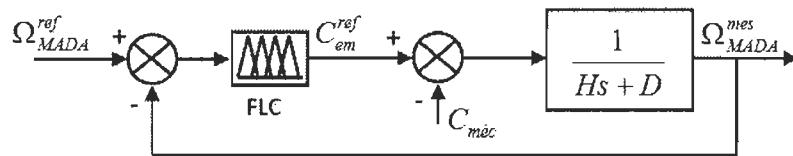


Figure 4-23 Schéma bloc de la commande de la vitesse de la MADA

Tableau 4-2 Règles d'inférence du régulateur flou utilisé pour la régulation de la vitesse de la MADA

		e				
		NG	N	Z	P	PG
Δe	NG	NG	N	N	Z	Z
	N	NG	N	N	Z	Z
Z	NG	N	Z	P	PG	
P	Z	Z	P	P	P	
PG	Z	Z	P	P	PG	

Les caractéristiques du contrôleur flou utilisé pour la commande de la vitesse de la MADA sont présentées ci-dessous. Le tableau 4.2 représente les règles d'inférence utilisées pour le régulateur flou, où seulement les cases foncées sont activées. La figure 4.25 illustre les fonctions d'appartenance de type triangulaire, et la répartition de l'univers du discours.

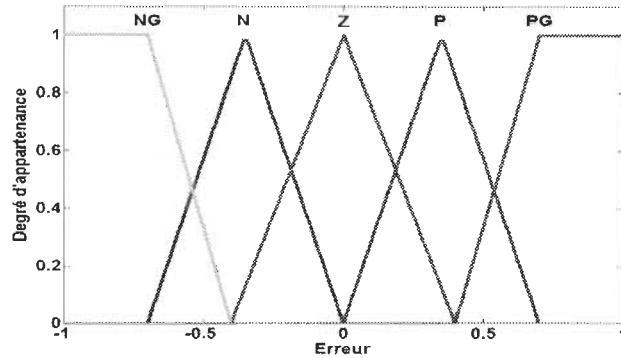


Figure 4-24 Fonctions d'appartenance des entrées et de la sortie du contrôleur de vitesse

4.7.3 Commande du Convertisseur Côté Réseau (CCR)

Le contrôle du CCR permet à la fois de réguler la tension du bus continu (CC) et d'ajuster le facteur de puissance côté réseau en jouant sur la puissance réactive fournie ou injectée. Le schéma de principe du convertisseur CCR et du filtre $R_f L_f$ est représenté par la figure 4.26. Le CCR est un convertisseur de puissance bidirectionnel dans la mesure où il peut fonctionner en :

- Redresseur lorsque le glissement (g) est positif (mode *hyposynchrone*);
- Onduleur lorsque le glissement est négatif (mode *hypersynchrone*).

À présent, nous allons détailler la stratégie choisie pour la commande du CCR.

L'objectif du contrôle du CCR consiste à réguler la tension du bus continu, et donc à contrôler le flux de puissance active et à réajuster la facture de puissance par la gestion de la puissance réactive. Un fonctionnement à facteur de puissance unitaire est possible en imposant une puissance réactive nulle. Une commande vectorielle avec l'orientation du flux d'une façon appropriée suivant le repère $d-q$, permet l'achèvement du découplage entre le contrôle de la puissance active et réactive [116].

Ceci revient à écrire :

$$V_{id} = V_m \quad (4-41)$$

$$V_{iq} = 0 \quad (4-42)$$

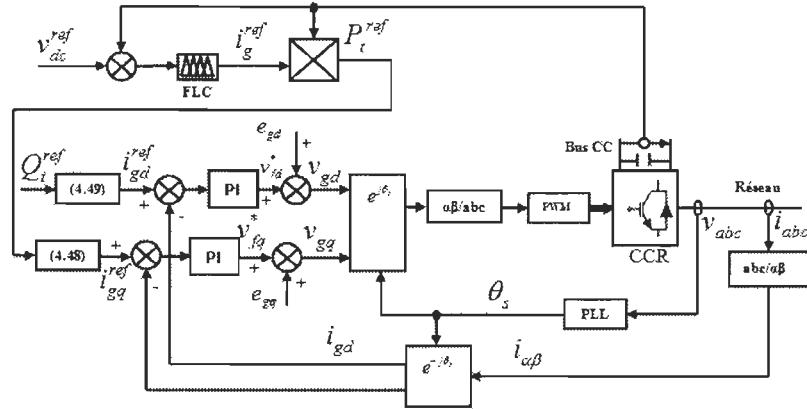


Figure 4-25 Schéma bloc du principe global du contrôle du CCR

Ainsi, la puissance active P_t et la puissance réactive Q_t peuvent être exprimée respectivement dans le repère de Park comme suit [116]:

$$P_t = \frac{3}{2} (V_{id} i_{gd} + V_{iq} i_{gq}) = \frac{3}{2} V_m i_{gd} \quad (4-43)$$

$$Q_t = \frac{3}{2} (V_{iq} i_{gd} - V_{id} i_{gq}) = -\frac{3}{2} V_m i_{gq} \quad (4-44)$$

A partir de la relation (4.46), lorsque P_t est positive, le CCR est en mode redresseur, en absorbant l'énergie à partir du réseau. Alors que si P_t est négative, le CCR est en mode onduleur, en fournissant de l'énergie au réseau. Quant à la puissance réactive, si Q_t est positive, le CCR absorbe la puissance réactive. Si Q_t est négative, le CCR fournit de la puissance réactive. Ainsi, comme le montre les relations (4.46) et (4.47), la composante

direct du courant permet de contrôler la puissance active, alors que le composante en quadratique permet de réajuster la puissance réactive.

Ainsi, à partir des relations (4.46) et (4.47), les expressions des composantes directe et en quadratique du courant respectivement s'écrivent comme suit :

$$i_{gd}^{ref} = \frac{P_t^{ref}}{\frac{3}{2}V_m} \quad (4-45)$$

$$i_{gq}^{ref} = -\frac{Q_t^{ref}}{\frac{3}{2}V_m} \quad (4-46)$$

Après avoir procédé à la présentation du principe de la commande en puissance du CCR, nous allons présenter le principe de la commande des courants qui est illustré par la figure (4.7). Deux régulateurs PI qui sont synthétisés avec la méthode de placement des pôles ont été utilisés pour l'accomplissement du contrôle des courants traversant le filtre.

4.7.4 Contrôle de la tension du bus CC

La tension aux bornes du condensateur C est exprimée par la relation (4.26). La tension de référence du bus à CC V_{dc}^{ref} est comparée à celle mesurée aux bornes du condensateur V_{dc}^{mes} . Nous avons utilisé un contrôleur flou pour la régulation de la tension du bus à CC et la maintenir constante, en fournissant le courant nécessaire à injecter dans le condensateur pour maintenir sa tension constante. Le calcul de la puissance nécessaire pour charger le condensateur est donné par la relation (4.35). Le synoptique du contrôle du bus continu utilisant un contrôleur flou est illustré par la figure 4.27 suivante :

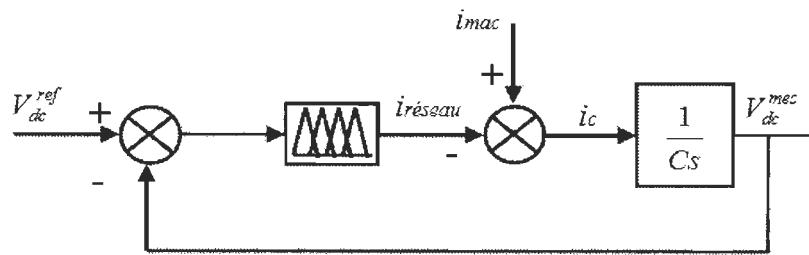


Figure 4-26 Synoptique de la régulation de la tension du bus continu

4.8 Estimation de la vitesse de la MADA

Dans la littérature, plusieurs techniques ont été proposées pour la commande sans capteur mécanique de la MADA [117-122]. En fait, le signal de vitesse du rotor peut être obtenue par un certain nombre de procédés tels que le capteur de vitesse ou en utilisant l'estimateur de vitesse en boucle ouverte simple. Ces deux méthodes ont plusieurs inconvénients. La première méthode a le problème de liaison mécanique et elle est coûteuse en raison de l'utilisation d'un capteur et le câblage de connexion. Pour la deuxième méthode, la précision de l'estimation de la vitesse dépend fortement des paramètres de la machine [123].

L'estimation sans capteur de la vitesse et de la position de la MADA, sur la base du calcul d'intégrale du flux d'entrefer, présentent certains inconvénients. En effet, si le générateur fonctionne autour de la vitesse synchrone, son rotor est excité avec une tension de basse fréquence, et l'intégrateur ne peut pas donner une valeur de sortie précise. Ceci peut provoquer des erreurs dans la commande basée sur cette estimation [99, 124]. Dans cette thèse, nous proposons l'utilisation de la technique d'estimation de la vitesse de la MADA basée sur le système à modèle de référence adaptatif (MRAS) en se basant sur l'application d'un contrôleur floue qui peut prendre en compte les variations des paramètres de la machine [125].

L'observateur MRAS proposé est basé sur un modèle adaptatif et un modèle de référence avec une boucle fermée pour réduire l'erreur entre les deux modèles. Notez que le modèle de référence utilisé dans ce travail est la tension de rotorique mesurée. La figure 4.28 illustre le schéma de principe de l'estimateur de la position et la vitesse du rotor de la MADA proposé.

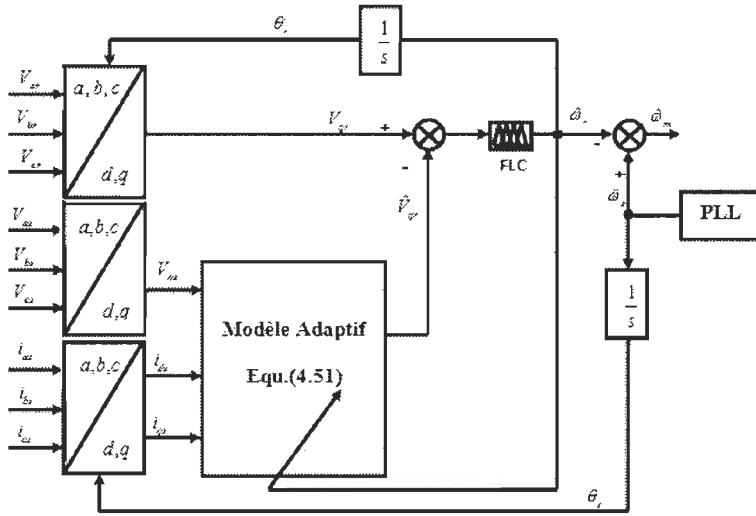


Figure 4-27 Schéma de principe de l'estimation de la vitesse de la MADA

De la relation (4.23), la composante q de la tension rotorique ainsi que la composante du courant rotorique d'axe d , respectivement, peuvent être exprimées telles que :

$$V_{qr} = r_r i_{qr} + L_r \frac{di_{dr}}{dt} + M \frac{di_{dr}}{dt} + \omega_r (L_r i_{dr} + M i_{ds}) \quad (4-47)$$

$$i_{dr} = \frac{1}{M} (\lambda_{ds} - L_s i_{ds}) \quad (4-48)$$

Pour accomplir la commande indépendante de puissance, la stratégie de commande vectorielle adoptée, avec l'orientation du flux statorique suivant l'axe d (avec $\lambda_{qs} = 0$).

Ainsi, à partir de la relation (4.12), la puissance réactive Q_s et la puissance active P_s seront respectivement proportionnelles à i_{dr} et i_{qr} .

La composante q du courant de rotorique peut être exprimée en fonction de la composante q du courant de statorique comme suit :

$$i_{dr} = -\frac{L_s}{M} i_{qs} \quad (4-49)$$

En négligeant la résistance statorique, ce qui est une hypothèse réaliste pour les grandes machines, la relation (4.5) devient :

$$V_{qs} = \omega_s \lambda_{ds} \quad (4-50)$$

La composante d'axe q de la tension rotorique estimée utilisée dans le modèle adaptatif peut s'écrire sous la forme :

$$\hat{V}_{qr} = -\frac{r_r L_s}{M} i_{qs} + \left(M - \frac{L_r L_s}{M} \right) \frac{di_{qs}}{dt} + \omega_r \left(\frac{L_r}{M} \lambda_{ds} \right) + \left(M - \frac{L_r L_s}{M} \right) i_{ds} \quad (4-51)$$

Afin d'estimer la vitesse de la MADA en utilisant l'observateur MRAS, un contrôleur flou à base d'incrémentation/décrémentation est utilisé (comme indiqué dans la figure 4.29).

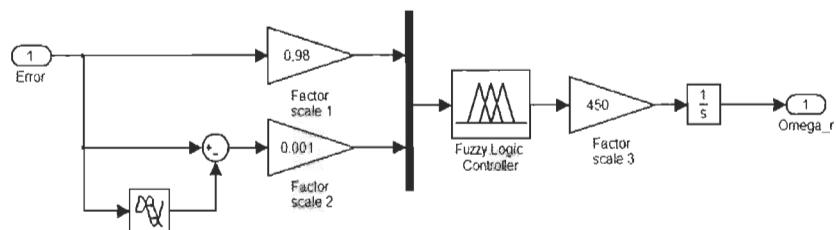


Figure 4-28 Schéma bloc du modèle Matlab/Simulink du régulateur flou MRAS

Après l'estimation de la vitesse angulaire électrique du rotor, la vitesse de rotation de la MADA est estimée en utilisant la pulsation statorique ω_s obtenue avec la boucle de verrouillage de phase (PLL).

Étant donné que nous avons détaillé le principe et la structure du contrôleur flou dans le chapitre 2, dans cette section nous allons présenter d'une façon succincte le contrôleur flou utilisé pour l'estimation de la vitesse de la MADA. Il existe deux signaux d'entrée vers le contrôleur de logique floue (FLC) : erreur de la vitesse et le changement de l'erreur Δe . La sortie du contrôleur flou représente la pulsation des grandeurs rotoriques. À noter que la fonction d'appartenance utilisée pour ce contrôleur est la fonction triangulaire, et la méthode du centre de gravité est utilisée pour la défuzzification.

Tableau 4-3 Règles d'inférence du régulateur flou utilisé pour le MRAS

Sortie		$\Delta e(t)$				
		NG	N	Z	P	PG
$e(t)$	NG	NG	Z	NG	Z	Z
	N	Z	N	N	Z	Z
	Z	NG	N	Z	P	PG
	P	Z	Z	P	P	Z
	PG	Z	Z	PG	Z	PG

Les termes linguistiques utilisés pour des fonctions d'appartenance d'entrée-sortie sont labellisés comme suit : "NG (Négatif grand)", "N (Négatif)", "Z (Zéro)", "P (Positif)", et "PG (Positif Grand)". Le tableau 4.3 présente les règles d'inférence floue, où seulement les cases foncées sont activées.

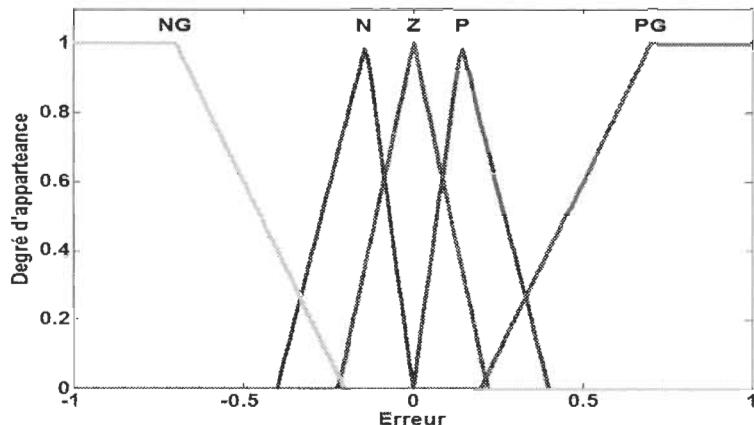


Figure 4-29 Fonction d'appartenance des entrées et la sortie du régulateur de flou MRAS

Afin d'améliorer la performance de la FLC, une analyse empirique est adoptée pour définir les facteurs d'échelle et une répartition appropriée des univers du discours qui est identique pour les entrées et la sortie. La figure (4.30) illustre les fonctions d'appartenance pour respectivement l'entrée et les variables de sortie.

4.9 Estimation de la vitesse du vent

En ayant l'information sur la puissance mécanique, le ratio de vitesse spécifique ainsi que l'angle d'orientation des pales, la vitesse du vent peut être estimée à partir du calcul des racines de la relation (4.1). Généralement, la méthode qui est adoptée pour mettre l'inversion d'une fonction et l'utilisation des lookup table. Néanmoins, cette méthode nécessite un espace mémoire beaucoup plus important et peut résulter une recherche fastidieuse de la solution. En outre, le calcul en temps réel des racines de fonction non linéaire peut entraîner un calcul complexe et fastidieux réduisant ainsi les performances du système [12]. La logique floue, bien connu comme étant un excellent outil pour les systèmes non linéaire ou complexe, peut être une technique idéale pour résoudre ce type de problème [12]. Une méthode *neuro-flous* est utilisée pour déterminer les profils de vitesse

du vent à une hauteur de 100 m sur la base de la connaissance de la vitesse du vent à des hauteurs de 10, 20, 30, 40 m a été rapportée dans [126], mais l'utilisation de capteurs augmente le coût global du système. Dans [12], le réseau de neurones à fonctions de base radiale gaussienne dépendant de la connaissance de la puissance mécanique, la vitesse de la turbine et de l'angle de pas des pales a été proposée. Cependant, cette méthode qui repose sur la mesure de la puissance de sortie et l'estimation des pertes de puissance, ne prend pas en compte le cas où la puissance électrique de sortie est limitée dans le cas où la vitesse du vent est supérieure à sa puissance nominale par le système de contrôle pitch control.

Dans notre travail, nous proposons une méthode d'estimation de la vitesse du vent par l'application de la logique floue afin d'obtenir une approximation de la relation inverse de l'expression (4.1), comme le montre la figure (4.13).

Tout d'abord, la puissance mécanique de la turbine est calculée à partir de la vitesse du rotor de MADA $\hat{\Omega}_m$ estimée par l'intermédiaire de la méthode MRAS présentée dans la section précédente, ainsi que le couple électromagnétique de référence de la MADA (C_{em}^{ref}), qui est obtenu par la régulation de la vitesse du rotor (voir figure 4.24). À signaler que les pertes de puissance dans la boîte à vitesse sont prises en compte [127]:

$$\Omega_m^* = G\Omega_r^* \quad (4-52)$$

Où Ω_m^* représente la vitesse de rotation de référence de DFIG en rad/s, G est le rapport de boîte de vitesses et Ω_r^* la vitesse optimale de la turbine (équation 4.3). Pour la régulation de la vitesse de la MADA, et afin de prendre en considération la problématique de variation des paramètres mécaniques et électriques de l'aérogénérateur, nous allons utiliser un régulateur flou.

Il existe deux signaux d'entrée vers le contrôleur de logique floue (FLC) : erreur de la vitesse et le changement de l'erreur Δe . La sortie du contrôleur flou représente la pulsation des grandeurs rotoriques. À noter que la fonction d'appartenance utilisée pour ce contrôleur est la fonction triangulaire, et la méthode du centre de gravité est utilisée pour la defuzzification.

Les termes linguistiques utilisés pour des fonctions d'appartenance d'entrée-sortie sont labellisés comme suit : "NG (Négatif grand)", "N (Négatif)", "Z (Zéro)", "P (Positif)", et "PG (Positif Grand)". Le tableau 4.4 présente les règles d'inférence floue, où seulement les cases foncées sont activées. Afin d'améliorer la performance de la FLC, une analyse empirique est adoptée pour définir les facteurs d'échelle et une répartition appropriée des univers du discours qui est identique pour les entrées et la sortie. La figure (4.31) illustre les fonctions d'appartenance pour respectivement l'entrée et les variables de sortie.

Tableau 4-4 Règles d'inférence du régulateur flou utilisé pour l'estimation de la vitesse du vent

		$\Delta e(t)$				
		NG	N	Z	P	PG
$e(t)$	NG	NG	Z	NG	Z	Z
	N	Z	N	N	Z	Z
	Z	NG	N	Z	P	PG
	P	Z	Z	P	P	Z
	PG	Z	Z	PG	Z	PG

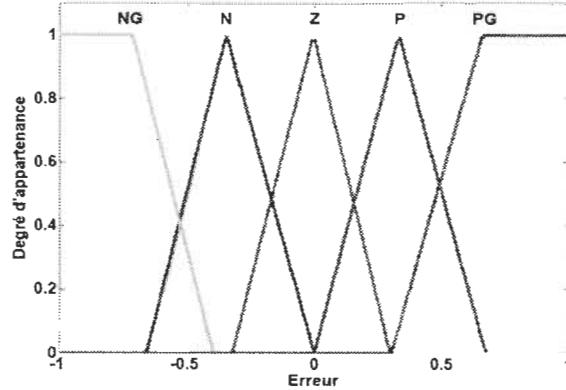


Figure 4-30 Fonctions d'appartenance des entrées et la sortie de l'estimateur de la vitesse du vent

L'estimation de la puissance mécanique \hat{P}_m est donnée par la relation suivante :

$$\hat{P}_m = C_{em}^{ref} \hat{\Omega}_m + P_{loss,GB} \quad (4-53)$$

Avec $P_{loss,GB}$ sont les pertes de puissance dans la boîte de vitesses.

4.10 Contribution à la régulation de la tension du réseau

Les génératrices éoliennes comme la majorité des systèmes de production distribuée, sont sensibles aux perturbations de la fréquence et/ou la tension du réseau. En effet, ces systèmes sont amenés à se déconnecter en cas d'un creux de tension, si la valeur de la tension est inférieure de 80% par rapport à tension nominale [128]. Dans le cas dans les réseaux autonomes, les sources de production peut participer au réglage de la tension en fournissant ou en absorbant de la puissance réactive [29], à condition que ces sources soient commandables.

Dans notre travail, nous proposons une nouvelle stratégie pour la détermination de la référence de la puissance réactive dans l'objectif de contribuer à la correction de la déviation de la tension du réseau.

La relation (4.39) peut s'écrire comme suit :

$$\frac{v_s^2}{\omega_s L_s} - \frac{\nu_s M}{L_s} i_{dr} - Q_s = 0 \quad (4-54)$$

Le discriminant de l'équation du second degré en v_s (4.57) peut se calculer comme suit :

$$\sqrt{\Delta} = \left(\frac{M}{L_s} i_{dr} \right)^2 + 4 \frac{Q_s}{\omega_s L_s} \quad (4-55)$$

Ainsi, les deux racines de la relation (4.57) sont calculées comme suit :

$$v_{s1} = \frac{1}{2} (\omega_s M i_{dr}) + \frac{\omega_s L_s}{2} \sqrt{\Delta} \quad (4-56)$$

$$v_{s2} = \frac{1}{2} (\omega_s M i_{dr}) - \frac{\omega_s L_s}{2} \sqrt{\Delta} \quad (4-57)$$

Où v_{s1} représente la valeur actuelle de la tension du réseau alors que v_{s2} représente sa variation lors des variations de la tension.

Ainsi, la consigne de la puissance réactive à imposer lors de la commande vectorielle en puissance du CCM présentée dans la section 4.7.1 est exprimée comme suit :

$$Q_s^{ref} = \frac{v_{s2}^2}{\omega_s L_s} - \frac{\nu_{s2} M}{L_s} i_{dr} \quad (4-58)$$

4.11 Simulation du système éolien et discussion

Après avoir présenté les différents développements proposés pour la commande du système éolien à base de la MADA dans cette thèse, nous allons présenter et analyser les résultats de simulation.

4.11.1 Résultats de simulation du modèle de la turbine

Le modèle de la turbine avec la boîte à vitesse illustré par la figure 4.32 est simulé en utilisant le logiciel Matlab/Simulink (dont la vue éclatée est donnée dans l'annexe A). Les entrées du modèle sont la vitesse du vent, l'angle de calage des pales et la valeur du ratio de vitesse spécifique, alors que la vitesse de la turbine ainsi que la puissance et le couple mécaniques.

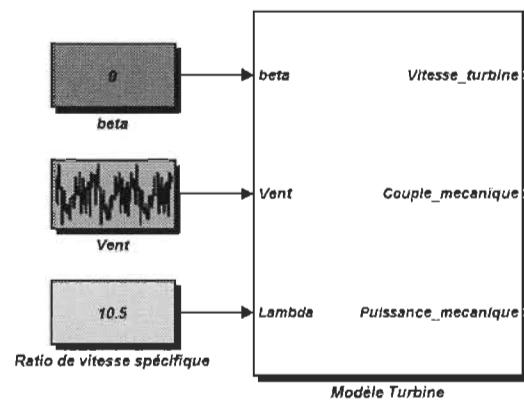


Figure 4-31 Profil du vent appliqué à la turbine

Le profil du vent appliqué à la turbine est illustré par la figure 4.33 sur 200 secondes. Ce profil du vent a été généré avec le modèle de Van der Hoven, vu que nous n'avons pas pu obtenir des profils du vent, avec une variation de l'ordre de la seconde. Nous avons appliqué aussi la valeur optimale du ratio de vitesse spécifique qui est de 10.5 alors que l'angle d'orientation des pales est maintenu à sa valeur optimale qui est de 0° . La figure 4.34 et la figure 4.35 représentent respectivement la vitesse de la turbine (axe lent) et la vitesse de l'axe rapide (sur lequel est monté la MADA). À noter qu'avec ce profil de la vitesse du vent, la génératrice fonctionne sur un large intervalle.

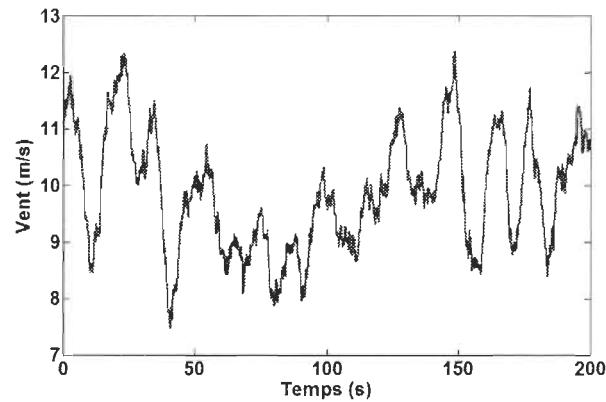


Figure 4-32 Profil du vent appliqué 脂 la turbine

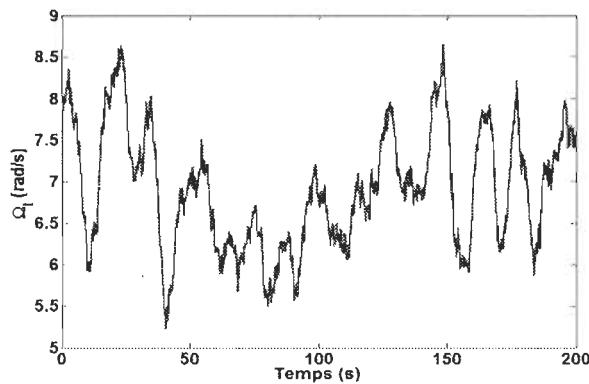


Figure 4-33 Vitesse de la turbine
(rad/s)

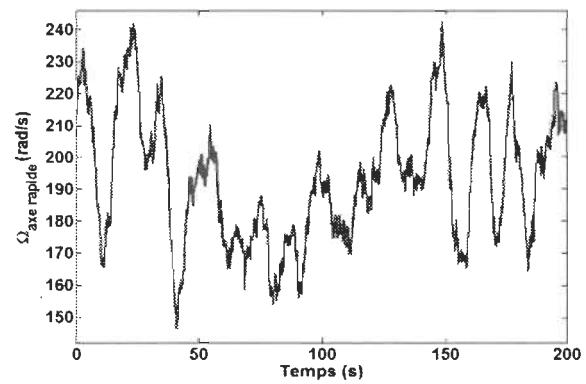


Figure 4-34 Vitesse sur l'axe rapide
(rad/s)

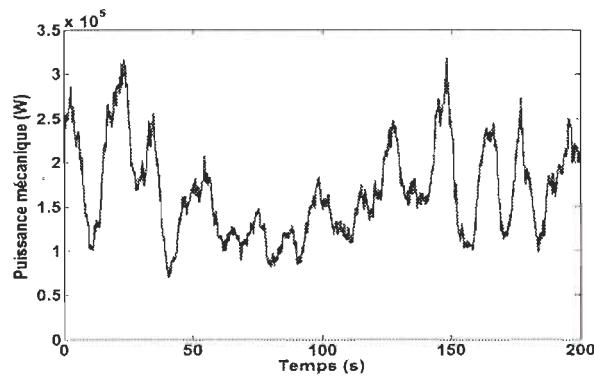


Figure 4-35 Puissance mécanique de
la turbine (W)

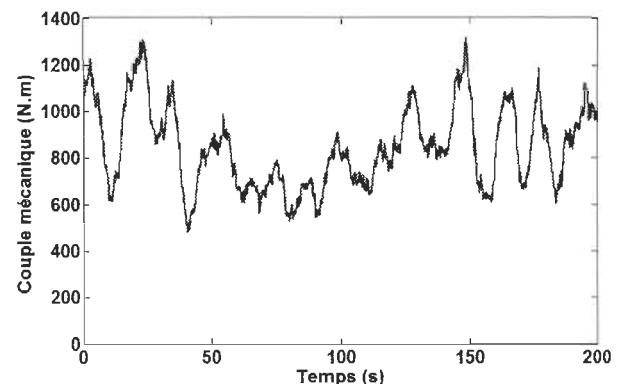


Figure 4-36 Couple mécanique
(N.m)

La puissance mécanique disponible au niveau de la turbine ainsi que son couple aérodynamique sont représentés respectivement par la figure 4.36 et la figure 4.37.

4.11.2 Résultats de simulation du contrôle du CCM

Afin d'analyser les performances de la stratégie proposée pour le contrôle du CCM, le système éolien à base de MADA d'une puissance de 190 kW dont les paramètres sont donnés en Annexe est simulé avec Matlab/Simulink. Le profil de vitesse utilisé dans cette simulation est basé sur le modèle de Van der Hoven de la vitesse du vent [99, 129]. Nous avons appliqué le profil de la vitesse du vent illustré par la figure 4.38 sur 250 secondes. La figure 4.39 représente la puissance active statorique de référence et celle mesurée.

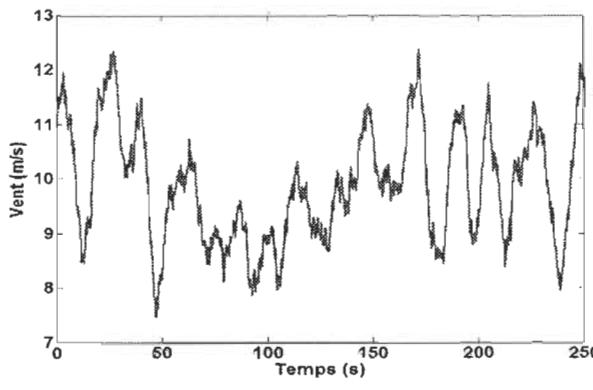


Figure 4-37 Profil de la vitesse du vent

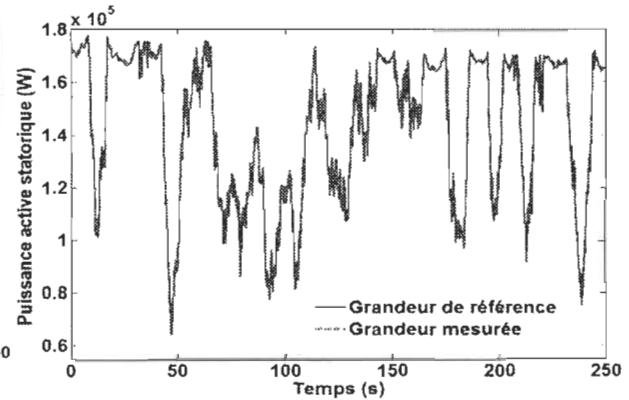


Figure 4-38 Puissance active statorique

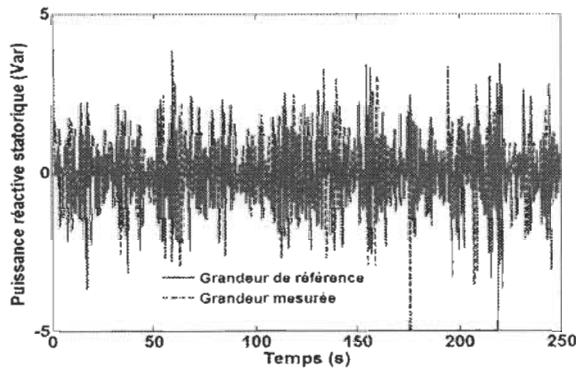


Figure 4-39 Puissance réactive statorique

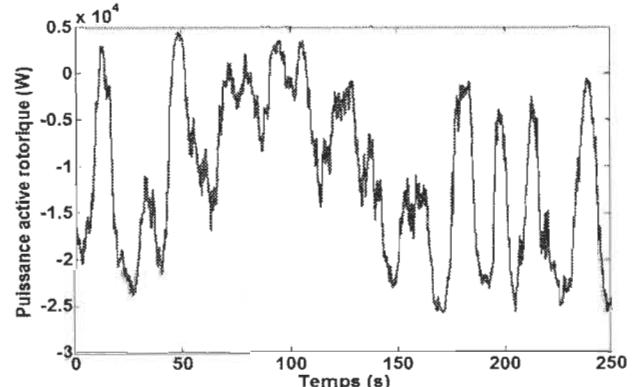


Figure 4-40 Puissance active rotorique

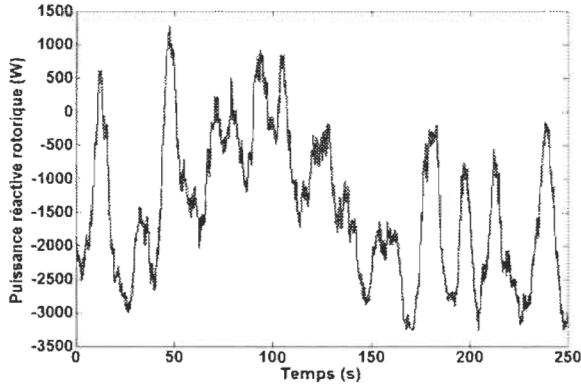


Figure 4-41 Puissance réactive rotorique

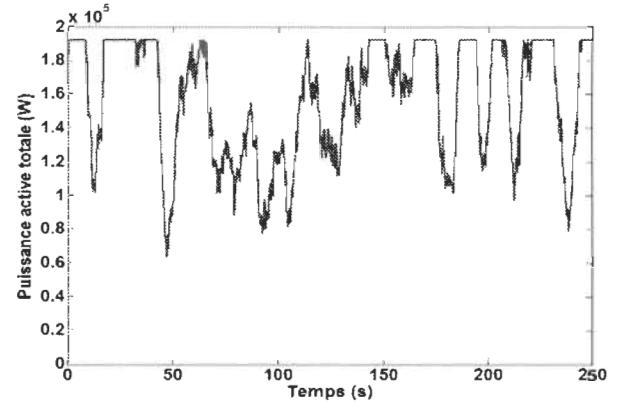


Figure 4-42 Puissance active totale

La puissance réactive de référence qui est imposée nulle afin d'avoir un facteur de puissance unitaire, et celle mesurée sont illustrées sur la figure 4.40. On peut constater que les grandeurs mesurées suivent avec une bonne précision les grandeurs de référence. Ceci prouve la qualité de la stratégie de contrôle ainsi adoptée avec l'utilisation des contrôleurs flous. Les figures 4.41 et 4.42 montrent respectivement la puissance active et la puissance réactive rotoriques. La puissance active totale de sortie est illustrée sur la figure 4.43. On constate bien que la puissance active de sortie est limitée à sa valeur nominale grâce au système pitch control. Les figures 4.44 et 4.45 montrent respectivement la composante direct et la composante en quadratique des courants rotoriques. Ces résultats montrent que les régulateurs PI utilisés pour la commande des courants rotoriques ont une bonne performance.

4.11.3 Résultats de simulation de la stratégie MPPT

Nous présenterons dans cette section les résultats de simulation de la nouvelle stratégie de commande proposée et la comparaison avec ceux de la MPPT conventionnelle. La figure 4.46 montre la comparaison entre la vitesse de la MADA pour les deux stratégies MPPT.

Comme on peut le constater, avec la nouvelle stratégie MPPT, l'intervalle de fonctionnement de la MADA est moins large qu'avec la MPPT conventionnelle. En effet, le glissement est compris entre ± 0.14 avec la nouvelle MPPT, alors qu'il est de ± 0.28 avec la MPPT conventionnelle. Ainsi, la puissance traversant les deux convertisseurs de puissance qui relient le rotor de la MADA au réseau, est réduite d'environ 50%, avec en plus, une légère augmentation de la production (voir figure 4.48).

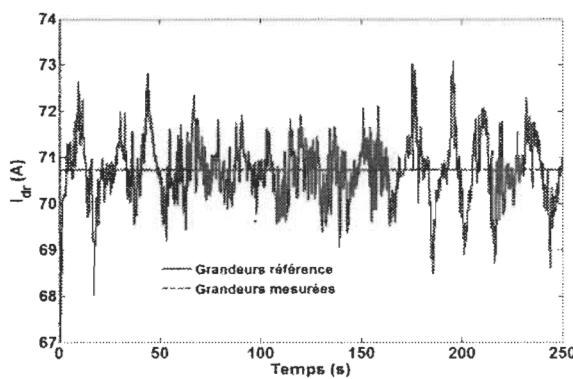


Figure 4-43 Courant rotorique d'axe d

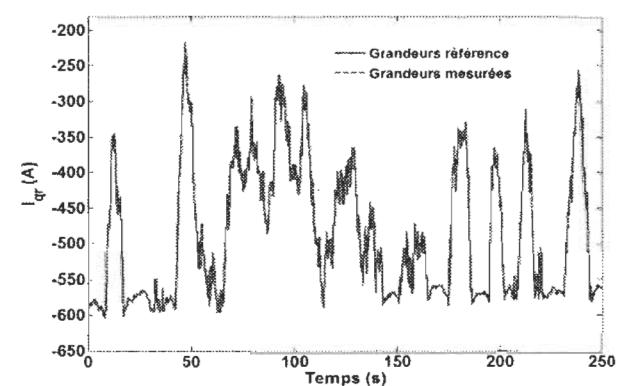


Figure 4-44 Courant rotorique d'axe q

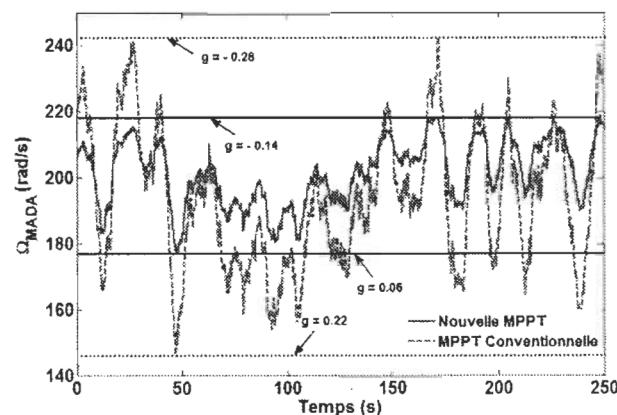


Figure 4-45 Vitesse de la MADA pour les deux stratégies MPPT

La figure 4.47 montre les variations du ratio de vitesse spécifique pour la nouvelle stratégie MPPT, par rapport à MPPT conventionnelle. Ces variations de λ sont causées par

les variations rapides de la vitesse du vent et la réponse lente de l'aérogénérateur à cause de son inertie.

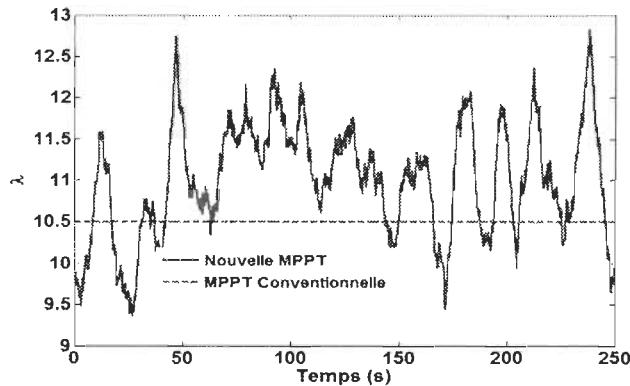


Figure 4-46 Variation du ratio de vitesse spécifique pour les deux stratégies MPPT

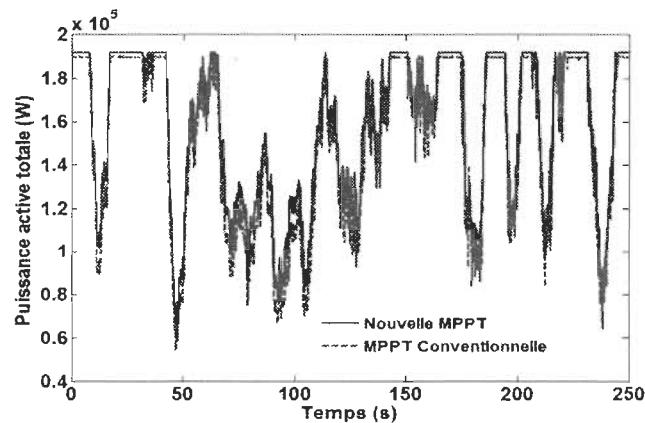


Figure 4-47 Puissance produite avec les deux stratégies MPPT

4.11.4 Résultats de simulation du contrôle du CCR

Les figures 4.49 et 4.50 montrent respectivement les performances du contrôle réalisé avec les puissances active et réactive. Comme on peut le voir, les grandeurs mesurées des puissances active P_t et réactive Q_t traversant le CCR suivent parfaitement les valeurs de référence imposées. Ceci est le résultat du contrôle des courants respectivement d'axe direct et en quadrature traversant le filtre en utilisant des régulateurs PI dont les performances sont illustrées sur les figures 4.51 et 4.52. La figure 4.53 représente le résultat

de la régulation de la tension du bus continu, où la valeur mesurée suit bien la référence imposée.

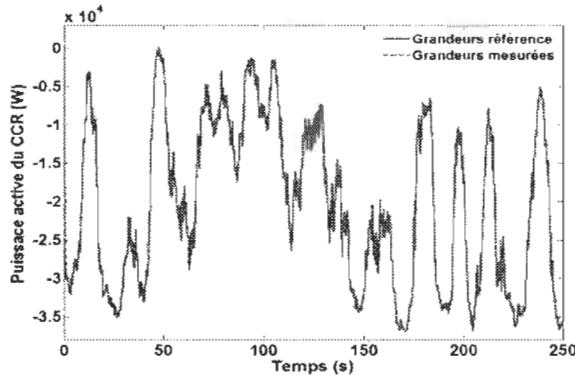


Figure 4-48 Puissance active traversant le CCR

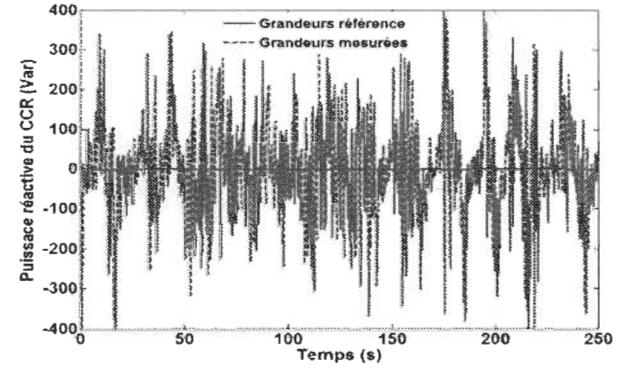


Figure 4-49 Puissance réactive traversant le CCR

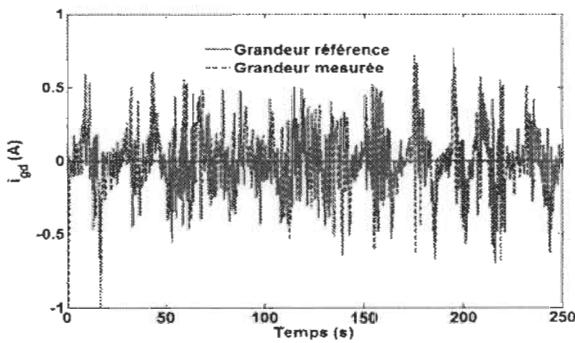


Figure 4-50 Courant du filtre d'axe d

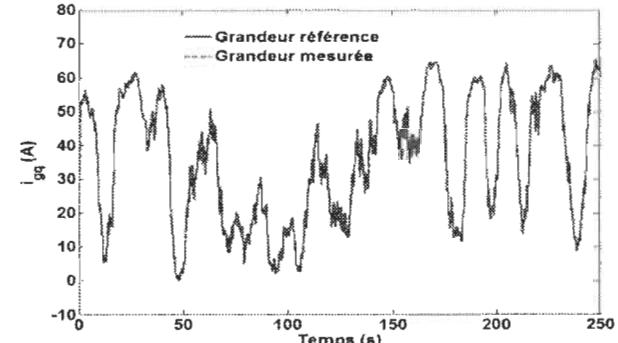


Figure 4-51 Courant du filtre d'axe q

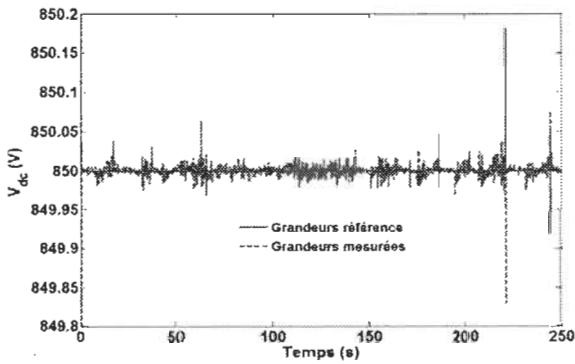


Figure 4-52 Régulation tension du bus à CC

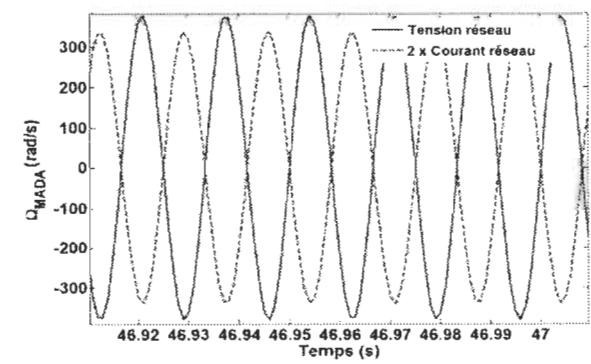


Figure 4-53 Tension et courant du réseau

La figure 4.54 illustre le courant et la tension du réseau, qui sont parfaitement en déphasage. Ceci confirme que le système éolien n'envoie que la puissance active vers le réseau.

4.11.5 Résultats de simulation de l'estimation de la vitesse du vent

Nous présenterons dans cette section l'analyse des résultats de simulation de la nouvelle stratégie d'estimation de la vitesse du vent, et sa comparaison avec la technique proposée par [12]. La figure 4.55 illustre le résultat de comparaison entre les deux techniques d'estimation de la vitesse du vent. Comme on peut le remarquer, avec la stratégie que nous proposons, la vitesse est estimée avec une meilleure précision par rapport à la technique proposée par [12], où il y a une saturation pour les valeurs de la vitesse du vent supérieures à la valeur nominale à cause du système pitch control. Comme le montre la figure 4.56, l'erreur de poursuite de l'estimation est maintenue inférieure à $\pm 4\%$ dans le cas de notre stratégie, alors que l'erreur est de 12.5% pour la technique proposée par [12]. Ceci montre que la nouvelle technique estime la vitesse du vent avec une meilleure précision.

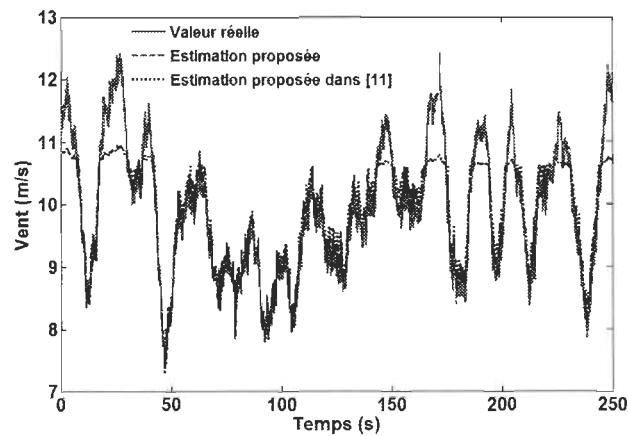


Figure 4-54 Profil du vent appliqué la turbine et son estimation

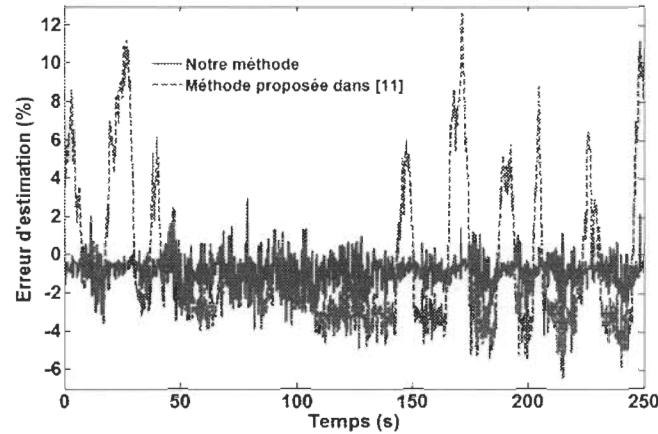


Figure 4-55 Erreur dans l'estimation de la vitesse du vent

4.11.6 Résultats de simulation de l'estimation de la vitesse de la MADA

La figure 4.57 illustre le résultat de simulation de la stratégie MRAS pour l'estimation de la vitesse de la MADA. Ainsi, on peut remarquer les bonnes performances de la méthode proposée, où l'erreur est inférieure à $\pm 0.6\%$ sur tout l'intervalle de simulation (voir figure 4.58).

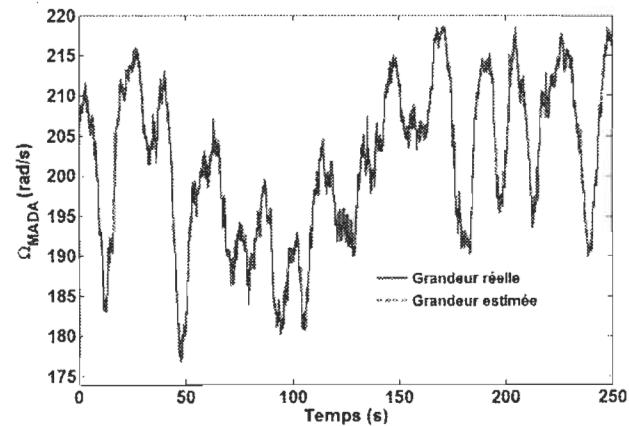


Figure 4-56 Estimation de la vitesse de la MADA

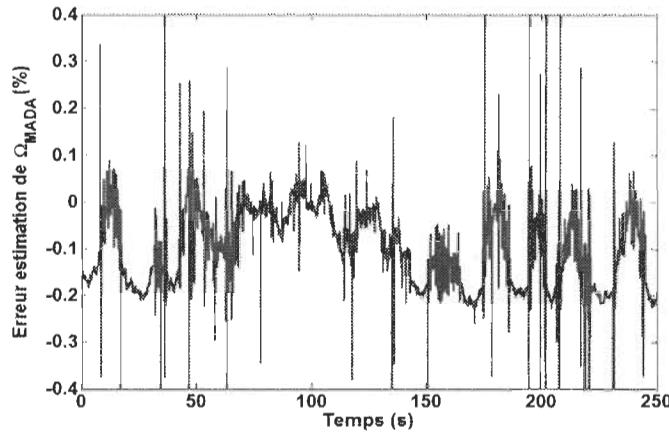


Figure 4-57 Erreur dans l'estimation de la vitesse de la MADA

4.11.7 Résultats de simulation de la nouvelle stratégie pour la contribution au réglage de la tension

Afin d'analyser la stratégie proposée pour la contribution au réglage de la tension, nous avons simulé une variation de -60% à $t = 6$ s, et une variation de +60% à $t = 7$ s autour de sa valeur nominale. La figure 4.61 illustre les variations de la tension lors d'une chute de tension brutale de la tension du réseau et sa correction par la gestion de la puissance réactive (voir figure 4.62). On peut constater qu'avec la nouvelle technique, le recouvrement de la tension s'accomplit après 0.015 secondes. Ce qui satisfait largement les deux normes présentées sur le tableau 4.5. La figure 4.63 montre une augmentation brutale de la tension du réseau et sa correction après 0.022 secondes environ, et la figure 4.64 représente la gestion de la puissance réactive nécessaire au recouvrement de la tension du réseau. Ainsi, la nouvelle stratégie permettant une contribution de l'aérogénérateur montre des résultats intéressants.

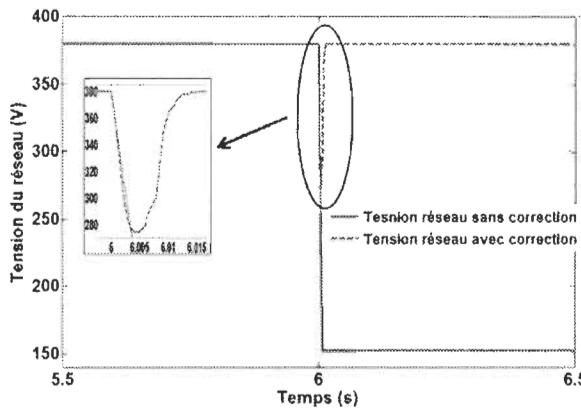


Figure 4-58 Tension statorique de la MADA lors d'une diminution brusque de tension du réseau

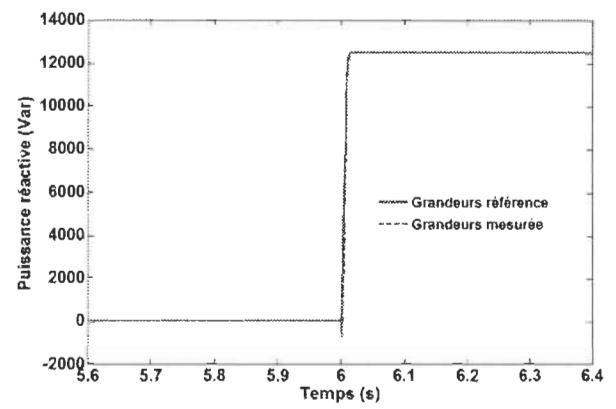


Figure 4-59 Variation de la puissance réactive pour une diminution brusque de la tension du réseau

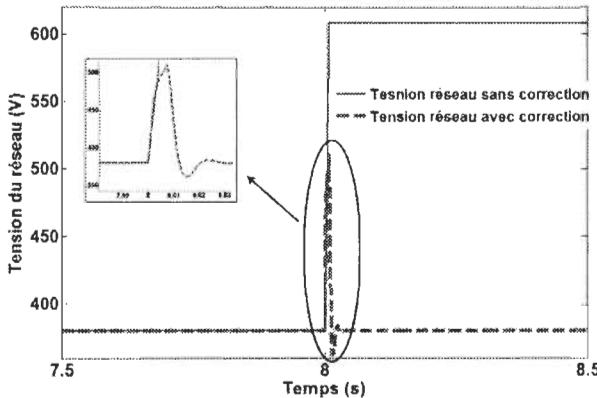


Figure 4-60 Tension statorique de la MADA lors d'une augmentation brusque de tension du réseau

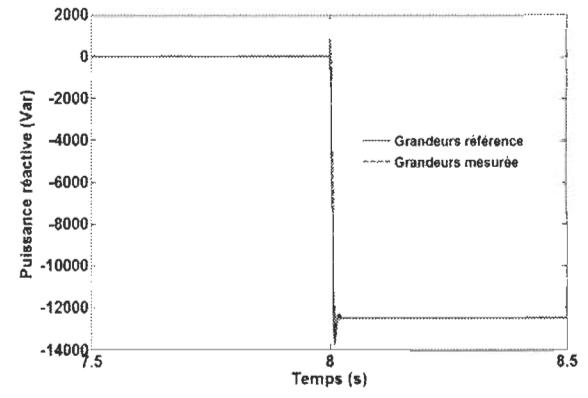


Figure 4-61 Variation de la puissance réactive pour une augmentation brusque de la tension du réseau

4.1 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons présenté la modélisation et la commande du système éolien à base de la MADA. D'abord, une modélisation de la turbine et de la MADA a été réalisée. Ensuite, nous nous sommes intéressés à la présentation des différents

développements proposés pour le système éolien avant de procéder à la présentation détaillée des stratégies de commande des différents éléments constitutants le système éolien.

Tableau 4-5 La norme 1547 IEEE et la norme Canadienne sur la tenue en tension des réseaux interconnectés [130]

IEEE 1547 standard		Canadian standard C22.2 No. 107.1-01	
Tension (% par rapport à la base)	Temps de recouvrement (s)	Tension (% par rapport à la base)	Cycles de recouvrement (s)
$V < 50$	0.16	$V < 50$	6
$50 \leq V < 80$	2	$50 \leq V \leq 80$	120
$110 < V < 120$	1	$110 \leq V \leq 137$	120
$V \geq 120$	0.16	$V > 137$	2

Afin de tester les différentes stratégies proposées dans cette thèse pour une meilleure extraction de la puissance éolienne, nous avons effectué une série de simulation en utilisant Matlab/Simulink. La commande des deux convertisseurs de puissance (CCM et CCR) connectant le rotor de la MADA au réseau a été réalisée et les résultats de simulation ont montré des bonnes performances. Cette commande comprend l'application de nouvelle stratégie MPPT sans capteurs qui est comparée à la technique MPPT conventionnelle. Une estimation de la vitesse de la MADA et la vitesse du vent avec l'utilisation de la logique floue a été réalisée. De plus, la commande vectorielle en puissance du CCM et du CCR a été accomplie. L'analyse des résultats montrent les avantages de la nouvelle stratégie

MPPT qui permet de réduire de moitié la taille des convertisseurs de puissance tout en produisant autant de puissance que l'approche conventionnelle.

Enfin, nous avons proposé une méthode permettant une meilleure contribution à la régulation de la tension du système éolien par l'intermédiaire d'une gestion efficiente de la puissance réactive statorique.

Après avoir abordé en détail la modélisation et la commande du système éolien dans ce chapitre, nous allons nous intéresser dans le chapitre suivant à la modélisation et la commande de la génératrice diesel, qui est un élément important dans un SEH.

Chapitre 5 - Modélisation et commande de la génératrice diesel

5.1 Introduction

Il existe principalement deux modes de fonctionnement des génératrices diesel qui sont utilisées pour la production de l'énergie. Le premier mode où la génératrice diesel fonctionne à vitesse fixe dans la mesure où elle est reliée directement au bus à CA. Alors que le second mode utilise une génératrice diesel qui opère à vitesse variable, via l'utilisation d'interface de puissance [65, 131]. Le tableau 5.1 résume les avantages et les inconvénients des deux modes de fonctionnement. Plusieurs travaux ont traité du fonctionnement en mode de vitesse variable de la génératrice diesel, afin de maintenir un bon rendement même à faible charge [65, 131-133].

Il existe principalement trois topologies de génératrices diesel [131]. La première structure avec un fonctionnement à vitesse fixe, utilise une génératrice synchrone à rotor bobiné qui est directement connectée au bus à CA (voir figure 5.1). La deuxième configuration en fonctionnement à vitesse variable de la génératrice diesel, utilise la génératrice synchrone à aimant permanent comme le montre la figure 5.2. La figure 5.3 illustre la structure de la génératrice diesel utilisant une génératrice asynchrone à rotor bobiné pour un fonctionnement à vitesse variable.

Dans ce chapitre, nous allons élaborer un modèle numérique d'une génératrice diesel pour la simulation de ses différents régimes de fonctionnement lorsqu'elle est utilisée

comme une source d'énergie d'appoint dans un système hybride diesel/éolien. Ce système est utilisé pour l'alimentation en énergie électrique d'une région éloignée avec la combinaison d'un système de stockage sous forme d'hydrogène. Le modèle de la génératrice diesel est constitué d'un moteur diesel et d'une génératrice synchrone à rotor bobiné que nous allons développer dans les sections suivantes.

Tableau 5-1 Étude comparative entre les avantages et les inconvénients des deux modes de fonctionnement de la génératrice diesel

	Avantages	Inconvénients
Fonctionnement à vitesse fixe	<ul style="list-style-type: none"> - Simplicité du contrôle - Absence d'interface de puissance 	<ul style="list-style-type: none"> - Faible rendement pour les faibles charges (typiquement < 35% de la charge nominale) [65]
Fonctionnement à vitesse variable	<ul style="list-style-type: none"> - Bon rendement même à faible charge grâce au découplage en fréquence et en tension 	<ul style="list-style-type: none"> - Complexité de la commande (des convertisseurs de puissance) - Augmentation des coûts et de la maintenance à cause de l'utilisation des convertisseurs de puissance.

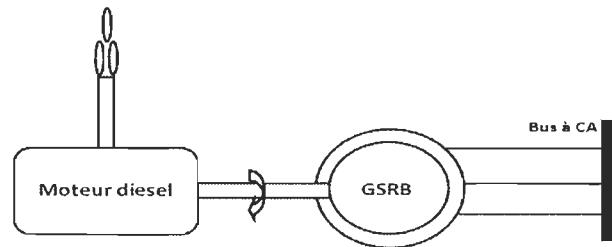


Figure 5-1 Générateur diesel à base de génératrice synchrone à rotor bobiné pour un fonctionnement à vitesse fixe

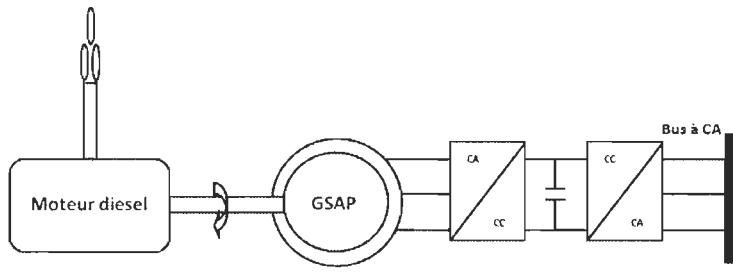


Figure 5-2 Générateur diesel à base de génératrice synchrone à aimant permanent pour un fonctionnement à vitesse variable

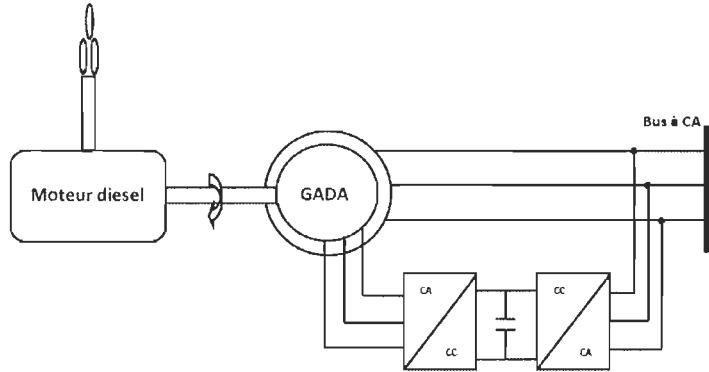


Figure 5-3 Générateur diesel à base de génératrice asynchrone à rotor bobiné pour un fonctionnement à vitesse variable

5.2 Modélisation et commande du moteur diesel

Le modèle dynamique d'un groupe électrogène comprend le modèle du moteur diesel ainsi que le modèle de son système de régulation de la vitesse et celui de la tension.

5.2.1 Modèle du moteur diesel

Le moteur diesel est un système plus ou moins complexe, et de nombreux travaux de recherche qui ont traité sa modélisation ont utilisé des données de constructeurs pour sa modélisation [134, 135]. Des études et des expériences ont montré que pour l'étude de la dynamique du moteur diesel vis-à-vis des variations brutales de la vitesse, des modèles

simples peuvent être utilisés [136, 137]. Le synoptique simplifié du modèle du moteur diesel peut être représenté par la figure 5.4 suivante :

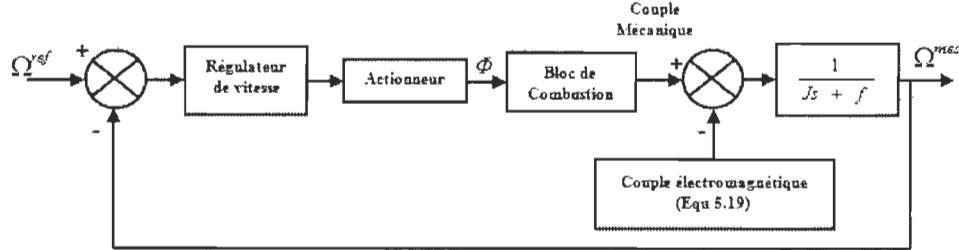


Figure 5-4 Synoptique du modèle de la génératrice diesel

En fonction de l'écart entre la consigne de la vitesse et la grandeur mesurée, le régulateur de vitesse agit sur l'actionneur, pour calculer la quantité du carburant à injecter pour éliminer l'erreur. Dans la littérature, pour réguler la vitesse du moteur diesel, deux paramètres sont utilisées en l'occurrence, le *statisme* et le *facteur intégrateur*. Ces deux paramètres sont difficiles à déterminer, et très peu d'informations existent sur la manière de les calculer. Dans la prochaine section, nous allons présenter la commande sans modèle et les réseaux de neurones pour la régulation de la vitesse du moteur diesel.

La dynamique de l'actionneur est modélisée par un système de premier ordre avec un gain K_I et une constante de temps τ_I qui dépend de la température du carburant [138, 139].

La relation (5.1) représente le modèle de l'actionneur.

$$\frac{K_I}{1+s\tau_I} \quad (5-1)$$

Le bloc de combustion qui est défini par un gain K_2 qui dépend de la vitesse et la puissance produite, et un retard τ_2 peut être exprimé comme suit [65]:

$$K_2 e^{-s\tau_2} \quad (5-2)$$

Le retard peut être représenté par la relation suivante :

$$\tau_2 = \frac{60h}{2Nn_c} + \frac{60}{4N} \quad (5-3)$$

Avec h représente le nombre le type de moteur. $h = 2$ pour un moteur deux temps et $h = 4$ est un moteur quatre temps. Alors que n_c représente le nombre de cylindres, et N est la vitesse du moteur diesel (tr/min). Φ est le taux de consommation du carburant en (kg/s) [140].

Après avoir présenté le modèle simplifié de la génératrice diesel, nous allons aborder dans la prochaine section le système de régulation de la vitesse du moteur diesel.

5.2.2 Modèle du système de régulation de la vitesse

Etant donné que la génératrice électrique est directement liée au bus à courant alternatif, la vitesse de rotation du moteur diesel doit rester constante afin de maintenir constante la fréquence du micro-réseau. Nous proposons de combiner l'utilisation d'un régulateur Proportionnel-Intégral (PI) pour la régulation de la vitesse du moteur diesel, ainsi qu'un contrôleur neuronal.

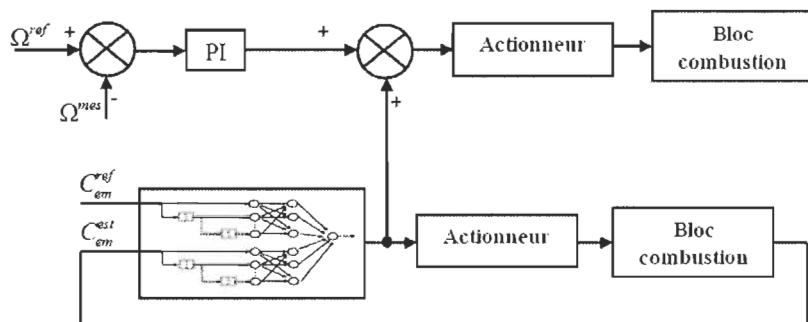


Figure 5-5 Contrôleur neuronal combiné au régulateur PI pour la régulation de la vitesse du moteur diesel

Cette approche nous permet l'obtention de bien meilleures performances. Les gains du régulateur PI sont déterminés par la méthode essai-erreur. Le contrôleur neuronal est déterminé avec un apprentissage en ligne basé sur le concept des systèmes avec modèle de référence. En fait, le contrôleur neuronal permet l'inversion du modèle du moteur diesel, à savoir l'actionneur et le bloc de combustion, en fonction du couple de la charge (voir figure 5.5). Ainsi, la sortie de l'estimateur neuronal est ajoutée à la sortie du régulateur PI.

5.2.3 Modèle du système de régulation de la tension

L'utilisation de la génératrice synchrone à rotor bobiné permet de contrôler la tension du bus à AC. En effet, en jouant sur l'excitation de son circuit rotorique, nous pouvons modifier la tension de la génératrice synchrone. Le synoptique de la régulation de la tension du réseau par l'intermédiaire de l'excitation de la génératrice synchrone est représenté par la figure 5.6 suivante :

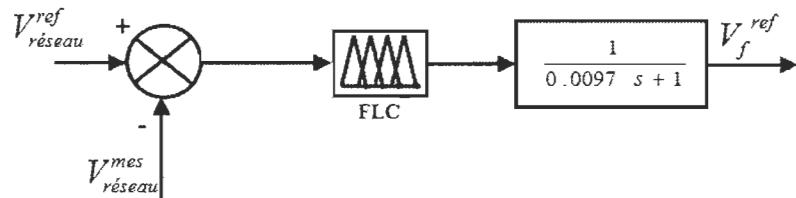


Figure 5-6 Schéma bloc du système d'excitation de la génératrice synchrone

Le bloc d'excitation est représenté par un simple modèle de premier ordre avec une constante de temps $\tau = 0.097s$, et V_f^{ref} est la tension de référence du rotor de la génératrice synchrone. Le tableau 5.2 représente les règles d'inférence du contrôleur flou pour la régulation de la tension. La figure 5.7 illustre la répartition de l'univers du discours des entrées et de la sortie du contrôleur flou.

Tableau 5-2 Règles d'inférence du régulateur flou utilisé pour la régulation de la tension de la génératrice diesel

Sortie		$\Delta e(t)$				
		NG	N	Z	P	PG
$e(t)$	NG	NG	Z	NG	Z	Z
	N	Z	N	N	Z	Z
	Z	NG	N	Z	P	PG
	P	Z	Z	P	P	Z
	PG	Z	Z	PG	Z	PG

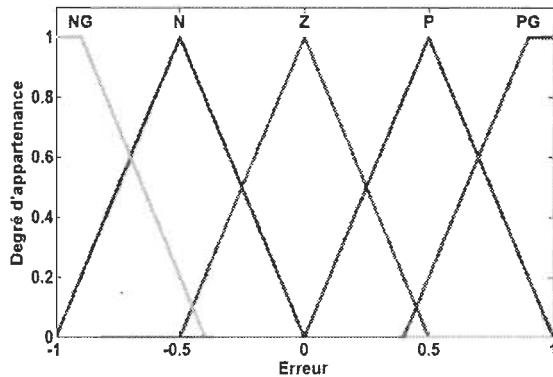


Figure 5-7 Fonctions d'appartenance des entrées et la sortie pour la régulation de la tension de la génératrice diesel

5.3 Modélisation de la génératrice synchrone à rotor bobiné

Pour la modélisation de la GSRB, nous avons adopté les hypothèses simplificatrices suivantes :

- Distribution sinusoïdale des enroulements statoriques ;
- Symétrie électrique et magnétique ;
- Les pertes magnétiques sont négligeables et le circuit magnétique est considéré non saturé.

Le modèle simplifié du générateur synchrone peut être obtenu dans le repère de Park ($d-q$) par l'application de la transformation de Park [10].

Les tensions statoriques s'écrivent comme suit :

$$\begin{cases} v_d = -R_s i_d + \frac{d\lambda_d}{dt} - \omega \lambda_q \\ v_q = -R_s i_q + \frac{d\lambda_q}{dt} + \omega \lambda_d \end{cases} \quad (5-4)$$

Où R_s est la résistance des enroulements statoriques.

L'expression des flux statoriques est la suivante :

$$\begin{cases} \lambda_d = -L_d i_d + L_{md} (i_f + i_D) \\ \lambda_q = -L_q i_q + L_{mq} i_Q \end{cases} \quad (5-5)$$

La tension de l'enroulement rotorique s'écrit comme suit :

$$v_f = -R_f i_f - L_d \frac{di_d}{dt} + L_f \frac{di_f}{dt} + L_{md} \frac{di_D}{dt} \quad (5-6)$$

Les enroulements amortisseurs sont exprimés par la relation suivante :

$$\begin{cases} 0 = R_D i_D - L_{md} \frac{di_d}{dt} + L_{md} \frac{di_f}{dt} + L_D \frac{di_D}{dt} \\ 0 = R_Q i_Q - L_{mq} \frac{di_q}{dt} + L_Q \frac{di_Q}{dt} \end{cases} \quad (5-7)$$

Des équations (5.4) et (5.5), nous pouvons écrire la relation (5.8) suivante :

$$\begin{cases} v_d = -R_s i_d - L_d \frac{di_d}{dt} + L_{md} \frac{di_f}{dt} + L_{md} \frac{di_D}{dt} + \omega L_q i_q - \omega L_{mq} i_Q \\ v_q = -R_s i_q - L_q \frac{di_q}{dt} + L_{mq} \frac{di_Q}{dt} - \omega L_d i_d + \omega L_{md} i_f + \omega L_{md} i_D \end{cases} \quad (5-8)$$

L'équation (5.7) peut être ré écrite comme suit :

$$\begin{cases} \frac{di_D}{dt} = -\frac{R_D}{L_D} i_D + \frac{L_{md}}{L_D} \frac{di_d}{dt} - \frac{L_{md}}{L_D} \frac{di_f}{dt} \\ \frac{di_Q}{dt} = -\frac{R_Q}{L_Q} i_Q + \frac{L_{mq}}{L_Q} \frac{di_q}{dt} \end{cases} \quad (5-9)$$

Les relations (5.8) et (5.9) nous permettent d'écrire la relation suivante :

$$\begin{cases} v_d = -R_s i_d - \left(L_d - \frac{L_{md}^2}{L_D} \right) \frac{di_d}{dt} + \omega L_q i_q + \left(L_{md} - \frac{L_{md}^2}{L_D} \right) \frac{di_f}{dt} - \frac{L_{md}}{L_D} R_D i_D - \omega L_{mq} i_Q \\ v_q = -R_s i_q - \left(L_q - \frac{L_{md}^2}{L_Q} \right) \frac{di_q}{dt} - \omega L_d i_d + \omega L_{md} i_f + \omega L_{md} i_D - \frac{L_{mq}}{L_Q} R_Q i_Q \end{cases} \quad (5-10)$$

À partir des équations (5.6) et (5.7), nous pouvons écrire la relation suivante :

$$\left(L_f - \frac{L_{md}^2}{L_D} \right) \frac{di_f}{dt} = V_f - R_f i_f - \left(L_{md} - \frac{L_{md}^2}{L_D} \right) \frac{di_d}{dt} + \frac{L_{md}}{L_f} i_D \quad (5-11)$$

Dans la littérature, il existe très peu de travaux qui se sont intéressés à la problématique de la modélisation de la machine synchrone à rotor bobiné (en mode génératrice) alimentant une charge isolée. Le modèle de la GSRB développé ci-dessus, correspond à un fonctionnement moteur. Dans ce cas, les tensions appliquées v_d et v_q (grandeurs d'entrée) au moteur, lui permettent de développer un couple électromagnétique d'entraînement C_m (grandeur de sortie). Cependant, dans le cas d'une génératrice, c'est le couple d'entraînement qui constitue la grandeur d'entrée et les tensions v_d et v_q sont générées à la sortie et constituent des variables inconnues. Donc, dans le système d'équations (5.10), il faut éliminer ces tensions (v_d et v_q). Généralement, dans la littérature, les auteurs contournent cette difficulté en utilisant une équation simplifiée des tensions de sortie [140], ou par une estimation du couple [141]. Cependant, avec ces simplifications, le système perd un peu de précision, surtout en termes de la dynamique du couple électromagnétique. Aussi, le circuit amortisseur a une influence notable sur le fonctionnement de la génératrice, notamment en mode transitoire qui n'est pas pris en compte généralement dans la littérature.

Dans [141], l'expression du couple électromagnétique de la GSRB est donnée comme suit :

$$C_{em} = \frac{1}{\omega_r} \sum_j \left(V_{L,j} + R_a i_{g,j} + L_a \frac{di_{g,j}}{dt} \right) i_{g,j} + \beta_g \omega_r \quad (5-12)$$

Où R_a et L_a sont respectivement la résistance et l'inductance des enroulements statoriques, V_L est la tension de sortie, β_g est le coefficient de frottement du générateur, ω_r est la vitesse angulaire de la génératrice diesel en radian par seconde, et j la phase statorique. Dans [140], l'alternateur est modélisé comme une source inductive et la tension de sortie est donnée par la relation suivante :

$$v_i = E - L \frac{di}{dt} \quad (5-13)$$

Où E est la tension générée et L est une inductance représentant la chute de tension.

Afin d'arriver à un modèle plus élaboré de la GSRB (modèle dynamique de couple électromagnétique), nous proposons l'utilisation d'une charge inductive isolée et équilibrée dont la tension est équivalente à celle de la génératrice. Nous avons dimensionné une charge inductive correspondant à 35% de la puissance nominale de la génératrice car dans notre cas, la génératrice fournira au moins cette puissance afin d'améliorer le rendement et augmenter sa durée de vie [9, 10].

Si la GSRB alimente une charge isolée, symétrique, équilibrée et triphasée $R_c L_c$, alors nous pouvons écrire la relation des tensions suivante dans le repère $d-q$:

$$\begin{cases} v_d = R_c i_d + L_c \frac{di_d}{dt} - \omega L_c i_q \\ v_q = R_c i_q + L_c \frac{di_q}{dt} + \omega L_c i_d \end{cases} \quad (5-14)$$

Nous posons: $\alpha = L_d - \frac{L_{md}^2}{L_D}$, $\beta = L_{md} - \frac{L_{md}^2}{L_D}$, $\gamma = L_q - \frac{L_{mq}^2}{L_Q}$, $\chi = L_f - \frac{L_{md}^2}{L_D}$, et la relation

(5.10) peut être écrite comme suit :

$$\begin{cases} v_d = -R_s i_d - \alpha \frac{di_d}{dt} + \omega L_q i_q + \beta \frac{di_f}{dt} - \frac{L_{md}}{L_D} R_D i_D - \omega L_{mq} i_Q \\ v_q = -R_s i_q - \gamma \frac{di_q}{dt} - \omega L_d i_d + \omega L_{md} i_f + \omega L_{md} i_D - \frac{L_{mq}}{L_Q} R_Q i_Q \end{cases} \quad (5-15)$$

En remplaçant $\frac{di_f}{dt}$ par son expression dans l'équation (5.6), la relation (5.15) s'écrit :

$$\begin{cases} v_d = -R_s i_d - \left(\alpha - \frac{\alpha\beta}{\chi} \right) \frac{di_d}{dt} + \omega L_q i_q + \frac{\beta}{\chi} V_f + \frac{\beta}{\chi} R_f i_f + \left(\frac{\beta}{\chi} - 1 \right) \frac{L_{md}}{L_D} R_D i_D - \omega L_{mq} i_Q \\ v_q = -R_s i_q - \gamma \frac{di_q}{dt} - \omega L_d i_d + \omega L_{md} i_f + \omega L_{md} i_D - \frac{L_{mq}}{L_Q} R_Q i_Q \end{cases} \quad (5-16)$$

En posant : $\delta = L_c + \left(\alpha - \frac{\alpha\beta}{\chi} \right)$, le modèle d'espace d'état de la GSRB s'écrit comme suit :

$$\begin{aligned} \frac{di_d}{dt} &= \left(\frac{1}{L_c + \left(\alpha - \frac{\alpha\beta}{\chi} \right)} \right) \left(-(R_s + R_c) i_d + \omega(L_q + L_c) i_q + \frac{\beta}{\chi} V_f + \frac{\beta}{\chi} R_f i_f + \left(\frac{\beta}{\chi} - 1 \right) \frac{L_{md}}{L_D} R_D i_D - \omega L_{mq} i_Q \right) \\ \frac{di_q}{dt} &= \left(\frac{1}{L_c + \gamma} \right) \left(-\omega(L_d + L_c) i_d - (R_s + R_c) i_q + \omega L_{md} i_f + \omega L_{md} i_D - \frac{L_{mq}}{L_Q} R_Q i_Q \right) \\ \frac{di_f}{dt} &= -\frac{\alpha(R_s + R_c)}{\chi\delta} i_d + \frac{\omega\alpha(L_q + L_c)}{\chi\delta} i_q + \left(\left(\frac{\alpha\beta}{\chi^2\delta} R_f \right) + \left(\frac{R_f}{\chi} \right) \right) i_f + \left(\frac{1}{\chi} + \frac{\alpha\beta}{\chi^2\delta} \right) V_f \\ &\quad \left(\left(\frac{\beta}{\chi} - 1 \right) \frac{\alpha}{\delta\chi} + \frac{1}{\chi} \right) \frac{L_{md}}{L_D} R_D i_D - \frac{\omega\alpha L_{mq}}{\chi\delta} i_Q \\ \frac{di_D}{dt} &= \frac{L_{md}(R_s + R_c)}{L_D\delta} \left(\left(\frac{\alpha}{\chi} \right) - 1 \right) i_d + \frac{\omega L_{md}(L_q + L_c)}{L_D\delta} \left(1 - \left(\frac{\alpha}{\chi} \right) \right) i_q - \frac{L_{md}R_f}{L_D\chi} \left(1 + \left(\frac{\alpha\beta}{\chi\delta} \right) + \frac{\beta}{\delta} \right) i_f \end{aligned}$$

$$-\frac{L_{md}}{L_D} \left(\frac{1}{\chi} + \left(\frac{\alpha\beta}{\chi^2\delta} \right) + \frac{\beta}{\chi\delta} \right) V_f - \left(\left(\left(\frac{\beta}{\chi} - 1 \right) \left(\frac{\alpha}{\delta\chi} - \frac{1}{\delta} \right) + \frac{1}{\chi} \right) \frac{L_{md}^2}{L_D^2} + \frac{1}{L_D} \right) R_D i_D + \left(\frac{L_{md}}{L_D} \frac{\omega\alpha L_{mq}}{\chi\delta} - \left(\frac{\omega L_{md} L_{mq}}{\delta L_D} \right) \right) i_Q$$

$$\frac{di_Q}{dt} = -\omega \frac{L_{mq}(L_d + L_c)}{L_Q(L_c + \gamma)} i_d - \frac{L_{mq}(R_s + R_c)}{L_Q(L_c + \gamma)} i_q + \omega \frac{L_{mq}L_{md}}{L_Q(L_c + \gamma)} i_f + \omega \frac{L_{md}L_{mq}}{L_Q(L_c + \gamma)} i_D - \left(\frac{L_{mq}^2}{L_Q^2(L_c + \gamma)} + \frac{1}{L_Q} \right) R_Q i_Q \quad (5-17)$$

Ainsi les équations ci-dessus peuvent être écrites sous la forme du modèle d'espace d'état comme suit :

$$[X] = [A][X] + [B][U] \quad (5-18)$$

Avec :

$[A]$: matrice d'état

$[X]$: vecteur d'état

$[B]$: matrice d'entrée

$[U]$: vecteur de commande

$$[X] = [i_d \quad i_q \quad i_f \quad i_D \quad i_Q]^T \quad (5-19)$$

$$[B] = [0 \quad 0 \quad 0 \quad 0 \quad 0]^T \quad (5-20)$$

L'expression du couple électromagnétique peut s'écrire comme suit :

$$C_{em} = p[(L_d - L_q)i_d i_q + L_{md}i_f i_q + L_{md}i_q i_D - L_{mq}i_d i_Q] \quad (5-21)$$

Où p représente le nombre de paires de pôles.

Les valeurs de R_c et L_c ont été choisies afin d'avoir 35% de charge totale de la génératrice diesel à son démarrage. Ainsi, nous obtenons les valeurs des courants i_{d0} et i_{q0} qui représentent la charge partielle.

Les valeurs des courants représentant une charge additionnelle à la charge partielle i_{d1} et i_{q1} sont calculées respectivement en fonction des puissances active et réactive. Ces dernières sont déterminées par la relation (5.22) suivante :

$$\begin{cases} P_{diesel}^{Add} = \frac{3}{2}(V_d i_{d1} + V_q i_{q1}) \\ Q_{diesel}^{Add} = \frac{3}{2}(V_d i_{q1} - V_q i_{d1}) \end{cases} \quad (5-22)$$

Ainsi, les courants correspondant à la charge additionnelle sont exprimés comme suit :

$$\begin{cases} i_{d1} = \frac{V_d P_{diesel}^{Add} - V_q Q_{diesel}^{Add}}{\frac{3}{2}(V_d^2 + V_q^2)} \\ i_{q1} = \frac{V_q P_{diesel}^{Add} + V_d Q_{diesel}^{Add}}{\frac{3}{2}(V_d^2 + V_q^2)} \end{cases} \quad (5-23)$$

Les courants de la génératrice diesel exprimés dans le repère $d-q$ sont écrits comme suit :

$$\begin{cases} i_{dt} = i_{d0} + i_{d1} \\ i_{qt} = i_{q0} + i_{q1} \end{cases} \quad (5-24)$$

Ainsi, l'expression (5.19) est écrite de nous comme suit :

$$T_{em} = p[(L_d - L_q)i_{dt}i_{qt} + L_{md}i_f i_{qt} + L_{md}i_{qt}i_D - L_{mq}i_{dt}i_Q] \quad (5-25)$$

La puissance réactive de la charge dans un SEH peut être fournie soit par la génératrice diesel, soit par le parc éolien, par l'intermédiaire d'une commande appropriée de la MADA.

L'équation mécanique de la génératrice diesel s'écrit comme suit :

$$J \frac{d\Omega}{dt} + f\Omega = C_m - C_{em} \quad (5-26)$$

Où Ω est la vitesse de la génératrice diesel en (rad/s), J est le moment d'inertie du moteur diesel et la GSRB, C_m le couple moteur et C_{em} le couple de la charge.

5.4 Simulation de la génératrice diesel

Après avoir présenté la modélisation et la commande de la génératrice diesel, nous allons exposer les résultats de simulation d'une génératrice diesel de 590 kW (dont les paramètres sont dans l'annexe C), alimente une charge isolée réalisée sous Matlab/Simulink. Afin d'analyser les performances de la nouvelle stratégie de régulation de la vitesse de la génératrice diesel, nous avons utilisé deux profils de charge. Deux stratégies de régulation sont appliquées pour les deux profils, en l'occurrence un régulateur PID, et un régulateur PI combiné au contrôleur neuronal.

5.4.1 Profil de charge avec une variation par échelons

La figure 5.8 illustre le profil de charge avec une variation par palier. Le choix de ce type de profil se justifie par la volonté d'analyser le comportement du système et sa réponse aux variations brusques et rapides de la charge.

Les figures 5.9 et 5.10 représentent respectivement la puissance fournie par la génératrice diesel, ainsi que sa vitesse de rotation. La fréquence du réseau est illustrée par la figure 5.11, où on peut remarquer une faible déviation de la fréquence malgré des variations par échelons rapides de la charge. En effet, la déviation de la fréquence reste toujours dans les normes représentées dans le tableau 5.3 avec la stratégie PI-contrôleur neuronal alors que la déviation est en dehors de la zone permise par les normes du tableau 5.3 avec uniquement le contrôleur PID. Ceci confirme les bonnes performances de la

stratégie de régulation de la vitesse de la génératrice diesel en termes de la dynamique et de réponse aux échelons de la charge comme on peut le voir sur les figures 5.10 et 5.11.

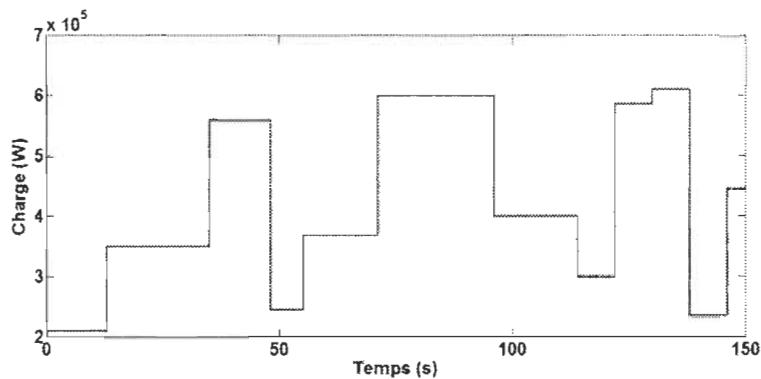


Figure 5-8 Profil de charge avec variation par échelons

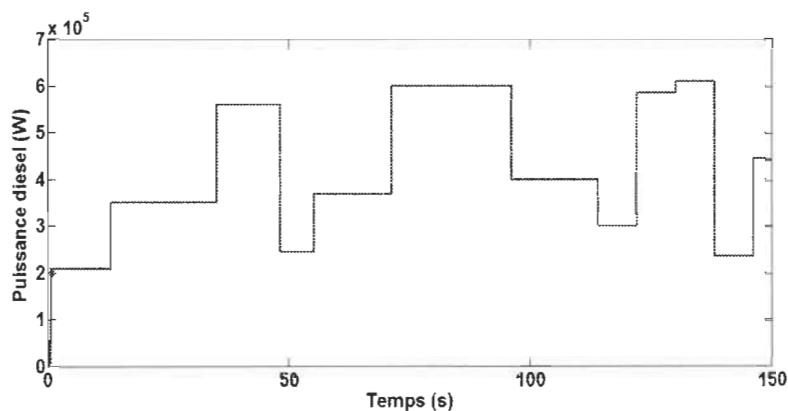


Figure 5-9 Puissance de la génératrice diesel

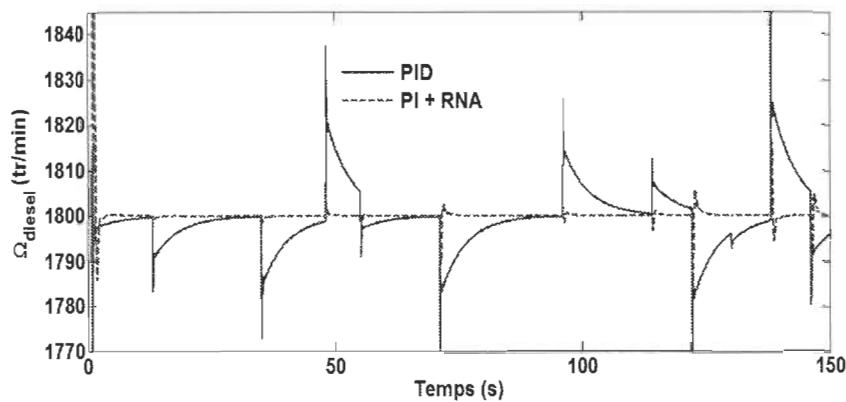


Figure 5-10 Vitesse de rotation de la génératrice diesel

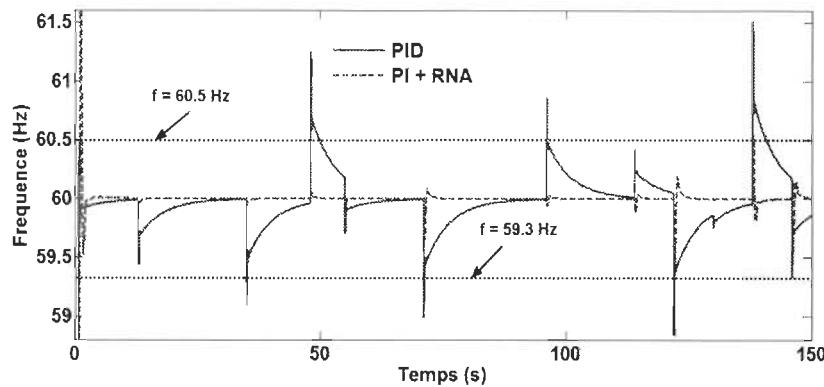


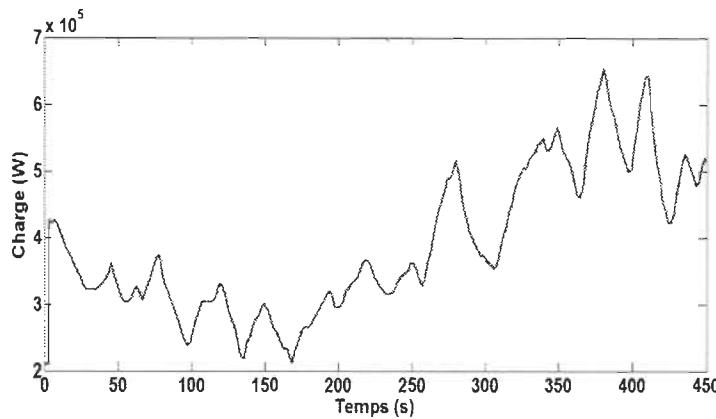
Figure 5-11 Fréquence du réseau

Tableau 5-3 La norme 1547 IEEE et la norme Canadienne sur la tenue en fréquence des réseaux interconnectés [130]

IEEE 1547 standard		Canadian standard C22.2 No. 107.1-01	
Fréquence (Hz)	Durée de temps (s)	Fréquence (Hz)	Durée de temps (Cycles)
$f < 59.3$	0.16	$f < f_{\text{nominal}} - 0.5 \text{ Hz}$	6
$f > 60.5$	0.16	$f > f_{\text{nominal}} + 0.5 \text{ Hz}$	6

5.4.2 Profil de charge d'un réseau insulaire sans puissance éolienne

Le deuxième profil de charge appliquée à la génératrice diesel est un profil typique d'une charge insulaire est illustré sur la figure 5.12. Dans un premier temps, la charge sera alimentée exclusivement par la génératrice diesel. Par la suite, nous allons intégrer la puissance éolienne fournie par 3 éoliennes, afin d'analyser la performance du système de régulation de la fréquence dans un fonctionnement qui se rapprocherait de notre système hybride qui sera abordé dans le chapitre 7.



Les figures 5.13 et 5.14 représentent respectivement la puissance fournie par la génératrice diesel, ainsi que sa vitesse de rotation de la génératrice diesel.

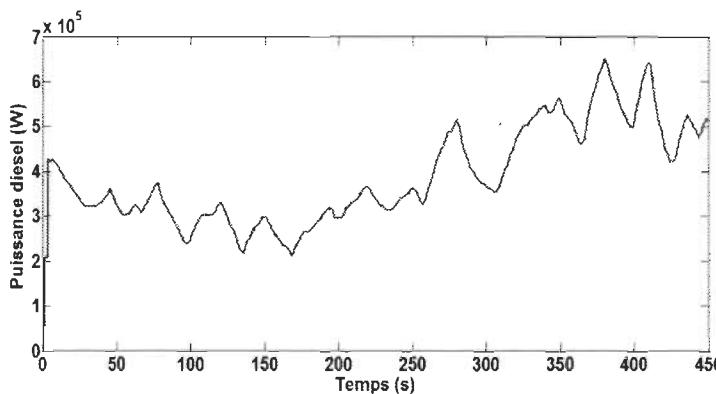


Figure 5-13 Puissance fournie par la génératrice diesel

La fréquence du réseau est illustrée par la figure 5.15, où on peut remarquer une très faible déviation dans le cas de régulateur PI associé au contrôleur neuronal, alors que la fréquence est plus importante avec un régulateur PID. Ceci confirme les bonnes performances de la stratégie de régulation de la vitesse de la génératrice diesel à base de régulateur PI et le contrôleur neuronal, en termes de la dynamique et de réponse aux variations de la charge comme on peut le voir sur la figure 5.15. La déviation maximale de

la fréquence est de 60.2 Hz pour la stratégie utilisant le régulateur PID alors qu'elle est de 60.001 Hz avec la stratégie utilisant le régulateur PI combiné au contrôleur neuronal.

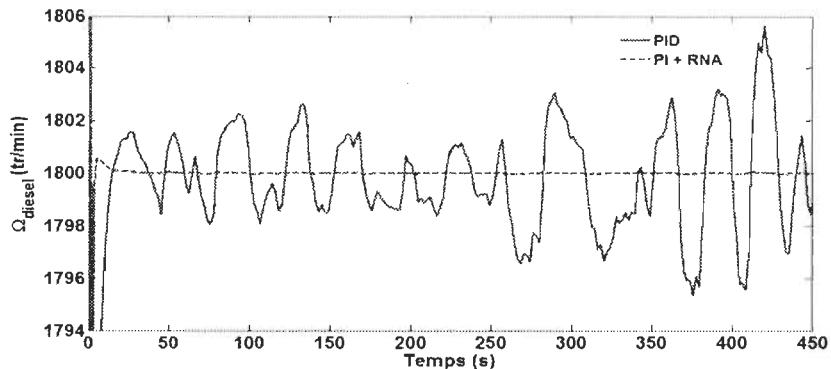


Figure 5-14 Vitesse de rotation de la génératrice diesel

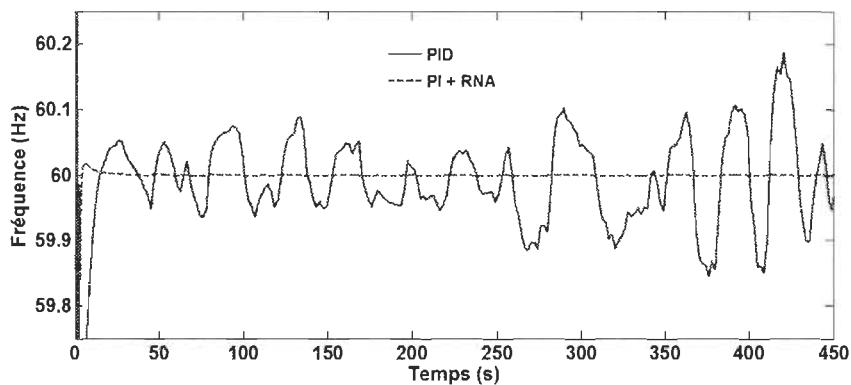


Figure 5-15 Fréquence du réseau

5.4.3 Profil de charge d'un réseau insulaire avec puissance éolienne

Après avoir analysé les performances du système de régulation de la vitesse de la génératrice diesel sans la prise en compte de la puissance éolienne, nous allons à présent l'introduire en utilisant la même charge insulaire (voir figure 5.12). La puissance éolienne fournie par trois éoliennes de 190 kW est illustrée par la figure 5.16.

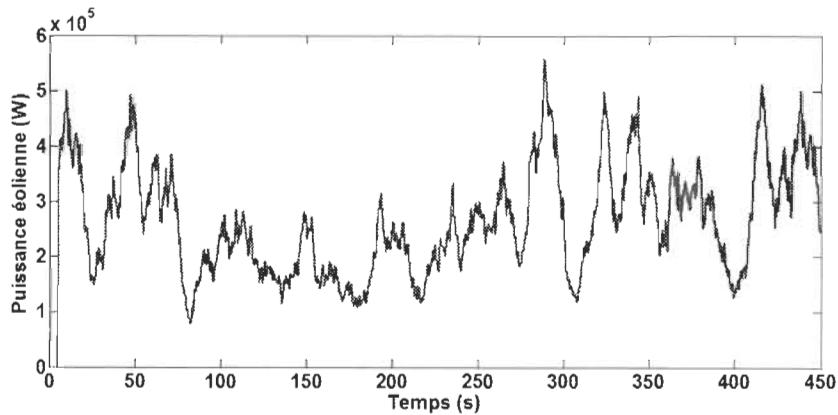


Figure 5-16 Puissance éolienne

La puissance fournie par la génératrice diesel est fournie par la figure 5.17. Les figures 5.18 et 5.19 illustrent respectivement la vitesse de rotation de la génératrice diesel et la fréquence du réseau pour les deux stratégies de régulation de la vitesse.

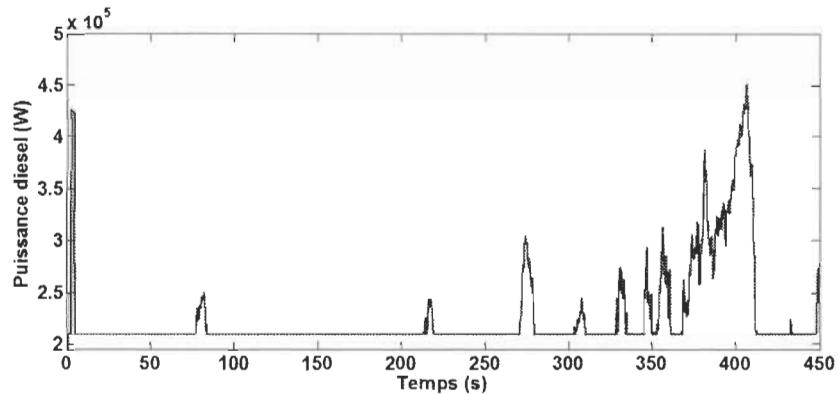


Figure 5-17 Puissance fournie par la génératrice diesel

Comme on peut le constater, la stratégie basée sur l'utilisation d'un régulateur PI et le contrôleur neuronal fournie de bien meilleures performances par rapport à l'utilisation du régulateur PID où la déviation maximale de la fréquence est d'environ 60.5 Hz, alors qu'elle est de 60.004 Hz pour la première stratégie. Ainsi, la méthode basée sur l'utilisation d'un régulateur PI associé à un contrôleur flou que nous avons proposée, offre de meilleurs résultats. De plus, cette solution permet d'éliminer l'inconvénient inhérent à l'utilisation de

régulateur PID, qui est caractérisé par l'amplification du bruit de mesure, par l'action dérivative, et son intégration dans la boucle de contrôle.

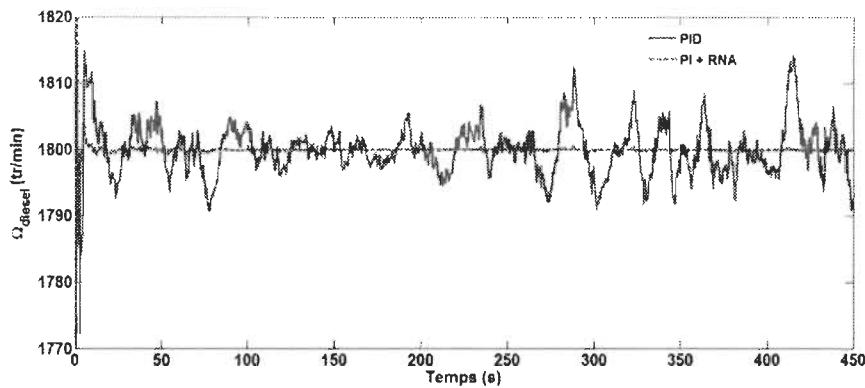


Figure 5-18 Vitesse de rotation de la génératrice diesel

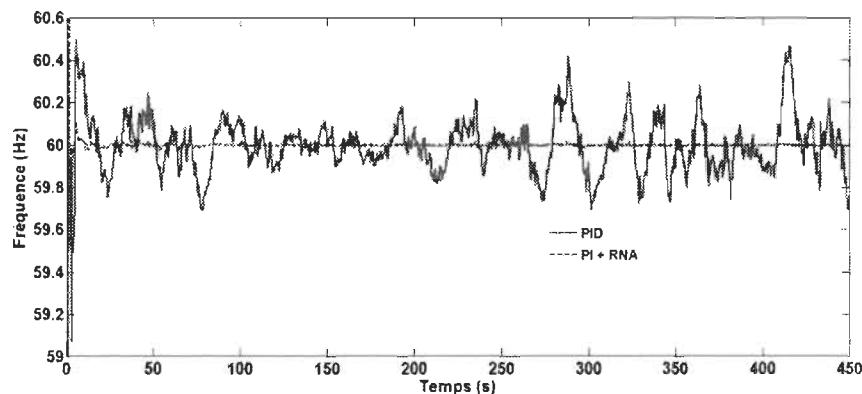


Figure 5-19 Fréquence du réseau

5.4.4 Régulation de la tension du réseau

Nous allons à présent effectuer des simulations afin d'analyser les performances de la stratégie de régulation de la tension du réseau en utilisant l'environnement Matlab/Simulink. Nous avons soumis le système à des variations d'échelon en guise de perturbation de la tension du réseau. Une déviation de 200 V, représentant +52% de la

tension nominale du réseau qui est de 380 V a été effectuée à $t = 6$ s, puis une déviation de -200 V, soit -52% de la tension nominale qui survient à $t = 12$ s.

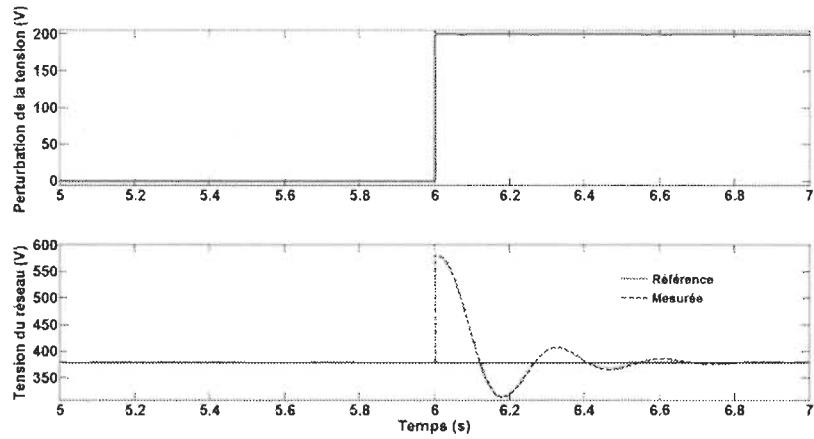


Figure 5-20 Perturbation de la tension du réseau

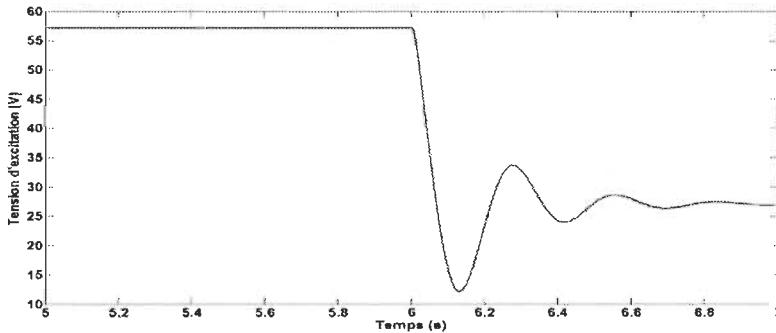


Figure 5-21 Tension d'excitation du rotor de la GSRB

Ainsi comme on peut le remarquer sur les figures 5.20 et 5.22, le rétablissement de la tension est plus prompt et respecte parfaitement les normes en matière de la tenue en tension (voir Tableau 4.5). En effet, lors de la déviation de $\pm 52\%$ par rapport à la tension nominale, le rétablissement se fait en moins d'une seconde, alors que la norme est de moins de 2 secondes (voir figures 5.20 et 5.22). Les figures 5.21 et 5.23 montrent la variation de la tension d'excitation du rotor de la GSRB nécessaire à la correction de la tension lors des perturbations. Notre stratégie de gestion de la tension du micro-réseau basée sur

l'utilisation de la logique floue que nous avons présentée montre de bonnes performances en termes de stabilité et de réponses aux perturbations de la tension.

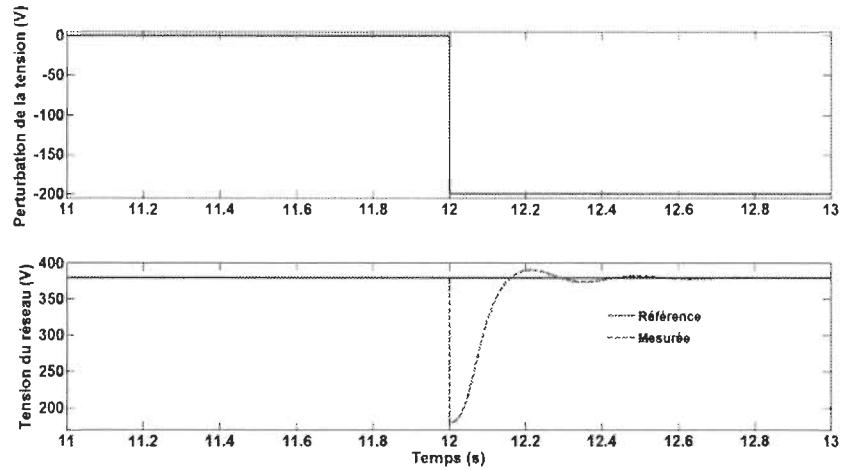


Figure 5-22 Tension de perturbation et tension du réseau

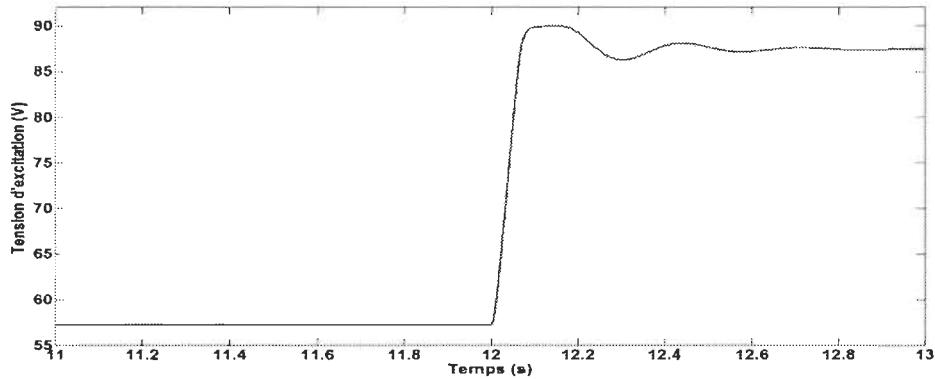


Figure 5-23 Tension d'excitation du rotor de la GSRB

5.5 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons d'abord abordé la modélisation dynamique de l'ensemble de la génératrice diesel, qui est composé d'un moteur diesel et d'une génératrice synchrone à rotor bobiné. Ensuite, une méthode de régulation de la vitesse de la génératrice diesel a été présentée et ses résultats numériques ont été analysés. Cette approche est basée sur la combinaison d'un régulateur PI classique et d'un contrôleur neuronal.

La méthode proposée a été testée en simulation et comparée aux performances d'un régulateur PID, et les résultats numériques ont montré le grand intérêt de la méthode proposée. En effet, la combinaison PI et du contrôleur neuronal a montré une grande stabilité, même dans le cas de variations brusques et rapides de la charge. Cette stratégie nous permet de remplacer le régulateur PID, et éliminer ainsi le risque de l'amplification du bruit et son intégration dans la chaîne de régulation.

Par la suite, une stratégie de régulation de la tension du réseau par l'intermédiaire du réglage de la tension d'excitation du circuit rotorique de la génératrice synchrone, a été proposée puis testée par simulation. Cette stratégie qui est basée sur l'utilisation de la logique floue permet de mieux répondre aux incertitudes et aux imprécisions dans la modélisation du circuit d'excitation rotorique. Les résultats numériques montrent de bonnes performances en termes de dynamique de réponse et de stabilité.

Après avoir traité la modélisation et la commande de la génératrice diesel, nous allons nous intéresser dans le chapitre suivant, aux systèmes de stockage d'énergie dans les systèmes hybrides, et plus précisément le système de stockage sous forme d'hydrogène.

Chapitre 6 - Système de stockage d'énergie sous forme d'hydrogène

6.1 Introduction

L'hydrogène peut être utilisé comme un vecteur énergétique en stockant le surplus d'énergies d'origine renouvelables, telles que l'énergie photovoltaïque et l'énergie éolienne qui ont un caractère intermittent, [142, 143]. Des études [53, 55, 144] ont montré qu'il existe un fort potentiel des SEH avec stockage d'énergie sous forme d'hydrogène, pour les applications stationnaires (pour régions reculées), et les stations d'alimentation en hydrogène des véhicules hybrides.

La motivation principale de l'application de la technologie de l'hydrogène dans les régions éloignées est la possibilité de son utilisation comme carburant local, qui est en mesure de rivaliser avec les combustibles fossiles tels que le gazole. Pour des questions de coût, l'hydrogène comme technologie de stockage, est plus compétitif plutôt dans les zones reculées que dans les zones avec une plus grande densité de population. En effet, les régions éloignées avec un potentiel du vent plus favorable, sont donc des cibles appropriées pour la combinaison de l'énergie éolienne et le système à hydrogène [51].

Les systèmes de stockage d'énergie peuvent être classés selon le type stockage d'énergie qui peut être sous forme : électrique, magnétique, thermique, potentielle chimique, cinétique et gravitationnelle. Le temps d'accès à l'énergie (dynamique), l'application et le contrôle des unités de stockage (voir Fig. 3.1), sont des paramètres qui peuvent être pris en

compte pour classifier les systèmes de stockage d'énergie. Ainsi, les systèmes de stockage peuvent être classés en deux catégories [68]:

6.2 Stockage d'énergie à court terme

Les systèmes de stockage à dynamiques rapides («sources de puissance»), qui peuvent fournir une forte densité de puissance avec une dynamique rapide. Ces systèmes ne peuvent pas stocker une grande énergie à long terme, mais peuvent fournir de fortes puissances qui peuvent répondre à des variations rapides. Parmi ces systèmes, on peut citer les volants inertiels, les super-condensateurs, supraconducteurs et le stockage magnétique d'énergie.

6.3 Stockage d'énergie à long terme

Les systèmes de stockage à long terme («sources d'énergie»), qui ont une grande densité d'énergie avec une dynamique lente. Ces systèmes peuvent stocker de grandes quantités d'énergie pour fonctionnement à long terme. Parmi les systèmes de stockage à long terme, il y a les génératrices diesel, les micro-turbines à gaz, les batteries, les piles à combustible, etc.

Par conséquent, les systèmes de stockage à long terme sont aptes à surmonter l'incertitude sur la disponibilité de l'énergie des sources de production d'énergie d'origine renouvelables. Généralement, et dans l'objectif d'assurer une meilleur fonctionnement des SEH, les deux systèmes de stockage d'énergie sont utilisés.

Le système de stockage d'énergie idéal, qui peut fonctionner à la fois comme une source d'énergie idéale, et une source de puissance idéal n'existe malheureusement pas. Les batteries sont des systèmes de stockage qui font le compromis entre une source d'énergie et une source de puissance.

L'énergie éolienne est considérée techniquement viable pour plusieurs applications. Le stockage du surplus de l'énergie éolienne sous forme d'hydrogène pourrait être une solution intéressante [145]. Que ce soit pour le stockage ou le transport, l'hydrogène offre une densité énergétique plus élevée [146]. Typiquement, la densité énergétique de l'hydrogène est de 123 MJ/kg, alors qu'elle est de 47.2 MJ/kg et 45.4 MJ/kg pour l'essence et le diesel respectivement [145].

La compétitivité du stockage de l'énergie sous forme de l'hydrogène dans les systèmes hybrides est fortement liée à l'efficacité et à la fiabilité. Concernant le stockage de l'énergie sous forme d'hydrogène, plusieurs techniques existent. En effet, on peut trouver le stockage de l'hydrogène comprimé et le stockage d'hydrogène à base d'hydrures métalliques dans des systèmes hybrides intégrant de l'énergie éolienne [145, 147-150]. La conception du stockage de l'hydrogène comprimé a beaucoup moins besoin d'infrastructures par rapport aux autres technologies de stockage comme les hydrures métalliques, les hydrures chimiques, la cryo-adsorption, etc [145]

Dans le but de croître le taux de pénétration de l'énergie éolienne, des travaux de recherche se sont intéressés à l'intégration de système de stockage de l'énergie éolienne sous forme d'hydrogène comprimé [145, 151, 152]. Ainsi, des électrolyseurs peuvent être utilisés en tant que charges (de lissage) contrôlables [13,14], afin de pouvoir atteindre un taux de pénétration élevé de l'énergie éolienne [153, 154].

6.4 Électrolyseur pour le stockage d'énergie

6.4.1 Introduction

L'électrolyse ne représente que 4% de la production mondiale de l'hydrogène, en raison de son coût de production élevé et de son faible rendement énergétique. Différentes technologies d'électrolyseurs sont utilisées, dont l'électrolyse alcaline qui est la technologie la plus mature. Alors que la technologie PEM (Membrane à échange de Protons) a plusieurs avantages comme: une grande efficacité, un grande densité de courant même à basse température et une grande qualité d'hydrogène. L'un des inconvénients de cette technologie est le taux de production d'hydrogène qui est limité à 30 Nm³/h. Ainsi, l'électrolyseur alcalin reste le meilleur choix grâce à son taux de production élevé (pouvant aller de 1 jusqu'à 760 Nm³/h), et un coût de fabrication acceptable en comparaison avec d'autres technologies d'électrolyseurs [20].

Une meilleure estimation de la production d'hydrogène passe par une meilleure prédiction de la puissance absorbée par l'électrolyseur. Ceci exige donc un modèle d'électrolyseur le plus précis possible.

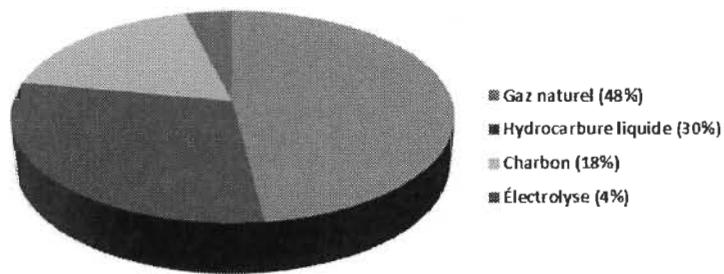


Figure 6-1 Sources de production de l'hydrogène dans le monde [155]

Dans la littérature, il existe plusieurs modèles qui sont soit semi-empiriques [19], soit basés sur une modélisation, qui prend en compte différents phénomènes physico-chimiques

qui caractérisent le fonctionnement de l'électrolyseur. Le modèle semi-empirique [19], est de loin le plus utilisé dans la littérature pour l'analyse du comportement d'électrolyseur. Le principal avantage de ce modèle est sa simplicité d'implémentation, alors que son inconvénient majeur est la nécessité d'une assez large campagne de mesure pour la réalisation d'une corrélation décrivant le comportement de la tension en fonction du courant et de la tension. Quant au modèle théorique présenté dans [20], même s'il traite plusieurs phénomènes qui caractérisent l'électrolyseur, il se base sur une approche moyenne pour modéliser la tension d'un stack. En effet, le modèle présente la tension d'une seule cellule qui est multipliée par le nombre de cellules pour avoir la tension d'électrolyseur. Alors que dans la réalité, le comportement d'une cellule et son rendement sont différents pour les différentes cellules.

Durant la dernière décennie, les RNA sont devenus de plus en plus populaires et attractifs pour le développement de modèles et/ou la commande des systèmes non linéaires et/ou complexes, qui sont caractérisés par plusieurs entrées-sorties. Dans ce projet de recherche, la modélisation de l'électrolyseur basée sur l'utilisation des RNA a été présentée et analysée. Des données expérimentales sont utilisées pour l'entraînement et la validation du modèle proposé.

La première tentative de modélisation de l'électrolyseur est représentée par la relation (6.1) est un modèle indépendant de la température. Dans [19], la température a été introduite dans la relation (6.1), et la méthode d'ajustement des paramètres a été utilisée pour obtenir la corrélation de la relation (6.2). Cette dernière corrélation est largement utilisée dans la littérature, pour différentes tailles d'électrolyseurs, alors que ses paramètres sont déterminés pour un électrolyseur donné (*Phoebus* de 7 bar [19]). Dans [20], un modèle

d'électrolyseur a été proposé et plusieurs phénomènes caractérisant son fonctionnement ont été pris en compte (voir relation (6.3)). L'inconvénient majeur de ce modèle est son manque de précision, du fait qu'il est basé sur une modélisation moyenne. En effet, [20] propose de multiplier la tension d'une cellule par le nombre de cellules qui sont en série afin d'obtenir une tension globale de l'électrolyseur. Ceci est contraire à la réalité, où le comportement de toutes les cellules n'est pas identique.

$$V_{cell} = E_{Rev} + \frac{r}{A} I + s \log\left(\frac{t}{A} I + 1\right) \quad [156] \quad (6-1)$$

$$V_{cell} = E_{Rev} + (r_1 + r_2 T) \frac{I}{A} + s \log\left(\frac{t_1 + \frac{t_2}{T} + \frac{t_3}{T^2}}{A} I + 1\right) \quad [19] \quad (6-2)$$

$$V_{cell} = E_{Rev} + \Delta E_{act} + \Delta E_{ohm} + \Delta E_{bubb} \quad [20] \quad (6-3)$$

Généralement, pour décrire le comportement des systèmes non linéaires et/ou complexes, des tables sont utilisées. Cette approche présente l'inconvénient d'être moins précise, surtout lorsque le système change du point de fonctionnement.

6.5 Modélisation de l'électrolyseur

Dans ce travail de recherche, nous proposons une méthode de modélisation de l'électrolyseur basée sur l'utilisation des RNA. Ce choix est justifié les insuffisances des modèles existants, décrit dans la section précédente. De plus, l'objectif de la méthode proposée est d'avoir un modèle précis, permettant une meilleure prédiction de l'énergie absorbée, donc une meilleure prédiction de l'hydrogène produit.

6.5.1 Modèle électrique d'électrolyseur alcalin

Pour les besoins de la modélisation, un réseau de neurones d'une seule couche d'entrée, avec comme variables d'entrée le courant, et la température d'électrolyseur. La sortie du réseau de neurone étant la tension d'électrolyseur (voir figure 6.2).

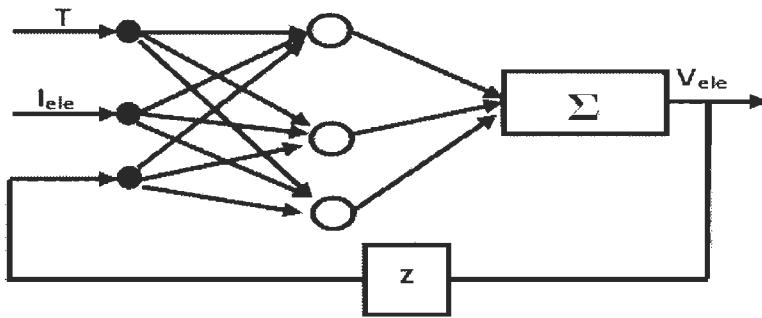


Figure 6-2 Diagramme du modèle d'électrolyseur à base des réseaux de neurones

La figure 6.3 illustre les données expérimentales qui sont utilisées pour l'apprentissage du réseau de neurones [19], ainsi que le résultat du modèle neuronal de l'électrolyseur.

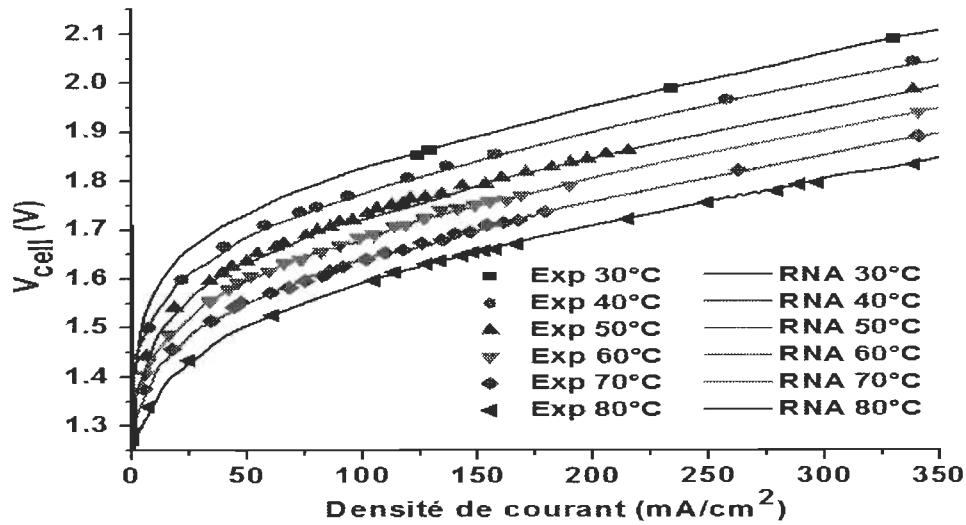


Figure 6-3 Comparaison entre les données expérimentales [17] et le modèle neuronal de l'électrolyseur

Afin d'obtenir de meilleurs résultats, les données expérimentales sont mélangés d'une façon aléatoire.

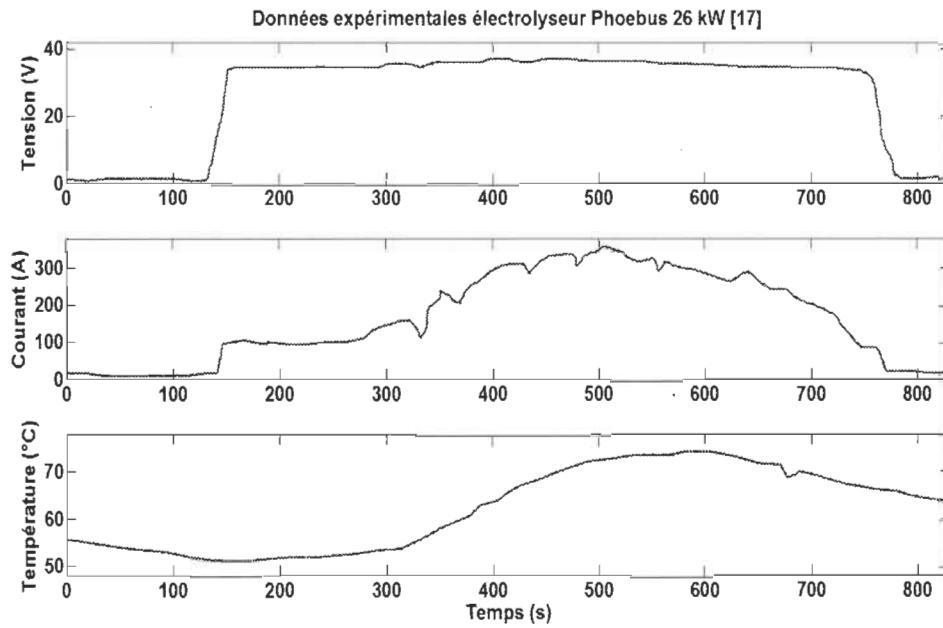


Figure 6-4 Diagramme du modèle d'électrolyseur à base de réseau de neurones [17]

Le perceptron multi-couche avec l'algorithme de retropagation a été utilisé pour l'apprentissage. Des données expérimentales pour ($T=30,50,60,70^{\circ}\text{C}$), ainsi que des données sur un fonctionnement sur plusieurs heures (figure 6.4) sont utilisées pour l'entraînement du réseau de neurones, alors que les données pour $T=40^{\circ}\text{C}$ servent à sa validation.

La figure 6.3 montre les performances de la comparaison du réseau de neurones utilisé pour la modélisation de l'électrolyseur et les données expérimentales de l'électrolyseur alcalin *Phoebus* de 26 kW. Le modèle neuronal de l'électrolyseur suit avec une grande précision les données expérimentales pour toutes les différentes températures de fonctionnement. La figure 6.5 illustre les performances de l'entraînement du réseau de

neurones, avec une erreur inférieure à $\pm 1.5\%$. Cette approche nous permet d'avoir un modèle d'électrolyseur avec grande précision qu'on peut utiliser pour développer des stratégies de gestion ou de tester des algorithmes d'optimisation, avant leur validation sur un banc d'essai d'électrolyseur.

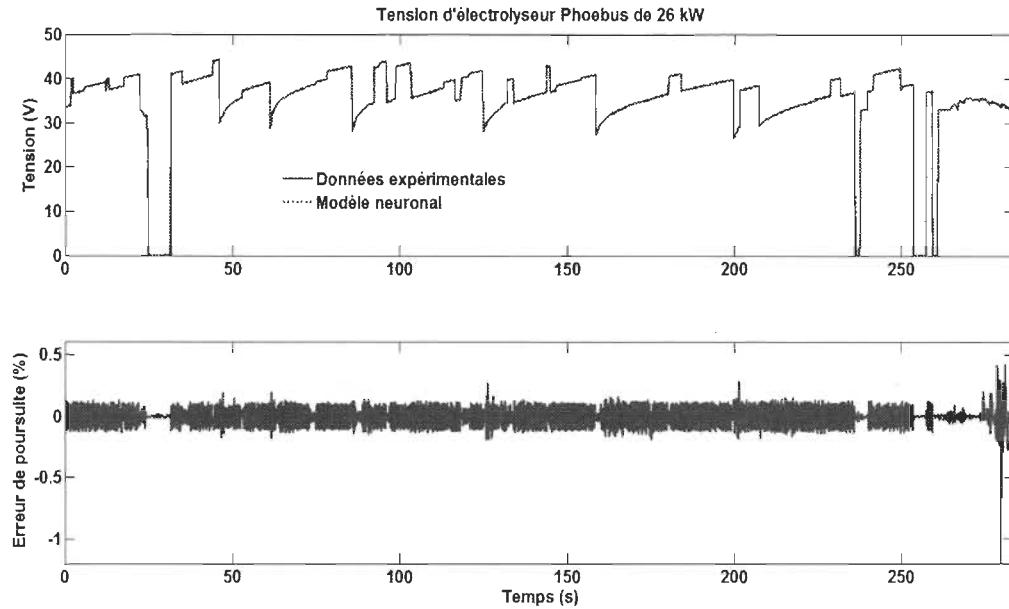


Figure 6-5 Performance de l'entraînement du modèle neuronal de l'électrolyseur

6.5.2 Modèle de prédiction de la production

Dans la littérature, le taux de production d'hydrogène est calculé en fonction du rendement de Faraday qui est déterminé d'une manière empirique [143]. Cette dernière relation est difficile à obtenir et elle est propre à chaque électrolyseur. La connaissance du taux de production d'hydrogène est très importante pour le fonctionnement d'électrolyseur. En effet, pour un fonctionnement sécuritaire de l'électrolyseur, il est impératif de l'arrêter lorsque le taux de production d'hydrogène est faible [157].

Afin d'avoir un modèle de prédiction de la production d'hydrogène, des données expérimentales ont utilisées pour entraîner hors ligne un réseau de neurones de type

fonction à base radiale. Ainsi, des données expérimentales du courant et de la température sont utilisées comme variables d'entrée, alors que les mesures du taux de production d'hydrogène comme une variable de sortie (voir figure 6.6). La structure typique de ce réseau de neurone est illustrée sur la figure 6.7.

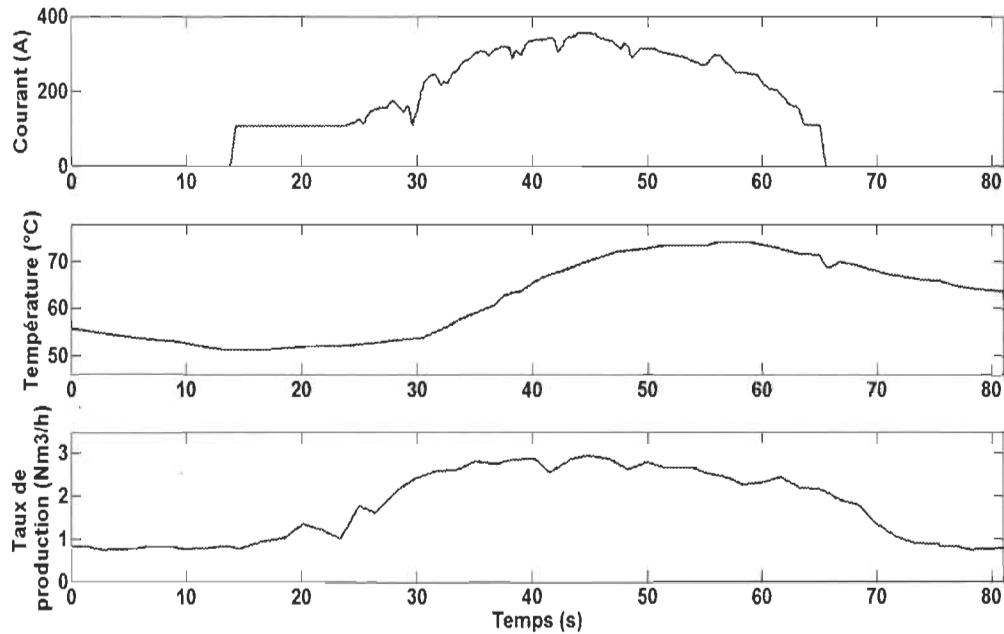


Figure 6-6 Performance de l'entraînement du modèle neuronal de l'électrolyseur
[19]

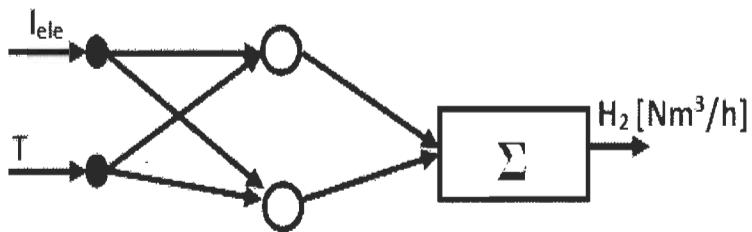


Figure 6-7 Structure du modèle de prédiction du taux de production d'hydrogène

La figure 6.8 représente les performances de la modélisation neuronale du taux de production d'hydrogène comparées au modèle empirique présenté dans [19]. Comme on peut le constater, le modèle de prédiction neuronal offre une meilleure performance

comparé au modèle utilisé dans la littérature. En effet, avec notre méthode, l'erreur est inférieure à 10%, alors qu'elle est autour de 22% avec la corrélation utilisée jusque là.

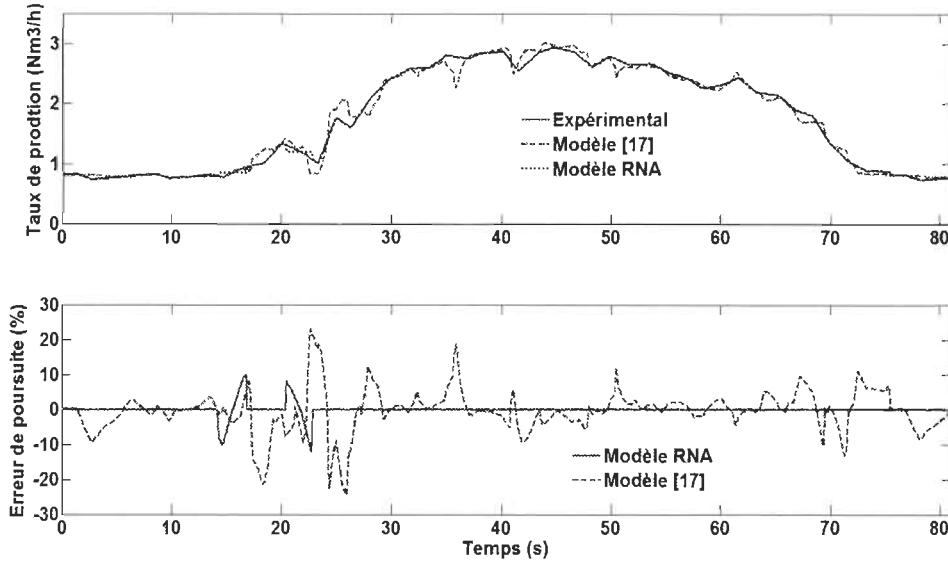


Figure 6-8 Performance du modèle neuronal de la prédition de production d'hydrogène

6.5.3 Modèle thermique de l'électrolyseur

La température de fonctionnement de l'électrolyseur a plusieurs impacts sur ses performances. En effet, la conductivité de l'électrolyte (KOH) augmente avec l'augmentation de la température, alors que celle des électrodes diminue [20, 68]. La température de l'électrolyte peut être déterminée par l'intermédiaire de modèles thermiques simples ou complexes, en fonction de l'exigence de précision. Le modèle simple suppose que le taux de transfert de chaleur constant dans le temps. Ce type de modèle thermique quasi-statique induit une perte de précision dans l'estimation de la température [19]. Quant au deuxième modèle thermique, il est basé sur la résolution analytique d'équations différentielles afin de déterminer directement la température. Cette approche qui exige une

bonne connaissance du modèle du système de refroidissement [19], est plus complexe et nécessite un temps de calcul plus important.

Dans le cadre du travail de recherche, nous proposons d'utiliser les RNA à fonction de base radiale. Pour l'entraînement du réseau de neurones, on utilise uniquement les données expérimentales du courant et de la tension d'électrolyseur comme variables d'entrée, alors que la température mesurée est utilisée comme variable de sortie. Ainsi, un modèle thermique est obtenu sans utiliser aucune relation mathématique. La structure typique du réseau de neurones utilisée est illustrée par la figure 6.9.

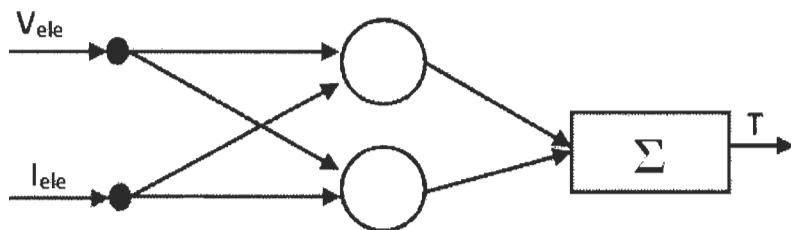


Figure 6-9 Structure du modèle thermique neuronal

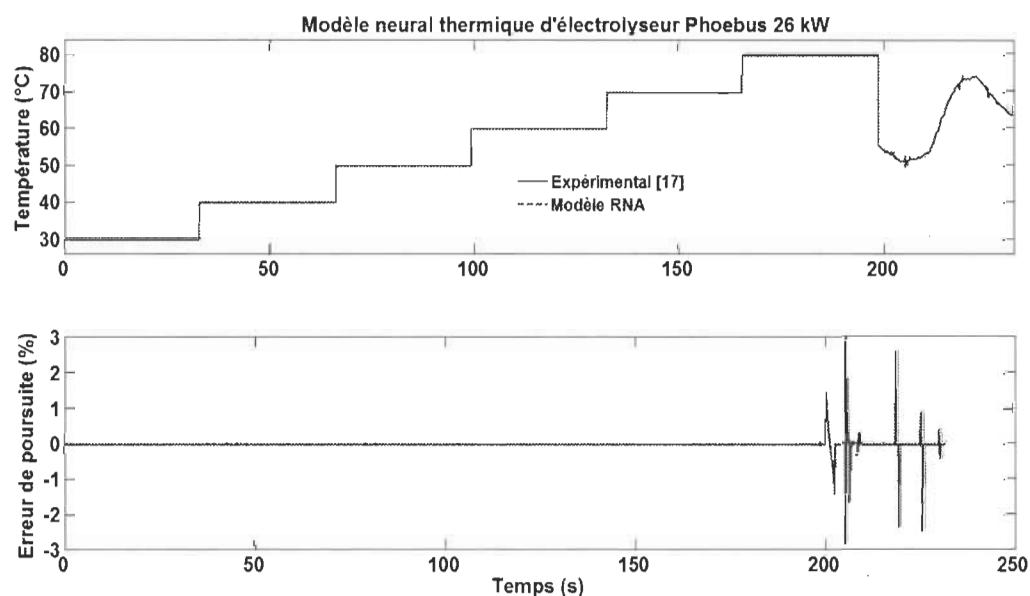


Figure 6-10 Performance de l'entraînement du réseau de neurones du modèle thermique

La figure 6.10 représente les performances du réseau de neurones du modèle thermique de l'électrolyseur, où l'erreur entre le modèle thermique neuronal et les données expérimentales ne dépasse pas $\pm 3\%$. Ceci démontre que la méthode proposée pour la modélisation de l'électrolyseur basée sur l'utilisation des RNA est intéressante. Toutefois, cette méthode a besoin d'être validée avec plus des données expérimentales couvrant l'ensemble de l'intervalle de fonctionnement de l'électrolyseur.

6.6 Convertisseur de puissance pour l'électrolyseur

Le démarrage de l'électrolyseur nécessite une tension minimale qui est appelée tension réversible, qui augmente avec l'augmentation du courant d'électrolyseur. Pour une meilleure utilisation de l'électrolyseur, il est nécessaire d'utiliser un convertisseur de puissance de type dévolteur de tension qui module la puissance absorbée. Ce convertisseur de puissance qui abaisse la tension, augmente le courant que l'électrolyseur absorbe. La figure 6.11 représente la structure du convertisseur dévolteur utilisé pour l'alimentation de l'électrolyseur.

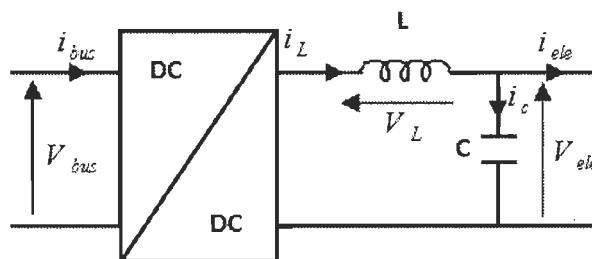


Figure 6-11 Schéma bloc du convertisseur dévolteur

Le hacheur contrôlé dans l'objectif de moduler la puissance excédentaire alimentant l'électrolyseur. Généralement, c'est la MLI naturelle qui est utilisée comme stratégie de commande des convertisseurs de puissance pour la gestion de la puissance transmise à la

charge. C'est la stratégie utilisée dans notre étude pour la commande du convertisseur de puissance pour le contrôle de l'électrolyseur. La variation du courant à travers le condensateur peut être exprimée comme suit :

$$i_C(t) = i_L(t) - i_{ele}(t) = C \frac{dV_{ele}}{dt} \quad (6-4)$$

Où V_{ele} et i_{ele} sont respectivement la tension et le courant d'électrolyseur. i_L est le courant à travers l'inductance. L'évolution de la tension à travers l'électrolyseur (ou le condensateur) peut s'écrire comme suit :

$$V_{ele}(t) = \frac{1}{C} \int i_C(t) dt = \frac{1}{C} \int (i_L(t) - i_{ele}(t)) dt \quad (6-5)$$

La variation de la tension aux bornes de l'inductance dépend en particulier du mode de fonctionnement et son expression peut être donnée par la relation suivante :

$$V_L(t) = (V_m(t) - V_{ele}(t)) * S - V_{ele}(t) * \bar{S} * sign(i_L(t)) \quad (6-6)$$

Où S est une variable logique dont la valeur dépend de la comparaison entre le signal de la porteuse et le signal de commande (rapport cyclique). S vaut 1 lorsque le rapport cyclique est supérieur à la porteuse, sinon S vaut 0. Alors que $sign(i_L(t))$ vaut 1 lorsque le courant de l'inductance est positif, et sa valeur vaut 0 lorsque le courant i_L est nulle [158].

Le modèle dynamique du convertisseur dévolteur sous Matlab/Simulink est illustré par la figure 6.12.

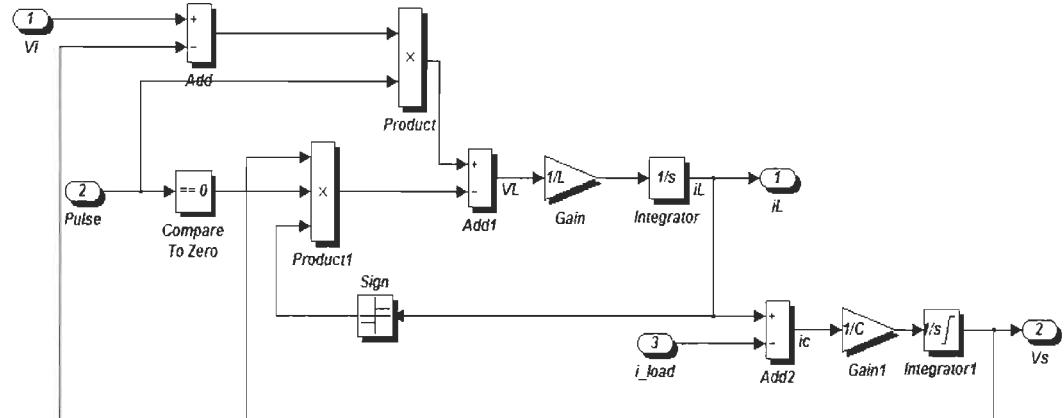


Figure 6-12 Modèle dynamique du convertisseur dévolteur sous Matlab/Simulink

6.7 Commande de l'électrolyseur

Dans le but d'optimiser le fonctionnement de l'électrolyseur, une stratégie de gestion est nécessaire. Nous allons présenter une stratégie de commande qui a pour objectif de produire d'une façon sécuritaire, le maximum d'hydrogène possible. La figure 6.13 illustre cette stratégie implémentée sous Matlab/Simulink, qui permet déterminer la tension de référence à imposer à l'électrolyseur. Le modèle détaillé de l'électrolyseur est présenté à l'annexe C.

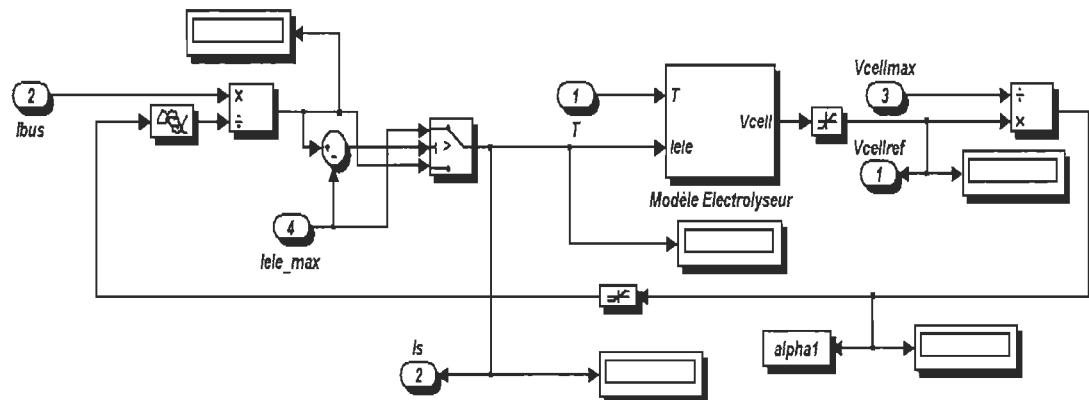


Figure 6-13 Stratégie de calcul de la tension de référence à imposer à l'électrolyseur

Après avoir présenté le modèle de l'électrolyseur, et déterminé la tension de référence à imposer à l'électrolyseur par la stratégie présentée sur la figure 6.13, nous allons mettre en place une structure de commande pour contrôler la tension de l'électrolyseur.

6.7.1 Dimensionnement du convertisseur dévolteur

D'abord, nous allons aborder le dimensionnement du convertisseur dévolteur représenté sur la figure 6.11. L'inductance de lissage est utilisée pour limiter les ondulations du courant, alors que le condensateur de filtrage est utilisé pour limiter les ondulations de tension engendrées par le découpage en sortie du dévolteur.

Les ondulations du courant dans l'inductance sont calculées en négligeant les ondulations de la tension de sortie par rapport à sa valeur moyenne [159, 160]. Les ondulations du courant dans l'inductance ainsi que la variation de la tension d'électrolyseur sur une période de fonctionnement sont illustrées sur la figure 6.14.

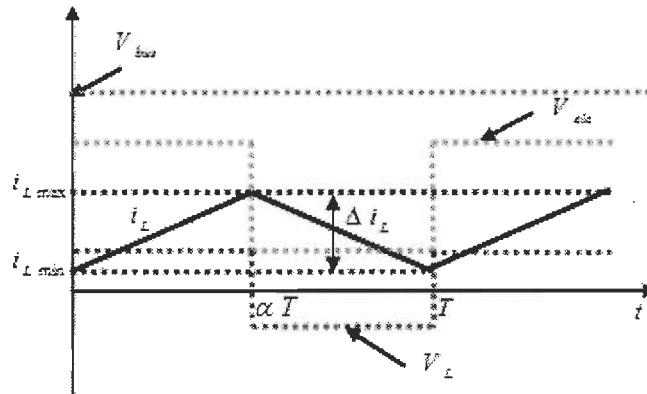


Figure 6-14 Ondulation du courant dans l'inductance et tension dans l'inductance de lissage

La valeur de l'inductance L , dépend des ondulations admissibles du courant Δi_L , et qui peuvent être données par l'expression suivante :

$$\Delta i_L = \frac{(V_{bus} - V_{ele})}{L} \frac{\alpha}{f_s} \quad (6-7)$$

Si on prend une ondulation du courant admissible de $\Delta i_L = 4 A$, alors, la valeur de l'inductance peut être calculée comme suit :

$$L = \frac{(V_{bus} - V_{ele})}{\Delta i_L f_s} \alpha \quad (6-8)$$

La tension de sortie du dévoleteur est reliée à la tension d'entrée par le rapport cyclique comme suit :

$$V_{ele} = \alpha V_{bus} \quad (6-9)$$

En remplaçant la valeur de la tension d'électrolyseur de (6.9) dans (6.8), l'inductance peut s'écrire comme suit :

$$L = \frac{V_{bus}(1-\alpha)}{\Delta i_L f_s} \alpha \quad (6-10)$$

Étant donné que la valeur maximale de l'ondulation est obtenue pour une valeur $\alpha = 0.5$, la valeur minimale de l'inductance est donnée par l'expression suivante :

$$L = \frac{V_{bus}}{4 \Delta i_L f_s} \quad (6-11)$$

Application numérique :

Si on prend $V_{bus} = 48 V$, $\Delta i_L = 4 A$, et $f_s = 10 \text{ kHz}$, la valeur de l'inductance serait :

$$L = 0.3 \text{ mH.}$$

Après avoir calculé la valeur de l'inductance, nous allons déterminer la valeur du condensateur du filtrage. Les ondulations de la tension de sortie peuvent être réduites en faisant en sorte que la fréquence de coupure du filtre LC (f_c) très inférieure à la fréquence

de commutation du convertisseur ($f_c \ll f_s$) [161]. La fréquence de coupure est déterminée comme suit :

$$f_c = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (6-12)$$

Alors, la valeur du condensateur peut être exprimée par la relation suivante :

$$C = \frac{1}{(2\pi f_c)^2 L} \quad (6-13)$$

Si on prend $f_c = 150$ Hz, alors $C = 3.75$ mF. Un condensateur de $4700 \mu\text{F}$ peut être utilisé.

6.7.2 Commande de l'électrolyseur

À partir des relations (6.4) et (6.5), le synoptique de commande de la tension de l'électrolyseur utilisant un contrôleur flou est illustré sur la figure 6.15. Le contrôleur flou a été utilisé afin de mieux répondre au caractère non linéaire de l'électrolyseur.

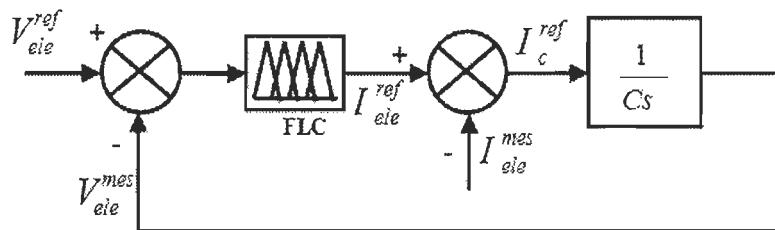


Figure 6-15 Synoptique de la commande de la tension de l'électrolyseur

Pour le contrôleur de la tension, l'univers de discours de chaque variable (entrée et sortie) est divisé en cinq classes, comme le montre la figure 6.16. Les classes de la répartition sont notées comme suit : NG pour Négatif Grand, N pour négatif, Z pour zéro, P pour Positif, et PG pour Positif Grand. Les règles floues sont utiles afin de déterminer le signal de sortie du contrôleur flou en fonction des signaux d'entrée. Ces règles relient le signal de sortie aux signaux d'entrée par des conditions linguistiques prenant en compte

l'expertise ou les connaissances d'un opérateur humain, en traduisant simplement des décisions de bon sens. Le tableau 6.1 représente les règles d'inférence du contrôleur flou de la tension de l'électrolyseur.

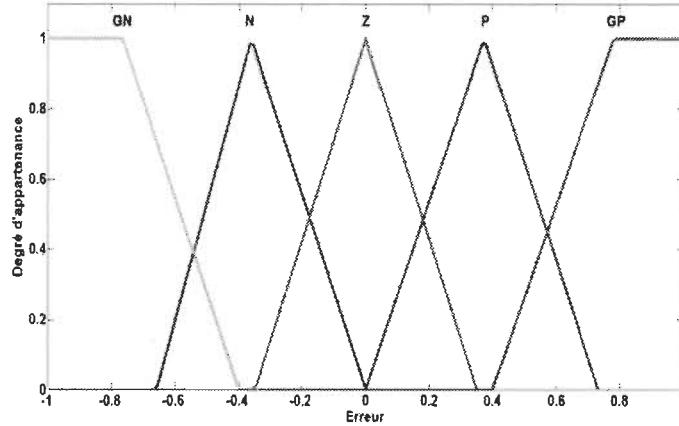


Figure 6-16 Fonction d'appartenance de chacune des variables linguistiques du contrôleur de la tension

Tableau 6-1 Règles d'inférence du régulateur flou utilisé pour la commande de la tension d'électrolyseur

		$\Delta e(t)$				
		NG	N	Z	P	PG
$e(t)$	NG	NG	Z	NG	Z	Z
	N	Z	N	N	Z	Z
	Z	NG	N	Z	P	PG
	P	Z	Z	P	P	Z
	PG	Z	Z	PG	Z	PG

6.7.3 Résultats de simulation

Après avoir présenté la modélisation et la stratégie de commande de l'électrolyseur, nous allons analyser son comportement global. Les paramètres d'un électrolyseur de 26 kW, ainsi que ceux du convertisseur dévolteur utilisés sont donnés dans l'annexe B. Nous

allons appliquer un profil de puissance par échelons (voir figure 6.17) afin d'analyser les performances de la stratégie utilisée. Afin d'avoir un modèle le plus réaliste possible, nous avons intégré le modèle thermique afin de prendre en compte l'impact de l'évolution de la température sur les performances de l'électrolyseur.

La figure 6.18 représente l'évolution de la température de fonctionnement de l'électrolyseur, alors que la tension d'électrolyseur ainsi que le courant absorbé sont illustrés respectivement sur les figure 6.19 et 6.20. Comme on peut le constater sur la figure 6.19, la diminution de tension d'électrolyseur entre $t = 0$ s et $t = 40$ s est due à l'augmentation de la température d'électrolyseur. La figure 6.19 montre aussi les performances de la stratégie de commande de la tension de l'électrolyseur où la tension mesurée suit parfaitement la tension de référence.

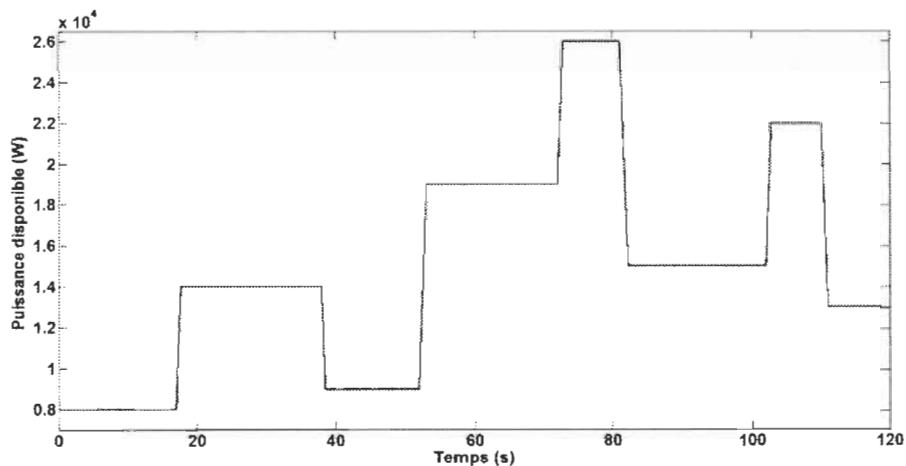


Figure 6.17 Profil de la puissance disponible

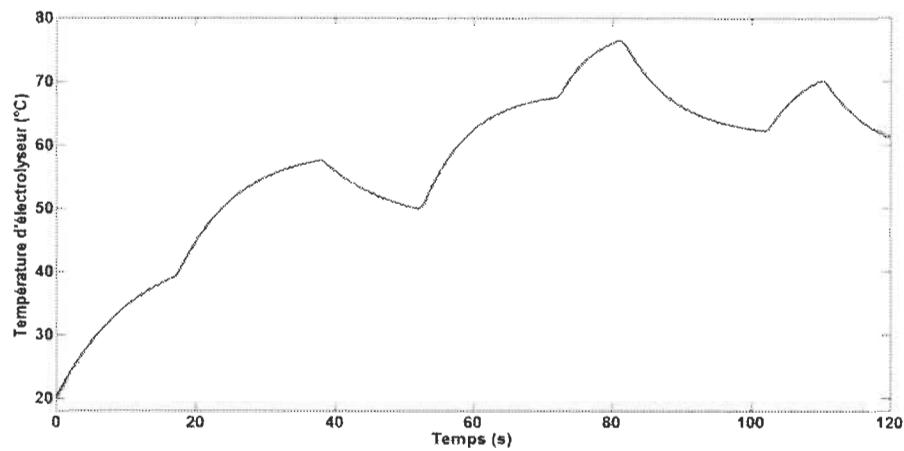


Figure 6-18 Évolution de la température d'électrolyseur

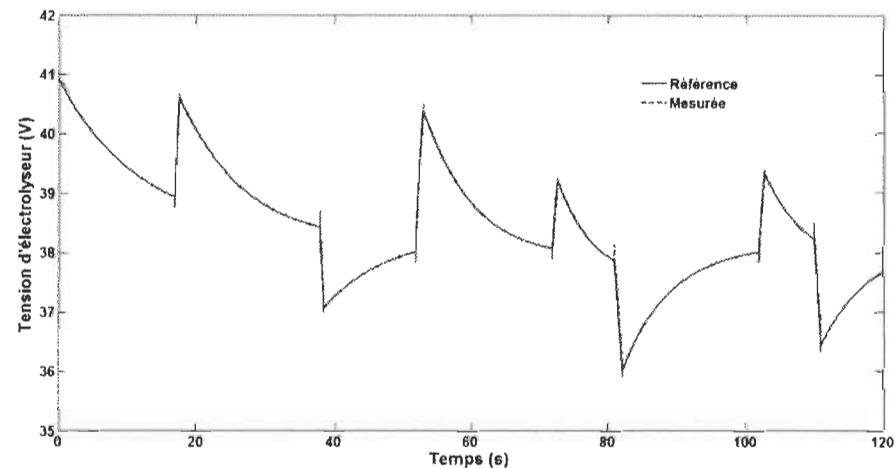


Figure 6-19 Tension de référence et celle mesurée d'électrolyseur

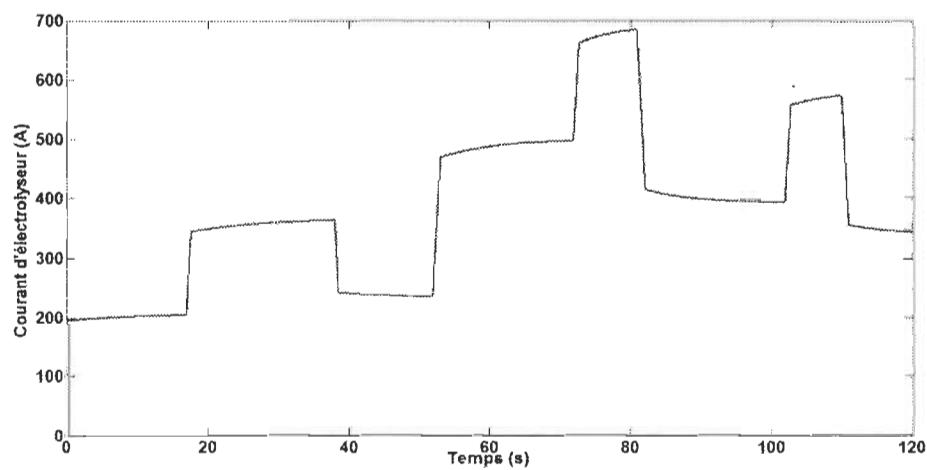


Figure 6-20 Courant d'électrolyseur

6.8 Impact du dimensionnement de la tension du bus continu sur la production d'hydrogène

Généralement dans la littérature, la tension du bus à courant continu (à l'entrée du dévolteur) est limitée à 2V/cellule [68]. Par conséquent, l'électrolyseur ne peut pas absorber une puissance qui peut aller jusqu'à sa puissance nominale à basse température. Comme les électrolyseurs sont utilisés dans des systèmes hybrides intégrant des énergies renouvelables , où la puissance disponible est fluctuante, donc non disponible pour de longues périodes. Par conséquence, il est difficile à l'électrolyseur d'atteindre sa température optimale, qui est atteinte après un fonctionnement de longue durée (de l'ordre de quelques heures).

Nous allons analyser l'impact de la tension du bus à CC sur les performances d'électrolyseur, et par ricochet, sur la production d'hydrogène. Un électrolyseur de 5 kW dont les paramètres sont donnés dans l'annexe B est utilisé, et le synoptique de contrôle de sa tension et celle du dévolteur est représenté sur la figure 6.21. La figure 6.22 illustre le profil de surplus de puissance utilisé.

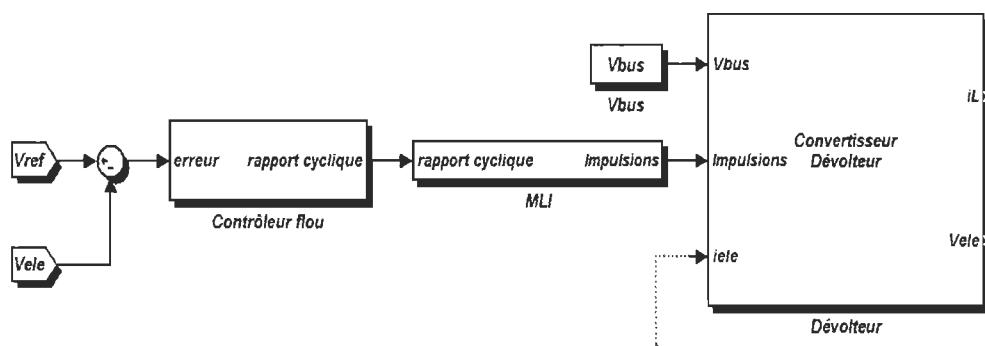


Figure 6-21 Contrôle de la tension d'électrolyseur

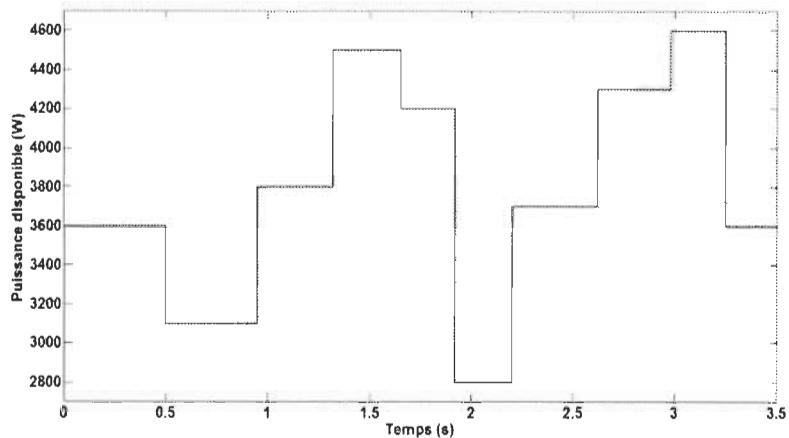


Figure 6-22 Profil de surplus de puissance

La figure 6.23 représente les résultats de simulation du système électrolyseur pour une température ambiante (25°C) et une tension du bus à CC de 2V/cellule, soit un bus de 48 V. L'étude a été faite sur 3.5 secondes pour des raisons d'insuffisance de la mémoire de calcul vu qu'on utilise la MLI pour contrôler le dévolteur avec une fréquence de commutation de 15 kHz. Comme on peut le constater, en basse température, pour un dimensionnement de 2V/cellule du bus à CC, l'électrolyseur n'absorbe pas toute la puissance disponible. En effet, la puissance maximale absorbée est de 1400 W alors que la tension de l'électrolyseur est limitée à celle du bus à CC qui est de 48 V.

Les performances de la commande d'électrolyseur pour la température optimale de 80°C et une tension de bus à CC de 48 V sont représentées sur la figure 6.24. Dans ce cas, l'électrolyseur absorbe toute la puissance disponible. Ceci est la conséquence de la diminution de la tension d'électrolyseur lorsque sa température de fonctionnement augmente. Ce qui confirme l'influence de la température sur les performances de l'électrolyseur.

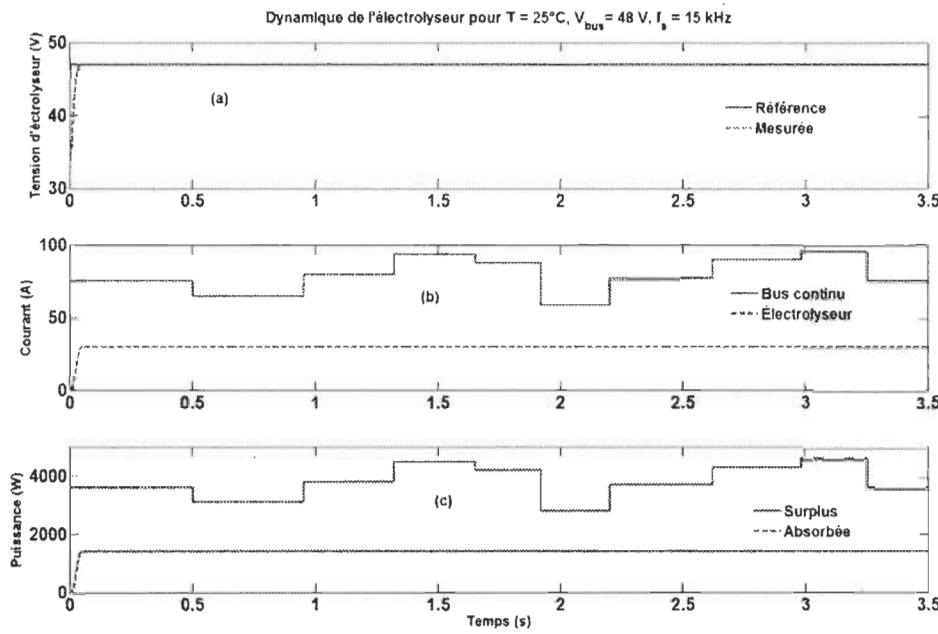


Figure 6-23 Dynamique de l'électrolyseur pour $T = 25^\circ\text{C}$ et $V_{\text{bus}} = 48 \text{ V}$

La figure 6.25 illustre la dynamique de l'électrolyseur pour une température ambiante, et un dimensionnement de 2.3 V/cellule, soit une tension du bus à CC de 55.2 V. Comme on peut le remarquer, l'électrolyseur arrive à absorber toute la puissance même à basse température. Ceci est dû à l'augmentation de la tension du bus continu qui permet d'augmenter la « *barrière* » de la tension de l'électrolyseur, où les surtensions sont importantes à basse température.

La figure 6.26 représente la puissance absorbée par l'électrolyseur pour différentes températures de fonctionnement et différentes tensions du bus à CC, où on peut constater que l'électrolyseur peut absorber jusqu'à sa puissance nominale, soit avec l'augmentation de sa température de fonctionnement, réduisant ainsi les surtensions, soit en augmentant la tension du bus à CC.

Étant donné que nous n'avons pas eu la possibilité de valider expérimentalement les résultats présentés dans cette section, nous allons nous appuyer sur des résultats

expérimentaux effectués au sein de l'institut de recherche sur l'hydrogène (IRH) sur un électrolyseur de 5 kW dont les travaux sont donnés dans [162].

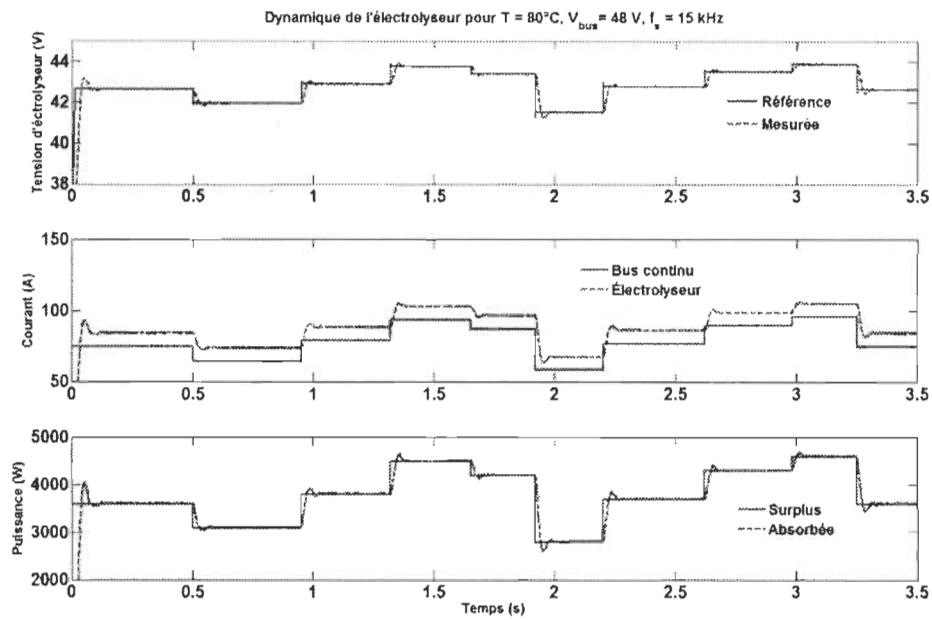


Figure 6-24 Dynamique de l'électrolyseur pour $T = 80^\circ\text{C}$ et $V_{\text{bus}} = 48 \text{ V}$

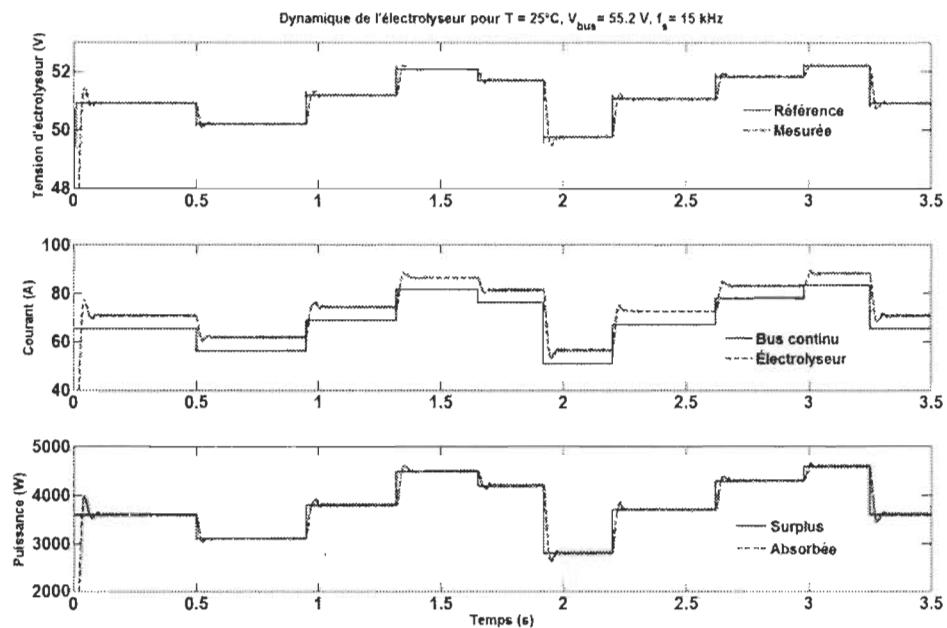


Figure 6-25 Dynamique de l'électrolyseur pour $T = 25^\circ\text{C}$ et $V_{\text{bus}} = 55.2 \text{ V}$

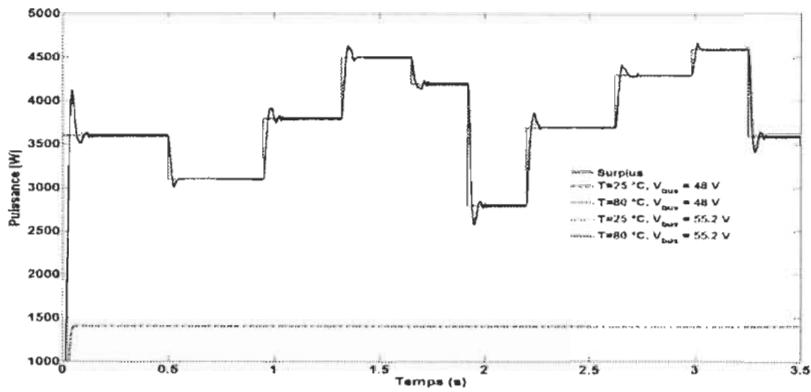


Figure 6-26 Puissance absorbée par l'électrolyseur pour différentes température et tension du bus à CC

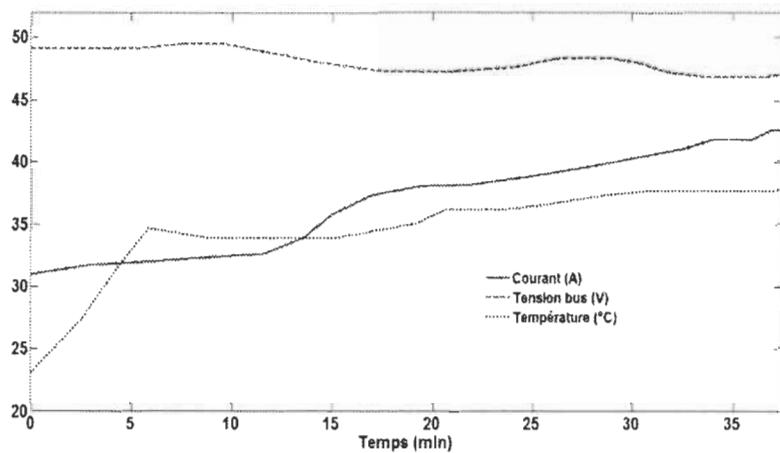


Figure 6-27 Évolution du courant d'électrolyseur en fonction de la température pour une tension de bus de 48 V

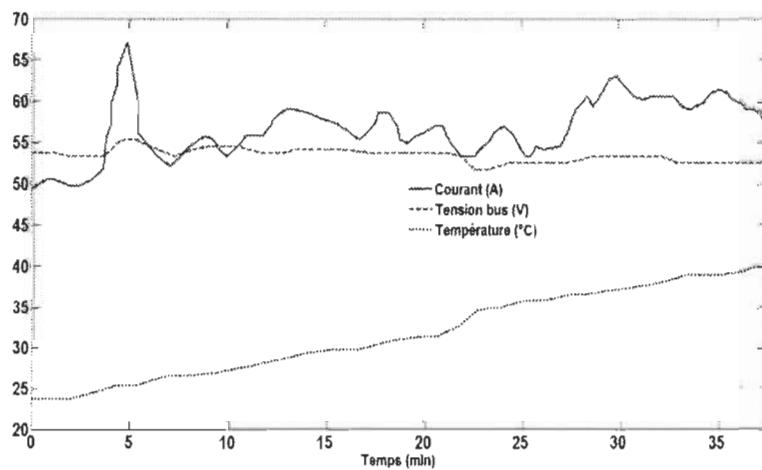


Figure 6-28 Évolution du courant d'électrolyseur en fonction de la température pour une tension de bus de 54 V

Les résultats présentés sur les figures 6.27 et 6.28 valident clairement nos résultats sur l'influence de la tension du bus à CC sur les performances de l'électrolyseur. En effet, avec une tension de bus de 54 V, le courant de l'électrolyseur est d'environ 50 A à son démarrage, alors qu'il est seulement de 31 A avec une tension de 48 V.

6.9 Impact du nombre d'électrolyseurs sur la production d'hydrogène

De nos jours, la majorité des électrolyseurs commerciaux doivent s'arrêter lorsque la puissance disponible est inférieure à 25% à 50% de leurs puissances nominales. Ceci constitue un inconvénient majeur pour l'utilisation des électrolyseurs. En effet, après son arrêt, l'électrolyseur doit attendre 30 à 60 minutes avant son redémarrage à cause de la purge de l'azote. Ainsi, si une puissance est disponible pendant ce temps d'arrêt « forcé », la production de l'hydrogène, serait perdue [51].

Pour remédier à cet inconvénient, nous allons nous intéresser au dimensionnement du système d'électrolyseur, où l'impact du nombre d'électrolyseurs sur l'amélioration de la quantité d'hydrogène produit sera analysé. Ceci contribuera à l'augmentation de la participation de l'énergie verte et durable dans un système hybride, et réduire par la même occasion, la quantité du diesel utilisée.

Dans notre étude, trois cas ont été considérés pour une puissance excédentaire donnée. Le premier cas avec un seul électrolyseur d'une puissance nominale égale au maximum de la puissance disponible. Le deuxième cas considère deux électrolyseurs identiques, avec une puissance nominale égale à la moitié du maximum de puissance disponible. Le dernier cas de notre étude considère un électrolyseur d'une puissance égale à 75% du maximum de

la puissance disponible, et un autre électrolyseur d'une puissance égale à 25% de la puissance excédentaire maximale.

La figure 6.29 illustre le profil de puissance excédentaire mensuelle utilisé dans notre étude. Afin d'avoir un système plus réaliste, nous avons pris en compte l'évolution de la température. Pour des raisons de temps de calcul et de mémoire, nous avons adapté le système de simulation afin de simuler un 30 jour sur 720 secondes.

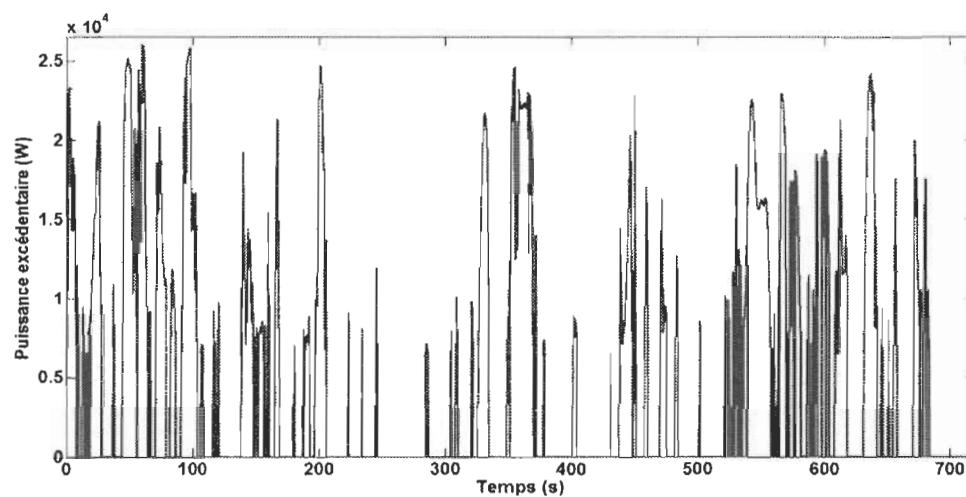


Figure 6-29 Profil mensuel de la puissance excédentaire

6.9.1 Cas d'un seul électrolyseur

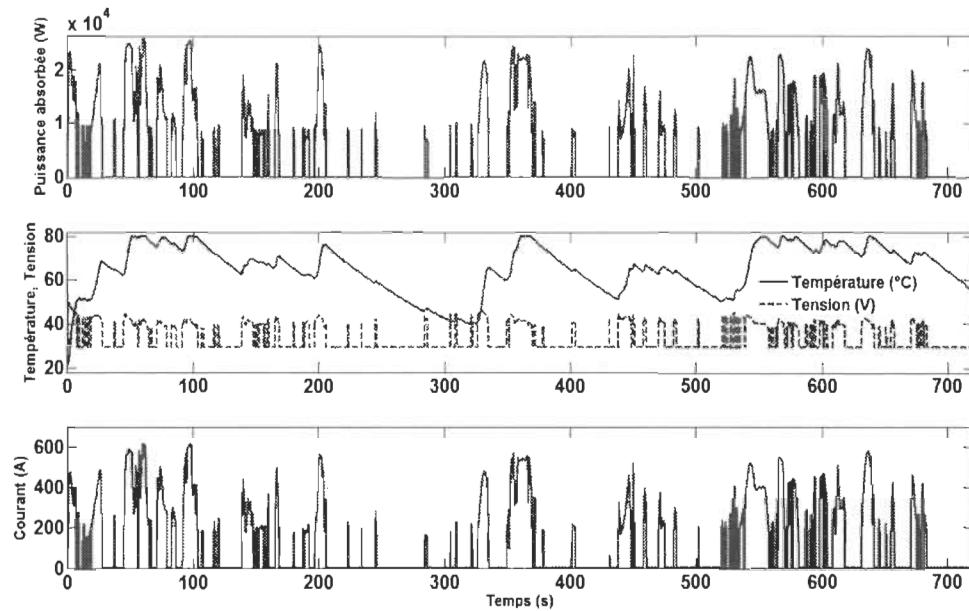


Figure 6-30 Performances de l'électrolyseur de 26 kW

Dans ce premier cas, un seul électrolyseur d'une puissance nominale égale à la puissance maximale excédentaire. Les performances de l'électrolyseur sur un mois sont illustrées sur la figure 6.30.

6.9.2 Cas de deux électrolyseurs identiques

Dans le deuxième cas, deux électrolyseurs identiques de puissances égales à la moitié de la puissance excédentaire maximale. La figure 6.31 montre respectivement les puissances absorbées, l'évolution de la température et des courants des deux électrolyseurs.

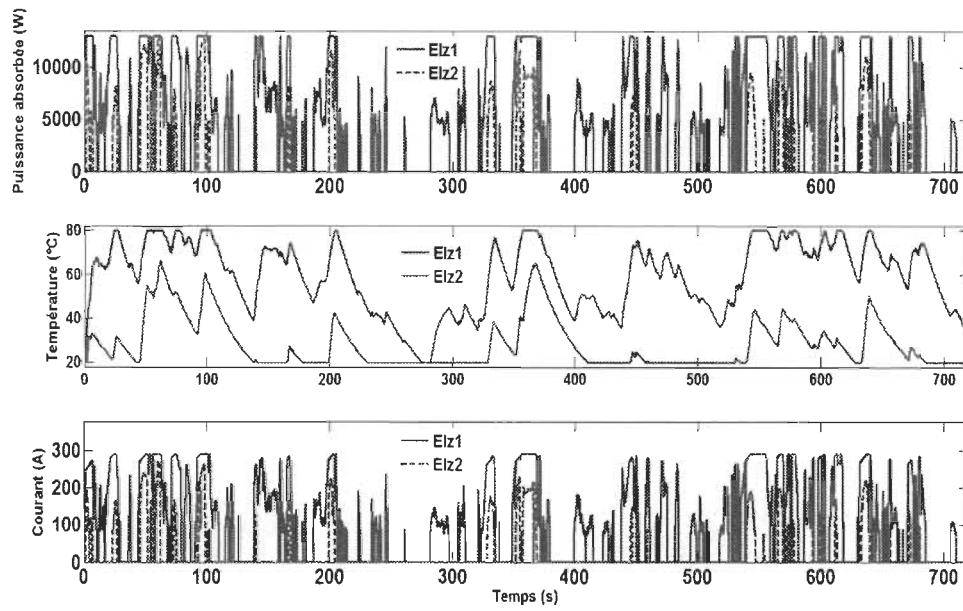


Figure 6-31 Performances des deux électrolyseurs identiques

6.9.3 Cas de deux électrolyseurs différents

Les paramètres de ces deux électrolyseurs utilisés dans le troisième cas de notre étude sont donnés dans l'annexe C. La figure 6.32 montre la dynamique de fonctionnement des deux électrolyseurs, en termes de puissance, de température et du courant absorbé.

La figure 6.33 représente la comparaison de la production d'hydrogène dans les trois cas étudiés. Comme on peut le remarquer, l'utilisation de deux électrolyseurs de puissances respectives de 75% et 25% de la puissance excédentaire maximale est le meilleur choix. En effet, ce dernier choix permet une augmentation de la production de l'ordre de 13.98% par rapport à l'utilisation d'un seul électrolyseur. Alors que l'augmentation est de 6.44% lorsque les deux électrolyseurs de puissances identiques sont utilisés. Ceci s'explique par la contrainte de l'arrêt de l'électrolyseur, pour des raisons de sécurité, lorsque la puissance disponible est inférieure à 25% de sa puissance nominale.

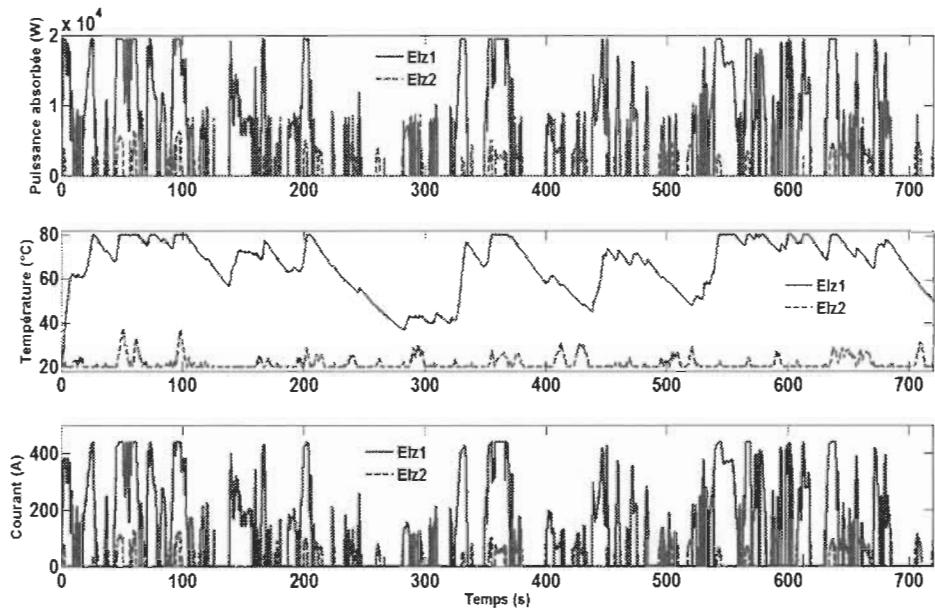


Figure 6-32 Les performances des deux électrolyseurs différents

Ainsi, nous proposons une méthode pour un dimensionnement efficient d'électrolyseurs dans un système hybride.

$$P_{ele1} = (1 - b) \times P_{dispo} \quad (6-14)$$

$$P_{ele2} = b \times P_{dispo} \quad (6-15)$$

Avec :

P_{ele1} : Puissance nominale du premier électrolyseur

P_{ele2} : Puissance nominale du deuxième électrolyseur

P_{dispo} : Puissance excédentaire

b : Puissance minimale de fonctionnement d'électrolyseur

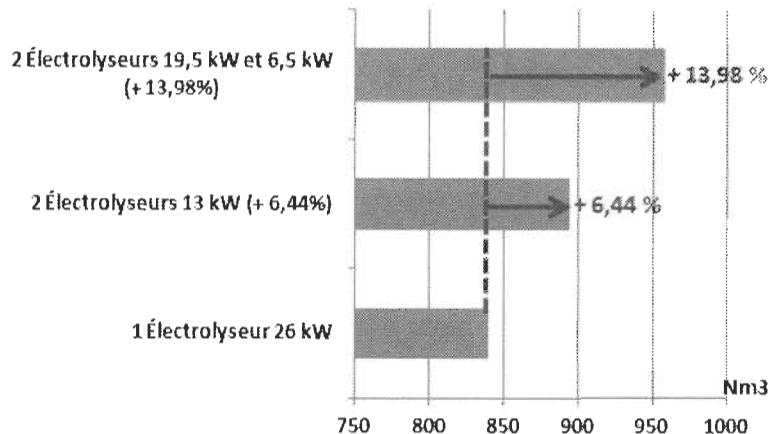


Figure 6-33 Production d'hydrogène pour les trois cas étudiés

6.10 Pile à combustible comme générateur électrique

La réduction continue des réserves mondiaux du pétrole induisant une augmentation progressive des prix souligne la nécessité d'une alternative énergétique pour répondre aux besoins énergétiques en nette croissance. Les progrès des technologies de piles à combustible (PàC) rendent l'hydrogène comme un potentiel vecteur d'énergie. La production d'électricité par la PàC est une solution de plus en plus adoptée dans les applications de transport et stationnaires.

Les PàC dont le schéma global est illustré sur la figure 6.34, qui peuvent être classées en fonction de l'électrolyte utilisé, sont des dispositifs électrochimiques qui convertissent directement l'énergie chimique stockée dans les carburants comme l'hydrogène en énergie électrique. Son rendement peut atteindre jusqu'à 60% dans la conversion d'énergie électrique, et d'environ 80% en cogénération, avec plus de 90% de réduction des principaux polluants [163]. Dans notre travail, la PàC est proposée comme une solution pour la réduction de la consommation du diesel en favorisant l'utilisation de l'hydrogène. En regard aux différents développements qu'a connus la PàC de type PEM ces dernières années, elle

est appelée à être un bon candidat pour les applications de transport et stationnaires pour les puissances allant jusqu'à 200 kW [164-167].

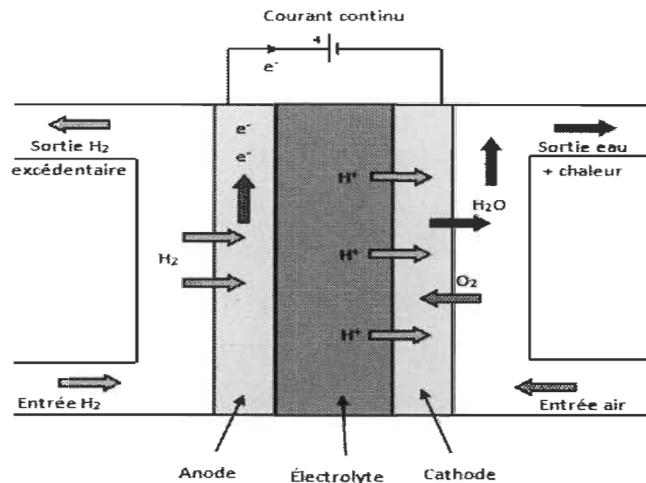


Figure 6-34 Schéma global de la pile à combustible

La PàC de type PEM est composée de deux électrodes qui sont séparées par une membrane polymère afin d'éviter le passage des gaz et des électrons. L'oxydation de l'hydrogène au niveau de l'anode produit des protons qui migrent à travers la membrane vers la cathode (voir figure 6.34). La PàC peut être caractérisée par l'évolution de sa tension en fonction de la densité du courant délivré. Typiquement, la tension autour d'une densité de courant de 0.4 à 0.8 A/cm² est d'environ 0.6 V. Étant donné que la tension d'une cellule est relativement faible, la construction d'un stack consiste en la mise en série de plusieurs cellules [168]. Des convertisseurs de puissance survoltageurs sont utilisés pour éléver la tension de la PàC et moduler la puissance fournie.

Nous allons d'abord aborder les différentes technologies de PàC ainsi que les différents défis technologiques auxquels il faut répondre. Par la suite, une revue bibliographique des différents modèles de PàC de type PEM sera effectuée avant de proposer une méthode de modélisation basée sur les RNA avec l'utilisation des données expérimentales pour la

validation. Enfin, une stratégie de contrôle de la PàC sera présentée et ses performances seront analysées.

6.10.1 Classification des piles à combustible

La découverte de la PàC est généralement attribuée à Sir William Grove en 1839 [169]. Toutefois, son développement a été freiné à cause du succès qu'a connu la machine à vapeur et plus tard, le moteur à combustion interne et son adaptation pour le secteur des transports. Toutefois, depuis la raréfaction des sources d'énergie fossiles et la prise de conscience croissante sur les questions du dérèglement climatique, différents types de PàC ont été développés. La figure 6.35 résume l'histoire de la PàC.

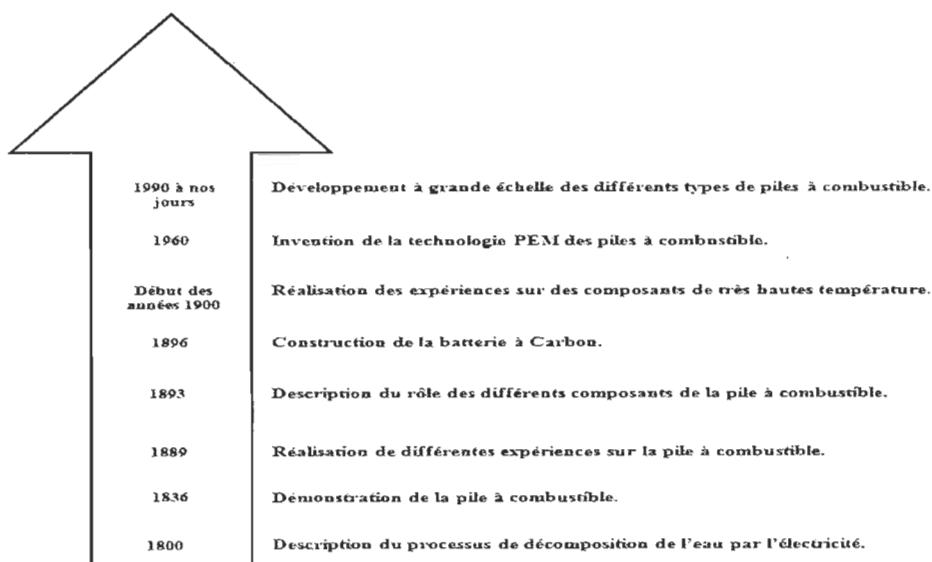


Figure 6-35 Histoire de la pile à combustible [169]

Généralement, la classification des PàC peut se faire soit par rapport à leur température de fonctionnement ou les types d'électrolytes utilisés. Les cinq catégories de PàC qui ont reçu le plus grand effort de recherche sont : (1) Polymer Electrolyte Membrane (PEM) Fuel Cells, (2) Solid Oxide Fuel Cells (SOFCs), (3) Alkaline Fuel Cells (AFCs), (4) Phosphoric

Acid Fuel Cells (PAFCs), et (5) Molten Carbonate Fuel Cells (MCFCs). Le tableau 6.2 résume la classification des différents types de PàC et leurs caractéristiques. Dans notre travail, nous avons opté pour l'utilisation une PàC de type PEM en raison de sa faible température de fonctionnement, et sa maturité. En effet, vu que le Canada, qui est connu pour des températures hivernales allant jusqu'à -40°C, l'utilisation de la pile PEM permet de réduire considérablement le temps de démarrage comparativement aux autres technologies fonctionnant à l'hydrogène [170].

Tableau 6-2 Classification des différentes technologies de piles à combustible [68, 171]

Type de pile	Électrolyte	Proton	Température (°C)	Carburant
PEMFC	Solide	H ⁺	50-90	H ₂
DMFC	Solide	H ⁺	50-90	CH ₃ OH
AFPC	Liquide	OH ⁻	60-250	H ₂
PAFC	Liquide	H ⁺	160-250	H ₂
MCFC	Liquide	CO ₃ ⁻²	Autour de 650	H ₂ , CO, CH ₄
SOFC	Solide	O ⁻²	750-1000	H ₂ , CO, CH ₄

6.10.2 Avantages de la pile à combustible

La PàC contient plusieurs avantages, qui font d'elle l'une des solutions la plus prometteuse et la plus attractive, dont on peut citer quelques uns [68]:

- Faible pollution ;
- Un rendement relativement élevé (55-65% pour le stack) ;
- Une densité de puissance élevée (> 1MW/m³ pour le stack) ;

- Fonctionnement silencieux ;
- Grande fiabilité, etc.

6.11 Modélisation de la pile à combustible

L'un des principaux défis des systèmes à PàC est la conception d'un convertisseur de puissance appropriée pour la modulation de la puissance de sortie. En effet, environ 80% des défaillances survenues dans le système PàC sont incombées aux convertisseurs de puissance. Pendant la phase de conception, le convertisseur doit être conçu et testé avec une PàC réelle, avant sa validation physique. Cependant, la conception et le développement de systèmes PàC incluant leurs auxiliaires, tels que le contrôle du compresseur d'air, la puissance et la gestion de l'énergie et de l'optimisation de la performance peuvent endommager une PàC facilement. En outre, les coûts de test des PàC (consommation d'hydrogène et la nécessité d'avoir des installations sécuritaires) restent encore relativement élevés, pour réaliser des expériences avec une PàC réelle. Ces inconvénients soulignent l'intérêt de la conception d'un émulateur de PàC de type PEM pour des applications matérielles telles que HIL (Hardware In-the-Loop). Durant la phase de conception du système d'alimentation des PàCs, les convertisseurs de puissance, ainsi que le développement des auxiliaires peuvent être initialement testés et améliorés avec un émulateur de PàC, engendrant ainsi un faible coût d'exploitation.

La modélisation de PàC a rencontré un grand intérêt dans la littérature, où elle se fait généralement avec des modèles complexes basés sur la connaissance des phénomènes physico-chimiques [172-174]. Ces modèles nécessitent une bonne connaissance des paramètres décrivant le comportement du procédé [175-178], qui sont généralement

difficile à déterminer. Un modèle décrivant le comportement transitoire d'une PàC de type PEM avec des équations est donné dans [179]. Toutefois, des paramètres internes devaient être définis, comme la résistance ohmique, qui caractérise le taux d'humidité de la membrane, ainsi que l'inondation et l'assèchement des électrodes. Ces paramètres sont importants lorsque l'on considère la tension d'une cellule, mais ils n'ont pas été pris en compte dans ce modèle mathématique. Dans [180], un modèle de PàC a été développé, qui est capable de caractériser son comportement en régime transitoire et en régime permanent. Toutefois, ce modèle n'est précis que sur une petite plage de fonctionnement.

Il existe l'approche « *boite noire* » qui permet de décrire le comportement des systèmes physiques sans la nécessité d'avoir une relation mathématique. Ces modèles sont basés sur un ensemble d'entrées facilement mesurables, telles que la température, la pression, ou le courant de la PàC, et sont (modèles) en mesure de prédire sa tension.

Aujourd'hui, les modèles dynamiques des PàC à base des RNA sont rarement abordés dans la littérature. Néanmoins, certains modèles quasi-statiques ont été développés donnant de bons résultats [181-184].

Dans [184], un modèle statique et dynamique de la PàC de type PEM basé sur l'utilisation des RNA a été proposé et des résultats expérimentaux ont été présentés. Ce modèle proposé utilise le courant de la pile, le taux d'humidité ainsi la stœchiométrie des deux gaz. Cette approche de modélisation donne de bons résultats. Toutefois, ce modèle ne prend pas en compte l'évolution de la température d'opération. Dans [185], une modélisation neuronale d'une PàC de forte puissance, avec une prise en compte de l'évolution de la température a été présentée. Toutefois, eu égard à la structure du RNA qui n'est pas récurrente, le modèle présenté est statique [184]. De plus la température a été

mesurée au niveau du circuit l'anode et du réservoir d'eau, qui ne représente pas la température réelle de la PàC. En effet, dans [186], une caméra infra-rouge a été utilisée pour une meilleure acquisition de la température au niveau des cellules.

Dans ce travail de recherche, et pour cause de manque de données suffisantes pour une modélisation de la PàC sur une très large de fonctionnement, nous allons utiliser un des modèles semi-empiriques, pour analyser les performances du contrôle de l'interface de puissance associée à la PàC. D'une autre côté, nous allons présenter les performances de l'approche de modélisation neuronale de la PàC. Par la suite, nous présentons une stratégie de gestion du débit d'hydrogène afin d'améliorer le rendement global du système de PàC.

6.11.1 Modélisation semi-empirique de la pile à combustible

La tension d'une cellule en fonction de la densité du courant peut être représentée par la courbe de polarisation, et elle dépend de plusieurs paramètres tels que la température de fonctionnement, les pression partielles de l'hydrogène et de l'oxygène ainsi que la teneur en eau de la membrane [187].

La réaction chimique globale dans la pile peut être exprimée comme suit :



L'énergie chimique fournie par la PàC peut être estimée avec le changement de l'énergie libre de Gibbs (ΔG_r), qui représente la différence entre l'énergie libre de Gibbs du résultat de la réaction chimique et celle des réactants. Le changement de l'énergie de Gibbs peut être décomposé en terme décrivant la variation de la température à une pression atmosphérique, et celui de la variation de la pression pour une température donnée. Le

changement de l'énergie de Gibbs peut être relié à la tension réversible, par la relation suivante :

$$\Delta G_r = \Delta G_r^0 + RT \ln \left(\frac{a_{H_2O}}{a_{H_2} \sqrt{a_{O_2}}} \right) = -n F E_{\text{Rev}} \quad (6-17)$$

Où a_{H_2O} , a_{H_2} , a_{O_2} sont respectivement l'activité de l'eau, de l'Hydrogène ainsi que celle de l'oxygène, et peuvent être liées aux pressions partielles relatives [188]:

La tension réversible peut être exprimée par l'équation de Nernst suivante [189]:

$$E_{\text{Rev}} = E_{\text{Rev}}^0 + \frac{RT}{nF} (\ln(\bar{P}_{H_2} \bar{P}_{O_2}^{0.5}) - \ln(\bar{P}_{H_2O})) \quad (6-18)$$

Avec E_{Rev}^0 est la variation de la tension réversible à pression standard, et peut être exprimée comme suit [190]:

$$E_{\text{Rev}}^0 = 1.50342 - 9.956 \times 10^{-4} T + 2.5 \times 10^{-7} T \quad (6-19)$$

Où T: température de fonctionnement en [K];

\bar{P}_{H_2} , \bar{P}_{O_2} et \bar{P}_{H_2O} sont respectivement les pressions partielles relatives de l'hydrogène, de l'oxygène et l'eau par rapport à la pression atmosphérique;

R: constante de gaz $8.31451 \text{ [J kmol}^{-1} \text{ K}^{-1}\text{]}$.

La tension du circuit ouvert (Open Circuit Voltage en anglais) E_0 , est la tension fournie par une seule cellule sans charge. E_0 est une tension inférieure à la tension réversible, qui est dû au phénomène de croisement de l'hydrogène de l'anode vers la cathode à travers l'électrolyte ou vice versa [191]. Dans certains cas, des impuretés ou courant de fuite, qui contribuent à davantage de chute de tension de E_0 [192].

$$E_0 = E_{\text{Rev}}^0 + \frac{RT}{nF} \ln \left(\frac{\bar{P}_{H_2} \bar{P}_{O_2}^{0.5}}{\bar{P}_{H_2O}} \right) + \frac{RT}{\alpha nF} \ln(i_0) \quad (6-20)$$

Avec i_0 et α respectivement la densité du courant d'échange et le coefficient de transfert dans la réaction de la réduction de l'oxygène. Étant donné que dans la pratique, certains processus sont irréversibles, une partie de l'énergie de la réaction chimique est convertie en chaleur. Par voie de conséquence, la tension de la PàC est inférieure à sa valeur théorique.

Après avoir abordé brièvement les principes théoriques de la pile à combustible, nécessaires pour comprendre et analyser les différents phénomènes décrivant son fonctionnement, nous allons présenter l'approche semi-empirique pour sa modélisation. La tension de fonctionnement de la pile à combustible peut être exprimée par la relation suivante :

$$V_{\text{cell}} = E_0 - \eta_{\text{act}} - \eta_{\text{ohm}} - \eta_{\text{con}} \quad (6-21)$$

La chute de tension de la pile est due à plusieurs pertes irréversibles comme les pertes par activation, les pertes ohmiques ainsi que les pertes par concentration appelées aussi transport de masse. Les pertes par activation sont décrites par la dynamique d'un système de premier ordre, avec l'effet de double couche capacitive C_{dl} , qui se charge à l'interface électrode-électrolyte [193].

$$\frac{d \Delta V_{\text{act}}}{dt} = \frac{\Delta V_{\text{act}} I}{\eta_{\text{act}} C_{dl}} + \frac{I}{C_{dl}} \quad (6-22)$$

Les pertes ou les surtensions d'activation η_{act} sont décrites par le relation de Tafel qui peut être exprimée comme suit [188, 193]:

$$\eta_{\text{act}} = -(\xi_1 + \xi_2 T + \xi_3 T \ln C_{O_2} + \xi_4 T \ln I) \quad (6-23)$$

Où les coefficients ξ_1, ξ_2, ξ_3 et ξ_4 sont des coefficients propres à chaque pile à combustible, et C_{O_2} est la concentration en [mol/cm³], de l'oxygène dissout à l'interface gaz/liquide.

Les coefficients de la surtension d'activation utilisés dans ce travail sont les suivants [193, 194]:

$$\xi_1 = -0.948$$

$$\xi_2 = 0.00286 + 0.0002 \times \ln(S_{cell}) + 4.3 \times 10^{-5} \times \ln(C_{H_2})$$

$$\xi_3 = 7.6 \times 10^{-5}$$

$$\xi_4 = -1.93 \times 10^{-4}$$

Où S_{cell} est la surface active d'une cellule, C_{H_2} est la concentration de l'hydrogène à l'interface cathode/membrane.

C_{H_2} et C_{O_2} peuvent être exprimées respectivement grâce à la loi d'Henry comme suit [195]:

$$C_{H_2} = 9.174 \times 10^{-7} \bar{P}_{H_2} \exp(-77/T) \quad (6-24)$$

$$C_{O_2} = 1.97 \times 10^{-7} \bar{P}_{O_2} \exp(498/T) \quad (6-25)$$

Les surtensions ohmiques sont le résultat de la résistance au transfert ionique de la membrane R_{mem} et la résistance électronique des électrodes, et la résistance de l'écoulement des électrons R_e . À noter que cette dernière peut être considérée constante sur l'intervalle de variation de la température de fonctionnement de la PàC [194]. Ainsi, les surtensions ohmiques peuvent s'écrire comme suit :

$$\eta_{ohm} = i R_{ohm} = i(R_{mem} + R_e) \quad (6-26)$$

À noter que généralement, R_e est difficile à déterminer.

Toutefois, certaines études ont montré que la résistance ohmique R_{ohm} est une fonction de la conductivité de la membrane σ_m en [$\Omega \cdot \text{cm}^{-1}$] [196-198].

$$R_{ohm} = \frac{t_m}{\sigma_m} \quad (6-27)$$

Où t_m est l'épaisseur de la membrane, et σ_m est la conductivité de la membrane qui dépend de la teneur en eau λ_m . La valeur de λ_m varie entre 0 et 14, ce qui représente respectivement une humidité relative de 0% et 100%. La conductivité de la membrane peut être exprimée comme suit [198] :

$$\sigma_m = b_1 \exp\left(b_2\left(\frac{1}{303} - \frac{1}{T_{fc}}\right)\right) \quad (6-28)$$

Où b_2 est une constante et b_1 dépend de la teneur en eau de la membrane λ_m , et elle peut s'écrire comme suit :

$$b_1 = b_{11}\lambda_m - b_{12} \quad (6-29)$$

Où b_{11} et b_{22} sont des constantes, et elles sont généralement déterminées d'une manière empirique. Les valeurs empiriques de b_{11} et b_{12} pour le Nafion 117 sont données dans [198].

Les pertes par concentration η_{con} résultent en raison de la diffusion des non réactifs dans la couche de diffusion de gaz et la diffusion des réactifs dans les couches d'électrodes. Les effets de ces pertes deviennent plus importants pour les densités de courant les plus élevées (typiquement $> 600 \text{ mA/cm}^2$). η_{con} peut être exprimée par la relation suivante [187] :

$$\eta_{con} = \frac{RT}{nF} \ln\left(1 - \frac{I_{fc}}{I_{lim}}\right) \quad (6-30)$$

Où I_{lim} est la limite de la densité du courant d'une cellule, et il désigne la vitesse maximale à laquelle un réactif peut être fourni à une électrode. La courbe de polarisation typique d'une cellule de la PàC est illustrée par la figure 6.36.

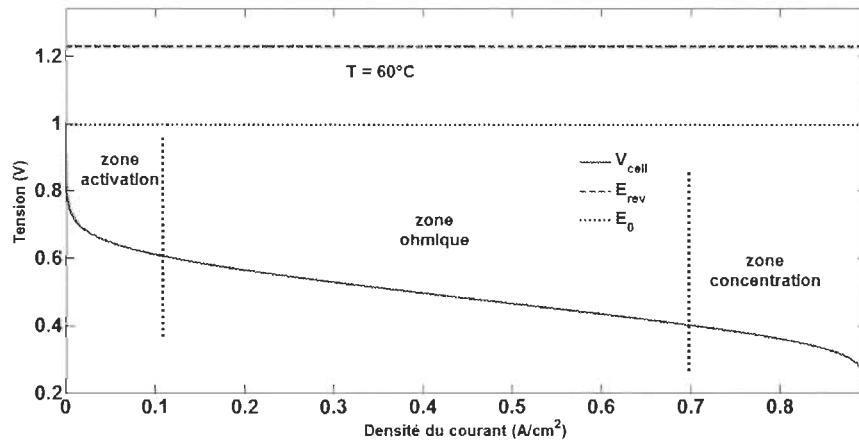


Figure 6-36 Courbe de polarisation de la pile à combustible

6.11.2 Modélisation neuronale de la pile à combustible

Dans la section précédente, nous avons présenté la modélisation semi-empirique de la PàC et souligné quelques inconvénients comme la nécessité de déterminer certains coefficients empiriques et qui est généralement difficile à obtenir. Le données expérimentales utilisées pour l'entraînement de notre RNA sont données dans [186]. Une PàC de type PEM Nexa de Ballard de 1.2 kW est utilisée. Étant donné que la dynamique de la température est beaucoup plus lente que celle du courant et la tension de la PàC, nous n'avons pas pris en compte sa variation dans le temps à l'entrée du RNA.

La construction d'un réseau de neurones est généralement effectuée en cinq étapes comme le montre la figure 6.37.

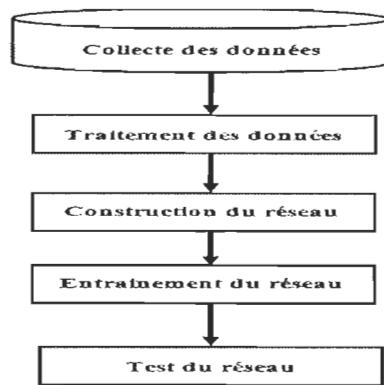


Figure 6-37 Étapes de construction d'un réseau de neurones

6.11.2.1 Modèle électrochimique de la PàC

À présent nous allons aborder la modélisation neuronale de la PàC. Afin de réaliser une modélisation dynamique de la PàC, nous avons opté pour la structure neuronale illustrée sur la figure 6.38. En effet, la structure neuronale récurrente permet, avec des retards, de prendre en compte la variation des paramètres d'entrée dans le temps pour analyser la dynamique de la sortie [184]. Dans le but d'accélérer la convergence du processus d'apprentissage du RNA, nous avons choisi l'utilisation de l'algorithme de *Levenberg-Marquardt* qui optimise la méthode de décente du gradient de la méthode de rétro-propagation [199]. Le modèle électrochimique neuronal de la PàC est constitué de trois couches, la couche d'entrée, la couche cachée et la couche de sortie. La fonction d'activation utilisée pour les deux premières couches est la fonction tangente sigmoïde (*tansig*), alors que la fonction d'activation *linéaire* est utilisée pour la couche de sortie.

La figure 6.39 (a) représente la comparaison des performances du modèle neuronal de la PàC que nous avons proposé et le modèle présenté dans [186]. Comme on peut le constater, le modèle neuronal suit avec une meilleure précision les données expérimentales par rapport au modèle présenté dans [186]. En effet, comme le montre la figure 6.39 (b),

l'erreur est inférieure à $\pm 0.5\%$ avec le modèle neuronal alors qu'elle est $\pm 15\%$ pour le modèle donné dans [186]. Cette méthode peut être améliorée avec une meilleure collecte des données qui prendrait en considération tout l'intervalle de fonctionnement de la PàC.

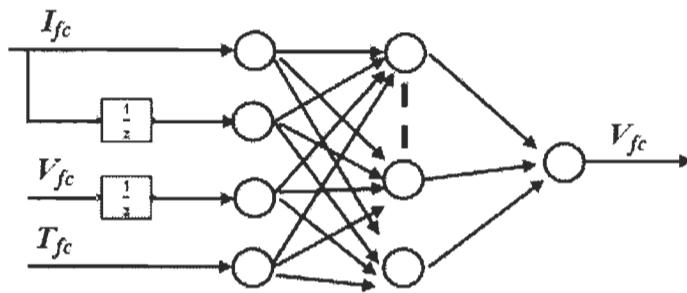


Figure 6-38 Structure du réseau de neurones utilisée pour la modélisation de la PàC

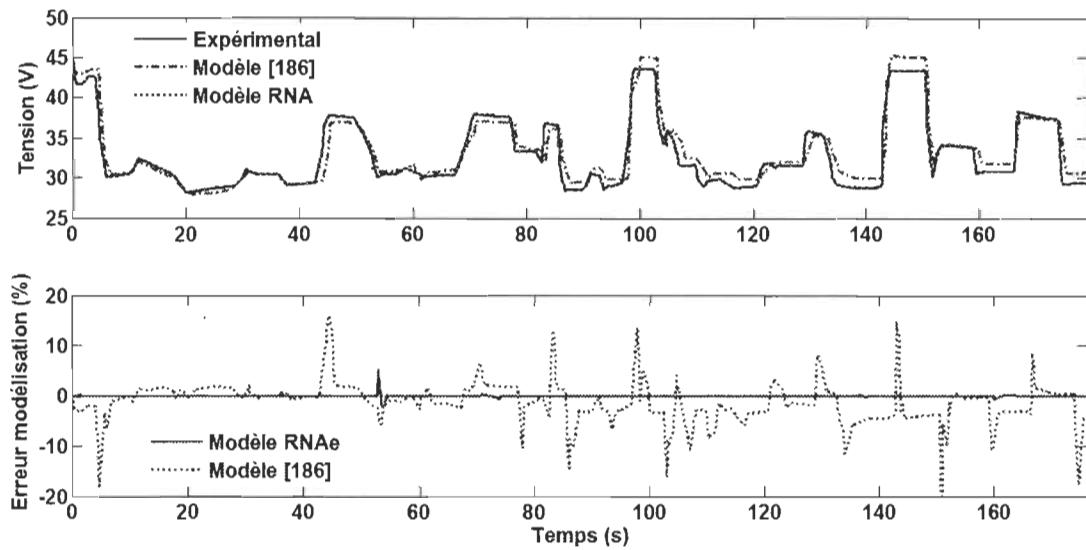


Figure 6-39 Performance de la modélisation neuronale de la PàC

6.11.2.1 Modèle thermique de la PàC

La structure du réseau de neurones utilisée pour la modélisation thermique de la PàC est illustrée par la figure 6.40. Pour l'entraînement du RNA, eu égard aux performances du modèle électrochimique de la PàC présenté dans la section précédente, nous avons utilisé la même configuration en matière de type de fonction d'activation et le nombre de neurones dans chaque couche. Nous avons pris en compte la dynamique du courant et de la tension.

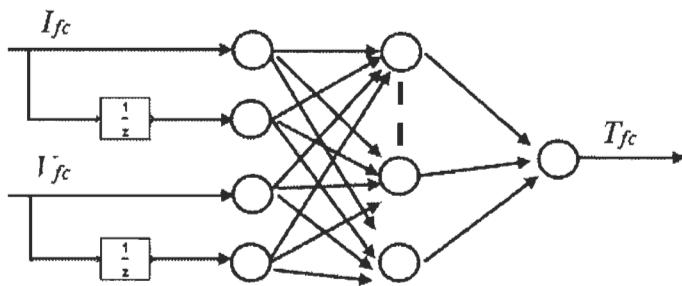


Figure 6-40 Structure du réseau de neurones utilisé pour la modélisation thermique de la PàC

La figure 6.41 (a) représente les performances du modèle neuronal de la PàC que nous avons proposé et celles du modèle présenté dans [186].

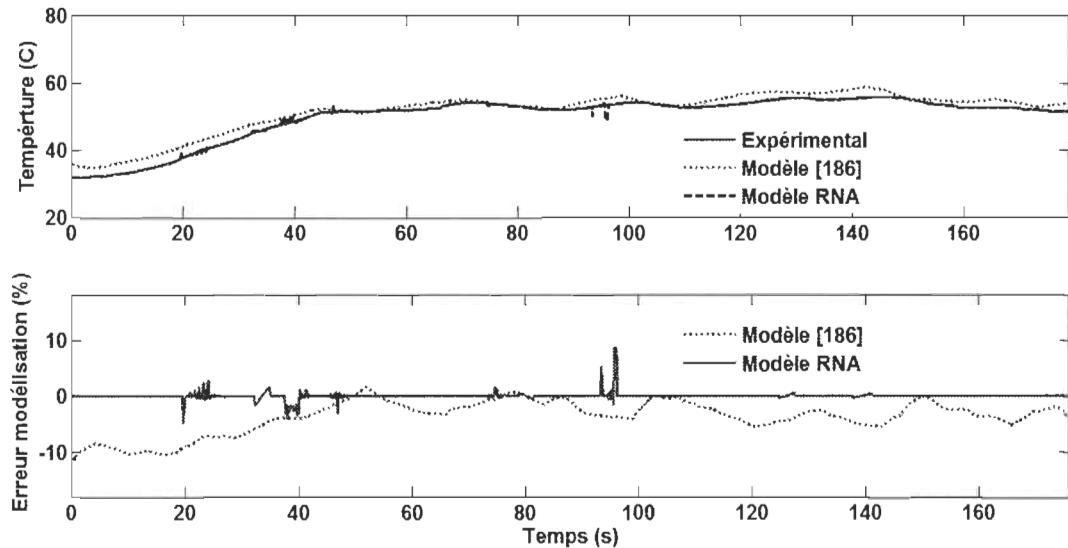


Figure 6-41 Performance de la modélisation thermique neuronale de la PàC

Comme on peut le voir, le modèle neuronal suit avec une grande précision les données expérimentales par rapport au modèle présenté dans [186]. En effet, comme le montre la figure 6.41 (b), l'erreur est inférieure à $\pm 0.5\%$ avec le modèle neuronal alors qu'elle varie entre -15% et $+2\%$ pour le modèle donné dans [186]. Ces résultats montrent bien les performances du modèle thermique neuronal proposé. Cette méthode peut être améliorée

avec une meilleure collecte des données qui prendrait en considération tout l'intervalle de fonctionnement de la PàC.

6.11.3 Gestion du débit de la pile à combustible

Afin de faire fonctionner la PàC à un rendement élevé tout en maintenant les pressions partielles constantes pour l'hydrogène et l'oxygène, une gestion efficiente du débit est nécessaire. En effet, la pression partielle de l'hydrogène est reliée au débit par la relation suivante [187]:

$$\bar{P}_{H_2} = \frac{1/k_{H_2}}{1+s\tau_{H_2}} (q_{H_2}^{in} - 2k_r I) \quad (6-31)$$

Où $q_{H_2}^{in}$ représente le flux d'hydrogène fourni, I le courant fourni par la PàC, et k_r correspond au débit d'hydrogène réellement consommé, et peut être écrit comme suit :

$$k_r = \frac{N_{fc}}{4F} \quad (6-32)$$

Avec N_{fc} le nombre de cellules de la PàC et F le nombre de Faraday dont la valeur est donnée dans le tableau 6.3. De la même façon, la pression partielle de l'oxygène est exprimée comme suit :

$$\bar{P}_{O_2} = \frac{1/k_{O_2}}{1+s\tau_{O_2}} (q_{O_2}^{in} - 2k_r I) \quad (6-33)$$

Les relations (6.31) et (6.33) indiquent que lorsque le courant de la charge augmente, le débit consommé par la PàC augmente, par voie de conséquence, les pressions partielles diminuent. Cette diminution implique une chute de tension de la PàC, provoquant par la diminution de la puissance fournie. Afin d'éviter cet inconvénient, une gestion des débits des gaz est nécessaire.

Généralement, pour éviter la famine des réactifs de la PàC, des quantités excessives d'hydrogène et d'oxygène sont prévues ($q_{H_2}^{in} > 2k_r I$, $q_{O_2}^{in} > k_r I$). Un grand excès des débits conduit à des pressions partielles plus élevées, et donc une tension de cellule plus élevée.

Cependant, trop de débit présente l'inconvénient de créer le problème du dessèchement de la membrane et consomme beaucoup plus parasitaire [187]. Étant donné que le courant est instantanément attiré par la charge connectée à la PàC, le système de commande est nécessaire pour maintenir la température optimale, l'hydratation de la membrane, et la pression partielle des réactifs à travers la membrane afin d'éviter une dégradation préjudiciable de la tension [200].

Un autre aspect qui nécessite une gestion efficiente des débits des réactifs est le rendement de la PàC qui est relié au débit d'hydrogène par la relation suivante :

$$\eta_{fc} = \frac{P_{utile}}{PCI \times d_{H_2}} \quad (6-34)$$

Avec PCI , le pouvoir calorifique inférieure de l'hydrogène, P_{utile} la puissance utile et d_{H_2} le débit d'hydrogène en standard litre par seconde ($slpm$). Dans certains travaux, afin d'éviter la famine des réactifs, un débit d'hydrogène maximal, qui correspond au courant maximal de la PàC est fixé. Cette approche génère un faible rendement de la PàC, surtout pour les faibles courants.

Dans la littérature, les travaux sur la gestion du débit d'hydrogène sont rares, et les chercheurs ont porté leur effort surtout sur le débit d'air seulement [159, 200]. Dans ces travaux de thèse, nous présentons une stratégie de gestion de débit efficiente afin de maintenir les pressions partielles constantes et éviter à la fois la famine de la PàC et

l'assèchement de sa membrane. Le coefficient de la constante de la valve d'un réactif i peut s'exprimer ainsi [201] :

$$K_i = 0.72 A \sqrt{\frac{n}{RT}} \left(\frac{2}{n+1} \right)^{\frac{n-1}{2n-2}} \sqrt{M_i} \quad (6-35)$$

Où n est le coefficient polytropique et sa valeur varie entre 1.09 et 1.41, et A la surface de la conduite, et M_i est la masse molaire en [g/mol]. Le coefficient de la relation (6.35) peut s'écrire en fonction de la température comme suit :

$$k_i(T) = k_i(T_0) \sqrt{\frac{T_0}{T}} \quad (6-36)$$

Avec T_0 la température absolue et T la température de fonctionnement de la PàC. L'activité de l'eau qui exprime aussi la pression partielle de l'eau peut s'écrire comme suit :

$$\alpha_{H2O} = \bar{P}_{H2O} = \alpha_g a_{H2O}^g + (1 - \alpha_g) a_{H2O}' \quad (6-37)$$

Où $a_{H2O}^g = \frac{RH_C}{100} \frac{P_{sat}}{P_0}$ est l'activité de la vapeur et $a_{H2O}' = 1$ est l'activité de l'eau à l'état liquide.

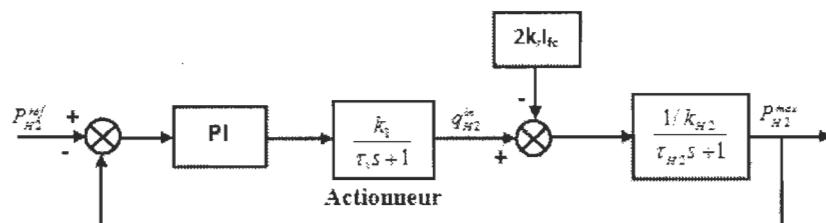


Figure 6-42 Synoptique du calcul du débit d'hydrogène

Dans l'objectif de maintenir des pressions partielles constantes, nous proposons une méthode de calcul des débits des réactifs en utilisant des régulateurs PI dont les paramètres ont été obtenus par la méthode essai-erreur sont donnés dans le tableau 6.3. Les figures 6.42 et 6.43 illustrent respectivement la stratégie de contrôle des actionneurs [187] :

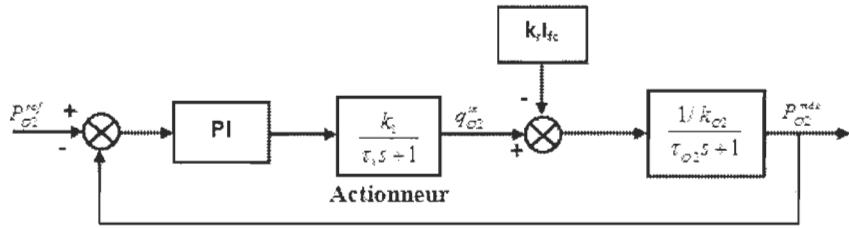


Figure 6-43 Synoptique du calcul du débit d'oxygène

6.11.4 Résultats de simulation

Afin de vérifier les performances de la stratégie de gestion des débits, des simulations ont été faites sous Matlab/Simulink, et le système à PàC de 5 kW a été utilisé. La structure globale du système est montré sur la figure 6.44. Les paramètres de simulation sont donnés dans le tableau 6.3.

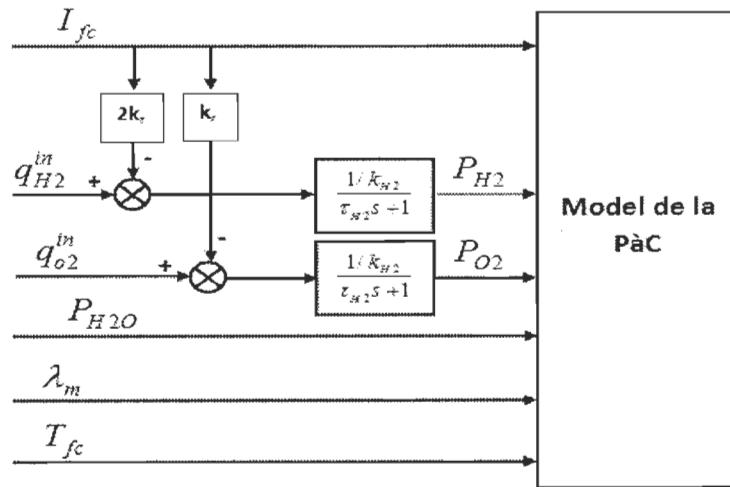


Figure 6-44 Système de pile à combustible

Le profil de puissance de la charge utilisé est illustré sur la figure 6.45. La figure 6.46 illustre respectivement le courant et la tension de la PàC. Le contrôle des pressions partielles de l'H₂ et de l'O₂ est représenté sur la figure 6.47. Comme on peut le constater, malgré des variations rapides de la charge, le de contrôle permet de maintenir les pressions

à leurs valeurs de référence. La figure 6.48 représente l'évolution des débits d' H_2 et de l' O_2 qui suivent les variations du courant tout en maintenant la stœchiométrie à 2.

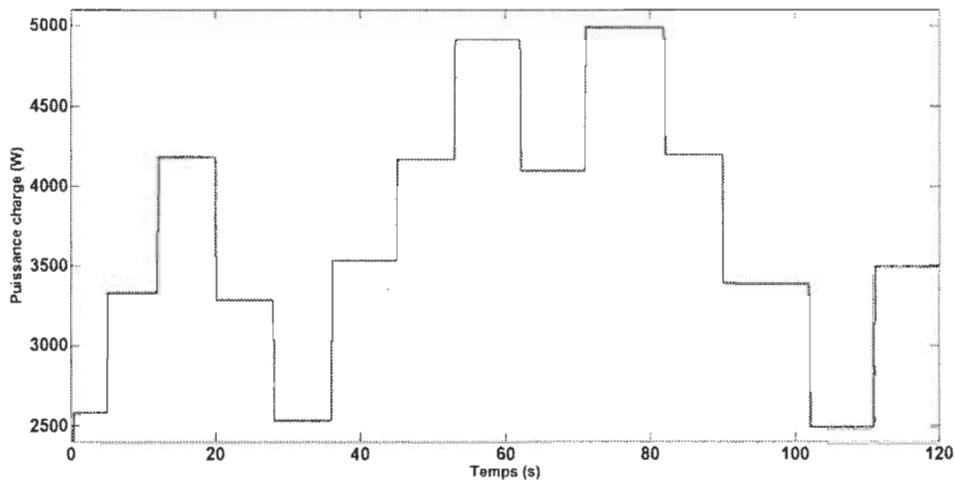


Figure 6-45 Profil de charge

La figure 6.49 illustre la comparaison entre notre stratégie de gestion du débit et la stratégie qui consiste à faire fonctionner la PàC à un débit maximal. Comme on peut le constater, avec un calcul adéquat du débit d' H_2 et de l'air, on améliore sensiblement le rendement de la PàC. Cette approche permet d'alimenter la PàC avec la quantité d' H_2 nécessaire pour répondre au courant de la charge tout en évitant les phénomènes de famine et de suralimentation qui peuvent endommager la PàC.

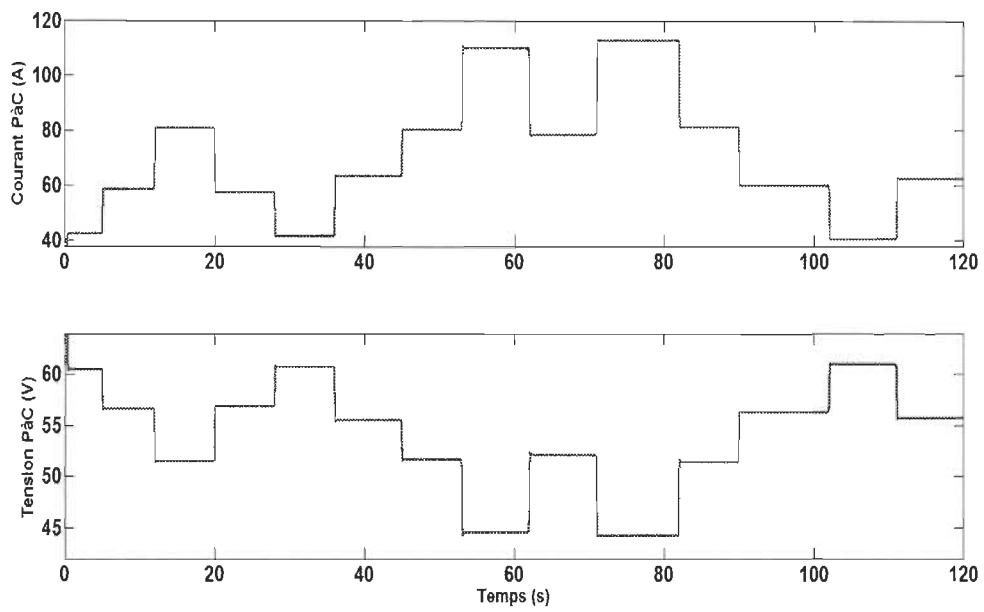


Figure 6-46 Courant et tension de la PàC

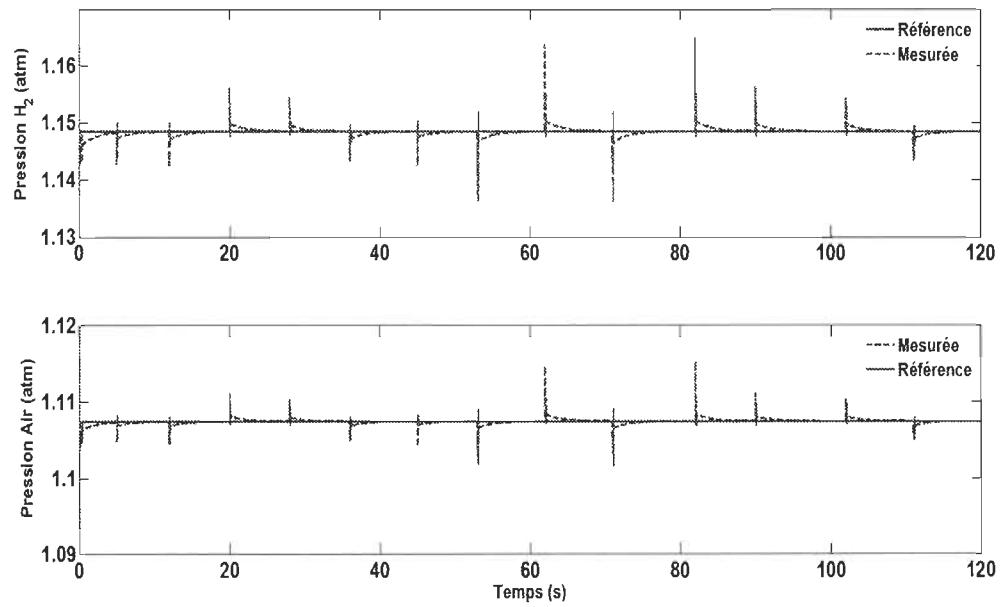


Figure 6-47 Pression d'hydrogène et de l'air

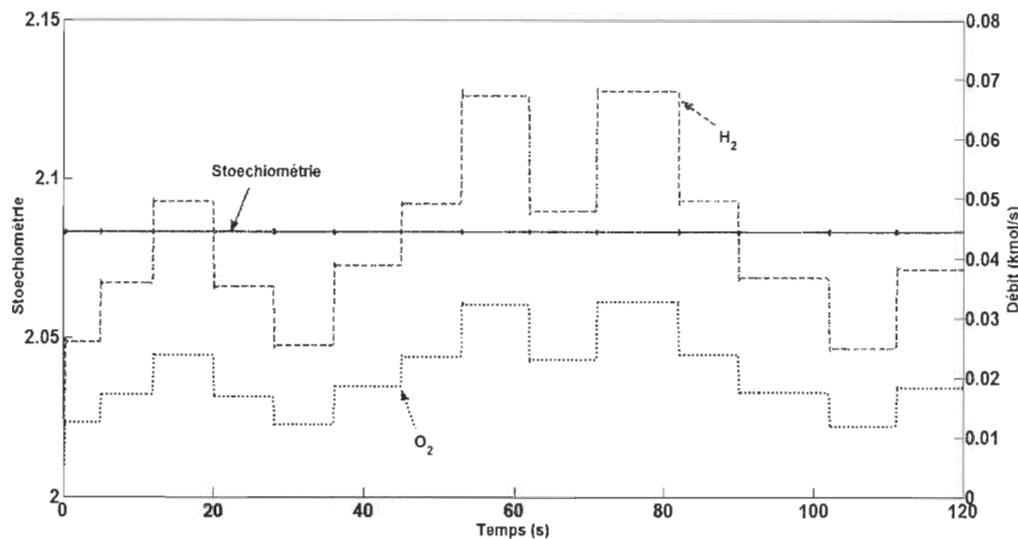


Figure 6-48 Débits d'hydrogène, de l'oxygène et la stœchiométrie

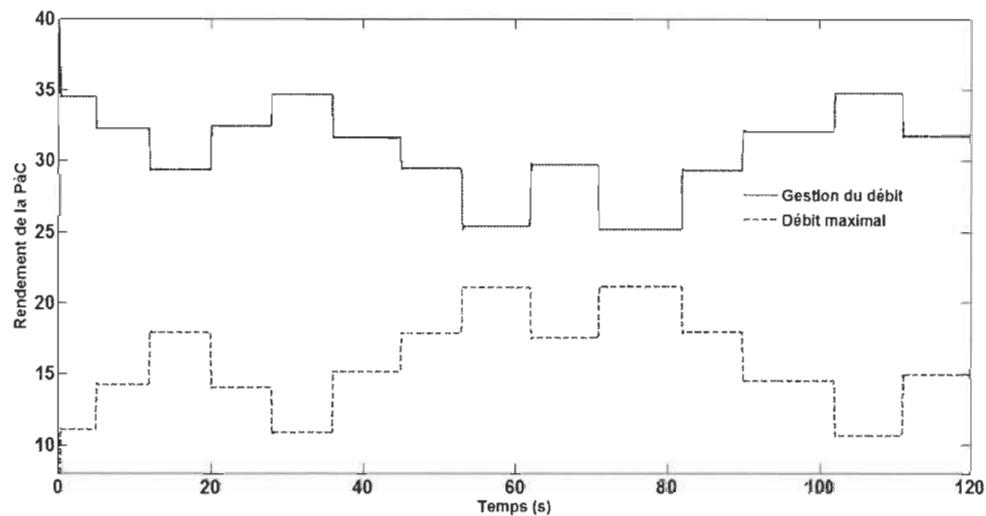


Figure 6-49 Comparaison du rendement de la PàC

Tableau 6-3 Paramètres du système de pile à combustible

Paramètre	Valeur
$F (\text{C kmol}^{-1})$	96485
$R (\text{J kmol}^{-1} \text{K}^{-1})$	8.31415
$P_{fc} (\text{W})$	5000
N_{fc}	113
$A (\text{cm}^2)$	154
$k_\tau = N_{fc}/4F$	2.9279×10^{-4}
$k_{H_2} (\text{kmol s}^{-1} \text{atm})$	4.22×10^{-5}
$k_{O_2} (\text{kmol s}^{-1} \text{atm})$	2.11×10^{-5}
$\tau_{H_2} (\text{s})$	3.37
$\tau_{O_2} (\text{s})$	6.47
$t_m (\text{cm})$	0.0125

Kp (proportional gain)	8
Ki (integral gain)	4
PCI (pouvoir calorifique inférieur)	212.8

6.12 Convertisseurs de puissance pour la pile à combustible

Eu égard à la faible de tension de PàC, l'utilisation d'interface de puissance est nécessaire pour la connexion aux réseaux connectés ou autonomes. Les PàCs disponibles sur le marché sont seulement de l'ordre de 25 à 50 V en raison du coût de production élevé [202]. La tension de la PàC est directement convertie en courant alternatif soit en utilisant un seul étage de conversion CC/CA ou par une combinaison d'un convertisseur CC/CC en série avec un onduleur CC/CA.

Le choix de l'interface pour le conditionnement d'énergie repose sur certains facteurs importants comme le faible coût, la grande efficacité, l'isolation électrique, la fiabilité et la non ondulation du courant et de la tension. L'efficacité de l'interface de conditionnement d'énergie dépend des pertes de conduction et de commutation. Les pertes de conduction peuvent être réduites efficacement en réduisant l'utilisation de composants et de leurs plages de fonctionnement. Quant aux pertes de commutation, elles peuvent être réduites par des techniques de commutation.

Pour les convertisseurs CC/CC, le convertisseur survolteur classique offre une meilleure efficacité par rapport aux autres topologies de convertisseurs comme le push-pull, demi-pont, pont complet, etc. En effet, le survolteur classique réduit le nombre de composants et sa commande est simple. Toutefois, son principal inconvénient est sa faiblesse de l'isolation électrique, pour les rapports cycliques les plus élevés. Dans ce cas, ce sont le push-pull, le demi-pont et le pont complet qui sont considérés comme les meilleurs candidats. Ainsi, afin de bénéficier des avantages du survolteur et éviter

l'inconvénient de manque d'isolation électrique pour les rapports cycliques élevés, nous allons limiter ces derniers à 0.5 dans la structure du système à PàC montrée sur la figure 6.50.

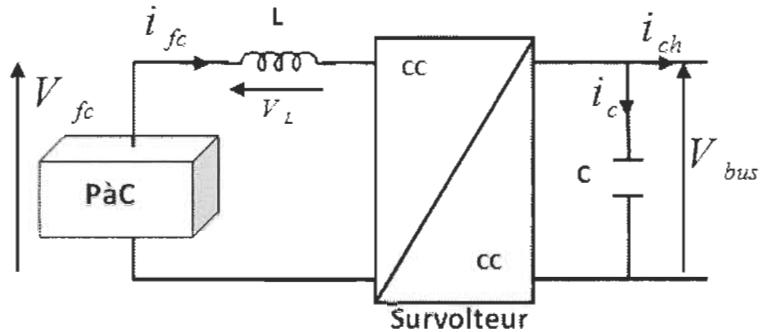


Figure 6-50 Système de PàC avec survoltiteur

6.13 Commande de la pile à combustible

6.13.1 Conception du convertisseur CC/CC survoltateur

En observant la courbe caractéristique de la PàC (figure 6.36), la tension ne peut pas être directement connectée à un bus à CC ou un réseau via un onduleur. Ainsi, pour la conception du convertisseur, il faut se focaliser sur un fonctionnement dans la région linéaire (zone ohmique), et éviter le fonctionnement dans la région de transport de masse, qui risque d'endommager la PàC.

Les principaux avantages du convertisseur survoltateur sont sa grande efficacité avec moins de composants, et une capacité de conversion de la tension de la PàC non régulée en tension régulée à des fréquences de commutation élevées, réduisant ainsi la taille et le coût des composants de stockage d'énergie.

Le choix des composants comme la valeur d'inductance de lissage ou la valeur du condensateur de filtrage est très important afin de réduire les ondulations pour une

fréquence de commutation donné. Cependant une grande inductance augmente légèrement le temps de démarrage, alors qu'une petite inductance permet au courant de la bobine de monter jusqu'à des niveaux plus élevés avant l'extinction de l'interrupteur.

Le courant dans l'inductance dans l'intervalle $0 < t < \alpha T$ peut s'écrire comme suit :

$$i_L(t) = \frac{V_{fc}}{L}t + i_{\min} \quad (6-38)$$

i_{\min} est le courant minimum dans l'inductance, α est le rapport cyclique et T la période de commutation du convertisseur. Pour $t = \alpha T$, la relation (6.38) s'écrit :

$$i_L(\alpha T) = \frac{V_{fc}}{L} \alpha T + i_{\min} = i_{\max} \quad (6-39)$$

Ainsi l'ondulation du courant peut s'exprimer comme suit :

$$\Delta i_L = i_{\max} - i_{\min} = \frac{V_{fc}}{L} \alpha T \quad (6-40)$$

La relation entre la tension de la PàC et la tension du bus peut s'exprimer comme suit :

$$V_{bus} = \frac{V_{fc}}{1-\alpha} \quad (6-41)$$

En remplaçant la valeur de V_{fc} de (6.41) dans (6.40), l'ondulation du courant peut s'écrire comme suit :

$$\Delta i_L = \frac{V_{bus}(1-\alpha)}{L} \alpha T \quad (6-42)$$

Un meilleur calcul de l'inductance de lissage se ferait par rapport à l'ondulation maximale du courant qui correspond à $\alpha = 0.5$. Ainsi, l'ondulation du courant s'écrit comme suit :

$$\Delta i_L = \frac{V_{bus}}{4L} T \quad (6-43)$$

La valeur de l'inductance minimale peut se calculer avec la relation suivante :

$$L = \frac{V_{bus}}{4 \Delta i_L} T \quad (6-44)$$

Après avoir dimensionné l'inductance, nous allons aborder le calcul du condensateur de filtrage.

$$V_{bus}(t) = V_{bus}^{\max} - \frac{i_{bus}}{C} t \quad (6-45)$$

À $t = \alpha T$, la relation (6.45) s'écrit :

$$V_{bus}(\alpha T) = V_{bus}^{\max} - \frac{i_{bus}}{C} \alpha T = V_{bus}^{\min} \quad (6-46)$$

$$\Delta V_{bus} = V_{bus}^{\max} - V_{bus}^{\min} = \frac{i_{bus}}{C} \alpha T \quad (6-47)$$

Le courant du bus est relié au courant de l'inductance par le rapport cyclique comme suit :

$$i_{bus} = (1 - \alpha) i_L \quad (6-48)$$

En remplaçant la valeur du courant du bus de (6.48) dans (6.47), l'ondulation de la tension s'écrit comme suit :

$$\Delta V_{bus} = \frac{(1 - \alpha) i_L}{C} \alpha T \quad (6-49)$$

Et comme l'ondulation est maximale pour, l'ondulation de la tension s'écrit comme suit :

$$\Delta V_{bus} = \frac{i_L}{4C} T \quad (6-50)$$

Où i_L est le courant maximal dans l'inductance. La valeur du condensateur est calculée par la relation suivante :

$$C = \frac{i_L}{4 \Delta V_{bus}} T \quad (6-51)$$

Pour les applications numériques, nous allons prendre des valeurs d'ondulation de la tension et du courant de 1%, ce qui correspond à un fonctionnement acceptable de la PàC.

6.13.2 Stratégie de commande du survoltateur

La stratégie de la commande de la PàC qui consiste à contrôler la tension du bus à CC est illustrée sur la figure 6.51. Nous allons utiliser un seul régulateur flou dont les règles d'inférence ainsi que la répartition de l'univers du discours sont données respectivement sur le tableau 6.4 et la figure 6.52. À noter que le contrôleur flou est codé en C et embarqué dans une S-function de Matlab/Simulink. Ceci faciliterait la validation matérielle de la stratégie en embarquant le contrôleur flou sur microcontrôleurs ou DSP. Le code du contrôle du survoltateur écrit en C est donnée dans l'annexe D.

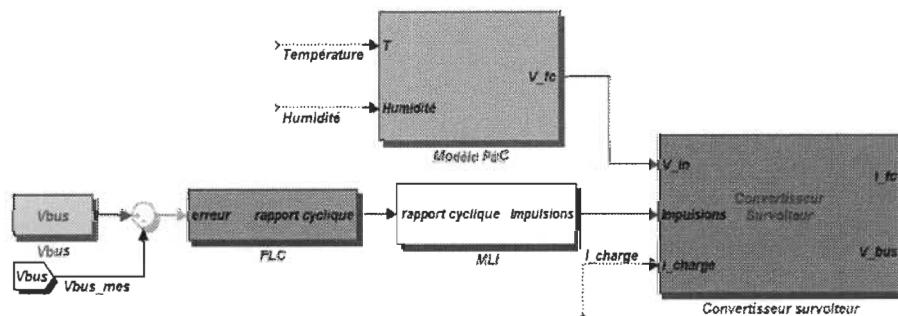


Figure 6-51 Contrôle de la tension du bus à CC du système à PàC

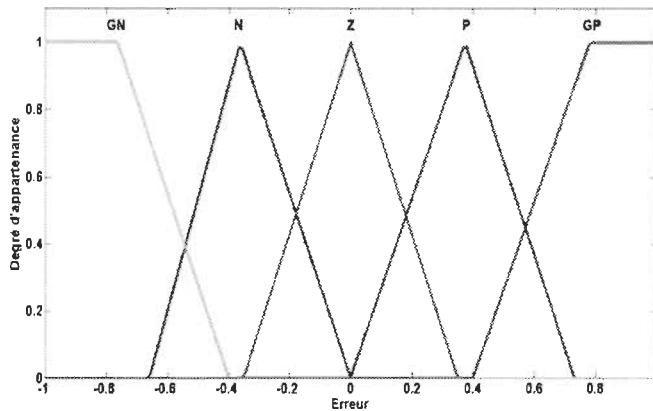


Figure 6-52 Fonctions d'appartenance de chacune des variables linguistiques du contrôleur de la tension du système de la PàC

La figure 6.53 représente le modèle dynamique du convertisseur survolteur construit sous Matlab/Simulink. La stratégie de la commande du système à PàC est illustrée sur la figure 6.54. Nous utilisons un seul régulateur flou pour la régulation de la tension du bus continu comme le montre la figure 6.51.

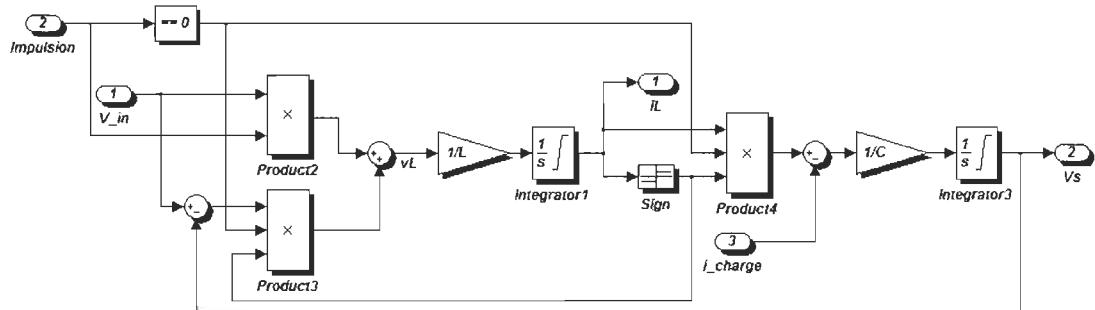


Figure 6-53 Modèle Matlab/Simulink du convertisseur survolteur

Tableau 6-4 Règles d'inférence du régulateur flou utilisé pour la commande de la tension du système de la PàC

		$\Delta e(t)$				
		NG	N	Z	P	PG
$e(t)$	NG	NG	Z	NG	Z	Z
	N	Z	N	N	Z	Z
	Z	NG	N	Z	P	PG
	P	Z	Z	P	P	Z
	PG	Z	Z	PG	Z	PG

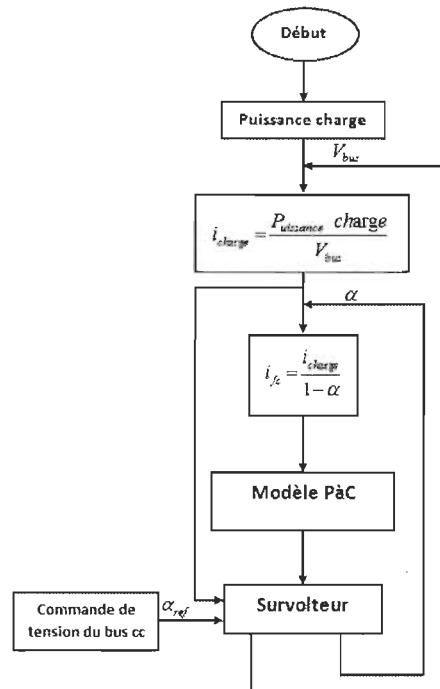


Figure 6-54 Stratégie de calcul de la tension de référence à imposer à la PàC

6.13.3 Résultats de simulation

Des simulations ont été réalisées en utilisant une PàC de 5 kW dont les paramètres sont donnés sur le tableau 6.3. La figure 6.55 présente le profil de charge appliqué ainsi que la puissance fournie par la PàC. Comme on peut le remarquer, la stratégie que nous avons présentée permet de fournir la puissance demandée avec une bonne dynamique. L'évolution du courant de charge et le courant fourni par la PàC sont illustrées sur la figure 6.56. Les

performances de la régulation de la tension du bus à CC sont illustrées sur la figure 6.57.

Les résultats numériques montrent que pendant les phases de variation de la charge, il y a une déviation de la tension du bus à CC ne dépassant pas 4% et elle revient à sa valeur de référence rapidement.

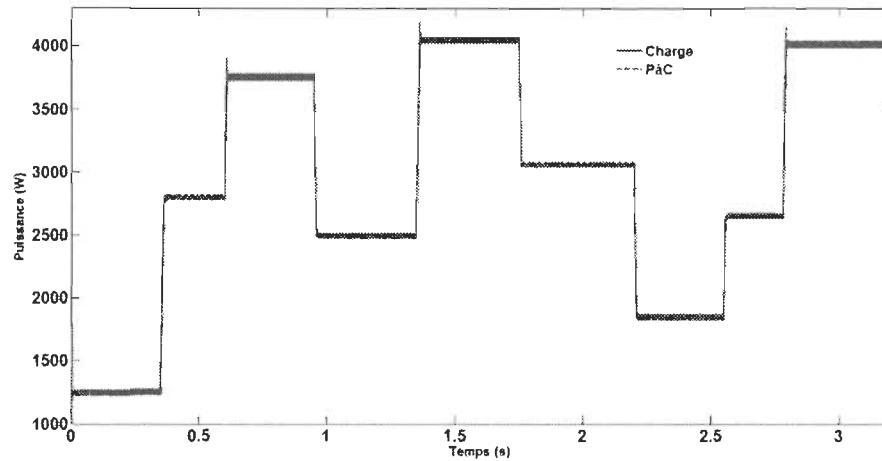


Figure 6-55 Profil de charge et puissance fournie par la PàC

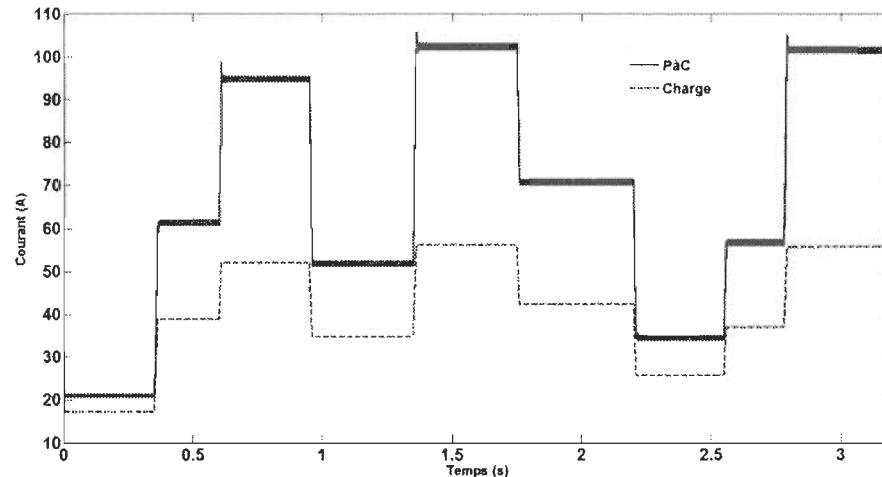


Figure 6-56 Courant de charge et courant de la PàC

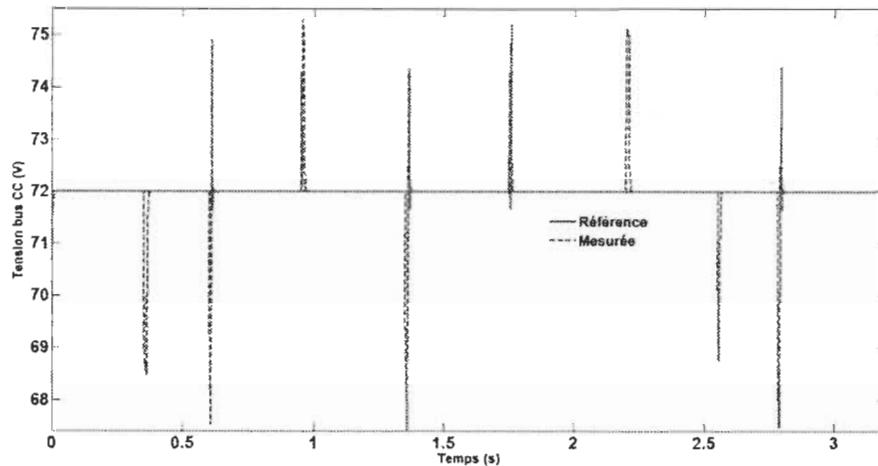


Figure 6-57 Contrôle de la tension du bus à CC

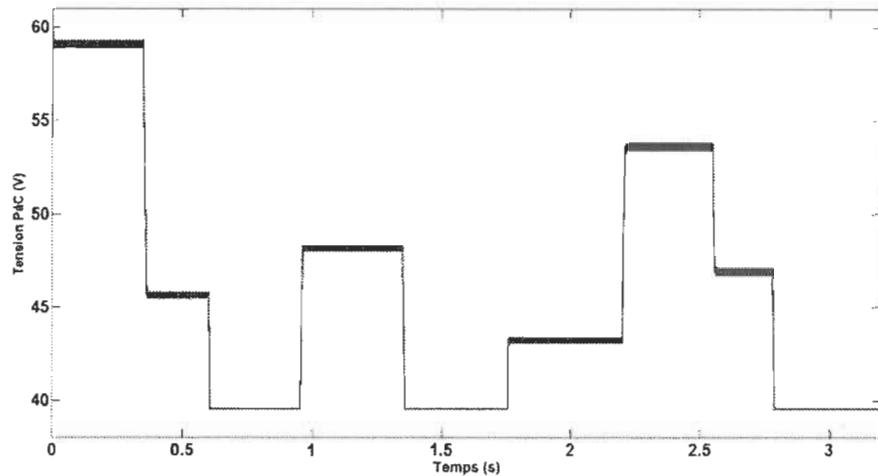


Figure 6-58 Évolution de la tension de la PàC

6.14 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons abordé le système de stockage d'énergie sous forme d'hydrogène. D'abord, nous nous sommes intéressés à l'électrolyseur comme dispositif de production d'hydrogène en exploitant l'énergie excédentaire provenant des sources d'énergie renouvelables. Nous avons traité la problématique de modélisation de l'électrolyseur en mettant l'accent sur la rareté des travaux sur le sujet. Les réseaux de neurones qui sont connus comme un puissant outil d'identification et de modélisation de dispositifs fortement non linéaires ou complexes ont été utilisés pour la modélisation

électrique et thermique de l'électrolyseur. Des données expérimentales ont été utilisées pour les phases d'entraînement et de validation. Les résultats numériques sont très satisfaisants malgré la qualité des données expérimentales. En effet, en disposant d'un électrolyseur et en effectuant un certain nombre d'essais expérimentaux, on disposerait de données couvrant tout l'intervalle de fonctionnement donnant des modèles électriques et thermiques encore plus précis.

Une étude de l'impact de la tension du bus à CC à l'entrée du système d'électrolyseur sur les performances de ce dernier a été réalisée. Les résultats numériques ont montré qu'une augmentation de 10% de la taille du bus à CC par rapport à la valeur utilisée jusque là (qui est de 2V/cellule), permet à l'électrolyseur d'absorber jusqu'à sa puissance nominale même à basse température. Ceci contribue à l'augmentation de la quantité et de la qualité de l'hydrogène produit. En effet, la puissance qui n'est pas absorbée à basse température est une quantité d'hydrogène perdue. Par la suite, nous avons traité de l'impact de dimensionnement des électrolyseurs dans un système hybride. En effet, des contraintes sur la puissance minimale de fonctionnement de l'électrolyseur pour des raisons de sécurité, et le temps de l'arrêt pour des raisons de purge de l'azote imposent un dimensionnement adéquat pour améliorer la production de l'hydrogène.

Par la suite, nous nous sommes intéressés à la modélisation de la PàC, où la majorité des modèles existants dans la littérature sont semi-empiriques, avec la difficulté de détermination de certains paramètres. Des modèles basés sur les RNA existent, mais dans leur majorité, sont des modèles statiques. Nous avons proposé une modélisation électrique et thermique dynamique basée sur les RNA, où des données expérimentales sont utilisées par leur validation.

Dans ce chapitre, nous avons démontré la pertinence de l'intégration du système de stockage de l'énergie sous forme d'hydrogène dans les réseaux décentralisés ou autonomes. Après avoir traité les différents dispositifs constituant les réseaux hybrides dans les chapitres précédents, nous allons aborder dans le chapitre suivant, l'étude d'un SEH dédié à l'alimentation en électricité des communautés isolées.

Chapitre 7 - Étude du système d'énergie hybride

7.1 Introduction

Un SEH est composé d'au moins une source d'énergie renouvelable et d'une source d'énergie conventionnelle, et qui fonctionne en mode autonome ou en mode de réseau connecté [203]. Le SEH est devenu populaire pour la production d'électricité dans des sites isolés en raison des progrès réalisés dans les technologies des énergies renouvelables et des convertisseurs de puissance, ainsi que les systèmes de contrôle. Les systèmes hybrides peuvent remédier aux limitations en termes de flexibilité de carburant, l'efficacité, la fiabilité, les émissions de GES et l'aspect économie [203].

Le schéma global du SEH utilisé dans ce travail est illustré par la figure. 7.1. Les principaux composants du SEH sont : un parc éolien, une génératrice diesel, et un système de stockage d'énergie électrolyseur/PàC.

Les SER sont disponibles en abondance dans la nature. En effet, le potentiel des SER pourraient répondre aux besoins énergétiques mondiaux [204], et l'un des principaux inconvénients est leur nature intermittente et dépendent du site d'implantation. L'autre inconvénient des SER est le découplage temporel entre la production à partir des énergies renouvelables, qui dépend plutôt des conditions climatiques, et la demande qui dépend des comportements des consommateurs [205]. Afin de pallier à cet inconvénient, des systèmes tampons, pour le stockage d'énergie sont utilisés.

Dans les SEH, les sources primaires et secondaires sont reliées au bus (qui peut être à CC et/ou à CA) à travers des convertisseurs de puissance afin de fournir aux charges une puissance régulée tout au long de l'opération et assurer un fonctionnement stable du SEH.

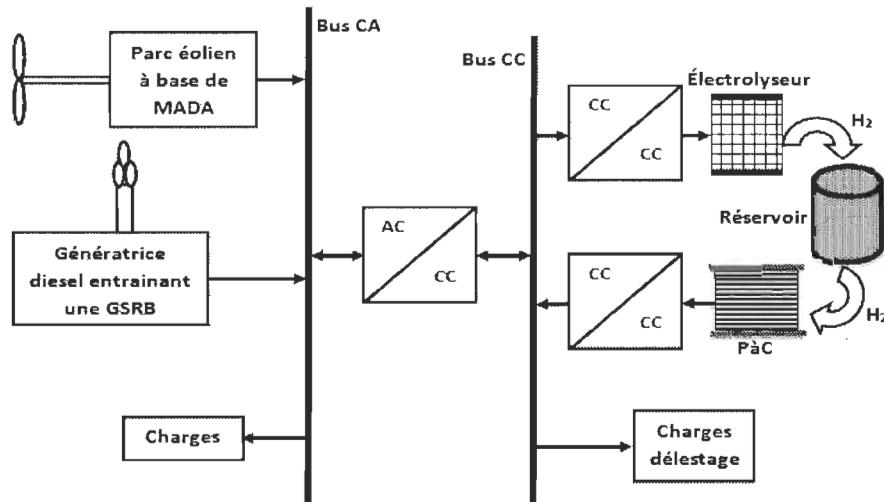


Figure 7-1 Structure du système hybride pour réseau isolé

L'électrification rurale et l'alimentation en électricité des régions éloignées non connectées aux réseaux publics est une problématique plus ancienne. Le recours à l'utilisation de génératrices au diesel pour l'alimentation en électricité de ces régions reculées est devenu une solution beaucoup moins viable pour les opérateurs publics d'électricité qui cherchent à offrir leurs services à de nouveaux clients [206].

Premièrement, les coûts d'opération et maintenance des génératrices diesel sont élevés en raison de la consommation de carburant et de la lubrification. De plus, avec des coûts de carburant à la hausse, ces coûts vont continuer de grimper [207]. Deuxièmement, les impacts environnementaux tels que la pollution de l'air (en émettant des composants nocifs tels que le CO₂, NOx, CH, SO₂, le dérèglement climatique provoquant l'appauvrissement de la couche d'ozone, le cancer, la mutation et de l'acidité de la pluie), les bruits et

déversement du mazout peuvent être observés au cours du fonctionnement [208]. Troisièmement, le rendement du système est faible, c'est à dire qu'environ seulement 35% de l'énergie du combustible est convertie en énergie électrique, le reste est perdu en chaleur [206].

7.2 Structure du système d'énergie hybride

La figure 7.1 présente la configuration du SEH, dont l'énergie éolienne, combinée à la PàC, est considérée comme des sources d'énergie vertes, et la génératrice diesel est considérée comme une source assurant la fiabilité de fonctionnement, alors que le stockage d'énergie est assuré par l'électrolyseur. Nous avons opté pour la structure mixte pour les raisons données dans le chapitre 3.

Ce SEH a pour objectif de favoriser la production de l'électricité à partir de SER. Lorsqu'il y a un surplus de puissance éolienne, l'électrolyseur est mis en marche pour produire de l'hydrogène, qui est stocké dans un réservoir. Dans le cas où le réservoir est plein, l'excédent de puissance sera utilisé pour alimenter des charges de délestage. Quand il y a un déficit dans la production d'énergie, la PàC démarre afin d'alimenter les charges en utilisant l'hydrogène stocké. Dans le cas où le niveau critique bas de l'hydrogène est atteint, la PàC est arrêtée et seulement la génératrice diesel alimente les charges. Étant donné que la dynamique de la PàC est relativement lente, c'est la génératrice diesel qui assure la fiabilité du système face aux variations rapides des charges et/ou des éoliennes.

La configuration du système hybride permet une facilité d'extension en cas de disponibilité d'autres sources ou charges. Les principaux composants du système et leurs tailles sont discutés dans la section suivante.

7.3 Conception et dimensionnement du système hybride

Le dimensionnement d'un SEH qui est essentiel et primordial afin d'offrir une solution fiable et compétitive. Dans la phase de dimensionnement, les informations sur la consommation et le potentiel des SER (dans notre cas, l'énergie éolienne) sont nécessaires. Le profil de consommation utilisé dans notre étude est représenté sur la figure 7.2.

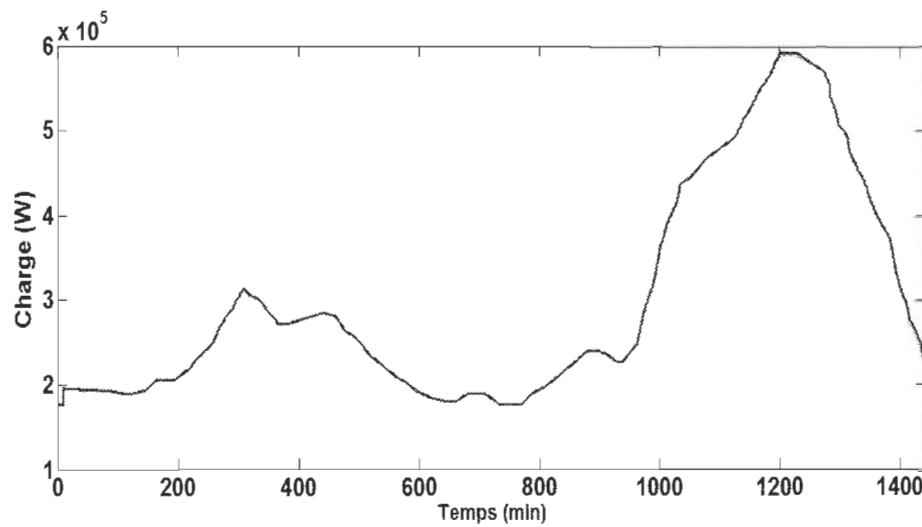


Figure 7-2 Profil journalier des charges [209]

Nous supposons qu'initialement, c'est une génératrice diesel de puissance de 590 kW qui alimente les charges. L'outil de dimensionnement qu'on présente dans cette section permet la détermination de la taille du parc éolien, et le système de stockage sous forme d'hydrogène (PàC et l'électrolyseur). Pour respecter les recommandations des fabricants concernant le fonctionnement de la génératrice diesel, il est impératif de faire coïncider la puissance minimale des charges avec la puissance minimale de fonctionnement de la génératrice, soit 30% de sa puissance nominale.

$$P_{diesel}^{\min} = P_{char}^{\min} \quad (7-1)$$

Dans le cas où la génératrice diesel a une puissance nominale inférieure à la puissance maximale des charges, il faudrait prévoir une (ou plusieurs) autre(s) génératrice(s) diesel qui seront considérées comme des sources esclaves, et la première génératrice comme maître. Économiquement, l'ajout d'une génératrice diesel n'augmenterait pas sensiblement le coût global du système. En effet, le prix de l'acquisition d'une génératrice diesel est largement inférieur à son coût d'exploitation. Dans notre cas, une seule génératrice de 590 kW est utilisée pour répondre à la demande en puissance dans le cas de l'absence du vent. Pour un meilleur dimensionnement de la production de l'énergie éolienne, la connaissance du potentiel du vent du site d'implantation est indispensable. À cause du caractère intermittent de la vitesse du vent, le potentiel éolien moyen est pris en compte pour le dimensionnement du système éolien. Dans notre cas, nous proposons d'intégrer trois éoliennes de 190 kW chacune. Étant donné que les trois génératrices éoliennes ne reçoivent pas réellement le même profil de vent, nous avons utilisé dans notre étude, trois profils journaliers réels (voir figure 7.4). Afin d'estimer la valeur moyenne du potentiel éolien, nous avons utilisé le système éolien présenté dans le chapitre 4, et la figure 7.5 illustre la puissance fournie par les trois génératrices éoliennes, dont la valeur moyenne est d'environ 359 kW. La puissance de la PàC est déterminée en prenant en compte la valeur maximale de la charge ainsi que la valeur moyenne de la puissance éolienne.

$$P_{PàC} = \frac{P_{char}^{\max} - P_{diesel}^{\min} - \bar{P}_{éol}}{\eta_{fc}} \quad (7-2)$$

Où η_{fc} est le rendement de la PàC que nous avons pris à 40%.

Pour dimensionner le système électrolyseur, nous prenons en considération la valeur de la production maximale et la valeur minimale de la charge.

$$P_{ele} = P_{éol}^{\max} + P_{diesel}^{\min} - P_{char}^{\min} \quad (7-3)$$

Étant donné que la probabilité d'avoir un pic de production des SER et une puissance minimale de la charge est faible. En effet, dans la réalité, le surplus de puissance est inférieur à la moitié de la puissance calculée [210]. Dans notre étude, la taille de l'électrolyseur est prise à $0.5 \times P_{ele}$.

Application numérique :

Soit :

$$P_{diesel}^{\min} = 177 \text{ kW}$$

$$\bar{P}_{éolien} = 359 \text{ kW}$$

$$P_{char}^{\max} = 590 \text{ kW}$$

De la relation (7.2)

$$P_{PàC} = \frac{590 - (359 + 177)}{0.4} = 142.5 \text{ kW}$$

Pour avoir une marge de sécurité, nous allons surdimensionner la PàC d'environ 20%.

Ainsi la puissance de la PàC est de 170 kW.

Pour l'électrolyseur, en utilisant la relation (7.3), on aura :

$$P_{ele} = 0.5 \times (489 + 177 - 177) \approx 240 \text{ kW}$$

Les paramètres du système d'énergie hybride ainsi dimensionné sont donnés dans le tableau 7.1 suivant.

7.4 Gestion d'énergie d'un système hybride

La stratégie de gestion du flux de l'énergie d'un SEH a pour objectif de proposer un système fiable favorisant la consommation d'une énergie verte au déterminant du diesel.

Plusieurs études se sont intéressées à la gestion du flux de l'énergie des systèmes hybrides intégrant des SER [211]. La figure 7.3 montre le schéma de principe de la stratégie de gestion global pour le système d'énergie hybride proposé dans notre étude. Cette stratégie se base sur la favorisation de l'énergie verte.

En cas d'excédent de puissance et que le niveau du réservoir est supérieur à son niveau critique bas, alors l'objectif est d'arrêter la génératrice diesel et le démarrage de la PàC. Lorsque le niveau du réservoir est à son niveau critique bas et un surplus de puissance, on démarre la production d'hydrogène, tout en maintenant la production du diesel à son niveau minimale afin de maintenir la tension et la fréquence du bus à CA à leurs valeurs de référence. À noter que la production d'hydrogène s'arrête si le niveau du réservoir est à son niveau critique haut. Le cas échéant, ce sont les charges de délestage qui seront utilisées pour consommer le surplus de puissance afin de stabiliser le réseau. Dans le cas d'un déficit de puissance, la PàC est mise en marche si le niveau d'hydrogène dans le réservoir est supérieur au niveau bas critique, et que la puissance demandée est supérieur à un seuil de puissance minimale de fonctionnement de la PàC qu'on prend égale à 10% de sa puissance nominale.

Tableau 7-1 Paramètres du système hybride

Générateur diesel			
Puissance nominale			590 kW
Puissance minimale			177 kW
Générateurs éoliens			
Puissance nominale			190 kW
Vitesse du vent nominale			10.85 m/s
Vitesse du vent de démarrage (arrêt)			4 m/s (25 m/s)
Fréquence nominale			60 Hz
Tension nominale			380 V
Pile à combustible			
Puissance nominale			170 kW
Courant maximal			1360 A
Tension minimale			125 A
Nombre de cellules			236
Surface active d'une cellule			1942 cm ²
Électrolyseur 1		Électrolyseur 2	
Puissance nominale	180 kW	Puissance nominale	60 kW
Courant maximal	875 A	Courant maximal	242 A
Surface active d'une cellule	2500 cm ²	Surface active d'une cellule	692 cm ²
Nombre de cellules	108	Nombre de cellules	108

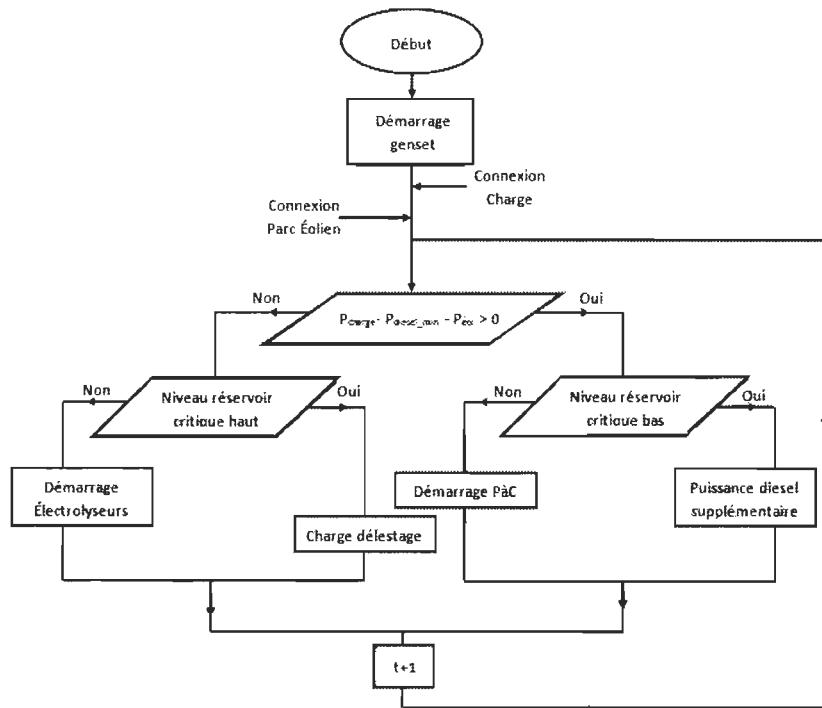


Figure 7-3 Algorithme de gestion d'énergie du système hybride

La modélisation du réservoir d'hydrogène utilisé dans notre étude est donnée dans l'annexe F. La conception de la PàC et de l'électrolyseur est abordée dans l'annexe G. Dans ce qui suit, nous allons détailler la stratégie de gestion de puissance.

7.5 Simulation du système d'énergie hybride

Les différents composants du SEH dont la structure est illustrée sur la Figure 7.1 ont été implémentés sous l'environnement MATLAB/Simulink. Afin de vérifier les performances du système, avec différentes scénarios, des simulations ont été effectuées en utilisant des données réelles de charge et du vent.

Tel qu'il a été discuté dans les sections précédentes, le système est conçu pour fournir la puissance électrique à un réseau autonome d'une quarantaine de maison. Des données d'une charge typique d'une maison insulaire sont rapportées dans [212], sont utilisées dans notre

étude. Le profil horaire de la demande sur 24 h est représenté sur la figure 7.2, alors que la figure 7.6 représente des données réelles de la vitesse du vent. À notre connaissance, aucune étude n'a intégré l'évolution de la température pour l'électrolyseur et la PàC alors qu'elle a un impact important sur leur performance [143, 213]. Ainsi, nous avons décidé de prendre en compte l'évolution de la température dans le fonctionnement de l'électrolyseur et la PàC. Afin d'analyser l'impact de l'intégration de SER sur la réduction de la quantité du diesel ainsi les quantité de GES émise, des études de simulation sont réalisées avec la stratégie de gestion d'énergie au cours d'une journée avec plusieurs scénarios. Le profil de la demande est le même dans les deux cas. La modélisation de la génératrice diesel présentée dans le chapitre 5 permet de donner une estimation de la consommation du carburant où le gain du bloc de combustion a été calculé afin d'approcher les valeurs de consommation données par les constructeurs fournies dans l'annexe G. Les résultats de simulation pour les deux cas sont donnés et discutés dans la section suivante.

7.5.1 Cas I : génératrice diesel seule

Dans ce cas, la demande en puissance de la charge est alimentée uniquement par la génératrice diesel. La puissance fournie par la génératrice diesel au système hybride sur une période de simulation de 24 h est illustrée sur la figure 7.4. La discussion des résultats de simulation seront présentés après. Le débit de consommation du carburant est illustré sur la figure 7.5.

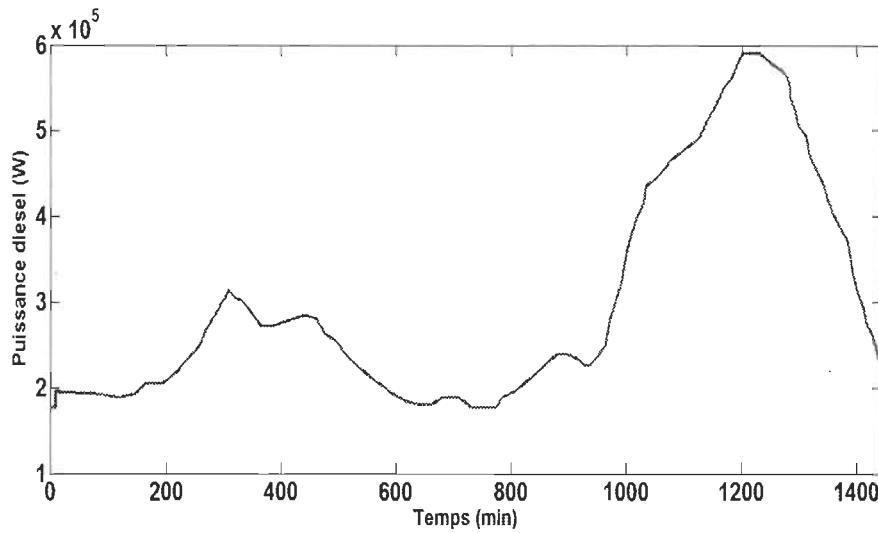


Figure 7-4 Puissance fournie par la génératrice diesel

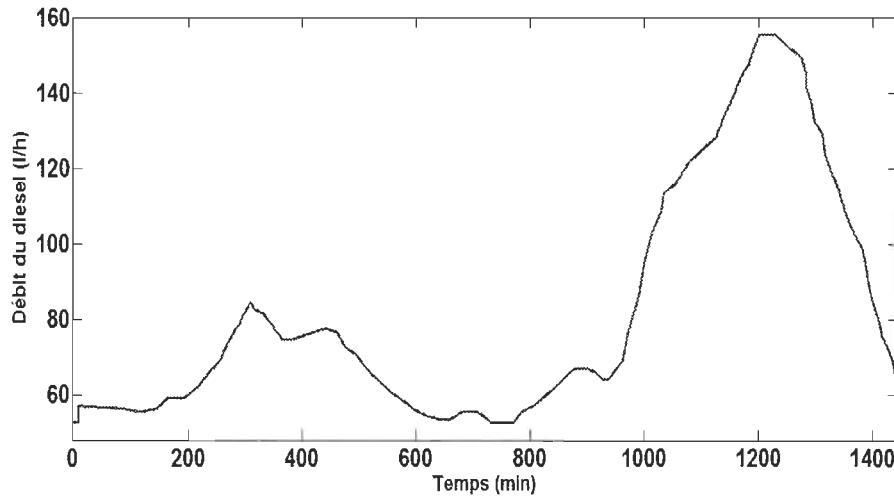


Figure 7-5 Débit de consommation de la génératrice diesel

7.5.2 Cas II: génératrice diesel /Éolien/PàC/Électrolyseur

Afin d'analyser l'impact de l'intégration de l'énergie éolienne ainsi qu'un système de stockage d'énergie sous forme d'hydrogène sur la consommation du diesel ainsi que la quantité de GES, nous avons utilisé le même profil de la charge, les profils de vent illustrés sur la figure 7.6 pour les trois génératrices éoliennes intégrées. La puissance éolienne produite est illustrée sur la figure 7.7. La génératrice diesel est utilisée comme une source d'appoint et de répondre aux fortes variations de la charge et/ou des éoliennes.

La figure 7.8 présente la puissance absorbée par les deux électrolyseurs ainsi que la puissance fournie par la PàC. Comme on peut le remarquer, les électrolyseurs et la PàC fonctionnent en alternance, afin de stocker l'énergie en cas de surplus de puissance, et de la régénérer en cas de déficit. L'évolution de la température des deux électrolyseurs ainsi que la PàC est illustrée sur la figure 7.9. Les figures 7.10 et 7.11 représentent respectivement les tensions et courants de l'un des électrolyseurs et de la PàC. La puissance fournie par la génératrice diesel ainsi que le débit du carburant consommé sont illustrés respectivement sur les figures 7.12 et 7.13. La figure 7.14 montre respectivement le débit d'hydrogène pour le grand électrolyseur ainsi que la PàC. La comparaison de la consommation du diesel ainsi que la quantité du CO₂ émise par la génératrice diesel est représentée sur la figure 7.15.

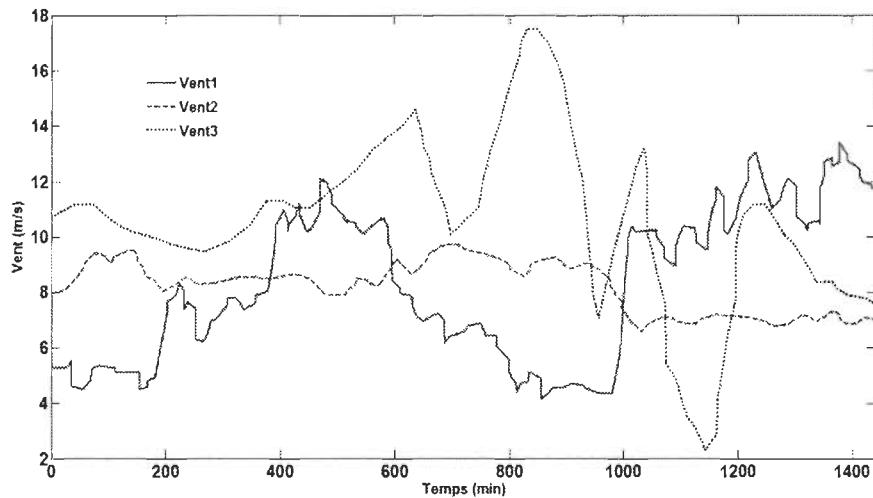


Figure 7-6 Profils de vent [28, 214, 215]

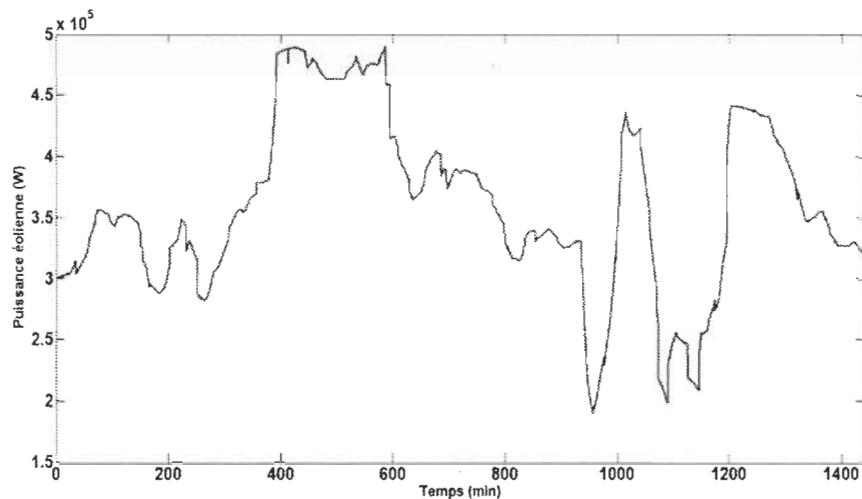


Figure 7-7 Puissance fournie par la génératrice diesel

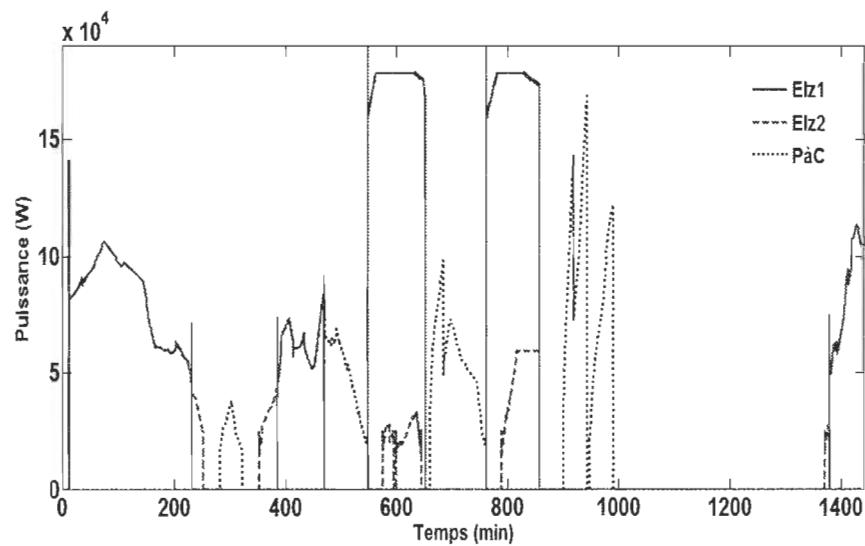


Figure 7-8 Puissances des électrolyseurs et de la PàC

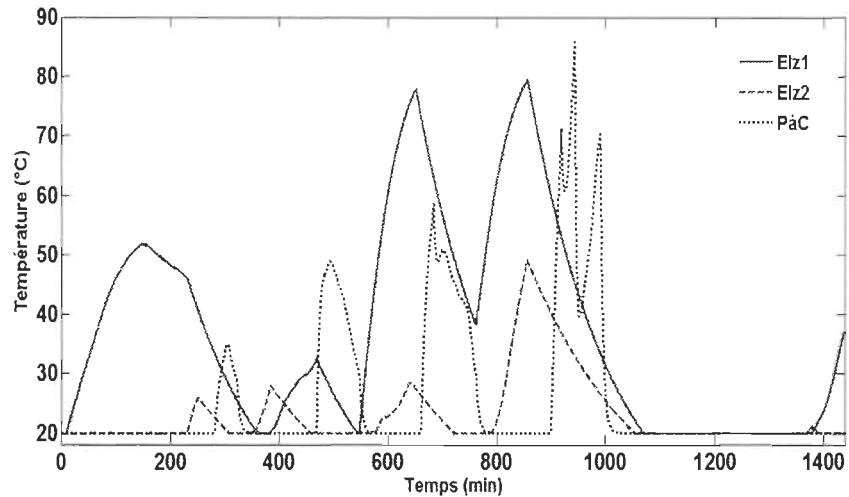


Figure 7-9 Évolution de la température des électrolyseurs et de la PàC

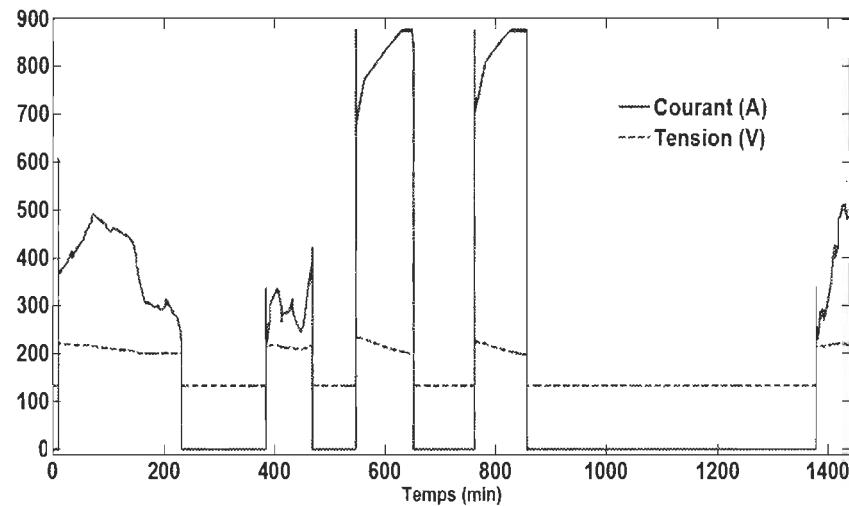


Figure 7-10 Courant et tension du grand électrolyseur

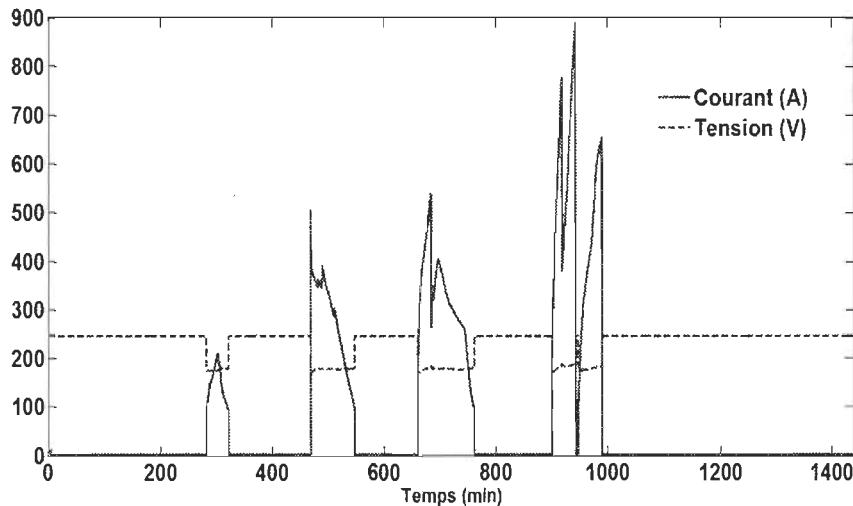


Figure 7-11 Courant et tension de la PàC

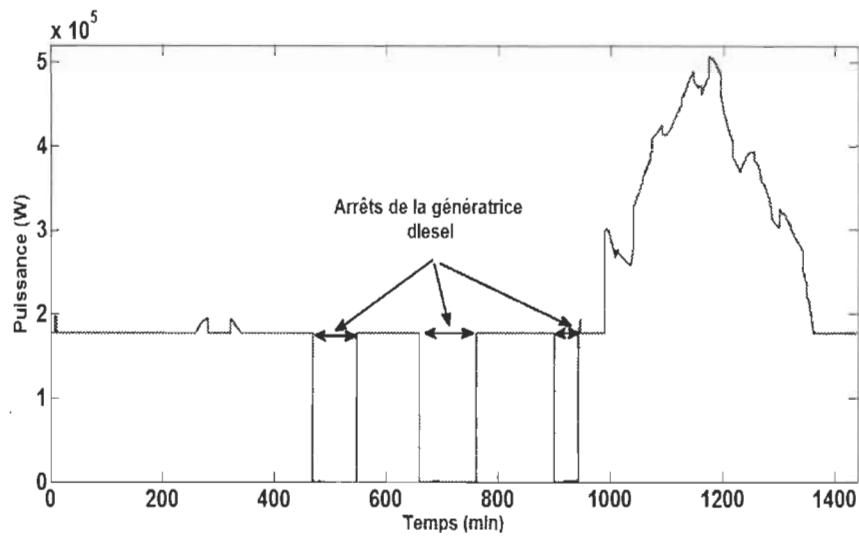


Figure 7-12 Puissance fournie par la génératrice diesel

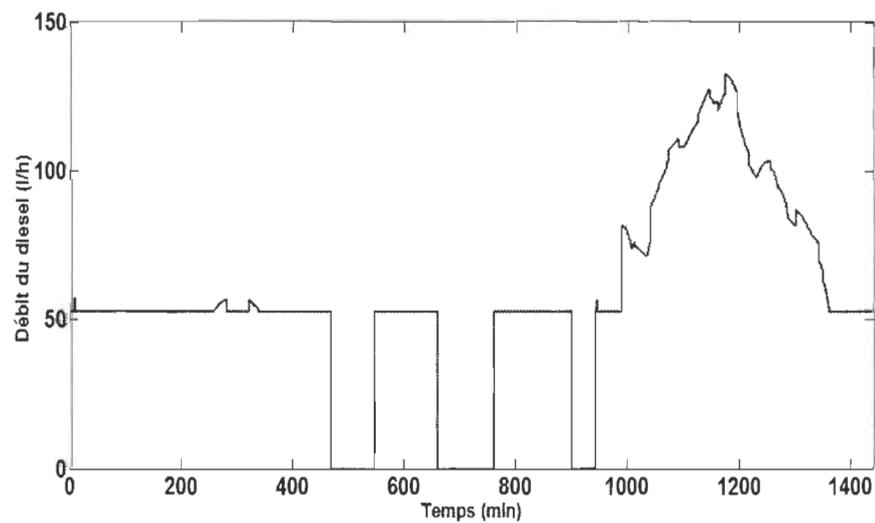


Figure 7-13 Débit de consommation du diesel

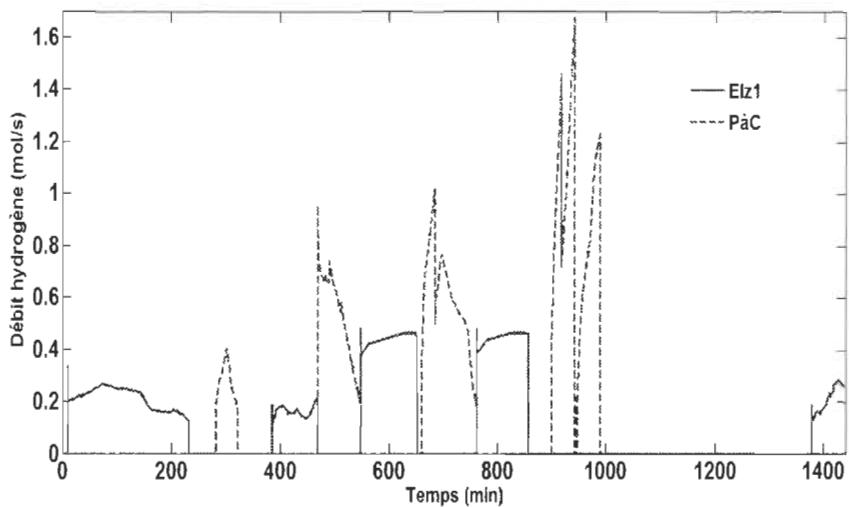


Figure 7-14 Débit d'hydrogène pour le grand électrolyseur et la PàC

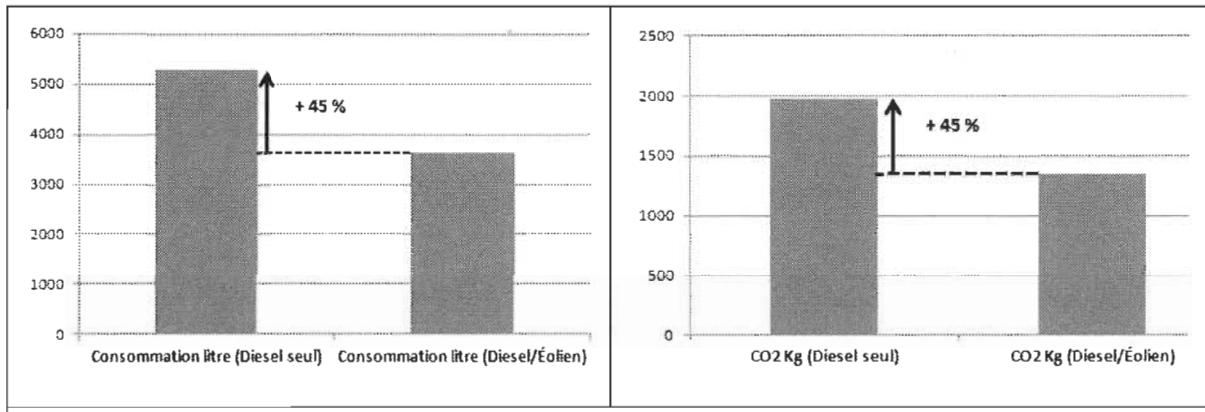


Figure 7-15 Consommation du diesel et le CO₂ émis dans les deux cas étudiés

Dans le cas d'un excédent d'énergie, les deux électrolyseurs sont utilisés pour la production d'hydrogène. La courbe bleue de la figure 7.14 illustre le débit d'hydrogène produit par le grand électrolyseur. Lorsque la puissance éolienne et la puissance minimale de la génératrice diesel sont insuffisantes pour alimenter la charge, la PàC est mise en marche afin de fournir la différence de puissance. La courbe rouge de la figure 7.15 montre le débit de consommation de la PàC qui est proportionnel à son courant.

Comme le montre la figure 7.12, avec l'intégration de l'énergie éolienne, la génératrice diesel est arrêtée lorsque la puissance fournie par les trois éoliennes ainsi que la PàC est

suffisante pour alimenter la charge. Dans ce cas, le convertisseur bidirectionnel CA/CC de la figure 7.1 est commandé afin de réguler la tension et la fréquence du bus à CA. L'arrêt de la génératrice diesel permet l'augmentation de sa durée de vie. Les résultats de simulation présentés ci-dessus démontrent une grande efficacité de la stratégie de gestion du flux d'énergie présentée dans la figure 7.3. En effet, une gestion efficiente de l'intégration de l'énergie éolienne et du système de stockage permet une sensible réduction de la consommation du diesel et la quantité du CO₂ émise de l'ordre de 45 % comme le montre la figure 7.15.

7.6 Conclusion

Dans ce chapitre nous nous sommes intéressés à l'étude des performances d'un réseau autonome Éolien/Diesel. La configuration du SEH ainsi qu'une stratégie de gestion du flux d'énergie ont été présentées. Un parc éolien, avec trois génératrices éoliennes à base de MADA est intégré à une génératrice diesel dans le but de réduire la consommation du diesel et la quantité des GES émises. Dans notre stratégie, la génératrice diesel est utilisée comme source d'appoint et répondre aux variations rapides de la charge et/ou des éoliennes. À cause du caractère intermittent du vent, un système de stockage sous forme d'hydrogène est utilisé afin de répondre à la problématique du découplage entre la production et la consommation et augmenter le taux de pénétration de la puissance éolienne.

La PàC est utilisée pour fournir le déficit en puissance et de réduire le temps de fonctionnement de la génératrice diesel. Le modèle de simulation du SEH a été développé sous l'environnement MATLAB/Simulink. Des simulations ont été effectuées afin de vérifier les performances du système selon deux scénarios en utilisant un profil de charge et

des données du vent réels. Les résultats des simulations ont démontré l'efficacité de la stratégie de gestion proposée.

Chapitre 8 - Validation expérimentale

8.1 Introduction

Étant donné que la structure du SEH qui est complexe pour une réalisation expérimentale, nous avons opté pour une validation expérimentale partielle, avec la réalisation d'un émulateur éolien. Ceci permet de valider et tester partiellement, la faisabilité technique des développements proposés sur le système éolien à base de MADA au chapitre 4. En effet, nous allons présenter une stratégie de commande de l'émulateur éolien, avec la comparaison entre le nouvel algorithme MPPT proposé dans cette thèse, et l'algorithme MPPT le plus utilisé dans la littérature.

Dans ce chapitre, nous présentons le banc d'essai expérimental (émulateur éolien de 3.7 kW), dont la structure est présentée sur la figure 8.1. Cette plate-forme expérimentale permet de reproduire le comportement d'une turbine éolienne en temps réel. D'abord, une modélisation de la machine à courant continu (MCC) et la synthèse de la commande de sa vitesse sera effectuée dans l'objectif de reproduire le comportement d'une éolienne à vitesse variable. Un profil de vent réel qui est représenté sur la figure 8.2 est utilisé et un couple de référence sera appliqué à la MCC de 3.7 kW qui est couplée à une MADA.

8.2 Émulateur d'un système éolien

Étant donné que la modélisation de la turbine ayant été abordée dans le chapitre 4, nous nous intéresserons ici seulement à la modélisation et la commande de la MCC. Afin

d'obtenir un comportement similaire à celle d'une turbine éolienne, il est nécessaire de connaître le couple mécanique qui est appliqué à l'arbre de la génératrice éolienne. Ainsi, le synoptique de la stratégie qui permet la détermination de la vitesse de référence, dont les équations ont été présentées dans le chapitre 4 est illustré par la figure 8.3.

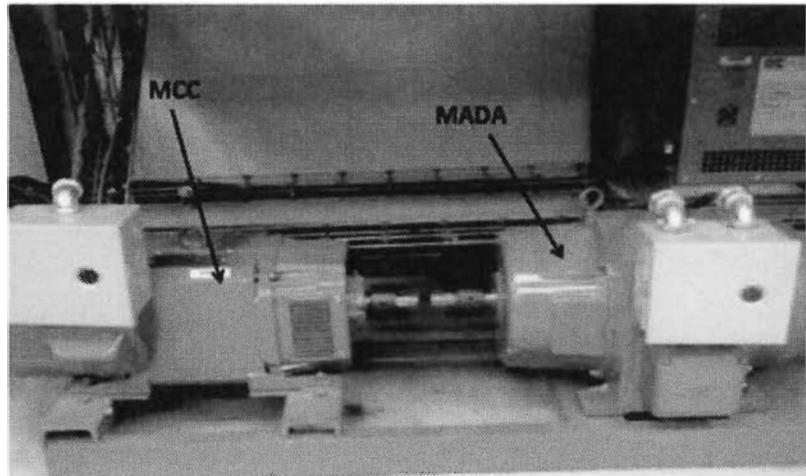


Figure 8-1 Générateur asynchrone à double alimentation entraîné par un moteur à courant continu de 3.7 kW

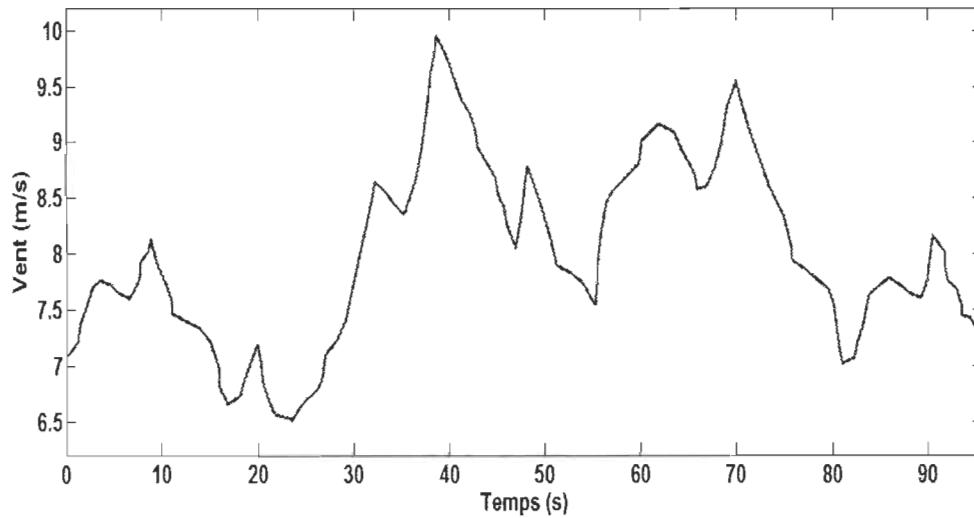


Figure 8-2 Profil du vent appliqué à la MCC [29]

La puissance mécanique fournie par la turbine peut être exprimée comme suit :

$$P_{mec} = \frac{1}{2} \rho \pi R^2 C_p(\lambda, \beta) v^3 \quad (8-1)$$

Le couple mécanique disponible sur l'arbre de la turbine s'écrit comme suit :

$$C_{mec} = \frac{P_{mec}}{\Omega_t} = \frac{1}{2\Omega_t} \rho \pi R^2 C_p(\lambda, \beta) v^3 \quad (8-2)$$

Afin d'éliminer l'état indéterminé du couple mécanique au démarrage où la vitesse de la turbine Ω_t est nulle, nous allons introduire le coefficient du couple dont l'expression est donnée par la relation (8.3), le couple mécanique est décrit par la relation (8.4).

$$C_T(\lambda, \beta) = \frac{C_p(\lambda, \beta)}{\lambda} \quad (8-3)$$

$$C_{mec} = \frac{1}{2} \rho \pi R^3 C_T(\lambda, \beta) v^2 \quad (8-4)$$

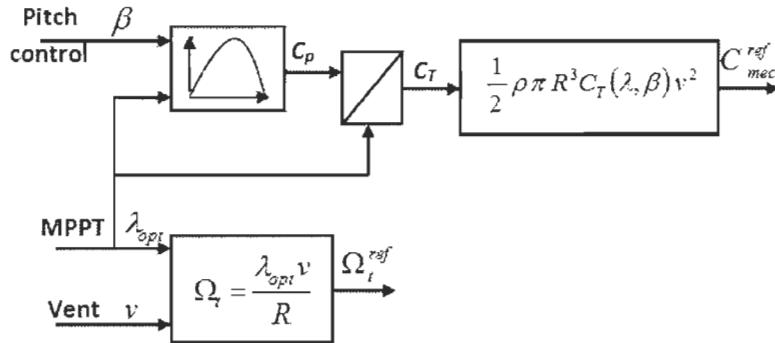


Figure 8-3 Synoptique de la détermination de la vitesse de référence de la turbine

8.2.1 Modélisation de la machine à courant continu à excitation séparée

Nous allons présenter un modèle de la MCC à excitation séparée en vue de sa commande. L'utilisation de la MADA permet deux modes de fonctionnement, *hyposynchrone* et *hypersynchrone*. De ce fait, il est nécessaire de prévoir un dispositif pour le contrôle du courant du circuit inducteur de la MCC afin de réduire son flux pour

permettre un fonctionnement en mode hypersynchrone. Le modèle électrique de la MCC à excitation séparée est présenté sur la figure 8.4.

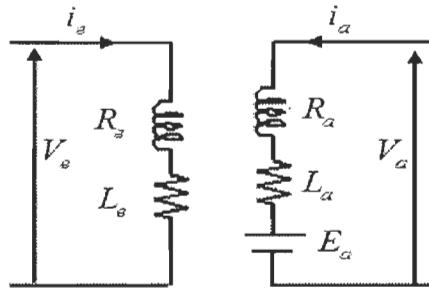


Figure 8-4 Schéma du modèle électrique de la MCC à excitation séparée

La tension du circuit inducteur bobiné de la MCC s'exprime comme suit :

$$V_e = R_e i_e + L_e \frac{di_e}{dt} \quad (8-5)$$

La tension du circuit de l'induit s'écrit comme suit :

$$V_a = R_a i_a + L_a \frac{di_a}{dt} + E_a \quad (8-6)$$

L'équation mécanique de la MCC peut s'écrire comme suit :

$$J_{mcc} \frac{d\Omega_{mcc}}{dt} = C_m - C_{em} - f \Omega_{mcc} \quad (8-7)$$

Le flux inducteur peut s'exprimer comme suit :

$$\phi_e = L_{af} i_e \quad (8-8)$$

La force électromotrice E_a s'écrit comme suit :

$$E_a = K_e \Omega_{mcc} = L_{af} i_e \Omega_{mcc} \quad (8-9)$$

Où Ω_{mcc} est la vitesse de la MCC.

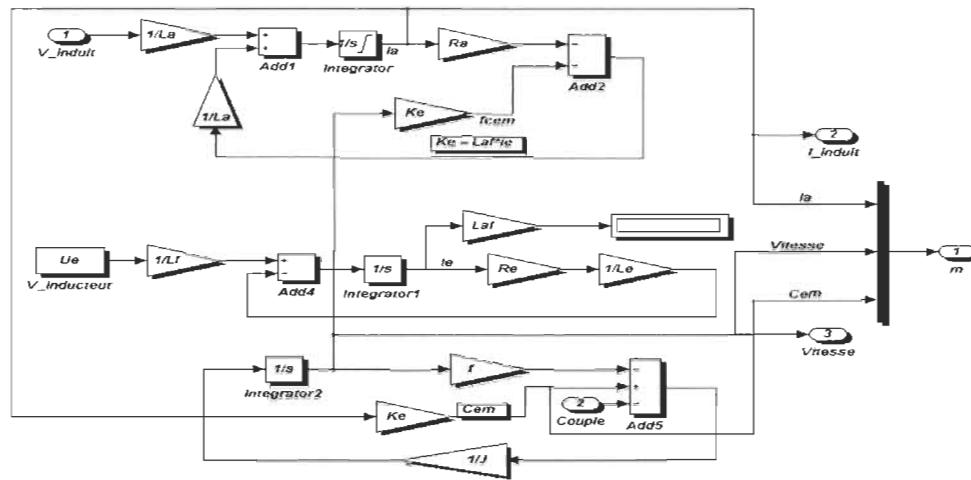


Figure 8-5 Schéma du modèle électrique sous Matlab/Simulink de la MCC à excitation séparée

Le modèle de la MCC implanté sous Matlab/Simulink est représenté sur la figure 8.5. La MCC dont nous disposons sur notre banc d'essai est une machine Reliance Electric de 5 HP (environ 3.7 kW), 240 V, 19.2 A, 1750 tr/min. Les données du constructeur et la méthode d'identification présentées à l'annexe H sont les suivantes :

$$R_a = 1.7 \Omega; L_a = 29.8 \text{ mH}; J_{mcc} = 0.00541 \text{ kg.m}^2; f = 0.006 \text{ N.m.s}^{-1}; K_e = 1.12;$$

8.2.2 Commande de la MCC

Après avoir présenté la modélisation de la MCC, nous allons aborder sa stratégie de commande alimentée par un convertisseur dévoiteur dont la structure globale est illustrée sur la figure 8.6, et son modèle éclaté est représenté sur la figure 8.7.

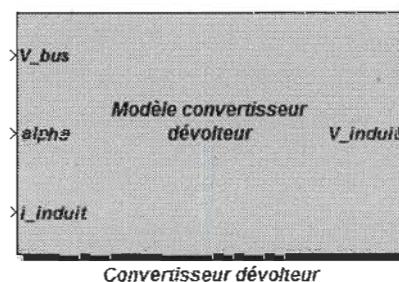


Figure 8-6 Schéma globale du convertisseur dévoiteur

Pour la commande de la vitesse du MCC, généralement, ce sont deux boucles qui sont utilisées. Une boucle externe pour la commande de la tension et une boucle interne pour la commande du courant afin d'éviter de forts courants d'induit qui peuvent endommager le circuit rotorique.

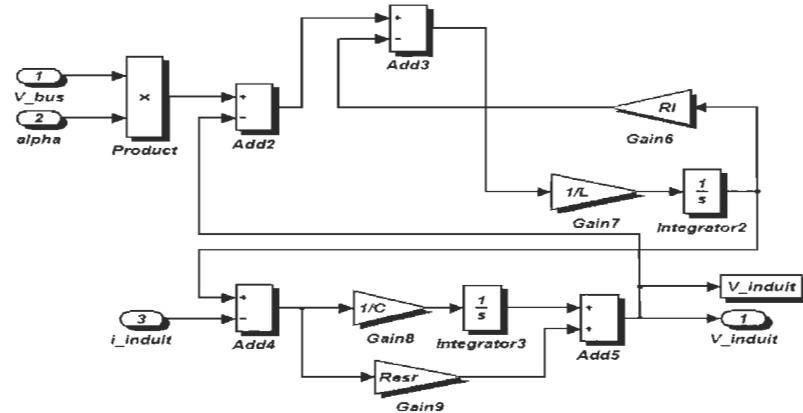


Figure 8-7 Modèle éclaté du dévolteur sous Matlab/Simulink

Pour les besoins de simulation, nous proposons d'utiliser la structure du contrôleur illustré sur la figure 8.8. Ainsi, nous proposons l'utilisation d'un algorithme qui permet une limitation du courant induit, au lieu d'utiliser deux boucles de régulation, qui est la stratégie qui est couramment utilisée dans la littérature.

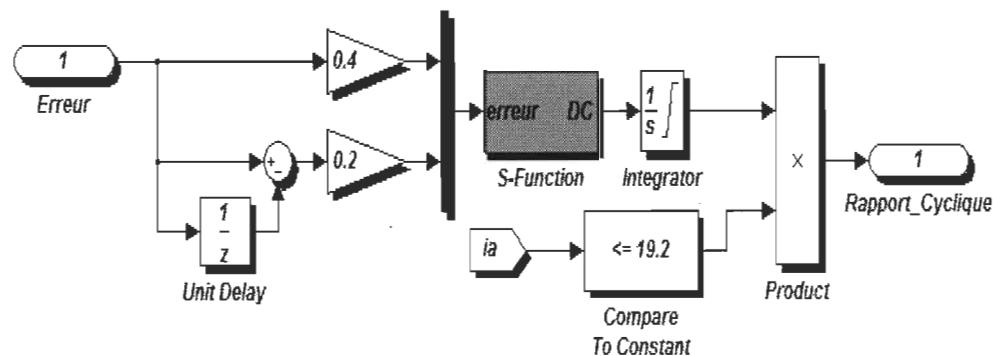


Figure 8-8 Structure du contrôleur de la vitesse du moteur à CC

Après avoir présenté la stratégie de commande de la vitesse du moteur à CC, nous allons présenter une méthode d'estimation de la vitesse du moteur qui est basée sur l'utilisation des relations (8.6) et (8.9). La vitesse estimée peut s'écrire comme suit:

$$\Omega_{mcc} = \frac{V_a - R_a i_a - L_a \frac{di_a}{dt}}{K_e} \quad (8-10)$$

La figure 8.9 montre les performances du contrôle de la vitesse du MCC afin d'émuler le comportement de la turbine, avec un ratio de vitesse spécifique constant et égale à sa valeur maximale. Comme nous ne disposons pas d'une source de tension continue suffisante pour l'alimentation de l'induit du MCC (où sa tension nominale est de 240 V), nous procédons à une étude à vide du MCC afin de pouvoir comparer ses résultats à ceux de l'étude expérimentale.

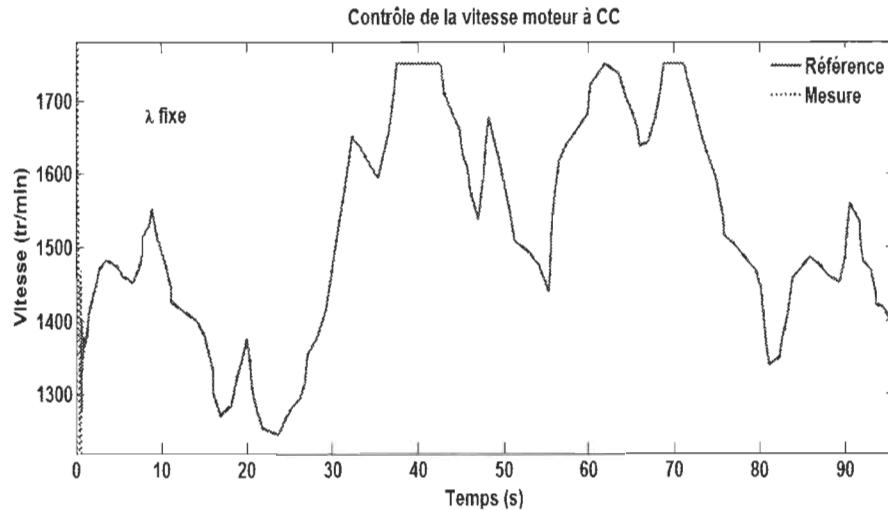


Figure 8-9 Structure du contrôleur de la vitesse du moteur à CC pour un lambda fixe

Le courant et la tension de l'induit du MCC sont indiqués sur la figure 8.10. Un capteur de type LV 20-P est utilisé pour la mesure de tension d'induit, et un capteur LEM de type HAS 50S pour la mesure du courant induit. Ce dernier donne une tension qui est l'image du

courant mesuré. Les signaux des deux capteurs sont envoyés au dsPIC via deux canaux AN0 et AN1 pour le besoin du contrôle de la vitesse du MCC. Quant à la figure 8.11, elle illustre la comparaison des profils de vitesse de la MPPT classique et celle qui nous proposons. Comme on peut le constater, avec notre MPPT, la vitesse de la turbine varie dans une plage moins importante qu'avec la MPPT classique.

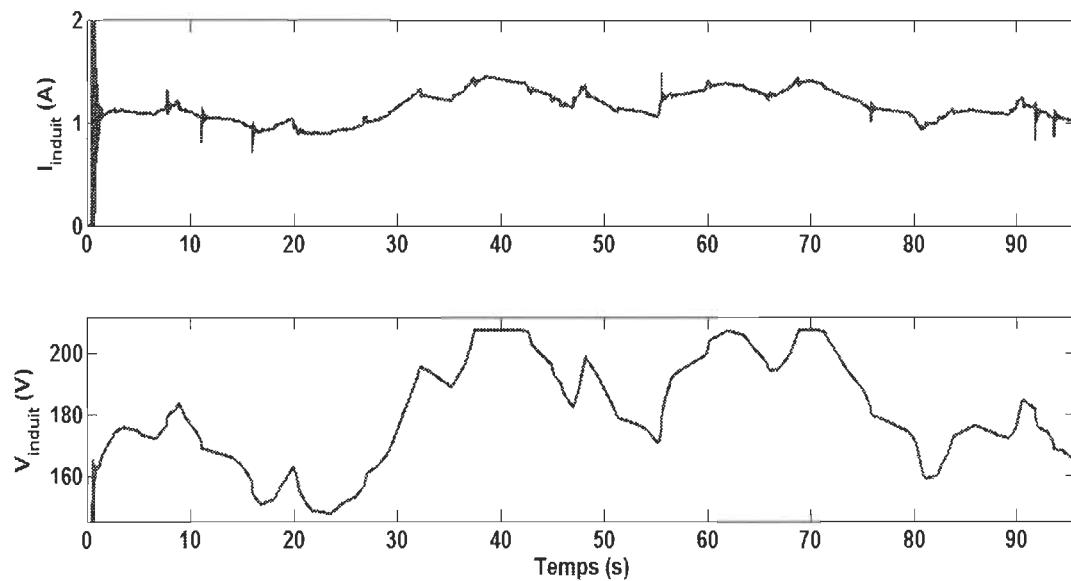


Figure 8-10 Structure du contrôleur de la vitesse du moteur à CC pour un lambda variable

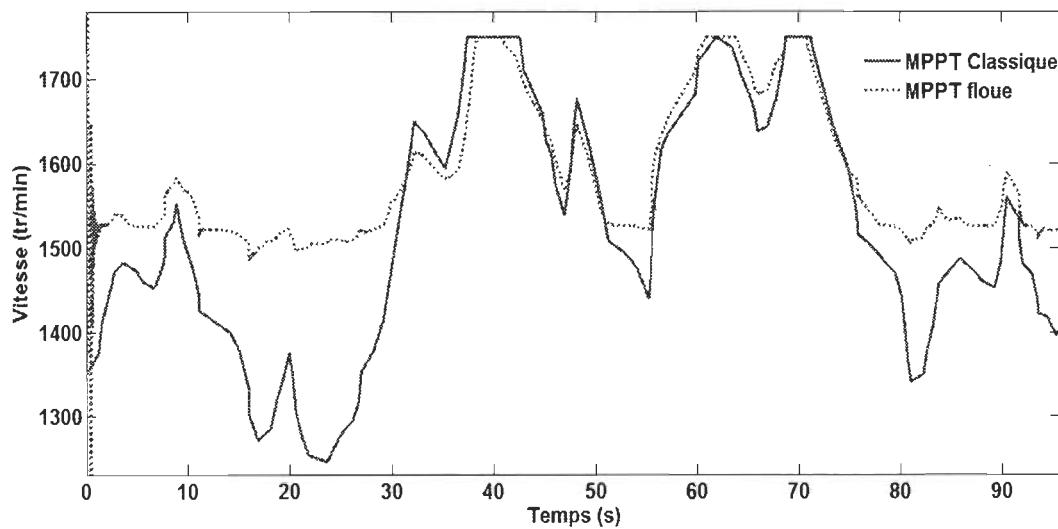


Figure 8-11 Comparaison de la valeur de la vitesse de l'émulateur éolien pour les deux types de MPPT

La figure 8.12 illustre les performances de l'estimateur de la vitesse du MCC. Comme on peut le constater, l'erreur entre la vitesse mesurée et la vitesse estimée est inférieure à 2%. Ceci nous permet de conclure quant aux performances de la méthode, que nous allons utiliser pour l'estimation de la vitesse de la turbine éolienne. À noter que nous avons opté pour cet estimateur de vitesse à défaut de la disponibilité d'un capteur de vitesse au laboratoire. Cet estimateur de vitesse peut présenter l'inconvénient de reposer sur des paramètres de la machine qui peuvent varier, ainsi que des signaux (tension et courant de l'induit) avec la présence du bruit de mesure. Mais étant donné que nous allons utiliser cet estimateur uniquement pour la validation de l'algorithme MPPT avec des périodes d'essai courtes, on peut négliger la variation des paramètres du moteur. Quant aux bruits de mesure, nous avons utilisé un filtre afin de ne pas perturber le processus de contrôle de la vitesse.

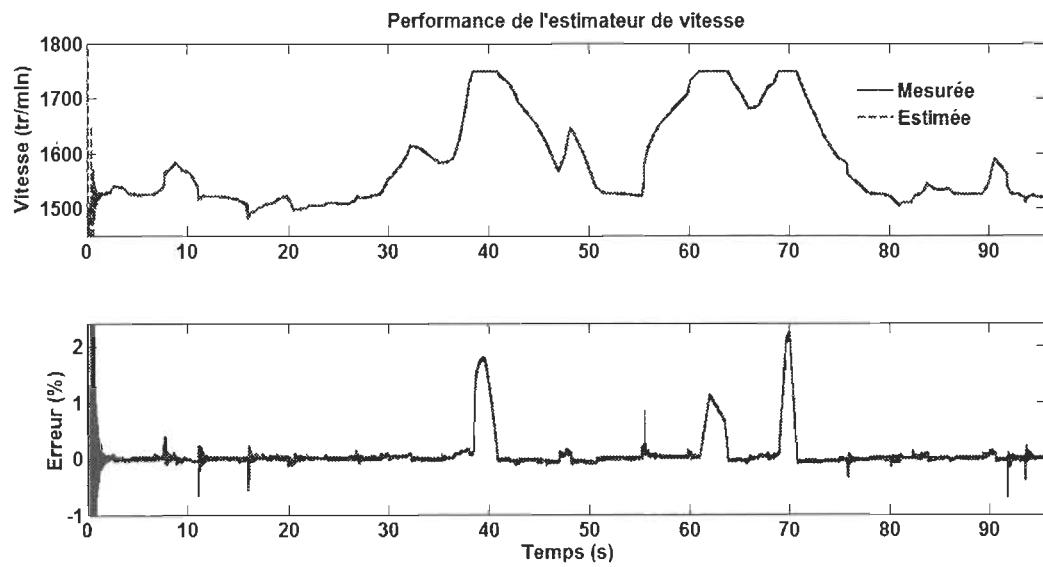


Figure 8-12 Dispositif expérimental de l'émulateur de la turbine éolien

Le profil du vent appliqué à l'émulateur éolien est illustré sur la figure 8.2. Les paramètres de la turbine qui sont utilisés pour la simulation de la commande de l'émulateur de la turbine sont : $R = 2.1 \text{ m}$; $G = 4$;

8.3 Dispositif expérimental de l'émulateur de la turbine

Après avoir abordé la modélisation de l'émulateur de la turbine et les résultats numériques effectués sous Matlab/Simulink, nous allons présenter le dispositif expérimental que nous avons réalisé au Laboratoire conversion d'énergie électrique et qualité de l'onde.

Le dispositif expérimental est schématisé sur la figure 8.13. Il est basé sur l'utilisation d'une MCC dont les paramètres sont donnés dans l'annexe H. Pour accomplir la commande de la vitesse du MCC, nous allons utiliser un microcontrôleur de type dsPIC 33FJ12MC202 de microchip®. La technologie de communication série (RS232) a été adoptée comme passerelle entre le dsPIC et le PC afin de rendre la commande plus facile. En utilisant la communication série, nous pouvons utiliser le modèle numérique réalisé sous Matlab/Simulink qui est illustré sur la figure 8.14 afin de commander la vitesse de la MCC.

Afin de pouvoir réaliser la communication entre le dsPIC et Matlab/Simulink, des blocs qui se trouvent dans la librairie *Instrument Control* sont utilisés. Dans le modèle de l'émulateur sous Matlab/Simulink, un contrôleur flou est utilisé pour le contrôle de la vitesse. En fonction de l'écart entre la référence de la vitesse donnée par l'algorithme MPPT, et la vitesse estimée, le contrôleur de la vitesse fournit la valeur du rapport cyclique (pour le contrôle du dévolteur), qui est envoyée au dsPIC via le circuit MAX 232.

L'estimation de la vitesse est effectuée au sein du programme écrit en utilisant le logiciel MikroC® dont le programme est donné dans l'annexe I.

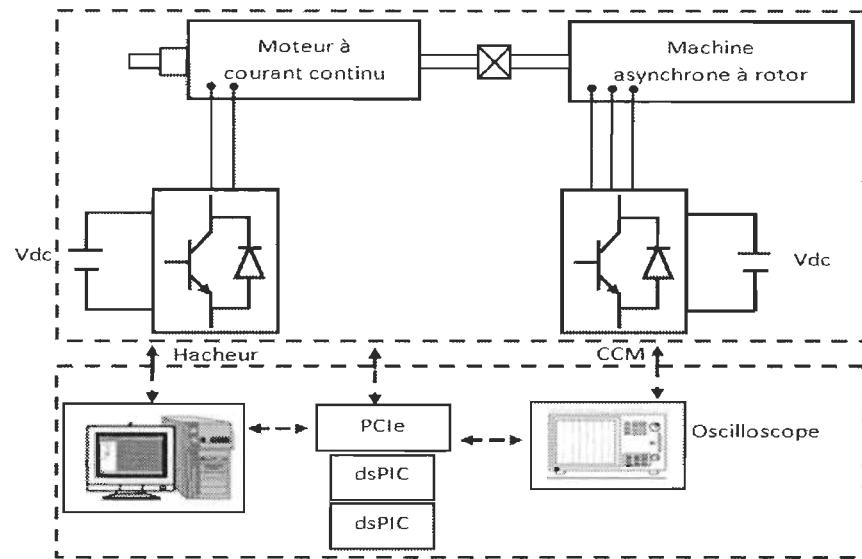


Figure 8-13 Dispositif expérimental de l'émulateur de la turbine éolien

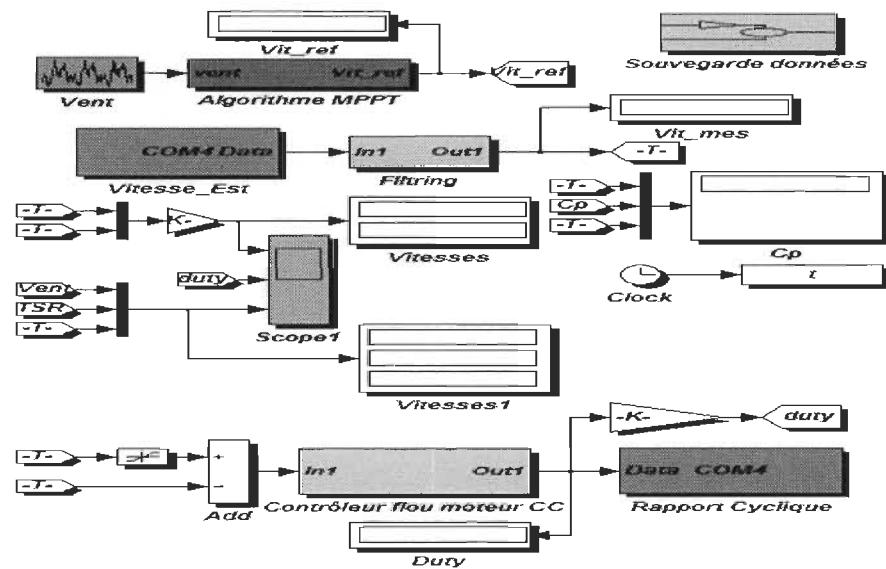


Figure 8-14 Modèle numérique de la commande de la vitesse en utilisant un algorithme MPPT

8.3.1 Carte de commande et communication série

Nous avons choisi d'utiliser le logiciel Proteus/Isis, qui permet la simulation des microcontrôleurs et la conception des circuits imprimés afin de réaliser la carte de commande du dsPIC et l'interfaçage pour la communication série entre ce dernier le Matlab/Simulink comme le montre la vue 3D de cette carte.

8.3.2 Carte d'isolation de la partie commande de la partie puissance

Afin de protéger le dsPIC des surintensités et l'activation des interrupteurs IGBT en toute sécurité, nous proposons l'utilisation d'opto-coupleurs. Ces derniers sont utilisés près de convertisseur de puissance afin d'éviter tout parasitage des câbles et diminuer l'effet de l'inductance parasite. L'opto-coupleur que nous avons utilisé est de type 4N37 dont les caractéristiques sont données dans l'annexe K. Pour améliorer la qualité du signal d'activation des IGBT, nous ajoutons le circuit 74LS05 à la sortie des opto-coupleurs. La figure 8.16 montre la vue 3D de carte d'isolation que nous avons conçue avec le logiciel ISIS.

8.3.3 Carte d'interfaçage du convertisseur de puissance

Pour le besoin de la variation de la vitesse du moteur à CC, nous allons utiliser le convertisseur IRAM 136-3063B en configuration de convertisseur abaisseur et utilisant un seul bras.

Pour la réalisation du circuit imprimé, nous avons choisi d'utiliser le logiciel *Eagle*, qui nous permet d'ajouter des bibliothèques personnelles étant donné que le logiciel *ISIS* ne le permet pas. La figure 8.15 illustre le circuit du convertisseur IRAM 136-3063B qui est utilisé comme variateur de vitesse du MCC.

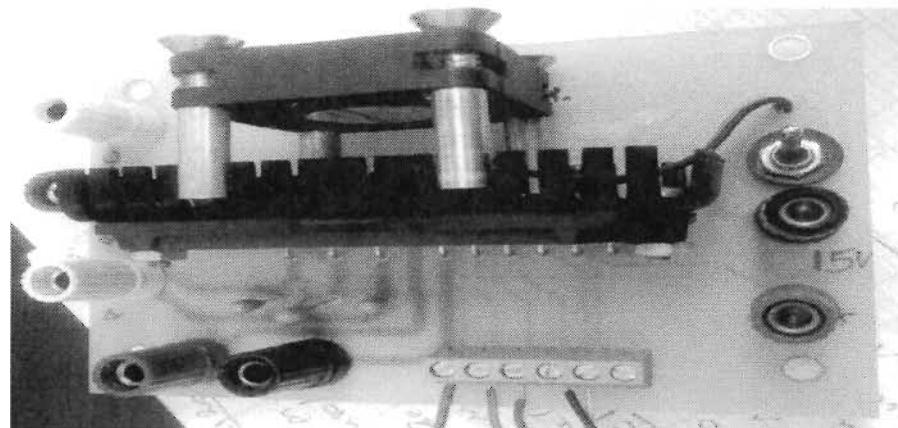


Figure 8-15 Carte d'interfaçage du convertisseur IRAM136-3063B

8.3.4 *Carte d'acquisition des données*

Pour fin d'acquisition des données de notre dispositif expérimental, nous avons utilisé le carte PCIe 6323 de National instrument combinée au logiciel de programmation graphique Labview®. Cette carte permet l'acquisition jusqu'à 32 signaux avec une fréquence de 250 kHz. L'interface d'affichage et d'acquisition de la tension et du courant de l'induit est illustrée sur la 8.16.

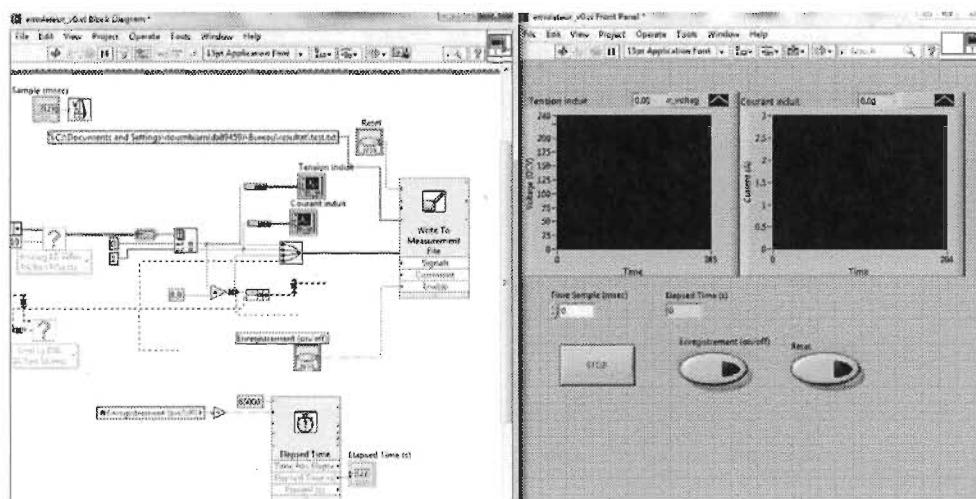


Figure 8-16 Interface d'acquisition et d'affichage de la tension et courant induit avec Labview

8.4 Résultats expérimentaux de l'émulateur de la turbine

Le profil du vent appliqué lors de l'étude expérimental est identique à celui de la figure 8.2. Ceci afin de comparer les résultats expérimentaux aux résultats numériques. Avant de procéder à la comparaison des résultats des deux techniques MPPT, nous allons d'abord présenter les résultats expérimentaux de l'application de la MPPT classique. La figure 8.17 représente les vitesses référence et mesurée.

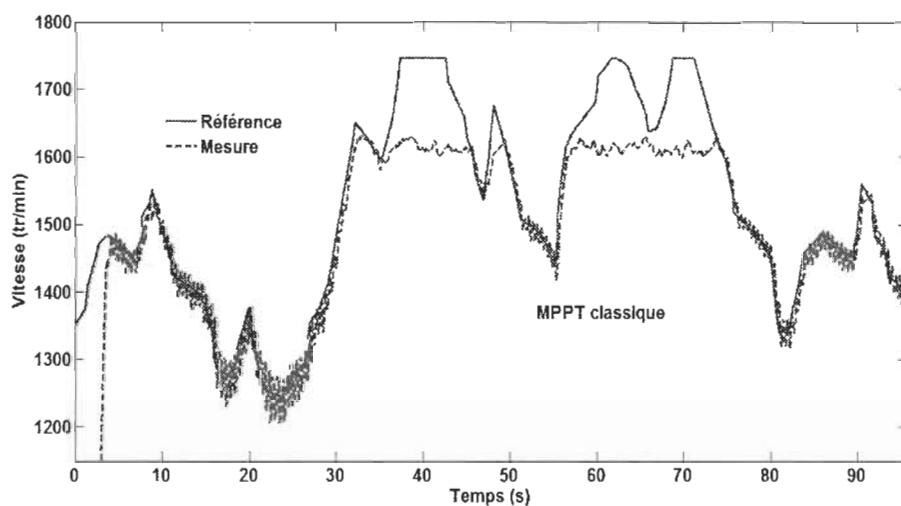


Figure 8-17 Vitesse référence et mesurée pour la MPPT classique

On peut constater que la vitesse mesurée suit parfaitement la consigne de vitesse, ce qui démontre l'efficacité du contrôle proposé. À noter que la vitesse mesurée est limitée à environ 1620 tr/min à cause de la valeur de la tension à l'entrée du hacheur qui ne peut fournir une tension supérieure à 175 V alors que la tension nominale du MCC est de 240 V. Quant aux figures 8.18 et 8.19, elles illustrent la tension et le courant de l'induit du MCC à vide respectivement.

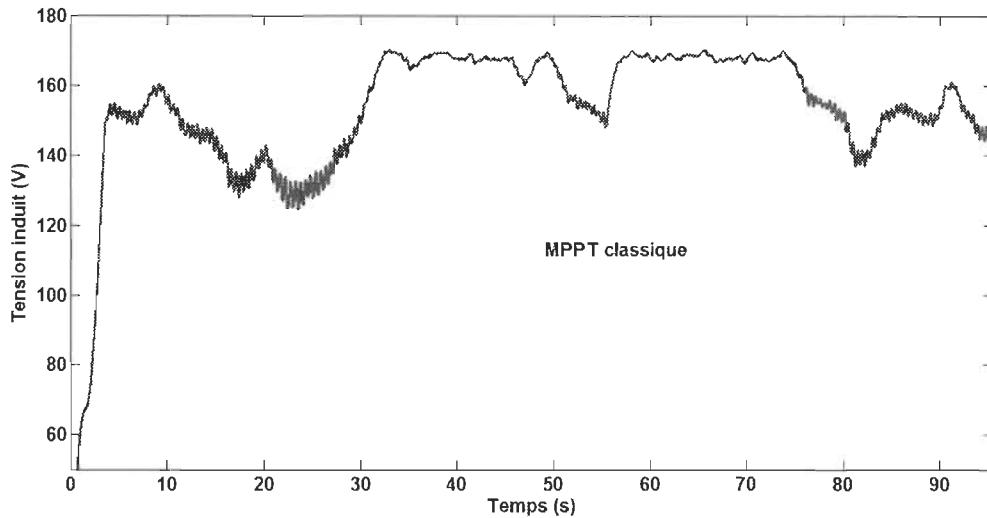


Figure 8-18 Tension de l'induit du MCC

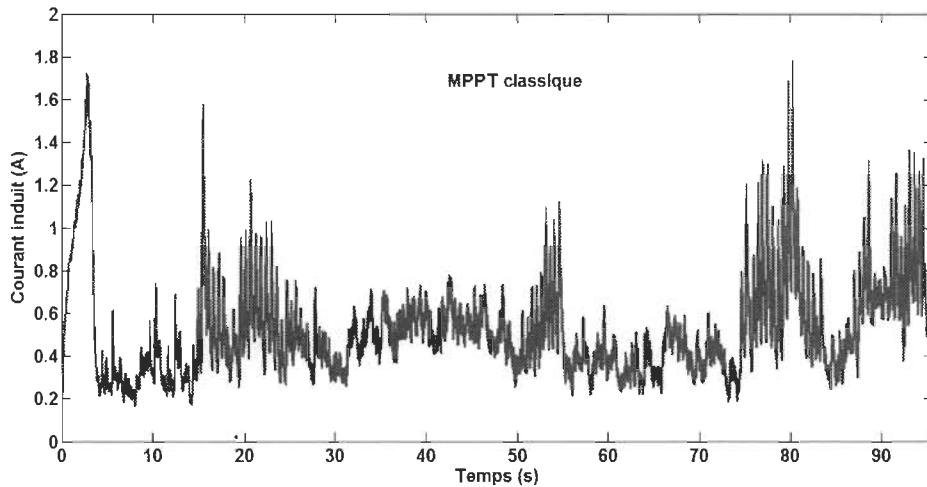


Figure 8-19 Courant de l'induit du MCC

Après avoir présenté les performances de la commande de la vitesse de l'éulateur de la turbine éolien en appliquant la MPPT classique, nous allons comparer les résultats des deux techniques MPPT. La figure 8.20 représente la comparaison de la variation de la vitesse de l'éulateur pour les deux techniques MPPT. Comme on peut le constater, la variation de la vitesse avec notre MPPT floue varie dans un intervalle moins important qu'avec la MPPT classique. En effet, le glissement avec la MPPT floue ne dépasse pas 0.18 alors qu'il est de 0.3 pour la MPPT classique. Ceci signifie une réduction d'environ 40% de

la taille des convertisseurs statiques utilisés dans la chaîne de conversion de l'énergie. Ce qui engendre une réduction sensible du coût et de la contrainte de refroidissement, et ce sans diminuer la puissance produite. En effet, plus la vitesse diminue, plus le glissement augmente, plus une puissance est puisée du réseau afin d'alimenter le circuit rotorique de la MADA. Par voie de conséquence, la puissance totale produite diminue.

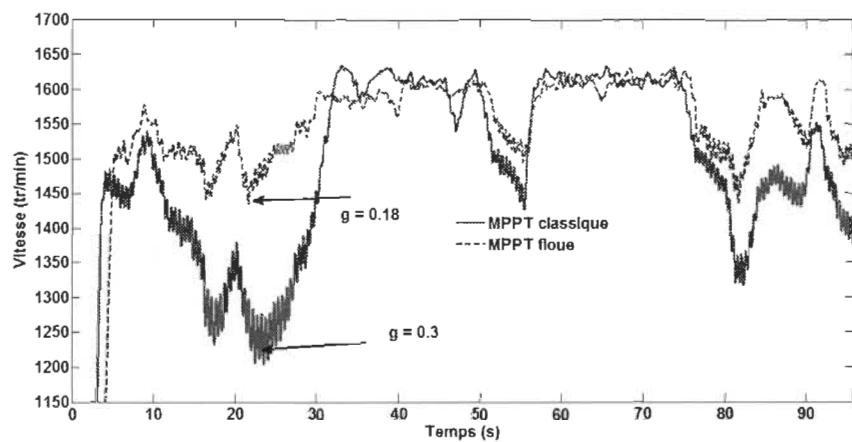


Figure 8-20 Comparaison de la vitesse réelle de l'émulateur pour les deux techniques MPPT

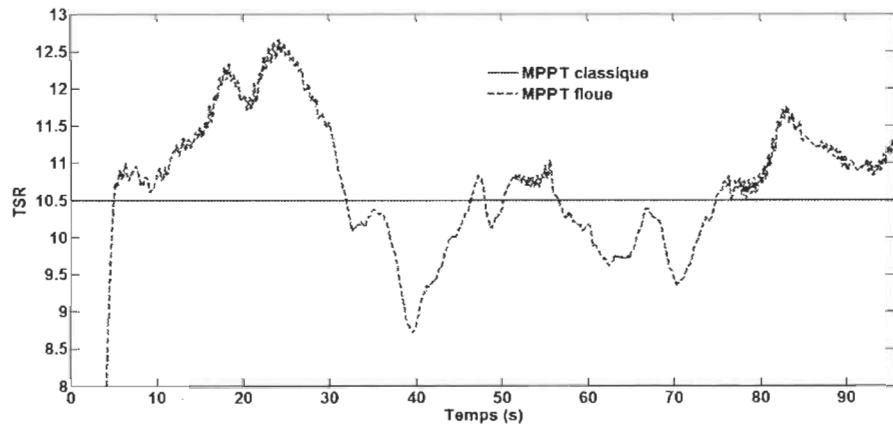


Figure 8-21 Comparaison de la variation du ratio de vitesse spécifique pour deux techniques MPPT

La figure 8.21 montre la variation du ratio de vitesse spécifique (λ) dans les deux techniques MPPT. On peut constater que λ avec la nouvelle technique MPPT floue, varie

en fonction de la vitesse du vent pour aller chercher en tout temps, le maximum de la production d'énergie, tout en amortissant les fortes variations du vent. Ceci contribue à la protection des parties mécaniques dans la nacelle. La figure 8.22 illustre la valeur de coefficient de puissance pour les deux techniques MPPT. On peut constater une légère diminution du coefficient de puissance qui est due à l'augmentation de λ afin maintenir la vitesse de la MADA au dessus de 1500 tr/min. Cette diminution est compensée par la réduction de la quantité de la puissance active absorbé par la MADA (en mode hyposynchrone).

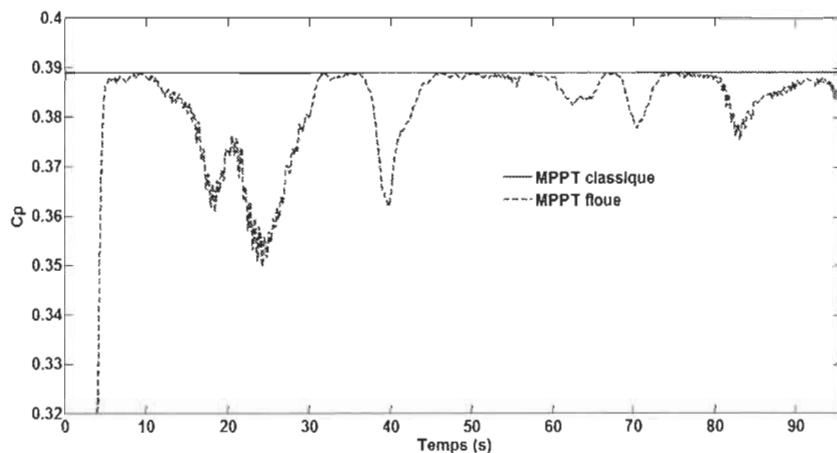


Figure 8-22 Comparaison de la variation du facteur de puissance pour deux techniques MPPT

8.5 Commande du convertisseur côté machine (CCM)

Pour notre étude, nous avons choisi l'étude uniquement le fonctionnement en mode hyposynchrone, et étant donné que le convertisseur côté réseau a pour rôle entre autres, de réguler la tension du bus à CC, nous allons utiliser une source de tension continue. Ainsi, la structure adoptée est illustrée sur la figure 8.23.

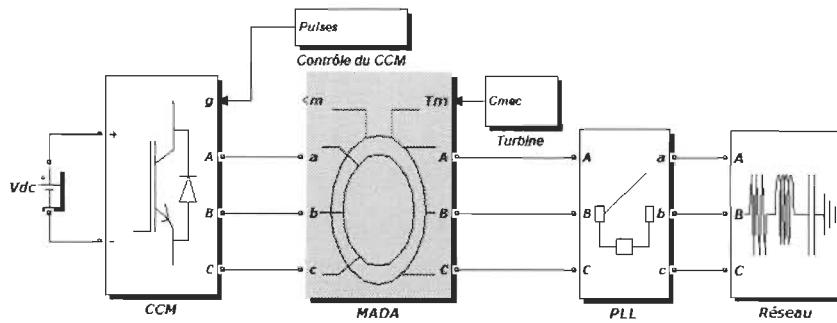


Figure 8-23 Structure du système éolien pour la commande vectorielle en puissance de la MADA

Comme la commande vectorielle en puissance de la MADA a été présentée en détail au chapitre 4, il reste à présent la présentation l'approche expérimentale que nous avons adoptée pour l'accomplissement de cette commande, qui est détaillée dans l'annexe I.

8.6 Conclusion

Ce chapitre nous a permis de réaliser la commande de la vitesse d'un émulateur d'une turbine éolienne utilisant une MCC. Comme nous avons utilisé une approche relativement nouvelle, qui consiste en l'utilisation du modèle numérique de la turbine réalisé sous Matlab/Simulink, en se basant uniquement sur une communication série pour assurer liaison entre le modèle numérique et le dsPIC. Cette stratégie a été adoptée pour sa simplicité et son coût relativement bas.

Par la suite, une étude numérique sur les performances de la MPPT floue proposée et le contrôleur flou de la vitesse de la turbine ont été analysées. Une description du banc d'essai que nous avons réalisé a été effectuée. En effet, nous avons réalisé une carte d'interfaçage du convertisseur abaisseur (hacheur) ainsi que celle du microcontrôleur et le circuit de communication série. Afin d'isoler la partie de commande de la partie puissance, et de permettre une meilleure activation des interrupteurs IGBT, nous avons réalisé une carte

d'opto-coupleurs. Pour accomplir la régulation de la vitesse, nous avons réalisé un circuit de conditionnement du courant et de la tension d'induit par l'utilisation de capteurs.

L'analyse des résultats numériques et expérimentaux a montré que le contrôle de la vitesse du moteur donne de bonnes performances. L'utilisation du régulateur flou permet de dépasser la nécessité de connaître les paramètres du MCC et leurs variations, tout en utilisant une seule boucle de contrôle. Par la même occasion, nous avons montré l'avantage de notre algorithme MPPT flou qui permet de réduire la taille des convertisseurs de puissance d'environ 40%, réduisant ainsi le coût et la contrainte de refroidissement, surtout dans le cas de grandes éoliennes. À signaler qu'avec cet algorithme, la puissance produite est identique à celle produite avec l'algorithme classique.

Le détail de la commande vectorielle en puissance de la génératrice éolienne sera présenté dans l'annexe I, et peut constituer un travail de base pour les futurs travaux.

Chapitre 9 - Conclusion générale et perspectives

9.1 Conclusion générale

Le double impact économique et environnemental de l'intégration de l'énergie éolienne dans un réseau autonome utilisant des génératrices diesel a été discuté dans cette thèse. Nous nous sommes intéressés en particuliers, aux questions de structure, de dimensionnement, ainsi qu'une gestion efficiente et fiable du flux d'énergie. Plusieurs travaux abordant l'utilisation des systèmes PàC/électrolyseur pour le stockage d'énergie existent, mais rare sont ceux qui ont abordé leur problématique de modélisation ainsi que leur dynamique thermique.

La problématique énergétique d'une partie non négligeable de la population mondiale, qui n'a pas accès à l'électricité, et la mise en contexte des défis des réseaux autonomes ont été présentées dans le premier chapitre. La favorisation de la consommation d'une énergie verte, renouvelable et locale participe à la promotion du développement durable.

Nous avons proposé l'utilisation des réseaux de neurones comme outil puissant pour la modélisation des systèmes complexes et non linéaires tels que l'électrolyseur et la PàC. Une modélisation intégrale incluant les modèles électriques et thermiques de ces systèmes contribuerait à présenter des études et des analyses plus réalistes et plus précises.

Dans l'objectif de l'amélioration de l'extraction de la puissance éolienne à base de machine asynchrone à double alimentation, nous avons présenté dans le chapitre 4 un

nouvel algorithme MPPT sans capteurs basé sur la logique floue. En effet, cette stratégie permet de réduire de quasiment de moitié l'interface de puissance tout en produisant autant de puissance que l'algorithme MPPT classique. Ceci contribue à la diminution des coûts et des contraintes de refroidissement des convertisseurs de puissance.

Dans le chapitre 6, nous nous sommes focalisés sur l'amélioration de la production d'hydrogène par une gestion efficiente du système d'électrolyseur. Nous avons présenté une nouvelle stratégie basée sur un dimensionnement approprié du bus à courant continu à l'entrée du convertisseur dévolteur, qui permet une amélioration des performances de l'électrolyseur, particulièrement en basses températures de fonctionnement. En effet, dans un contexte de l'utilisation des énergies renouvelables, qui sont caractérisées par une nature intermittente et stochastique, le surplus de puissance varie souvent engendrant des fréquents arrêts/démarrages de l'électrolyseur. De plus, nous nous sommes intéressés à l'impact du nombre d'électrolyseurs sur la quantité d'hydrogène produite. Un choix judicieux du nombre et de la taille des électrolyseurs permet une augmentation significative de la production d'hydrogène.

Une analyse des performances d'un réseau autonome intégrant l'énergie éolienne combinée à un système PàC/électrolyseur a été présentée dans le chapitre 7. Nous avons développé un modèle dynamique du système hybride Éolien/Diesel sous l'environnement Matlab/Simulink. Nous avons démontré qu'avec une stratégie de gestion du flux de l'énergie adéquate, la quantité du diesel consommé ainsi que la quantité du CO₂ émise ont été sensiblement réduites. De plus, le temps de fonctionnement de la génératrice diesel a été aussi réduit augmentant ainsi sa durée de vie.

Une validation expérimentale partielle de notre nouvel algorithme MPPT a été réalisée afin de vérifier les résultats numériques obtenus. Un émulateur reproduisant le comportement d'une turbine éolienne a été mis en place. Une nouvelle stratégie de contrôle basée sur la combinaison du logiciel Matlab/Simulink et le microcontrôleur, qui est caractérisée par sa simplicité d'implémentation et son faible coût a été présentée et validée expérimentalement.

9.2 Perspectives

Bien que nous avons essayé de présenter une étude la plus détaillée et complète possible du système d'énergie hybride, nous avons été amené à faire des choix afin de nous focaliser sur les points que nous avons jugé fondamentaux. Ainsi, notre étude n'est pas exhaustive et pose des questions qui sont motivées par notre conclusion générale. De ce fait, nous pouvons énumérer quelques points qui nous paraissent pertinents, et qu'il convient de développer en guise de suites à notre travail.

- Validation expérimentale intégrale de l'algorithme MPPT flou proposé ;
- Étude approfondie des performances de la nouvelle stratégie de gestion du système électrolyseur (impact de la tension du bus à CC et le nombre d'électrolyseurs) ;
- Utiliser un outil de diagnostic en temps réel de l'état de la génératrice éolienne (algorithme RLS, etc). Ceci permet de mieux détecter les défaillances potentielles ;
- Développement d'un modèle plus élaboré du moteur diesel pour prendre en compte les dynamiques thermiques ;
- Validation expérimentale de la stratégie d'estimation du couple de charge sur les performances dynamiques du gouverneur de la génératrice diesel ;

- Validation expérimentale de l'approche de modélisation neuronale du système électrolyseur/PàC ;
- Optimisation de l'algorithme de gestion du flux d'énergie en prenant en compte les dynamiques des différents composants du SEH ainsi que leurs plages de rendements optimales ;
- Analyser l'impact de notre algorithme de gestion du flux d'énergie sur les arrêts/démarrages de la génératrice diesel, suite aux variations de la charge et/ou de l'énergie éolienne ;
- Réalisation d'un banc expérimental incluant l'ensemble des éléments du SEH afin d'avoir une plateforme expérimentale pour fins de validations.

Bibliographie

- [1] M. Nilsson, P. Lucas, and T. Yoshida, "Towards an integrated framework for SDGs: Ultimate and enabling goals for the case of energy," *Sustainability*, vol. 5, pp. 4124-4151, 2013.
- [2] Tugliq, "DIVERSITÉ ET EFFICACITÉ ÉNERGÉTIQUE: LES CLÉS POUR LE DÉVELOPPEMENT DURABLE DES RÉSEAUX INDUSTRIELS ET COMMUNAUTAIRES AUTONOMES DU NORD," 2013.
- [3] H. Ibrahim, R. Younès, A. Ilinca, M. Dimitrova, and J. Perron, "Study and design of a hybrid wind–diesel-compressed air energy storage system for remote areas," *Applied Energy*, vol. 87, pp. 1749-1762, 5// 2010.
- [4] D. Q. GOUVERNEMENT, "L'énergie pour construire le Québec de demain," La stratégie énergétique du Québec 2006-2015, vol. 113, 2006.
- [5] V. C. Nelson, R. Foster, N. Clark, and D. Raubenheimer, "Wind hybrid systems technology characterization," NREL–National Renewable Energy Laboratory, pp. 1-50, 2002.
- [6] J. F. Maissan, P. Eng, and Y. Whitehorse, Wind power development in sub-arctic conditions with severe rime icing: Yukon Energy Corporation, 2001.
- [7] A. E. Alliance, "Review of technical and economic viability of wind energy systems in the NWT and Nunavut," ed: January, 2000.
- [8] B. Reeve, "Kotzebue Electric Association Wind Projects," in *Wind Powering America: Wind Diesel 2002 Workshop Proceedings*, 2002.
- [9] R. Pena, R. Cardenas, J. Clare, and G. Asher, "Control strategy of doubly fed induction generators for a wind diesel energy system," in *IECON 02 [Industrial Electronics Society, IEEE 2002 28th Annual Conference of the]*, 2002, pp. 3297-3302 vol.4.
- [10] T. Burton, N. Jenkins, D. Sharpe, and E. Bossanyi, *Wind energy handbook*: John Wiley & Sons, 2011.
- [11] J. S. Thongam and M. Ouhrouche, "MPPT control methods in wind energy conversion systems," *Fundamental and advanced topics in wind power*, InTech, 2011.

- [12] W. Qiao, W. Zhou, J. M. Aller, and R. G. Harley, "Wind speed estimation based sensorless output maximization control for a wind turbine driving a DFIG," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 23, pp. 1156-1169, 2008.
- [13] S. M. Barakati, M. Kazerani, and J. D. Aplevich, "Maximum Power Tracking Control for a Wind Turbine System Including a Matrix Converter," *Energy Conversion, IEEE Transactions on*, vol. 24, pp. 705-713, 2009.
- [14] K. Tan and S. Islam, "Optimum control strategies in energy conversion of PMSG wind turbine system without mechanical sensors," *Energy Conversion, IEEE Transactions on*, vol. 19, pp. 392-399, 2004.
- [15] S. M. Barakati, "Modeling and controller design of a wind energy conversion system including a matrix converter," University of Waterloo, 2008.
- [16] M. J. Khan and M. T. Iqbal, "Analysis of a small wind-hydrogen stand-alone hybrid energy system," *Applied Energy*, vol. 86, pp. 2429-2442, 2009.
- [17] D. Connolly, "A Review of Energy Storage Technologies," University of Limerick, Limerick, pp. 6-13, 2009.
- [18] S. Rehman, M. Mahbub Alam, J. P. Meyer, and L. M. Al-Hadhrami, "Feasibility study of a wind-pv-diesel hybrid power system for a village," *Renewable Energy*, vol. 38, pp. 258-268, 2012.
- [19] Ø. Ulleberg, "Modeling of advanced alkaline electrolyzers: a system simulation approach," *International Journal of Hydrogen Energy*, vol. 28, pp. 21-33, 2003.
- [20] M. Hammoudi, C. Henao, K. Agbossou, Y. Dubé, and M. L. Doumbia, "New multi-physics approach for modelling and design of alkaline electrolyzers," *International Journal of Hydrogen Energy*, vol. 37, pp. 13895-13913, 2012.
- [21] M. L. Doumbia, K. Agbossou, and E. Granger, "Simulink Modelling and simulation of a hydrogen based photovoltaic/wind energy system," in *EUROCON, 2007. The International Conference on Computer as a Tool*", 2007, pp. 2067-2072.
- [22] S. A. Kalogirou, "Artificial intelligence for the modeling and control of combustion processes: a review," *Progress in Energy and Combustion Science*, vol. 29, pp. 515-566, 2003.
- [23] A. Mellit, S. A. Kalogirou, L. Hontoria, and S. Shaari, "Artificial intelligence techniques for sizing photovoltaic systems: A review," *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 13, pp. 406-419, 2009.
- [24] Z. Gao, T. A. Trautzsch, and J. G. Dawson, "A stable self-tuning fuzzy logic control system for industrial temperature regulation," *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol. 38, pp. 414-424, 2002.

- [25] L. A. Zadeh, "Information and control," *Fuzzy sets*, vol. 8, pp. 338-353, 1965.
- [26] L. A. Zadeh, "The role of fuzzy logic in the management of uncertainty in expert systems," *Fuzzy sets and Systems*, vol. 11, pp. 197-198, 1983.
- [27] N. Martaj and M. Mokhtari, "Contrôle par logique floue," in *MATLAB R2009, SIMULINK et STATEFLOW pour Ingénieurs, Chercheurs et Etudiants*, ed: Springer, 2010, pp. 747-805.
- [28] I. Arsie, V. Marano, G. Nappi, and G. Rizzo, "A model of a hybrid power plant with wind turbines and compressed air energy storage," in *Proc. of ASME Power Conference*, Chicago, Illinois (USA), 2005.
- [29] A. Davigny, "Participation aux services système de fermes d'éoliennes à vitesse variable intégrant du stockage inertiel d'énergie," Université Libre de Bruxelles, 2008.
- [30] K. A. El-Metwally and O. P. Malik, "Fuzzy logic power system stabiliser," *Generation, Transmission and Distribution, IEE Proceedings-*, vol. 142, pp. 277-281, 1995.
- [31] G.-P. Chen, O. Malik, G. Hope, Y.-H. Qin, and G.-Y. Xu, "An adaptive power system stabilizer based on the self-optimizing pole shifting control strategy," *Energy Conversion, IEEE Transactions on*, vol. 8, pp. 639-645, 1993.
- [32] M. El Mokadem, V. Courtecuisse, C. Saudemont, B. Robyns, and J. Deuse, "Fuzzy logic supervisor-based primary frequency control experiments of a variable-speed wind generator," *Power Systems, IEEE Transactions on*, vol. 24, pp. 407-417, 2009.
- [33] R. M. Hilloowala and A. M. Sharaf, "A rule-based fuzzy logic controller for a PWM inverter in a stand alone wind energy conversion scheme," *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol. 32, pp. 57-65, 1996.
- [34] A. Ibrahim, *Fuzzy logic for embedded systems applications*: Access Online via Elsevier, 2003.
- [35] L. Baghli, "Contribution à la commande de la machine asynchrone, utilisation de la logique floue, des réseaux de neurones et des algorithmes génétiques," Université Henri Poincaré-Nancy I, 1999.
- [36] B. Boualem and F. Piriou, "Modelling of induction motor accounting for skewed slots effects," in *Proc. ICEM'94*, 1994, pp. 699-704.
- [37] H. Chaoui, *Commande adaptive se systèmes à dynamique complexe basée sur l'intelligence artificielle*, 2013.
- [38] K.-w. Chau, "A review on integration of artificial intelligence into water quality modelling," *Marine Pollution Bulletin*, vol. 52, pp. 726-733, 2006.

- [39] L. R. Medsker, "Microcomputer applications of hybrid intelligent systems," *Journal of Network and Computer Applications*, vol. 19, pp. 213-234, 1996.
- [40] S. Haykin, "Neural networks: A comprehensive foundation: MacMillan College," New York, 1994.
- [41] W. S. McCulloch and W. Pitts, "A logical calculus of the ideas immanent in nervous activity," *The Bulletin of Mathematical Biophysics*, vol. 5, pp. 115-133, 1943.
- [42] D. O. Hebb, *The organization of behavior: A neuropsychological approach*: John Wiley & Sons, 1949.
- [43] E. Izgi, A. Öztopal, B. Yerli, M. K. Kaymak, and A. D. Şahin, "Short–mid-term solar power prediction by using artificial neural networks," *Solar Energy*, vol. 86, pp. 725-733, 2// 2012.
- [44] J. A. Anderson, "Cognitive and psychological computation with neural models," *Systems, Man and Cybernetics, IEEE Transactions on*, pp. 799-815, 1983.
- [45] K. J. Hunt, D. Sbarbaro, R. Źbikowski, and P. Gawthrop, "Neural networks for control systems—a survey," *Automatica*, vol. 28, pp. 1083-1112, 1992.
- [46] S. Haykin, "Neural Networks: A Comprehensive Foundation. Printice-Hall," Inc., New Jersey, 1999.
- [47] S. A. Al Jaber, A. Z. Amin, C. Clin, R. Dixon, M. Eckhart, M. El-Ashry, et al., "Ren21."
- [48] R. Sebastian, "Modelling and simulation of a high penetration wind diesel system with battery energy storage," *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, vol. 33, pp. 767-774, 2011.
- [49] R. Hunter and G. Elliot, *Wind-diesel systems: a guide to the technology and its implementation*: Cambridge University Press, 1994.
- [50] J. K. Kaldellis, E. Kondili, and A. Filios, "Sizing a hybrid wind-diesel stand-alone system on the basis of minimum long-term electricity production cost," *Applied Energy*, vol. 83, pp. 1384-1403, 2006.
- [51] Ø. Ulleberg, T. Nakken, and A. Ete, "The wind/hydrogen demonstration system at Utsira in Norway: Evaluation of system performance using operational data and updated hydrogen energy system modeling tools," *International Journal of Hydrogen Energy*, vol. 35, pp. 1841-1852, 2010.
- [52] A. Dutton, J. Bleijs, H. Dienhart, M. Falchetta, W. Hug, D. Prischich, et al., "Experience in the design, sizing, economics, and implementation of autonomous wind-powered hydrogen production systems," *International Journal of Hydrogen Energy*, vol. 25, pp. 705-722, 2000.

- [53] M. Korpås and C. J. Greiner, "Opportunities for hydrogen production in connection with wind power in weak grids," *Renewable Energy*, vol. 33, pp. 1199-1208, 2008.
- [54] K. Agbossou, R. Chahine, J. Hamelin, F. Laurencelle, A. Anouar, J. M. St-Arnaud, et al., "Renewable energy systems based on hydrogen for remote applications," *Journal of Power Sources*, vol. 96, pp. 168-172, 2001.
- [55] R. Gazey, S. K. Salman, and D. D. Akhil-D'Halluin, "A field application experience of integrating hydrogen technology with wind power in a remote island location," *Journal of Power Sources*, vol. 157, pp. 841-847, 2006.
- [56] J. Baker and S. Carter, "Evaluation Of Hydrogen Demonstration Systems (Task 18 Of IEA Implementing Agreement On Hydrogen). 2005," UK Department of Trade and Industry (DTI).
- [57] P. Eide, E. F. Hagen, M. Kuhlmann, and R. Rohden, "Construction and commissioning of the Utsira wind/hydrogen stand-alone power system," Published in the proceedings of EWEC, pp. 22-25, 2004.
- [58] R. Gammon, A. Roy, J. Barton, and M. Little, "Hydrogen and Renewables Integration (HARI)," CREST (Centre for Renewable Energy Systems Technology), Loughborough University, UK. <http://ieahia.org/pdfs/HARI.pdf>, 2006.
- [59] H. Miland, "Operational experience and control strategies for a stand-alone power system based on renewable energy and hydrogen," 2005.
- [60] A. G. Dutton, J. A. M. Bleijs, H. Dienhart, M. Falchetta, W. Hug, D. Prischich, et al., "Experience in the design, sizing, economics, and implementation of autonomous wind-powered hydrogen production systems," *International Journal of Hydrogen Energy*, vol. 25, pp. 705-722, 2000.
- [61] T. Nakken, E. Frantzen, E. F. Hagen, and H. Strøm, "Utsira—demonstrating the renewable hydrogen society," in *World Hydrogen Energy Conference*, 2006.
- [62] K. W. Harrison and G. D. Martin, *Renewable Hydrogen: Integration, Validation, and Demonstration*: National Renewable Energy Laboratory, 2008.
- [63] J. L. Aprea, "Hydrogen energy demonstration plant in Patagonia: Description and safety issues," *International Journal of Hydrogen Energy*, vol. 34, pp. 4684-4691, 2009.
- [64] E. Varkaraki, G. Tzamalis, and E. Zoulias, "Operational experience from the RES2H2 wind hydrogen plant in Greece," in *Proceedings of 1 th World Hydrogen Energy Conference ^2 WHFC2008*, 2008.
- [65] R. Pena, R. Cardenas, J. Proboste, J. Clare, and G. Asher, "Wind–Diesel Generation Using Doubly Fed Induction Machines," *Energy Conversion, IEEE Transactions on*, vol. 23, pp. 202-214, 2008.

- [66] L. Kumar and S. Jain, "A multiple source DC/DC converter topology," International Journal of Electrical Power & Energy Systems, vol. 51, pp. 278-291, 2013.
- [67] A. Rabiee, H. Khorramdel, and J. Aghaei, "A review of energy storage systems in microgrids with wind turbines," Renewable and Sustainable Energy Reviews, vol. 18, pp. 316-326, 2013.
- [68] T. Zhou, "Commande et supervision énergétique d'un générateur hybride actif éolien incluant du stockage sous forme d'hydrogène et des super-condensateurs pour l'intégration dans le système électrique d'un micro réseau," Ecole Centrale de Lille, 2009.
- [69] T. Christen and M. W. Carlen, "Theory of Ragone plots," Journal of Power Sources, vol. 91, pp. 210-216, 2000.
- [70] O. Omari, E. Ortjohann, A. Mohd, and D. Morton, "An Online Control Strategy for DC Coupled Hybrid Power Systems," in Power Engineering Society General Meeting, 2007. IEEE, 2007, pp. 1-8.
- [71] P. Li, P. Degobert, B. Robyns, and B. Francois, "Implementation of interactivity across a resilient microgrid for power supply and exchange with an active distribution network," 2008.
- [72] M. R. Patel, Wind and solar power systems: design, analysis, and operation: CRC press, 2005.
- [73] U. Boonbumroong, N. Pratinthong, S. Thepa, C. Jivacate, and W. Pridasawas, "Particle swarm optimization for AC-coupling stand alone hybrid power systems," Solar Energy, vol. 85, pp. 560-569, 2011.
- [74] S. Phrakonkham, G. Remy, D. Diallo, and C. Marchand, "Pico vs Micro Hydro based Optimized Sizing of a Centralized AC Coupled Hybrid Source for Villages in Laos," Energy Procedia, vol. 14, pp. 1087-1092, 2012.
- [75] A. Gaillard, P. Poure, S. Saadate, and M. Machmoum, "Variable speed DFIG wind energy system for power generation and harmonic current mitigation," Renewable Energy, vol. 34, pp. 1545-1553, 2009.
- [76] G. Joos, B. T. Ooi, D. McGillis, F. D. Galiana, and R. Marceau, "The potential of distributed generation to provide ancillary services," in Power Engineering Society Summer Meeting, 2000. IEEE, 2000, pp. 1762-1767 vol. 3.
- [77] M. Prodanović, K. De Brabandere, J. Van den Keybus, T. Green, and J. Driesen, "Harmonic and reactive power compensation as ancillary services in inverter-based distributed generation," IET Generation, Transmission & Distribution, vol. 1, pp. 432-438, 2007.

- [78] M. Braun, "Technological control capabilities of DER to provide future ancillary services," *International Journal of Distributed Energy Resources*, vol. 3, pp. 191-206, 2007.
- [79] A. H. M. A. Rahim and E. P. Nowicki, "Supercapacitor energy storage system for fault ride-through of a DFIG wind generation system," *Energy Conversion and Management*, vol. 59, pp. 96-102, 2012.
- [80] D. Gautam, V. Vittal, and T. Harbour, "Impact of Increased Penetration of DFIG-Based Wind Turbine Generators on Transient and Small Signal Stability of Power Systems," *Power Systems, IEEE Transactions on*, vol. 24, pp. 1426-1434, 2009.
- [81] Y. Mishra, S. Mishra, M. Tripathy, N. Senroy, and Z. Y. Dong, "Improving Stability of a DFIG-Based Wind Power System With Tuned Damping Controller," *Energy Conversion, IEEE Transactions on*, vol. 24, pp. 650-660, 2009.
- [82] W.-M. Lin, C.-M. Hong, and F.-S. Cheng, "Design of intelligent controllers for wind generation system with sensorless maximum wind energy control," *Energy Conversion and Management*, vol. 52, pp. 1086-1096, 2011.
- [83] Z. Miao and L. Fan, "The art of modeling and simulation of induction generator in wind generation applications using high-order model," *Simulation Modelling Practice and Theory*, vol. 16, pp. 1239-1253, 2008.
- [84] P. W. Carlin, A. S. Laxson, and E. Muljadi, "The history and state of the art of variable- speed wind turbine technology," *Wind Energy*, vol. 6, pp. 129-159, 2003.
- [85] T. Ackermann and L. Söder, "An overview of wind energy-status 2002," *Renewable and sustainable energy Reviews*, vol. 6, pp. 67-127, 2002.
- [86] A. M. Eltamaly and H. M. Farh, "Maximum power extraction from wind energy system based on fuzzy logic control," *Electric Power Systems Research*, vol. 97, pp. 144-150, 2013.
- [87] A. M. Howlader, N. Urasaki, A. Yona, T. Senju, and A. Y. Saber, "A review of output power smoothing methods for wind energy conversion systems," *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 26, pp. 135-146, 2013.
- [88] R. Pena, J. Clare, and G. Asher, "A doubly fed induction generator using back-to-back PWM converters supplying an isolated load from a variable speed wind turbine," in *Electric Power Applications, IEE Proceedings-*, 1996, pp. 380-387.
- [89] T. Sun, Z. Chen, and F. Blaabjerg, "Flicker study on variable speed wind turbines with doubly fed induction generators," *Energy Conversion, IEEE Transactions on*, vol. 20, pp. 896-905, 2005.

- [90] T. K. Brekken and N. Mohan, "Control of a doubly fed induction wind generator under unbalanced grid voltage conditions," *Energy Conversion, IEEE Transactions on*, vol. 22, pp. 129-135, 2007.
- [91] M. G. Simoes, B. K. Bose, and R. J. Spiegel, "Fuzzy logic based intelligent control of a variable speed cage machine wind generation system," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 12, pp. 87-95, 1997.
- [92] K. Uhlen, B. A. Foss, and O. B. Gjosaeter, "Robust control and analysis of a wind-diesel hybrid power plant," *Energy Conversion, IEEE Transactions on*, vol. 9, pp. 701-708, 1994.
- [93] E. Kamal, A. Aitouche, R. Ghorbani, and M. Bayart, "Robust nonlinear control of wind energy conversion systems," *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, vol. 44, pp. 202-209, 2013.
- [94] C. H. Chen, C.-M. Hong, and F.-S. Cheng, "Intelligent speed sensorless maximum power point tracking control for wind generation system," *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, vol. 42, pp. 399-407, 2012.
- [95] F. Valenciaga, P. F. Puleston, P. E. Battaiotto, and R. J. Mantz, "An adaptive feedback linearization strategy for variable speed wind energy conversion systems," *International Journal of Energy Research*, vol. 24, pp. 151-161, 2000.
- [96] V. Utkin, J. Guldner, and M. Shijun, *Sliding mode control in electro-mechanical systems* vol. 34: CRC press, 1999.
- [97] C. Evangelista, P. Puleston, and F. Valenciaga, "Wind turbine efficiency optimization. Comparative study of controllers based on second order sliding modes," *international journal of hydrogen energy*, vol. 35, pp. 5934-5939, 2010.
- [98] B. Beltran, T. Ahmed-Ali, and M. Benbouzid, "High-order sliding-mode control of variable-speed wind turbines," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 56, pp. 3314-3321, 2009.
- [99] I. Munteanu, A. I. Bratcu, N.-A. Cutululis, and E. Ceanga, *Optimal control of wind energy systems: towards a global approach*: Springer, 2008.
- [100] Z. Song, C. Xia, and T. Shi, "Assessing transient response of DFIG based wind turbines during voltage dips regarding main flux saturation and rotor deep-bar effect," *Applied Energy*, vol. 87, pp. 3283-3293, 2010.
- [101] J. Morren and S. W. De Haan, "Ridethrough of wind turbines with doubly-fed induction generator during a voltage dip," *Energy conversion, ieee transactions on*, vol. 20, pp. 435-441, 2005.

- [102] Q. Wei, Z. Wei, J. M. Aller, and R. G. Harley, "Wind Speed Estimation Based Sensorless Output Maximization Control for a Wind Turbine Driving a DFIG," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 23, pp. 1156-1169, 2008.
- [103] A. Boyette, "Contrôle-commande d'un générateur asynchrone à double alimentation avec système de stockage pour la production éolienne," Université Henri Poincaré-Nancy I, 2006.
- [104] T. Ghennam, E. M. Berkouk, and B. Francois, "Modeling and control of a Doubly Fed Induction Generator (DFIG) based Wind Conversion System," in *Power Engineering, Energy and Electrical Drives, 2009. POWERENG '09. International Conference on*, 2009, pp. 507-512.
- [105] B. MULTON, X. ROBOAM, B. DAKYO, C. NICHITA, O. GERGAUD, and H. BEN AHMED, "Aérogénérateurs électriques," *Techniques de l'ingénieur. Génie électrique*, vol. 7, 2004.
- [106] W. Leithead and B. Connor, "Control of variable speed wind turbines: dynamic models," *International Journal of Control*, vol. 73, pp. 1173-1188, 2000.
- [107] H. Vihriälä, *Control of variable speed wind turbines*, 2002.
- [108] E. Bossanyi, "The design of closed loop controllers for wind turbines," *Wind Energy*, vol. 3, pp. 149-163, 2000.
- [109] V. Akhmatov, *Analysis of dynamic behaviour of electric power systems with large amount of wind power: Electric Power Engineering*, Ørsted-DTU, Technical University of Denmark, 2003.
- [110] A. D. Hansen, P. Sørensen, F. Iov, and F. Blaabjerg, "Control of variable speed wind turbines with doubly-fed induction generators," *Wind Engineering*, vol. 28, pp. 411-432, 2004.
- [111] S. M. Muyeen, M. H. Ali, R. Takahashi, T. Murata, J. Tamura, Y. Tomaki, et al., "Comparative study on transient stability analysis of wind turbine generator system using different drive train models," *Renewable Power Generation, IET*, vol. 1, pp. 131-141, 2007.
- [112] Y. Lihui, X. Zhao, J. Ostergaard, D. Zhao Yang, and W. Kit Po, "Advanced Control Strategy of DFIG Wind Turbines for Power System Fault Ride Through," *Power Systems, IEEE Transactions on*, vol. 27, pp. 713-722, 2012.
- [113] A. Petersson, "Analysis, modeling and control of doubly-fed induction generators for wind turbines," Chalmers University of Technology, 2005.
- [114] N. W. Miller, J. J. Sanchez-Gasca, W. W. Price, and R. W. Delmerico, "Dynamic modeling of GE 1.5 and 3.6 MW wind turbine-generators for stability simulations,"

- in Power Engineering Society General Meeting, 2003, IEEE, 2003, pp. 1977-1983 Vol. 3.
- [115] J. Ghouili, Commande sans capteur d'une machine asynchrone avec estimation de la vitesse par réseaux de neurones, 2006.
- [116] Y. Xingjia, Y. Chuanbao, y. Deng, G. Jiasi, and Y. Lina, "The grid-side PWM converter of the wind power generation system based on fuzzy sliding mode control," in Advanced Intelligent Mechatronics, 2008. AIM 2008. IEEE/ASME International Conference on, 2008, pp. 973-978.
- [117] R. Cardenas, R. Pena, J. Proboste, G. Asher, and J. Clare, "MRAS observer for sensorless control of standalone doubly fed induction generators," Energy Conversion, IEEE Transactions on, vol. 20, pp. 710-718, 2005.
- [118] J. Hu, W. Zhang, H. Wang, and Y. He, "Improved MRAS observer and sensorless control of DFIG during network voltage unbalance," in Electric Machines and Drives Conference, 2009. IEMDC'09. IEEE International, 2009, pp. 1486-1491.
- [119] M. Pattnaik and D. Kastha, "Comparison of MRAS based speed estimation methods for a stand alone Doubly Fed Induction Generator," in Energy, Automation, and Signal (ICEAS), 2011 International Conference on, 2011, pp. 1-6.
- [120] T. Bhattacharya and L. Umanand, "Rotor position estimator for stator flux-oriented sensorless control of slip ring induction machine," IET Electric Power Applications, vol. 3, pp. 67-76, 2009.
- [121] S. Maiti and C. Chakraborty, "MRAS-based speed estimation techniques for vector controlled double inverter-fed slipring induction motor drive," in Industrial Electronics, 2008. IECON 2008. 34th Annual Conference of IEEE, 2008, pp. 1275-1280.
- [122] G. Marques, V. Pires, S. Sousa, and D. M. Sousa, "A DFIG sensorless rotor-position detector based on a hysteresis controller," Energy Conversion, IEEE Transactions on, vol. 26, pp. 9-17, 2011.
- [123] P. Vas, "Sensorless vector and direct torque control," 1998.
- [124] N. W. Miller, J. J. Sanchez-Gasca, W. W. Price, and R. W. Delmerico, "Dynamic modeling of GE 1.5 and 3.6 MW wind turbine-generators for stability simulations," in Power Engineering Society General Meeting, 2003, IEEE, 2003, pp. 1977-1983.
- [125] P. Phakamach, "Design of a Fuzzy Logic Sliding mode Model Following Controller for a Brushless DC Servomotor Drivers," Energy Research Journal, vol. 2, pp. 22-28.
- [126] M. Mohandes, S. Rehman, and S. Rahman, "Estimation of wind speed profile using adaptive neuro-fuzzy inference system (ANFIS)," Applied Energy, vol. 88, pp. 4024-4032, 2011.

- [127] A. Petersson, Analysis, modeling and control of doubly-fed induction generators for wind turbines: Chalmers University of Technology, 2005.
- [128] M. Ezzat, M. Benbouzid, S. Muyeen, and L. Harnefors, "Low-voltage ride-through techniques for DFIG-based wind turbines: state-of-the-art review and future trends," in Industrial Electronics Society, IECON 2013-39th Annual Conference of the IEEE, 2013, pp. 7681-7686.
- [129] I. Van der Hoven, "Power spectrum of horizontal wind speed in the frequency range from 0.0007 to 900 cycles per hour," Journal of Meteorology, vol. 14, pp. 160-164, 1957.
- [130] M. L. Doumbia, K. Agbossou, and V. Dung Tran Khanh, "Improved correlation technique for islanding detection of inverter based distributed generation," in Industrial Electronics, 2008. ISIE 2008. IEEE International Symposium on, 2008, pp. 2305-2310.
- [131] D. H. Wang, C. V. Nayar, and C. Wang, "Modeling of stand-alone variable speed diesel generator using doubly-fed induction generator," in Power Electronics for Distributed Generation Systems (PEDG), 2010 2nd IEEE International Symposium on, 2010, pp. 1-6.
- [132] W. Koczara, "Adjustable speed generator systems - an emerging technology for efficient electrical energy generation," in Power Electronics, 2007. ICPE '07. 7th Internatonal Conference on, 2007, pp. 43-52.
- [133] W. Koczara and G. Iwanski, "Fuel saving variable speed generating set," in Clean Electrical Power, 2009 International Conference on, 2009, pp. 22-28.
- [134] I. Kamwa, B. Saulnier, and R. Reid, "Modélisation, simulation et régulation d'un réseau éolien/diesel autonome," Raport NIREQ4340, Varennes, Canada, 1989.
- [135] S. A. Papathanassiou and M. P. Papadopoulos, "Dynamic characteristics of autonomous wind–diesel systems," Renewable Energy, vol. 23, pp. 293-311, 2001.
- [136] F. Jurado and J. R. Saenz, "Neuro-fuzzy control for autonomous wind–diesel systems using biomass," Renewable Energy, vol. 27, pp. 39-56, 2002.
- [137] I. Vechiu, "Modélisation et analyse de l'intégration des énergies renouvelables dans un réseau autonome," Université du Havre, 2005.
- [138] J. Jiang, "Optimal gain scheduling controller for a diesel engine," Control Systems, IEEE, vol. 14, pp. 42-48, 1994.
- [139] S. Roy, O. P. Malik, and G. S. Hope, "A k -step predictive scheme for speed control of diesel driven power plants," Industry Applications, IEEE Transactions on, vol. 29, pp. 389-396, 1993.

- [140] A. Elmitwally and M. Rashed, "Flexible Operation Strategy for an Isolated PV-Diesel Microgrid Without Energy Storage," *Energy Conversion, IEEE Transactions on*, vol. 26, pp. 235-244, 2011.
- [141] D. J. McGowan, D. J. Morrow, and B. Fox, "Integrated governor control for a diesel-generating set," *Energy Conversion, IEEE Transactions on*, vol. 21, pp. 476-483, 2006.
- [142] P. C. Ghosh, B. Emonts, H. Janßen, J. Mergel, and D. Stolten, "Ten years of operational experience with a hydrogen-based renewable energy supply system," *Solar Energy*, vol. 75, pp. 469-478, 2003.
- [143] Ø. Ulleberg, *Stand-alone power systems for the future: optimal design, operation & control of solar-hydrogen energy systems*: Department of Thermal Energy and Hydropower, Norwegian University of Science and Technology, 1998.
- [144] R. Glöckner, "HSAPS Market Analysis Project. Final report for EU/ALTENER-project (Contract No. 4.1030/Z/01-101/200)," IFE/KR/E-2005/003, Institute for Energy Technology, Kjeller, NO-20272005.
- [145] M. Raju and S. K. Khaitan, "System simulation of compressed hydrogen storage based residential wind hybrid power systems," *Journal of Power Sources*, vol. 210, pp. 303-320, 2012.
- [146] R. M. Dell and D. A. J. Rand, "Energy storage — a key technology for global energy sustainability," *Journal of Power Sources*, vol. 100, pp. 2-17, 2001.
- [147] S. A. Sherif, F. Barbir, and T. N. Veziroglu, "Wind energy and the hydrogen economy—review of the technology," *Solar Energy*, vol. 78, pp. 647-660, 2005.
- [148] M. Raju and S. Khaitan, "Charging dynamics of metal hydride hydrogen storage bed for small wind hybrid systems," *International Journal of Hydrogen Energy*, vol. 36, pp. 10797-10807, 2011.
- [149] S. S. Deshmukh and R. F. Boehm, "Review of modeling details related to renewably powered hydrogen systems," *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 12, pp. 2301-2330, 2008.
- [150] M. Little, M. Thomson, and D. Infield, "Electrical integration of renewable energy into stand-alone power supplies incorporating hydrogen storage," *International Journal of Hydrogen Energy*, vol. 32, pp. 1582-1588, 2007.
- [151] A. González, E. McKeogh, and B. Ó. Gallachóir, "The role of hydrogen in high wind energy penetration electricity systems: The Irish case," *Renewable Energy*, vol. 29, pp. 471-489, 2004.

- [152] O. C. Onar, M. Uzunoglu, and M. S. Alam, "Dynamic modeling, design and simulation of a wind/fuel cell/ultra-capacitor-based hybrid power generation system," *Journal of Power Sources*, vol. 161, pp. 707-722, 2006.
- [153] E. Troncoso and M. Newborough, "Implementation and control of electrolyzers to achieve high penetrations of renewable power," *International Journal of Hydrogen Energy*, vol. 32, pp. 2253-2268, 2007.
- [154] H. De Battista, R. J. Mantz, and F. Garelli, "Power conditioning for a wind-hydrogen energy system," *Journal of Power Sources*, vol. 155, pp. 478-486, 2006.
- [155] C. Darras, "Modélisation de systèmes hybrides photovoltaïque/hydrogène: applications site isolé, micro-réseau et connexion au réseau électrique dans le cadre du projet PEPITE (ANR PAN-H)," Université Pascal Paoli, 2010.
- [156] W. Hug, J. Divisek, J. Mergel, W. Seeger, and H. Steeb, "Highly efficient advanced alkaline electrolyzer for solar operation," *International Journal of Hydrogen Energy*, vol. 17, pp. 699-705, 1992.
- [157] V. Karri, T. Ho, and O. Madsen, "Artificial neural networks and neuro-fuzzy inference systems as virtual sensors for hydrogen safety prediction," *International Journal of Hydrogen Energy*, vol. 33, pp. 2857-2867, 2008.
- [158] C. Batard, F. Poitiers, C. Millet, and N. Ginot, "Simulation of power converters using Matlab-Simulink," 2012.
- [159] J. Lachaize, "Etude des stratégies et des structures de commande pour le pilotage des systèmes énergétiques à Pile à Combustible (PAC) destinés à la traction," 2004.
- [160] J.-P. Ferrieux and F. Forest, *Alimentations à découpage convertisseurs à résonance*: Dunod, 1999.
- [161] G. Chryssis, *High-frequency switching power supplies: theory and design*: McGraw-Hill New York, 1984.
- [162] K. Agbossou, M. L. Doumbia, and A. Anouar, "Optimal hydrogen production in a stand-alone renewable energy system," in *Industry Applications Conference, 2005. Fourtieth IAS Annual Meeting. Conference Record of the 2005*, 2005, pp. 2932-2936 Vol. 4.
- [163] D. Papageorgopoulos, "DOE fuel cell technology program overview and introduction to the 2010 fuel cell pre-solicitation workshop in DOE fuel cell pre-solicitation workshop," Department of Energy, Lakewood, Colorado, 2010.
- [164] K. S. Dhathathreyan, P. Sridhar, G. Sasikumar, K. K. Ghosh, G. Velayutham, N. Rajalakshmi, et al., "Development of polymer electrolyte membrane fuel cell stack," *International Journal of Hydrogen Energy*, vol. 24, pp. 1107-1115, 1999.

- [165] F. Laurencelle, R. Chahine, J. Hamelin, K. Agbossou, M. Fournier, T. Bose, et al., "Characterization of a Ballard MK5-E proton exchange membrane fuel cell stack," *Fuel cells*, vol. 1, pp. 66-71, 2001.
- [166] K. Kordesch, G. Simader, and J. Wiley, *Fuel cells and their applications* vol. 117: VCH Weinheim, 1996.
- [167] W. Vielstich, A. Lamm, and H. A. Gasteiger, *Handbook of Fuel Cells: Fundamentals Technology and Applications*. Vol. 2, *Electrocatalysis*: Wiley, 2003.
- [168] A. Shahin, M. Hinaje, J. P. Martin, S. Pierfederici, Rae, x, et al., "High Voltage Ratio DC-–DC Converter for Fuel-Cell Applications," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 57, pp. 3944-3955, 2010.
- [169] C. Spiegel, *PEM fuel cell modeling and simulation using MATLAB: Access Online via Elsevier*, 2011.
- [170] L. Carrette, K. A. Friedrich, and U. Stimming, "Fuel Cells – Fundamentals and Applications," *Fuel cells*, vol. 1, pp. 5-39, 2001.
- [171] G. Hoogers, *Fuel cell technology handbook*: CRC press, 2002.
- [172] R. F. Mann, J. C. Amphlett, M. A. I. Hooper, H. M. Jensen, B. A. Peppley, and P. R. Roberge, "Development and application of a generalised steady-state electrochemical model for a PEM fuel cell," *Journal of Power Sources*, vol. 86, pp. 173-180, 2000.
- [173] M. Ceraolo, C. Miulli, and A. Pozio, "Modelling static and dynamic behaviour of proton exchange membrane fuel cells on the basis of electro-chemical description," *Journal of Power Sources*, vol. 113, pp. 131-144, 2003.
- [174] J. M. Correa, F. A. Farret, L. N. Canha, and M. G. Simoes, "An electrochemical-based fuel-cell model suitable for electrical engineering automation approach," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 51, pp. 1103-1112, 2004.
- [175] S. Pasricha and S. R. Shaw, "A dynamic PEM fuel cell model," *Energy Conversion, IEEE Transactions on*, vol. 21, pp. 484-490, 2006.
- [176] J. C. Amphlett, R. F. Mann, B. A. Peppley, P. R. Roberge, and A. Rodrigues, "A model predicting transient responses of proton exchange membrane fuel cells," *Journal of Power Sources*, vol. 61, pp. 183-188, 1996.
- [177] M. Wöhr, K. Bolwin, W. Schnurnberger, M. Fischer, W. Neubrand, and G. Eigenberger, "Dynamic modelling and simulation of a polymer membrane fuel cell including mass transport limitation," *International Journal of Hydrogen Energy*, vol. 23, pp. 213-218, 1998.

- [178] J. Haubrock, G. Heideck, and Z. Styczynski, "Dynamic Investigation on Proton Exchange Membrane Fuel Cell Systems," in Power Engineering Society General Meeting, 2007. IEEE, 2007, pp. 1-6.
- [179] W. Friede, Rae, x, S. I, and B. Davat, "Mathematical model and characterization of the transient behavior of a PEM fuel cell," Power Electronics, IEEE Transactions on, vol. 19, pp. 1234-1241, 2004.
- [180] X. Kong, A. M. Khambadkone, and T. Soy Kee, "A hybrid model with combined steady-state and dynamic characteristics of PEMFC fuel cell stack," in Industry Applications Conference, 2005. Fourtieth IAS Annual Meeting. Conference Record of the 2005, 2005, pp. 1618-1625 Vol. 3.
- [181] S. Tao, C. Guang-yi, and Z. Xin-jian, "Nonlinear modeling of PEMFC based on neural networks identification," Journal of Zhejiang University SCIENCE A, vol. 6, pp. 365-370, 2005.
- [182] R. Caponetto, L. Fortuna, and A. Rizzo, "Neural network modelling of fuel cell systems for vehicles," in Emerging Technologies and Factory Automation, 2005. ETFA 2005. 10th IEEE Conference on, 2005, pp. 6 pp.-192.
- [183] W.-Y. Lee, G.-G. Park, T.-H. Yang, Y.-G. Yoon, and C.-S. Kim, "Empirical modeling of polymer electrolyte membrane fuel cell performance using artificial neural networks," International Journal of Hydrogen Energy, vol. 29, pp. 961-966, 2004.
- [184] S. Jemei, D. Hissel, M. C. Pera, and J. M. Kauffmann, "A New Modeling Approach of Embedded Fuel-Cell Power Generators Based on Artificial Neural Network," Industrial Electronics, IEEE Transactions on, vol. 55, pp. 437-447, 2008.
- [185] A. U. Chávez-Ramírez, R. Muñoz-Guerrero, S. M. Durón-Torres, M. Ferraro, G. Brunaccini, F. Sergi, et al., "High power fuel cell simulator based on artificial neural network," International Journal of Hydrogen Energy, vol. 35, pp. 12125-12133, 11// 2010.
- [186] G. Fei, B. Blunier, Simo, x, M. G. es, and A. Miraoui, "PEM Fuel Cell Stack Modeling for Real-Time Emulation in Hardware-in-the-Loop Applications," Energy Conversion, IEEE Transactions on, vol. 26, pp. 184-194, 2011.
- [187] Z.-d. Zhong, H.-b. Huo, X.-j. Zhu, G.-y. Cao, and Y. Ren, "Adaptive maximum power point tracking control of fuel cell power plants," Journal of Power Sources, vol. 176, pp. 259-269, 2008.
- [188] J. C. Amphlett, R. Baumert, R. F. Mann, B. A. Peppley, P. R. Roberge, and T. J. Harris, "Performance modeling of the Ballard Mark IV solid polymer electrolyte fuel cell I. Mechanistic model development," Journal of the Electrochemical Society, vol. 142, pp. 1-8, 1995.

- [189] J. Hirschenhofer, D. Stauffer, R. Engleman, and M. Klett, "Fuel cell handbook," 1998.
- [190] R. L. LeRoy, C. T. Bowen, and D. J. LeRoy, "The thermodynamics of aqueous water electrolysis," *Journal of the Electrochemical Society*, vol. 127, pp. 1954-1962, 1980.
- [191] V. Ramani, H. R. Kunz, and J. M. Fenton, "The polymer electrolyte fuel cell," *Interface*, vol. 13, pp. 17-19, 2004.
- [192] H. H. Wang, H. Li, and X.-z. Yuan, *PEM fuel cell diagnostic tools* vol. 2: CRC press, 2011.
- [193] P.-C. Chen, "Output-feedback voltage tracking control for input-constrained PEM fuel cell systems," *International Journal of Hydrogen Energy*, vol. 36, pp. 14608-14621, 2011.
- [194] R. F. Mann, J. C. Amphlett, M. A. Hooper, H. M. Jensen, B. A. Peppley, and P. R. Roberge, "Development and application of a generalised steady-state electrochemical model for a PEM fuel cell," *Journal of Power Sources*, vol. 86, pp. 173-180, 2000.
- [195] R. F. Mann, J. C. Amphlett, B. A. Peppley, and C. P. Thurgood, "Henry's Law and the solubilities of reactant gases in the modelling of PEM fuel cells," *Journal of Power Sources*, vol. 161, pp. 768-774, 10/27/ 2006.
- [196] J. T. Pukrushpan, *Modeling and control of fuel cell systems and fuel processors*: University of Michigan., 2003.
- [197] T. V. Nguyen and R. E. White, "A water and heat management model for Proton- Exchange- Membrane fuel cells," *Journal of the Electrochemical Society*, vol. 140, pp. 2178-2186, 1993.
- [198] T. E. Springer, T. Zawodzinski, and S. Gottesfeld, "Polymer electrolyte fuel cell model," *Journal of the Electrochemical Society*, vol. 138, pp. 2334-2342, 1991.
- [199] A. U. Chavez, S. M. Duron, L. G. Arriaga, and R. Munoz, "Dynamic model of a high power PEM fuel cell system on the basis of artificial neural networks," in *Electrical Engineering, Computing Science and Automatic Control,CCE,2009 6th International Conference on*, 2009, pp. 1-7.
- [200] J. T. Pukrushpan, A. G. Stefanopoulou, and P. Huei, "Control of fuel cell breathing," *Control Systems*, IEEE, vol. 24, pp. 30-46, 2004.
- [201] N. Lu, Q. Li, X. Sun, and M. A. Khaleel, "Dynamic Modeling in Solid-Oxide Fuel Cells Controller Design," in *Power Engineering Society General Meeting, 2007. IEEE*, 2007, pp. 1-7.

- [202] A. Kirubakaran, S. Jain, and R. K. Nema, "A review on fuel cell technologies and power electronic interface," *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 13, pp. 2430-2440, 2009.
- [203] P. Bajpai and V. Dash, "Hybrid renewable energy systems for power generation in stand-alone applications: A review," *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 16, pp. 2926-2939, 2012.
- [204] H. Scheer, *The solar economy: Renewable energy for a sustainable global future*: Routledge, 2013.
- [205] F. J. Pino, L. Valverde, and F. Rosa, "Influence of wind turbine power curve and electrolyzer operating temperature on hydrogen production in wind-hydrogen systems," *Journal of Power Sources*, vol. 196, pp. 4418-4426, 2011.
- [206] K. Kusakana and H. J. Vermaak, "Hybrid renewable power systems for mobile telephony base stations in developing countries," *Renewable Energy*, vol. 51, pp. 419-425, 2013.
- [207] M. Twidell, "Power to the outback [remote-area power generation]," *IEE Review*, vol. 34, pp. 268-269, 1988.
- [208] G. J. Dalton, D. A. Lockington, and T. E. Baldock, "Feasibility analysis of stand-alone renewable energy supply options for a large hotel," *Renewable Energy*, vol. 33, pp. 1475-1490, 2008.
- [209] M. Ashari and C. V. Nayar, "An optimum dispatch strategy using set points for a photovoltaic (PV)-diesel-battery hybrid power system," *Solar Energy*, vol. 66, pp. 1-9, 1999.
- [210] C. Wang, "Modeling and control of hybrid wind/photovoltaic/fuel cell distributed generation systems," Montana State University-Bozeman, College of Engineering, 2006.
- [211] D. Ipsakis, S. Voutetakis, P. Seferlis, F. Stergiopoulos, and C. Elmasides, "Power management strategies for a stand-alone power system using renewable energy sources and hydrogen storage," *international journal of hydrogen energy*, vol. 34, pp. 7081-7095, 2009.
- [212] M. Ashari and C. Nayar, "An optimum dispatch strategy using set points for a photovoltaic (PV)-diesel-battery hybrid power system," *Solar Energy*, vol. 66, pp. 1-9, 1999.
- [213] G. Fei, B. Blunier, A. Miraoui, and A. El-Moudni, "A Multiphysic Dynamic 1-D Model of a Proton-Exchange-Membrane Fuel-Cell Stack for Real-Time Simulation," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 57, pp. 1853-1864, 2010.

- [214] O. C. Onar, M. Uzunoglu, and M. S. Alam, "Modeling, control and simulation of an autonomous wind turbine/photovoltaic/fuel cell/ultra-capacitor hybrid power system," *Journal of Power Sources*, vol. 185, pp. 1273-1283, 2008.
- [215] S. A. Pourmousavi, M. H. Nehrir, C. M. Colson, and W. Caisheng, "Real-Time Energy Management of a Stand-Alone Hybrid Wind-Microturbine Energy System Using Particle Swarm Optimization," *Sustainable Energy, IEEE Transactions on*, vol. 1, pp. 193-201, 2010.
- [216] G. N. Hatsopoulos and J. H. Keenan, *Principles of general thermodynamics*: RE Krieger Publishing Company, 1981.
- [217] L. Ljung, *System identification*: Wiley Online Library, 1999.
- [218] I. D. Landau and A. Besançon-Voda, *Identification des systèmes*: Hermès science publications, 2001.
- [219] J.-C. Trigeassou, *Recherche de modèles expérimentaux assistée par ordinateur: Technique et documentation*, 1988.
- [220] L. Yo-Han, K. Rae-young, and H. Dong-Seok, "A novel SVPWM strategy considering DC-link balancing for a multi-level voltage source inverter," in *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 1999. APEC '99. Fourteenth Annual*, 1999, pp. 509-514 vol.1.
- [221] H. Karimi-Davijani, A. Sheikholeslami, R. Ahmadi, and H. Livani, "Active and reactive power control of DFIG using SVPWM converter," in *Universities Power Engineering Conference, 2008. UPEC 2008. 43rd International*, 2008, pp. 1-5.
- [222] X.-q. ZHU and S.-s. QIN, "Study on the Control Strategy for Direct-drive Grid Side Converter in Wind Power System Based on SVPWM," *Journal of Yancheng Institute of Technology (Natural Science Edition)*, vol. 1, p. 011, 2012.
- [223] G. Nisha, Z. Lakaparampil, and S. Ushakumari, "FFT Analysis for Field Oriented Control of SPWM and SVPWM Inverter fed Induction Machine With and Without Sensor," in *International Conference on ADVANCED IN ENGINEERING AND TECHNOLOGY, ICAET'2013*, 2013, pp. 34-43.
- [224] K. V. Kumar, P. A. Michael, J. P. John, and S. S. Kumar, "SIMULATION AND COMPARISON OF SPWM AND SVPWM CONTROL FOR THREE PHASE INVERTER," *Journal of Engineering & Applied Sciences*, vol. 5, 2010.

Annexe A – Paramètres du système éolien

Les paramètres du système éolien d'une puissance de 190 kW qui ont été utilisés dans notre travail de recherche sont indiqués sur le tableau A.1 suivant :

Tableau A.1 Paramètres du système à pile combustible

Paramètre	Valeur
Résistance statorique (R_s)	0.02475 [Ω]
Inductance statorique (L_s)	0.0184[mH]
Résistance rotorique (R_r)	0.0133 [Ω]
Inductance rotorique (L_r)	0.0194 [mH]
Inductance mutuelle (M)	28.9 [mH]
Moment d'inertie (J)	2.6 [kg/m ²]
Coefficient de friction (f)	0.098 [N.m.s]
p	2

La vue éclatée du modèle de la turbine construit sous Matlab/Simulink est illustrée sur la figure A.1.

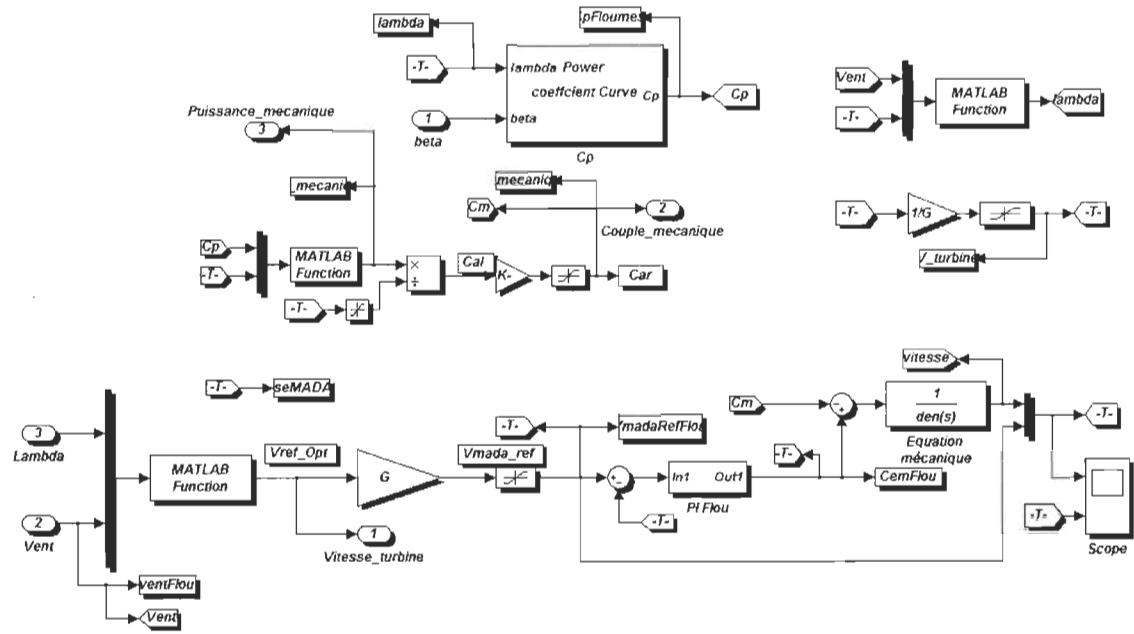


Figure A.1 Vue éclatée de la modélisation de la turbine construite sous Matlab/Simulink

Annexe B – Paramètres de la génératrice diesel

Les paramètres de la génératrice diesel d'une puissance de 590 kW qui ont été utilisés dans notre travail de recherche sont indiqués sur le tableau B.1 suivant :

Tableau B.1 Paramètres du système à pile combustible

Paramètre	Valeur
Résistance statorique (Rsd)	0.0037 [Ω]
Résistance rotorique (Rrd)	0.09 [Ω]
Inductance d'axe d (Ld)	0.002 [H]
Inductance d'axe q (Lq)	0.0016 [H]
Inductance rotorique (Lf)	0.0022 [H]
Inductance magnétisante d'axe d (Lmd)	0.00196 [H]
Inductance magnétisante d'axe q (Lmq)	0.001557 [H]
Inductance d'amortisseur d'axe d (LD)	0.0042 [H]
Inductance d'amortisseur d'axe q (LQ)	0.0017 [H]
Moment d'inertie (Jd)	10.03 [kg/m^2]
Coefficient de friction (fd)	0.35 [N.m.s]

Annexe C – Paramètres du système électrolyseur

Les paramètres du système d'électrolyseur puissances respectivement 19.5 kW et 6.5 kW qui ont été utilisés dans notre travail de recherche sont indiqués sur le tableau C.1 et C2 respectivement. Le schéma détaillé d'électrolyseur construit sous Matlab/Simulink est illustré sur la figure C.1.

Tableau C.1 Paramètres de l'électrolyseur de 19.5 kW

Paramètre	Valeur
Section active d'une cellule (A)	0.1191 [m ²]
Densité du courant (Jlim)	0.35 [A/cm ²]
r1	5.431x10 ⁻⁵ [Ω/m ⁻²]
r2	-6.07x10 ⁻⁸ [Ω/m ⁻² °C ¹]
u0	0.142 [V]
t1	-1.899x10 ⁻² [A ⁻¹ /m ⁻²]
t2	-1.302 [A ⁻¹ /m ⁻² °C ¹]
t3	4.713x10 ² [A ⁻¹ /m ⁻² °C ²]
s1	7.96x10 ⁻² [V]
s2	1.378x10 ⁻³ [V/°C ¹]
s3	-1.606x10 ⁻⁵ [V/°C ²]

Tableau C.2 Paramètres de l'électrolyseur de 6.5 kW

Paramètre	Valeur
Section active d'une cellule (A)	0.0358 [m ²]
Densité du courant (Jlim)	0.35 [A/cm ²]
r1	5.431x10 ⁻⁵ [Ω/m ⁻²]
r2	-6.07x10 ⁻⁸ [Ω/m ⁻² °C ¹]
u0	0.142 [V]
t1	-1.899x10 ⁻² [A ⁻¹ /m ⁻²]
t2	-1.302 [A ⁻¹ /m ⁻² °C ¹]
t3	4.713x10 ² [A ⁻¹ /m ⁻² °C ²]
s1	7.96x10 ⁻² [V]
s2	1.378x10 ⁻³ [V/°C ¹]
s3	-1.606x10 ⁻⁵ [V/°C ²]

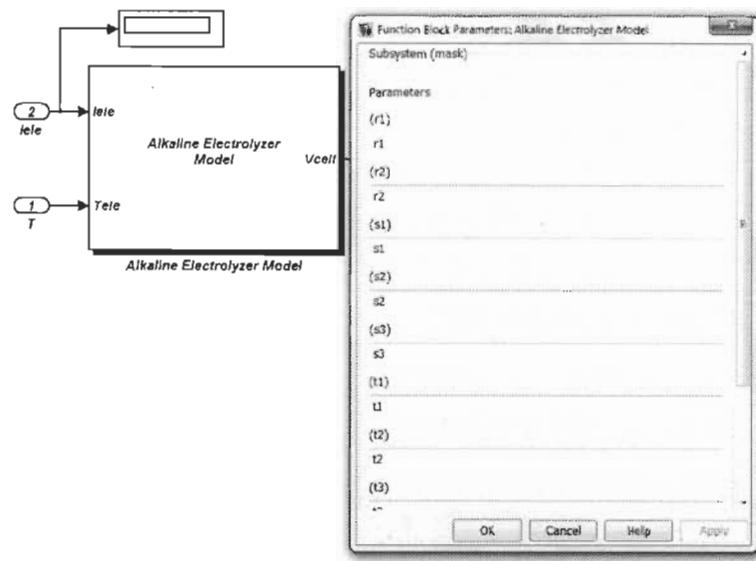


Figure C.1 Schéma global du modèle de l'électrolyseur construit sous Matlab/Simulink

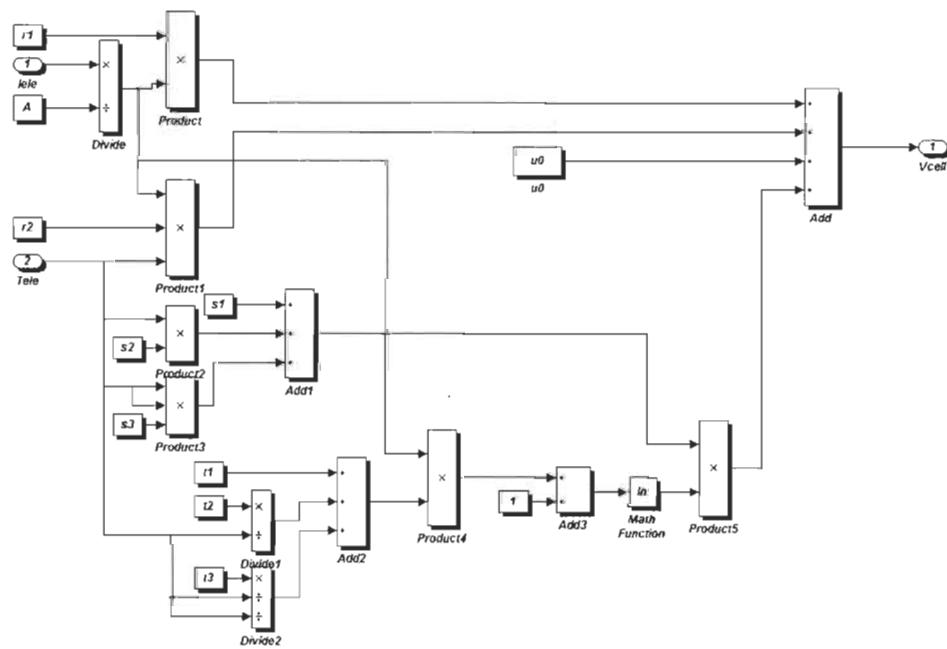


Figure C.2 Vue éclatée du modèle de l'électrolyseur construit sous Matlab/Simulink

Annexe D – Codes implémentés sous Matlab/Simulink

D-1 Régulateur flou pour la commande de la PàC

```

/* File: fuzzy_survolteur.c
 * Auteur: Karim Belmokhtar
 * PhD Student on Renewable Energy, Linear & Nonlinear Control, Modern Modeling
 * E-mail : karim.belmokhtar@uqtr.ca
 * Date: June 21, 2013
 * --- Description ---
 * Ce fichier permet l'implémentation du contrôleur flou du survolteur avec 2 entrées*
 * - er : erreur.
 * - de : variation de l'erreur.
 * It delivers one output:
 * - y : rapport cyclique */

#define S_FUNCTION_NAME fuzzy_survolteur
#define S_FUNCTION_LEVEL 2
#include "simstruc.h"
#include "stdlib.h"
#include "stdio.h"
#include "math.h"
/*=====
 * Définition des intervalles de l'univers du discours de la variable erreur *
 *=====*/
#define a1 17.84
#define a2 18
#define a3 26
#define a4 25.43
#define a5 28.48
/*=====
 * Définition des intervalles de l'univers du discours de la variable variation de l'erreur *
 *=====*/
#define b1 0.44
#define b2 0.5
#define b3 0.7196
#define b4 0.6958
#define b5 0.802

/*=====
 * Déclaration des maximums de la variable sortie *
 *=====*/
#define MaxGP 147.1
#define MaxP 90
#define MaxZ 0
#define MaxN -90
#define MaxGN -146.2
/*=====*/

```

```

* Déclaration des gains de normalisation *
*=====
#define Kin1 1
#define Kin2 0.005
#define Kout 0.4
float Tau = 0;
/*=====
* Déclaration de la fonction renvoyant le minimum *
*=====
float min(float a, float b)
{
    if (a <= b)
        return a;
    else
        return b;
}
/*=====
* Build checking *
*=====
/* Function: mdlInitializeSizes =====
* Abstract:
*   Setup sizes of the various vectors.
*/
static void mdlInitializeSizes(SimStruct *S)
{
    ssSetNumSFcnParams(S, 0);
    if (ssGetNumSFcnParams(S) != ssGetSFcnParamsCount(S)) {
        return; /* Parameter mismatch will be reported by Simulink */
    }
    if (!ssSetNumInputPorts(S, 1)) return;
    ssSetInputPortWidth(S, 0, 2);
    ssSetInputPortDirectFeedThrough(S, 0, 1);
    if (!ssSetNumOutputPorts(S, 1)) return;
    ssSetOutputPortWidth(S, 0, 1);
    ssSetNumSampleTimes(S, 1);
    /* Take care when specifying exception free code - see sfuntmpl_doc.c */
    ssSetOptions(S, SS_OPTION_EXCEPTION_FREE_CODE |
                SS_OPTION_USE_TLC_WITH_ACCELERATOR);
    /*=====
     * Initialisation *
     *=====
    */
}
/* Function: mdlInitializeSampleTimes =====
* Abstract:
*   Specify that we inherit our sample time from the driving block.
*/
static void mdlInitializeSampleTimes(SimStruct *S)
{
    ssSetSampleTime(S, 0, INHERITED_SAMPLE_TIME);
    ssSetOffsetTime(S, 0, 0.0);
}
/* Function: mdlOutputs =====
*/
static void mdlOutputs(SimStruct *S, int_T tid)
{
    InputRealPtrsType uPtrs = ssGetInputPortRealSignalPtrs(S, 0);
}

```

```

InputRealPtrsType entre;
real_T      *y = ssGetOutputPortRealSignal(S,0);
float Err, er, de, du[1], w[1], som, prod, w1, w2, dErr;
int j;
entre=uPtrs;
er = *entre[0];
de = *entre[1];
/*=====
 *      Fuzzy logic controller
 *=====
 */
Err = Kin1*er;
dErr = Kin2*de;
/*=====
    Règle 1
if error == Z & derreur == Z =====> output = Z
=====*/
{
    if ((Err >= -a1)&&(Err < 0)) w1=(a1+Err)/(a1);
    else if ((Err <= a1)&&(Err >= 0)) w1=(a1-Err)/(a1);
    else w1=0;
    if ((dErr >= -b1)&&(dErr < 0)) w2=(b1+dErr)/b1;
    else if ((dErr <= b1)&&(dErr > 0)) w2=(b1-dErr)/b1;
    else w2=0;
}
w[0]=min(w1, w2);
du[0]= MaxZ; // Le max de la fonction d'appartenance Z
/*=====
    Règle 2
if error == P & derreur == P =====> output = P
=====*/
{
    if ((Err >= 0)&&(Err < a2)) w1=Err/a2;
    else if ((Err <= a3)&&(Err >= a2)) w1=(a3-Err)/(a3-a2);
    else w1=0;
    if ((dErr >= 0)&&(dErr < b2)) w2=dErr/b2;
    else if ((dErr <= b3)&&(dErr >= b2)) w2=(b3-dErr)/(b3-b2);
    else w2=0;
}
w[1]=min(w1, w2);
du[1]= MaxP; // Le max de la fonction d'appartenance P
/*=====
    Règle 3
if error == N & derreur == N =====> output = N
=====*/
{
    if ((Err >= -a4)&&(Err < -a2)) w1=(a4+Err)/(a4-a2);
    else if ((Err <= 0)&&(Err > -a2)) w1= -Err/a2;
    else w1=0;
    if ((dErr >= -b4)&&(dErr < -b2)) w2=(b4+dErr)/(b4-b2);
    else if ((dErr <= 0)&&(dErr >= -b2)) w2= -dErr/b2;
    else w2=0;
}
w[2]=min(w1, w2);
du[2]= MaxN; // Le max de la fonction d'appartenance N
/*=====
    Règle 4
=====*/

```

```

if error == P & derreur == Z =====> output = P
=====
{
    if ((Err >= 0)&&(Err <= a2)) w1=Err/a2;
    else if ((Err <= a3)&&(Err > a2)) w1=(a3-Err)/(a3-a2);
    else w1=0;
    if ((dErr >= -b1)&&(dErr < 0)) w2=(b1+dErr)/b1;
    else if ((dErr <= b1)&&(dErr > 0)) w2=(b1-dErr)/b1;
    else w2=0;
}
w[3]=min(w1, w2);
du[3]= MaxP; // Le max de la fonction d'appartenance P
/*=====

Règle 5
if error == N & derreur == Z =====> output = N
=====
{
    if ((Err >= -a4)&&(Err < -a2)) w1=(a4+Err)/(a4+a2);
    else if ((Err <= 0)&&(Err > -a2)) w1= -Err/a2;
    else w1=0;
    if ((dErr >= -b1)&&(dErr < 0)) w2=(b1+dErr)/b1;
    else if ((dErr <= b1)&&(dErr > 0)) w2=(b1-dErr)/b1;
    else w2=0;
}
w[4]=min(w1, w2);
du[4]= MaxN; // Le max de la fonction d'appartenance N
/*=====

Règle 6
if error == GP & derreur == GP =====> output = GP
=====
{
    if ((Err >= a1)&&(Err < a5)) w1=(Err-a1)/(a5-a1);
    else if (Err > a5) w1=1;
    else w1=0;
    if ((dErr >= b1)&&(dErr < b5)) w2=(dErr-b1)/(b5-b1);
    else if (dErr > b5) w2=1;
    else w2=0;
}
w[5]=min(w1, w2);
du[5]= MaxGP; // Le max de la fonction d'appartenance GP
/*=====

Règle 7
if error == GN & derreur == GN =====> output = GN
=====
{
    if ((Err >= -a5)&&(Err <= -a1)) w1=(a1+Err)/(-a5+a1);
    else if (Err < -a5) w1=1;
    else w1=0;
    if ((dErr >= -b5)&&(dErr < -b1)) w2=(b1+dErr)/(-b5+b1);
    else if (dErr < -b1) w2=1;
    else w2=0;
}
w[6]=min(w1, w2);
du[6]= MaxGN; // Le max de la fonction d'appartenance GN
/*=====

Règle 8

```

```

if error == GP & derreur == Z =====> output = GP
=====
{
    if ((Err >= a1)&&(Err < a5)) w1=(Err-a1)/(a5-a1);
    else if (Err > a5) w1=1;
    else w1=0;
    if ((dErr >= -b1)&&(dErr < 0)) w2=(b1+dErr)/b1;
    else if ((dErr <= b1)&&(dErr > 0)) w2=(b1-dErr)/b1;
    else w2=0;
}
w[7]=min(w1, w2);
du[7]=MaxGP; // Le max de la fonction d'appartenance GP
/*=====

Règle 9
if error == GN & derreur == Z =====> output = GN
=====
{
    if ((Err <= -a1)&&(Err >= -a5)) w1=(a1+Err)/(-a5+a1);
    else if (Err < -a5) w1=1;
    else w1=0;
    if ((dErr >= -b1)&&(dErr < 0)) w2=(b1+dErr)/b1;
    else if ((dErr <= b1)&&(dErr > 0)) w2=(b1-dErr)/b1;
    else w2=0;
}
w[8]=min(w1, w2);
du[8]= MaxGN; // Le max de la fonction d'appartenance GN
/*=====

Règle 10
if error == P & derreur == N =====> output = Z
=====
{
    if ((Err >= 0)&&(Err < a2)) w1=Err/a2;
    else if ((Err <= a3)&&(Err > a2)) w1=(a3-Err)/(a3-a2);
    else w1=0;
    if ((dErr >= -b4)&&(dErr <= -b2)) w2=(b4+dErr)/(b4-b2);
    else if ((dErr <= 0)&&(dErr > -b2)) w2=dErr/b2;
    else w2=0;
}
w[9]=min(w1, w2);
du[9]= MaxZ; // Le max de la fonction d'appartenance Z
/*=====

Règle 11
if error == N & derreur == P =====> output = Z
=====
{
    if ((Err >= -a3)&&(Err < -a2)) w1=(a3+Err)/(a3-a2);
    else if ((Err <= 0)&&(Err >= -a2)) w1=-Err/a2;
    else w1=0;
    if ((dErr >= 0)&&(dErr < b2)) w2=dErr/b2;
    else if ((dErr <= b3)&&(dErr >= b2)) w2=(b3-dErr)/(b3-b2);
    else w2=0;
}
w[10]=min(w1, w2);
du[10]= MaxZ; // Le max de la fonction d'appartenance Z
/*=====

/*      defuzzification (méthode du centre de gravité)      */

```

```
/*=====
for(j=0;j<11;j++)
{
    som = som + w[j];
    if(som == 0) som =1;
}
for(j=0;j<11;j++)
{
    prod =w[J]*du[j];
}
Tau = prod/som;
y[0] = Kout*Tau;
}
/* Function: mdlTerminate =====
* Abstract:
*   No termination needed, but we are required to have this routine.
*/
static void mdlTerminate(SimStruct *S)
{
}
#ifndef MATLAB_MEX_FILE /* Is this file being compiled as a MEX-file? */
#include "simulink.c" /* MEX-file interface mechanism */
#else
#include "cg_sfun.h" /* Code generation registration function */
#endif
```

Annexe E – Modélisation du réservoir d'hydrogène

Nous allons aborder la modélisation du réservoir d'hydrogène que nous avons utilisé dans le chapitre 7. Pour le réservoir de stockage d'hydrogène à haute pression, illustré sur la figure F.1, l'équation des gaz parfaits ne décrit pas avec exactitude la relation entre P, V et T. En effet, une équation d'état modifiée doit être utilisée. L'équation Beattie-Bridgeman arrive à ajuster, avec une grande précision les valeurs mesurées de la pression, du volume et de la température dans le réservoir de stockage de gaz à haute pression [216]. Cette équation d'état modifiée peut exprimer la pression en (atm) dans le réservoir comme suit :

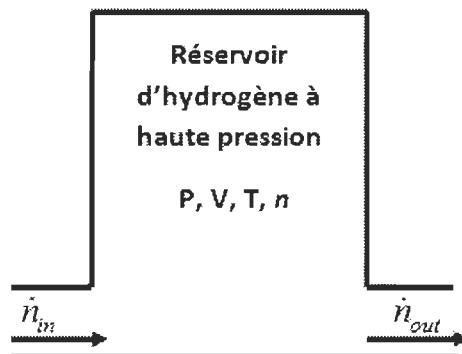


Figure E.1 Réservoir d'hydrogène à haute pression

$$P = \frac{nRT}{V^2} \left(1 - \frac{cn}{VT^3}\right) \left[\frac{V}{n} + B_0 \left(1 - \frac{bn}{V}\right) \right] - A_0 \frac{\left(1 - \frac{an}{V}\right)}{V^2} \quad (\text{E.1})$$

Avec V : volume du réservoir en litre, T la température dans le réservoir, et n est le nombre de moles d'hydrogène dans le réservoir. R qui est la constante des gaz parfaits vaut 0.08206 atm.litre/(mol·K). Les constantes A_0 , B_0 , a, b et c dépendent de chaque gaz, et leurs valeurs pour l'hydrogène sont données dans le tableau E.1 suivant :

Tableau E.1 Les constantes du modèle du réservoir d'hydrogène

A_0 [atm.litre ² /mol ²]	0.1975
B_0 [litre/mol]	0.02096
a [litre/mol]	-0.00506
b [litre/mol]	-0.04359
c [litre.K ³ /mol]	0.0504×10^4

Annexe F – Design de la pile à combustible et des électrolyseurs

F.1 Conception de la PàC

Connaissant la puissance de la PàC et la valeur de la tension du bus continu, nous pourrons concevoir la PàC. Pour des raisons de rendement, nous allons limiter la valeur du rapport cyclique du convertisseur survoltéur à 0.5. Ainsi la tension minimale de la PàC est déterminée comme suit :

$$V_{fc}^{\min} = \frac{V_{bus}}{2} \quad (\text{F.1})$$

Après avoir déterminé la tension minimale de fonctionnement de la PàC et connaissant sa puissance nominale déterminée dans le chapitre 7, nous allons calculer son courant maximal comme suit :

$$I_{fc}^{\max} = \frac{P_{fc}}{V_{fc}^{\min}} \quad (\text{F.2})$$

Pour la détermination du nombre de cellules, nous devons connaitre la tension minimale d'une cellule. Il est difficile de choisir une valeur de la tension minimale d'une cellule. Nous allons faire un compromis entre une tension élevée afin de réduire les pertes joule et une densité de puissance élevée impliquant une forte densité de courant. Ainsi, nous avons choisi une tension minimale d'une cellule de 0.53 V. Le nombre de cellules peut être calculé comme suit :

$$N_{fc} = \frac{V_{fc}^{\min}}{V_{cell}^{\min}} \quad (\text{F.3})$$

La surface active d'une cellule de la PàC peut être déterminée comme suit :

$$A_{fc} = \frac{I_{fc}^{\max}}{J} \quad (\text{F.4})$$

Applications numériques

$V_{bus}=250 \text{ V}$

$$V_{fc}^{\min} = \frac{250}{2} 125 \text{ V}$$

$$I_{fc}^{\max} = \frac{170000}{125} = 1360 \text{ A}$$

$$A_{fc} = \frac{1360}{0.7} = 1942 \text{ cm}^2$$

$$N_{fc} = \frac{125}{0.53} = 236$$

F.2 Design des électrolyseurs

Comme nous l'avons montré dans le chapitre 6, pour améliorer la production d'hydrogène, le meilleur choix serait de prendre deux électrolyseurs de puissance respectivement de 75% et 25% du surplus de puissance.

À partir de la valeur du surplus de puissance déterminé dans le chapitre 7, nous allons procéder à la conception des deux électrolyseurs.

F.2.1 Design du premier électrolyseur

$$P_{ele} = 0.75 \times P_{disp} \quad (\text{F.4})$$

Nous prenons une valeur acceptable du courant maximale de l'électrolyseur à 875 A. Pour déterminer le nombre des cellules de l'électrolyseur, nous prenons en considération l'amélioration de ses performances en choisissant une tension de 2.3 V comme tension maximale d'une cellule. Ainsi, le nombre de cellules peut-être calculé comme suit :

$$N_{ele} = \frac{V_{bus}}{2.3} \quad (\text{F.5})$$

La surface active d'une cellule de cet électrolyseur est prise égale à 2500 cm^2 [19].

Applications numériques

$$V_{bus}=250 \text{ V}$$

$$P_{ele1} = 180 \text{ kW}$$

$$N_{ele} = \frac{250}{2.3} = 108$$

$$A_{ele1} = 2500 \text{ cm}^2$$

$$I_{ele1}^{\max} = 875 \text{ A}$$

F.2.2 Design du second électrolyseur

$$P_{ele2} = 0.25 \times P_{disp}$$

(GF.6)

Étant les deux électrolyseurs sont connectés au même bus continu par l'intermédiaire de deux convertisseurs dévolteurs, nous allons prendre le même nombre de cellules. Le courant maximal que puisse absorber le second électrolyseur peut être calculé comme suit :

$$I_{ele2}^{\max} = \frac{P_{ele2}}{2.3 \times N_{ele}} \quad (\text{F.7})$$

La surface active d'une cellule peut être déterminée par la relation suivante :

$$A_{ele2} = \frac{I_{ele2}^{\max}}{J} \quad (\text{F.8})$$

Avec J densité de courant de la technologie alcaline qui est égale à 0.35 A/cm^2 .

Applications numériques

$$V_{bus}=250 \text{ V}$$

$$P_{ele2} = 60 \text{ kW}$$

$$N_{ele} = \frac{250}{2.3} = 108$$

$$I_{ele1}^{\max} = \frac{60000}{2.3 \times 108} \approx 242 \text{ A}$$

$$A_{ele2} = \frac{242}{0.35} = 692 \text{ cm}^2$$

Annexe G – Estimation de la consommation du diesel

Le tableau G.1 ci-dessous présente une approximation de la consommation de carburant d'un générateur diesel sur la base de la puissance de la génératrice et de sa charge.

Tableau G.1 Approximation de la consommation des génératrices diesel

Generator Size (kW)	1/4 Load (gal/hr)	1/2 Load (gal/hr)	3/4 Load (gal/hr)	Full Load (gal/hr)
20	0.6	0.9	1.3	1.6
30	1.3	1.8	2.4	2.9
40	1.6	2.3	3.2	4.0
60	1.8	2.9	3.8	4.8
75	2.4	3.4	4.6	6.1
100	2.6	4.1	5.8	7.4
125	3.1	5.0	7.1	9.1
135	3.3	5.4	7.6	9.8
150	3.6	5.9	8.4	10.9
175	4.1	6.8	9.7	12.7
200	4.7	7.7	11.0	14.4
230	5.3	8.8	12.5	16.6
250	5.7	9.5	13.6	18.0
300	6.8	11.3	16.1	21.5
350	7.9	13.1	18.7	25.1
400	8.9	14.9	21.3	28.6
500	11.0	18.5	26.4	35.7
600	13.2	22.0	31.5	42.8
750	16.3	27.4	39.3	53.4
1000	21.6	36.4	52.1	71.1
1250	26.9	45.3	65.0	88.8
1500	32.2	54.3	77.8	106.5
1750	37.5	63.2	90.7	124.2
2000	42.8	72.2	103.5	141.9
2250	48.1	81.1	116.4	159.6

Source : http://www.dieselserviceandsupply.com/Diesel_Fuel_Consumption.aspx (dernière visite : 05/08/2013)

Annexe H – Identification des paramètres de la MCC et de la MADA

Nous allons présenter une méthode permettant l'identification des paramètres de la MCC ainsi que ceux de la MADA basée sur l'utilisation de l'algorithme des moindres carrées récursives (MCR). Cette méthode à l'avantage d'être simple par rapport à la méthode conventionnelle fastidieuse qui consiste à réaliser plusieurs essais de la machine. Alors que la méthode d'identification basée sur l'utilisation de l'algorithme MCR.

D'abord, nous allons présenter succinctement l'algorithme des MCR étant donné qu'il a été largement abordé dans la littérature. L'algorithme d'estimation a été codé en C et embarqué dans le bloc s-function sous Matlab/Simulink®. Ceci faciliterait l'implémentation matérielle pour une validation expérimentale utilisant des microcontrôleurs ou DSP.

Les modèles mathématiques des deux machines décrits précédemment, avec leur implémentation sous Simulink sont représentatives de leurs systèmes physiques respectifs. En général, les différents paramètres définis (résistances et inductances) doivent être estimés à partir de la mesure de la tension et du courant du système physique lui-même. Le modèle mathématique peut être utilisé pour la conception du contrôle et de la validation par simulation.

L'objectif de ce chapitre est de décrire la méthode des MCR proposée pour effectuer une estimation en ligne des paramètres des deux machines. L'idée de base de l'estimation en ligne est la comparaison de la réponse du système observé $y(t)$ à la sortie d'un modèle paramétré dont la structure est la même que celle du modèle physique. Dans notre cas, le vecteur de sortie $y(t)$ représente des tensions mesurées dans des conditions d'excitation du système par les tensions d'entrée.

Le vecteur $\theta(t)$ contient l'estimation des différents paramètres recherchés du système physique à identifier. L'algorithme des MCR ajuste en permanence le vecteur $y(\theta, t)$ afin d'approcher le vecteur $y(t)$. La procédure d'estimation en ligne, donc, implique trois étapes :

- La mise en place d'un modèle approprié du système physique à identifier.

- La conception d'un algorithme de génération et de mise à jour du vecteur des paramètres recherchés.
- Une excitation appropriée du système physique afin de permettre une meilleure convergence de l'algorithme des MCR.

Le modèle physique à identifier doit s'écrire sous la forme suivante :

$$y(t) = \Phi^T(t)\theta(t) \quad (\text{H.1})$$

L'équation précédente peut s'écrire sous forme matricielle suivante :

$$\begin{bmatrix} y_1(t) \\ y_2(t) \\ \vdots \\ y_n(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \Phi_{11} & \Phi_{12} & \dots & \dots & \Phi_{1m} \\ \Phi_{21} & \Phi_{22} & \dots & \dots & \Phi_{2m} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \ddots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \ddots & \ddots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \ddots & \ddots & \vdots \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \theta_1(t) \\ \theta_2(t) \\ \vdots \\ \theta_n(t) \end{bmatrix} \quad (\text{H.2})$$

Avec $y_i(t)$ variable à observer (des tensions dans notre cas), $\Phi_{ij}(t)$ des fonctions connues servant à décrire le modèle physique du système (les machines CC et MADA dans notre cas), et $\theta_i(t)$ représente le vecteur de paramètres à identifier.

Dans des conditions d'excitation continue du modèle physique à identifier, les paramètres à estimer convergent nécessairement vers les paramètres réels. En effet, cela est satisfaisant lorsque le signal est suffisamment excité de telle sorte que le comportement entrée-sortie peut être modélisé par un vecteur de paramètre unique.

H.1 Identification de la machine à courant continu à excitation séparée

Afin d'émuler le comportement de la turbine éolienne, une machine à courant continu à excitation séparée est utilisée pour entraîner la génératrice à double alimentation. Pour contrôler la vitesse de cette machine, nous avons besoin de connaître ses paramètres électriques tels que sa résistance et son inductance d'induit. Le modèle de la machine à CC utilisé pour l'identification de ses paramètres a été présenté dans le chapitre 8.

H.2 Algorithme des moindres carrées récursives (MCR)

L'algorithme consiste, via un calcul itératif, à l'estimer les paramètres à identifier par la minimisation de l'erreur quadratique représentée comme suit :

$$e(t) = \frac{1}{2} \sum_{i=1}^n [y_i(T_s) - \Phi_i^T(T_s) \theta_i(T_s)]^2 \quad (\text{H.3})$$

Avec T_s temps d'échantillonnage.

Contrairement aux techniques d'identification non récursives, l'algorithme des MCR est mieux adapté à des applications où la détection rapide de variations des paramètres au cours du temps est nécessaire. Par exemple, les défauts de court-circuit de la génératrice éolienne peuvent être considérés comme des défaillances avec une dégradation rapide, nécessitant une rapide dynamique de détection à l'image de l'algorithme des MCR.. La facilité d'implémentation matérielle sur des cibles numériques constitue un autre avantage de ce type d'algorithme. De plus, contrairement aux algorithmes non récursives qui nécessitent une mémoire plus importante, les algorithmes récursives tels que les MCR, avec leur principe de traitement des informations « en temps réel », est moins gourmande en termes de taille mémoire.

Dans la littérature, il existe plusieurs méthodes utilisant des techniques récursives, dont les plus répandues sont [217, 218]:

- L'algorithme des moindres carrés récursifs avec facteur d'oubli ;
- La technique de la variable instrumental récursive ;
- La méthode du Filtre de Kalman Etendu ;

L'algorithme des moindres carrés récursifs avec facteur d'oubli a été choisi pour la simplicité de son implantation et ses performances en termes de suivi paramétrique pour l'identification des paramètres de la machine à CC et la MADA.

Le principe de l'algorithme des MCR est illustré par le synoptique de la figure H.1.

Les équations de l'algorithme des MCR qui peuvent être dérivées des équations du filtre de Kalman peuvent être exprimées comme suit :

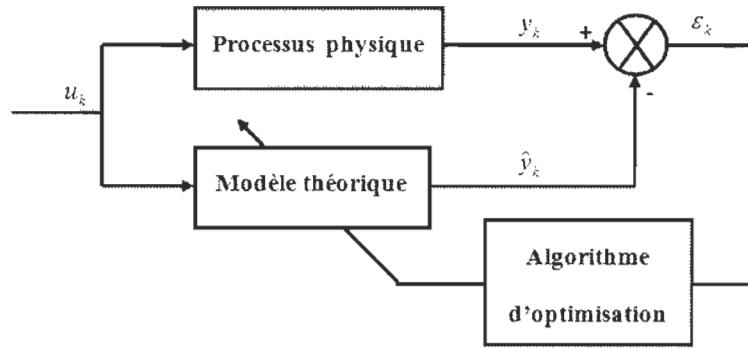


Figure H.1 Synoptique du principe de l'algorithme des MCR

Avec

$$\hat{\theta}_k(t) = \Phi_k^T(t) \hat{\theta}_{k-1}(t) \quad (\text{H.4})$$

$\hat{\theta}_k$ peut s'écrire en fonction de $\hat{\theta}_{k-1}$ comme suit :

$$\hat{\theta}_k(t) = \hat{\theta}_{k-1}(t) + K_k \varepsilon_k \quad (\text{H.5})$$

Avec K_k est le gain d'adaptation qui permet de prendre en compte l'information sur la valeur de ε_k qui est l'écart entre la valeur mesurée et le modèle reconstitué avec les valeurs estimées des paramètres à identifier.

$$\varepsilon_k = y_k - \Phi_k^T \hat{\theta}_{k-1} \quad (\text{H.6})$$

Le gain d'adaptation K_k s'écrit comme suit [219]:

$$K_k = \frac{P_{k-1} \Phi_k}{\lambda^{-1} + \Phi_k^T P_{k-1} \Phi_k} \quad (\text{H.7})$$

Avec λ facteur d'oubli qui permet de prendre en compte l'aspect non stationnaire des paramètres qui varient dans le temps comme la résistance et l'inductance des machines. Ce facteur d'oubli qui varie entre 0 et 1, permet d'effacer les valeurs antérieures au fur et à mesure de l'avancement des calculs. Ainsi, plus λ est proche de 1, plus on retrouve les valeurs précédentes des paramètres, et plus λ est proche de 0, plus l'effacement des valeurs précédentes des paramètres sont effacées rapidement.

La matrice P_k est appelée matrice d'observation qui peut être déterminée par la relation suivante :

$$P_k = P_{k-1} - \frac{P_{k-1} \Phi_k \Phi_k^T P_{k-1}}{1 + \Phi_k^T P_{k-1} \Phi_k} \quad (\text{H.8})$$

La matrice P_k qui est impérativement inversible doit être initialisée, et elle s'écrit comme suit :

$$P_k = \mu I = \begin{bmatrix} \mu & 0 & . & . & . & 0 \\ 0 & \mu & . & . & . & 0 \\ . & . & \mu & . & . & . \\ . & . & . & 0 & . & . \\ . & . & . & . & \mu & . \\ 0 & 0 & . & . & . & \mu \end{bmatrix} \quad (\text{H.9})$$

Où $\mu \gg 1$, et I matrice d'identité.

Ainsi le vecteur d'estimation des paramètres se calcule d'une manière récursive, avec la mise à jour du gain d'adaptation, et peut s'écrire comme suit :

$$\hat{\theta}_k = \hat{\theta}_{k-1} + K_k (y_k - \Phi_k^T \hat{\theta}_{k-1}) \quad (\text{H.10})$$

À noter que le vecteur des paramètres doit aussi être initialisé, et les valeurs d'initialisation n'influent pas sur la vitesse de convergence de l'algorithme. Lorsqu'on ne connaît pas les valeurs de paramètres à identifier, on peut affecter 0 en guise de valeurs d'initialisation de $\theta(t)$.

La mise en œuvre de l'algorithme des MCR sous l'environnement Matlab/Simulink est représentée par la figure H.2.

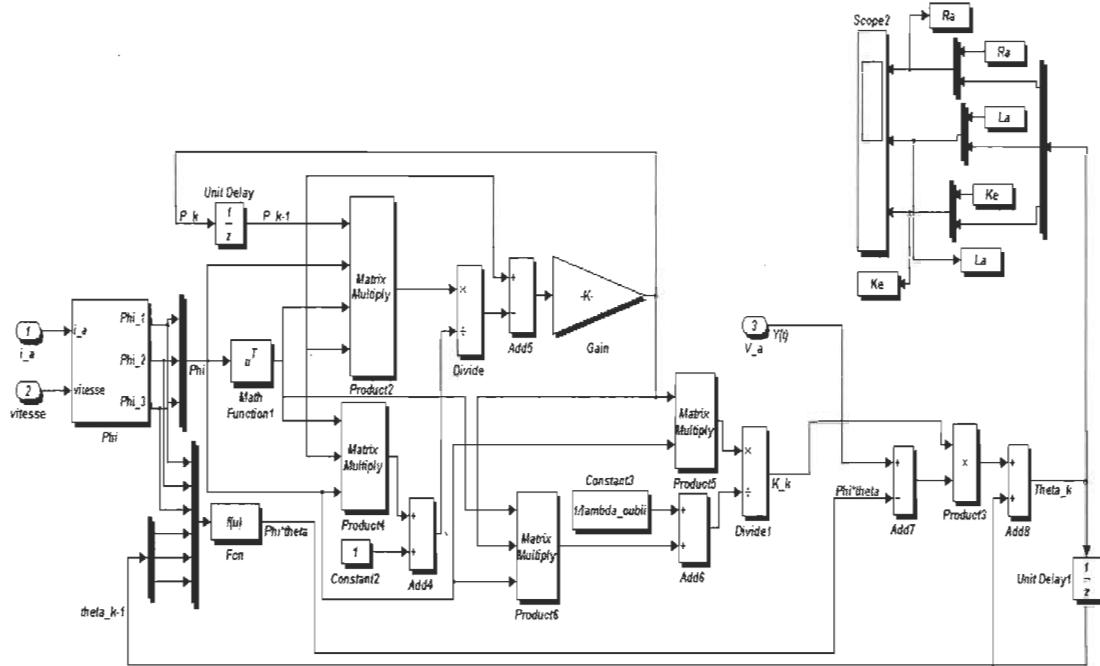


Figure H.2 Implémentation de l'algorithme des MCR sous matlab/Simulink

H.3 Identification des paramètres de la machine à courant continu à excitation séparée

Pour le besoin du contrôle de la vitesse du moteur à courant continu d'une puissance de 5 HP dont nous disposons au laboratoire de la qualité d'onde, nous proposons l'application de l'algorithme des MCR.

Les paramètres électriques et mécaniques à identifier sont donnés sur les tableaux H.1 et H.2 respectivement. Ces derniers ont été utilisés afin de vérifier la convergence et la précision de notre algorithme des MCR que nous avons utilisé. La figure H.3 montre les performances de cet algorithme avec une rapide convergence vers les valeurs réelles de la machine. L'identification des paramètres mécaniques du moteur à CC est illustrée sur la figure H.4. Ainsi, nous avons pu déterminer les paramètres électriques et mécaniques de la machine à CC avec une simple excitation de son enroulement rotorique.

Tableau H.1 Paramètres électriques du MCC à excitation séparée

Paramètre	Valeur
Résistance d'induit (R_a)	1.7 [Ω]
Inductance d'induit (L_a)	28.9 [mH]
Coefficient de tension (K_e)	1.12 [V]

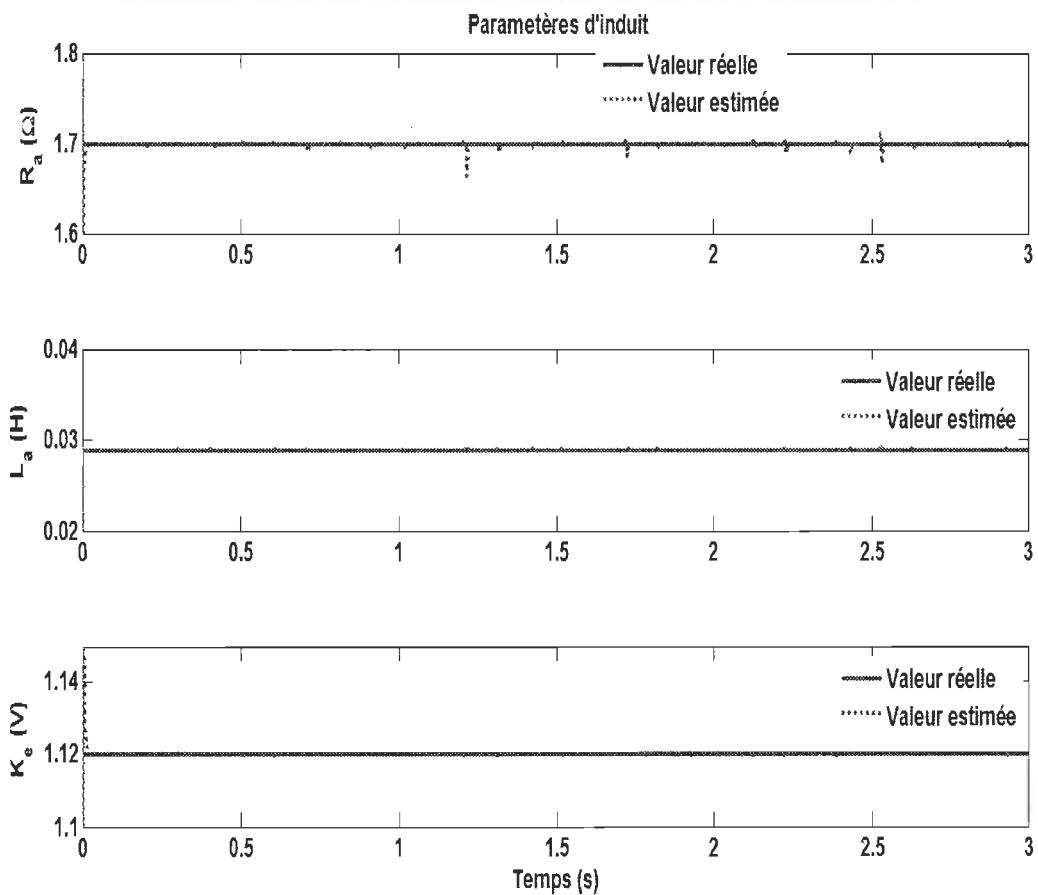


Figure H.3 Performance de l'identification des paramètres électriques du MCC avec l'algorithme des MCR

Tableau H.2 Paramètres mécaniques du MCC à excitation séparée

Paramètre	Valeur
Moment dinertie (J_e)	0.00451 [kg/m ²]
Coefficient de friction (f_e)	0.006 [N.m.s]

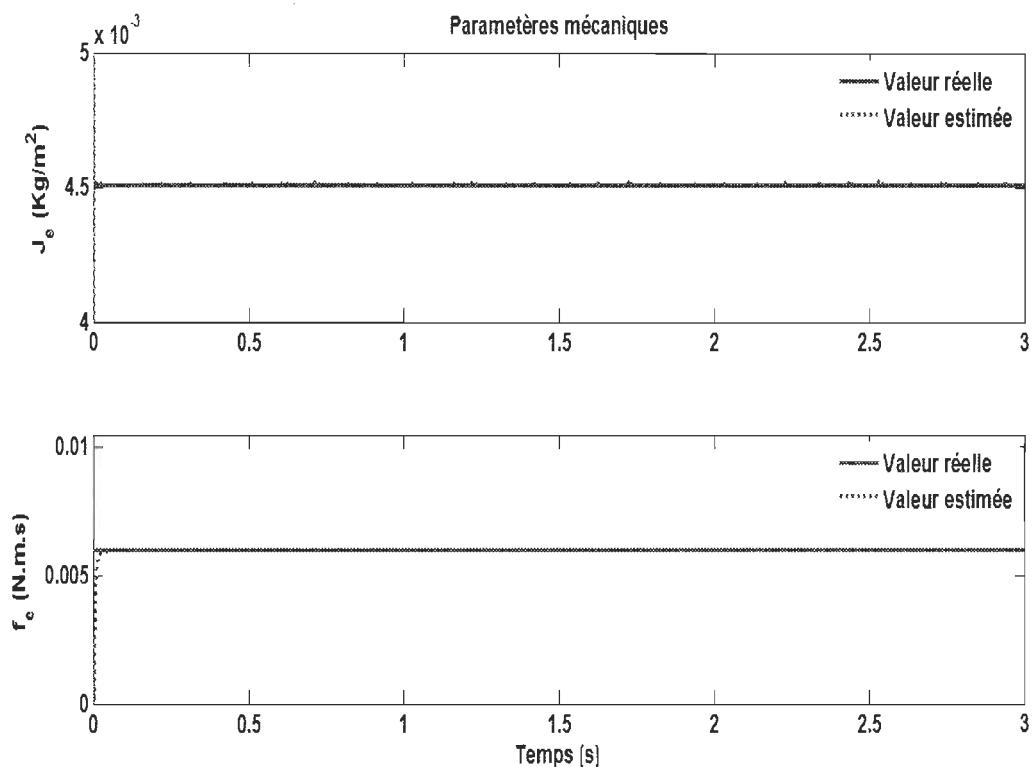


Figure H.4 Performance de l'identification des paramètres mécaniques du MCC avec l'algorithme des MCR

H.4 Identification des paramètres de la machine asynchrone à double alimentation

Après avoir identifié les paramètres du moteur à courant continu qui sert d'émulateur éolien, nous allons procéder à l'identification des paramètres de l'aérogénérateur qui est une MADA. Cette identification paramétrique est nécessaire pour l'accomplissement de la commande vectorielle en puissance de cette machine. Comme travaux futurs, l'utilisation

de cette technique comme un outil de diagnostic afin de détecter une quelconque anomalie telle qu'un court-circuit dans les circuits statorique et/ou rotorique afin de procéder à des commandes appropriées comme le LVRT ou bien la déconnexion pure de l'éolienne du réseau. Les paramètres électriques et mécaniques d'une MADA d'une puissance de 5 HP utilisés pour vérifier la précision et la convergence de l'algorithme des MCR sont donnés respectivement sur les tableaux H.3 et H.4. Les figures H.5 et H.6 montrent respectivement les résultats de simulation de l'algorithme des MCR pour l'identification des paramètres électriques de la MADA. Comme on peut le constater, l'algorithme des MCR converge moins d'une seconde vers les valeurs réelles des paramètres à identifier. La figure H.7 illustre la convergence de l'algorithme des MCR pour la détermination des paramètres mécaniques de la MADA.

Tableau H3 Paramètres électriques de la MADA

Paramètre	Valeur
Résistance statorique (R_s)	0.431 [Ω]
Résistance rotorique (R_r)	0.9 [Ω]
Inductance statorique (L_s)	107.22 [mH]
Inductance rotorique (L_r)	107.22 [mH]
Inductance mutuelle (M)	105.1 [mH]

Nous pouvons remarquer que les valeurs estimées convergent rapidement vers les valeurs réelles des paramètres à identifier.

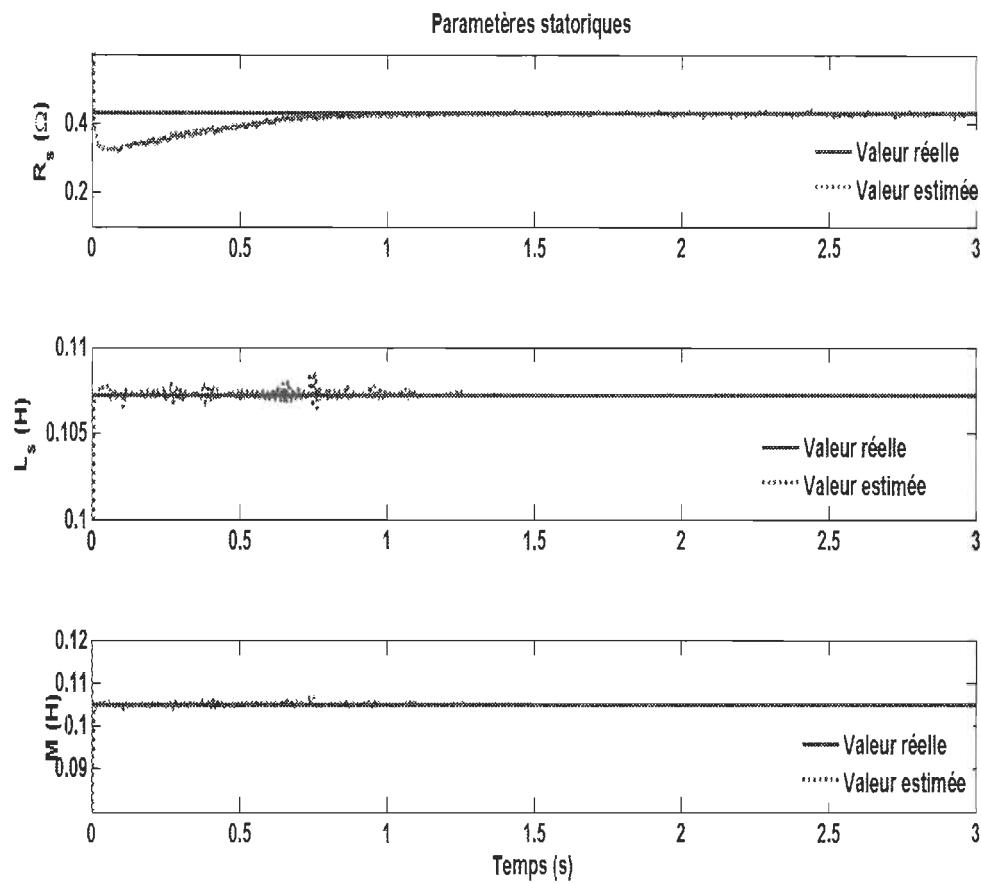


Figure H.5 Performance de l'identification des paramètres mécaniques du MCC avec l'algorithme des MCR

Tableau H.4 Paramètres mécaniques de la MADA

Paramètre	Valeur
Moment dinertie (J_e)	0.3125 [kg/m ²]
Coefficient de friction (f_e)	0.00673 [N.m.s]

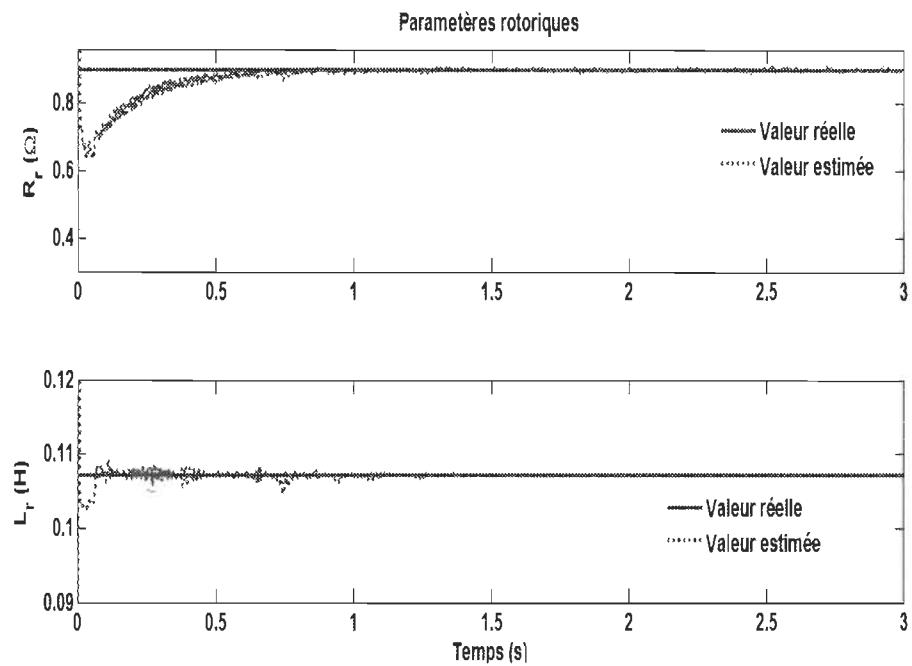


Figure H.6 Performance de l'identification des paramètres mécaniques du MCC avec l'algorithme des MCR

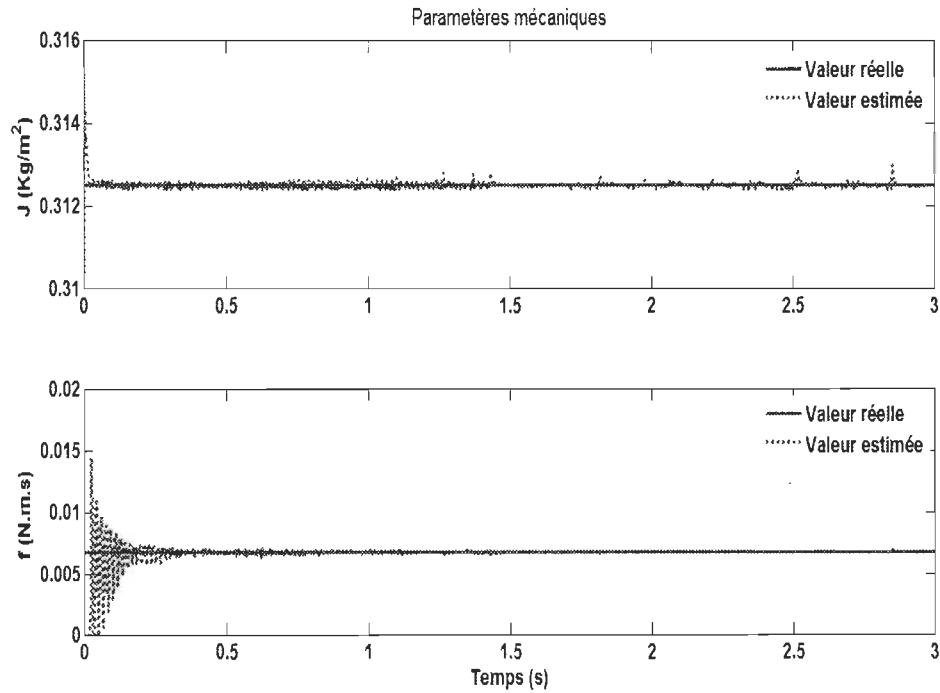


Figure H.7 Performance de l'identification des paramètres mécaniques du MCC avec l'algorithme des MCR

Dans cette annexe, nous avons présenté une technique d'identification des paramètres du moteur à CC à excitation séparée et la MADA. En effet, une commande adaptative performante de l'émulateur éolien imposerait une prise en compte les variations paramétriques des deux machines au cours de leur fonctionnement. De plus, un travail de recherche concernant le diagnostic des anomalies comme le court-circuit dans les enroulements de la MADA peut être envisagé ultérieurement afin d'éviter tout dysfonctionnement dans le système éolien qui affecterait le réseau électrique.

Annexe I – Commande vectorielle en puissance de la MADA

Nous allons aborder maintenant la commande vectorielle en puissance de la MADA, dont la théorie a été développée dans chapitre 4, que nous proposons pour la réalisation expérimentale. Étant donné que nous avons choisi uniquement un mode de fonction hyposynchrone, nous allons seulement présenter la commande du convertisseur côté machine, associé à une source de tension stable. En effet, en mode hyposynchrone, le convertisseur côté réseau fonctionne en redresseur, afin d'alimenter le rotor de la MADA. La deuxième partie de la réalisation expérimentale que nous allons développer dans cette annexe concerne la procédure de synchronisation du stator de la génératrice au réseau. Ainsi, nous allons réaliser une PLL (Phase Locked Loop ou boucle de verrouillage de phase), afin de procéder à une synchronisation sécuritaire de la MADA au réseau électrique.

I.1 Commande vectorielle en puissance de la MADA

Nous avons choisi le contrôle vectoriel par orientation du flux, qui est la stratégie la plus utilisée dans la littérature, afin d'accomplir la commande vectorielle en puissance de la MADA. Le principal objectif de cette stratégie est de pouvoir commander indépendamment la puissance active et la puissance réactive statoriques ou rotoriques. Il existe principalement deux techniques de commande des machines électriques, la commande directe du couple et la commande par orientation du flux (statorique ou rotorique). En effet, par une orientation appropriée du flux statorique, le contrôle des puissances (active et réactive) devient indépendant, ce qui réduit considérablement le temps de calcul et simplifie la commande. La technique MLI que nous avons utilisée est la MLI vectorielle (Space Vector Pulse Width Modulation SVPWM en anglais) qui donne bien de meilleures performances que la MLI naturelle par exemple. Dans cette annexe, nous nous contenterons

d'une présentation succinct des principes de cette technique, qui est largement détaillée dans la littérature [220-224].

I.1.1 MLI Vectorielle

Le schéma de la SVPWM qui a été réalisé sous Matlab/Simulink est illustré sur la figure I.1. La figure I.2 montre l'algorithme permettant la détermination du secteur en fonction de l'angle α . La figure I.3 montre le principe de calcul des durées de commutation T1, T2 et T0 sous Matlab/Simulink. Le calcul des signaux modulants de référence est illustré sur la figure K.4. Quant aux figures I.5, I.6 et I.7 montrent des vues éclatées des signaux modulants de références Ta1, Tb1 et Tc1 respectivement. La génération des impulsions d'ouverture et fermeture des différents interrupteurs du convertisseur de puissance est indiqué sur la figure I.8. La SVPWM que nous avons présentée a été testée sur la commande d'un moteur, et la figure I.9 montre la position du rotor, alors que la figure I.10 illustre le secteur du vecteur de tension. Le signal modulant de référence Ta1 est montré sur la figure I.11, alors que la figure I.12 indique l'évolution des durées de commutation T1 et T2. Comme le montre cette figure, T1 et T2 sont complémentaires, ce qui permet de déterminer T2 connaissant uniquement T1.

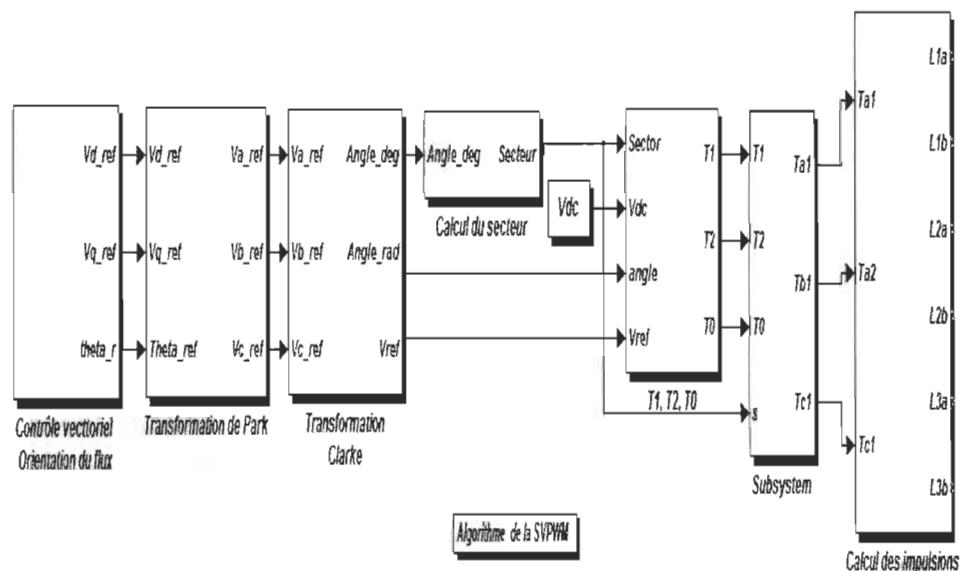


Figure I.1 Structure de la SVPWM sous Matlab/Simulink

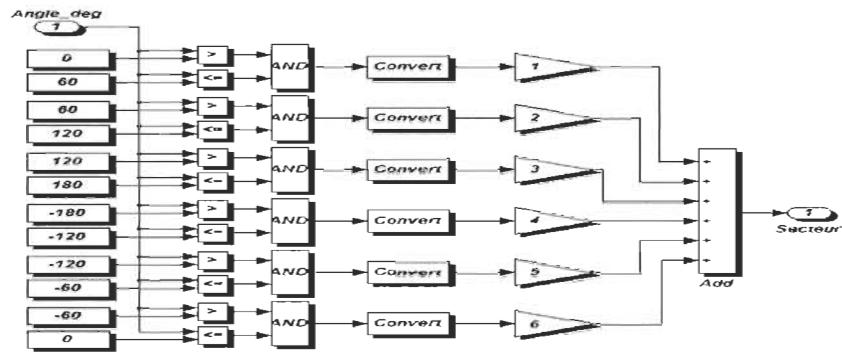
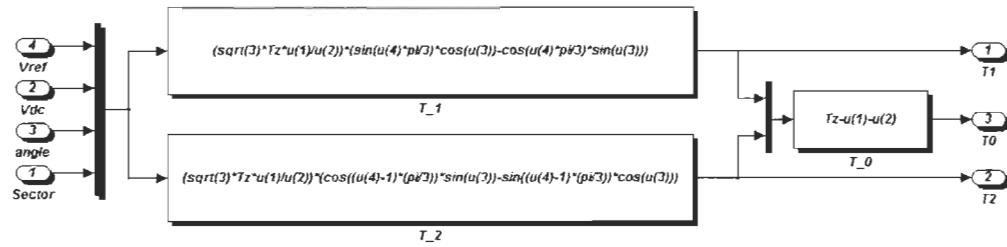
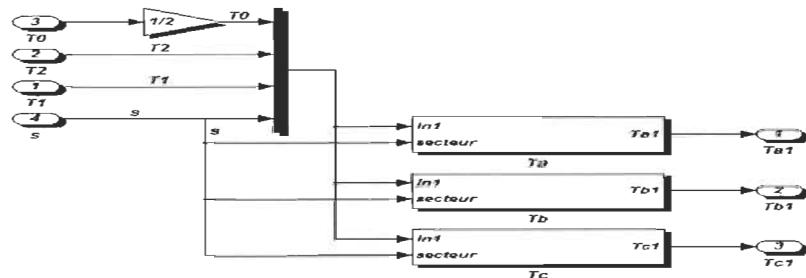
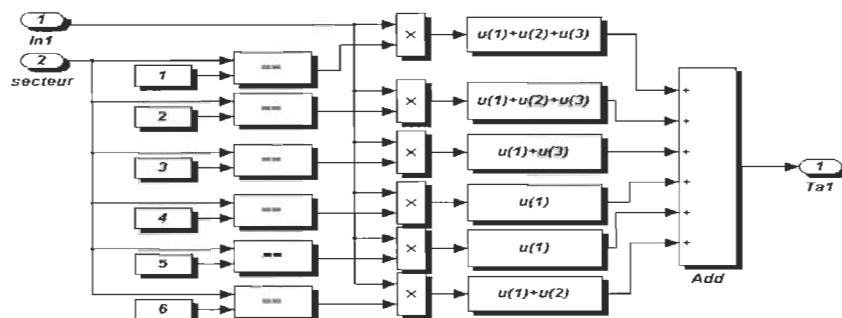


Figure I.2 Détermination du secteur sous Matlab/Simulink

Figure I.3 Calcul des durées de commutation T_1 , T_2 et T_0 sous Matlab/SimulinkFigure I.4 Calcul des signaux modulants de référence T_{a1} , T_{b1} et T_{c1} sous Matlab/SimulinkFigure I.5 Vue éclatée du calcul du signal modulant T_{a1} sous Matlab/Simulink

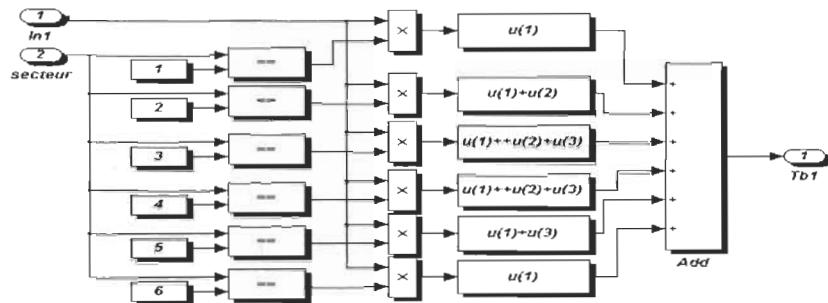


Figure I.6 Vue éclatée calcul du signal modulant Tb1 sous Matlab/Simulink

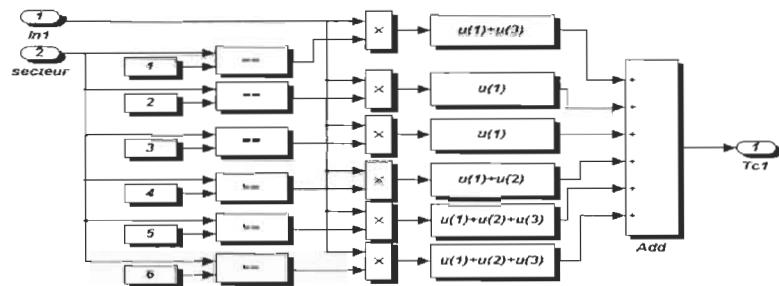


Figure I.7 Vue éclatée de calcul de Tc1 sous Matlab/Simulink

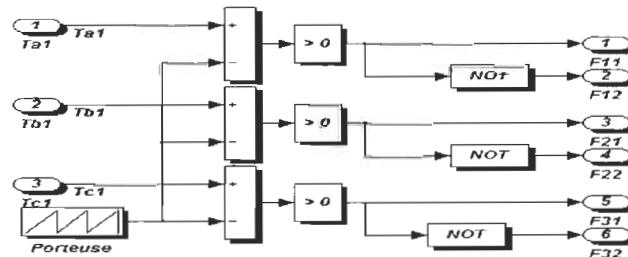


Figure I.8 Calcul des instants de commutation des interrupteurs sous Matlab/Simulink

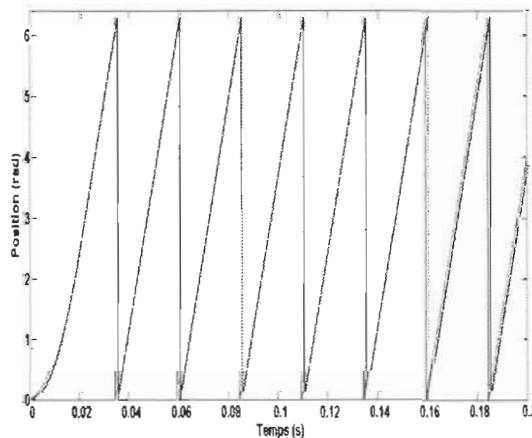


Figure I.9 Position du rotor

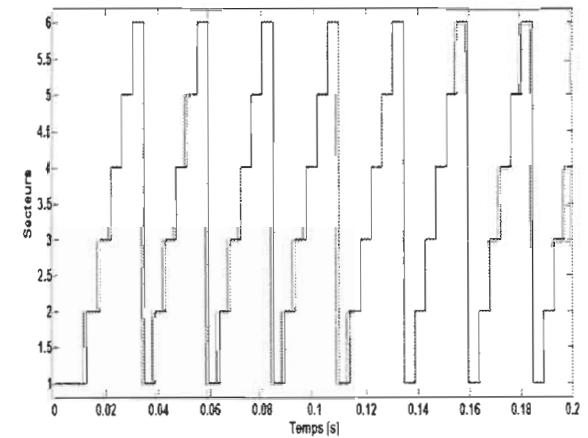


Figure I.10 Détermination d secteur

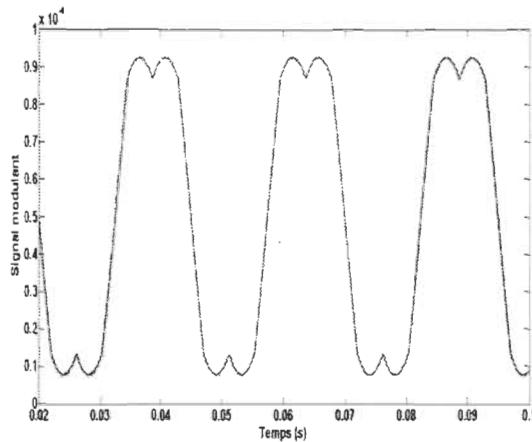


Figure I.11 Signal modulant

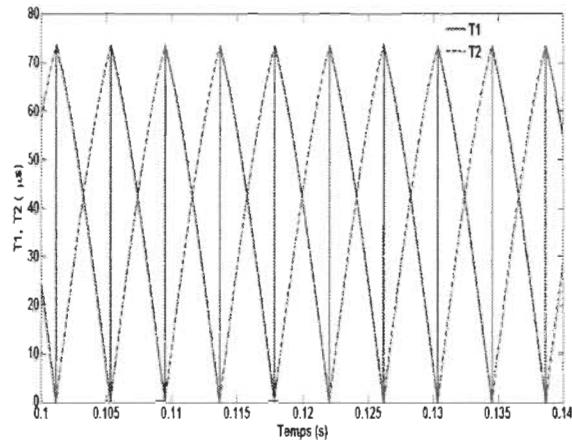


Figure I.12 Détermination de T1 et T2

Après avoir présenté l'algorithme de la MLI vectorielle, nous allons présenter la méthode que nous proposons pour la réalisation expérimentale de la commande vectorielle en puissance de la MADA.

Pour une meilleure répartition des ressources de calcul, et une simplification de la commande, nous proposons l'utilisation d'une commande hybride Labview /microcontrôleur. Le logiciel Labview sera utilisé pour la réalisation de la commande vectorielle en puissance de la MADA, et doit envoyer par la suite le temps de commutation T1 ainsi que le secteur au microcontrôleur via la carte *PCIe6323* qui dispose de deux sorties analogiques comme le montre la figure I.13 ci dessous.

La figure I.14 illustre la réalisation de la technique MLI vectorielle sous Labview. La figure I.15 montre la vue principale de Labview qui permet l'affichage des différents paramètres de la stratégie de commande ainsi proposée. Une fois T1 et le secteur déterminé, ils seront envoyés au microcontrôleur via les modules de convertisseur analogiques numériques AN0 et AN1 respectivement. Avec l'interface MikroC que nous avons présentée dans l'annexe I, nous avons écrit un programme qui gère la variation de la durée d'activation des ports du PIC. Quant à T2, il sera calculé comme étant l'inverse de T1, et T0 est leur complément par rapport à Tz, qui est la période de commutation des IGBT.

$$T_0 = T_z - (T_1 + T_2) \quad (I.1)$$

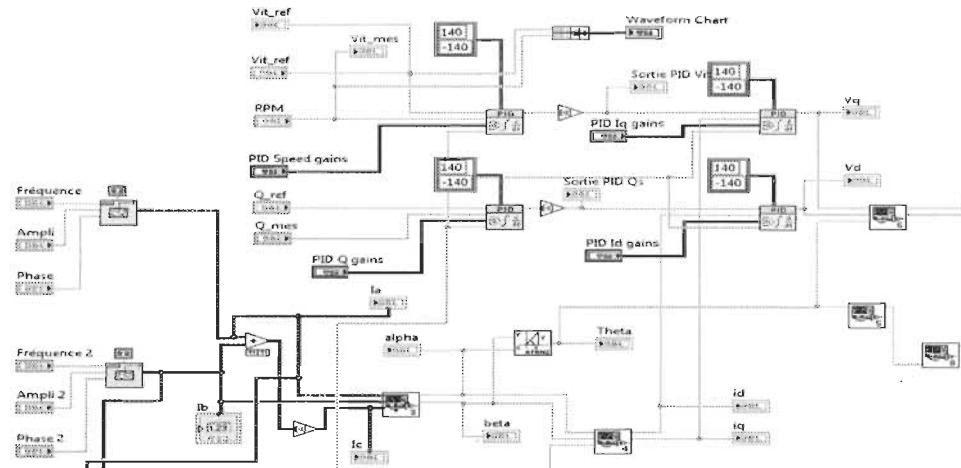


Figure I.13 Commande par orientation du flux de la MADA sous Labview

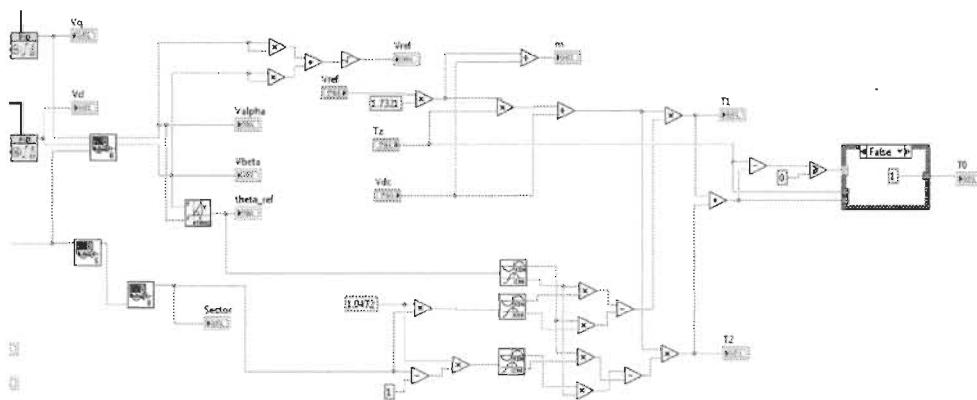


Figure I.14 Stratégie MLI vectorielle pour la commande du CCM de la MADA sous Labview

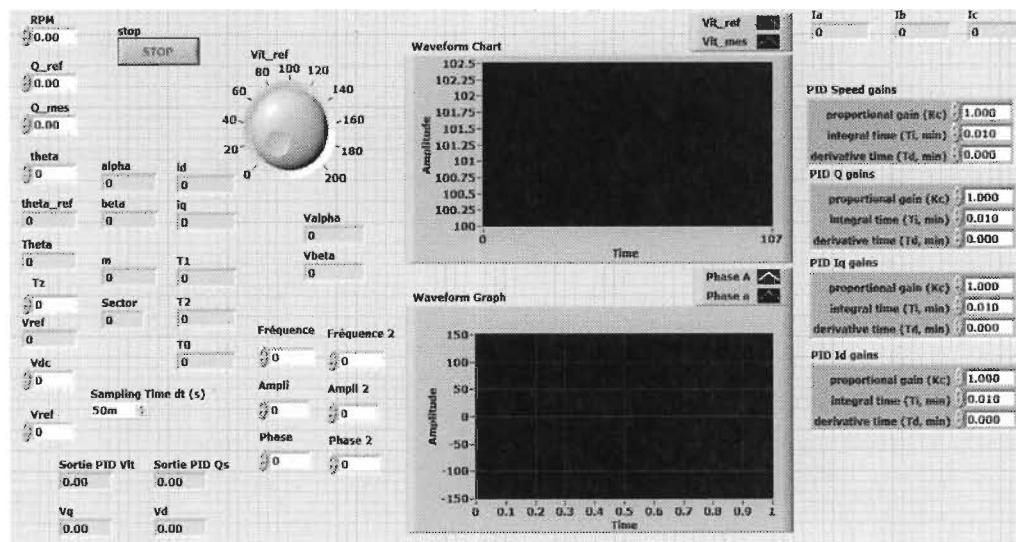


Figure I.15 Interface principale de Labview qui permet l'affichage des différents paramètres de la commande par orientation du flux

Parmi les nombreuses fonction de l'IDE MikroC il y a la fonction qui permet la variation dynamique du retard. C'est la fonction que nous allons utiliser afin de varier la durée d'ouverture et de fermeture des PORT. Afin de vérifier la faisabilité de cette fonction, nous avons utilisé le logiciel Proteus qui permet la simulation, entre autres des PIC. La figure K.16 montre la possibilité de faire varier la durée d'ouverture et de fermeture d'une manière dynamique.

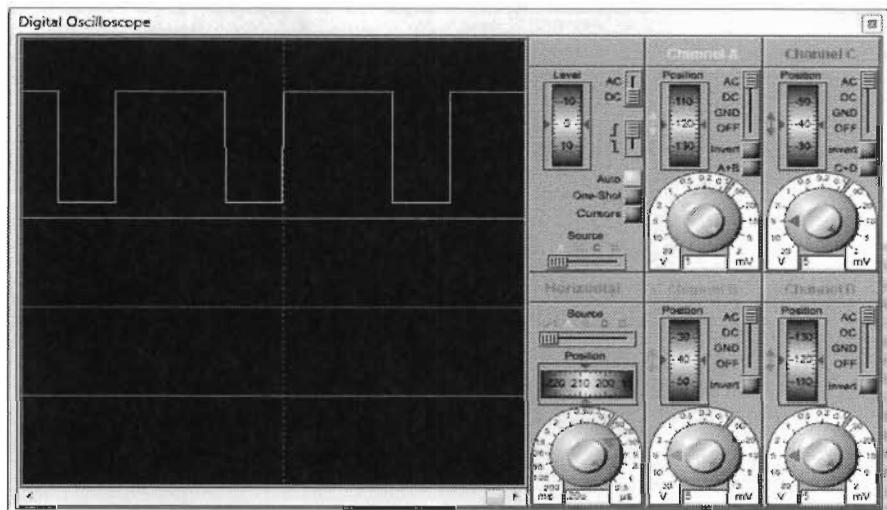


Figure I.16 Fonction de la variation de la durée du retard avec le logiciel Proteus

Le programme écrit sous MikroC pour la variation du retard en utilisant la fonction *Vdelay*.

```
*****
=====
===== December, 24th, 2013 =====
===== Karim Belmokhtar =====
===== karim.belmokhtar@uqtr.ca =====
=====

Programme pour faire varier la durée du retard. Ceci nous permet l'implémentation de la MLI à vecteur d'espace pour la commande du CCM d'un dsPIC avec l'utilisation d'une fonction VDelay.

*****
dsPIC 33FJ12MC202
*****// Définition de la fonction VDelay variable
void VDelay_us(unsigned time_us)
```

```

{
    unsigned n_cyc;
    n_cyc = Clock_MHz()>>4;
    n_cyc *= time_us>>3;
    while (n_cyc--)
    {
    }
}

void main()
{
    volatile float angle, theta;
    ADPCFG = 0xFFFF; // Configure de tous les pins comme des entrées/sorties numériques
    TRISA=0xFF; // Configuration de tous les PORTA comme des entrées
    TRISB=0; // Configuration de tous les PORTB comme des sortie
    while(1) // Boucle infinie
    {
        portb=0b00000100;
        VDelay_us(80); // Le PORT RB2 est mis à 1 pendant 80 micro secondes
        portb=0b00000000;
        VDelay_us(40); // Le PORT RB2 est mis à 0 pendant 40 micro secondes
    }
}

```

L'algorithme MLI vectorielle que nous proposons, et qui est implémenté sur le dsPIC 33FJ12MC202 en utilisant les PORT RB2 à RB7 écrit sous MikroC est le suivant:

```

=====
===== March, 02th, 2014 =====
===== Karim Belmokhtar =====
===== karim.belmokhtar@uqtr.ca =====
=====
```

Réalisation de la commande MLI vectorielle (Space Vector PWM) avec l'utilisation d'un dsPIC avec l'utilisation d'une fonction VDelay

```

*****// Définition de la fonction VDelay variable
void VDelay_us(unsigned time_us)
{
```

```

unsigned n_cyc;
n_cyc = Clock_MHz()>>4;
n_cyc *= time_us>>3;
while (n_cyc--)
{
}
unsigned secteur, Tz, T1, T2, T0;
void main()
{
    ADPCFG = 0xFFFF;      // Configure des convertisseurs AN comme E/S digitales
    TRISA=0xFF;          // Configuration des PORT A comme entrées
    TRISB=0;              // Configuration des PORT B as sorties
    Tz = 100;             // Fz = 10 kHz (fréquence de commutation)
    T2 = 73 - T1;         // Déduction de T2 comme étant le complémentaire de T1
    T0 = Tz - T1 - T2;   // Détermination de T0
    ADC1_Init();
    while(!) // Boucle infinie
    {
        T1 = ADC1_Get_Sample(0) * 100 /1023; // Récupération de la valeur de T1 calculée sur Labview
        secteur = ADC1_Get_Sample(1) * 8 /1023; // Récupération de la valeur du secteur calculée sur
//Labview
        // Secteur 1
        if (secteur == 1)
        {
            portb=0b00011100;
            VDelay_us(T0/4);
            portb=0b00111000;
            VDelay_us(T1/2);
            portb=0b01110000;
        }
    }
}

```

```

VDelay_us(T2/2);

portb=0b11100000;

VDelay_us(T0/2);

portb=0b01110000;

VDelay_us(T2/2);

portb=0b00111000;

VDelay_us(T1/2);

portb=0b00011100;

VDelay_us(T0/4);

}

// Secteur 2

if(secteur == 2)

{

portb=0b00011100;

VDelay_us(T0/4);

portb=0b01010100;

VDelay_us(T1/2);

portb=0b01110000;

VDelay_us(T2/2);

portb=0b11100000;

VDelay_us(T0/2);

portb=0b01110000;

VDelay_us(T2/2);

portb=0b01010100;

VDelay_us(T1/2);

portb=0b00011100;

VDelay_us(T0/4);

}

```

```

// Secteur 3

if(secteur == 3)

{
    portb=0b00011100;
    VDelay_us(T0/4);
    portb=0b01010100;
    VDelay_us(T1/2);
    portb=0b11000100;
    VDelay_us(T2/2);
    portb=0b11100000;
    VDelay_us(T0/2);
    portb=0b11000100;
    VDelay_us(T2/2);
    portb=0b01010100;
    VDelay_us(T1/2);
    portb=0b00011100;
    VDelay_us(T0/4);

}

// Secteur 4

if(secteur == 4)

{
    portb=0b00011100;
    VDelay_us(T0/4);
    portb=0b10001100;
    VDelay_us(T1/2);
    portb=0b11000100;
    VDelay_us(T2/2);
    portb=0b11100000;
}

```

```
VDelay_us(T0/2);
portb=0b11000100;
VDelay_us(T2/2);
portb=0b10001100;
VDelay_us(T1/2);
portb=0b00011100;
VDelay_us(T0/4);

}

// Secteur 5

if(secteur == 5)

{
    portb=0b00011100;
    VDelay_us(T0/4);
    portb=0b10001100;
    VDelay_us(T1/2);
    portb=0b10101000;
    VDelay_us(T2/2);
    portb=0b11100000;
    VDelay_us(T0/2);
    portb=0b10101000;
    VDelay_us(T2/2);
    portb=0b10001100;
    VDelay_us(T1/2);
    portb=0b00011100;
    VDelay_us(T0/4);

}

// Secteur 6

if(secteur == 6)
```

```

{
    portb=0b00011100;
    VDelay_us(T0/4);
    portb=0b00111000;
    VDelay_us(T1/2);
    portb=0b10101000;
    VDelay_us(T2/2);
    portb=0b11100000;
    VDelay_us(T0/2);
    portb=0b10101000;
    VDelay_us(T2/2);
    portb=0b00111000;
    VDelay_us(T1/2);
    portb=0b00011100;
    VDelay_us(T0/4);
}

}
}
}
}
```

I.2 Synchronisation du stator de la MADA au réseau

Après avoir présenté d'une manière détaillée la commande vectorielle en puissance de la MADA via le CCM en utilisant la commande par orientation du flux statorique associée à la technique MLI vectorielle et leur implémentation sur un dsPIC et Labview, nous allons aborder à présent la procédure de synchronisation du circuit statorique de la MADA au réseau d'une façon sécuritaire tout en respectant les norme en vigueur en la matière.

Avant d'aborder l'algorithme de synchronisation que nous avons proposé, nous allons énoncer la procédure de démarrage de la MADA avant la connexion de son stator au réseau pour commencer la production d'énergie éolienne comme suit:

1- Chargement du bus à CC via le réseau et deux convertisseurs de puissance. À ce moment là, le CCR fonctionne comme redresseur.

2- Par la suite, on applique des tensions rotoriques pour la magnétisation de la MADA jusqu'à ce que le flux statorique atteigne sa valeur nominale.

3- Lorsque le flux statorique atteigne sa valeur nominale, une tension apparaît au niveau des circuits statoriques, et la procédure de synchronisation de la MADA, qui est identique à celle de synchronisation d'un alternateur au réseau peut commencer. La synchronisation doit répondre aux critères d'égalité des amplitudes, de la fréquence, du déphasage et du bon ordre des trois phases.

Une fois la synchronisation effectuée, un couple de référence est appliquée à la MADA via le CCM, et la production de l'énergie peut commencer.

À noter que cette procédure de démarrage de la MADA commence lorsque la vitesse du vent est proche de la valeur de démarrage (cut-in) qui est autour de 4-5 m/s.

Avant de présenter notre algorithme PLL pour la synchronisation de la MADA au réseau, nous allons faire une brève revue bibliographique sur ce qui est proposé dans la littérature. L'estimation de l'amplitude, la fréquence, la pulsation et la phase instantanée d'une phase du réseau se fait par l'intermédiaire de la boucle à verrouillage de phase. À noter que la PLL est essentielle pour la détermination des angles des grandeurs statoriques et rotoriques de la MADA.

La procédure de synchronisation de la MADA a été largement décrite dans la littérature, et plusieurs méthodes ont été proposées. La figure I.17 montre la méthode conventionnelle de la PLL qui est basée sur le référentiel synchrone qui est nécessaire au calcul des angles de transformation en utilisant la méthode conventionnelle de la PLL. L'un des inconvénients de cette méthode est son utilisation de régulateurs de type PI, qui présentent des défauts dans certains cas, des insuffisances, essentiellement dans les cas où il y a des perturbations telles que les sauts d'angle de phase, de fréquence ou de tension. Une autre méthode est basée sur l'utilisation du réseau de neurone adaptatif linéaire (ADALINE), et a donné des performances meilleures par rapport aux perturbations dans le réseau décrite

précédemment. Étant donné que nous nous disposons d'une carte PCIe 6323 qui est utilisée pour l'acquisition des données et du logiciel Labview, nous avons décidé de proposer une technique de synchronisation simple mais efficace en utilisant les outils que nous possédons dans notre laboratoire.

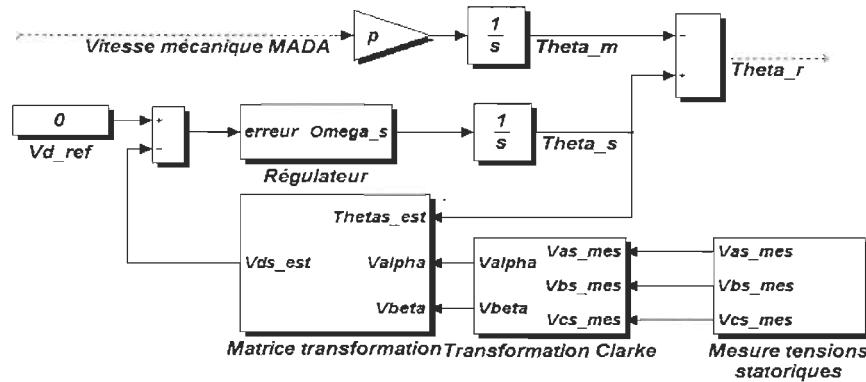


Figure I.17 Calcul des angles de transformation à l'aide de la PLL conventionnelle

Après avoir fait un bref descriptif sur les techniques de synchronisation du circuit statorique de la MADA au réseau, et présenté la procédure de démarrage de la MADA pour la production d'énergie éolienne, nous allons détailler notre algorithme de synchronisation d'une source de production décentralisée (générateur ou onduleur) au réseau, basé sur l'utilisation du logiciel Labview et la carte PCIe 6323. L'algorithme de synchronisation doit s'assurer en tout temps que les critères suivants sont respectés:

- fréquence ;
- amplitude de tension ;
- déphasage ;
- séquence de déphasage.

Pour réaliser cette technique de synchronisation, nous avons besoin d'avoir des informations sur les tensions du réseau et celles du circuit statorique de la MADA. Ainsi des capteurs de tension de type LV-20P sont utilisés. Une carte d'instrumentation qui a été construite précédemment sera utilisée, et les signaux des capteurs seront envoyés à la carte PCIe 6323, que l'algorithme de synchronisation sous Labview exploitera.

Nous utilisons le code illustré sur la figure I.18 qui permet de donner entre autres, la différence de phase, de fréquence et d'amplitude des deux signaux présents à son entrée (qu'on veut vérifier leur synchronisation).

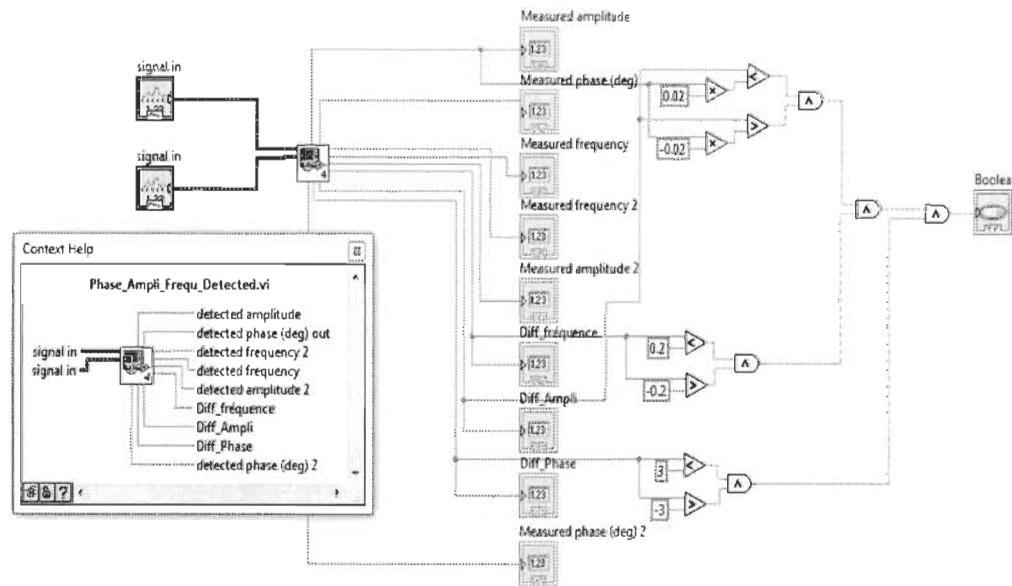


Figure I.18 Algorithme de synchronisation de deux phases

Ce programme est utilisé pour évaluer les critères de synchronisation cités plus haut, et aura comme sortie une grandeur booléenne, qui confirme ou pas la satisfaction des conditions de synchronisation des deux phases comparés (celle du réseau et celle du circuit statorique de la MADA). Nous devons agir de la même manière pour les deux autres phases du réseau et du circuit statorique. La figure I.19 schématisé l'algorithme que nous avons élaboré pour l'accomplissement de la synchronisation de la MADA au réseau électrique. La figure I.20 montre la face principale de l'algorithme de synchronisation que nous proposons. Une fois les conditions de synchronisation sont réunies, il y a un délai de 2 secondes avant que l'ordre de synchronisation, ou à l'inverse, de déconnexion, soit donné, à la sortie booléenne de l'algorithme. Cette sortie a deux niveaux, 0 et 5V qui permettent d'ouvrir ou de fermer le transistor IGBT pour l'activation ou désactivation du contacteur comme le montre la figure K.21.

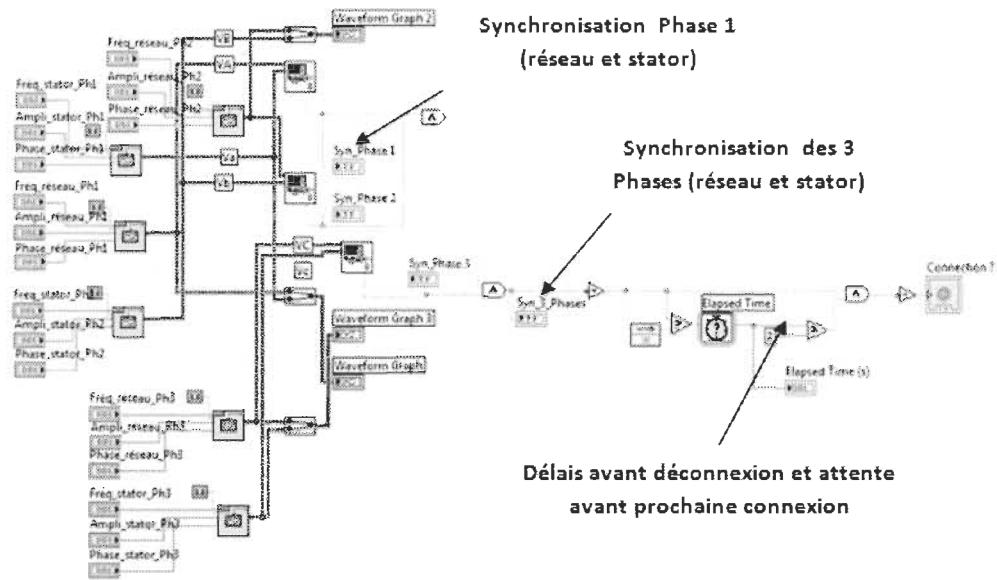


Figure I.19 Schéma descriptif de l'algorithme de synchronisation sous Labview

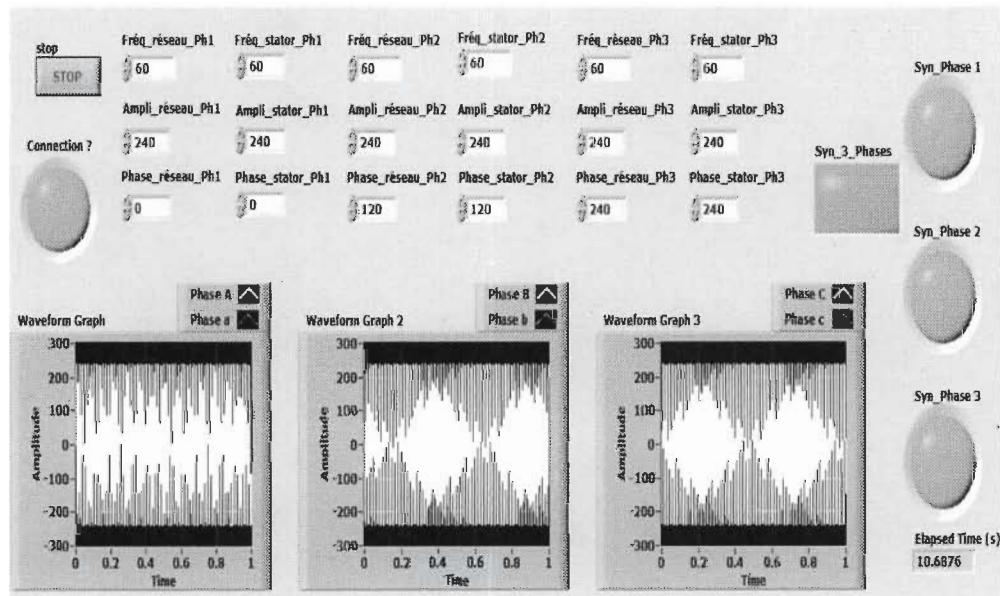


Figure I.20 Face frontale de l'algorithme de synchronisation réalisé sous Labview

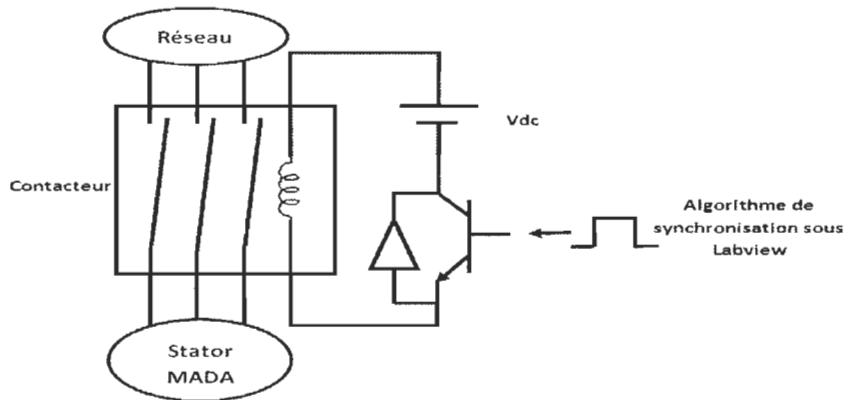


Figure I.21 Schéma du circuit de synchronisation du circuit statorique de la MADA au réseau

Par manque de temps, nous n'avons pas pu tester cet algorithme de synchronisation. Il peut constituer un travail de base pour les futurs travaux afin de réaliser la procédure de synchronisation de la MADA au réseau.

Annexe J – Présentation du MikroC

MikroC est un logiciel de programmation et de compilation pour entre autres les microcontrôleurs conçu par la société « Mikroelektronika » qui se distingue par une facilité de prise en main. MikroC est un IDE (Integrated Development Environment en anglais) puissant et incontournable grâce à sa capacité de gérer de nombreuses périphériques rencontrés dans l'industrie tels que bus I2C, SPI, bus CAN, afficheurs 7 segments et LCD, génération de signaux PWM, RS 485,etc. Ce logiciel contient plusieurs bibliothèques assez bien faites, ce qui rend son utilisation plus aisée. De plus, il existe une version gratuite mais limitée qui permet la réalisation des programmes de base pour les PIC. La figure J.1 montre l'interface de l'IDE MikroC pour la programmation des dsPIC.



Figure J.1 Interface du logiciel MikroC

C'est pour ces raisons que nous avons opté pour ce logiciel afin de programmer les microcontrôleurs pour la commande de l'émulateur éolien de notre banc d'essai. Pour plus d'information sur le compilateur MikroC: <http://www.mikroe.com/>

Après avoir effectué une présentation brève de l'interface de programmation des microcontrôleurs, nous allons donner le programme écrit pour la régulation de la vitesse de la MCC.

```
*****
***** Code dsPIC 33FJ12MC202 *****
***** Karim Belmokhtar *****
***** Émulateur d'une turbine éolien *****
***** Janvier 2014 *****
****/
```

```
// Déclaration des paramètres de l'induit du moteur à courant continu
#define Ra 1.7 // Résistance de l'induit [Ohm]
#define La 0.0298 // Inductance de l'induit [H]

// Déclaration des variables globales
long voltage_mes, current_mes, vitesse_est, Old_current;
unsigned duty;
char uart_rd;
unsigned int i;
unsigned int duty_50;
void main()
{
    // Initialisation de la variable
    Old_current = 0;
    // Initialisation du module ADC
    ADC1_Init();
    Delay_ms(100); // Attendre la stabilisation de l'initialisation du module ADC
    // Initialisation du module MLI
    duty_50 = PWM1_MC_Init(10000, 0, 0x77, 0); // Retour d'un rapport cyclique de 50%
    PWM1_MC_Set_Duty(i = duty_50, 1);
    PWM1_MC_Start();
    Delay_ms(100); // Attendre la stabilisation de l'initialisation du module MLI
    // Initialisation du UART par un module MLI
    Unlock_IOLOCK(); // unlock
    PPS_Mapping_NoLock(7, _INPUT, _U1RX); // Configurer le pin RP7 comme RX1
    PPS_Mapping_NoLock(6, _OUTPUT, _U1TX); // Configurer le pin RP6 comme TX1
    Lock_IOLOCK(); // lock
    UART1_Init(9600); // Configuration du taux de transmission des données du module UART
```

```

Delay_ms(100); // Attendre la stabilisation de l'initialisation du module UART
while(1) // Boucle infinie
{
    if(UART1_Data_Ready()) // Si une donnée est reçue via le port série
    {
        // Lecture de la valeur de la donnée envoyée par Matlab/Simulink via le port série
        uart_rd = UART1_Read(); // lecture de la donnée reçue
        // Mesure de la tension de l'induit via AN0
        voltage_mes = ADC1_Get_Sample(0); // le pin RA0 est configuré comme entrée
        voltage_mes = voltage_mes * 135/1023; // Étalonnage du capteur de tension
        // Mesure du courant de l'induit via AN1
        current_mes = ADC1_Get_Sample(1); // le pin RA1 est configuré comme entrée
        current_mes = current_mes * 41 / 1023; // Étalonnage du capteur de tension
        // Estimation de la vitesse du moteur à courant continu
        vitesse_est = (voltage_mes - (Ra * current_mes)-La*(current_mes-Old_current));
        // Envoie de la valeur de la vitesse estimée vers Matlab/Simulink via le port série
        UART1_Write(vitesse_est);
        // Adaptation de la valeur du rapport cyclique pour le dsPIC 33FJ12MC202
        duty = uart_rd * 17;
        // Limitation rapport cyclique
        if(duty > 4150) duty = 4150; // la valeur maximale du rapport cyclique est limitée à 90%
        if(duty < 200) duty = 200; // la valeur minimale du rapport cyclique est limitée à 10%
        // Déterminaion de la valeur du rapport cyclique MLI 1 du dsPIC 33FJ12MC202
        PWM1_MC_Set_Duty(duty, 1);
        // Mise à jour de la variable Old_current
        Old_current = current_mes;
    }
}
}

```