

UNIVERSITÉ DU QUÉBEC

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

COMME EXIGENCE PARTIELLE
DU DOCTORAT EN GÉNIE ÉLECTRIQUE

PAR
BEKHADA HAMANE

COMMANDE ROBUSTE D'UN AÉROGÉNÉRATEUR À BASE DE MACHINE
ASYNCHRONE À DOUBLE ALIMENTATION PILOTÉE PAR UN CONVERTISSEUR
MATRICIEL

MAI 2018

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

COMMANDE ROBUSTE D'UN AÉROGÉNÉRATEUR À BASE DE MACHINE
ASYNCHRONE À DOUBLE ALIMENTATION PILOTÉE PAR UN CONVERTISSEUR
MATRICIEL

PAR

BEKHADA HAMANE

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

Pr. Pierre Sicard, président du jury Université du Québec à Trois-Rivières

Pr. Ahmed Chériti, codirecteur de recherche Université du Québec à Trois-Rivières

Pr. Abdelhalim Sandali, évaluateur externe Université Hassan II de Casablanca, Casablanca

Dr. Serge Lefebvre, évaluateur externe École de Technologie Supérieure de Montréal

Thèse soutenue le 12 Mars 2018

Résumé

Les éoliennes à base de génératrice asynchrone à double alimentation (GADA) sont des systèmes incertains qui subissent des variations de paramètres internes de la génératrice et des caractéristiques du réseau électrique au point d'interconnexion. Ces variations (perturbations) font que les performances des contrôleurs classiques deviennent insuffisantes, d'où la nécessité de concevoir et de développer des commandes robustes.

L'idée de la robustesse est l'insensibilité du contrôleur aux variations paramétriques et/ou dynamiques non modélisées du système. Une contre-réaction peut être employée pour désensibiliser le système de commande de l'effet de l'incertitude. Cependant, des mesures seront prises en présence d'un processus réel incertain qui peut facilement entraîner l'instabilité, si l'influence de cette incertitude sur le comportement du système n'est pas prise en considération.

Aussi, l'utilisation d'un convertisseur matriciel (CM) dans le circuit rotorique de la machine ajoute une complexité supplémentaire à la commande du flux de puissance. Le CM est une structure assez récente du convertisseur direct de puissance AC/AC. Il permet d'assurer un écoulement bidirectionnel de puissance entre le réseau électrique et le système éolien. Également, il permet de contrôler la tension de sortie en fréquence grâce à une matrice d'interrupteurs de puissance bidirectionnels en courant et en tension.

Ce projet de recherche a pour objectif d'étudier, de concevoir et d'implémenter le contrôle d'un aérogénérateur basé sur une GADA connectée directement au réseau électrique

par son stator et pilotée par son rotor via un CM. Le contrôle de ce procédé de conversion d'énergie électrique devrait être robuste et découplé des puissances actives et réactives générées par le stator de la GADA afin, d'une part d'assurer de hautes performances et une meilleure exécution de la GADA et d'autre part, rendre le système insensible aux perturbations extérieures et aux variations paramétriques.

Le premier objectif de cette recherche est de concevoir un CM en utilisant la modulation de Venturini et de tester ses performances sur la charge RL, les résultats de simulations au niveau des courants et des tensions à l'entrée et la sortie du CM sont comparés avec la méthode vectorielle spatiale (SVM). Le second objectif de cette recherche est de concevoir des contrôleurs intelligents tels que le contrôleur flou de type 1 et 2 pour contrôler le courant de la charge RL. Le troisième objectif, c'est d'établir un modèle complet pour chaque élément de l'éolienne (CM, GADA et turbine) et d'appliquer des méthodes de contrôles classiques et avancées (PI, mode glissant, PI-Flou adaptatif et H infinie) afin d'analyser et comparer les performances et la robustesse du système éolien pour sélectionner celles qui offrent les meilleurs résultats.

Les performances du système éolien ont été analysées et comparées en termes de suivi de référence et de robustesse. Cette étude a été conclue par des simulations de l'ensemble du dispositif et nous avons pu ainsi constater la capacité de la GADA à intégrer dans ce genre d'application.

Avant-propos

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 Ahmed Chériti, codirecteur de thèse, du département de génie électrique et de génie informatique de l'Université du Québec à Trois-Rivières, pour son soutien moral, ses encouragements et ses précieuses orientations, qui m'ont été d'une aide précieuse.

Je tiens aussi à exprimer ma profonde gratitude et ma reconnaissance envers Dr Hicham Chaoui, de l'Université du Carleton à Ottawa, pour la confiance qu'il m'a prodiguée, pour ses encouragements continus, ainsi que pour ses conseils judicieux.

Par ailleurs, je remercie vivement professeur Pierre Sicard de l'Université du Québec à Trois-Rivières qui m'a fait l'honneur de présider le jury de ma thèse de doctorat. Je tiens aussi à présenter mes sincères remerciements au professeur Abdelhalim Sandali, de l'Université Hassan II de Casablanca, Casablanca (MAROC) et Dr Serge Lefebvre de l'institut de recherche en électricité du Québec pour leurs participations à l'évaluation scientifique de ce travail.

Je dédie cette thèse avant tout à mes chers parents, mon père qui ne cesse pas de m'encourager et qui m'a toujours soutenu, ma jolie mère symbole de sacrifice et qui est tout

pour moi, pour sa tendresse profonde. À mes frères pour leurs conseils, soutiens et encouragements. Ce travail est dédié particulièrement à mon épouse Nesrine, dont l'aide et le soutien incessant m'ont permis de mener à bien et finir ce travail de recherche. Je tiens à remercier toute ma famille, pour leurs encouragements et leurs soutiens, qui m'ont permis de devenir ce que je suis.

Enfin, je tiens à remercier tous les professeurs, le personnel du département de génie électrique et de génie informatique, et mes collègues, qui ont contribué à la réalisation de cette thèse et à toute personne ayant contribué de près ou de loin à ce travail.

Table des matières

Résumé.....	iii
Avant-propos.....	v
Table des matières.....	vii
Liste des tableaux.....	xiv
Liste des figures.....	xv
Liste des symboles.....	xxi
Liste des abréviations.....	xxvi
Chapitre 1 - Introduction générale.....	1
1.1 Problématique.....	1
1.2 Objectif du projet de recherche.....	2
1.3 Description du système étudié.....	3
1.4 Contribution de la thèse.....	4
1.5 Structure de la thèse.....	5
Chapitre 2 - État de l'art sur l'énergie éolienne et les aérogénérateurs.....	8
2.1 Introduction.....	8
2.2 Historique des aérogénérateurs.....	9

2.3	Présentation du système éolien.....	12
2.3.1	Définition de l'énergie éolienne	12
2.3.2	Types d'aérogénérateurs.....	13
2.3.3	Principales composantes des éoliennes à axe horizontal.....	16
2.4	Classification des éoliennes.....	18
2.4.1	Éoliennes à vitesse fixe	18
2.4.2	Éoliennes à vitesse variable.....	21
2.5	Conversion de l'énergie cinétique en énergie éolienne.....	23
2.5.1	Loi de BETZ.....	23
2.5.2	Modes de contrôle	27
2.6	Conversion électromécanique	29
2.6.1	Éolienne utilisant une machine asynchrone	29
2.6.2	Éolienne utilisant une machine synchrone	29
2.6.3	Éolienne utilisant des machines spéciales	30
2.6.4	Éolienne utilisant une MADA	30
2.7	Revue de la littérature du système étudié.....	38
2.8	Conclusion.....	45
Chapitre 3 - Analyse et modélisation d'un système de conversion d'énergie		
	éolienne.....	46
3.1	Introduction	46

3.2	Système de conversion d'énergie éolienne	47
3.3	Machine asynchrone à double alimentation	48
3.3.1	Description de la MADA	48
3.3.2	Fonctionnement de la MADA	49
3.4	Modélisation de la GADA.....	50
3.4.1	Hypothèses simplificatrices.....	50
3.4.2	Modèle mathématique de la GADA.....	51
3.5	Modélisation et commande de la turbine éolienne.....	58
3.5.1	Modélisation de la turbine.....	58
3.5.2	Contrôle de la turbine éolienne	61
3.5.3	Résultats de simulation.....	68
3.6	Conclusion.....	71
Chapitre 4 - Analyse et commande en boucle ouverte d'un convertisseur		
	matriciel	72
4.1	Introduction	72
4.2	Avantages et inconvénients du CM.....	73
4.3	Méthodes de modulation du CM.....	73
4.3.1	Méthode de Venturini et Alesina.....	75
4.3.2	Méthode scalaire de Roy et April.....	75
4.3.3	Méthode de modulation du vecteur spatial.....	76

4.3.4	Comparaison entre les méthodes de modulation	76
4.4	Principe de fonctionnement d'un CM	77
4.5	Interrupteurs utilisés dans le CM.....	77
4.6	Circuit de protection	79
4.7	Modélisation du CM.....	80
4.8	Modélisation du filtre d'entrée	84
4.8.1	Conception du filtre d'entrée.....	84
4.8.2	Dimensionnement du filtre d'entrée.....	87
4.8.3	Exemple de dimensionnement d'un filtre d'entrée	89
4.9	Modélisation de la charge RL	90
4.10	Principe et formulation mathématique de la méthode de Venturini....	90
4.11	Principe et formulation mathématique de la méthode de SVM	95
4.12	Résultats de simulations du CM.....	98
4.13	Conclusion.....	101
Chapitre 5 - Commande adaptative floue d'un convertisseur matriciel appliquée		
	sur une charge passive	103
5.1	Introduction	103
5.2	Contrôleur par la logique floue	104
5.2.1	Historique de la logique floue	104
5.2.2	Domaines d'application de la logique floue.....	105

5.2.3	Conception de la logique floue.....	105
5.2.4	Concepts de base de la logique floue	107
5.3	Contrôle par la logique floue.....	109
5.3.1	Commande floue de type-1.....	110
5.3.2	Commande floue de type-2	112
5.4	Application de la commande adaptative floue	116
5.5	Résultats et discussions	123
5.5.1	Performance du contrôleur sous un réseau équilibré.....	124
5.5.2	Performance du contrôleur sous un réseau déséquilibré	126
5.5.3	Performance du contrôleur sous un réseau perturbé	128
5.6	Conclusion.....	129
Chapitre 6 - Commande classique d'une GADA alimentée par un convertisseur matriciel.....		
		130
6.1	Introduction	130
6.2	Principe de contrôle à orientation flux	131
6.3	Méthode de contrôle en puissance de la GADA	133
6.3.1	Relations entre puissances statoriques et courants rotoriques..	136
6.3.2	Relations entre tensions rotoriques et courants rotoriques.....	137
6.4	Contrôle vectoriel direct des puissances	139
6.4.1	Définition générale	139

6.4.2	Contrôle direct en puissance statoriques de la GADA	139
6.5	Contrôle vectoriel indirect des puissances	141
6.5.1	Définition générale	141
6.5.2	Contrôle indirect en puissance statoriques de la GADA	141
6.5.3	Contrôle avec boucles des courants rotoriques	142
6.6	Études et analyse du contrôleur PI	143
6.6.1	Synthèse du contrôleur PI	144
6.6.2	Calcul des paramètres des contrôleurs	146
6.7	Résultats de simulation	149
6.7.1	Test de suivi de consigne	150
6.7.2	Test de robustesse des commandes	153
6.8	Conclusion	158
Chapitre 7 - Commandes avancées d'une GADA alimentée par un convertisseur		
	matriciel	159
7.1	Introduction	159
7.2	Synthèse du contrôleur mode glissant	161
7.2.1	Conception du contrôle mode glissant	162
7.2.2	Contrôle mode glissant des puissances statoriques	164
7.2.3	Contrôle mode glissant des courants rotoriques	166
7.2.4	Résultats de simulation du contrôleur mode glissant	169

7.3 Synthèse du contrôleur PI-Flou adaptatif.....	173
7.3.1 Contrôle des gains par la logique floue	173
7.3.2 Description du contrôleur PI-Flou adaptatif.....	173
7.3.3 Résultats de simulation du contrôleur PI-Flou adaptatif.....	177
7.4 Synthèse du contrôleur H infini.....	181
7.4.1 Principe du contrôleur H^∞	182
7.4.2 Théorie du contrôleur H^∞	182
7.4.3 Application du contrôleur H^∞ sur la GADA.....	192
7.4.4 Résultats de simulation du contrôleur H^∞	196
7.5 Comparaison entre l'ensemble des contrôleurs.....	202
7.6 Conclusion.....	205
Chapitre 8 - Conclusion générale.....	207
8.1 Résumé des travaux de recherche	207
8.2 Contributions originales	208
8.3 Travaux futurs et perspectives.....	210
Bibliographie.....	211
Annexe A – Publications et communications	221
Annexe B – Paramètres du système éolien	223
Annexe C – Modèle de simulation du CM	225

Liste des tableaux

Tableau 2-1	Augmentation de la taille et de la puissance des éoliennes.....	11
Tableau 2-2	Puissance éolienne mondiale (MW) et sa croissance (%).....	12
Tableau 2-3	Classification des turbines éoliennes.....	15
Tableau 4-1	Comparaison des méthodes de commande et de modulation du CM.....	77
Tableau 4-2	Configuration des interrupteurs pour la méthode SVM.....	97
Tableau 5-1	Règles floues pour les FLC type-1 et type-2.....	120
Tableau 5-2	Performances des contrôleurs.....	124
Tableau 6-1	Performances de contrôle direct et indirect.....	157
Tableau 7-1	Performances des contrôleurs PI et MG.....	172
Tableau 7-2	Base de règles pour la sortie K_{p1}	175
Tableau 7-3	Base de règles pour la sortie K_{i1}	175
Tableau 7-4	Performances des contrôleurs MG et PI-Flou adaptatifs.....	181
Tableau 7-5	Performances des contrôleurs PI-Flou adaptatifs et H_{∞}	201

Liste des figures

Figure 1-1	Schéma global du système éolien étudié.....	4
Figure 2-1	Turbine à axe vertical (Darrieus, Hélice et Windside).....	14
Figure 2-2	Turbine à axe horizontal (3 pales, 2 pales et pompage).....	15
Figure 2-3	Principales composantes d'une turbine éolienne.....	16
Figure 2-4	Principaux éléments de l'éolienne à axe horizontal.....	17
Figure 2-5	Éolienne directement connectée au réseau.....	18
Figure 2-6	Caractéristique couple/vitesse d'une machine à induction.....	19
Figure 2-7	Génération de la puissance électrique variable avec des pales fixes et décrochage aérodynamique.....	19
Figure 2-8	Génération à puissance électrique constante (orientation des pales).....	20
Figure 2-9	Exemple de caractéristique mesurée d'une éolienne à puissance constante.....	21
Figure 2-10	Éoliennes à vitesse variable.....	21
Figure 2-11	Caractéristique de la puissance produite en fonction de la vitesse mécanique.....	22
Figure 2-12	Puissance optimale mesurée en fonction de la vitesse du vent ..	23
Figure 2-13	Tube du courant d'air autour d'une éolienne.....	24
Figure 2-14	Coefficient de puissance.....	25
Figure 2-15	Coefficient de puissance pour différents types d'éoliennes.....	26
Figure 2-16	Caractéristiques de la puissance éolienne en fonction de la vitesse de rotation.....	27
Figure 2-17	Contrôle par décrochage aérodynamique.....	28

Figure 2-18	Contrôle par variation du calage des pales	28
Figure 2-19	Coefficient de puissance pour différents angles de calage	29
Figure 2-20	Modes opérationnels de la MADA	32
Figure 2-21	MADA à double stator	34
Figure 2-22	MADA Brushless	35
Figure 2-23	GADA avec convertisseur AC/DC/AC	36
Figure 2-24	GADA avec convertisseur matriciel AC/AC	37
Figure 2-25	Puissance produite par la turbine.....	37
Figure 2-26	Puissance produite par la MADA en fonction de la vitesse du vent	38
Figure 3-1	Schéma global du système de conversion d'énergie éolienne	48
Figure 3-2	Machine asynchrone à double alimentation (MADA)	49
Figure 3-3	Modèle de Park de la MADA.....	53
Figure 3-4	Représentation de la GADA dans le repère biphasé	53
Figure 3-5	Circuit équivalent de la GADA dans le repère dq.....	55
Figure 3-6	Conversion de l'énergie cinétique en énergie mécanique.....	58
Figure 3-7	Modèle mécanique de la turbine	60
Figure 3-8	Schéma bloc de la modélisation de la partie mécanique de l'éolienne	61
Figure 3-9	Domaines de fonctionnement d'un aérogénérateur à vitesse variable	62
Figure 3-10	MPPT sans contrôle de vitesse de rotation.....	64
Figure 3-11	MPPT avec contrôle de vitesse de rotation	66
Figure 3-12	C_p en fonction de λ pour $\beta= 2^\circ$	66
Figure 3-13	Schéma bloc d'un système contrôlé par un PI pour la vitesse de rotation.....	67
Figure 3-14	Profil du vent appliqué	68

Figure 3-15	Résultats de la MPPT sans contrôle de vitesse de rotation	69
Figure 3-16	Résultats de la MPPT avec contrôle de vitesse de rotation	70
Figure 4-1	Schéma de principe d'un convertisseur matriciel.....	74
Figure 4-2	Méthodes de modulation et de commande des convertisseurs matriciels	76
Figure 4-3	Interrupteurs bidirectionnels.....	78
Figure 4-4	Structures d'interrupteurs bidirectionnels à 2 IGBT et diodes en série	78
Figure 4-5	Schéma de principe d'un CM avec un circuit de protection (Clamping).....	80
Figure 4-6	Exemple de chronogramme du fonctionnement des interrupteurs.....	83
Figure 4-7	Schéma de principe d'un filtre d'entrée par phase	85
Figure 4-8	Diagramme de Bode pour un filtre d'entrée RLC (sans charge).86	
Figure 4-9	Obtention des instructions logiques X et Y	94
Figure 4-10	Vecteurs spatiaux de la tension de sortie et des courants d'entrée.....	96
Figure 4-11	Établissement des signaux de commutation.....	98
Figure 4-12	Résultats de simulations de la méthode de Venturini.....	99
Figure 4-13	Résultats de simulations de la méthode de SVM	100
Figure 5-1	Schéma de principe d'un FLC	106
Figure 5-2	Fonction d'appartenance de base	107
Figure 5-3	Bloc-diagramme du système flou type-1	110
Figure 5-4	Bloc-diagramme du système flou type-2.....	113
Figure 5-5	Circuit du convertisseur matriciel direct	117
Figure 5-6	Référence du courant.....	117
Figure 5-7	Schéma de principe du contrôleur adaptatif flou.....	118
Figure 5-8	Fonctions d'appartenances : (a) type-1 ; (b) type-2	120

Figure 5-9	Structure de la commande adaptative par la logique floue	121
Figure 5-10	Tension triphasée du réseau: (a) équilibré; (b) déséquilibré et (c) perturbé.....	123
Figure 5-11	Résultats de simulation du CM sous un réseau équilibré.....	125
Figure 5-12	Résultats de simulation du CM sous un réseau déséquilibré....	127
Figure 5-13	Résultats de simulation du CM sous un réseau perturbé.....	128
Figure 6-1	Schéma de principe du découplage de la MADA par analogie avec MCC	132
Figure 6-2	Orientation du flux statorique sur l'axe direct	134
Figure 6-3	Structure de contrôle par orientation du flux statorique.....	138
Figure 6-4	Schéma bloc de contrôle direct des puissances actives et réactives.....	140
Figure 6-5	Schéma synoptique du contrôle vectoriel direct.....	141
Figure 6-6	Schéma bloc de contrôle indirect des puissances et des courants	143
Figure 6-7	Schéma synoptique du contrôle vectoriel indirect	143
Figure 6-8	Schéma de la fonction de transfert avec le contrôle direct.....	144
Figure 6-9	Schéma fonctionnel du contrôle indirect.....	146
Figure 6-10	Schéma fonctionnel d'un système contrôlé par un PI pour les puissances	147
Figure 6-11	Schéma fonctionnel d'un système contrôlé par un PI pour les courants	148
Figure 6-12	Référence des puissances active et réactive	150
Figure 6-13	Résultats de test de suivi de consigne du contrôle direct de la GADA	150
Figure 6-14	Résultats de test de suivi de consigne du contrôle indirect de la GADA	151
Figure 6-15	Résultats de test de robustesse du contrôle direct de la GADA	154

Figure 6-16	Résultats de test de robustesse du contrôle indirect de la GADA	155
Figure 6-17	Écart sur les puissances actives et réactives pour les deux stratégies	157
Figure 7-1	Modes de trajectoire dans le plan de phase	161
Figure 7-2	Contrôle mode glissant appliqué aux systèmes à structure variable	164
Figure 7-3	Schéma de commande de la GADA par des contrôleurs mode glissant	168
Figure 7-4	Résultats de test de suivi de consigne du contrôleur MG de la GADA	169
Figure 7-5	Résultats de test de robustesse du contrôleur MG de la GADA	171
Figure 7-6	Schéma bloc d'adaptation du contrôleur PI-Flou	173
Figure 7-7	Bloc-diagramme interne du contrôleur PI avec les sorties FLC	173
Figure 7-8	Fonctions d'appartenance des variables du contrôleur	174
Figure 7-9	Contrôleur PI-Flou adaptatif pour le contrôle des puissances statoriques	176
Figure 7-10	Contrôleur PI-Flou adaptatif pour le contrôle des courants rotoriques	176
Figure 7-11	Schéma de commande de la GADA par des contrôleurs PI-Flou adaptatifs	177
Figure 7-12	Résultats de test de suivi de consigne du contrôleur PI-Flou adaptatif de la GADA	178
Figure 7-13	Résultats de test de robustesse du contrôleur PI-Flou adaptatif de la GADA	179
Figure 7-14	Schéma bloc d'un système avec boucle du contrôle H_∞	183
Figure 7-15	Représentations des incertitudes structurées et non structurées	185
Figure 7-16	Forme standard d'un système avec incertitudes	186

Figure 7-17	Forme standard de la commande H_∞	187
Figure 7-18	Système $G(p)$ contrôlé par $K_\infty(p)$ avec perturbation à l'entrée	189
Figure 7-19	Système $G(p)$ avec des filtres de pondérations	190
Figure 7-20	Schéma du contrôle robuste H_∞ des puissances statoriques	192
Figure 7-21	Schéma du contrôle robuste H_∞ des courants rotoriques.....	193
Figure 7-22	Schéma de commande de la GADA par des contrôleurs H_∞ ...	195
Figure 7-23	Réponse fréquentielle du système nominal avec les incertitudes structurées.....	196
Figure 7-24	Réponse fréquentielle : S ; T ; SG ; $K_\infty S$ pour les puissances statoriques.....	197
Figure 7-25	Réponse fréquentielle : S' ; T' ; $S'G'$; $K_\infty S'$ pour les courants rotoriques.....	197
Figure 7-26	Diagramme de Bode pour les deux contrôleurs K_∞ et K_∞'	198
Figure 7-27	Résultats de test de suivi de consigne du contrôleur H_∞ de la GADA	198
Figure 7-28	Résultats de test de robustesse du contrôleur H_∞ de la GADA	200
Figure 7-29	Comparaison entre les réponses des différents contrôleurs PI, MG, PI-Flou adaptatif et H_∞ (Test de suivi de consigne).....	202
Figure 7-30	Comparaison entre les réponses des différents contrôleurs PI, MG, PI-Flou adaptatif et H_∞ (Test de robustesse).....	203
Figure 7-31	Comparaison entre les réponses différents contrôleurs dans le régime transitoire (Test de suivi de consigne).....	204
Figure 7-32	Comparaison entre les réponses différents contrôleurs dans le régime transitoire (Test de robustesse).....	204
Figure 7-33	Comparaison entre les écarts sur les puissances statoriques pour les différents contrôleurs (Test de suivi de consigne)	205

Liste des symboles

A	Surface balayée par le rotor de l'éolienne
C_f	Condensateur du filtre d'entrée
C_{em}, C_r, C_{fv}	Couple électromagnétique, couple résistant et couple de frottement
C_{mg}	Couple mécanique disponible sur l'arbre du générateur
C_p	Coefficient de puissance de l'éolienne
C_t	Couple de la turbine
d	Signal de perturbation
e	Erreur de suivi
F	Force exercée sur les pales d'une éolienne à incidence variable
f_{sw}	Fréquence de commutation
f_s, f_r	Fréquence statorique et rotorique
$F_1(P, K_\infty)$	Transformation fractionnaire linéaire
f_v	Coefficient de frottements visqueux de la machine
g	Glissement d'une machine asynchrone
G	Gain du multiplicateur
$G(p)$	Fonction de transfert du système nominal
$\ G(p)\ _\infty$	Norme ∞ d'une fonction de transfert du système nominal
$i = \{A, B, C\}$	Indices d'entrée du CM
I_A, I_B, I_C	Courants d'entrée du CM
I_a, I_b, I_c	Courants de sortie du CM

i_{ec}	Vecteur de courants d'entrée du CM
i_{mes}	Courant mesuré
$i_{réf}$	Courant référence
$I_{fAN}, I_{fBN}, I_{fCN}$	Courants d'entrées du filtre d'entrée
i_{sc}	Vecteur de courants de sortie du CM
I_{sabc}, I_{rabc}	Courants triphasés statoriques et rotoriques
I_{sdq}, I_{rdq}	Courants statoriques et rotoriques diphasés dans un repère tournant
I_{rd}, I_{rq}	Courants rotoriques mesurés
I_{rd}^*, I_{rq}^*	Courants rotoriques de références
I_{ecm}	Courant efficace d'entrée du CM
$j = \{a, b, c\}$	Indices de sortie du CM
J	Moment d'inertie de l'éolienne
J_m	Moment d'inertie de la machine
J_t	Moment d'inertie de la turbine
k_e	Secteur du courant d'entrée
k_s	Secteur de la tension de sortie
K_p, K_i	Gains proportionnel et intégral du contrôleur PI
$K_\infty(p)$	Fonction de transfert du correcteur
L_{ch}	Inductance de la charge RL
L_f	Inductance du filtre d'entrée
L_s, L_r	Inductances cycliques statorique et rotorique
L_m	Inductance mutuelle cyclique stator-rotor
m	Masse d'air traversant le rotor éolien
$m_{ij}(t)$	Rapport cyclique (Venturini) du CM

M	Matrice de modulation (Venturini) du CM
M^T	Matrice transposée de M (Venturini) du CM
p	Opérateur de Laplace
P	Nombre de paires de pôles de la machine
$P(p)$	Fonction de transfert du système augmenté
P_{mt}	Puissance théorique maximale extractible d'un vent
P_{mg}	Puissance mécanique disponible sur l'arbre de la génératrice
$[P(\theta)]$	Matrice de Park
$[P(\theta)]^{-1}$	Matrice inverse de Park
P_m	Puissance mécanique d'entraînement
P_{aero}	Puissance mécanique disponible sur l'arbre d'un aérogénérateur
P_n	Puissance nominale
P_s, Q_s	Puissances actives et réactives statoriques mesurées
P_r, Q_r	Puissances actives et réactives rotoriques
P_s^*, Q_s^*	Puissances actives et réactives statoriques de références
q	Gain de rapport entre la tension d'entrée et sortie
r	Signal d'entrée
R	Rayon du rotor éolien
R_{ch}	Résistance de la charge RL
R_f	Résistance du filtre d'entrée
R_s, R_r	Résistance d'une phase statorique et rotorique
s	Modèle de référence
S_{ij}	Nombre des interrupteurs du CM
S	Matrice de transfert instantanée

S^T	Matrice transposée de S du CM
$S(p), T(p)$	Fonction de sensibilité, fonction de sensibilité complémentaire
T_{seq}	Période de commutation du CM
T_s	Temps de commutation
$t_{ij}(t)$	Durée de conduction (Venturini) du CM
U, U^{eq}, U^n	Grandeur de commande, grandeur commande équivalente, terme de commutation de commande
v	Vitesse du vent
V_1, V_2	Vitesse du vent respectivement en amont et en aval de l'éolienne
V_{AN}, V_{BN}, V_{CN}	Tensions d'entrée du CM
V_{an}, V_{bn}, V_{cn}	Tensions de sortie du CM
$V_{fAN}, V_{fBN}, V_{fCN}$	Tensions d'entrées du filtre d'entrée
V_{ec}	Vecteur de tension d'entrée du CM
V_{ecm}	Tension efficace d'entrée du CM
V_{sc}	Vecteur de tension de sortie du CM
$V(x)$	Fonction de Lyapunov
V_s	Module du vecteur tension statorique
V_r	Module du vecteur tension rotorique
V_{sabc}, V_{rabc}	Tensions triphasées statoriques et rotoriques
V_{sdq}, V_{rdq}	Tensions statoriques et rotoriques diphasées dans un repère tournant
w_p, w_u, w_t	Fonction de pondération
W	Entrées exogènes (Commandes, perturbations et bruit)
X^d	Grandeur désirée
X	Variable d'état de la grandeur commandée
y	Signal de sortie

z	Sorties exogènes à superviser
β	Angle de calage des pales d'une éolienne
ϵ	Intégrale d'erreur de la somme au carré
ρ	Densité de l'air
Ψ_{sabc}, Ψ_{rabc}	Flux triphasés statoriques et rotoriques
Ψ_{sdq}, Ψ_{rdq}	Flux statoriques et rotoriques diphasés dans un repère tournant
φ_{ec}	Déphasage entre le courant et la tension à l'entrée du CM
φ_{sc}	Déphasage entre le courant et la tension à la sortie du CM
$\theta_s, \theta_r, \theta_{sl}$	Angles relatifs aux pulsations : statorique, rotorique, de glissement
$\Omega_{méc}$	Vitesse mécanique
Ω_r, Ω_s	Vitesse de rotation de la machine, vitesse de synchronisme en rad/sec
$\omega_s, \omega_r, \omega_{sl}$	Pulsations électriques des grandeurs statoriques, rotoriques, de glissement
ω_{ec}	Pulsation d'entrée du CM
ω_{sc}	Pulsation de sortie du CM
$\delta_0, \delta_1, \delta_2, \delta_3, \delta_4$	Durées de temps d'activation (SVM)
$\delta(X)$	Surface de mode glissant
$\sigma_i(j\omega)$	Valeur singulière
$\Delta(p)$	Incertitudes de modélisation

Liste des abréviations

Acronymes	Significations
AC/DC/AC	Alternatif/Continu/Alternatif
AC/AC	Alternatif/Alternatif
CM	Convertisseur matriciel
CMG	Contrôleur par mode glissant
CSV	Commande à structure variable
DOF1	Un degré de liberté
DSP	Processeur de signal numérique
DTC	Contrôle direct du couple
ESC	Erreur de la somme au carré
f.e.m	Force électromotrice
f.m.m	Force magnétomotrice
FLC	Contrôleur par la logique floue
FLS	Système de la logique floue
FLST1	Système logique flou de type-1
FLST2	Système logique flou de type-2
GADA	Génératrice asynchrone à double alimentation
GAS	Génératrice asynchrone
HAWT	Aérogénérateurs à axe horizontal
H_{∞}	H infinie
IGBT	Transistors bipolaires à gâchette isolée

LFT	Transformation fractionnaire linéaire
MADA	Machine asynchrone à double alimentation
MAS	Machine asynchrone
MCC	Machine à courant continu
MC	Mode de convergence
MG	Mode glissant
MIMO	Système multivariable
MLI	Modulation de largeur d'impulsions
MPPT	Extraction de maximum d'énergie du vent
MRP	Mode du régime permanent
MS	Machine synchrone
MOSFET	Transistor à effet de champ à oxyde métallique à semi-conducteur
N/A	Numérique/Analogique
PA	Pourcentage d'amélioration
PI	Proportionnel intégral
PID	Proportionnel intégral dérivé
PSO	Optimisation par essaim particulaire
SISO	Système monovariable
SPS	SimPowerSystems
SVM	Modulation de vecteur spatial
THD	Taux de distorsion harmonique
VAWT	Aérogénérateurs à axe vertical

Chapitre 1 - Introduction générale

Au cours des dernières décennies, l'énergie éolienne est devenue la source d'énergie renouvelable qui connaît la croissance la plus rapide dans le monde ; cette énergie est propre et non polluante [1-2]. Aujourd'hui, la plupart des éoliennes sont équipées d'une génératrice asynchrone à double alimentation (GADA) associée à un convertisseur indirect AC/DC/AC pour extraire l'énergie cinétique du vent et la convertir en énergie électrique [1-2]. Le convertisseur AC/DC/AC est installé entre le rotor de la GADA et le réseau électrique afin de contrôler la vitesse de rotation de la turbine et par conséquent la puissance générée [3-4, 19].

1.1 Problématique

Le convertisseur AC/DC/AC a un bus continu « DC-link » qui augmente le poids total et la taille du convertisseur [5]. Ce bus continu représente un système supplémentaire dont le but est d'assurer la continuité de puissance pour la connexion au réseau : ce qui a pour conséquences une augmentation des pertes, du coût et une diminution de la durée de vie du système éolien [5]. Pour pallier à ces inconvénients, on peut utiliser un convertisseur matriciel (CM), qui est en mesure d'effectuer une conversion directe AC/AC sans liaison DC-link et d'extraire un maximum d'énergie éolienne. Le convertisseur matriciel est une structure récente du convertisseur direct de puissance AC/AC [1, 5-6]. Il permet d'assurer un écoulement bidirectionnel de puissance entre le réseau et le récepteur et de commander la tension de sortie en fréquence grâce à une matrice des interrupteurs de puissance

bidirectionnels en courant et en tension reliant n phases d'entrée à m phases de sortie ($n \times m$: nombre interrupteurs bidirectionnels) [1, 6]. Par conséquent, le convertisseur matriciel triphasé nécessite neuf interrupteurs bidirectionnels [1, 6-7].

Aussi, l'aérogénérateur du type GADA est un système incertain, est insensible aux variations paramétriques et aux perturbations extérieures qui nécessite une méthode de contrôle robuste qui autorisera d'utiliser le convertisseur matriciel afin de compenser n'importe quelle perturbation des courants qui pourraient être occasionnée par une charge non linéaire connectée au réseau. Le but de ce contrôle est de remédier aux problèmes de perturbations imposés au système éolien par la variation de ses paramètres internes et par les perturbations provenant du réseau électrique et de protéger ce système contre l'échauffement excessif du générateur, des défauts électriques et des vitesses du vent très élevées. Cette méthode de contrôle permettra d'augmenter la fiabilité, d'améliorer le rendement énergétique et de limiter le stress mécanique sur l'arbre de la turbine.

1.2 Objectif du projet de recherche

L'objectif principal de cette thèse est de concevoir et implémenter une commande robuste pour une GADA alimentée par CM pour améliorer le rendement, la production de l'énergie électrique, assurer de hautes performances et une meilleure exécution de la commande de la GADA. Nos objectifs principaux peuvent être résumés dans les points suivants :

- La modélisation de la GADA, la turbine éolienne et le contrôle de la partie mécanique par les commandes MPPT classiques ;
- La modélisation et le contrôle du convertisseur matriciel direct AC/AC en boucle ouverte et fermée pour estimer les paramètres de performance, tel que le le taux de

distorsion harmonique (THD) des courants d'entrée et de sortie, afin déduire la meilleure méthode de modulation ;

- L'établissement d'un modèle pour le contrôle indépendant des puissances statoriques et des courants rotoriques de la GADA basé sur l'orientation du flux statorique ;
- La conception d'un contrôle direct et indirect par orientation du flux statorique de la GADA dont le but est de découpler les puissances actives et réactives générées par le stator de la génératrice ;
- La synthèse de plusieurs contrôleurs pour commander les puissances statoriques et les courants rotoriques de la GADA, en exploitant des approches classiques et avancées :
 - La méthode linéaire classique basée sur le contrôleur PI ;
 - La méthode non linéaire basée sur le contrôleur mode glissant (CMG) ;
 - La méthode non linéaire basée sur le contrôleur hybride PI-Flou adaptatif ;
 - La méthode non linéaire basée sur le contrôleur robuste H infini (H_{∞}).

1.3 Description du système étudié

Le système analysé dans notre thèse est composé de trois parties (Figure 1-1) :

- Un convertisseur matriciel ;
- Un aérogénérateur à vitesse variable utilisant une génératrice asynchrone à double alimentation pilotée par le rotor ;
- Un multiplicateur de vitesse et une turbine éolienne à trois pales.

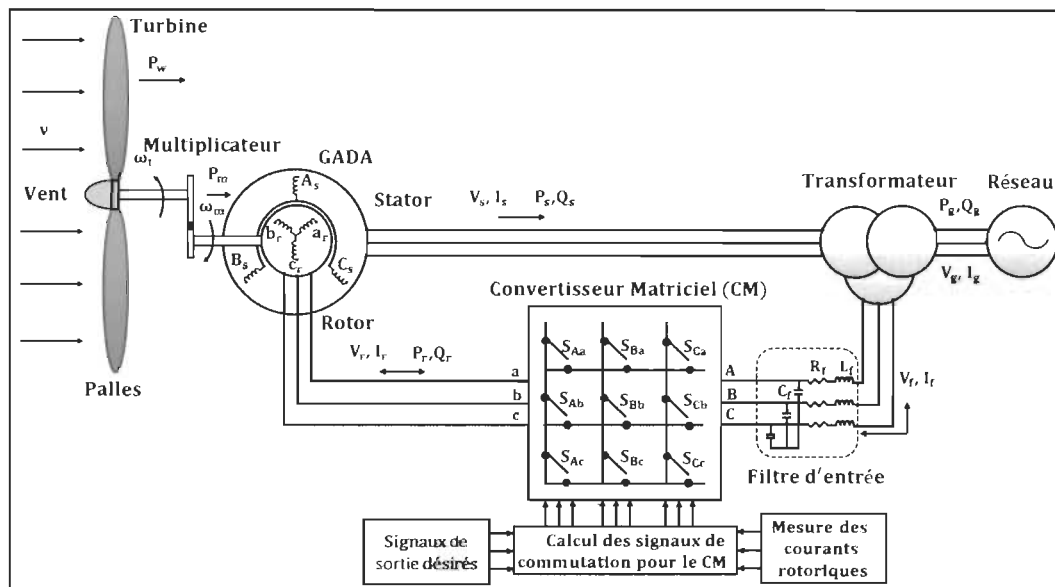


Figure 1-1 Schéma global du système éolien étudié

Notre méthodologie de recherche se base sur une étude bibliographique approfondie afin de connaître les travaux existants, de mieux cerner la problématique de recherche et de réaliser une commande d'un aérogénérateur à vitesse variable en utilisant une GADA pilotée par un CM via son rotor. Les objectifs de la commande de l'aérogénérateur sont : avoir une bonne qualité de l'onde de tension et des courants, diminuer les charges mécaniques subies par le train de puissance, avoir un rendement énergétique et implémenter des algorithmes de commande robustes [8].

1.4 Contribution de la thèse

Les contributions originales de mes travaux de thèse dont la plupart ont fait l'objet de valorisation à travers des publications dans des revues scientifiques et des conférences internationales peuvent être résumées dans ce qui suit :

- Le développement des lois de commandes du CM basées sur la logique floue de type 1 et 2, cette méthode est l'une des premières tentatives de conception et de mise

en œuvre d'une architecture de contrôle de la logique floue adaptative type 1 et 2 pour les convertisseurs matriciels [10] ;

- L'établissement d'un modèle pour la commande indépendante des puissances statoriques et des courants rotoriques de la GADA basé sur l'orientation du flux statorique en prenant en compte la résistance de phase du stator piloté par un convertisseur matriciel [11] ;
- La conception des lois de commandes du système éolien basées sur le mode glissant, la logique floue [12] et la commande robuste H^∞ : une commande en mode glissant basée sur le choix d'une surface de glissement, une commande PI-Flou adaptative classée comme un outil d'intelligence artificielle et un contrôleur robuste basé sur la méthode de synthèse H^∞ à un degré de liberté (DOF1).
- Élaboration des stratégies de commandes qui montrent la stabilité du système, les robustesses vis-à-vis des variations paramétriques et les perturbations au niveau du réseau [9, 12].

1.5 Structure de la thèse

La présente thèse décrit une étude sur l'utilisation des machines de type asynchrone dans un système éolien piloté par un convertisseur matriciel. Le travail dans le cadre de cette thèse de doctorat couvrira les aspects concernant le choix de la configuration de la GADA, l'analyse et le contrôle du CM et la simulation du système de conversion sous l'environnement Matlab/Simulink/SimPowerSystems, au cours de cette thèse, nous allons présenter toutes les étapes à franchir pour parvenir à ces résultats. Dans ce contexte, notre thèse est structurée en sept chapitres comme suit :

Le chapitre 2 fera une description sur l'énergie éolienne, quelques notions principales au sujet de la technologie éolienne, les différents types d'éoliennes à axe horizontal et vertical et les caractéristiques technologiques des éoliennes. Après, nous allons présenter les génératrices adaptées avec le système éolien pour différents types et les différentes topologies des convertisseurs de puissance associés à une éolienne. On termine par un état de l'art sur les travaux relatifs à l'application du CM dans le domaine de l'énergie éolienne, en utilisant une GADA.

Dans le chapitre 3, le modèle du système de conversion éolienne basé sur l'utilisation d'une machine asynchrone à double alimentation (MADA) sera étudié et modélisé dans le but de réaliser une commande indépendante des puissances actives et réactives.

Dans le chapitre 4, le convertisseur matriciel sera étudié, modélisé et simulé. Différentes méthodes de contrôle par modulation seront analysées dans le but d'avoir un taux de distorsion harmonique réduit et un facteur de puissance unitaire à l'entrée et la sortie du CM. Des stratégies de modulations (Venturini, Vecteur spatial) seront réalisées et appliquées au CM. Pour évaluer les performances de ces techniques de modulation, une étude comparative de l'association CM-Charge RL a été faite par des simulations sous l'environnement Matlab en utilisant les deux méthodes Venturini et la modulation du vecteur spatial (SVM).

Dans le chapitre 5, un contrôle en boucle fermée du CM sera réalisé avec des contrôleurs adaptatifs flous de type 1 et 2 avec la modulation de Venturini, dont le but est de montrer les performances du CM avec ces contrôleurs.

Le chapitre 6 présente une stratégie du contrôle en puissance active et réactive statorique appliquée à la GADA, il sera alors possible de donner des valeurs de consignes indépendantes pour la puissance active et la puissance réactive, ceci nous offre la possibilité de régler en permanence la valeur de la puissance réactive que la génératrice va fournir au réseau.

Dans le chapitre 7, nous mettrons en œuvre le contrôle vectoriel basé sur trois contrôleurs de conception différente (un contrôleur mode glissant, un contrôleur PI-Flou adaptatif et un contrôleur H^∞) afin de répondre aux exigences de performances du système éolien et de résister aux changements d'environnement : perturbations ou bruits. Les performances de robustesse des contrôleurs seront étudiées et analysées par des simulations afin de garantir une robustesse et une stabilité du système avec un suivi de consigne souhaitée.

Enfin, le travail finit par une conclusion générale du travail réalisé ainsi que par quelques recommandations de travaux futurs.

Chapitre 2 - État de l'art sur l'énergie éolienne et les aérogénérateurs

2.1 Introduction

Dans cette première partie, nous passerons en revue les connaissances de base de l'énergie éolienne, l'historique ainsi que les technologies existantes nécessaires à la réussite de ce travail. Aussi, nous étudierons les technologies d'éoliennes, plus particulièrement et en détail celle avec la GADA. Enfin, nous allons faire un état de l'art sur les travaux qui ont retenus notre attention où nous proposons pour chacun de ces travaux un résumé en tenant compte la stratégie de commande adoptée à la GADA associée à un convertisseur matriciel et les résultats obtenus.

La technologie des énergies éoliennes a commencé son développement depuis l'apparition du moulin à vent [2] et dans la fin des années 1800 et les débuts 1900 où il y avait des éoliennes sans pales profilées qui ont connues des grands succès. Cependant, c'est vers la fin du 19ème siècle que des véritables concepts d'éoliennes à pales profilées ont été exploités avec réussite pour produire de l'électricité [4, 13]. Beaucoup des techniques sont exploitées pour extraire l'énergie du vent et les structures des capteurs sont de plus en plus adéquates [13]. Malgré les spécifications techniques mécaniques de l'éolienne, l'application de la transformation de l'énergie mécanique en énergie électrique est assez grande. Une fois de plus, plusieurs systèmes subsistent et pour la quasi-totalité, ils se servent de génératrices synchrones et asynchrones [4].

Les techniques de contrôle de ces éoliennes et leurs possibilités de se connecter aux réseaux nécessitent de capter un maximum d'énergie sur un intervalle de variation de vitesse du vent le plus grand possible, ceci avec l'objectif de conforter la rentabilité des éoliennes [2]. La machine asynchrone à double alimentation avec rotor bobiné a un stator triphasé semblable à celui des machines asynchrones traditionnelles et un rotor renfermant aussi un bobinage triphasé accessible par trois bagues dotées de contacts glissants [1]. Ce genre de machine est employé en tant que génératrice dans la majorité des centrales éoliennes, parce qu'il permet d'avoir une grande production d'énergie électrique [2]. Incorporée à l'intérieur d'un système éolien, la GADA offre la possibilité de fonctionner sur une importante large plage de vitesses du vent, et d'extraire le plus de puissance disponible, pour chaque vitesse du vent [2, 14].

2.2 Historique des aérogénérateurs

Le vent causé par l'action de l'atmosphère contient une quantité importante d'énergie, les moulins à vent ont été employés durant plusieurs centaines d'années à capturer une partie de cette énergie pour réaliser différents travaux pratiques essentiels [2]. Les moulins à vent à axe vertical sont apparus les premiers. Ils ont été utilisés dans les montagnes d'Afghanistan pour moulin des grains à partir du 7^{ème} siècle avant Jésus Christ [15]. Ce genre de moulins est composé d'un arbre et des lames horizontales fonctionnant dans l'axe vertical. Les moulins à vent à axe horizontal se sont diffusés via les pays méditerranéens et les pays d'Europe centrale [2]. Le premier moulin à vent à axe horizontal est produit en Angleterre vers 1180, en France en 1190, en Allemagne en 1222 et au Danemark en 1259 [15]. Dans les pays européens, les performances des moulins à vent ont en permanence améliorée entre

le 12^{ème} et le 19^{ème} siècle. Vers 1800, il y avait près 20000 moulins à vent en France et en Hollande où 90% de l'énergie employée dans les entreprises provenait du vent [15].

En outre, en 1870 il y a eu l'apparition des premières éoliennes multi-pales aux États-Unis [15]. Elles conquéraient toute l'Amérique et l'Europe, en 1876, où elles s'installaient donc, via l'appellation de moulin américain [15]. Il est évident que les moulins à vent ont vécu des grands succès dans le passé. Ils ont offert à l'humanité l'énergie mécanique qui manquait autrefois, à la conception de leurs projets [2]. Mais avec la création de la machine à vapeur, du moteur à déflagration et du moteur diesel, l'extension d'électricité, leur utilisation est négligée et toujours délaissée [2]. L'emploi du vent s'avère par conséquent de plus en plus abandonné et son futur sera très compromis [2].

Vers le 19^{ème} siècle, il y a eu l'apparition des moulins à vent sur le territoire européen de 20 à 30 mètres de diamètre [15]. Ces derniers étaient exploités pas uniquement pour moudre les grains, également pour le pompage d'eau [15]. L'industrialisation a mené à la suppression successive des moulins à vent, bien qu'en 1904 l'énergie éolienne produisait toujours 11% de l'énergie éolienne en Hollande et l'Allemagne il y avait plus de 18000 unités installées [2, 15].

Néanmoins l'histoire réserve de temps en temps des surprises, parce que suite à la crise pétrolière de 1974, avec la réduction du stock international en hydrocarbure et notamment la peur d'une pollution de surcroît supplémentaire envahissante et dévastatrice pour la nature, l'énergie éolienne revient au principal plan des dernières technologies et connaît une progression rapide [15]. On cherche notamment à s'en servir pour produire de l'énergie électrique suivant le principe exploité dans toutes les centrales électriques conventionnelles [17]. Ensuite la demande internationale d'éoliennes connaît un développement rapide depuis

une quinzaine d'années ; la quasi-totalité de la sollicitation découle du problème d'aménager des centrales électriques se servant de combustibles « moins polluants » [2]. On aménage actuellement des parcs à éoliennes produisant des dizaines de mégawatts [15].

Le tableau 2-1 représente le développement de la taille et la puissance des éoliennes entre 1980 et 2015 pour les éoliennes en mer qui ont les plus grands modèles.

Tableau 2-1 Augmentation de la taille et de la puissance des éoliennes

Année	Puissance (kW)	Diamètre des pales (m)
1980	75	17
1990	300	30
1995	750	50
2000	1500	70
2005	1800	80
2010	3000	100
2015	5000	150

Source : <http://www.journal-eolien.org/tout-sur-l-eolien/les-principales-technologies-eoliennes/>

Durant la décennie écoulée, la capacité de production d'une éolienne d'électricité est passée d'approximativement 100 kW à 2 MW ou plus [15, 17]. Entre 1995 et la fin de 2003, il y a eu une augmentation de 76% de connexions éoliennes aux réseaux électriques en Europe [2, 15]. Les pays les plus avancés et connus dans l'énergie éolienne sont : l'Allemagne avec une capacité installée de 14609 MW, le Danemark 3110 MW, l'Espagne 6202 MW, la Hollande 912 MW et le reste des pays européens 3873 MW [15]. Le potentiel installé aux États-Unis et au Canada est de 6677 MW, l'Amérique latine et centrale est de 139 MW, dans les pays asiatiques 3034 MW, sur le continent africain et dans les pays du golfe 150

MW [1, 15, 17]. Dans les pays scandinaves, les systèmes d'énergie éolienne offshore ont été élaborés. D'immenses centrales éoliennes produisent de l'électricité, avec un tarif concurrentiel à celui de l'énergie produite par les centrales classiques [17].

Pour ces dernières années, la production mondiale d'électricité en 2015 est estimée à 3,4 % ; pour le 2016 a été évaluée à 3,9 % [47]. La puissance d'installation éolienne a progressé de 12,7 % en 2017, la Chine a installé à elle seule 19,5 GW, soit 37 % du marché de 2017, et représente 35 % du parc des éoliennes mondial fin 2017. Le tableau 2-2 résume la puissance éolienne cumulée dans le monde entre 2000 et 2014 [47].

Tableau 2-2 Puissance éolienne mondiale (MW) et sa croissance (%)

Années	Pays							Croissance
	France	Espagne	Allemagne	Inde	États-Unis	Chine	Monde	
2000	61	2235	6097	1150	2568	302	17684	31,5%
2005	756	10027	18390	4400	9150	1250	59467	25,2%
2006	1736	11623	20579	6270	11600	2594	74390	25,1%
2007	2456	15145	22194	8000	16820	6000	93908	26,2%
2008	3486	16689	23826	9600	25240	12100	121003	28,8%
2009	4574	19149	25703	10900	35100	25800	158920	31,3%
2010	5660	20759	27191	13065	40298	44733	197731	24,4%
2011	6792	21673	29075	16084	46919	62364	237891	20,3%
2012	7516	22796	31424	18421	60007	75324	283400	19,1%
2013	8143	22959	34633	20150	61091	91424	318576	12,4%
2014	9296	22987	40468	22465	65879	114763	370329	16,2%

Source: Euroobserver'ER 2000-2014, World Wind Energy Association 2015, AWEA Wind Power 2014, Global Wind Report 2013.

2.3 Présentation du système éolien

2.3.1 Définition de l'énergie éolienne

L'énergie éolienne est une énergie renouvelable et plus précisément en corrélation saisonnière (l'énergie électrique est beaucoup plus réclamée en hiver et c'est constamment à

cette période que la moyenne des vitesses du vent est élevée) [8]. En plus, c'est une énergie qui ne produit aucun rejet atmosphérique, requérant des mâts et des pales de grandes tailles (jusqu'à 60 m longueur du mât pour des éoliennes de plusieurs MW) dans des régions géographiquement dégagées afin d'éviter les phénomènes de turbulences [18]. L'énergie éolienne fait partie des nouveaux moyens de production d'électricité décentralisée permettant une alternative acceptable à l'énergie fossile (centrale thermique ou à cycle combiné) sans pourtant prétendre à la remplacer (l'ordre de grandeur de la quantité d'énergie produite étant largement plus faible) [2]. Les structures peuvent être réalisées sur terre et aussi toujours plus sur la mer (fermes éoliennes marines) où la présence du vent est régulière [4]. En dehors de l'aspect visuel des éoliennes, leur impact sur la nature est faible [4]. Une éolienne ne couvre qu'un pourcentage très diminué de la surface totale du site sur lequel elle se trouve, permettant par conséquent à la plupart des sites de garder leurs activités industrielles ou agricoles [4].

2.3.2 Types d'aérogénérateurs

Un aérogénérateur est un mécanisme usuel pour le transport de l'énergie cinétique du vent vers l'arbre de diffusion (l'arbre primaire) en mouvement rotatif [8]. De nombreux types demeurent, ils se définissent par le rang de leur axe de rotation et des performances qui leur sont propres [3, 8, 13].

2.3.2.1 Aérogénérateurs à axe vertical (VAWT)

Ces aérogénérateurs (en anglais : Vertical Axis Wind Turbines (VAWT)) ont été les premières structures utilisées pour la production de l'énergie électrique. De nombreuses versions ont vu le jour, mais rares sont celles qui sont parvenues au stade de l'industrialisation [8]. Ce type d'aérogénérateur (Figure 2-1) a été laissé à l'abandon à cause des différents

problèmes qu'il a posés. Des problèmes d'aéroélasticité et l'impressionnante occupation du sol ont été les raisons de cet abandon au profit des éoliennes à axe horizontal [4, 8].



Figure 2-1 Turbine à axe vertical (Darrieus, Hélice et Windside)

Source : <http://misaka.weebly.com/informations-sur-les-eacuteoliennes.html>

Il existe néanmoins des aérogénérateurs à axe vertical élaborés pour la production de l'électricité dans les endroits éloignés, ce sont des équipements de petite puissance, de 100 W à 25 kW [3]. Ils sont voués à des utilisations permanentes, notamment la charge d'accumulateurs permettant d'alimenter un chalet en montage, elles sont robustes, et nécessitent peu de maintenance [3].

2.3.2.2 Aérogénérateurs à axe horizontal (HAWT)

Ce genre d'aérogénérateur (en anglais : Horizontal Axis Wind Turbines (HAWT)) est le plus répandu sur le globe [3-4]. Son système a été établi sur l'idée de portance aérodynamique, les pales sont conçues d'une manière similaire à celles des ailes d'avion et le mouvement du flot d'air sur les pales provoque la rotation du rotor de l'équipement [3-4]. Les éoliennes à 2 ou à 3 pales sont souvent exploitées pour la production de l'électricité (Figure 2-2) [3-4] :

- Elles sont légères et ainsi moins coûteuses ;
- Elles tournent plus vite, car le multiplicateur utilisé présente un rapport de multiplication moins important d'où sa légèreté et des pertes réduites.
- Le couple essentiel pour le démarrage de ce type d'aérogénérateur est très petit, il a besoin d'une faible vitesse du vent pour fonctionner.



Figure 2-2 Turbine à axe horizontal (3 pales, 2 pales et pompage)

Source : <http://misaka.weebly.com/informations-sur-les-eacuteoliennes.html>

La majorité des éoliennes à l'heure actuelle sont des turbines à axe horizontal. Le tableau 2-3 fournit un classement de ces éoliennes en fonction de la puissance délivrée et le diamètre de leurs pales [2].

Tableau 2-3 Classification des turbines éoliennes

Échelle	Diamètre des pales	Puissance produite
Petite	Moins de 12 m	Moins de 40 kW
Moyenne	De 12 à 45 m	De 40 kW à 1 MW
Grande	De 46 m et plus	1 MW et plus

2.3.3 Principales composantes des éoliennes à axe horizontal

L'éolienne à axe horizontal, étant le thème de notre thèse, elle sera décrite en mentionnant ses différents éléments. Globalement, l'éolienne à axe horizontal est formée de trois composants principaux : la tour (mat), la nacelle et les pales qui sont maintenues par le moyeu comme la figure 2-3 [21].

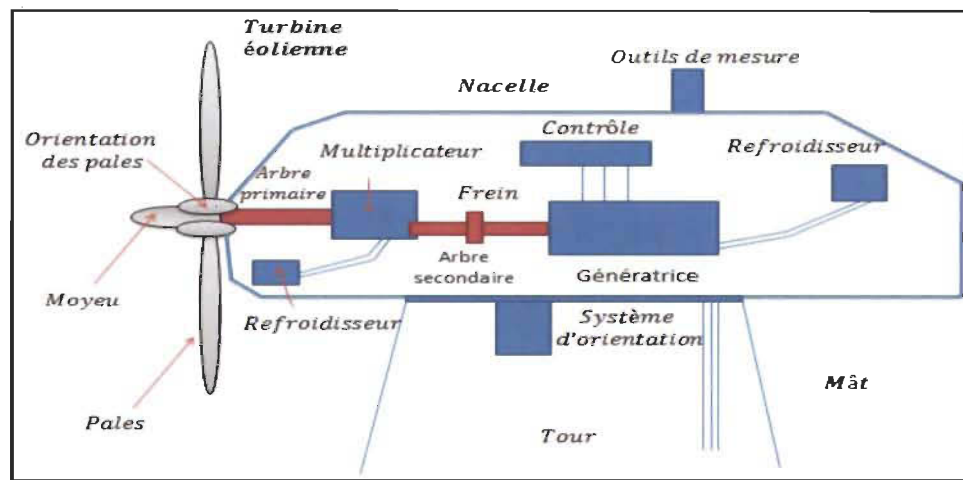


Figure 2-3 Principales composantes d'une turbine éolienne

- Tour : c'est un dispositif porteur, habituellement un tube en aluminium ou un treillis en métal. Elle a une apparence cylindrique (Figure 2-4) [2, 4], à l'intérieur sont placés les câbles qui transportent l'énergie électrique, les équipements de contrôle, l'appareillage de connexion au réseau et l'échelle d'accès à la nacelle [4].
- Nacelle : elle rassemble l'ensemble des pièces mécaniques qui servent à coupler la turbine éolienne avec le générateur (Figure 2-3) [2, 4]. Elle comprend les composants suivants [2, 4] :
 - Arbre primaire et secondaire ;
 - Multiplicateur ;
 - Deux refroidisseurs ;

- Frein à disque qui donne la possibilité de stopper le système lors de surcharge ;
- Génératrice qui est dans le cas de notre étude une MADA ;
- Systèmes d'orientation des pales (commande de la vitesse de rotation) et de la nacelle (la surface balayée par l'éolienne doit être perpendiculaire au mouvement du vent).

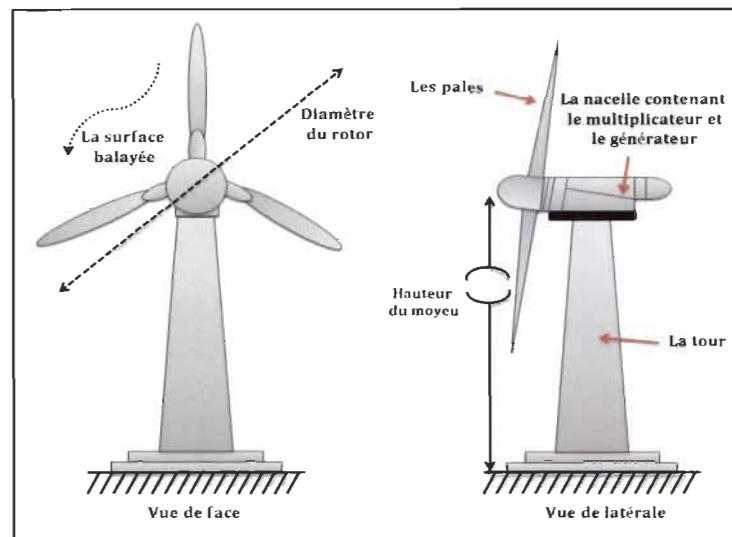


Figure 2-4 Principaux éléments de l'éolienne à axe horizontal

- Pales : elles servent à capter la puissance du vent et la transférer au rotor. Leur nombre est de trois dans la plupart des éoliennes, car ce nombre constitue un compromis entre les performances de la génératrice [2, 4] (Figure 2-4).
- Moyeu : c'est le composant qui prend en charge les pales. Il devrait résister à des coups violents notamment au cours du départ de l'aérogénérateur ou durant les variations brusques de vitesse du vent [2, 4].

2.4 Classification des éoliennes

Il y a essentiellement deux types d'éoliennes, celles qui fonctionnent à vitesse constante et à vitesse variable [15]. La partie suivante décrit d'une façon assez générale l'usage de ces deux procédés [21].

2.4.1 Éoliennes à vitesse fixe

Les aérogénérateurs à vitesse fixe sont les premiers à avoir été construits et utilisés. Dans cette structure, la génératrice à induction est directement connectée au réseau [1]. Sa vitesse mécanique ($\Omega_{méc}$) est alors commandée par la fréquence du réseau (f_s) et par le nombre de paires de pôles (P) de la machine (Figure 2-5) [22].

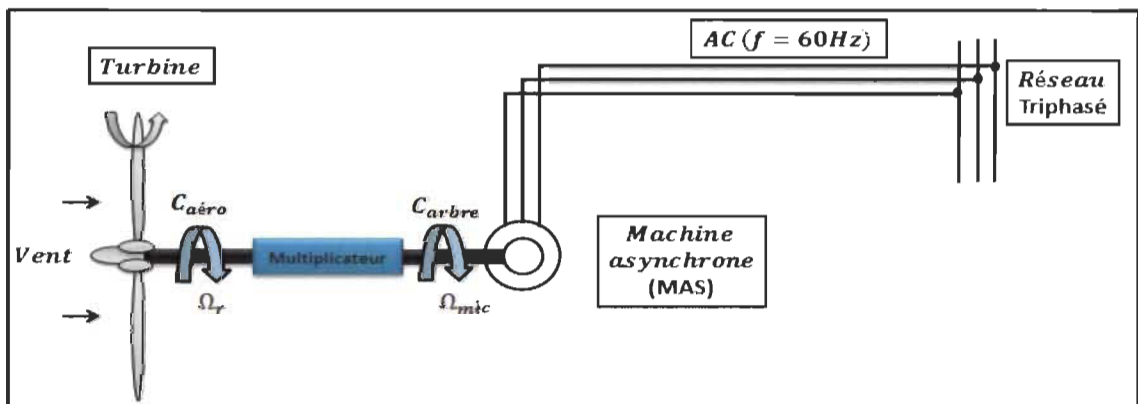


Figure 2-5 Éolienne directement connectée au réseau

Le couple mécanique entraînant (produit par la turbine) tend à accélérer la vitesse de la génératrice. Le couple de la turbine tend à démarrer la vitesse de la génératrice [4]. Cette dernière fonctionne ainsi en hyper synchrone et fournit de la puissance électrique au réseau [1]. Pour une génératrice à deux paires de pôles, sa vitesse nominale (Ω_s) est très grande par rapport à la vitesse nominale de la turbine ($\Omega_{méc}$). Il faut donc intercaler un multiplicateur entre le rotor de la turbine et la génératrice pour adapter les vitesses (Figure 2-6) [21].

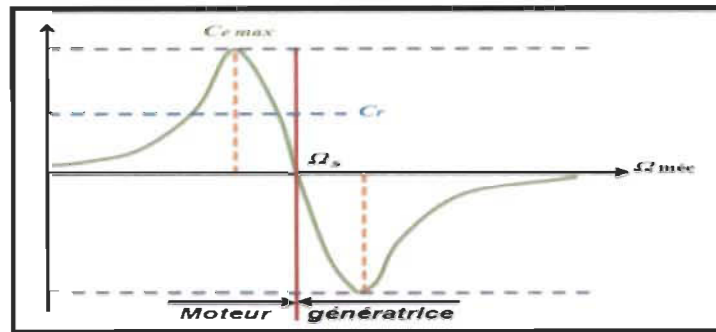


Figure 2-6 Caractéristique couple/vitesse d'une machine à induction

2.4.1.1 Éoliennes à décrochage aérodynamique

Les éoliennes à décrochage aérodynamique (stall) génèrent une puissance électrique variable dont la valeur optimale correspond souvent à la puissance nominale de la génératrice. En dessous de cette valeur, la puissance donnée croît avec la vitesse du vent [2, 21]. Au-dessus, la puissance donnée décroît avec la vitesse du vent (Figure 2-7) [2, 21].

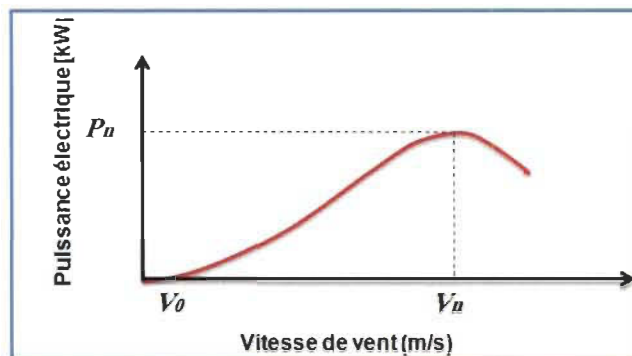


Figure 2-7 Génération de la puissance électrique variable avec des pales fixes et décrochage aérodynamique

P_n : Puissance nominale ; V_0 : Vitesse initiale du rotor de la turbine ; V_n : Vitesse nominale pour laquelle la puissance nominale est obtenue. Pour obtenir cette particularité de performance, les pales sont construites avec un profil qui offre la capacité d'avoir une

décroissance importante de la portance avec une vitesse donnée pour laquelle la puissance nécessite une diminution [2, 22].

2.4.1.1 Éoliennes à pales orientables

Avec un changement aérodynamique, l'usage d'un système d'orientation des pales sert à maintenir régulièrement la puissance de la génératrice selon la vitesse du vent et pour une vitesse du vent supérieure à la vitesse nominale V_n (Figure 2-8) [22].

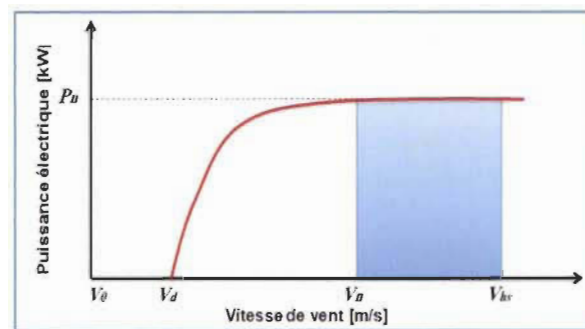


Figure 2-8 Génération à puissance électrique constante (orientation des pales)

V_d : Vitesse de démarrage ; V_n : Vitesse de l'éolienne pour laquelle commence à produire de la puissance ; V_{hs} : Vitesse pour laquelle la génératrice s'arrête [22].

La figure 2-9 représente la caractéristique mesurée de la puissance électrique produite selon la vitesse du vent. Cette allure est acquise à partir des fichiers du vent sauvegardés par E. Vasseur et J.M. Grave de NORELEC (Verquin) en 1997 sur une éolienne de 300 kW de la ferme éolienne de Dunkerque (nord de la France) [22]. Les dispositions de vitesses sont celles archivées au sommet de l'éolienne [22]. On note dans cette allure que la puissance mesurée est exponentielle selon la vitesse du vent, pour parvenir à une valeur optimale d'approximativement 335 kW, la direction des pales n'est pas caractérisée dans ce cas [22].

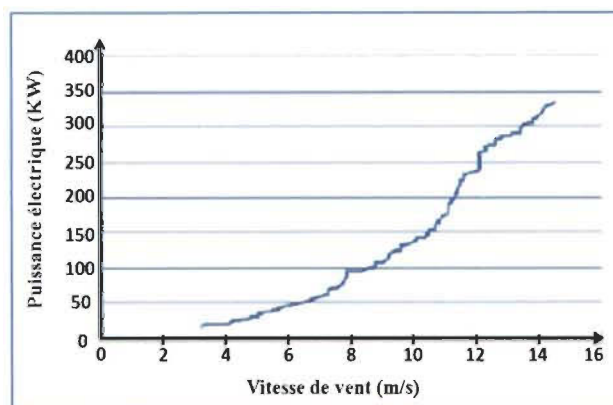


Figure 2-9 Exemple de caractéristique mesurée d'une éolienne à puissance constante

2.4.2 Éoliennes à vitesse variable

La figure 2-10 illustre les deux technologies des aérogénérateurs à vitesse variable [8, 24].

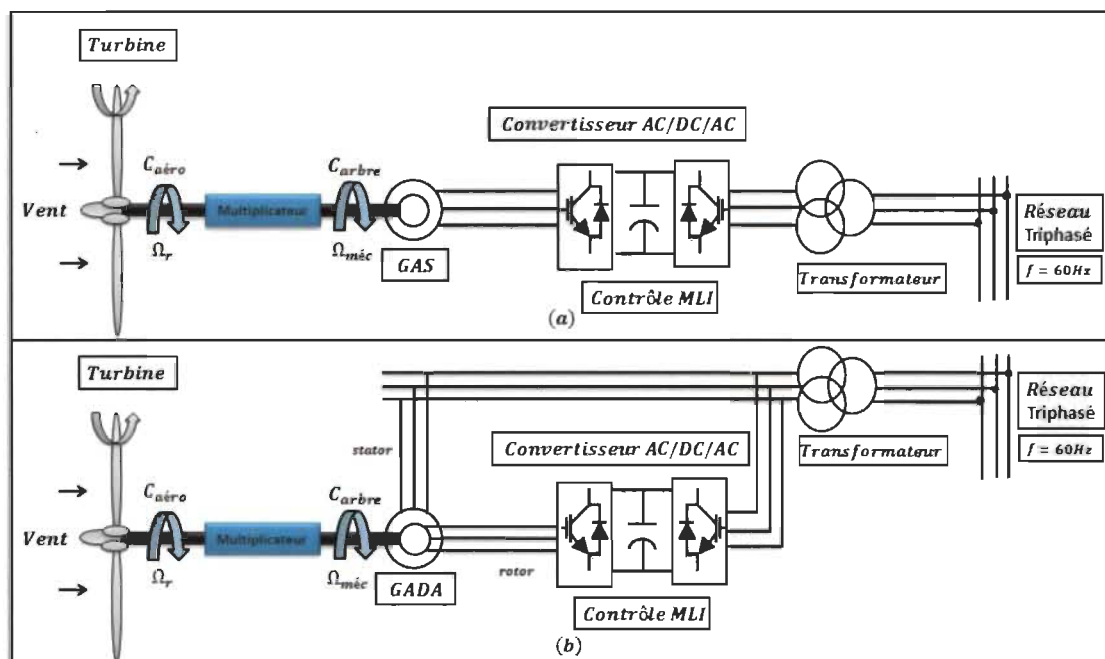


Figure 2-10 Éoliennes à vitesse variable

- La topologie de la figure 2-10 (a), est construite à base d'une génératrice asynchrone (GAS) à cage, alimentée au stator par des convertisseurs de façon à fonctionner à vitesse variable ;
- La topologie de la figure 2-10 (b), est construite à base d'une GADA et à rotor bobiné. La vitesse variable est effectuée à travers des convertisseurs de puissances AC/DC/AC ou AC/AC.

La puissance convertie par une turbine éolienne en fonction de sa vitesse est illustrée par la caractéristique générale suivante (Figure 2-11) [22].

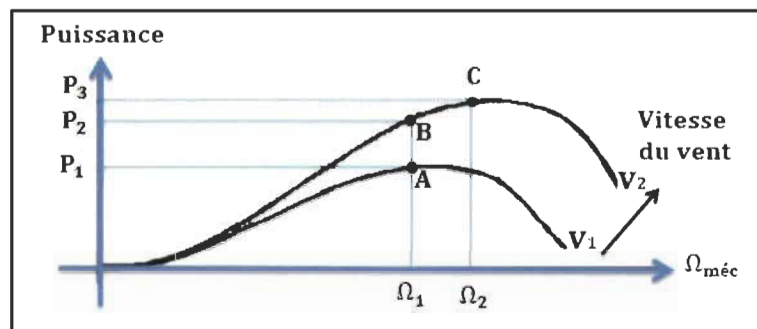


Figure 2-11 Caractéristique de la puissance produite en fonction de la vitesse mécanique

Pour une vitesse de la génératrice Ω_1 et une vitesse du vent V_1 , on obtient une puissance optimale P_1 dans le point A. Si la vitesse du vent augmente (de V_1 à V_2) et que la vitesse de la génératrice est fixe, une puissance P_2 est renvoyée au point B ainsi que la puissance optimale se trouve ailleurs sur cette caractéristique dans le point C. Si on veut extraire cette puissance, il reste essentiel d'augmenter la vitesse mécanique à une vitesse Ω_2 . Il est alors obligatoire de rendre la vitesse mécanique variable suivant la vitesse du vent pour extraire le maximum de puissance [22].

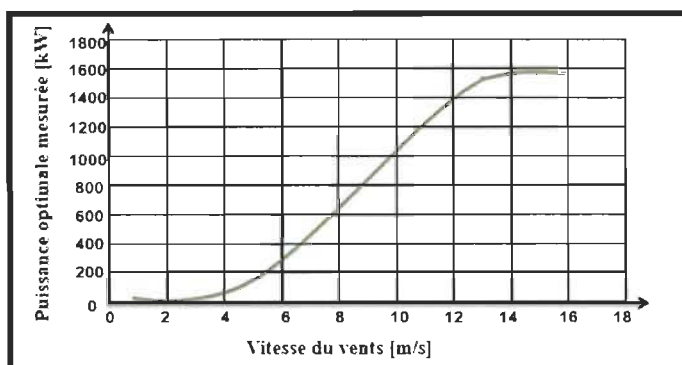


Figure 2-12 Puissance optimale mesurée en fonction de la vitesse du vent

La figure 2-12 présente la caractéristique de la puissance produite selon la vitesse du vent d'un aérogénérateur réel de Schelle de 1.5 MW fondée sur une MADA à rotor bobiné. On note d'après cette figure que la puissance est constante à sa valeur nominale pour une vitesse du vent de 14 m/s, dans ce cas une orientation des pales est nécessairement élaborée [22].

2.5 Conversion de l'énergie cinétique en énergie éolienne

La transformation de la puissance de l'aérogénérateur en énergie cinétique puis en énergie mécanique de rotation se fait en deux parties : au niveau du rotor de la turbine (arbre primaire), qui capte une partie de l'énergie cinétique du vent présente pour la convertir en énergie mécanique ; au niveau du rotor du générateur (arbre secondaire), qui obtient l'énergie mécanique et la convertit en énergie électrique [2, 24].

2.5.1 Loi de BETZ

L'hypothèse d'aérogénérateur à axe horizontal a été fondée par BETZ [17, 44]. Il estime que la partie mécanique éolienne est mise au sein d'un air animé à l'infini amont d'une vitesse V_1 , et à l'infini aval d'une vitesse V_2 comme est montré par la figure 2-13 [17].

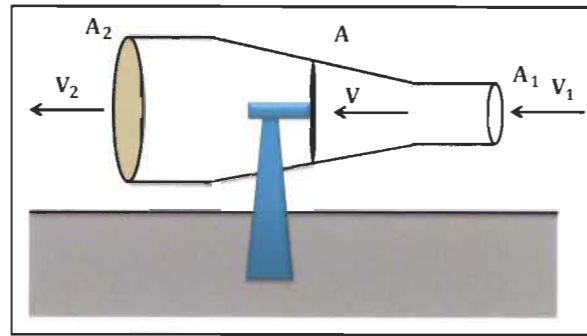


Figure 2-13 Tube du courant d'air autour d'une éolienne

La vitesse de l'air V balaye l'éolienne, par les deux surfaces A_1 et A_2 en amont et aval du tube d'air et par la surface A balayée par la pale. La parité qui montre l'incompressibilité de l'air et la permanence de l'écoulement s'écrit de la façon suivante [4] :

$$A_1 V_1 = AV = A_2 V_2 \quad 2-1$$

D'après le théorème d'EULER, la force exercée par l'air sur l'éolienne est [15] :

$$F = \rho \cdot V \cdot A \cdot (V_1 - V_2) \quad 2-2$$

D'où la puissance absorbée par l'éolienne s'écrit [15] :

$$P_{\text{aero}} = F \cdot V = \rho \cdot V^2 \cdot A \cdot (V_1 - V_2) \quad 2-3$$

Cette puissance est également égale à la variation de l'énergie cinétique E_c de la masse d'air qui le traverse [15] :

$$\frac{\Delta E_c}{\Delta t} = \frac{1}{2} \cdot \rho \cdot V \cdot A \cdot (V_1^2 - V_2^2) = P_{\text{aero}} \quad 2-4$$

On en déduit :

$$V = \frac{V_1 + V_2}{2} \quad 2-5$$

En remplaçant l'équation de V dans les expressions (2-2) et (2-3), on obtient :

$$F = \frac{1}{2} \cdot \rho \cdot A \cdot (V_1^2 - V_2^2) \quad 2-6$$

$$P_{\text{aero}} = \frac{1}{4} \cdot \rho \cdot A \cdot (V_1^2 - V_2^2) \cdot (V_1 + V_2) \quad 2-7$$

Si un vent constant balayait la surface A , soit à la vitesse V_1 , la puissance P_{mt} équivalente serait donc [15, 26] :

$$P_{mt} = \frac{\rho \cdot A \cdot V_1^3}{2} \quad 2-8$$

Le rapport entre la puissance extraite du vent et la puissance globale s'écrit [26] :

$$\frac{P_{aero}}{P_{mt}} = \frac{\left(1 + \frac{V_1}{V_2}\right) \cdot \left(1 - \left(\frac{V_1}{V_2}\right)^2\right)}{2} = C_p \quad 2-9$$

Si on illustre la particularité correspondant à l'équation (2-9), on s'aperçoit que le rapport $\left(\frac{P_{aero}}{P_{mt}}\right)$ est le coefficient de puissance C_p qui présente un maximum pour $\left(\frac{V_1}{V_2} = \frac{16}{27}\right)$ et qui égale à 0,59 (Figure 2-14) [2].

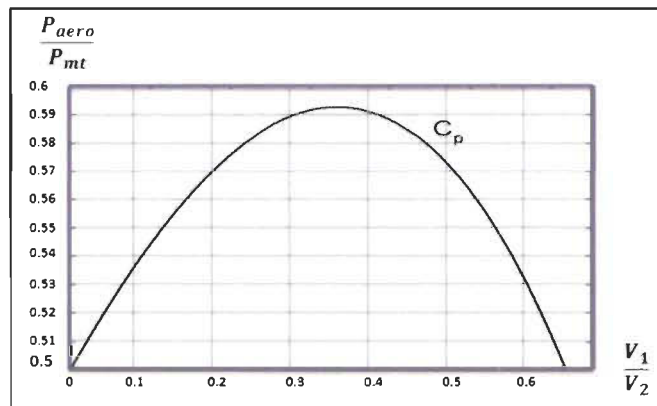


Figure 2-14 Coefficient de puissance

Cette limite n'est finalement en aucun cas atteinte et chaque éolienne est définie expérimentalement par son propre C_p exprimé selon la vitesse relative λ représentant le ratio entre la vitesse de l'extrémité des pales de l'éolienne et la vitesse du vent [2, 4].

Les éoliennes avec un fonctionnement lent sont dotées d'un grand nombre de pales (entre 20m et 40m), leur grande inertie exige en général une limitation du diamètre à environ 8 m [2, 4]. Leur C_p (Figure 2-15) parvient avec rapidité à sa valeur maximale durant la montée en vitesse, mais diminue aussi avec rapidité après [2, 4].

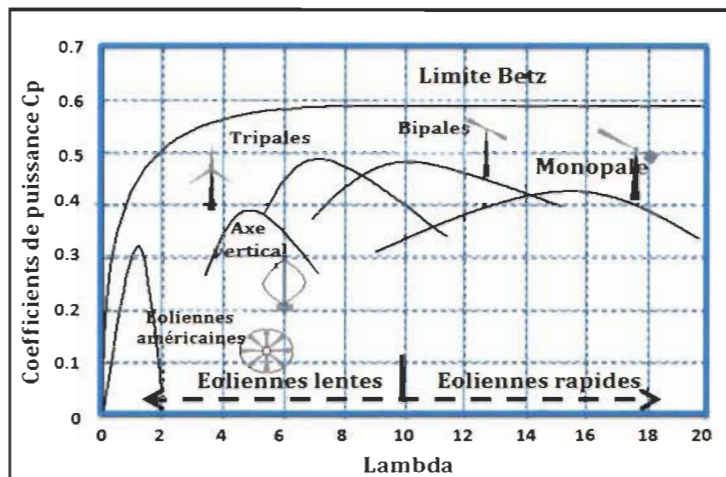


Figure 2-15 Coefficient de puissance pour différents types d'éoliennes

Les éoliennes avec un fonctionnement rapide sont souvent les plus demandées. Elles possèdent souvent entre 1 et 3 pales fixes ou orientables pour piloter la vitesse de rotation [2, 4]. Les pales peuvent avoir des diamètres de longueur de plus de 45m pour les aérogénérateurs de plusieurs mégawatts [4]. Les éoliennes avec trois pales sont les plus utilisées parce qu'elles représentent un accord entre les vibrations dues à la rotation et le prix de l'aérogénérateur. De plus, leur C_p parvient à des valeurs élevées et diminue tout doucement quand la vitesse accroît (Figure 2-15) [4].

La figure 2-16 montre la caractéristique de la puissance de la turbine en fonction de la vitesse de rotation de l'éolienne, le paramètre étant la vitesse du vent (v) et l'angle de calage (β). La puissance mécanique du rotor générée par la turbine en fonction de la vitesse du rotor pour différentes vitesses de vent est présentée. L'allure de puissance optimale dans la figure 2-16 montre comment l'énergie maximale peut être captée à partir de la variation du vent.

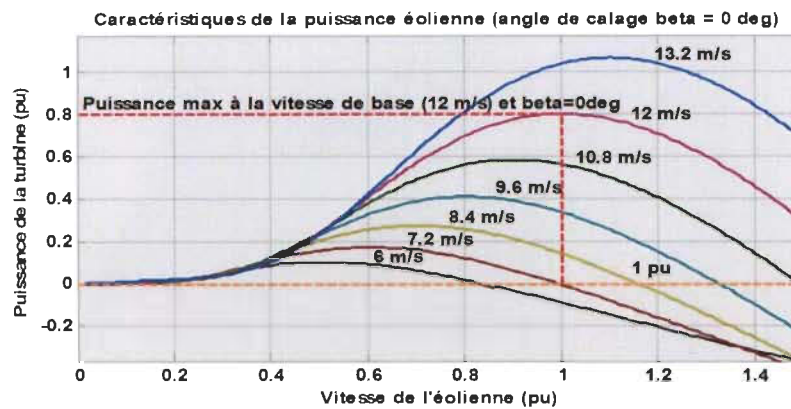


Figure 2-16 Caractéristiques de la puissance éolienne en fonction de la vitesse de rotation

Le but du contrôle est de maintenir le fonctionnement de la turbine sur cette courbe avec la variation de la vitesse du vent. On observe à partir de cette figure qu'il y a toujours une vitesse du rotor qui produit la puissance maximale pour toute vitesse du vent. Si la commande peut suivre correctement l'allure optimale, l'éolienne produira la puissance maximale à toute vitesse dans la plage admissible.

2.5.2 Modes de contrôle

Pour ne pas endommager le système de conversion, la vitesse de rotation de l'éolienne ne doit pas être supérieure à la vitesse maximale [2, 4]. Différentes méthodes de commande de la vitesse existent, parmi lesquelles plusieurs sont basés sur l'idée de l'orientation des pales, d'autres sont moins compliqués et utilisent l'idée de décrochage aérodynamique pour commander la vitesse. Les techniques antérieurement évoquées sont expliquées dans ce qui suit [2, 4].

2.5.2.1 Contrôle à décrochage aérodynamique

C'est l'outil le plus simple et le moins onéreux du fait qu'il s'appuie sur l'idée de restriction naturelle (intrinsèque à l'apparence de la pale) dit "stall". Il se sert du phénomène de décrochage aérodynamique [2, 4].

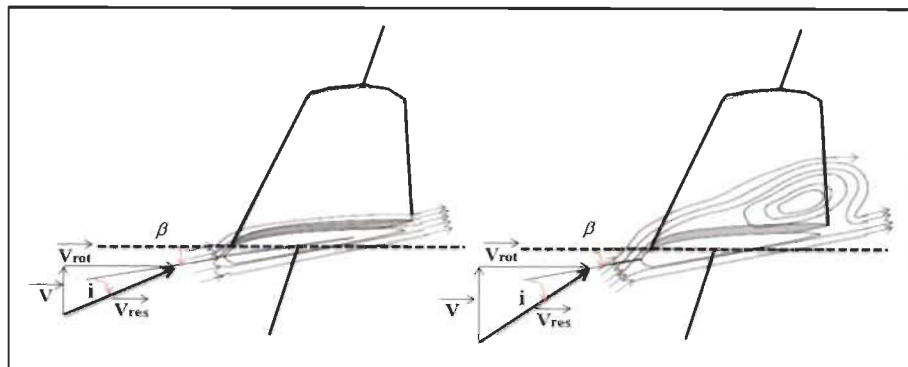


Figure 2-17 Contrôle par décrochage aérodynamique

Lorsque l'angle d'incidence i devient important, c'est-à-dire lorsque la vitesse du vent dépasse sa valeur nominale V_n l'aspiration créée par le profil de la pale n'est plus optimale ce qui entraîne des turbulences à la surface de la pale (Figure 2-17) et par conséquent une baisse du C_p . Ceci entraîne alors une augmentation de la vitesse de rotation [2, 4].

2.5.2.2 Contrôle d'orientation des pales

L'outil de contrôle aérodynamique s'établit sur l'idée de l'augmentation de l'angle de calage β (Figure 2-18) ce qui diminue la valeur du C_p (Figure 2-19) d'où une diminution de la productivité de l'éolienne, ceci entraîne par conséquent l'augmentation de la vitesse de rotation de l'aérogénérateur dit " pitch " [4].

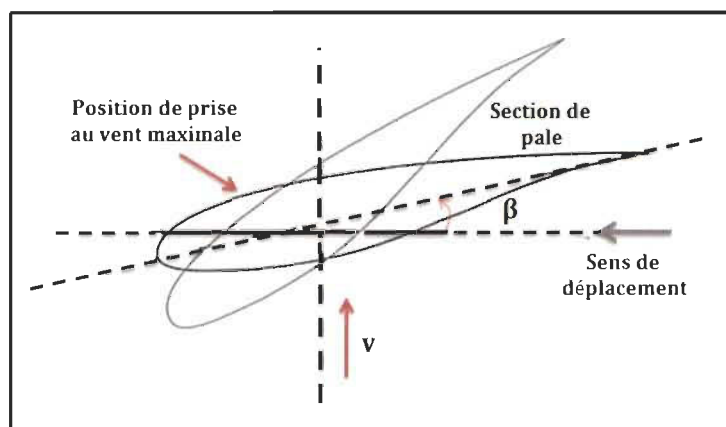


Figure 2-18 Contrôle par variation du calage des pales

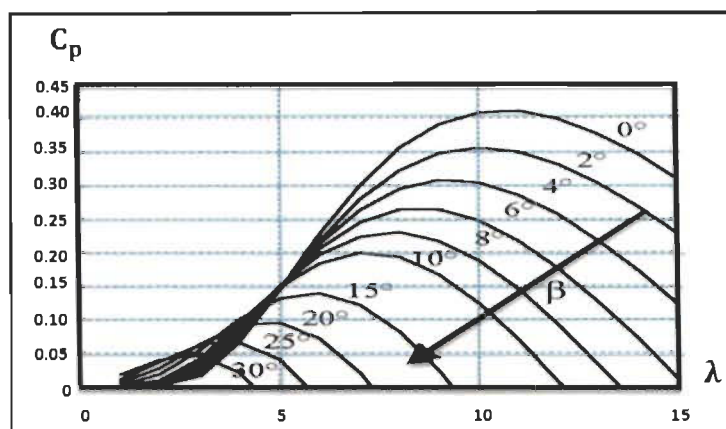


Figure 2-19 Coefficient de puissance pour différents angles de calage

2.6 Conversion électromécanique

La production de l'énergie éolienne se base sur l'idée de la conversion de l'énergie du vent en énergie mécanique de rotation [18]. Grâce à la turbine à axe horizontal décrite auparavant, la conversion de l'énergie mécanique en électrique induit une génératrice associée à la turbine [8, 18]. Avec un état de l'art, nous allons montrer quelques modèles des générateurs adaptés aux aérogénérateurs [8]. Il nous a été possible de les ordonner suivant quatre types [8, 24].

2.6.1 Éolienne utilisant une machine asynchrone

La machine asynchrone (MAS) représente la topologie la plus réclamée sur le plan international. L'écoulement du vent dans la turbine se trouvant en constante fluctuation, ce genre de génératrice suggère la possibilité de fonctionner à vitesse variable en se servant d'un convertisseur AC/DC/AC avec l'objectif de diminuer les contraintes dues à la fréquence et la tension [27].

2.6.2 Éolienne utilisant une machine synchrone

Le stator de cette machine synchrone (MS) est connecté à un convertisseur AC/DC/AC, celui-ci est constitué d'un onduleur et un redresseur qui assurent la circulation du flux de

puissance tout en ayant deux fréquences, une du stator et l'autre du réseau. Dans ce dispositif, le convertisseur est taillé pour l'ensemble de la puissance nominale, mettant en cause des éléments plus performants et alors plus coûteux [27].

2.6.3 *Éolienne utilisant des machines spéciales*

Ce type d'équipements est généralement appelé machines à réluctance variable. Elles peuvent être excitées par les courants triphasés au stator ou ne pas l'être [27]. Ce genre de machine demeure à l'état de concept et ne rassure pas les besoins de l'industrialisation [4].

2.6.4 *Éolienne utilisant une MADA*

À l'opposé de la MAS ou à la MS qui ont des contraintes à fonctionner à la vitesse du synchronisme ou dans son voisinage, la MADA est une machine dont la vitesse de fonctionnement se trouve sur une plage de variation élevée [1-2, 25]. Par cette particularité remarquable, la MADA offre une grande réussite dans le secteur de la conversion électromécanique [1-2].

La nature asynchrone de la MADA permet la production d'énergie électrique de fréquence constante à partir d'un système d'entraînement à vitesse variable autour du point de synchronisme (hypo synchrone et hyper synchrone) [1, 25]. De tels systèmes possèdent plus de flexibilité du point de vue du contrôle par rapport à ceux utilisant la vitesse fixe [2].

Actuellement, la quasi-totalité des projets éoliens supérieurs à 1MW emploie la GADA qui est alimentée par le rotor. Son circuit statorique est connecté directement au réseau [1-2]. Un deuxième circuit positionné au rotor est aussi connecté au réseau, via des convertisseurs statiques de puissance. Du fait que la puissance rotorique transmise est moins importante, le prix des convertisseurs s'en trouve diminué par rapport à un aérogénérateur à vitesse variable piloté par des convertisseurs au stator. C'est la cause primordiale pour laquelle on utilise la

GADA pour la production d'électricité en forte puissance [1-2]. Un deuxième motif, c'est la possibilité de commander la tension au point de connexion où est connectée cette génératrice. Dans ce cas, le réglage de la vitesse de la GADA est en fonction de la vitesse du vent pour assurer une capture d'énergie suffisamment grande en maximisant le niveau de productivité de la turbine [1-2].

2.6.4.1 Principe de fonctionnement de la MADA

Le fonctionnement de la MADA est assuré par la participation des deux structures statoriques et rotoriques alimentées par deux sources alternatives [8, 24]. L'emploi de cette génératrice s'appuie sur l'idée de commande de l'écoulement de la puissance de glissement [8]. Pour ne pas dépenser en pertes Joule la puissance rotorique, on peut la récupérer et l'injecter dans le réseau électrique [2]. Les différents modes de fonctionnement de la MADA sont décrits ci-dessous (Figure 2-20) [1, 29].

La figure 2-20 synthétise les modes et les régimes de fonctionnement de la MADA dans les quatre quadrants. Lorsque la machine fonctionne en mode moteur hyposynchrone, la puissance P_r est fournie au réseau par le rotor [1, 25, 29]. Si la vitesse augmente de sorte que le moteur fonctionne en hypersynchrone dans ce cas la puissance P_r est consommée par le rotor de la machine [1, 14]. Lorsque la machine fonctionne en mode génératrice hyposynchrone et elle est entraînée avec une vitesse inférieure à la vitesse de synchronisme, la puissance P_r est consommée par le rotor de la machine [1, 29]. Si la vitesse du rotor augmente au-delà de la vitesse de synchronisme de sorte que génératrice fonctionne en hypersynchrone, la puissance P_r change sa direction et le rotor de la MADA fournit de la puissance pour le réseau [1, 29].

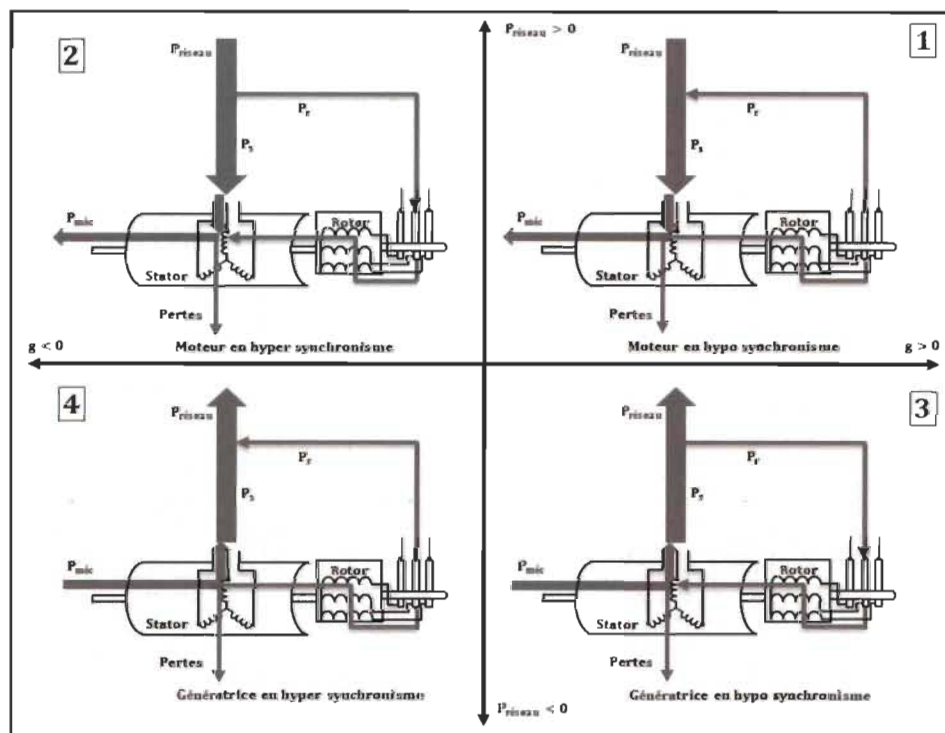


Figure 2-20 Modes opérationnels de la MADA

➤ *Moteur en hypo synchronisme*

L'énergie absorbée du réseau est transformée partiellement en énergie mécanique. L'autre partie est transmise au réseau via les contacts glissants du rotor. Pour les moteurs à cage, l'énergie de glissement est dissipée en pertes Joule dans le rotor [1, 29].

➤ *Moteur en hyper synchronisme*

La puissance statorique est transmise au réseau ainsi que la puissance de glissement. Les machines à cage n'ont pas la possibilité d'avoir ce genre de fonctionnement, parce que ce dernier n'est capable d'être acquis qu'à l'aide d'un support d'accès au rotor à travers un circuit électronique [1, 29].

➤ *Génératrice en hypo synchronisme*

L'énergie mécanique est envoyée à l'arbre de la GADA, cette dernière la fournit au stator, lequel la transmet au réseau. Pour avoir un fonctionnement hypo synchrone, l'énergie de

glissement arrivant du réseau doit d'être transmise au rotor [1, 25, 29]. Pour le fonctionnement générateur hypo synchrone, une alimentation du circuit rotorique à fréquence variable et une fréquence du stator qui est imposée par le réseau [1, 29]. Il est incontestable qu'une machine à cage est incapable d'avoir ce genre de fonctionnement, parce que ce dernier n'a pas d'accès permettant un apport de puissance au rotor [1, 29].

➤ *Génératrice en hyper synchronisme*

La totalité de la puissance mécanique offerte à la génératrice est transmise au réseau aux pertes près. Une part de cette puissance correspondant à $(g * P_m)$ est envoyée à travers son rotor [1, 25, 29].

2.6.4.2 *Domaines d'application de la MADA*

La MADA en mode moteur est employée dans plusieurs domaines industriels [2] :

- Métallurgie avec les enrouleurs et les dérouleurs de bobines ;
- Applications de levage, ascenseurs, monte-charge, la traction, etc.

La MADA en modes générateurs est utilisée dans plusieurs systèmes de production en énergie éolienne décentralisée [2] :

- Génération des réseaux de bords des navires ou des avions ;
- Éoliennes ou turbines marines à vitesse variable.

2.6.4.3 *Différentes topologies de la MADA*

À travers nos recherches bibliographiques, nous avons remarqué deux types de systèmes éoliens se servant de la machine à induction pour la production de l'énergie éolienne : un mécanisme fonctionnant à vitesse fixe et se servant d'une machine à cage et un autre système fonctionnant à vitesse variable [1]. Celui-ci est appelé habituellement MADA, il est à noter

que dans le cadre de notre analyse et étude que nous avons besoin d'une génératrice qui offre une grande plage de variation de vitesse la plus importante possible pour augmenter le niveau de productivité. Pour cela, notre recherche s'est limitée aux topologies se servant des convertisseurs bidirectionnels. Nous avons ensuite pu distinguer de nombreuses variantes qui se fondent sur des structures autres se servant toutes d'une MADA pour la transformation électromécanique [1-2].

➤ **MADA type « Brushless »**

Cette génératrice est à double stator, elle est composée de deux bobinages ; le premier bobinage par lequel circule la puissance à une grande section et est directement connecté au réseau (Figure 2-21) [4].

Le deuxième bobinage est de section moins importante et est connecté à un onduleur pour commander les flux d'excitation. Le rotor est à cage d'écureuil [3, 22, 24].

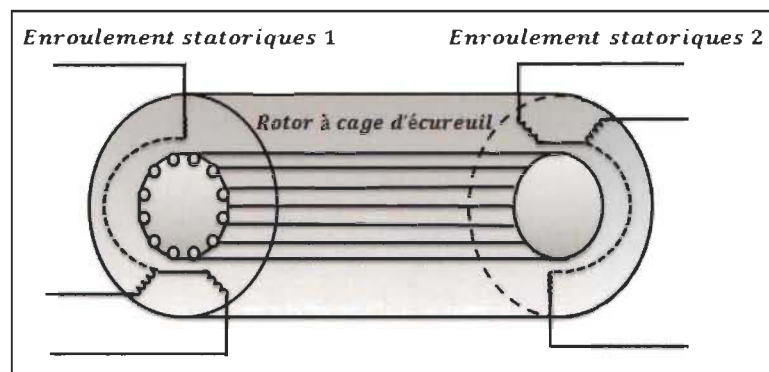


Figure 2-21 MADA à double stator

Cette machine a l'avantage de tourner à vitesse variable. Le convertisseur est branché au bobinage de faible puissance ainsi moins coûteux. Néanmoins, la machine a un stator plus volumineux et compliqué à réaliser (Figure 2-22) [22, 24].

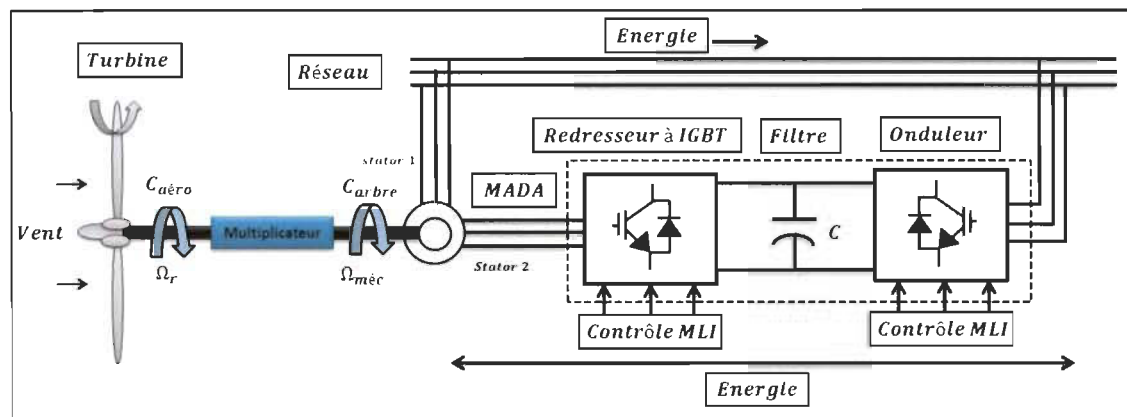


Figure 2-22 MADA Brushless

Le convertisseur propose une solution pour commander le facteur de puissance et le courant rotorique d'où le perfectionnement du rendement, la grandeur du convertisseur est proportionnelle au glissement limite [4]. Pourtant si le glissement dépasse une valeur de 30%, le système éolien devient moins attractif du fait de la baisse de rendement et l'augmentation du prix du convertisseur [3, 27].

➤ *MADA à rotor bobiné*

La MADA à rotor bobiné est une machine qui a un stator similaire aux machines asynchrones traditionnelles [24]. Son rotor est bobiné en étoile dont l'accessibilité se laisse avec l'appui d'un contact glissant [24]. La commande de la MADA se fait grâce à une fraction de la puissance nominale circulant dans le rotor, cela induit un convertisseur diminué et ainsi moins coûteux [24]. Il y a deux types de topologies :

- *GADA avec convertisseur AC/DC/AC*

Dans cette construction (Figure 2-23), on se sert d'un montage AC/DC/AC [4, 19, 24, 28, 46]. Les transistors de type IGBT exploités dans ce convertisseur sont contrôlés à l'ouverture et à la fermeture, ceci induit l'éventualité d'adopter la modulation de largeur d'impulsion (MLI). Avec un contrôle adéquat, il est possible de diminuer les harmoniques non nulles et

de conforter le facteur de puissance [2]. Le glissement varie entre $[-30, +30]$ %, le convertisseur est ainsi dimensionné pour 30% de la puissance nominale [2, 33].

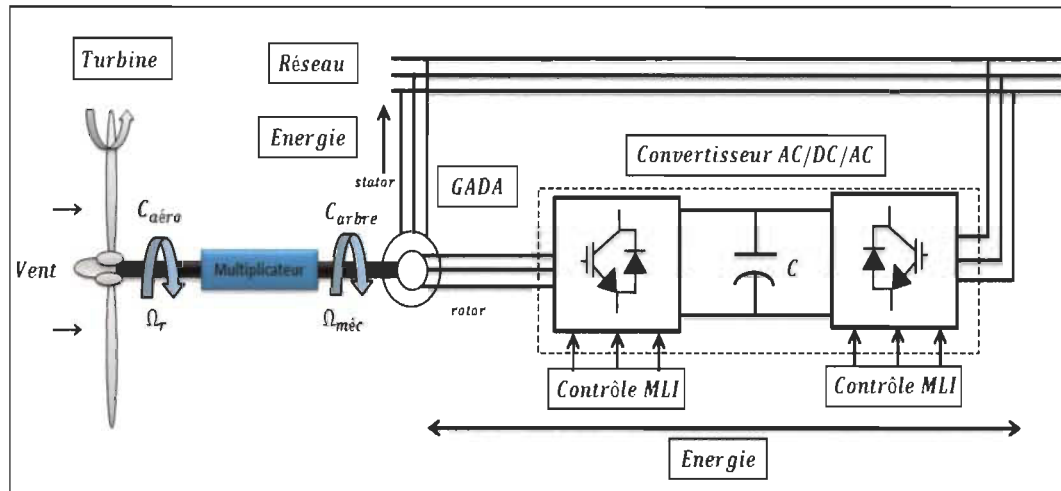


Figure 2-23 GADA avec convertisseur AC/DC/AC

Le fonctionnement de la MADA en hyper synchrone produit de l'énergie et la fournit au réseau ce que rend la puissance produite non limitée à la puissance nominale. Malgré que la MLI génère des gradients de tension importants d'où la présence de courants rotoriques à des fréquences assez grandes responsables de pertes fer [2, 4, 28]. De nombreuses analyses récentes confirmées par des conceptions industrielles dévoilent la viabilité de ce système au sein d'un aérogénérateur [2, 4, 25].

- ***GADA avec convertisseur matriciel AC/AC :***

Ce système de transformation électromécanique repose sur une MADA reliée directement au réseau par son stator et pilotée par son rotor via un CM (Figure 2-24) [16, 19-20]. L'utilisation du CM constitue une solution viable, attirante et une option face aux convertisseurs traditionnels (AC/DC/AC, Cycloconvertisseur) exploités jusqu'à aujourd'hui dans les systèmes éoliens [1]. Les résultats de la simulation et expérimentaux assurent que

ce convertisseur est capable d'être appliqué pour le système éolien de type GADA [14, 16, 23, 30].

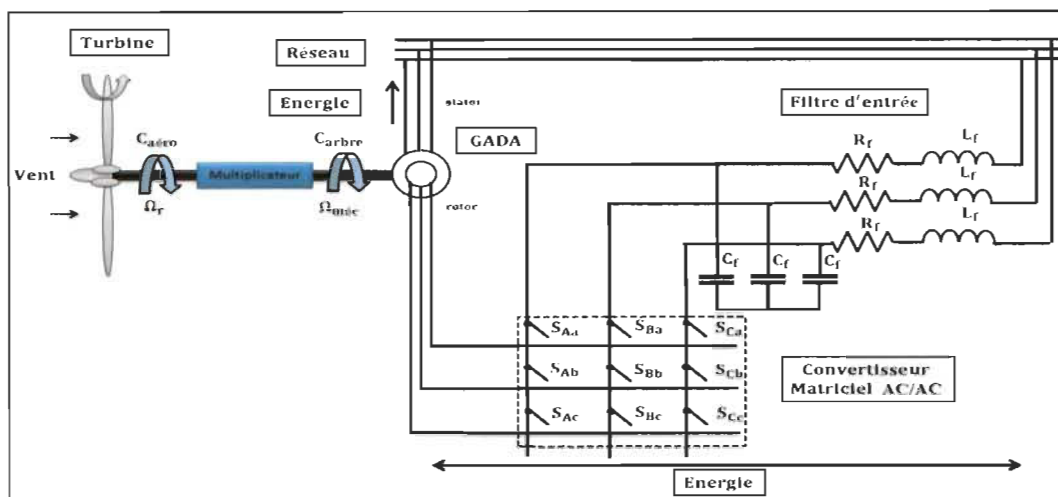


Figure 2-24 GADA avec convertisseur matriciel AC/AC

2.6.4.4 Application de la MADA dans l'énergie éolienne

Tel qu'il a été présenté dans la partie concernant la transformation de l'énergie éolienne, la vitesse du vent étant aléatoire, il est souhaitable de fonctionner à vitesse variable afin de se situer sur un point optimal de production de l'énergie électrique (Figure 2-25) [1-2].

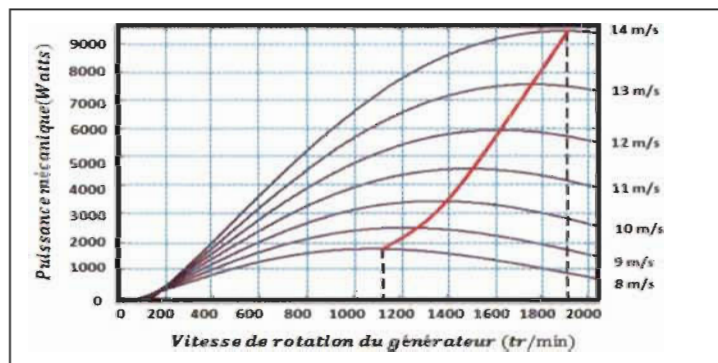


Figure 2-25 Puissance produite par la turbine

La MADA est devenue le moyen le plus adapté dans ce genre d'application grâce à sa puissance de fonctionner dans une plage de vitesse élevée, elle est ainsi plus efficace dans ce

type d'application où la puissance produite n'est pas écrêtée en atteignant la puissance nominale de la génératrice (Figure 2-26) [2].

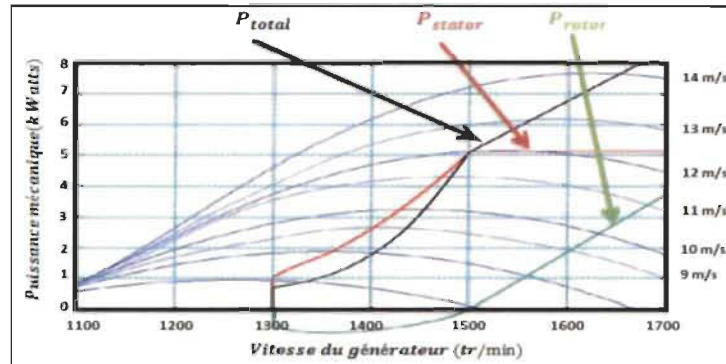


Figure 2-26 Puissance produite par la MADA en fonction de la vitesse du vent

2.7 Revue de la littérature du système étudié

Pour un fonctionnement d'aérogénérateur basé sur un générateur asynchrone à double alimentation, notre étude a été consacrée au contrôle vectoriel par orientation du flux statorique avec l'utilisation du CM.

S. Myong-Bo [30] propose un nouveau système éolien à base d'une GADA à rotor bobiné alimenté par un CM au niveau du rotor. L'auteur vérifie le fonctionnement du système par des simulations avec logiciel PSCAD / EMTDC. La faisabilité de la mise en œuvre du matériel a été validée par des travaux expérimentaux, où il utilise dans sa maquette un moteur (Émulateur), une GADA avec sa commande vectorielle, et un CM piloté par DSP. Le modèle de l'éolien a été testé à vitesse variable spécifique en utilisant les données du vent réel afin de rendre le modèle proche de la réalité. Les résultats de la simulation et expérimentaux confirment que le CM peut être appliqué pour le système éolien.

K. Ghedamsi [31] fait une étude sur la commande d'un système de génération éolien à vitesse variable à base de la GADA à rotor bobiné relié directement au réseau par son stator

et alimenté par un CM au niveau de son rotor avec un système de stockage à base d'un moteur asynchrone. Il adopte le contrôle vectoriel pour la commande des puissances active et réactive au niveau du stator et la méthode de modulation de Venturini pour la commande du CM, alors que l'algorithme de l'extraction de maximum d'énergie du vent (MPPT) a été également conçu pour l'optimisation de la puissance active. L'auteur propose une étude de simulation afin de valider les hautes performances apportées par le système de génération considérée. Il constate que les hautes performances obtenues en régime permanent montrent que le CM est une solution pertinente par rapport au convertisseur indirect classique AC/DC/AC pour le système de génération éolien.

R. Cárdenas [34] présente un contrôle d'un réseau connecté au système de conversion de l'énergie éolienne basé sur le contrôle vectoriel sans capteur de la génératrice asynchrone à double alimentation alimentée par un convertisseur matriciel. Convertisseur matriciel est commandé par l'algorithme de modulation vecteur spatial. L'auteur discute des problèmes de stabilité liés au fonctionnement des systèmes de conversion de l'énergie éolienne connectés au réseau en utilisant un convertisseur matriciel. Il analyse l'influence du filtre rotatif synchrone dans la dynamique du projet du système de conversion de l'énergie éolienne. Il utilise un modèle de référence du système adaptatif observateur pour le contrôle sans capteur afin de commander le système de conversion d'énergie éolienne. Il utilise la vitesse estimée par un modèle de référence du système adaptatif pour observer le couple électrique de la génératrice qui est régulé pour entraîner le système de conversion d'énergie éolienne au point de fonctionnement où l'efficacité aérodynamique est maximisée.

I. A. Shapoval [35] fait une étude sur un algorithme de contrôle de vitesse basé sur un modèle complet de la GADA. Un test expérimental a été implémenté sur une GADA d'une

puissance de 7.5 kW commandée par un CM via son rotor où l'auteur adopte un algorithme de commande par orientation du flux du stator pour la commande éloignée du système considéré ainsi que la méthode de modulation basée sur le vecteur spatial pour la commande rapprochée du CM dont l'objectif est de générer une tension à une fréquence et une amplitude constante au niveau du stator. Dans ses travaux, l'auteur a réalisé aussi, un algorithme de contrôle de vecteur de suivi du couple de la GADA avec la stabilisation de facteur de puissance côté stator.

B. Zinelaabidine [7] a fait une étude d'un système éolien à base de la GADA connectée directement au réseau par son stator et alimentant son rotor par CM contrôlé directement par la technique de modulation Venturini. Afin de réaliser une commande découplée des puissances actives et réactives, il adopte un contrôle vectoriel par orientation de flux statorique, en utilisant deux contrôleurs : PI et mode glissant (MG). L'auteur fait une étude de simulation afin de valider les performances apportées par le système de génération proposé. Ces résultats montrent que la technique de commande considérée MG est capable de maintenir un facteur de puissance désiré pour le système de génération éolien ainsi que le contrôle des puissances active et réactive.

S. Mondal dans son premier article [19] a réalisé une étude d'une GADA dont le stator est relié au réseau et le rotor alimenté par un CM. Dans son article, il a présenté un nouveau contrôleur à hystérésis basé sur une table de sélection des vecteurs optimaux de tension appliqué à une GADA à fréquence constante et à vitesse variable alimentée par un CM direct. Pour commander la génératrice, l'auteur a utilisé un contrôle direct du couple (DTC) pour contrôler la puissance réactive et la vitesse de la GADA qui se trouvent dans les boucles externes, la composante réactive du courant à l'entrée du CM a été aussi contrôlée à l'aide

d'un contrôleur d'hystérésis en tenant compte de tous les états de commutation actifs en fonction du courant d'entrée estimé et du facteur de puissance de la charge. La table de commutation proposée par l'auteur permet à réduire la distorsion dans la forme d'onde du courant fournie par le réseau. Enfin, il a conclu que les résultats de la GADA avec CM en utilisant le contrôleur proposé ont prouvé leurs supériorités par rapport aux contrôleurs DTC classique ou la SVM basée sur la MLI.

Dans un second article [20], S. Mondal a proposé une stratégie des diagrammes de puissances actives et réactives qui est similaires à la stratégie des diagrammes opérationnels d'une génératrice synchrone pour un système de conversion de l'énergie éolienne basé sur GADA alimenté par MC à différentes vitesses du vent, ces diagrammes sont utilisés pour estimer la puissance réactive disponible qui est fournie au réseau à partir du système éolien. Pour réaliser ces diagrammes, l'auteur a développé un algorithme pour calculer la part de puissance réactive optimale du stator de la GADA et du CM qui maximise la puissance active injectée dans le réseau à un facteur de puissance du réseau donné à chaque vitesse du vent dans les limites de conception des composants du système, un nouveau modèle en régime permanent du CM a été également développé pour prédire avec précision une puissance réactive maximum par le convertisseur dans des différentes conditions de fonctionnement. Les prédictions de ce modèle et l'algorithme optimal de partage de la puissance réactive sont validés et les diagrammes de puissance active et réactive sont dérivés avec des vitesses du vent variable.

A. Basak [16] a présenté un algorithme de contrôle vectoriel indirect de la vitesse et de la composante du courant réactive de la GADA alimentée par un CM au niveau du rotor, alors que le stator est connecté directement au réseau. Pour contrôler la vitesse, la puissance

de glissement est échangée entre le réseau et la GADA à travers un CM connecté au côté rotor étant donné que la fréquence est variable, l'utilisation du CM permet d'augmenter le facteur de puissance d'entrée du système éolien. Sur la base du contrôle orienté du flux statorique, il a utilisé une modélisation dynamique de l'ensemble du système dans le référentiel de rotation synchrone (d-q). La méthode proposée par l'auteur permet de contrôler la puissance active rotorique et le partage du courant magnétisant entre le stator et le rotor. Enfin, l'auteur a montré une analyse de l'ensemble du système, la conception de divers contrôleurs et les résultats de simulation pour justifier la méthode proposée.

K. Bedoud [23] a fait une étude des performances d'une éolienne à vitesse variable basée sur une GADA alimentée par un CM en utilisant la méthode de MPPT pour extraire la puissance maximale disponible. L'ensemble du système est présenté dans un cadre de référence (d-q) synchrone. La méthode de contrôle est testée et les performances sont évaluées par des résultats de simulation. Enfin, il a présenté les résultats de simulation sous Matlab/Simulink qui montrent l'efficacité et la validité du contrôle proposé.

S. Ghoudelbourk [32] présente dans son article une étude d'un système de génération éolien à base de la GADA à rotor bobiné connecté directement au réseau par le stator et alimenté par un CM au niveau du rotor, où l'auteur nous présente un travail qui vise à améliorer les performances des éoliennes par l'intégration d'un mode de contrôle combiné avec deux techniques différentes : un contrôleur PI classique et un contrôleur de logique floue. Des résultats de simulation en régime transitoire et permanent sont présentés afin de tester le système de génération proposé, il constate que les résultats de simulation avec le CM en appliquant un contrôle par la logique floue donnent des meilleurs résultats, où le

découplage de contrôle entre la puissance active et réactive est obtenu avec succès et aussi une réduction très acceptable de THD.

A. Djoudi [33] propose un système de conversion d'énergie éolienne à base d'une GADA à rotor bobiné alimenté par un CM au niveau du rotor. L'auteur développe une nouvelle loi de contrôle robuste sans capteur pour les puissances actives et réactives du stator avec le courant statorique, où il détermine les puissances statoriques et le flux rotoriques qui sont nécessaires pour contrôler la GADA par un observateur à mode glissant. L'auteur ressort trois avantages principaux, la robustesse, le faible coût et la possibilité de superviser le CM grâce à des mesures du courant rotorique. Des simulations du système éolien considéré sont effectuées, pour différents points de fonctionnement, pour mettre en évidence les performances du système proposé.

L'ensemble de ces études tourne autour de deux axes de recherche :

- Le premier axe concerne l'utilisation de la GADA dans les systèmes de génération à vitesse variable. La majorité des travaux étudiés tout au long de cette recherche bibliographique s'orientent vers le contrôle vectoriel de la GADA.
- Le deuxième axe porte sur le convertisseur de puissance associé à la GADA, et les différentes stratégies de commande adoptées pour le contrôle des convertisseurs de puissance. La plupart des travaux présentés dans ce sens traitent la commande du CM par la méthode de modulation de Venturini et SVM.

Dans la revue littérature du convertisseur matriciel appliqué dans les énergies éoliennes, on rencontre trois types de stratégies de modulations qui sont principalement appliquées pour la commande du convertisseur matriciel ; la méthode de Venturini, la méthode de SVM et la

méthode scalaire, les deux premières sont les plus utilisées dans le domaine des énergies éoliennes.

Les travaux de recherches présentés ont été faits sur l'utilisation de la MADA avec la CM dans l'énergie éolienne et méthodes de contrôles utilisées, cependant il reste plusieurs défis à relever, comme : l'établissement d'un modèle mathématique précis pour la conception des lois des contrôleurs avancés afin de commander le CM et le système éolien, qui permettent de garantir un bon suivi de la référence, le rejet de perturbation et du bruit ; la robustesse du système étudié face aux incertitudes paramétriques internes, aux changements de la charge, aux charges non linéaires ; aux défauts et aux déséquilibre et perturbation du réseau électrique.

Dans notre thèse, notre choix s'est orienté vers la première méthode Venturini à cause de son rapprochement au convertisseur matriciel et qui donne plus de possibilités dans le contrôle découplé des puissances actives et réactives générées par la GADA, cette méthode présente plus d'avantage par rapport à la deuxième méthode qui donne un taux d'harmoniques réduit.

Dans la revue littérature que nous avons citée, nous avons constaté que la majorité des auteurs ont utilisé des commandes classiques pour le contrôle de la GADA associée au CM. C'est donc dans ce contexte que nous allons adopter un contrôle vectoriel découplé des puissances actives et réactives de la GADA, cette commande est basée sur l'orientation du flux statorique suivant le référentiel lié au champ tournant, dans le but d'assurer de hautes performances et une meilleure exécution de la GADA et de rendre le système insensible aux perturbations extérieures et aux variations paramétriques. Dans le but de répondre aux exigences de la problématique, nous allons présenter une analyse complète de la modélisation

du système éolien, la simulation et la comparaison des performances de la GADA en utilisant des contrôleurs avancés basés sur le mode glissant, la logique floue et la commande robuste H_∞ . Ces stratégies du contrôle ont été adoptées pour commander les puissances active et réactive et les courants rotoriques. Les résultats de ces contrôleurs ont montré une réponse dynamique rapide, une bonne robustesse et une faible dépendance des paramètres du modèle mathématique, l'utilisation du CM est nécessaire pour réduire la pollution harmonique avec un minimum de THD.

2.8 Conclusion

Une présentation de l'énergie éolienne a été dévoilée dans ce chapitre. À ce niveau, certains concepts importants au sujet de la technologie éolienne ont été fournis comme les méthodes de description du gisement éolien, des cas concrets d'architectures, on a commencé par présenter plusieurs modèles d'éoliens à axe horizontal et vertical, et les spécifications techniques des éoliennes. D'après cette analyse, on remarque que la MADA se distingue au plan économique par l'emploi des convertisseurs de plus faible puissance, elle a l'avantage d'être souple d'où le nom de machine généralisée. Le fonctionnement sur les quatre quadrants dans une grande plage de vitesse est la raison majeure de sa supériorité. Avec un contrôle particulier, cette génératrice est capable d'être consacrée au perfectionnement des échanges d'énergie d'où son application dans la génération d'énergie éolienne. Ce chapitre nous a permis de dévoiler une topologie de l'aérogénérateur qui se sert d'une MADA comme génératrice et un convertisseur matriciel pour piloter le rotor de la machine. On a présenté la méthodologie de fonctionnement et les domaines d'utilisation de cette génératrice, et enfin pour rendre plus accessible le modèle de ce système nous allons établir un modèle complet du système éolien (turbine et la génératrice) dans le prochain chapitre.

Chapitre 3 - Analyse et modélisation d'un système de conversion d'énergie éolienne

3.1 Introduction

Après avoir illustré les différentes chaînes de conversion, dans le chapitre précédent où nous allons analyser un type de génératrice qui offre la possibilité de contrôler indépendamment les puissances statoriques (actives et réactives). La deuxième partie est consacrée à l'étude et modélisation d'un système de conversion d'énergie éolienne, nous modéliserons d'abord la GADA ainsi que la turbine éolienne et l'arbre mécanique en décrivant l'utilité du multiplicateur. Ensuite, nous étudierons le contrôle de la turbine afin de maximiser la puissance captée et nous finirons avec des résultats de simulation, dont l'objectif de vérifier et valider la stratégie de contrôle.

Les systèmes de conversion d'énergie éolienne sont très différents en nature des générateurs conventionnels, et donc des études dynamiques doivent être adressées afin d'intégrer l'énergie éolienne dans le système d'alimentation. La modélisation dynamique est nécessaire pour différents types d'analyse liés à la dynamique du système : stabilité, système de commande et optimisation.

La MADA est employée en tant que génératrice dans la majorité des projets de centrale éolienne, du fait qu'il permet d'avoir des grands avantages de fonctionnement. Conçue dans un système éolien, la GADA propose une solution pour fonctionner sur une plage de vitesses du vent élevée, et d'extraire le plus de puissance possible, pour chaque vitesse du vent [1-2]. Son circuit statorique est lié directement au réseau électrique, un deuxième circuit positionné

au rotor est également connecté au réseau électrique, mais via un convertisseur de puissance [1-2]. Du fait que la puissance rotorique transitée est plus faible, le prix des convertisseurs est réduit par rapport avec un aérogénérateur à vitesse variable alimenté par des convertisseurs de puissance au stator [1-2]. C'est la raison principale où on trouve cette génératrice pour la production en grande puissance. Un deuxième motif est la solution de contrôler la tension au point de connexion de cette génératrice. Par ailleurs nous nous intéressons plus précisément à la génératrice se servant des convertisseurs contrôlés par la MLI qui sont les plus exploités et sont donc dimensionnés pour une fraction de la puissance nominale de la machine (seulement 30%) [1-2].

Ainsi l'excès généré par la présence de bobinages au rotor est donc compensé par l'économie réalisée sur les convertisseurs [2]. Dans cet état, le réglage de la vitesse de la MADA est en fonction de la vitesse du vent pour autoriser une capture d'énergie assez élevée en optimisant le rendement de la turbine [1]. Les méthodes de contrôle de ces machines et leurs éventuelles interfaces de connexion au réseau doivent permettre de recueillir une limite en énergie, ceci avec l'objectif de conforter la productivité des installations éoliennes [39].

3.2 Système de conversion d'énergie éolienne

Le système de conversion d'énergie éolienne étudié dans notre application est à base d'une GADA, son stator est connecté au réseau et son rotor alimenté par un CM. La figure 3-1 représente le système de conversion qui est comporte quatre parties.

- Génératrice à vitesse variable utilisant une GADA, cette dernière est la plus populaire dans l'application d'énergie éolienne en raison de ses performances supérieures, son coût et sa flexibilité du contrôle ;

- Multiplicateur de vitesse est utilisé dans un aérogénérateur pour augmenter la vitesse de rotation d'un rotor ;
- Turbine éolienne à trois pales qui sont mises en mouvement par l'énergie cinétique du vent pour générer une puissance maximale ;
- Convertisseur matriciel qui se compose d'une matrice d'interrupteurs bidirectionnels reliant deux systèmes triphasés indépendants, chaque ligne de sortie est reliée à chaque ligne d'entrée via un interrupteur bidirectionnel.

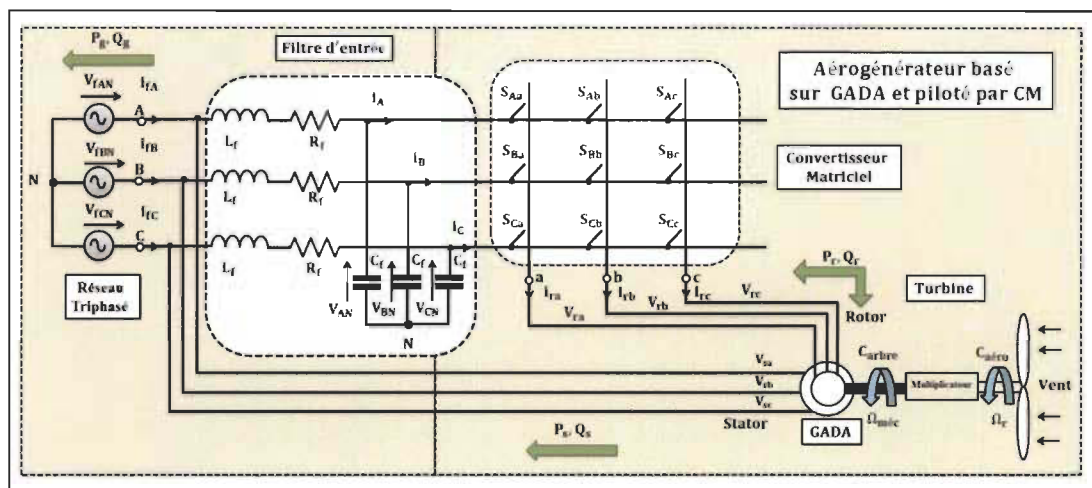


Figure 3-1 Schéma global du système de conversion d'énergie éolienne

3.3 Machine asynchrone à double alimentation

La MADA est employée dans les domaines où la puissance mise en jeu est assez grande et dans les entraînements à vitesse variable [37]. Ce qui permet de réaliser une meilleure maîtrise des transferts des puissances avec des rendements nettement améliorés [37].

3.3.1 Description de la MADA

La machine asynchrone se compose principalement de deux parties, stator et rotor (Figure 3-2) [4, 37]. Le rotor tourne à l'intérieur de la cavité de la machine et est séparé du stator par

un entrefer. En principe les circuits électriques du stator et du rotor sont constitués de trois enroulements similaires couplés en étoile (ou en triangle) à la seule différence est que celui du rotor connecté à trois ou quatre bagues où glissent des balais [4, 37].



Figure 3-2 Machine asynchrone à double alimentation (MADA)

Source : http://www.motac.fr/prod_name/moteur-electrique-triphas-400-690v-1500-t-mn-taille-112-b14-4-kw.aspx

Les trois enroulements statoriques (A, B et C) sont en parallèle par rapport aux enroulements rotoriques (a, b et c) qui sont répartis sinusoidalement et décalés de 120 degrés l'un par rapport à l'autre [4, 37].

3.3.2 Fonctionnement de la MADA

Le fonctionnement naturel de la MADA est donné par la contribution des deux armatures statoriques et rotoriques alimentées par deux sources de courants alternatifs, ces dernières fournissent à la fois l'excitation pour la magnétisation de la machine en termes d'énergie réactive et la puissance active pour le développement du couple [2]. En double excitation, la rotation des champs tournants du stator et du rotor devient en fonction des fréquences respectivement imposées par les deux sources d'alimentation externes [1-2]. Dès lors, une

certaine synchronisation entre les deux champs est imposée pour assurer l'équilibre à la machine [1-2].

3.4 Modélisation de la GADA

La commande d'un processus physique n'est pas capable d'être convenablement faite sans sa représentation mathématique. Celle-ci est une étape très importante dans l'asservissement des systèmes. En effet, afin de concevoir une structure de contrôle, il est nécessaire de disposer d'un modèle mathématique représentant fidèlement les caractéristiques du processus [40, 42]. Ce modèle ne doit pas être trop simple pour ne pas s'éloigner de la réalité physique et ne doit pas être trop complexe pour simplifier l'analyse et la synthèse des structures de contrôle. On peut développer un modèle dynamique de la GADA à partir d'une bonne approximation du processus réel. Néanmoins, le modèle doit incorporer tous les effets dynamiques importants qui se passent durant les opérations de régimes transitoires et permanents [40, 42]. Le modèle mathématique de la GADA est similaire à celui de la génératrice asynchrone à cage [1]. En effet, la cage de la machine est assimilée au bobinage triphasé de la GADA. Le rotor de la GADA n'est pas en court-circuit et alors les tensions au niveau de ce dernier ne sont pas nulles [1-2, 4].

3.4.1 Hypothèses simplificatrices

La machine asynchrone conçoit un équilibrage des enroulements et une géométrie très compliquée. De fait, pour une étude tenant compte de sa structure précise il est essentiel d'adopter des hypothèses simplificatrices [36].

- On suppose la non-saturation des circuits magnétiques ;
- L'ordre des relations entre les flux et les courants est linéaire ;

- On suppose que la densité du courant est uniforme dans la section des conducteurs élémentaires, l'effet de peau est donc négligé ;
- La négligence de phénomène d'hystérésis et les courants de Foucault ;
- Les enroulements du stator et rotor sont symétriques et la force magnétomotrice (f.m.m) est répartie sinusoidalement le long de la périphérie des deux armatures ;
- On ne prend pas compte que du premier harmonique d'espace de distribution de force f.m.m de chaque phase du stator et du rotor ;
- L'épaisseur de l'entrefer est uniforme (constant) ;
- Les inductances propres sont constantes ;
- Les inductances mutuelles sont des fonctions sinusoidales de l'angle entre les axes des enroulements du stator et rotor.

3.4.2 Modèle mathématique de la GADA

3.4.2.1 Équations générales de la GADA en triphasé

Les expressions des tensions statoriques sont exprimées par [36] :

$$[V_{sabc}] = R_s \cdot [I_{sabc}] + \frac{d}{dt} [\Psi_{sabc}] \quad 3-1$$

$$\begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \end{bmatrix} = R_s \cdot \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Psi_{sa} \\ \Psi_{sb} \\ \Psi_{sc} \end{bmatrix} \quad 3-2$$

Aussi pour les équations des tensions rotoriques [36] :

$$[V_{rabc}] = R_r \cdot [I_{rabc}] + \frac{d}{dt} [\Psi_{rabc}] \quad 3-3$$

$$\begin{bmatrix} V_{ra} \\ V_{rb} \\ V_{rc} \end{bmatrix} = R_r \cdot \begin{bmatrix} i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Psi_{ra} \\ \Psi_{rb} \\ \Psi_{rc} \end{bmatrix} \quad 3-4$$

Les flux au niveau du stator et rotor sont exprimés par [36] :

$$[\Psi_{sabc}] = [L_{ss}] \cdot [I_{sabc}] + [L_{sr}] \cdot [I_{rabc}] \quad 3-5$$

$$\begin{bmatrix} \Psi_{sa} \\ \Psi_{sb} \\ \Psi_{sc} \end{bmatrix} = [L_{ss}] \cdot \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} + [L_{sr}] \cdot \begin{bmatrix} i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix} \quad 3-6$$

$$[\Psi_{rabc}] = [L_{rr}] \cdot [I_{rabc}] + [L_{rs}] \cdot [I_{sabc}] \quad 3-7$$

$$\begin{bmatrix} \Psi_{ra} \\ \Psi_{rb} \\ \Psi_{rc} \end{bmatrix} = [L_{rr}] \cdot \begin{bmatrix} i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix} + [L_{rs}] \cdot \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} \quad 3-8$$

Tel que :

$$[L_{ss}] = \begin{bmatrix} l_s & l_{ss} & l_{ss} \\ l_{ss} & l_s & l_{ss} \\ l_{ss} & l_{ss} & l_s \end{bmatrix}; [L_{rr}] = \begin{bmatrix} l_r & l_{rr} & l_{rr} \\ l_{rr} & l_r & l_{rr} \\ l_{rr} & l_{rr} & l_r \end{bmatrix} \quad 3-9$$

$$[L_{sr}] = [L_{rs}]^T = L_m \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos(\theta) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad 3-10$$

En combinant les relations (3-5) et (3-7) avec les relations (3-1) et (3-3), nous obtenons les deux expressions suivantes :

$$[V_{sabc}] = R_s \cdot [I_{sabc}] + [L_{ss}] \cdot \frac{d}{dt} [I_{sabc}] + \frac{d}{dt} \{ [L_{sr}] \cdot [I_{rabc}] \} \quad 3-11$$

$$[V_{rabc}] = R_r \cdot [I_{rabc}] + [L_{rr}] \cdot \frac{d}{dt} [I_{rabc}] + \frac{d}{dt} \{ [L_{rs}] \cdot [I_{sabc}] \} \quad 3-12$$

L'analyse théorique du comportement du système est donc assez laborieuse, vu le grand nombre de variables. On emploie donc des transformations mathématiques qui assurent la présentation du comportement de la GADA à l'aide d'équations différentielles à coefficients constants (Figure 3-3).

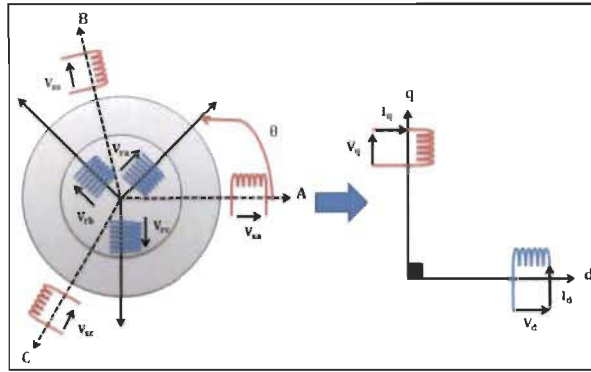


Figure 3-3 Modèle de Park de la MADA

3.4.2.2 Équations générales de la GADA en biphase

La machine à induction est un système fortement couplé, sa représentation dans le système triphasé est de fait spécialement compliquée [2, 40]. Afin de mieux représenter le comportement de la GADA, on doit faire appel à un modèle mathématique précis et suffisamment simple [2, 40]. Le modèle biphase (d, q) donné par la transformation de Park est donc utilisé [1-2], tel que la figure 3-4 le représente.

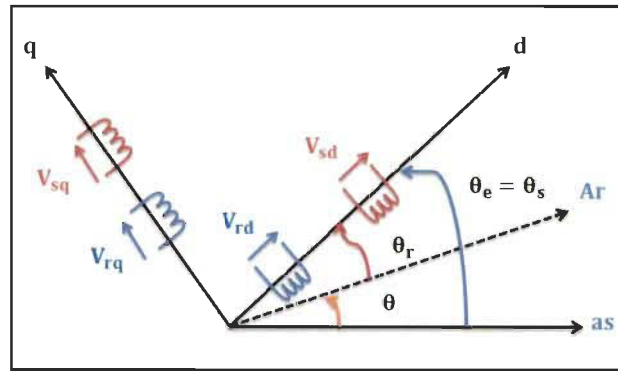


Figure 3-4 Représentation de la GADA dans le repère biphase

La matrice de Park est exprimée par [41] :

$$[P(\theta_s)] = \begin{bmatrix} \cos \theta_s & \cos \left(\theta_s - \frac{2\pi}{3} \right) & \cos \left(\theta_s + \frac{2\pi}{3} \right) \\ -\sin \theta_s & -\sin \left(\theta_s - \frac{2\pi}{3} \right) & -\sin \left(\theta_s + \frac{2\pi}{3} \right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad 3-13$$

Avec θ_s l'angle de la transformation de Park des grandeurs statoriques et θ_r l'angle de la transformation de Park des grandeurs rotoriques. La transformation de Park conduit à une relation liant les angles θ_s et θ_r , qui est exprimée par [2] :

$$\theta_s + \theta_r = \theta_s \quad 3-14$$

➤ Équations des tensions

Appliquons la transformation de Park à l'équation (3-1) et en multipliant les deux éléments de l'égalité par $[P(\theta_s)]$ et en simplifiant, nous trouvons :

$$[V_{sdq}] = [R_s] \cdot [I_{sdq}] + \frac{d}{dt} [\Psi_{sdq}] + [P(\theta_s)] \frac{d}{dt} [P^{-1}(\theta_s)] \cdot [\Psi_{sdq}] \quad 3-15$$

L'expression (3-15) devient alors :

$$\begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{sd} \\ I_{sq} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Psi_{sd} \\ \Psi_{sq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\frac{d\theta_s}{dt} \\ \frac{d\theta_s}{dt} & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \Psi_{sd} \\ \Psi_{sq} \end{bmatrix} \quad 3-16$$

De manière similaire, et en suivant les mêmes étapes, nous obtenons pour le rotor l'expression suivante :

$$\begin{bmatrix} V_{rd} \\ V_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{rd} \\ I_{rq} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Psi_{rd} \\ \Psi_{rq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\frac{d\theta_r}{dt} \\ \frac{d\theta_r}{dt} & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \Psi_{rd} \\ \Psi_{rq} \end{bmatrix} \quad 3-17$$

➤ Équation des flux

Appliquons la transformation de Park à l'expression (3-5), ça nous donne :

$$[\Psi_{sdq}] = [P(\theta_s)] \cdot [L_{ss}] \cdot [P^{-1}(\theta_s)] \cdot [I_{sdq}] + [R_s] \cdot [I_{sdq}] + [P(\theta_s)] \cdot [L_{rs}] \cdot [P^{-1}(\theta_s)] \cdot [I_{rdq}] \quad 3-18$$

En définissant les inductances cycliques par le système d'équations suivant [1-2] :

$$\begin{cases} L_s = l_s - M_s \\ L_r = l_r - M_r \\ L_m = \frac{3}{2} \cdot M_s \end{cases} \quad 3-19$$

L'expression (3-18) devient alors :

$$\begin{bmatrix} \Psi_{sd} \\ \Psi_{sq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & 0 \\ 0 & L_s \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{sd} \\ I_{sq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_m & 0 \\ 0 & L_m \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{rd} \\ I_{rq} \end{bmatrix} \quad 3-20$$

De la même façon, en appliquant la transformation de Park à l'expression des flux rotoriques :

$$\begin{bmatrix} \Psi_{rd} \\ \Psi_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_r & 0 \\ 0 & L_r \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{rd} \\ I_{rq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_m & 0 \\ 0 & L_m \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{sd} \\ I_{sq} \end{bmatrix} \quad 3-21$$

Le modèle de la GADA équivalent peut-être établi sous forme d'un circuit électrique présenté dans la figure 3-5 [20, 38, 40] :

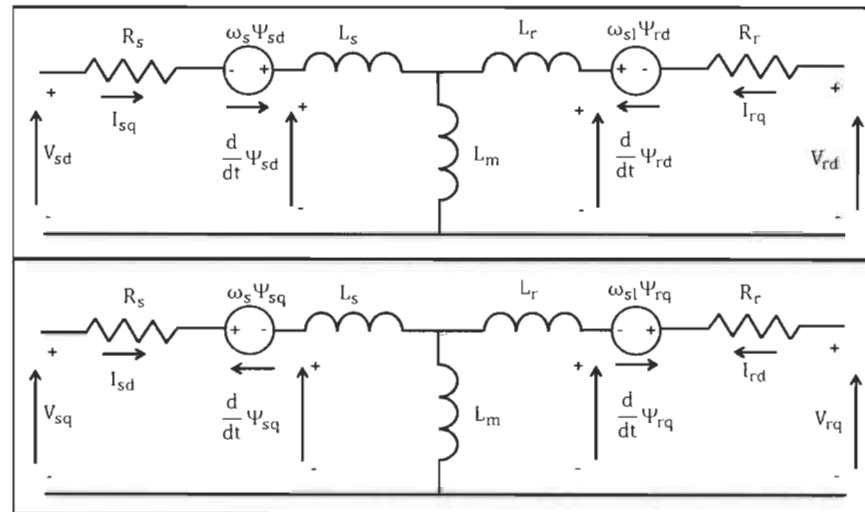


Figure 3-5 Circuit équivalent de la GADA dans le repère dq

➤ Équation mécanique

Pour l'obtention d'un modèle complet de la GADA, il faut qu'on tienne compte de l'équation du mouvement. En appliquant les relations fondamentales de la dynamique à la machine.

L'équation mécanique est présentée par [4] :

$$J \frac{d\Omega_r}{dt} = C_{em} - C_r - C_{fv} \quad 3-22$$

Avec J : Moment d'inertie ; C_r : Couple résistant

Le couple de frottement (C_{fv}) est donné par la relation suivante :

$$C_{fv} = \frac{f_v}{P} \omega_r = f_v \cdot \Omega_r \quad 3-23$$

L'équation mécanique peut-être aussi formulée par [44]:

$$J \frac{d\Omega_r}{dt} = \left(\frac{1}{P} \frac{d\omega_r}{dt} \right) = C_{em} - C_r - C_{fv} \quad 3-24$$

$$J = \left(\frac{J_t}{G^2} + J_m \right) \quad 3-25$$

J_t : Moment d'inertie de la turbine ; J_m : Moment d'inertie de la GADA ; f_v : Coefficient de frottement visqueux ; G : Gain du multiplicateur et P : Nombre de paires de pôles.

➤ Équation du couple électromagnétique

Le couple électromagnétique s'exprime comme suit [2, 38] :

$$C_{em} = -\frac{3}{2} \cdot P \cdot \frac{L_m}{L_s} (\Psi_{rd} \cdot I_{sq} - \Psi_{rq} \cdot I_{sd}) = -\frac{3}{2} \cdot L_m (i_{sq} \cdot I_{rd} - i_{sd} \cdot I_{rq}) \quad 3-26$$

➤ Équations des puissances

Les puissances actives et réactives statoriques et rotoriques de la GADA s'écrivent [1] :

$$\begin{cases} P_s = V_{sd} \cdot I_{sd} + V_{sq} \cdot I_{sq} \\ Q_s = V_{sq} \cdot I_{sd} - V_{sd} \cdot I_{sq} \end{cases} \quad 3-27$$

$$\begin{cases} P_r = V_{rd} \cdot I_{rd} + V_{rq} \cdot I_{rq} \\ Q_r = V_{rq} \cdot I_{rd} - V_{rd} \cdot I_{rq} \end{cases} \quad 3-28$$

3.4.2.3 Modèle en espace d'état de la GADA

On réécrit les équations des courants rotoriques et des flux statoriques :

$$\begin{cases} I_{rd} = \frac{1}{L_r} \Psi_{rd} - \frac{L_m}{L_r} I_{sd} \\ I_{rq} = \frac{1}{L_r} \Psi_{rq} - \frac{L_m}{L_r} I_{sq} \\ \Psi_{sd} = L_s \cdot \sigma \cdot I_{sd} + \frac{L_m}{L_r} \Psi_{rd} \\ \Psi_{sq} = L_s \cdot \sigma \cdot I_{sq} + \frac{L_m}{L_r} \Psi_{rq} \end{cases} \quad 3-29$$

$$\text{Avec } \sigma = \left(1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r}\right).$$

En remplaçant Ψ_{sd} et Ψ_{sq} en fonction de Ψ_{rd} et Ψ_{rq} dans le système (3-16), on aboutit aux équations suivantes :

$$\begin{cases} V_{sd} = R_s \cdot I_{sd} + L_s \cdot \sigma \cdot \frac{dI_{sd}}{dt} + \frac{L_m}{L_r} \frac{d\Psi_{rd}}{dt} - \omega_s \cdot \left[L_s \cdot \sigma \cdot I_{sq} + \frac{L_m}{L_s} \Psi_{rq} \right] \\ V_{sq} = R_s \cdot I_{sq} + L_s \cdot \sigma \cdot \frac{dI_{sq}}{dt} + \frac{L_m}{L_r} \frac{d\Psi_{rq}}{dt} - \omega_s \cdot \left[L_s \cdot \sigma \cdot I_{sd} + \frac{L_m}{L_s} \Psi_{rd} \right] \end{cases} \quad 3-30$$

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} \Psi_{rd} = -R_r I_{rd} + (\omega_s - \omega_r) \Psi_{rq} + V_{rd} \\ \frac{d}{dt} \Psi_{rq} = -R_r I_{rq} - (\omega_s - \omega_r) \Psi_{rd} + V_{rq} \end{cases} \quad 3-31$$

Le modèle sous forme d'espace d'état de la GADA s'écrit de la forme suivante :

$$\begin{cases} \dot{X}_G = A_G X_G + B_G U_G \\ Y_G = C_G X_G \end{cases} \quad 3-32$$

$$A_G = \begin{bmatrix} -\gamma & \omega_s & \frac{\vartheta}{T_r} & \omega_r \vartheta \\ -\omega_s & -\gamma & -\omega_r \vartheta & \frac{\vartheta}{T_r} \\ \frac{L_m}{T_r} & 0 & -\frac{1}{T_r} & \omega_{sl} \\ 0 & \frac{L_m}{T_r} & -\omega_{sl} & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix} \quad 3-33$$

$$B_G = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 & \vartheta & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} & 0 & \vartheta \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad 3-34$$

$$\text{Avec : } T_r = \frac{L_r}{R_r} ; T_s = \frac{L_s}{R_s} ; \gamma = \frac{1}{\sigma T_s} ; \vartheta = \frac{L_m}{\sigma L_s L_r}.$$

Avec : $X_G = [I_{sd}, I_{sq}, \Psi_{rd}, \Psi_{rq}]$: Vecteur d'état ; A_G : Matrice d'état ; B_G : Matrice de commande ; $U_G = [V_{sd}, V_{sq}, V_{rd}, V_{rq}]$: Vecteur de commande ; Y_G : Vecteur de sortie ; C_G : Matrice d'observation.

La décomposition du système espace d'état nous donne :

$$\begin{cases} \dot{I}_{sd} = -\gamma I_{sd} + \omega_s I_{sq} + \frac{\vartheta}{T_r} \Psi_{rd} + \omega_r \vartheta \Psi_{rq} + \frac{1}{\sigma L_s} V_{sd} + \vartheta V_{rd} \\ \dot{I}_{sq} = -\omega_s I_{sd} - \gamma I_{sq} - \omega_r \vartheta \Psi_{rd} + \frac{\vartheta}{T_r} \Psi_{rq} + \frac{1}{\sigma L_s} V_{sq} + \vartheta V_{rq} \\ \dot{\Psi}_{rd} = \frac{L_m}{T_r} I_{sd} - \frac{1}{T_r} \Psi_{rd} + \omega_{sl} \Psi_{rq} + V_{rd} \\ \dot{\Psi}_{rq} = \frac{L_m}{T_r} I_{sq} - \omega_{sl} \Psi_{rd} - \frac{1}{T_r} \Psi_{rq} + V_{rq} \end{cases} \quad 3-35$$

3.5 Modélisation et commande de la turbine éolienne

3.5.1 Modélisation de la turbine

Le système qui est étudié dans notre thèse est composé d'une turbine éolienne qui comprend trois pales de longueur R , établies sur un arbre primaire d'entraînement qui est connecté à un multiplicateur de gain G (Figure 3-6).

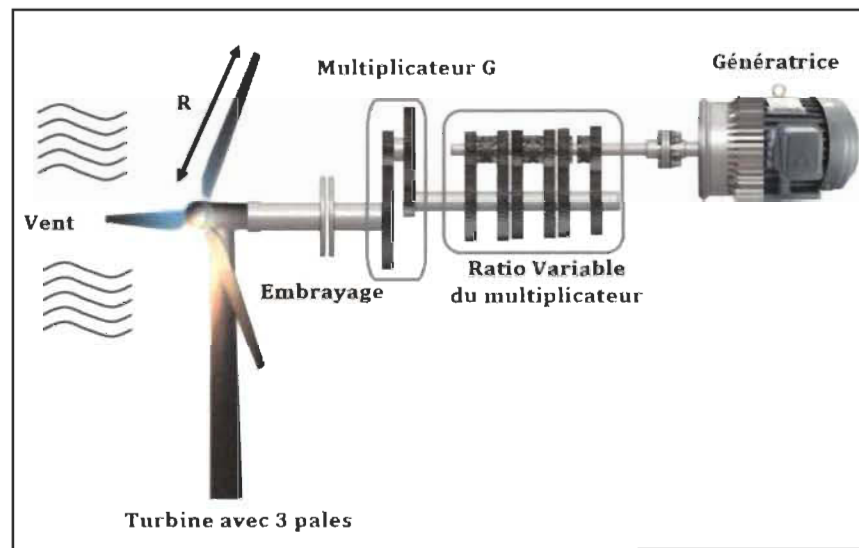


Figure 3-6 Conversion de l'énergie cinétique en énergie mécanique

3.5.1.1 Hypothèses simplificatrices

Pour modéliser la turbine, nous nous appuyons sur un certain nombre d'hypothèses simplificatrices, qui sont le plus fréquemment considérées, nous supposons que [39] :

- Les trois pales sont considérées de réalisation équivalente et elles possèdent de fait les mêmes paramètres : inertie ; élasticité ; coefficient de frottement comparativement à l'air ;
- Les trois pales sont orientables et présentent toutes un même coefficient de frottement par rapport au support ;
- La répartition de la vitesse du vent est uniforme sur toutes les pales ;
- La négligence de coefficient de frottement des pales par rapport à l'air ;
- La négligence des pertes de frottement de la turbine par rapport aux pertes de frottement de la génératrice.

3.5.1.2 Modèle aérodynamique

En combinant les relations (2-8) et (2-9) de chapitre précédent, la puissance mécanique P_{aero} s'exprime alors [40, 43-44, 46] :

$$P_{aero} = \left(\frac{P_{aero}}{P_{mt}} \right) \cdot P_{mt} = C_p \cdot P_{mt} = \frac{1}{2} \cdot C_p(\lambda, \beta) \cdot \rho \cdot \pi \cdot R^2 \cdot V_1^3 \quad 3-36$$

Où λ est introduit par [43-44, 46] :

$$\lambda = \frac{\Omega_t \cdot R}{v} \quad 3-37$$

Où λ est la vitesse relative représentant le ratio entre la vitesse linéaire à l'extrémité des pales de l'éolienne ($\Omega_t \cdot R$) et la vitesse du vent (v);

ρ : Masse volumique de l'air qui est égale à 1,225 kg/m³

Ω_t : Vitesse de rotation de la turbine ;

R : Rayon de l'éolienne ou la longueur d'une pale, le rayon du cercle est défini par la longueur d'une pale ;

Le C_p est le rendement aérodynamique de la turbine d'aérogénérateur et dépend aussi de la caractéristique de la turbine [40]. Ce coefficient présente une limite théorique, nommée limite de Betz, qui est égale à 0,593 [43, 45].

$$C_p(\lambda, \beta) = (0.35 - 0.00167) \cdot (\beta - 1) \cdot \sin \left[\frac{\pi \cdot (\lambda + 0.1)}{14.34 - 0.3 \cdot (\beta - 2)} \right] - 0.00184 \cdot (\lambda - 3) \cdot (\beta - 2)$$

3-38

Dans le cas de notre thèse, nous appliquerons une relation approchée du C_p en fonction de λ et de β [43-44] :

$$C_t = \frac{P_t}{\Omega_t} = \frac{\pi}{2 \cdot \lambda} C_p(\lambda, \beta) \cdot \rho \cdot R^3 \cdot v^2$$

3-39

3.5.1.3 Modèle de la partie mécanique

On modélise la totalité des trois pales comme une seule et même dynamique mécanique caractérisée par la somme de l'ensemble des spécifications mécaniques. En suivant les hypothèses simplificatrices, on acquiert donc un modèle mécanique composé de deux masses comme l'illustre la figure 3-7 [43].

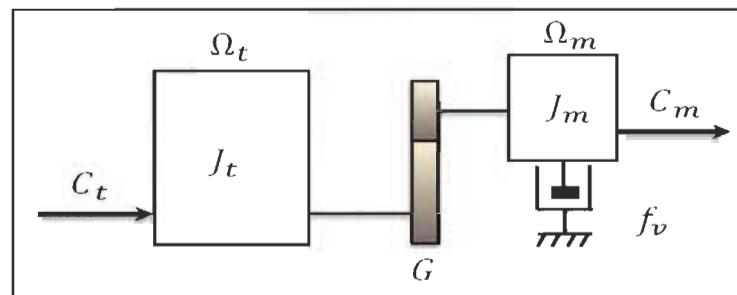


Figure 3-7 Modèle mécanique de la turbine

Avec C_m : Couple mécanique sur l'arbre de la GADA et Ω_m : Vitesse de rotation de la GADA.

Le multiplicateur ajuste la vitesse de rotation de la turbine (arbre lent) à la vitesse de rotation de la GADA (arbre rapide) (Figure 3-7). En estimant que le multiplicateur est parfait,

cela signifie que les pertes mécaniques sont négligeables, il est donc modélisé par les deux expressions suivantes [43] :

$$C_m = \frac{C_t}{G} \quad 3-40$$

$$\Omega_m = G \cdot \Omega_t \quad 3-41$$

Le schéma bloc de la figure 3-8 présente la modélisation et mécanique de la turbine éolienne. Cette figure montre que la vitesse de rotation Ω_m de la GADA, alors celle de la turbine, peut être commandée par un ajustement soit sur l'angle β , soit sur le C_{em} de la GADA. La vitesse du vent est estimée comme une entrée perturbatrice à l'aérodynamique [22, 43].

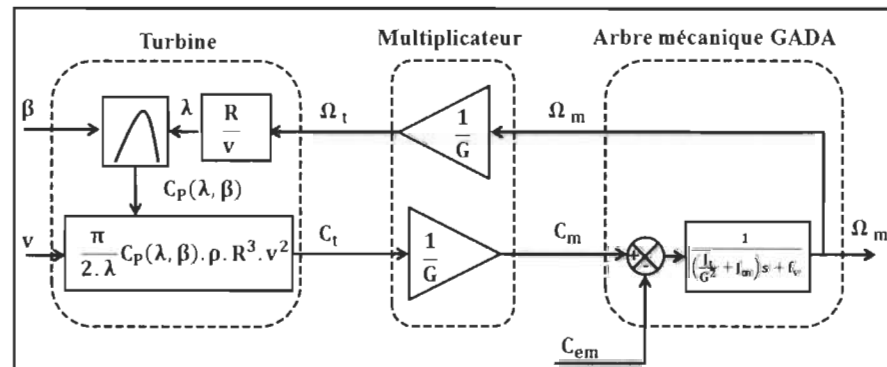


Figure 3-8 Schéma bloc de la modélisation de la partie mécanique de l'éolienne

En suivant le schéma bloc de la modélisation, nous écrivons la relation fondamentale de la dynamique du système mécanique sur l'arbre secondaire de la GADA par [43] :

$$\left(\frac{J_t}{G^2} + J_m\right) \frac{d\Omega_m}{dt} + f_v \cdot \Omega_m = C_m - C_{em} \quad 3-42$$

3.5.2 Contrôle de la turbine éolienne

Les étapes de fonctionnement d'une éolienne à vitesse variable sont définies selon trois domaines de fonctionnement, tel qu'il est présenté dans la figure 3-9 [4, 22, 25, 39, 43].

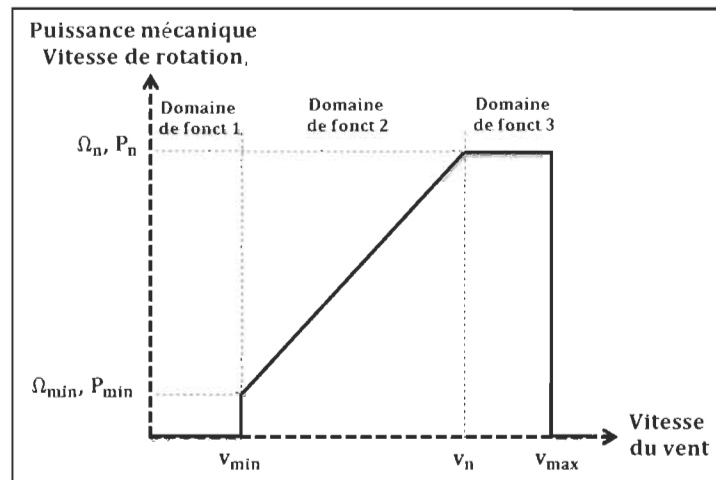


Figure 3-9 Domaines de fonctionnement d'un aérogénérateur à vitesse variable

- Domaine de fonctionnement 1 : la vitesse du vent est faible et insuffisante pour autoriser le démarrage de l'aérogénérateur ; la vitesse de rotation et la puissance mécanique sont donc nulles ;
- Domaine de fonctionnement 2 : le vent parvient à une vitesse minimale pour autoriser le démarrage. Une fois ce démarrage est réalisé, l'aérogénérateur va fonctionner de manière à capter le maximum de puissance disponible pour obtenir un fonctionnement idéal le temps que le vent atteigne la vitesse nominale correspond aux valeurs nominales de la puissance mécanique et de la vitesse de rotation ;
- Domaine de fonctionnement 3 : le vent parvient à des vitesses à un échelon supérieur à la vitesse nominale, la vitesse de rotation et la puissance mécanique seront maintenues à leurs valeurs nominales afin de ne pas endommager l'aérogénérateur. Ces limites peuvent s'effectuer, surtout, en orientant les pales de l'aérogénérateur pour dégrader le niveau de productivité de l'aérogénérateur (augmentation de β). Lorsque la vitesse du vent atteint sa valeur optimale, un système d'arrêt de l'aérogénérateur est réalisé pour écarter toute destruction.

Dans notre travail, on s'intéresse plus spécialement à un point de fonctionnement de l'aérogénérateur se trouvant dans le domaine de fonctionnement 2 dans lequel l'angle β est considéré constant. Dans le domaine de fonctionnement 2, on trouve des stratégies de commande pour piloter le couple électromagnétique de la génératrice et pour commander la vitesse de rotation de manière à maximiser la puissance électrique produite. Ce genre de contrôle est connu sous nom MPPT [16, 28, 46].

On trouve deux modes de commande [22, 39, 43] :

- MPPT sans contrôle de vitesse de rotation ;
- MPPT avec contrôle de vitesse de rotation.

Pour l'analyse de ces deux modes du contrôle, on supposera que la GADA et le convertisseur sont idéaux : peu importe la puissance mécanique transmise par la turbine, le couple électromagnétique produit par la GADA est donc à tout moment égal à sa valeur de consigne exigée par le contrôle.

3.5.2.1 MPPT sans contrôle de vitesse de rotation

Ce mode de contrôle est basé sur la théorie que la vitesse du vent change très peu en régime dynamique face aux constantes de temps électriques de l'aérogénérateur, ce qui induit que le couple de démarrage de la turbine est considéré comme nul [22, 43].

À partir de cette hypothèse, nous récrivons la relation (3-42) comme suit [43] :

$$\left(\frac{J_t}{G^2} + J_m\right) \frac{d\Omega_m}{dt} + f_v \cdot \Omega_m = C_m - C_{em} = 0 \quad 3-43$$

Puis, on néglige l'effet du couple de frottements ($C_{fv} = 0$) par rapport au couple mécanique C_m , on peut donc écrire :

$$C_m = C_{em} \quad 3-44$$

La figure 3-10 illustre le principe de la MPPT sans contrôle de vitesse de rotation de la turbine éolienne [22, 43-44].

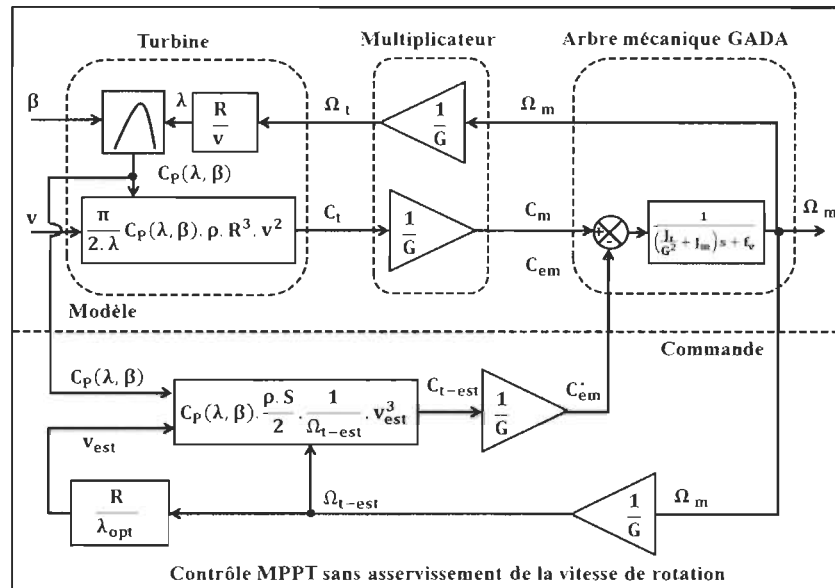


Figure 3-10 MPPT sans contrôle de vitesse de rotation

À partir de la mesure de la vitesse de rotation de la génératrice, une approximation de la vitesse de rotation de la turbine est obtenue :

$$\Omega_{t-est} = \frac{\Omega_m}{G} \quad 3-45$$

Une mesure exacte de la vitesse du vent étant compliquée, une approximation de cette dernière est obtenue à partir de Ω_{t-est} :

$$v_{est} = \frac{\Omega_{t-est} \cdot R}{\lambda_{opt}} \quad 3-46$$

Le couple de la turbine éolienne peut ensuite être obtenu à partir des approximations de la vitesse du vent et de la vitesse de rotation de la turbine. Il peut être exprimé par :

$$C_{t-est} = C_p(\lambda, \beta) \cdot \frac{\rho \cdot S}{2} \cdot \frac{1}{\Omega_{t-est}} \cdot v_{est}^3 \quad 3-47$$

Le couple électromagnétique de consigne est donc obtenu à partir de l'approximation du couple de la turbine éolienne :

$$C_{em}^* = \frac{C_{t-est}}{G} \quad 3-48$$

Pour capter le maximum de puissance, il faut ajuster la vitesse relative à sa valeur optimale λ_{opt} afin d'avoir le C_{Pmax} . Le couple électromagnétique de consigne peut alors s'exprimer par [44]:

$$C_{em}^* = K \cdot \Omega_m^2 \quad 3-49$$

Avec K est une constante définie par [44]:

$$K = \frac{C_{Pmax} \cdot \rho \cdot \pi \cdot R^5}{2 \cdot G^3 \cdot \lambda_{opt}^3} \quad 3-50$$

Dans le domaine de fonctionnement 2 étudié et concernant la commande MPPT, le couple électromagnétique de consigne est alors proportionnel au carré de la vitesse de rotation de la GADA [22, 43-44].

3.5.2.2 MPPT avec contrôle de vitesse de rotation

La deuxième stratégie de contrôle a pour objectif d'ajuster le couple électromagnétique sur l'arbre de la génératrice de façon à régler la vitesse de rotation de cette dernière à une vitesse de référence fixe. Pour effectuer ceci, un contrôle de la vitesse de rotation de la génératrice doit être réalisé, comme l'illustre la figure 3-11 [22, 43]. Le couple électromagnétique de consigne C_{em}^* permettant d'avoir une vitesse de rotation Ω_m égale à sa valeur de consigne Ω_m^* est obtenu en sortie du contrôleur de vitesse. Ce contrôleur de type proportionnel intégral (PI), permet donc de contrôler la vitesse de rotation et de réduire l'effet du couple mécanique C_m qui est perçu comme une perturbation [22, 43].

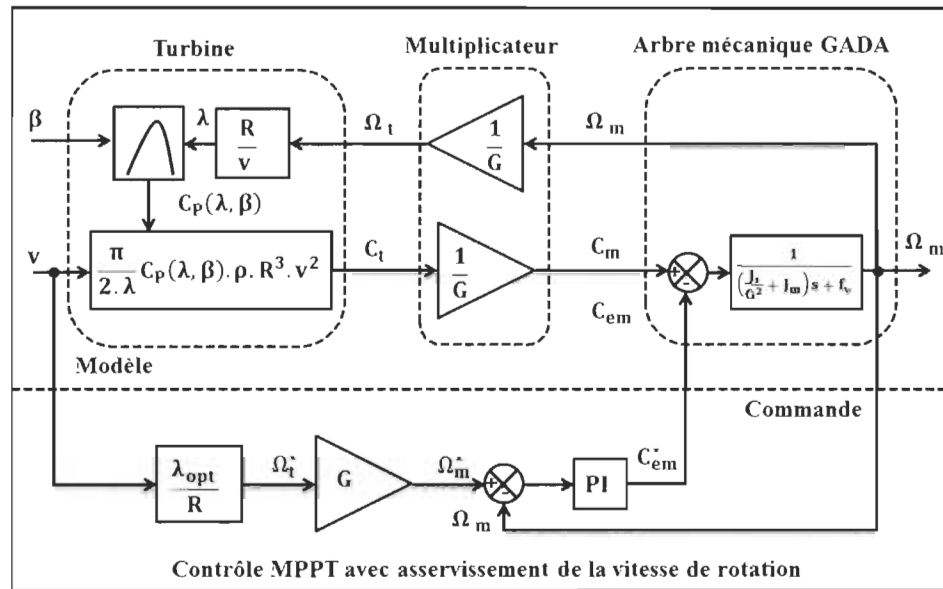


Figure 3-11 MPPT avec contrôle de vitesse de rotation

La vitesse de rotation de consigne de la turbine Ω_t^* est obtenue à partir de la relation (3-37) et est présentée par :

$$\Omega_t^* = \frac{\lambda_{opt} \cdot v}{R} \quad 3-51$$

Nous en définissons la consigne de vitesse de rotation de la GADA en prenant en compte le gain du multiplicateur par :

$$\Omega_m^* = G \cdot \Omega_t^* \quad 3-52$$

Pour un point de fonctionnement donné (vitesse du vent fixe), on désire que la puissance mécanique soit optimale, ce qui correspond à la valeur optimale du C_p .

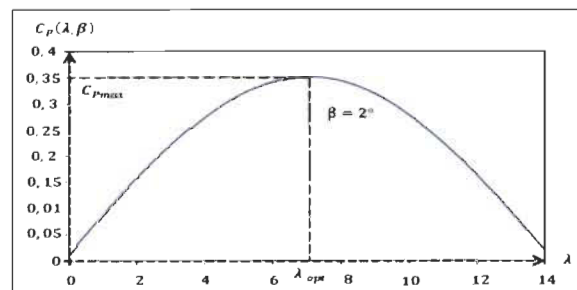


Figure 3-12 C_p en fonction de λ pour $\beta = 2^\circ$

Le C_p est acquis si λ est égale à sa valeur optimale λ_{opt} (pour β constant et égal à 2°), comme l'illustre la figure 3-12 [39, 43-44].

La figure 3-13 représente un système en boucle fermée contrôlé par un contrôleur classique PI, c'est un contrôleur simple et rapide à mettre en œuvre. Dans notre étude la fonction de transfert du contrôleur est $\left(K_p + \frac{K_i}{p}\right)$ [38], les paramètres du contrôleur PI sont calculés par la stratégie de compensation des pôles [4, 16].

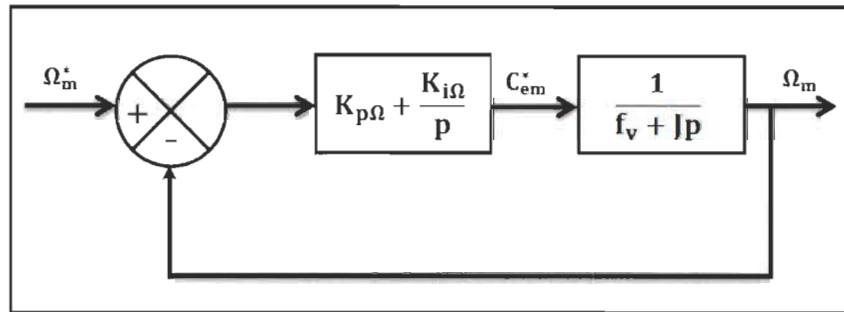


Figure 3-13 Schéma bloc d'un système contrôlé par un PI pour la vitesse de rotation

La fonction de transfert du système est présentée par l'équation suivante :

$$T(p) = \frac{1}{f_v + Jp} \quad 3-53$$

La fonction de transfert en boucle ouverte avec la présence du contrôleur et donnée par :

$$G(p) = \left(\frac{p + \frac{K_{i\Omega}}{K_{p\Omega}}}{\frac{p}{K_{p\Omega}}} \right) \cdot \left(\frac{1}{p + \frac{f_v}{J}} \right) \quad 3-54$$

En utilisant la stratégie de compensation des pôles à la fonction de transfert (3-54), ce qui se traduit par l'égalité suivante :

$$\frac{K_{i\Omega}}{K_{p\Omega}} = \frac{f_v}{J} \quad 3-55$$

Après l'application de stratégie, la fonction de transfert en boucle ouverte devient :

$$G_1(p) = \frac{K_{p\Omega} J}{p} \quad 3-56$$

La nouvelle fonction de transfert en boucle fermée obtenue s'exprime alors par :

$$G_2(p) = \frac{1}{1+p\tau_\Omega} \quad 3-57$$

$$\tau_\Omega = \frac{J}{K_{p\Omega}} \quad 3-58$$

Les paramètres $K_{p\Omega}$ et $K_{i\Omega}$ pour la commande de vitesse sont alors écrits en fonction de temps de réponse mécanique τ_Ω et des paramètres du système mécanique :

$$\begin{cases} K_{p\Omega} = \frac{J}{\tau_\Omega} \\ K_{i\Omega} = \frac{f_v}{\tau_\Omega} \end{cases} \quad 3-59$$

L'emploi d'un unique anémomètre sur l'aérogénérateur conduit à employer une mesure locale de la vitesse du vent qui n'est pas représentative de la valeur moyenne de la vitesse du vent apparaissant sur les pales. Ainsi, une fausse mesure de la vitesse du vent conduit à une détérioration de la puissance extraite. Pour cette cause, la majorité des turbines éoliennes installées sont commandées sans le réglage de la vitesse de rotation [39, 43].

3.5.3 Résultats de simulation

Les deux stratégies de commande MPPT étudiées auparavant ont été simulées par le logiciel Matlab/Simulink/SPS, en considérant un profil du vent illustré par la figure 3-14. Les paramètres du système sont cités dans l'annexe B (Tableau B-2, B-3, B-4).

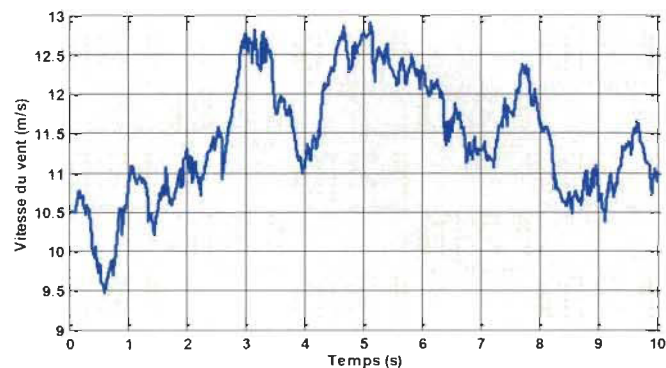


Figure 3-14 Profil du vent appliqué

3.5.3.1 Résultats de simulation sans contrôle de vitesse de rotation

Les résultats de simulation pour la MPPT sans contrôle de la vitesse de rotation sont représentés dans la figure 3-15. Les résultats de simulation concernant cette structure dévoilent que les variations de la vitesse mécanique sont ajustées à la variation de vitesse du vent, mais avec une dynamique lente.

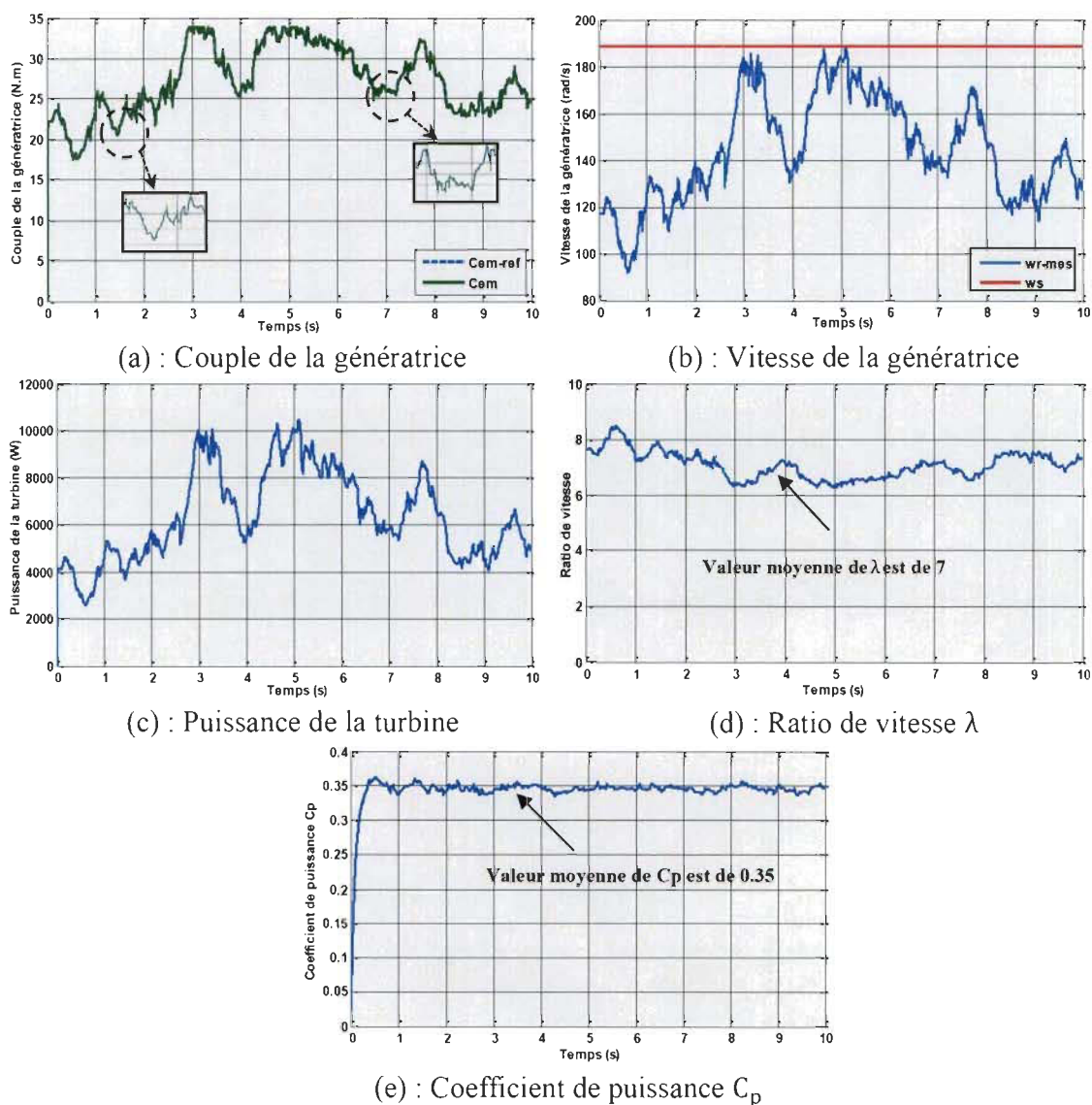


Figure 3-15 Résultats de la MPPT sans contrôle de vitesse de rotation

3.5.3.2 Résultats de simulation avec asservissement de vitesse

Dans cet algorithme, l'asservissement de vitesse est réalisé à l'aide du contrôleur PI classique. Les résultats de simulation pour ces derniers, inhérents à cette méthode sont illustrés dans la figure 3-16. Les résultats dévoilent qu'une meilleure commande en boucle fermée de la vitesse est acquise en régime transitoire et en régime dynamique. Ce contrôle est très dynamique et la puissance de la turbine obtenue en régime transitoire est donc plus importante. Le C_p et le λ sont ajustés à leurs valeurs optimales.

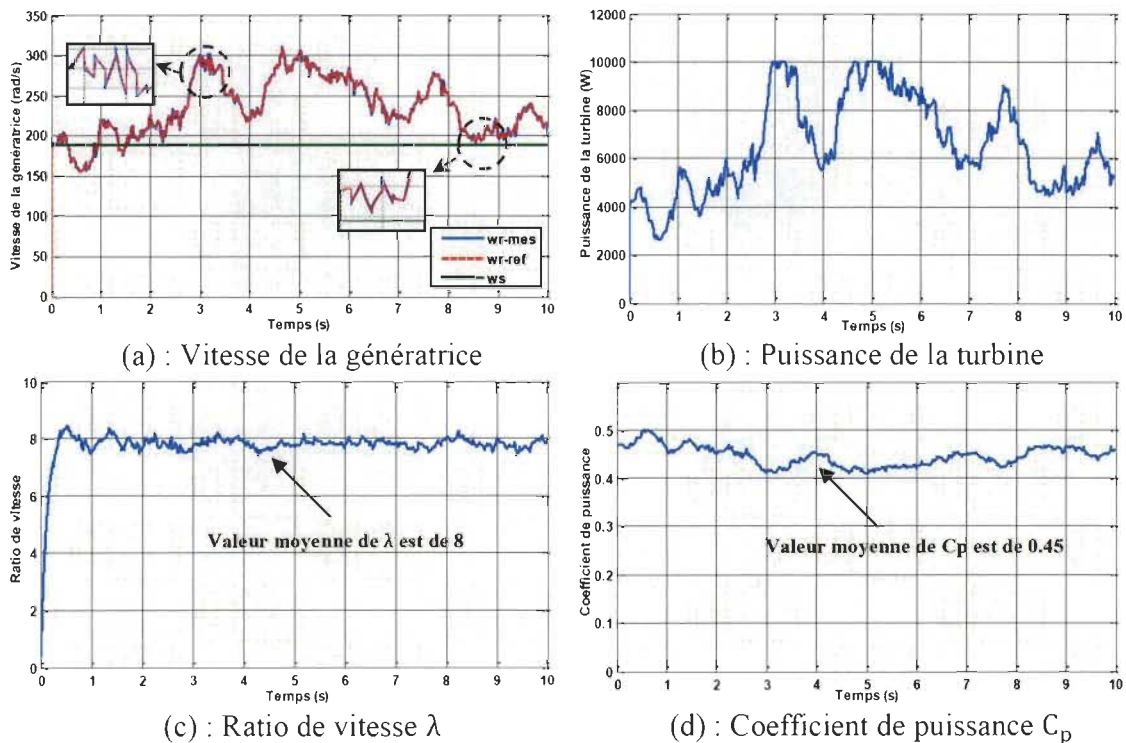


Figure 3-16 Résultats de la MPPT avec contrôle de vitesse de rotation

Ces résultats montrent un meilleur suivi de consigne contrôlée (vitesse) et un temps de réponse souhaitable. On note que le rendement aérodynamique est maximal sur toute la plage de la vitesse du vent (figure 3-16 (d)), en imposant un ratio de vitesse optimal λ_{opt} comme le montre la figure 3-16 (c).

3.6 Conclusion

Ce chapitre nous a permis de présenter la configuration d'une GADA, le principe de fonctionnement et les domaines d'applications. Pour rendre plus accessible le modèle de la GADA, nous avons développé un modèle de cette dernière dans un système biphasé (d, q) lié au champ tournant en appliquant la transformation de PARK.

Nous avons évoqué les différents composants d'une turbine éolienne à savoir la partie aérodynamique et mécanique. Après avoir présenté les trois domaines de fonctionnement d'une éolienne à vitesse variable, nous avons détaillé le domaine de fonctionnement 2, où il existe les méthodes de contrôle pour piloter le couple électromagnétique de la GADA et commander la vitesse du rotor de façon à maximiser l'énergie extraite du vent.

Pour ce faire, nous avons réalisé deux techniques de MPPT, une analyse comparative a été faite entre ces deux techniques et ont été validées par des résultats de simulation, ces derniers ont montré leurs inconvénients et avantages.

Chapitre 4 - Analyse et commande en boucle ouverte d'un convertisseur matriciel

4.1 Introduction

Le convertisseur matriciel (CM) est une nouvelle topologie des convertisseurs de fréquence directe [49]. Il permet d'avoir un système de tensions variables en amplitude et en fréquence à partir des tensions fixes du réseau électrique [1, 9, 20]. Ceci est réalisé à l'aide d'une matrice d'interrupteurs de puissance bidirectionnels, en tension et courant, connectant chaque phase d'entrée à chaque phase de sortie [1, 9, 23]. On parle d'une conversion directe de fréquence parce que la conversion est réalisée sans circuit intermédiaire (bus continu DC) permettant le stockage d'énergie [1, 9]. De fait, il présente de nombreux atouts comparativement à ses homologues à plusieurs étages, comme sa dimension compacte, son faible poids et son volume, sa densité de puissance élevée et sa fiabilité [10]. Jusqu'à aujourd'hui, le CM a été employé dans des secteurs industriels tels que dans les systèmes de génération d'énergie éolienne [48]. Néanmoins, la commande de ces systèmes reste toujours confrontée à plusieurs défis, tel que le réseau déséquilibré, les harmoniques, les chutes de tension et les perturbations [48]. Plusieurs techniques de modulation ont été rapportées telles que la modulation de largeur d'impulsion du vecteur spatial, la méthode de modulation scalaire et la méthode de modulation Venturini [10]. Au fil des ans, ces stratégies de modulation ont été utilisées avec diverses techniques de commande classiques et avancées [7, 34]. Le présent chapitre est consacré au CM ; tout d'abord, on révélera les méthodes de modulation; en deuxième, l'étude générale du convertisseur et la modélisation de l'ensemble du système détaillé (CM, filtre d'entrée CL et la charge RL); en troisième lieu, on s'intéresse

aux stratégies de modulation du CM, Venturini et SVM et on finira par des résultats de simulations comparatives entre les deux méthodes.

4.2 Avantages et inconvénients du CM

Comme avantages de ce convertisseur, on a [5, 26] :

- La large plage de fréquences de sortie et une haute densité de puissance ;
- Le facteur de puissance à la sortie qui varie en fonction du point de fonctionnement de la charge, et pour le facteur de puissance à l'entrée, il peut être unitaire ;
- Le facteur de puissance à l'entrée peut être unitaire, de plus il peut être imposé par la commande ceci est cependant lié à une diminution de la tension maximale de la sortie qui diminue avec le cosinus du déphasage ;
- Les courants d'entrée sont presque sinusoïdaux,
- On peut travailler dans les deux sens donc dans les 4 quadrants du plan tension-courant.

Et comme inconvénients de ce convertisseur, on a [5] :

- Le grand nombre d'interrupteurs ;
- La sensibilité des interrupteurs face aux perturbations externes ;
- Le système de commande plus compliqué.

4.3 Méthodes de modulation du CM

La figure 4-1 présente la structure principale d'un CM direct triphasé/triphasé,

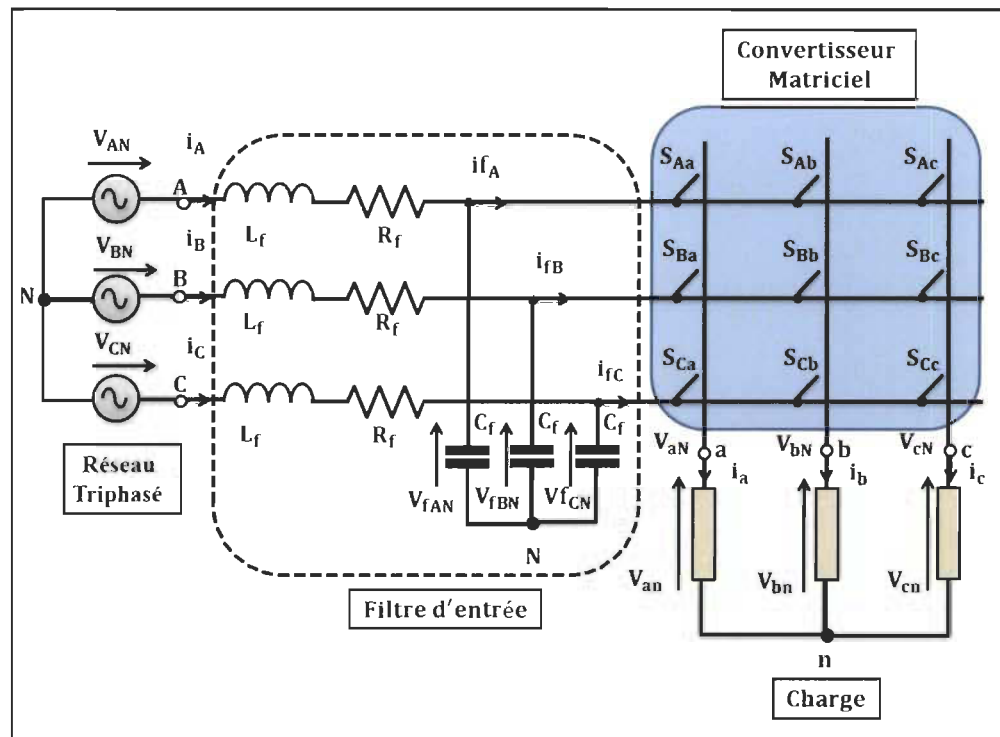


Figure 4-1 Schéma de principe d'un convertisseur matriciel

La réalisation de la modulation se réalise en deux phases [50] :

- La phase initiale a pour but de définir les temps d'activation des neuf interrupteurs pour un CM de 3phases/3phases. Plusieurs méthodes de modulation ont été mises au point et sont classées en trois stratégies: Venturini, scalaire et vectorielle.
- La deuxième phase a pour but d'interpréter les signaux de commande ; les temps d'activation des interrupteurs sont calculés selon une méthode de synthèse des séquences de commutation. Cette méthode doit rester indépendante de l'algorithme de commande.

Dans cette partie, nous présentons les trois stratégies de modulation du CM [50] :

- La stratégie de Venturini et Alesina qui est une résolution mathématique de la matrice des rapports cycliques :

- La stratégie scalaire de Roy et April qui est une méthode fondée sur la modulation vectorielle ou par vecteur spatial ;
- La stratégie de modulation par vecteur spatial est une méthode vectorielle aussi qui a fait l'objet de plusieurs études d'application au CM.

4.3.1 Méthode de Venturini et Alesina

Venturini et Alesina présentent une méthode de modulation pour le CM en 1980, qui est basée sur un aspect mathématique rigoureux [49-50]. Le but est de réaliser un transformateur électronique parfait qui permet de faire contrôler la tension, le courant, la fréquence et le facteur de puissance [1]. Cette méthode est aussi connue sous le nom d'approche de fonction de transfert direct, a pour but de multiplier le vecteur des tensions d'entrée par la matrice de modulation M pour obtenir un vecteur des tensions de sortie, répondant à une consigne de synthèse [50, 51].

4.3.2 Méthode scalaire de Roy et April

G. Roy et G. E. April développent une méthode rigoureuse et éprouvée en 1987 qui permet d'avoir un rapport 0.87 entre les tensions de sortie et d'entrée du CM, ce qui dessine le maximum théorique du gain de tension [50]. En 1989, G. Roy et G. E. April définissent la méthode de commande scalaire appliquée à un cycloconvertisseur. C'est la première méthode scalaire mise au point pour le CM. Cette stratégie scalaire a besoin de mesure des tensions instantanées à l'entrée du convertisseur pour définir les temps d'activation des interrupteurs, parce qu'on prend en compte les valeurs instantanées disponibles à chaque période d'échantillonnage [50].

4.3.3 Méthode de modulation du vecteur spatial

La troisième méthode est fondée sur la modulation vectorielle ou par vecteur spatial, elle a pour but de concevoir une tension désirée de sortie par la sélection des états valides de commutation des interrupteurs et de calculer leurs durées de conduction correspondantes. Cette méthode a été adoptée au début par Huber en 1992 [1, 51, 52] pour le contrôle du CM. L'avantage de cette stratégie par rapport aux autres méthodes se trouve dans les pertes diminuées de commutation.

Le circuit du modèle et le code sont présentés dans l'annexe C.

4.3.4 Comparaison entre les méthodes de modulation

D'après le travail de J. Rodriguez qui a présenté une étude générale sur les stratégies de commande et de modulation des convertisseurs matriciels dans les dernières années, le but de ces méthodes consiste à générer un courant sinusoïdal à l'entrée et à la sortie. La figure 4-2 représente l'étude que l'auteur a faite sur les différentes stratégies de modulation [53].

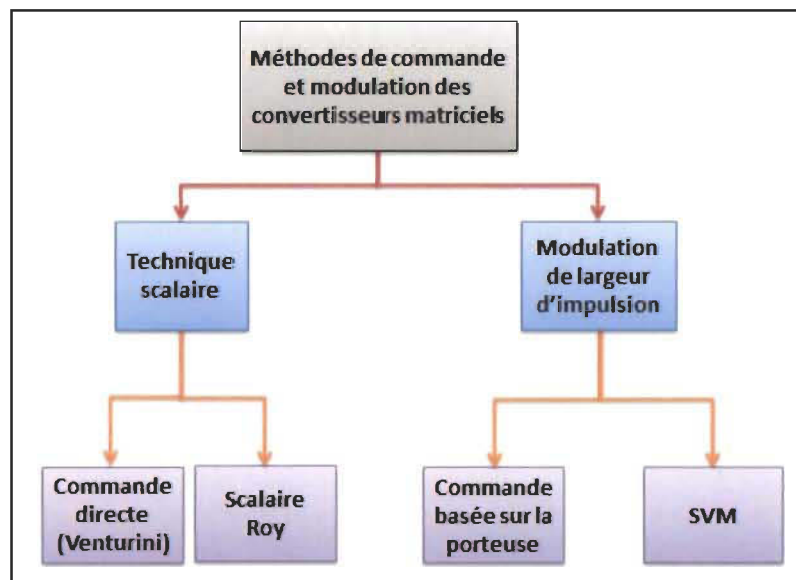


Figure 4-2 Méthodes de modulation et de commande des convertisseurs matriciels

Le tableau 4-1 montre une analyse comparative entre les commandes utilisées en termes des performances : complexité théorique ; fréquence d'échantillonnage ; fréquence de commutation ; réponse dynamique ; résonance du filtre d'entrée [53].

Tableau 4-1 Comparaison des méthodes de commande et de modulation du CM

Méthodes \ Performances	Venturini	Scalaire	Porteuse basée sur MLI	SVM
Complexité théorique	Bas	Bas	Très bas	Très élevé
Fréquence d'échantillonnage	Très bas	Très bas	Bas	Bas
Fréquence de commutation,	Très bas	Très bas	Bas	Bas
Réponse dynamique	Bien	Bien	Bien	Bien
Résonance du filtre d'entrée	Bas	Bas	moyen	Bas

L'auteur a fait une comparaison entre ces méthodes en termes de la complexité théorique et les performances. Enfin, l'auteur a conclu que la stratégie de commande a un impact significatif sur la résonance du filtre d'entrée du convertisseur matriciel [53].

4.4 Principe de fonctionnement d'un CM

Un convertisseur matriciel est constitué de neuf interrupteurs bidirectionnels en tension et en courant reliant trois phases d'entrées à celle de la charge. Un filtre passe-bas doit être mis à l'entrée du CM dont l'objectif est de déjouer la propagation des courants harmoniques dans le réseau électrique [20, 54].

4.5 Interrupteurs utilisés dans le CM

Il faut associer des éléments élémentaires (Diodes, thyristors, IGBT, MOSFET...) pour avoir un interrupteur bidirectionnel en tension et en courant [6].

La figure 4-3 suivante montre les plusieurs possibilités d'association des composants à partir d'éléments disponibles actuellement sur le marché.

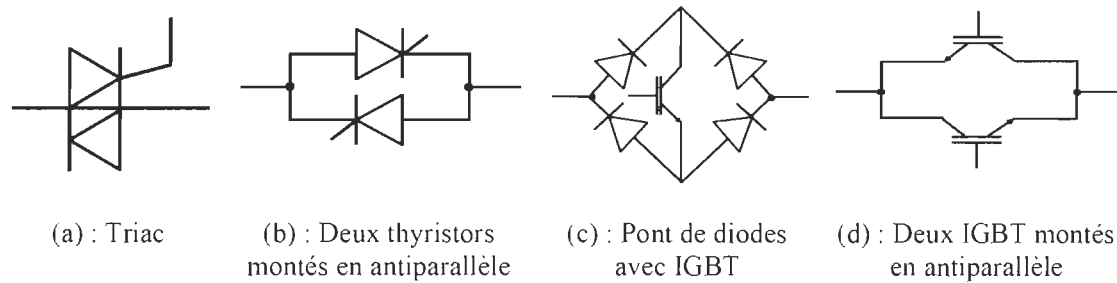


Figure 4-3 Interrupteurs bidirectionnels

L'interrupteur bidirectionnel (c) de la figure 4-3 introduit un IGBT au milieu d'un pont de diodes, cette configuration apporte des avantages de la rapidité à la commutation ainsi que de l'aptitude au blocage inverse de même qu'une commande peu complexe qui requiert un seul signal de commande (une seule gâchette) [6]. Cependant, il présente des pertes par conduction qui sont relativement importantes, étant donné que le courant dans les deux sens passe par trois composants (deux diodes et un IGBT), ainsi il n'autorise pas une gestion convenable des commutations entre les éléments électroniques [55].

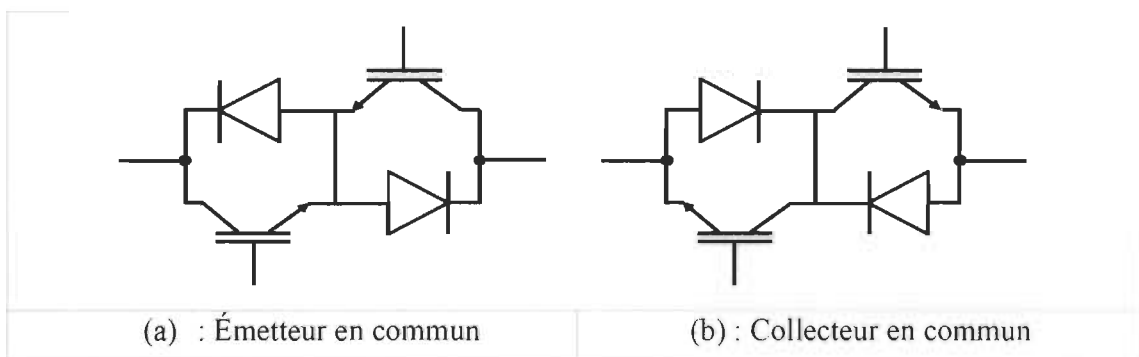


Figure 4-4 Structures d'interrupteurs bidirectionnels à 2 IGBT et diodes en série

L'interrupteur bidirectionnel avec émetteur commun (Figure 4-4 (a)) a deux diodes dont l'objectif est d'assurer un blocage inverse et deux IGBT, ces deux composants sont connectés

en antiparallèle [6]. Il existe plusieurs avantages à utiliser cet interrupteur ; le premier avantage est qu'il est possible de contrôler indépendamment la direction du courant, le deuxième avantage, c'est les pertes de conduction qui sont réduites, car seulement deux dispositifs portent le courant à tout moment [6].

L'interrupteur bidirectionnel avec collecteur commun est identique à celui de la figure 4-4 (b) ; excepté qu'en pratique, ce type d'interrupteur n'est pas réalisable et ceci est dû à la présence de l'inductance parasite entre les cellules de commutation qui pose des problèmes gênants [6].

4.6 Circuit de protection

Les stratégies de commutation appliquées au CM nécessitent la mesure des courants de sortie, cette mesure se réalise à l'aide d'un capteur à effet Hall ou par shunt [1]. La précision finie des organes de mesure conduit, pour de faibles courants, à une erreur envisageable sur leur signe et ainsi à des surtensions dues à des ouvertures de ces courants à contretemps [6]. De fait, on peut employer un circuit d'écrêtage (Clamping) présenté dans la figure 4-5 afin de protéger le convertisseur contre ces surtensions. Lorsque le pont redresseur à diode est situé entre le réseau triphasé et la charge, le condensateur C_c est soumis à des tensions composées qui sont supérieures aux tensions composées crête du CM à la sortie, dans ce cas le pont redresseur à diode ne conduira pas [1, 6, 20]. Si les tensions de sortie excèdent cette valeur, le pont correspondant relie les bornes de sortie au condensateur et limite la tension à la valeur de la tension aux bornes du condensateur [55]. Ce système d'écrêtage protège le CM des surtensions provenant du réseau et celles venant d'une déconnexion brutale de la charge [1, 20].

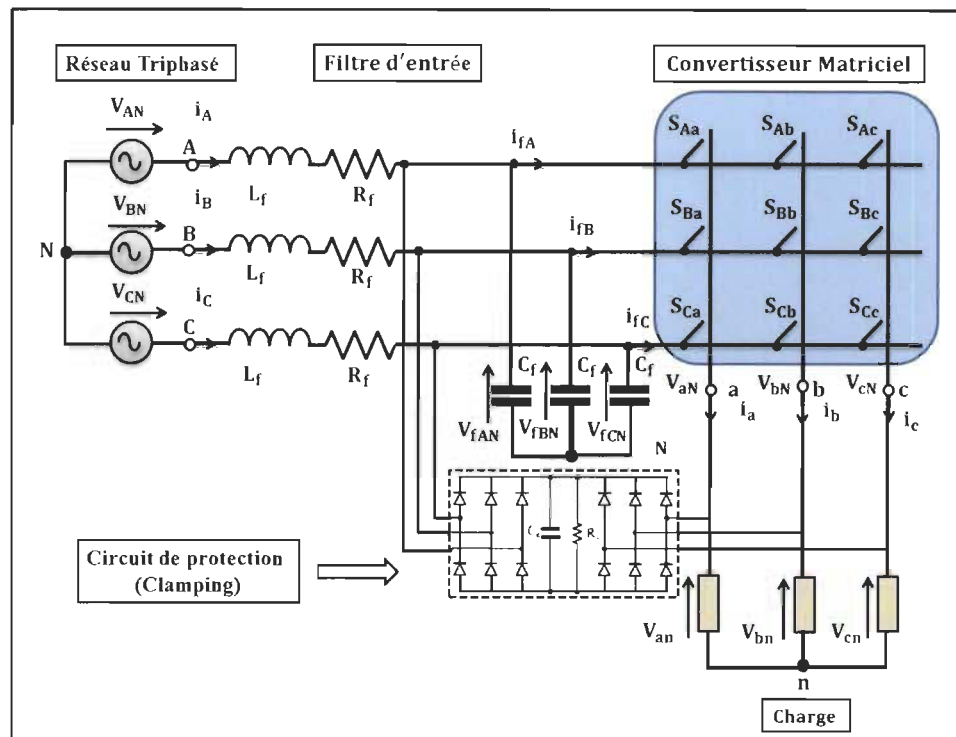


Figure 4-5 Schéma de principe d'un CM avec un circuit de protection (Clamping)

4.7 Modélisation du CM

Pour établir les relations associant les grandeurs d'entrée et de sortie du CM, on prend en compte le réseau d'alimentation et le filtre d'entrée, on a une pure source de tension triphasée, ainsi qu'à la sortie on a une source du courant idéale [1, 6]. De la même façon, on pose que les interrupteurs sont idéaux : on néglige leurs courants de fuite à l'état bloqué et leurs chutes de tension à l'état de conduction et on estime que les commutations sont instantanées [1, 6]. Ainsi, le CM apparaît en tant qu'un multiport de connexion non énergétique [56]. Dans ce cas, on peut caractériser l'état de chaque interrupteur par une variable logique égale à 1 si l'interrupteur est conducteur et 0 s'il est bloqué.

Par exemple, pour l'interrupteur S_{ij} qui donne la possibilité de brancher la borne d'entrée i à la borne de sortie j , on a [1, 6, 23, 56] :

$$S_{ij} = \begin{cases} 1 & \text{Si l'interrupteur } S_{ij} \text{ est fermé} \\ 0 & \text{Si l'interrupteur } S_{ij} \text{ est ouvert} \end{cases} \quad 4-1$$

Avec : $i = \{A, B, C\}$ et $j = \{a, b, c\}$

Les tensions triphasées instantanées d'entrée et de sortie sont écrites par la forme matricielle [1, 6] :

$$V_{ec} = \begin{bmatrix} V_{AN} \\ V_{BN} \\ V_{CN} \end{bmatrix}; \quad V_{sc} = \begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} \quad 4-2$$

D'après la figure 4-2, la relation d'entrée et de sortie peut être représentée sous la forme matricielle par [1, 5-6, 23] :

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{Aa} & S_{Ba} & S_{Ca} \\ S_{Ab} & S_{Bb} & S_{Cb} \\ S_{Ac} & S_{Bc} & S_{Cc} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{AN} \\ V_{BN} \\ V_{CN} \end{bmatrix} \quad 4-3$$

On peut également exprimer la relation (4-3) par la forme :

$$V_{sc} = S \cdot V_{ec} \quad 4-4$$

Avec S : La matrice de transfert instantanée.

Les tensions composées à la sortie du CM sont exprimées par la forme suivante [5]:

$$\begin{cases} V_{ab} = V_{an} - V_{bn} = S_{Aa}V_{AN} + S_{Ba}V_{BN} + S_{Ca}V_{CN} - S_{Ab}V_{AN} - S_{Bb}V_{BN} - S_{Cb}V_{CN} \\ V_{bc} = V_{bn} - V_{cn} = S_{Ab}V_{AN} + S_{Bb}V_{BN} + S_{Cb}V_{CN} - S_{Ac}V_{AN} - S_{Bc}V_{BN} - S_{Cc}V_{CN} \\ V_{ca} = V_{cn} - V_{an} = S_{Ac}V_{AN} + S_{Bc}V_{BN} + S_{Cc}V_{CN} - S_{Aa}V_{AN} - S_{Ba}V_{BN} - S_{Ca}V_{CN} \end{cases} \quad 4-5$$

On peut écrire l'équation (3-6) par la forme suivante [5] :

$$\begin{bmatrix} V_{ab} \\ V_{bc} \\ V_{ca} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} (S_{Aa} - S_{Ab}) & (S_{Ba} - S_{Bb}) & (S_{Ca} - S_{Cb}) \\ (S_{Ab} - S_{Ac}) & (S_{Bb} - S_{Bc}) & (S_{Cb} - S_{Cc}) \\ (S_{Ac} - S_{Aa}) & (S_{Bc} - S_{Ba}) & (S_{Cc} - S_{Ca}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{AN} \\ V_{BN} \\ V_{CN} \end{bmatrix} \quad 4-6$$

La relation entre les courants instantanés d'entrée et ceux de la sortie [5, 23] :

$$\begin{bmatrix} I_A \\ I_B \\ I_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{Aa} & S_{Ab} & S_{Ac} \\ S_{Ba} & S_{Bb} & S_{Bc} \\ S_{Ca} & S_{Cb} & S_{Cc} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix} \quad 4-7$$

On peut également exprimer la relation (4-4)

$$I_{ec} = S^t \cdot I_{sc} \quad 4-8$$

Avec S^t est la matrice transposée de S .

$$I_{ec} = \begin{bmatrix} I_A \\ I_B \\ I_C \end{bmatrix}; I_{sc} = \begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix} \quad 4-9$$

Si on tient compte de l'équation (4-1), le convertisseur matriciel de la figure 4-1 possède théoriquement 512 (2^9) combinaisons possibles [1, 6]. En outre, les interrupteurs d'une même colonne doivent être complémentaires pour que la source de tension ne soit jamais en court-circuit et pour que la charge ne soit jamais en circuit ouvert [1, 54, 57]. Dans ce cas, on a [5] :

$$S_{Aj} + S_{Bj} + S_{Cj} = 1 \quad 4-10$$

Par conséquent, le CM présenté par la figure 4-2 possède 27 combinaisons possibles de commutations [54].

On suppose que $t_{ij}(t)$ la durée de conduction de l'interrupteur S_{ij} , est définie par la relation suivante [23, 58] :

$$t_{Aj} + t_{Bj} + t_{Cj} = T_{seq} \quad 4-11$$

Avec T_{seq} : La période ou la séquence de commutation du CM.

Dans ce cas [58] :

$$0 < t_{ij} < T_{seq} \quad 4-12$$

On suppose que $m_{ij}(t)$ est le rapport cyclique de conduction de l'interrupteur S_{ij} , définie par [58] :

$$m_{ij}(t) = \frac{t_{ij}}{T_{seq}} \quad 4-13$$

Le rapport cyclique $m_{ij}(t)$ des interrupteurs S_{ij} avec la période de commutation T_{seq} est représenté par la relation suivante [1, 6]:

$$m_{ij}(t) = \frac{1}{T_{seq}} \int_0^{T_{seq}} S_{ij}(t) dt \quad \text{Avec } 0 < m_{ij} < 1 \quad 4-14$$

D'autre part et d'après l'équation (4-11), on peut écrire :

$$m_{Aj} + m_{Bj} + m_{Cj} = 1 \quad 4-15$$

La figure 4-6 montre un exemple de la durée de conduction des interrupteurs pendant une séquence de commutation T_{seq} du CM [1, 5-6].

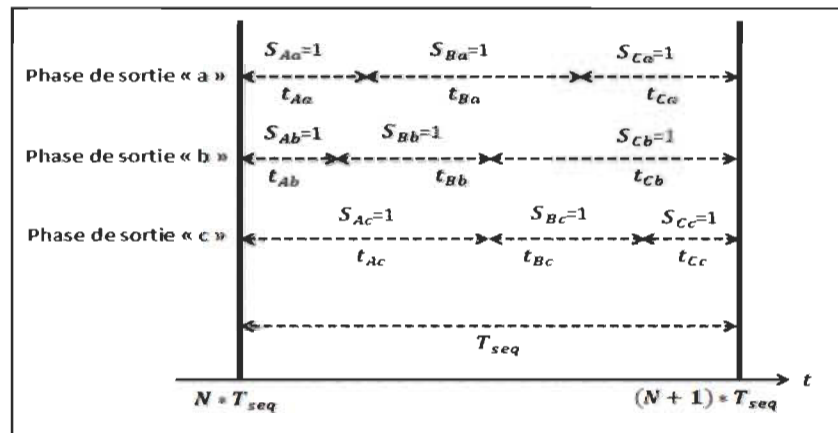


Figure 4-6 Exemple de chronogramme du fonctionnement des interrupteurs

En prend en compte (4-13) et (4-15), les équations (4-3) et (4-7) peuvent s'écrire de la façon suivante [6, 58] :

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} m_{Aa} & m_{Ba} & m_{Ca} \\ m_{Ab} & m_{Bb} & m_{Cb} \\ m_{Ac} & m_{Bc} & m_{Cc} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{AN} \\ V_{BN} \\ V_{CN} \end{bmatrix} \quad 4-16$$

$$\begin{bmatrix} I_A \\ I_B \\ I_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} m_{Aa} & m_{Ab} & m_{Ac} \\ m_{Ba} & m_{Bb} & m_{Bc} \\ m_{Ca} & m_{Cb} & m_{Cc} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix} \quad 4-17$$

Avec M : La matrice de modulation.

$$M = \begin{bmatrix} m_{Aa} & m_{Ba} & m_{Ca} \\ m_{Ab} & m_{Bb} & m_{Cb} \\ m_{Ac} & m_{Bc} & m_{Cc} \end{bmatrix} \quad 4-18$$

4.8 Modélisation du filtre d'entrée

Afin de stopper la propagation des courants harmoniques créés par le CM vers le réseau d'alimentation, on se sert d'un filtre LC [6, 20]. C'est un circuit résonant série accordé sur la fréquence des harmoniques et monté en dérivation aux bornes du CM (Figure 4-2), il propose aux courants harmoniques un trajet de très faible impédance et les absorbe [6, 20]. À la fréquence fondamentale, ce système de filtrage se comporte comme un compensateur de puissance réactive [50]. L'usage des topologies plus compliquées des filtres passifs a été conseillé dans la littérature afin de réaliser une bonne atténuation des courants harmoniques [20, 59].

4.8.1 Conception du filtre d'entrée

La conception du filtre passif LC d'entrée doit répondre aux critères suivants [5, 20] :

- La fréquence de résonance du filtre doit être plus faible que celle de commutation du convertisseur : $\omega_{rf} \ll \omega_c$ avec $L_f C_f = \frac{1}{\omega_{rf}^2}$ où L_f, C_f et $\omega_{rf} = 2\pi f_{rf}$ sont les valeurs de l'inductance, du condensateur et de pulsation de résonance du filtre respectivement ;
- Le facteur de puissance à l'entrée du filtre doit être proche à l'unité ;
- Les dimensions et le poids du filtre doivent être réduits au minimum ;

- La chute de tension dans l'inductance du filtre doit être réduite afin de fournir un rapport de transformation en tension plus élevée ;
- La stabilité du système complet doit être garantie.

Le filtre d'entrée LC peut-être modélisé à l'aide du circuit équivalent par phase montré à la figure 4-7 [6] :

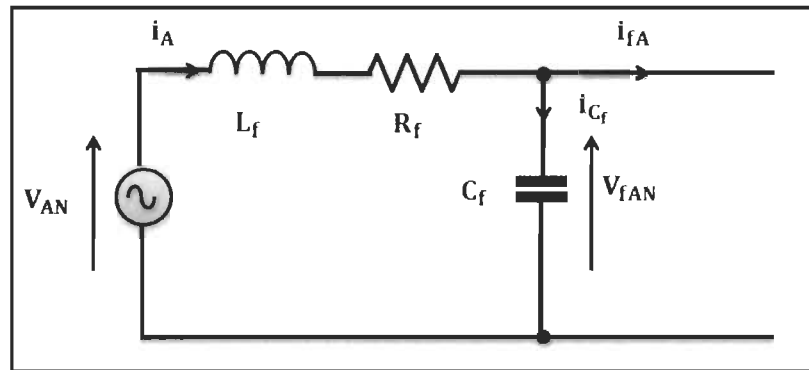


Figure 4-7 Schéma de principe d'un filtre d'entrée par phase

On applique la loi de Kirchhoff et de nœud au circuit de la figure 4-7, on aura [6] :

$$V_{AN} = R_f i_A + L_f \frac{di_A}{dt} + V_{fAN} \quad 4-19$$

Ainsi que :

$$i_A = i_{fA} + i_{Cf} \quad 4-20$$

$$i_{Cf} = C_f \frac{dV_{fAN}}{dt} \quad 4-21$$

En remplaçant (4-20) dans (4-19), on obtient :

$$V_{AN} = L_f \frac{d(i_{fA} + i_{Cf})}{dt} + R_f (i_{fA} + i_{Cf}) + V_{fAN} \quad 4-22$$

En remplaçant aussi (4-21) dans (4-22), on aura :

$$V_{AN} = L_f \frac{d}{dt} \left(C_f \frac{dV_{fAN}}{dt} + i_{fA} \right) + R_f \left(C_f \frac{dV_{fAN}}{dt} + i_{fA} \right) + V_{fAN} \quad 4-23$$

On applique la transformation de Laplace à l'équation (4-23), on obtient :

$$V_{fAN}(p) = \frac{V_{AN}(p) - (L_f p + R_f) I_{fA}(p)}{L_f C_f p^2 + R_f C_f p + 1} \quad 4-24$$

On remplace (4-19) dans (4-24), ça nous donne :

$$I_A(p) = \frac{1}{L_f C_f p^2 + R_f C_f p + 1} I_{fA}(p) + \frac{C_f p}{L_f C_f p^2 + R_f C_f p + 1} V_{AN}(p) \quad 4-25$$

Finalement, on obtient les fonctions de transfert (4-24) et (4-25) qui décrivent la topologie du filtre passif. Dans ce cas, les paramètres du filtre doivent être calculés de telle sorte que la fréquence de résonance de celui-ci doit être accordée sur les harmoniques que l'on veut éliminer [1, 5-6]. De l'équation 4-24, on constate que si les paramètres du filtre sont bien calculés, les tensions d'entrée du tableau de commutation seront semblables à celles du réseau. Le résultat de simulation du filtre d'entrée de type RLC sans charge avec une fréquence de coupure 1,5kHz est illustré dans la figure 4-8 avec les paramètres suivants : $R_f = 0.1\Omega$, $L_f = 0.7\text{mH}$, $C_f = 50\mu\text{F}$.

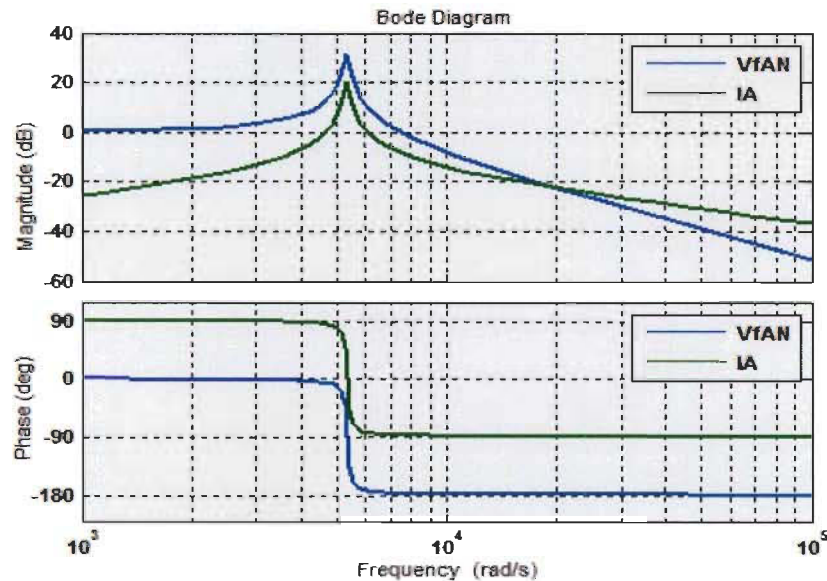


Figure 4-8 Diagramme de Bode pour un filtre d'entrée RLC (sans charge)

4.8.2 Dimensionnement du filtre d'entrée

Le dimensionnement du filtre répond aux spécifications techniques suivantes [26] :

- Les harmoniques à fréquence de pulsation du courant d'entrée du CM sont assez bien amorties par rapport au courant d'entrée du filtre. Ceci sera déterminé par la fonction $F_2(p)$ qui est prise de l'équation (4-25) ;

$$F_2(p) = \frac{\frac{1}{L_f C_f}}{p^2 + \frac{R_f}{L_f} p + \frac{1}{L_f C_f}} \quad 4-26$$

- La tension aux bornes de l'inductance du filtre L_f reste dans plusieurs limites sous l'influence de la pulsation. Il ne doit pas apparaître des impulsions de surtensions qui préviennent des commutations élevées du courant par le CM. Les impulsions de surtensions peuvent détruire les interrupteurs. Ceci est imposé par les fonctions $F_1(p)$ et $F_3(p)$ qui sont prises des équations (4-25) et (4-19) respectivement ;

$$F_1(p) = \frac{C_f p}{L_f C_f p^2 + R_f C_f p + 1} \quad 4-27$$

$$F_3(p) = R_f + L_f p \quad 4-28$$

- Le facteur de puissance à l'entrée ne soit pas trop petit. Le filtre causera un déplacement entre les signaux fondamentaux de la tension et du courant du réseau qui diminuera le facteur de puissance ;
- Il est recommandé que les valeurs des composants, notamment des condensateurs, soient le plus petites possible.

Pour le dimensionnement du filtre d'entrée, il faut en premier lieu choisir la fréquence de résonance f_0 , ce choix sera essentiellement déterminé par la fréquence de pulsation du CM et le spectre des harmoniques du courant d'entrée [26].

Avec la négligence de la résistance R_f , l'équation (4-26) de $F_2(p)$ peut-être réécrite dans le domaine fréquentiel :

$$|F_2(\omega)| \approx \frac{\omega_0}{\sqrt{\omega_p^2 - \omega_0^2}} \quad 4-29$$

Lorsque la fréquence de pulsation est plus élevée, la fréquence de résonance du filtre est plus élevée et donc les valeurs des éléments passifs seront plus petites, cette fréquence est donnée par l'équation (4-30).

$$f_0 = \frac{1}{2\pi L_f C_f} \quad 4-30$$

Ce type de filtre d'entrée possède une amplitude égale à Q_0 définie en (4-31) :

$$Q_0 = \frac{1}{R_f} \sqrt{\frac{L_f}{C_f}} \quad 4-31$$

On peut choisir la pulsation ω_0 selon [26] :

$$\omega_0 = 2\pi f_0 = \omega_p \frac{\sqrt{Q_p}}{\sqrt{Q_p+1}} \quad 4-32$$

Avec Q_p est le gain à la fréquence de pulsation ω_p .

La fréquence de coupure f_p est déterminée par la relation (4-34) :

$$f_p = \frac{\sqrt{2}}{2\pi L_f C_f} \quad 4-33$$

Ensuite, il ne reste qu'un seul paramètre à déterminer, la pondération entre la composante capacitive et la composante inductive. Comme critère pour ceci, on peut choisir un parmi les trois derniers critères qui ont été posés avant pour les caractéristiques du filtre [26]. Si l'on dimensionne le filtre par limitation des amplitudes des harmoniques de la tension de sortie, la fonction de transfert déterminante est donnée par le produit des fonctions $F_2(p)$ et $F_3(p)$;

En récrivant la fonction $F_3(p)$ dans le domaine fréquentiel aussi avec la négligence de la résistance R_f , on aura :

$$|F_3(\omega)| = L_f \omega_p \quad 4-34$$

Et ainsi :

$$Q_p = |F_2(\omega)| |F_3(\omega)| = \frac{L_f \omega_0 \omega_p}{\sqrt{\omega_p^2 - \omega_0^2}} \quad 4-35$$

Avec Q_p est le rapport aux harmoniques de tension introduits par la pulsation, la réactance L_f par rapport à la fréquence de pulsation est représentée par la formule suivante :

$$L_f = \frac{Q_p \sqrt{\omega_p^2 - \omega_0^2}}{\omega_0 \omega_p} \quad 4-36$$

Cette stratégie est bien utilisée pour la détermination de la capacité minimale qu'il faut choisir pour assurer le bon fonctionnement du système d'entraînement sans danger d'apparence de surtensions [26].

Selon le diagramme de Bode, la fonction $F_2(p)$ introduit le gain unitaire et le déphasage disparaît à fréquence nominale [26].

En récrivant la fonction $F_1(p)$ dans le domaine fréquentiel, on aura :

$$|F_1(p)| = \frac{1}{L_f} \frac{\omega_0 \omega_p}{\sqrt{\omega_p^2 - \omega_0^2}} \quad 4-37$$

4.8.3 Exemple de dimensionnement d'un filtre d'entrée

Le filtre sera dimensionné pour alimenter une charge (R_{ch} , L_{ch}). La résistance $R_{ch} = 10\Omega$, $L_{ch} = 55\text{mH}$. La fréquence du réseau égale à 60Hz. On suppose que le gain $Q_p = 0.1$ (-20db). Pour une fréquence de commutation (pulsation) $f_p = 10\text{kHz}$.

➤ Calcul de f_0 :

$$f_0 = f_p \frac{\sqrt{Q_p}}{\sqrt{Q_p+1}} = 10^4 \frac{\sqrt{0.1}}{\sqrt{0.1+1}} = 3015\text{Hz} \quad 4-38$$

➤ Calcul de L_f :

$$L_f = \frac{Q_p \sqrt{f_p^2 - f_0^2}}{f_0 f_p} = 0.30\text{H} \quad 4-39$$

➤ Calcul de C_f :

$$C_f = \frac{1}{L_f \omega_0^2} = 1,76\mu\text{F} \quad 4-40$$

4.9 Modélisation de la charge RL

Souvent, le neutre au niveau de la charge (n) est isolé comparativement à celui de la source (N) comme il est montré par la figure 4-2. De fait, et dont le but de calculer le courant de charge, il reste essentiel de connaître le potentiel à la sortie du CM qui correspond au neutre de la charge [60].

Dans ce cas, on a :

$$V_{jn} = V_{jN} - V_{nN} \quad 4-41$$

La différence de potentiel entre les deux neutres est donnée par :

$$V_{nN} = \frac{V_{aN} + V_{bN} + V_{cN}}{3} \quad 4-42$$

De ce fait, la fonction de transfert du courant de RL est présentée par :

$$i_j(p) = \frac{1}{L_{ch}p + R_{ch}} V_{jn}(p) \quad 4-43$$

4.10 Principe et formulation mathématique de la méthode de Venturini

Venturini a présenté une stratégie de commutation généralisée à fréquence élevée pour les convertisseurs matriciels. Cette stratégie a été modifiée par la suite dans le but

d'augmenter le ratio de transformation entre la tension de sortie et celle d'entrée de 0.5 à 0.866. Aussi, elle assure la production des courants sinusoïdaux à l'entrée du CM avec un facteur de puissance unitaire indépendant de la charge [7, 49, 54]. L'idée de cette stratégie a pour objectif de synthétiser une tension triphasée souhaitée de sortie à partir de celle d'entrée pour chaque instant de commutation bien rétabli. Dans ce cas, la tension de sortie est développée dans chaque instant de commutation par des segments des trois tensions d'entrée, ainsi que le courant d'entrée est formé par des segments des trois courants de sortie [7, 61].

Les tensions triphasées équilibrées à l'entrée du CM sont présentées par la formule suivante [1] :

$$V_{ec} = V_{ecm} \begin{bmatrix} \cos(\omega_{ec}t) \\ \cos(\omega_{ec}t + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\omega_{ec}t + \frac{4\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad 4-44$$

Avec : V_{ecm} , I_{scm} , ω_{ec} et ω_{sc} sont des valeurs maximales et les pulsations, de la tension d'entrée du CM et du courant à la sortie de celui-ci respectivement.

D'autre part, les courants triphasés équilibrés à la sortie du CM sont présentés par la relation suivante [1]:

$$i_{ec} = I_{scm} \begin{bmatrix} \cos(\omega_{sc}t + \varphi_{sc}) \\ \cos(\omega_{sc}t + \varphi_{sc} + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\omega_{sc}t + \varphi_{sc} + \frac{4\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad 4-45$$

Avec φ_{sc} est le déphasage entre le courant et la tension à la sortie du convertisseur.

En prenant en compte le ratio entre la tension de sortie et celle d'entrée du CM [58] :

$$q = \sqrt{\frac{V_{sc}^2}{V_{ec}^2}} = \sqrt{\frac{I_{ec}^2}{I_{sc}^2}} \quad 4-46$$

On obtient [1, 6] :

$$V_{sc} = qV_{ecm} \begin{bmatrix} \cos(\omega_{sc}t) \\ \cos(\omega_{sc}t + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\omega_{sc}t + \frac{4\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad 4-47$$

D'autre part, les courants triphasés équilibrés à la sortie du convertisseur sont exprimés par l'expression suivante [1, 6] :

$$i_{sc} = q\cos(\varphi_{sc})I_{scm} \begin{bmatrix} \cos(\omega_{ec}t + \varphi_{ec}) \\ \cos(\omega_{ec}t + \varphi_{ec} + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\omega_{ec}t + \varphi_{ec} + \frac{4\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad 4-48$$

Si on remplace V_{ec} , V_{sc} et i_{sc} dans les expressions (4-16) et (4-17) la matrice de modulation admet les deux solutions suivantes [6, 57, 62] :

- Pour $\varphi_{ec} = \varphi_{sc}$, on obtient :

$$M_1(t) = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 + 2q\cos(\omega_{se}t) & 1 + 2q\cos(\omega_{se}t - \frac{2\pi}{3}) & 1 + 2q\cos(\omega_{se}t - \frac{4\pi}{3}) \\ 1 + 2q\cos(\omega_{se}t - \frac{4\pi}{3}) & 1 + 2q\cos(\omega_{se}t) & 1 + 2q\cos(\omega_{se}t - \frac{2\pi}{3}) \\ 1 + 2q\cos(\omega_{se}t - \frac{2\pi}{3}) & 1 + 2q\cos(\omega_{se}t - \frac{4\pi}{3}) & 1 + 2q\cos(\omega_{se}t) \end{bmatrix} \quad 4-49$$

- Pour $\varphi_{ec} = -\varphi_{sc}$, on obtient :

$$M_2(t) = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 + 2q\cos(\omega_{se}t) & 1 + 2q\cos(\omega_{se}t - \frac{2\pi}{3}) & 1 + 2q\cos(\omega_{se}t - \frac{4\pi}{3}) \\ 1 + 2q\cos(\omega_{se}t - \frac{2\pi}{3}) & 1 + 2q\cos(\omega_{se}t - \frac{4\pi}{3}) & 1 + 2q\cos(\omega_{se}t) \\ 1 + 2q\cos(\omega_{se}t - \frac{4\pi}{3}) & 1 + 2q\cos(\omega_{se}t) & 1 + 2q\cos(\omega_{se}t - \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad 4-50$$

Avec : $\omega_{se} = (\omega_s - \omega_e)$

La solution (4-51) est obtenue pour un déphasage d'entrée égal à celui de sortie ($\varphi_{ec} = \varphi_{sc}$), de même que la solution (4-52) est obtenue pour un déphasage d'entrée en opposition avec celui de sortie ($\varphi_{ec} = -\varphi_{sc}$) [1, 6].

La stratégie de modulation de Venturini est fondée sur les équations (4-51) et (4-52), elle assure un rapport maximal entre la tension de sortie et celle d'entrée du CM de 0.5 (soit 50%). Cependant, cette méthode peut être optimisée afin d'atteindre un rapport maximal de $\frac{\sqrt{3}}{2}$ (ou 87%) grâce à une modification de la tension de sortie désirée, en ajoutant l'harmonique de l'ordre 3 de la tension d'entrée et de celle de sortie dans l'expression (4-44) [6, 57, 62].

$$V_{sc} = qV_{ecm} \begin{bmatrix} \cos(\omega_{sc}t) - \frac{1}{6}\cos(3\omega_{sc}t) + \frac{1}{2\sqrt{3}}\cos(3\omega_{ec}t) \\ \cos(\omega_{sc}t + \frac{2\pi}{3}) - \frac{1}{6}\cos(3\omega_{sc}t) + \frac{1}{2\sqrt{3}}\cos(3\omega_{ec}t) \\ \cos(\omega_{sc}t + \frac{4\pi}{3}) - \frac{1}{6}\cos(3\omega_{sc}t) + \frac{1}{2\sqrt{3}}\cos(3\omega_{ec}t) \end{bmatrix} \quad 4-51$$

L'encombrement de la méthode primitive de Venturini basée sur le calcul des durées de conduction des interrupteurs directement à l'aide des équations (4-51) et (4-52) constitue une contrainte gênante à l'implémentation de celle-ci dans la pratique. Par conséquent, il est recommandé d'exprimer directement les tensions d'entrée et celle de sortie dans les équations (4-46) et (4-49) dont l'objectif d'avoir un facteur de puissance à l'entrée du convertisseur unitaire [1, 6, 57, 62]. Si on prend en compte ces recommandations, on aura [62] :

$$m_{ij} = \frac{t_{ij}}{T_{seq}} = \frac{1}{3} \left[1 + \frac{2V_i V_j}{V_{ecm}^2} \right] \quad 4-52$$

La méthode définie par l'équation (4-52) a un rapport significatif de transformation limite à 50%. Si on tient compte de la méthode optimale de Venturini basée sur (4-51).

Alors l'équation (4-52) devient [6, 58] :

$$m_{ij} = \frac{1}{3} \left[1 + \frac{2V_i V_j}{V_{ecm}^2} + \frac{4q}{3\sqrt{3}} \sin(\omega_{ec}t + \beta_i) \sin(3\omega_{ec}t) \right] \quad 4-53$$

Avec : $\beta_i = \left\{ 0, \frac{2\pi}{3}, \frac{4\pi}{3} \right\}$

La réalisation pratique en temps réel de la stratégie de Venturini optimale est fondée sur l'équation (4-53), et ceci sollicite l'utilisation des processeurs fonctionnant à des fréquences de l'ordre de dizaines de kilohertz comme le DSP. Dans ce cas, la commande du facteur de puissance peut être réalisée à l'aide de l'insertion d'un capteur de déphasage dans une phase à l'entrée du CM [1].

La détermination des séquences des interrupteurs (S_{ij}) peut être obtenue selon les instructions logiques contenues dans l'équation (4-54) à l'aide des instants d'activation (t_{ij}), comme la figure 4-9 le montre.

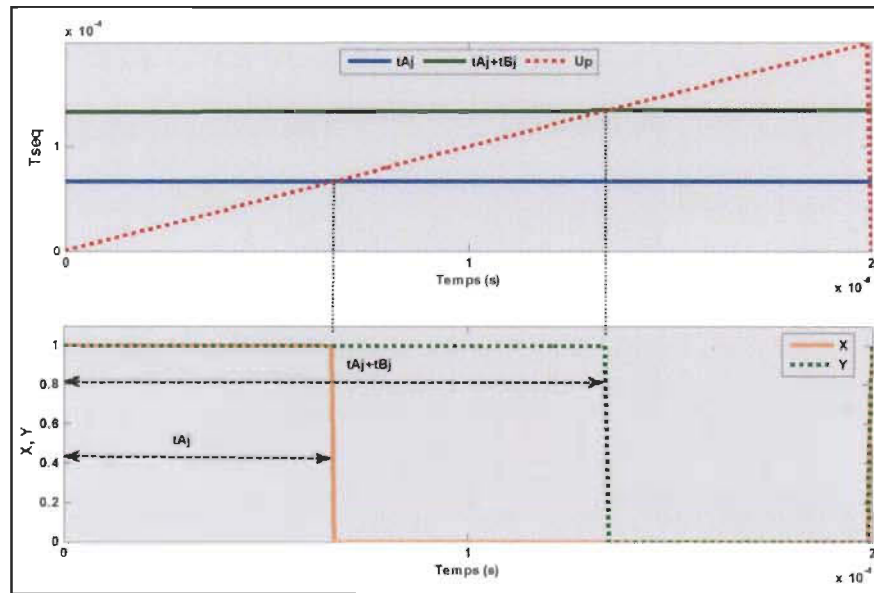


Figure 4-9 Obtention des instructions logiques X et Y

Par conséquent, seuls six rapports cycliques sont suffisants pour calculer les signaux de grille pour tous les interrupteurs de puissance [63].

$$\left. \begin{array}{l} X = t_{Aj} \\ Y = t_{Aj} + t_{Bj} \end{array} \right\} \implies \begin{cases} S_{Aj} = (X) \\ S_{Bj} = (\bar{X}) \text{ and } (Y) \\ S_{Cj} = (\bar{X}) \text{ and } (\bar{Y}) \end{cases} \quad 4-54$$

Le signal de la porteuse est exprimé par la relation suivante [63] :

$$U_p = \frac{1}{T_{seq}} t \quad 0 \leq t \leq T_{seq} \quad 4-55$$

4.11 Principe et formulation mathématique de la méthode de SVM

La stratégie SVM représente les courants d'entrée triphasée et les tensions composées de la sortie par les vecteurs spatiaux \vec{i}_{ec} et \vec{V}_s (Figure 4-10) [64]. Elle est basée sur le concept d'approximation d'un vecteur de tension de référence en rotation avec ces tensions qui sont physiquement réalisables sur un convertisseur matriciel [64]. Pour les neuf interrupteurs bidirectionnels, il y a 27 combinaisons possibles de commutation [54], parmi lesquelles il y a seulement 21 qui sont couramment utilisées pour générer les vecteurs spatiaux pour réaliser cette commande SVM. Les trois premiers groupes ($\pm 1, \pm 2, \pm 3, \pm 4, \pm 5, \pm 6, \pm 7, \pm 8, \pm 9$) ont deux caractéristiques communes ; à savoir : chacun d'eux se compose de six vecteurs qui maintiennent les positions angulaires constantes et chacun d'eux forme un hexagone de sextant comme indiqué dans la figure 4-10 [64].

Les formules générales permettant de calculer les durées de temps d'activations des interrupteurs sont présentées par les expressions suivantes [64, 65] :

$$\delta_1 = \frac{2}{\sqrt{3}} q \sin \left[\varphi_{sc} - (k_s - 1) \frac{\pi}{3} \right] \sin \left[\frac{\pi}{6} - \left(\varphi_{ec} - (k_e - 1) \frac{\pi}{3} \right) \right] \quad 4-56$$

$$\delta_2 = \frac{2}{\sqrt{3}} q \sin \left[\varphi_{sc} - (k_s - 1) \frac{\pi}{3} \right] \sin \left[\frac{\pi}{6} + \left(\varphi_{ec} - (k_e - 1) \frac{\pi}{3} \right) \right] \quad 4-57$$

$$\delta_3 = \frac{2}{\sqrt{3}} q \sin \left[k_s \frac{\pi}{3} - \varphi_{sc} \right] \sin \left[\frac{\pi}{6} - \left(\varphi_{ec} - (k_e - 1) \frac{\pi}{3} \right) \right] \quad 4-58$$

$$\delta_4 = \frac{2}{\sqrt{3}} q \sin \left[k_s \frac{\pi}{3} - \varphi_{sc} \right] \sin \left[\frac{\pi}{6} + \left(\varphi_{ec} - (k_e - 1) \frac{\pi}{3} \right) \right] \quad 4-59$$

Les lois de commutation sont respectées par l'ajout du rapport cyclique d'une configuration zéro δ_0 [50, 64-65] :

$$\delta_0 = 1 - (\delta_1 + \delta_2 + \delta_3 + \delta_4) \quad 4-60$$

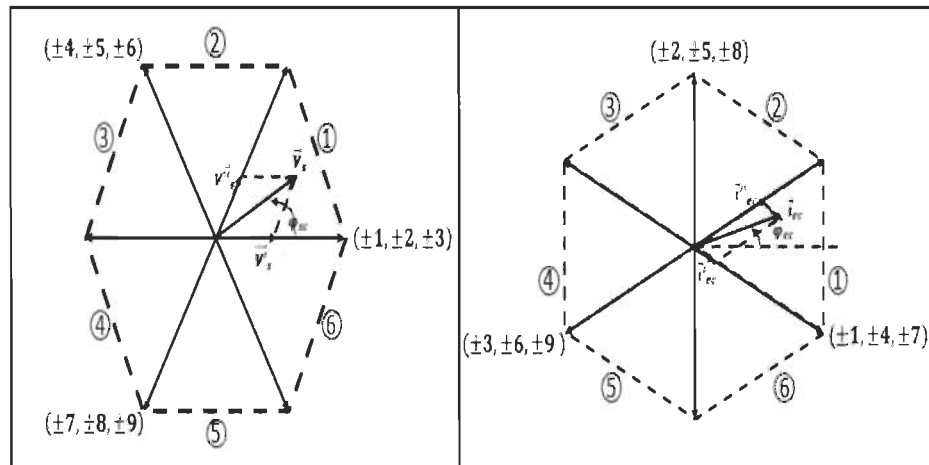


Figure 4-10 Vecteurs spatiaux de la tension de sortie et des courants d'entrée

Détermination des rapports cycliques m_{ij} des interrupteurs se fait à partir des rapports δ_i , la stratégie la plus simple à faire, c'est de réaliser la sommation des quatre rapports δ_i des quatre formes définies durant un instant d'échantillonnage [50].

$$\begin{cases} t_{Aa} + t_{Ab} + t_{Ac} = T_{seq} \\ t_{Ba} + t_{Bb} + t_{Bc} = T_{seq} \\ t_{Ca} + t_{Cb} + t_{Cc} = T_{seq} \end{cases} \quad 4-61$$

Finalement, on répertorie le fonctionnement de chaque interrupteur sur un instant d'échantillonnage [50]. Son rapport cyclique m_{ij} est égal à la somme des rapports δ_i des configurations auxquelles il appartient [50]. La sélection nous permet d'affecter des différentes configurations et qui nous donne d'autres valeurs pour des rapports cycliques m_{ij} .

Ces 21 combinaisons sont citées dans le tableau 4-2, lesquelles on peut les diviser en quatre groupes [64-65].

Tableau 4-2 Configuration des interrupteurs pour la méthode SVM

Configuration des interrupteurs	Interrupteurs ouverts	V_s	Φ_{sc}	i_{ec}	Φ_{ec}
+1	$S_{aA} S_{bB} S_{bC}$	$2/3V_{ab}$	0	$2/\sqrt{3} i_A$	$-\pi/6$
-1	$S_{bA} S_{aB} S_{aC}$	$-2/3 V_{ab}$	0	$-2/\sqrt{3} i_A$	$-\pi/6$
+2	$S_{bA} S_{cB} S_{cC}$	$2/3V_{bc}$	0	$2/\sqrt{3} i_A$	$\pi/2$
-2	$S_{cA} S_{bB} S_{bC}$	$-2/3V_{bc}$	0	$-2/\sqrt{3} i_A$	$\pi/2$
+3	$S_{cA} S_{aB} S_{aC}$	$2/3V_{ca}$	0	$2/\sqrt{3} i_A$	$7\pi/6$
-3	$S_{aA} S_{cB} S_{cC}$	$-2/3V_{ca}$	0	$-2/\sqrt{3} i_A$	$7\pi/6$
+4	$S_{bA} S_{aB} S_{bC}$	$2/3V_{ab}$	$2\pi/3$	$2/\sqrt{3} i_B$	$-\pi/6$
-4	$S_{aA} S_{bB} S_{aC}$	$-2/3V_{ab}$	$\pi/3$	$-2/\sqrt{3} i_B$	$-\pi/6$
+5	$S_{cA} S_{bB} S_{cC}$	$2/3V_{bc}$	$\pi/3$	$2/\sqrt{3} i_B$	$\pi/2$
-5	$S_{bA} S_{cB} S_{bC}$	$-2/3V_{bc}$	$2\pi/3$	$-2/\sqrt{3} i_B$	$\pi/2$
+6	$S_{aA} S_{cB} S_{aC}$	$2/3V_{ca}$	$2\pi/3$	$2/\sqrt{3} i_B$	$7\pi/6$
-6	$S_{cA} S_{aB} S_{cC}$	$-2/3V_{ca}$	$2\pi/3$	$-2/\sqrt{3} i_B$	$7\pi/6$
+7	$S_{bA} S_{bB} S_{aC}$	$2/3V_{ab}$	$4\pi/3$	$2/\sqrt{3} i_C$	$-\pi/6$
-7	$S_{aA} S_{aB} S_{bC}$	$-2/3V_{ab}$	$4\pi/3$	$-2/\sqrt{3} i_C$	$-\pi/6$
+8	$S_{cA} S_{cB} S_{bC}$	$2/3V_{bc}$	$4\pi/3$	$2/\sqrt{3} i_C$	$\pi/2$
-8	$S_{bA} S_{bB} S_{cC}$	$-2/3V_{bc}$	$4\pi/3$	$-2/\sqrt{3} i_C$	$\pi/2$
+9	$S_{aA} S_{aB} S_{cC}$	$2/3V_{ca}$	$4\pi/3$	$2/\sqrt{3} i_C$	$7\pi/6$
-9	$S_{cA} S_{cB} S_{aC}$	$-2/3V_{ca}$	$4\pi/3$	$-2/\sqrt{3} i_C$	$7\pi/6$
0_a	$S_{aA} S_{aB} S_{aC}$	0	-	0	-
0_b	$S_{bA} S_{bB} S_{bC}$	0	-	0	-
0_c	$S_{cA} S_{cB} S_{cC}$	0	-	0	-

La stratégie de modulation fournie va générer les impulsions de contrôle qui seront envoyées aux grilles des transistors [50]. Il est simplement nécessaire de confronter les m_{ij} calculés par l'algorithme de contrôle à un signal en dents de scie où la base est égale à l'instant d'échantillonnage et dont l'amplitude est unitaire [50].

La figure 4-11 [50] donne un exemple de cette technique.

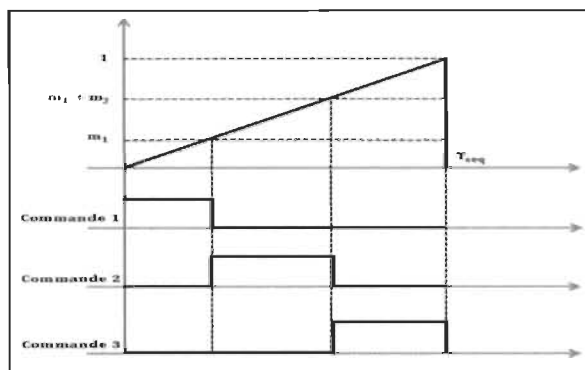
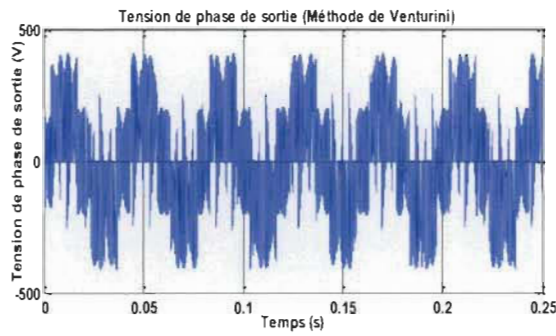


Figure 4-11 Établissement des signaux de commutation

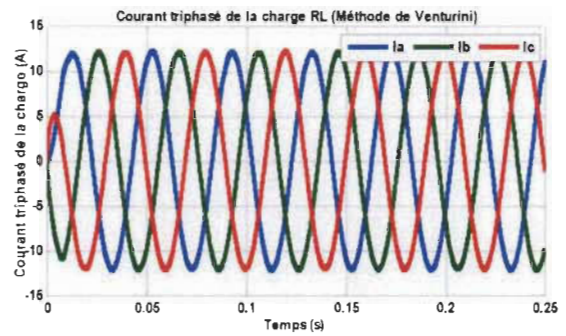
En fait, un signal en dents de scie à 256 niveaux qui peut être facilement produit par une horloge, d'un compteur 8 bits et d'un convertisseur N/A [50]. Concernant la SVM, on rejoint dans la littérature d'autres méthodes à double pente [50], ces méthodes cherchent à caractériser une façon d'appliquer les configurations sélectionnées et à placer les configurations nulles de sorte à optimiser la qualité des ondes produites par le CM [50].

4.12 Résultats de simulations du CM

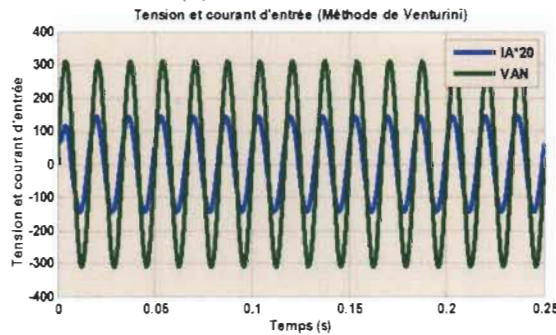
Afin d'évaluer la viabilité des techniques de modulation et des commandes étudiées, une comparaison a été effectuée entre la modulation de Venturini et SVM pour commander le CM qui est connecté à une charge RL pour déterminer la configuration la plus adéquate. Les blocs de simulation pour les deux algorithmes sont présentés à l'annexe C. Les résultats sont présentés dans les figures 4-12 et 4-13 pour les deux stratégies de modulation respectivement avec une fréquence de commutation qui est égale à 5kHz et un temps d'échantillonnage égal à $10^{-6}s$. Ces résultats illustrent : la tension à la sortie ; les courants triphasés de la charge ; la tension à l'entrée ; le courant à l'entrée ; la tension filtrée ; le courant filtré et THD des trois courants. Les paramètres du CM sont cités dans l'annexe B (Tableau B-1, B-4).



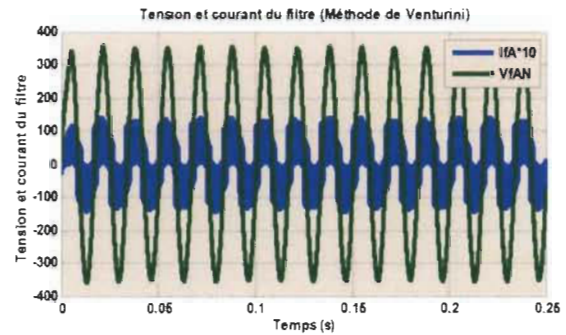
(a) Tension de sortie



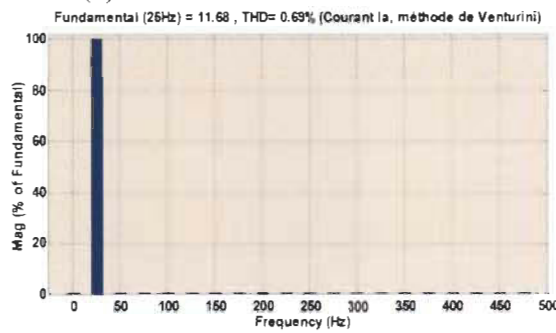
(b) : Courants triphasés de charge



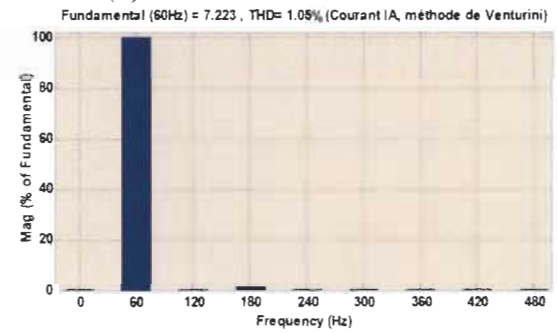
(c) : Tension et courant d'entrée



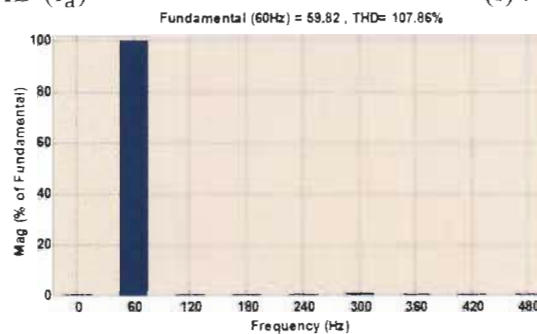
(d) : Tension et courant filtré



(e) : THD (I_a)



(f) : THD (I_A)



(g) : THD (I_{fA})

Figure 4-12 Résultats de simulations de la méthode de Venturini

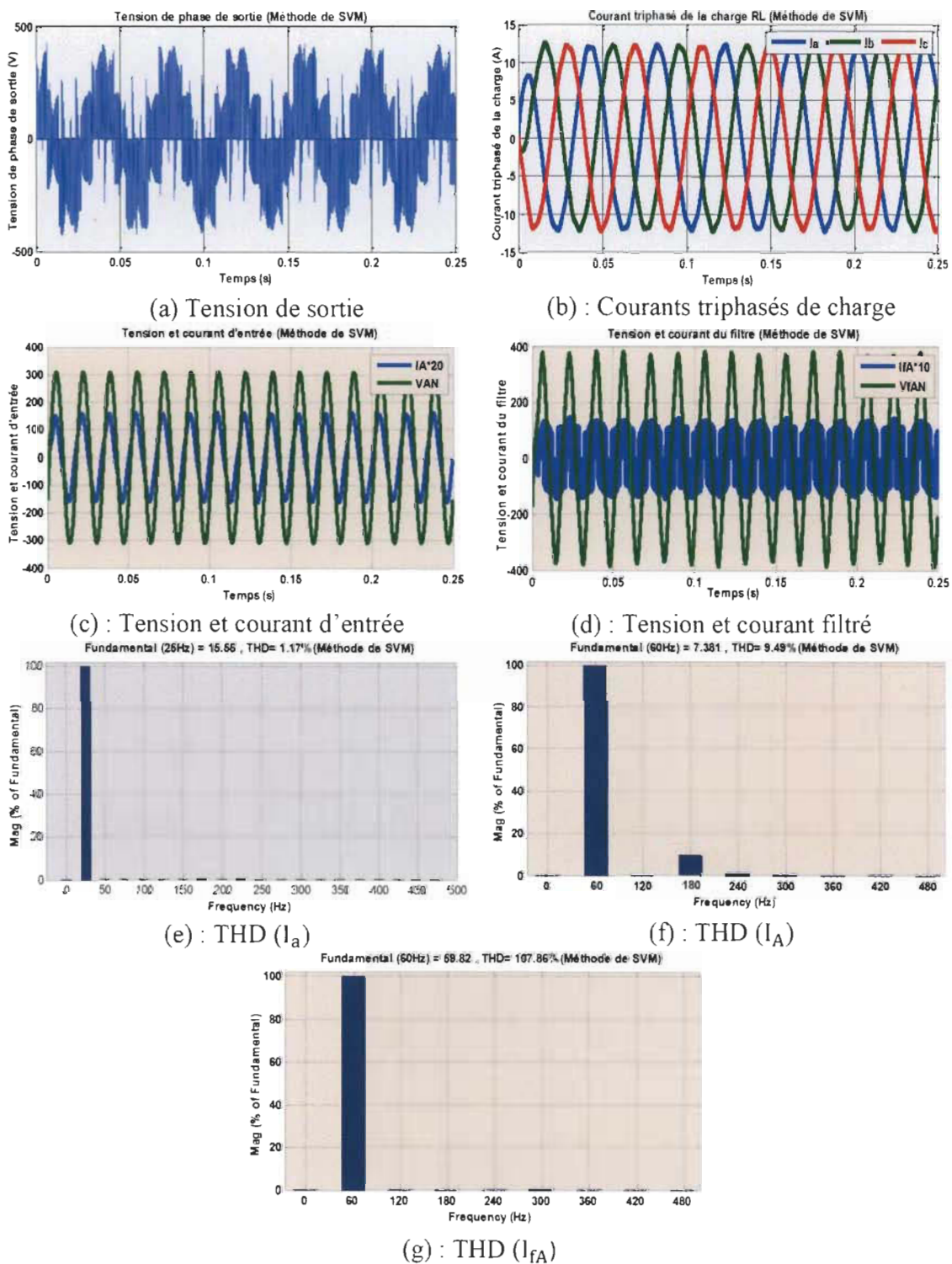


Figure 4-13 Résultats de simulations de la méthode de SVM

Les résultats ont montré que la méthode de Venturini (Figure 4-12) est plus performante que la SVM (Figure 4-13) au niveau de la qualité du signal (THD) et le facteur de puissance à l'entrée et la sortie du CM.

4.13 Conclusion

Dans ce chapitre, on a effectué une étude et une modélisation du CM contrôlé par une méthode de modulation de Venturini et SVM en tenant compte du filtre passif d'entrée LC. L'emploi du filtre d'entrée du CM permet d'empêcher la propagation des courants harmoniques vers le réseau électrique. Par conséquent, il est indispensable d'optimiser les paramètres du filtre d'entrée en tenant en compte de l'intervalle de fréquence dans lequel le CM doit fonctionner. Des tests de simulations sous environnement Matlab/Simulink/SPS ont été réalisés sur le CM avec les deux méthodes de modulations : Venturini et SVM, les résultats de simulations prouvent que la méthode de Venturini est plus performante que le SVM. Selon l'analyse et la modélisation effectuées, on constate que la méthode de modulation de Venturini offre un moyen de moduler d'une manière très précise le courant du CM ainsi que la tension de sortie.

D'après les résultats de simulation des deux méthodes Venturini et SVM, il est suggéré d'étudier et de mettre en œuvre les modèles de simulation du CM avec les deux stratégies de modulation en prenant en compte les paramètres de simulation tels que la fréquence d'échantillonnage, la fréquence de commutation et le pas de simulation. Ces paramètres doivent être ajustés et normalisés. En effet, il faut que le temps d'échantillonnage soit inférieur à la moitié de celui de commutation (théorème de Shannon), afin de garantir une bonne reconstruction du signal. Dans le but d'utiliser ce convertisseur pour les transformations à haute fréquence, il faut choisir une fréquence d'échantillonnage

suffisamment grande par rapport à la fréquence de commutation désirée. Par conséquent, étant donné que le fonctionnement d'un CM dépend des interrupteurs et de leurs capacités de commutation, on peut analyser les performances de ce type de convertisseur en tenant compte des limites de commutation des interrupteurs et des limites de mémoire du calculateur ou simulateur.

Chapitre 5 - Commande adaptative floue d'un convertisseur matriciel appliquée sur une charge passive

5.1 Introduction

Dans le chapitre précédent, nous avons présenté le CM, ses méthodes de modulation, la modélisation de l'ensemble du système complet (CM, filtre d'entrée CL et la charge RL) et les résultats de simulations des stratégies de modulation du CM alimentant une charge RL en boucle ouverte afin d'évaluer la viabilité des modulations étudiées. Les résultats ont montré que la méthode de Venturini (présentée à l'annexe C) est plus performante que la SVM.

Les contrôleurs flous sont définis comme des contrôleurs non-linéaires qui se fondent sur l'erreur et sa variation [10, 32, 42]. Pour cela nous proposons dans ce chapitre, une commande adaptative floue de type-2 pour la commande d'un CM avec une charge RL en utilisant la modulation de Venturini. Cette stratégie combine les performances de la théorie de la commande adaptative avec celle des systèmes logiques flous de type-2 (FLST2) pour obtenir une commande qui suit bien la consigne et qui a une robustesse précise contre les incertitudes structurées et non-structurées [110]. Contrairement à d'autres techniques de commande, aucun test à priori hors ligne et l'initialisation des poids, les paramètres ou la connaissance de la dynamique du modèle ne sont nécessaires [110]. Les résultats pour différents tests sont mis en évidence avec les performances du contrôleur proposé dans les conditions transitoires et permanentes sous les perturbations au niveau de la tension du

réseau. En outre, une étude comparative entre le contrôleur par la logique floue (FLC) adaptée de type-2 et son homologue de type-1 est présentée pour mieux évaluer leurs performances respectives dans diverses conditions d'exploitation.

Un contrôleur à base de la logique floue adaptative de type-1 est proposé dans pour surmonter ces lacunes. Les systèmes de logique floue de type-1 (FLST1) sont connus pour leur capacité à compenser, dans une certaine mesure, des incertitudes structurelles et non structurelles. Cependant, les moteurs flous du type-2 ont été synthétisés pour être plus puissants pour compenser des degrés d'incertitude encore plus élevés [10, 68, 110]. Ils sont particulièrement adaptés aux systèmes variant dans le temps avec une dynamique différente du temps inconnu [110]. Ils permettent également une plus grande flexibilité pour atténuer les problèmes associés aux incertitudes relatives au choix des règles floues du système et des fonctions d'appartenance floue [10, 110].

5.2 Contrôleur par la logique floue

Le FLC avec sa structure non-linéaire a montré de bonnes performances et robustesses pour la commande des systèmes non-linéaires et incertains. Elle est basée sur la théorie des ensembles flous développés par Lotfi A. Zadeh [69]. À côté d'un formalisme mathématique fort développé, l'objectif du FLC est que la théorie des ensembles flous permet de traiter et de raisonner avec des variables qui intègrent la notion d'imprécision, l'incertitude des évaluations subjectives ou des quantifications linguistiques, qui permettent aux contrôleurs flous d'être développés pour remplacer un opérateur humain expérimenté [69].

5.2.1 Historique de la logique floue

La logique floue (FL) a d'abord été connue comme une branche mathématique supplémentaire à la théorie de la logique classique (binaire), ensuite elle a trouvé sa place

parmi les techniques de contrôle basées sur l'intelligence artificielle [42, 70-71]. Elle a été fondée au milieu des années 1960 à l'université de Berkeley en Californie par le professeur Lotfi Zadeh qui a développé la notion de variables linguistiques et d'ensembles flous [70-71]. La première application expérimentale de cette méthode de contrôle a été effectuée par Mamdani [70-71].

5.2.2 Domaines d'application de la logique floue

Les systèmes à base des contrôleurs flous ont été employés dans une grande variété d'applications industrielles, économiques et médicales, on cite quelques exemples de ces applications [72] :

- Les appareils électroménagers ;
- Les systèmes autonomes mobiles et les systèmes de transport ;
- Les systèmes de conditionnement d'ambiance ;
- Les systèmes de décision, diagnostic et reconnaissance ;
- La robotique ;
- Les produits de consommation courante.

5.2.3 Conception de la logique floue

L'être humain distingue, réfléchit, imagine et décide à la présence des modèles ou des représentations ce qui confirme que son raisonnement n'est pas binaire. La notion de la FL est de saisir l'imprécision de la pensée humaine et de l'introduire avec des outils mathématiques adéquats [70-72]. La solution d'un problème nécessite la recherche d'un modèle objectif et proche du système réel [70-72]. Les modèles de notre cerveau peuvent être assez compliqués et aussi vagues, flous ou incertains. L'homme ne réfléchit pas comme

l'ordinateur, la FL introduit ses propriétés du raisonnement humain [70-72]. FL est fondée sur le rapport que la plupart de phénomènes ne peuvent pas être représentés à l'aide de variables booléennes qui ne peuvent prendre que deux valeurs (0 ou 1) [70-72]. Le FLC permet d'avoir une loi de commande généralement très performante qui ne nécessite pas une modélisation [70]. Le FLC ne traite pas une relation mathématique bien définie, mais se sert des inférences avec plusieurs règles de base, se fondant sur des grandeurs linguistiques [70]. Par des inférences et avec plusieurs règles de base, il est possible d'avoir des expériences reconnues par les opérateurs d'un procédé technique [70]. Souvent le traitement d'un problème par la FL se fait en trois phases importantes [70] :

- La quantification floue des entrées, nommée la fuzzification. Elle permet la transformation des grandeurs des entrées physiques en grandeurs floues, ou grandeurs linguistiques ;
- La conception des règles de base liant les sorties aux entrées, nommée l'inférence floue ;
- La défuzzification qui est l'opération inverse de la fuzzification, elle a pour objectif de convertir les grandeurs linguistiques en grandeurs réelles ou numériques.

Le schéma de FLC est présenté par la figure 5-1 [73] :

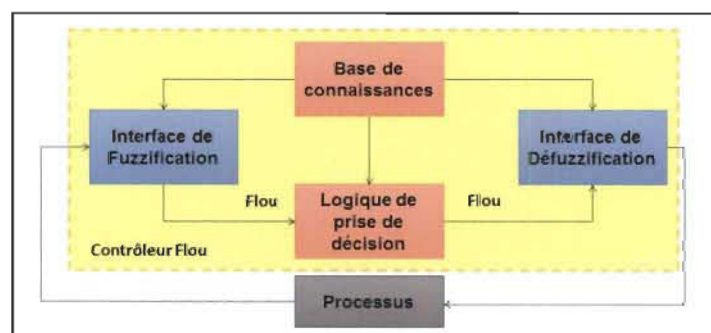


Figure 5-1 Schéma de principe d'un FLC

5.2.4 Concepts de base de la logique floue

Cette partie a pour objectif de donner certains concepts de base de la logique floue d'une façon générale.

5.2.4.1 Ensemble flou

Un ensemble flou est établi par une fonction d'appartenance qui peut choisir la majorité des grandeurs réelles comprises entre 0 et 1, c'est le point de base de la FL [72]. Le concept de celui-ci a pour objectif d'éviter le passage brusque d'une classe à une autre et de permettre des gradations dans l'appartenance d'un élément à une classe ; cela signifie de permettre à un élément d'appartenir plus ou moins fortement à une classe [72].

5.2.4.2 Fonctions d'appartenance

Un ensemble flou est caractérisé par sa fonction d'appartenance qui correspond à la notion de fonction particulière en logique binaire, elle mesure le degré d'appartenance d'une grandeur à l'ensemble flou [71-72]. Les fonctions d'appartenance de base sont présentées dans la figure 5-2 [71-72].

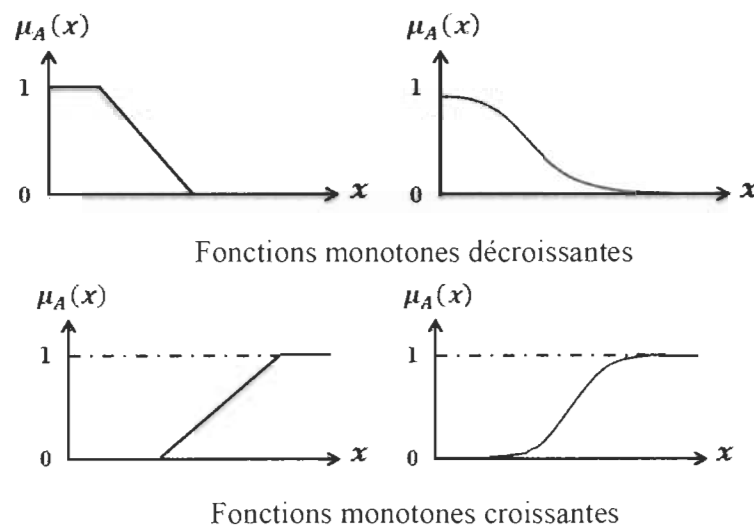


Figure 5-2 Fonction d'appartenance de base

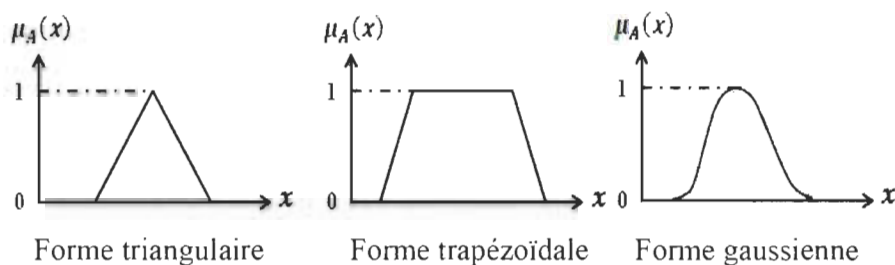


Figure 5-2 (suite)

5.2.4.3 Variables linguistiques

La notion des variables linguistiques a un but important dans le domaine de la FL. Une grandeur linguistique est une variable définie à base des mots ou des phrases à la place des nombres [71]. En effet, la présentation d'une certaine situation, d'un phénomène ou d'un procédé comprend généralement des expressions floues comme " chaud, froid, rapide, lent, grand, petit", ce type d'expressions forme ce qu'on nomme des variables linguistiques de la logique floue [72].

5.2.4.4 Opérateurs de la logique floue

Une fois les ensembles flous définis, des opérations mathématiques concernant ce type d'ensembles ont été élaborées [71]. Ces derniers ressemblent énormément à ceux reliés à l'hypothèse des ensembles classiques. Les opérateurs de l'intersection, l'union, la complémentation et l'implication peuvent être traduits par les opérateurs "ET, OU, NON et ALORS" respectivement [72].

5.2.4.5 Règles floues

Les règles floues ont une relation exprimée au moyen d'une implication entre deux propositions floues [71]. Considérons deux grandeurs linguistiques (V_1) , (V_2) et les deux

propositions suivantes " V_1 est A ", " V_2 est B ", où A et B sont deux ensembles flous de V_1 et V_2 . On peut avoir la règle floue par la relation "si V_1 est A Alors V_2 est B " [70].

- La proposition " V_1 est A " est la condition de l'implication ;
- La proposition " V_2 est B " est la conclusion de l'implication.

Habituellement, plusieurs règles floues sont obligatoires pour faire un choix devant un point donné [71]. On s'intéresse au cas de plusieurs règles floues dans le domaine de contrôle. Les règles floues peuvent être présentées de plusieurs manières [72].

- Linguistiquement : on exprime les règles de façon explicite ;
- Symboliquement : il s'agit d'une présentation linguistique dans lequel on remplace la désignation des ensembles flous par des symboles ;
- Matrice d'inférence : on regroupe toutes les règles qui sont désignées symboliquement dans un tableau dans lequel les entrées de ce dernier symbolisent les degrés d'appartenance des grandeurs linguistiques des entrées aux autres ensembles flous.

5.3 Contrôle par la logique floue

Un contrôleur flou peut avoir plusieurs structures, parmi lesquelles celles qui sont similaires aux contrôleurs classiques [74]. L'existence de cette analogie entre les deux structures permet d'exploiter le support théorique des approches classiques, et de trouver des méthodes, plus ou moins systématiques, pour la réalisation du FLC et l'ajustement de ses paramètres [74]. En effet, l'analogie avec le contrôle adaptatif (direct ou indirect) peut être utilisée pour la synthèse du contrôleur flou [74-75].

5.3.1 Commande floue de type-1

Les systèmes flous permettent d'utiliser et de manipuler efficacement les informations linguistiques émanant de l'expert humain à l'aide d'une loi théorique importante [80,82]. En outre, le système peut être mis en œuvre facilement dans une boucle de contrôle ou d'identification paramétrique. La structure de base d'un FLST1 se divise en trois parties principales comme le montre la figure 5-3 [74, 76].

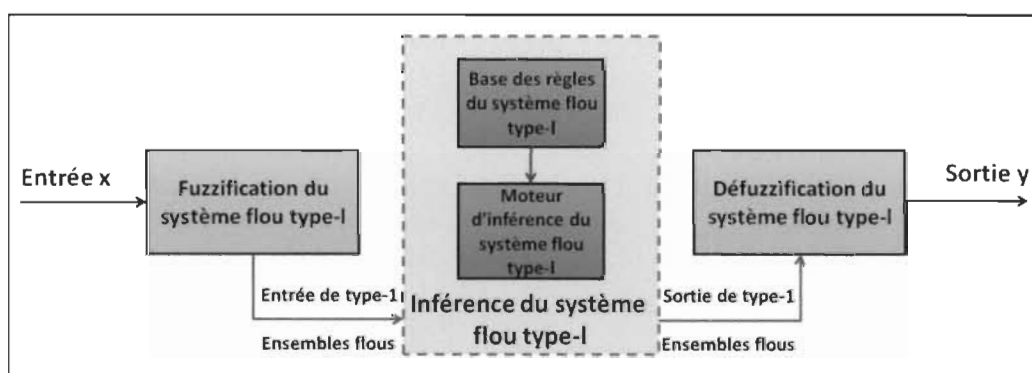


Figure 5-3 Bloc-diagramme du système flou type-1

5.3.1.1 Fuzzification du système flou type-1

La grandeur d'entrée x varie dans un domaine nommé univers de discours X , sectionné en une grandeur finie d'ensembles flous de façon à ce que dans chaque zone il y a une condition dominante [74, 76]. Pour simplifier le traitement numérique et l'emploi de ces ensembles, on les définit par des fonctions d'appartenance [74]. Ces dernières acceptent comme argument l'emplacement de x dans l'univers de discours, et comme sortie le degré d'appartenance de x à la condition définie par la fonction [74]. Il est à noter qu'il y a une autre forme de fonctions d'appartenance nommée singleton qui est beaucoup employée dans les systèmes flous de type Takagi-Sugeno [74]. Elle est décrite par : $\mu(x) = 1$ si $x = x_0$ et $\mu(x) = 0, \forall x \neq x_0$ où l'ensemble se limite à un seul élément $E = \{x_0\}$.

Pour assurer la couverture uniforme de l'univers de discours et de prévenir les indéterminations ou les confusions entre les règles de base, on doit constater les caractéristiques suivantes [74]:

- Complémentarité : des ensembles flous E_1, \dots, E_N sont dits complémentaires, si pour tout élément x de l'univers de discours, il existe au moins un ensemble flou $E_{i, 1 \leq i \leq N}$, tel que le degré d'appartenance de x à E_i est non nul;
- Consistance : des ensembles flous E_1, \dots, E_N sont nommés consistants si la grandeur x vérifie $\mu_{E_i}(x) = 1$ alors, $\mu_{E_j}(x) < 1$ pour tout $j \neq i$.

5.3.1.2 Inférence du système flou type-1

Les connaissances de l'opérateur humain sur un système fourni sont converties en un ensemble de règles floues de la forme suivante [74] :

Si prémisse Alors conclusion 5-1

Dans lequel la prémisse est un ensemble de formalités reliées entre elles par des opérateurs flous. L'étape conclusion est une explication de développement dans le cas d'identification ou une action dans le cas du contrôle [74]. Les opérateurs flous employés dans l'étape prémisse sont les conjonctions : "ET", "OU" [74]. L'explication de ces conjonctions dépend principalement du type du moteur d'inférence adopté [77]. L'expression entre la prémisse et la conclusion "Alors" peut être écrite par le produit ou le minimum.

Dans notre cas, on s'intéressera aux systèmes flous de type Takagi-Sugeno à conclusion constante dont la première règle floue est présentée par la relation suivant :

SI x_1 est E_1^j ET x_2 est E_2^j ET ... ET x_n est E_n^j ALORS $u_j = c^j$ 5-2

Avec x_i ($i = 1, \dots, n$) : Entrées du système flou ; E_i^j : Ensemble flou ; c^j : Singleton ; u_j : Sortie de la première règle.

L'opérateur "ET" est défini la conjonction et "Alors" l'implication. La sortie du système flou fait intervenir régulièrement certaines règles floues. La relation entre ces règles est faite par "OU", de ce fait la conclusion finale u sera [10] :

$$u \text{ est : } u_1 \text{ OU } u_2 \text{ OU... OU } u_m \quad 5-3$$

5.3.1.3 Défuzzification du système flou type-1

Le contrôle nécessitant un signal précis, il sera nécessaire de convertir la fonction d'appartenance résultante obtenue à la sortie du moteur d'inférence en une grandeur précise. Cette opération est nommée défuzzification. Les exemples des techniques employés dans ce domaine, on peut citer : centre de gravité, technique de la hauteur, technique de la hauteur modifiée, technique de la valeur maximum et technique de la moyenne des centres [77-78].

Dans notre travail, on utilisera le centre de gravité [79] qui donne la possibilité d'exprimer théoriquement la sortie du système flou, de rendre plus accessible sa mise en œuvre et de diminuer le temps de calcul [79]. La sortie du système flou de type TS est exprimée par [74] :

$$u = \frac{\sum_{j=1}^m c^j \prod_{i=1}^n u_i^j}{\sum_{j=1}^m \prod_{i=1}^n u_i^j} \quad 5-4$$

Où n et m sont les grandeurs d'entrées.

5.3.2 Commande floue de type-2

Nous introduisons dans ce qui suit une nouvelle classe des systèmes flous nommés type-2 où les grandeurs d'appartenance des prémisses ou des conséquences sont elles-mêmes des ensembles du FLST1. L'ensemble flou type-2 est très efficace dans les circonstances où il nous est difficile de déterminer exactement les fonctions d'appartenance pour les ensembles flous ; par conséquent, ils sont très efficaces pour l'incorporation des incertitudes [74, 110].

La notion des ensembles de FLST2 a été élaborée par Lotfi Zadeh [80, 81] comme extension du concept de l'ensemble flou ordinaire appelée ensemble flou type-1 [82]. Un ensemble du FLST2 est synthétisé par une fonction d'appartenance floue, cela signifie que le degré d'appartenance de chaque grandeur de l'ensemble est un ensemble flou dans l'intervalle $[0, 1]$. De tels ensembles peuvent être employés dans les situations où nous avons de l'incertitude sur les grandeurs d'appartenance elles-mêmes [74]. L'incertitude peut être soit dans l'expression de la fonction d'appartenance ou au sein de l'un de ses paramètres [74]. La structure d'un FLST2 est illustrée dans la figure 5-4 [82, 110].

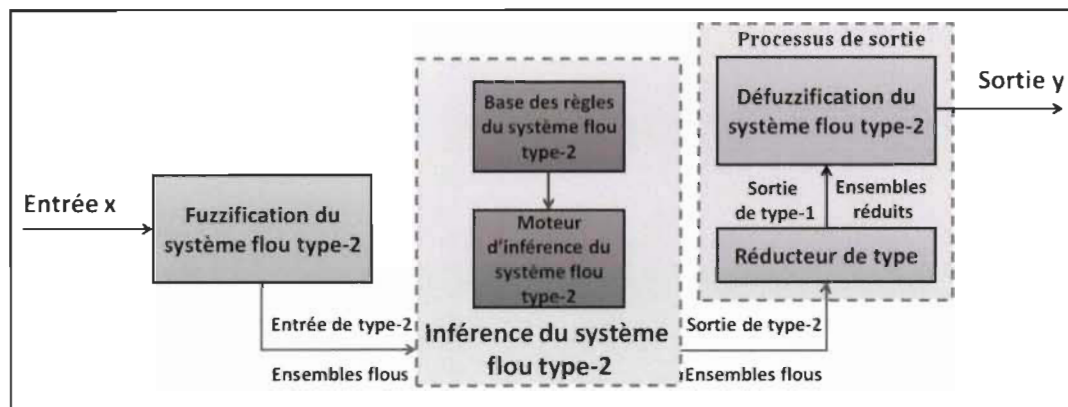


Figure 5-4 Bloc-diagramme du système flou type-2

Nous allons supposer dans cette section que les fonctions d'appartenance des prémisses et des conséquences sont de type-2 [82, 110]. Étant donné que les opérations floues de type-2 sont généralement plus exigeantes que leurs homologues de type-1, des ensembles flous de types-2 d'intervalle ont été introduits pour alléger leur charge de calcul élevée [10, 83-84]. En effet, une alternative simplifiée et efficace est fournie pour calculer facilement les entrées et les opérations antérieures pour les FLS offrant un compromis équilibré entre complexité et performance. Un FLS avec une fuzzification singleton de type-2 et un produit ou une norme minimale satisfait les propriétés suivantes [10, 84, 110] :

a) La force de tir de la règle floue est un intervalle d'ensemble flou de type 1 défini comme :

$$F^l(x') \equiv \prod_{i=1}^P \mu_{\bar{F}_i^l}(x'_i) = [f^l(x'), \bar{f}^l(x')] \equiv [f^l, \bar{f}^l] \quad 5-5$$

Où :

$$f^l(x') = \underline{\mu}_{\bar{F}_1^l}(x'_1) * \dots * \underline{\mu}_{\bar{F}_p^l}(x'_p) \quad 5-6$$

$$\bar{f}^l(x') = \bar{\mu}_{\bar{F}_1^l}(x'_1) * \dots * \bar{\mu}_{\bar{F}_p^l}(x'_p) \quad 5-7$$

Avec l'opérateur norme désigné par '*'.

b) L'ensemble défini par la sortie liée de la règle l est un ensemble flou de type-1 caractérisé par une fonction d'appartenance :

$$\mu_{\bar{B}^l(y)} = \int_{b^l \in [f^l * \underline{\mu}_{\bar{G}^l(y)}, \bar{f}^l * \bar{\mu}_{\bar{G}^l(y)}]} 1/b^l \quad \forall y \in Y \quad 5-8$$

Avec $\underline{\mu}_{\bar{G}^l(y)}$ et $\bar{\mu}_{\bar{G}^l(y)}$ étant les notes d'adhésion inférieures et supérieures de $\mu_{\bar{G}^l(y)}$.

c) Si N sur un total de L règles floues dans le feu FLS, où $N \leq L$, alors l'ensemble flou global de sorties est introduit par une fonction d'appartenance de type-1 $\mu_{\bar{B}}(y)$ obtenue en combinant les ensembles résultants de la sortie déclenchée en un seul. En d'autres termes, $\mu_{\bar{B}}(y) = \prod_{i=1}^N \mu_{\bar{B}_i^l(y)}$, avec $\mu_{\bar{B}_i^l(y)}$ est définie dans (5-8).

Dans ce qui suit, nous allons introduire le FLST2 et montrer tous les concepts clés de cette méthode.

5.3.2.1 Fuzzification du système flou type-2

Au cours de la première étape du processus d'inférence floue, la fuzzification du vecteur d'entrée avec n éléments $x = (x_1, \dots, x_n)^T$ dans l'univers du discours $X_1 \times X_2 \times \dots \times X_n$ est employée dans les ensembles flous de type-2 [10, 83-84]. Les membres supérieurs et inférieurs sont calculés pour chaque point de l'univers du discours. Pour la règle l, le résultat

de cette opération est un intervalle de règle de type-1 $[f^l, \bar{f}^l]$. Dans notre thèse, seule la fuzzification de type singleton sera utilisée [74], en d'autres termes, l'entrée floue est un point singulier possédant une valeur d'appartenance unitaire.

5.3.2.2 Inférence du système flou type-2

La structure des règles d'un FLC de type-2 est similaire à celle du type-1. Un FLST2 avec n entrées, $x_1 \in X_1, \dots, x_n \in X_n$, et m sorties, $y_1 \in Y_1, \dots, y_m \in Y_m$, la première règle est de la forme suivante [10] :

$$\begin{cases} R^l: \text{si } x_1 \text{ est } \tilde{F}_1^l \text{ et } x_2 \text{ est } \tilde{F}_2^l \dots x_n \text{ est } \tilde{F}_n^l \\ \text{Alors: } y_1 \text{ est } \tilde{G}_1^l \text{ et } y_2 \text{ est } \tilde{G}_2^l \dots y_m \text{ est } \tilde{G}_m^l \end{cases} \quad 5-9$$

Où \tilde{F}_i^l et \tilde{G}_j^l , $i = 1, \dots, n$, $j = 1, \dots, m$, sont des étiquettes floues d'entrée et de sortie, respectivement.

Le moteur d'inférence classe les règles Si-Alors dans la base de données de connaissances avec l'ensemble flou généré après la fuzzification [10]. L'intersection d'antécédents de règles multiples est obtenue à l'aide d'un opérateur de t norme ainsi que l'union de plusieurs règles de base est obtenue par une opération en t_{co} norme [10].

Chaque règle l dans la base de connaissances est définie comme une implication floue de type-2, lorsqu'elle est agrégée avec les entrées fuzzifiées, elle infère un ensemble flou de type-2 \tilde{B}^l tels que :

$$\mu_{\tilde{B}^l}(y) = \sqcup_{x \in X} [\mu_{\tilde{A}_z}(x) \sqcap \mu_{R^l}(x, y)] \quad 5-10$$

La norme t et la norme t_{co} sont utilisées pour le FLC de type-2 et sont les opérateurs "minimums" et "maximums" respectivement. Ces opérateurs ont été accrédités dans la littérature pour leur efficacité de calcul et leurs performances satisfaisantes.

5.3.2.3 Réduction de type du système flou type-2

Étant donné que le moteur d'inférence flou de type-2 produit un ensemble de sorties de type-2, la réduction de type est nécessaire pour générer un ensemble flou de type-1 appelé "ensemble à réduction de type" de l'ensemble flou de type-2 agrégé [10]. Dans notre travail, la réduction de type centre des ensembles est utilisée pour son efficacité de calcul [10, 83]. Le calcul des règles est fait par la méthode de centroïde, la réduction de type centre réduit les ensembles flous de type-2 résultant à un intervalle d'ensemble flou type-1 $[y_{lk}^p, y_{rk}^p]$ pour chaque règle p . L'intervalle inféré de type-1 est défini par $[y_{lk}, y_{rk}]$, tel que [10] :

$$y_{lk} = \frac{\sum_{p=1}^R f_l^p y_{lk}^p}{\sum_{p=1}^R f_l^p} \quad 5-11$$

$$y_{rk} = \frac{\sum_{p=1}^R f_r^p y_{rk}^p}{\sum_{p=1}^R f_r^p} \quad 5-12$$

Où f_l^p, f_r^p sont les forces de tir correspondant à y_{lk}^p et y_{rk}^p de la règle p .

5.3.2.4 Défuzzification du système flou type-2

L'ensemble réduit de type $Y_{\cos}(X)_k$ calculé à partir de la plupart des points le plus à gauche et à droite, y_{lk} et y_{rk} est défini en utilisant la formule moyenne définie par intervalle pour obtenir une valeur de sortie.

La sortie défuzzifiée pour chaque sortie k est formulée comme [70, 83] :

$$y_k(x) = \frac{y_{lk} + y_{rk}}{2} \quad 5-13$$

5.4 Application de la commande adaptative floue

Cette session traitera la conception et la synthèse des contrôleurs flous de type 1 et 2. Les deux contrôleurs sont conçus pour obtenir un suivi de référence avec une variation de référence.

La figure 5-5 représente le circuit du convertisseur matriciel direct.

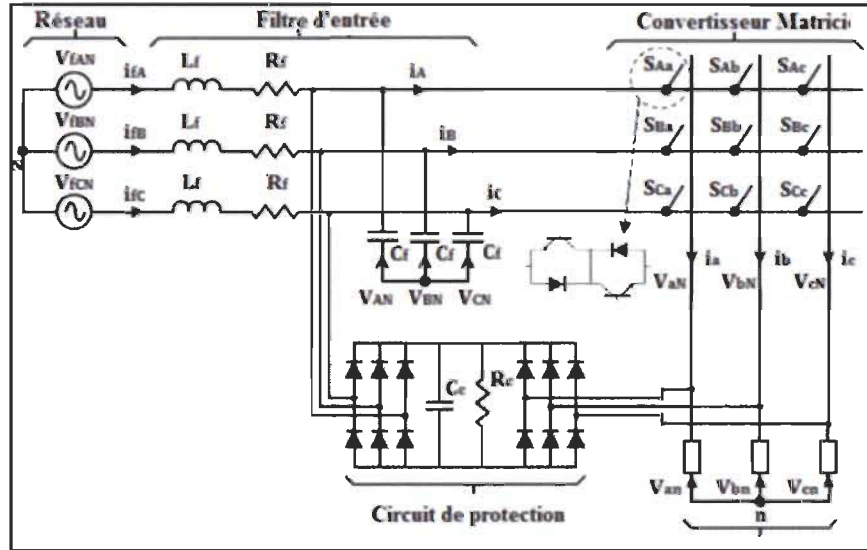


Figure 5-5 Circuit du convertisseur matriciel direct

L'erreur absolue du courant de charge et sa dérivée sont présentées par le système d'équations suivant :

$$\begin{cases} e = i_{ch}^* - i_{ch} \\ \dot{e} = \frac{d}{dt} i_{ch}^* - \frac{d}{dt} i_{ch} \end{cases} \quad 5-14$$

Avec i_{ch}^* étant le signal désiré de courant de charge dépendant du temps qui est représenté par la figure 5-6 et donné par l'équation (5-15) [9-10].

$$i_{ch}^* = \sqrt{\frac{2}{3} \left((i_{ach}^*)^2 + (i_{bch}^*)^2 + (i_{cch}^*)^2 \right)} \quad 5-15$$

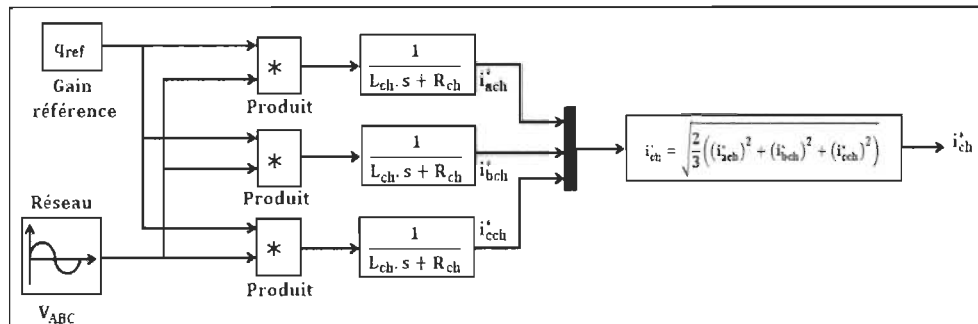


Figure 5-6 Référence du courant

Avec q_{ref} : gain de référence ; V_{ABC} : tensions du réseau triphasé.

La mesure du courant de RL est obtenue par l'expression suivante [9, 63] :

$$i_{ch} = \sqrt{\frac{2}{3}((i_a)^2 + (i_b)^2 + (i_c)^2)} \quad 5-16$$

Par conséquent, un modèle de référence s peut être défini comme suit :

$$s = e + \Psi \dot{e} \quad 5-17$$

Où Ψ est une constante positive, qui correspond à la constante de temps souhaitée de l'erreur.

La méthode de commande est basée sur la conception d'un contrôleur flou adaptatif qui conduit à un bon suivi et précis de la consigne. Cette structure de commande a initialement été définie pour d'autres applications comme le pendule inversé et le robot manipulateur [82, 110]. La figure 5-7 illustre le schéma fonctionnel du contrôleur flou adaptatif :

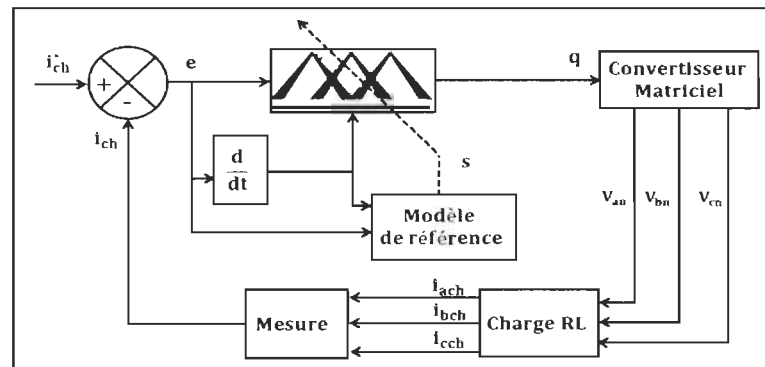


Figure 5-7 Schéma de principe du contrôleur adaptatif flou

Avec la mesure des signaux i_{ch} et i_{ch}^* , on calcule l'erreur e et sa dérivée \dot{e} . Le FLC prend ces deux entrées et fournit une loi de commande q qui est proportionnelle aux valeurs d'entrée. Pour évaluer les performances des deux types de contrôleurs, le contrôleur flou proposé est implémenté de deux façons différentes ; le premier est un contrôle flou du type-1 tandis que le second est le type-2. Les règles floues des deux techniques de contrôle sont

les mêmes présentées dans le tableau 5-1, elles ont été choisies de façon heuristique. Ces règles sont basées sur trois hypothèses [10] :

- Lorsque les signaux d'entrée sont loin de leurs surfaces nominales à valeur nulle respective, alors la sortie du FLC prend une valeur élevée ;
- Lorsque les entrées s'approchent des surfaces nominales à valeur nulle, la sortie est ajustée à une valeur plus petite pour une approche plus fluide ;
- Une fois que les entrées sont sur les surfaces nominales à valeur nulle, la sortie est mise à zéro.

De cette façon, le FLC oblige l'erreur e et sa dérivée \dot{e} à s'approcher de zéro. Les fonctions d'appartenance d'entrée adoptées par les deux types de systèmes de contrôle sont représentées sur la figure 5-8. On remarque que les signaux sont quantifiés en 5 niveaux représentés par un ensemble de variables linguistiques : grand négatif (GN), petit négatif (PN), zéro (Z), petit positif (PP) et grand positif (GP). Dans cette étude, les fonctions d'appartenances triangulaires sont utilisées, principalement en raison de leur efficacité de calcul et de performance élevée. La méthode de centre de gravité est utilisée pour la défuzzification et la sortie du FLC, c'est-à-dire le rapport de modulation, est limitée à $0 < q \leq 0,866$ comme décrit dans (4-46). Il est à noter qu'une étude empirique est habituellement menée par un expert pour accorder les fonctions d'adhésion et les règles jusqu'à avoir une performance satisfaisante. Cependant, ce processus peut prendre beaucoup de temps, en particulier pour les systèmes non linéaires avec différents types d'incertitudes. En outre, les performances du système de contrôle résultant ne sont pas garanties en présence d'une perturbation inattendue de grandeurs élevées.

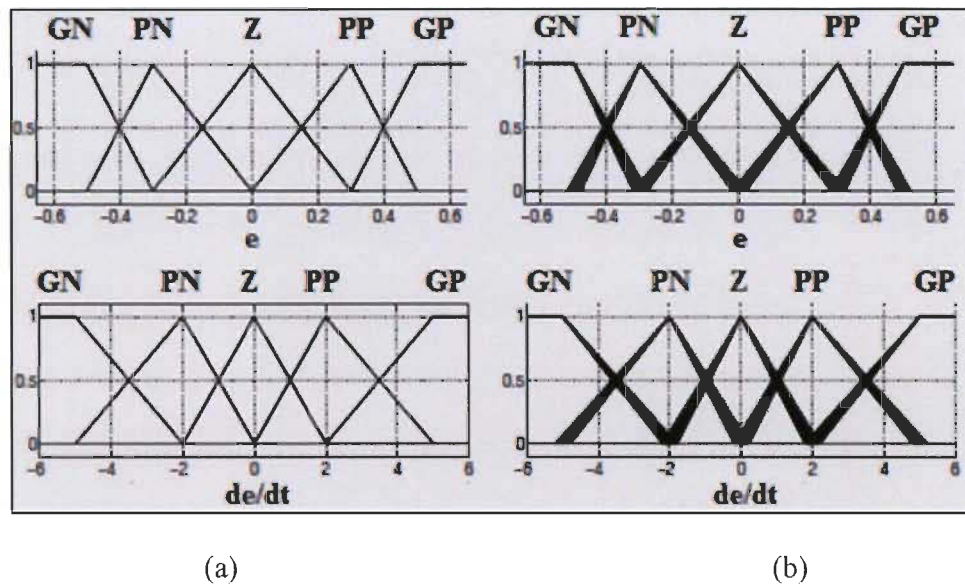


Figure 5-8 Fonctions d'appartenances : (a) type-1 ; (b) type-2

Tableau 5-1 Règles floues pour les FLC type-1 et type-2

	e				
e	GN	PN	Z	PP	GP
GP	Z	GP	GP	GP	GP
PP	PN	Z	PP	PP	GP
Z	GN	PN	Z	PP	GP
PN	GN	PN	PN	Z	PP
GN	GN	GN	GN	GN	Z

Dans notre travail, les fonctions d'appartenance d'entrée et les règles des deux contrôleurs sont définies pour une performance acceptable sans aucune analyse empirique. Ensuite, l'empreinte de l'incertitude de type-2 flous est introduite pour capturer complètement les incertitudes des fonctions d'appartenance et l'imprécision de la base de connaissances. Les deux contrôleurs sont comparés pour évaluer la capacité de l'empreinte de l'incertitude à compenser différents types d'incertitudes.

Comme illustré dans la figure 5-9, le schéma adaptatif FLC contient quatre couches : la partie antérieure des règles floues se compose de la couche 1 (entrée) et de la couche 2 (fuzzification). La couche 3 (règles floues) et la couche 4 (sortie) liées par le vecteur de poids W pour former la partie logique floue adaptative.

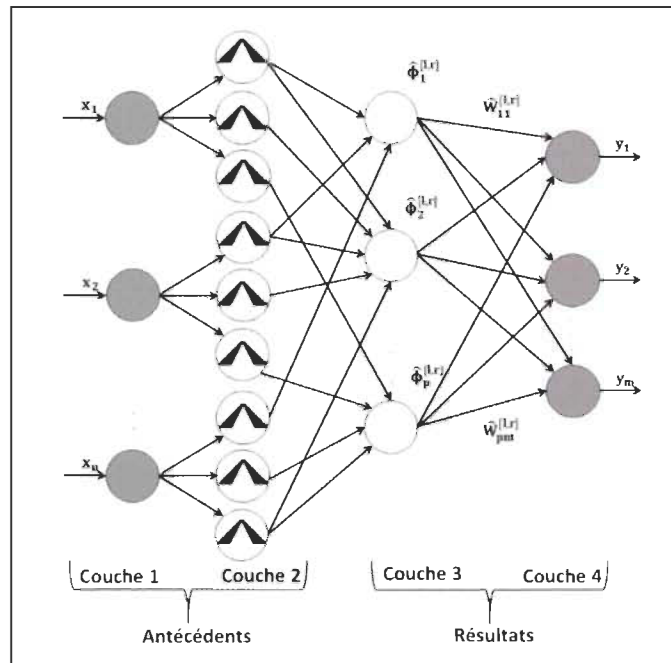


Figure 5-9 Structure de la commande adaptative par la logique floue

La sortie du FLC adaptatif de type-2 peut être écrite comme suit :

$$Y = \Phi^T W + \epsilon = \hat{\Phi}^T \hat{W} \quad 5-18$$

Avec, $\hat{\Phi} = \frac{\hat{\Phi}_l + \hat{\Phi}_r}{2}$ et $\epsilon = \hat{\Phi}^T \hat{W} - \Phi^T W$ qui est l'erreur de sortie logique floue, $\hat{W} \in \mathbb{R}^{p \times m}$ est le vecteur de poids partiel de la logique floue et $\hat{\Phi} \in \mathbb{R}^p$ est le vecteur de la partie antécédente de la logique floue à p -dimension qui sont des fonctions connues.

Le symbole $\hat{\cdot}$ indique l'estimation du paramètre. Dans ce travail, le FLC est un système logique flou de sortie unique, c'est-à-dire $m = 1$, le vecteur $\hat{W} \in \mathbb{R}^{p \times m}$ est réduit à un vecteur où $\hat{W} \in \mathbb{R}^{p \times 1}$.

Considérons la dynamique du système sous la forme d'un modèle de régression $\Phi^T W$. Ensuite, il existe un ensemble de $\hat{\Phi}$ et \hat{W} tels que $\Phi^T W \approx \hat{\Phi}^T \hat{W}$. Il est à noter que la solution n'est pas unique et il existe plusieurs combinaisons de $\hat{\Phi}^T \hat{W}$ qui mènent à une approximation précise de la dynamique du système non linéaire $\Phi^T W$, c'est-à-dire $\epsilon \approx 0$. Par conséquent, la loi de contrôle adaptatif est définie comme suite ;

$$q = \hat{\Phi}^T \hat{W} - K_d s \quad 5-19$$

Où K_d est un gain positif, généralement appelé gain de robustesse. En raison de la nature itérative du mécanisme d'adaptation, le contrôleur logique flou adaptatif ($\hat{\Phi}^T \hat{W}$) peut prendre un certain temps pour converger, ce qui pourrait entraîner des performances insatisfaisantes. Par conséquent, le terme ($K_d s$) dans la loi de contrôle (5-19) est très important lors du démarrage alors que les poids du contrôleur logique flou adaptatif convergent. La loi d'adaptation est définie comme suit :

$$\dot{\hat{W}} = -\Gamma \hat{\Phi} \quad 5-20$$

Où $\Gamma = \text{diag}(\gamma_1, \gamma_2, \dots, \gamma_r)$ et γ_l est une constante positive qui définit le taux de convergence, $l = 1, \dots, r$. Il est à noter que la convergence plus rapide peut être obtenue en augmentant le paramètre d'adaptation γ_l au détriment de plus de bruit dans les poids du contrôleur logique flou adaptatif.

Par conséquent, il existe un compromis entre la convergence de démarrage et la précision (rejet de bruit). La stabilité est un aspect important dans la conception du système de contrôle. La relation entre le rapport de modulation q et les tensions d'entrée et de sortie V_{ec} et V_{sc} est indiquée en (4-46) et (4-49). Par conséquent, les tensions d'entrée et de sortie du convertisseur sont limitées par leur nature. Finalement, le rapport de modulation est limité à $0 < q \leq 0,866$ et donc, est également limité. Comme le montre la figure 5-7, les tensions appliquées

sur une charge RL produisent des courants : i_{ach} , i_{bch} et i_{cch} . Le courant i_{ch} converge vers une limite finie pour tous les instants avec un rapport de modulation q .

5.5 Résultats et discussions

Pour démontrer les performances de la commande adaptative floue de type 1 et 2, des simulations ont été effectuées sur un modèle du convertisseur matriciel appliqué sur une charge RL avec la modulation de Venturini. Pour chaque test, la réponse du système est étudiée en tenant compte le suivi du courant de la charge, l'erreur statique, le courant triphasé et la tension de sortie. Des tests sont effectués pour étudier et analyser les performances des contrôleurs proposés pour différents cas du réseau, équilibré, déséquilibré et perturbé (figure 5-10). En outre, les deux types de contrôleurs sont comparés de manière quantitative par leur THD calculé à l'aide de Toolbox de Matlab.

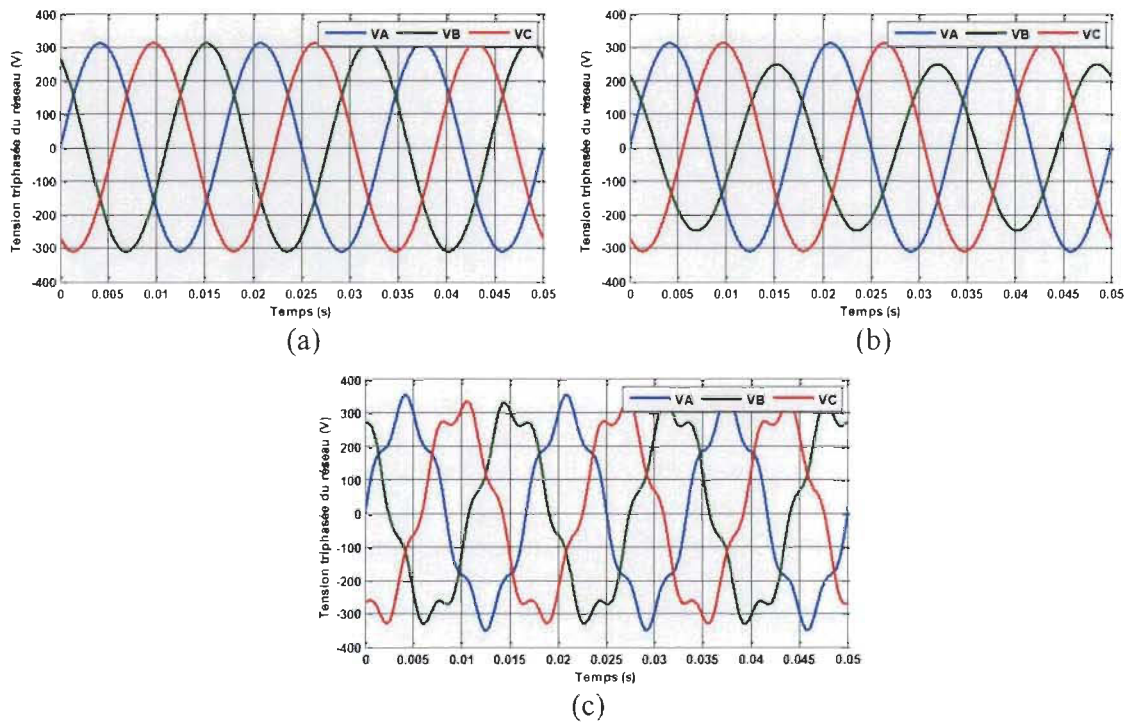


Figure 5-10 Tension triphasée du réseau: (a) équilibré; (b) déséquilibré et (c) perturbé

Pour avoir une comparaison quantitative des deux types de contrôleurs, l'erreur de somme au carré (ESC) est introduite :

$$\epsilon = \int_{t_i}^{t_f} e^2 dt \quad 5-21$$

t_i et t_f sont des instants de temps initial et final, respectivement. L'erreur de somme au carré ϵ fournit une mesure quantitative de la performance de suivi.

5.5.1 Performance du contrôleur sous un réseau équilibré

Les paramètres nominaux mentionnés dans l'annexe B (Tableau B-1, B-4) sont utilisés avec réseau équilibré pour évaluer les capacités des contrôleurs de logique floue de type 1 et 2. Le tableau 5-2 résume les performances de suivi ainsi que le pourcentage d'amélioration (PA).

Tableau 5-2 Performances des contrôleurs

	Réseau équilibré			Réseau déséquilibré			Réseau perturbé		
	FLC Type-1	FLC Type-2	PA%	FLC Type-1	FLC Type-2	PA%	FLC Type-1	FLC Type-2	PA%
ϵ	1.33e+4	1.95e+3	85%	1.14e+4	1.73e+3	85	1.57e+4	3.81e+3	82
THD	6.75%	1.82%	2.81%	10.87%	7.31%	32.75	9.12%	6.55%	28.18

L'avantage de l'utilisation du contrôleur adaptatif flou de type-2 est clairement représenté (figure 5-11) par un meilleur suivi de référence. L'erreur de suivi de FLC de type-1 est assez fluctuante par contre avec le FLC de type-2, on remarque un comportement de convergence plus lisse et stable. D'autre part, le contrôleur de type-2 est également capable de générer des courants de haute qualité qui produisent moins d'harmoniques. Il est important de noter que les performances de FLC de type-1 peuvent être encore améliorées en effectuant une procédure de réglage empirique des règles et les paramètres de la fonction d'appartenance à l'entrée. FLC de type-1 est connu pour ses capacités à compenser dans certaines mesures, des

incertitudes structurées et non-structurées. Cependant, le type-2 est plus puissant pour compenser des degrés d'incertitude encore plus élevés, il offre également plus de flexibilité pour atténuer les problèmes associés aux incertitudes relatives au choix des règles floues du système et des fonctions d'appartenance. Les FLC classiques de type-1 peuvent être utilisés pour identifier le comportement des systèmes non linéaires avec différents types d'incertitudes.

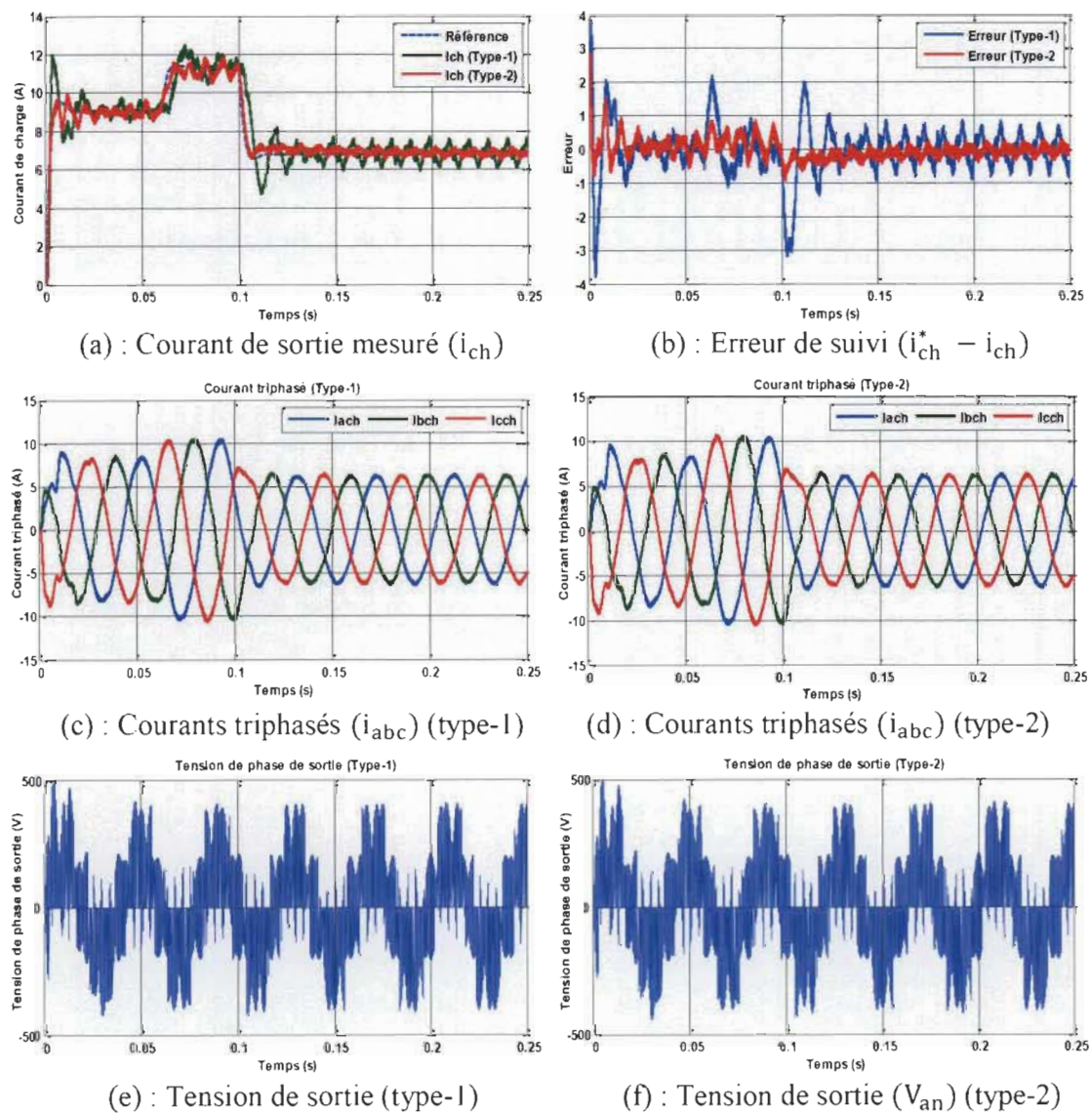


Figure 5-11 Résultats de simulation du CM sous un réseau équilibré

Cependant, les ensembles flous du type-1 ne permettent pas de saisir complètement les incertitudes du système en raison des fonctions d'adhésion et de l'imprécision de la base de connaissances, par conséquent, les types plus élevés d'ensembles flous doivent être pris en considération. Contrairement à un ensemble flou de type-1 où le degré d'appartenance est une valeur nette les fonctions d'appartenance des ensembles flous de type-2 sont des fonctions tridimensionnelles, ce que l'on appelle l'empreinte d'incertitude représentant la troisième dimension. En fait, c'est cette empreinte de l'incertitude qui fournit des FLC de type-2 avec des degrés de liberté supplémentaires et leur permet de modéliser directement et de gérer plus de types d'incertitudes avec des grandeurs supérieures à celles de leurs homologues de type-1. D'après le tableau 5-2, on note que l'utilisation du type-2 conduit à une amélioration de 85% sur la performance de suivi et à 2,81% sur le THD.

Les deux contrôleurs sont soumis à des conditions de tension du réseau déséquilibré et perturbé. Comme le montre la figure 5-10 (b), la condition de tension du réseau déséquilibrée est définie comme des tensions triphasées avec une amplitude différente alors que la condition de tension du réseau perturbé représente des harmoniques qui sont généralement attribuables à des charges électriques non linéaires. Il est important de noter que les fréquences harmoniques dans le réseau électrique sont fréquentes et peuvent avoir de graves conséquences sur le système. Par conséquent, les deux contrôleurs devraient être validés dans ces conditions réalistes.

5.5.2 Performance du contrôleur sous un réseau déséquilibré

Dans ce cas, les performances des deux contrôleurs à faire face aux incertitudes des grandeurs supérieures sont évaluées. Pour cela, l'amplitude de la tension d'entrée de la phase b est réduite de 20% et les phases a, et c restent inchangées, comme cela est illustré dans la

figure 5-10 (b). Comme le montre la figure. 5-12, les deux contrôleurs font face à la variation inattendue de la tension d'entrée et fournissent une réponse de suivi acceptable. Cependant, la performance du FLC de type-1 est plus affectée par une incertitude plus élevée, dans le sens où elle ne pourrait pas décroître l'erreur de suivi à zéro plus lisse que son homologue de type-2.

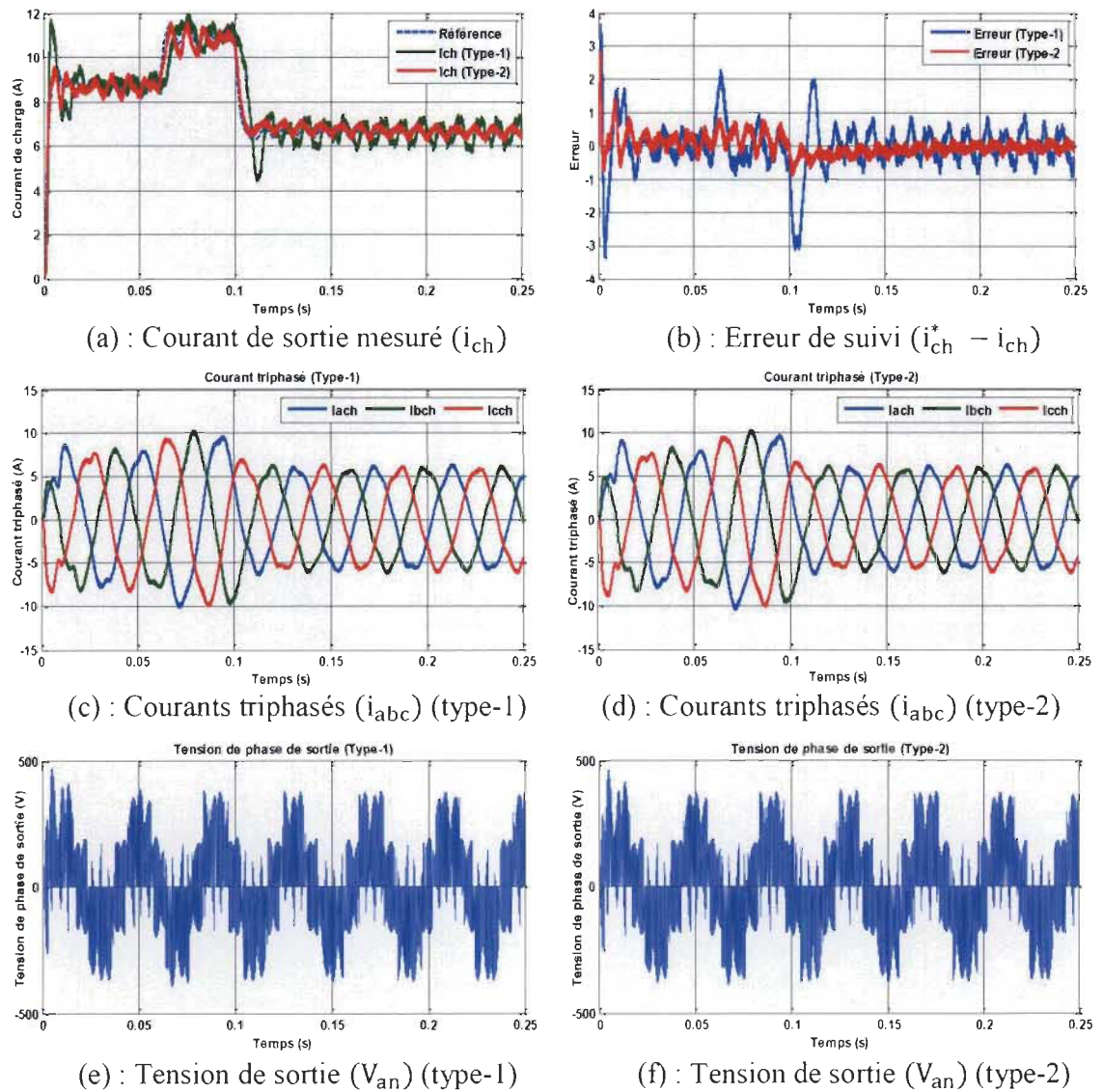


Figure 5-12 Résultats de simulation du CM sous un réseau déséquilibré

Par conséquent, la supériorité du FLC de type-2 est révélée plus clairement avec de meilleures performances de suivi et sans dépassement (Tableau 5-2). En outre, le FLC de type-2 présente des améliorations de 85% et de 32,75% sur la performance de suivi et le THD (Tableau 5-2), respectivement, par rapport à son homologue de type-1. Il est à noter que l'amélioration de la THD est plus importante en vertu d'un état du réseau déséquilibré.

5.5.3 Performance du contrôleur sous un réseau perturbé

La capacité des contrôleurs à gérer les incertitudes est encore plus étendue avec la présence d'un réseau perturbé telle qu'elle est représentée dans la figure 5-10 (c).

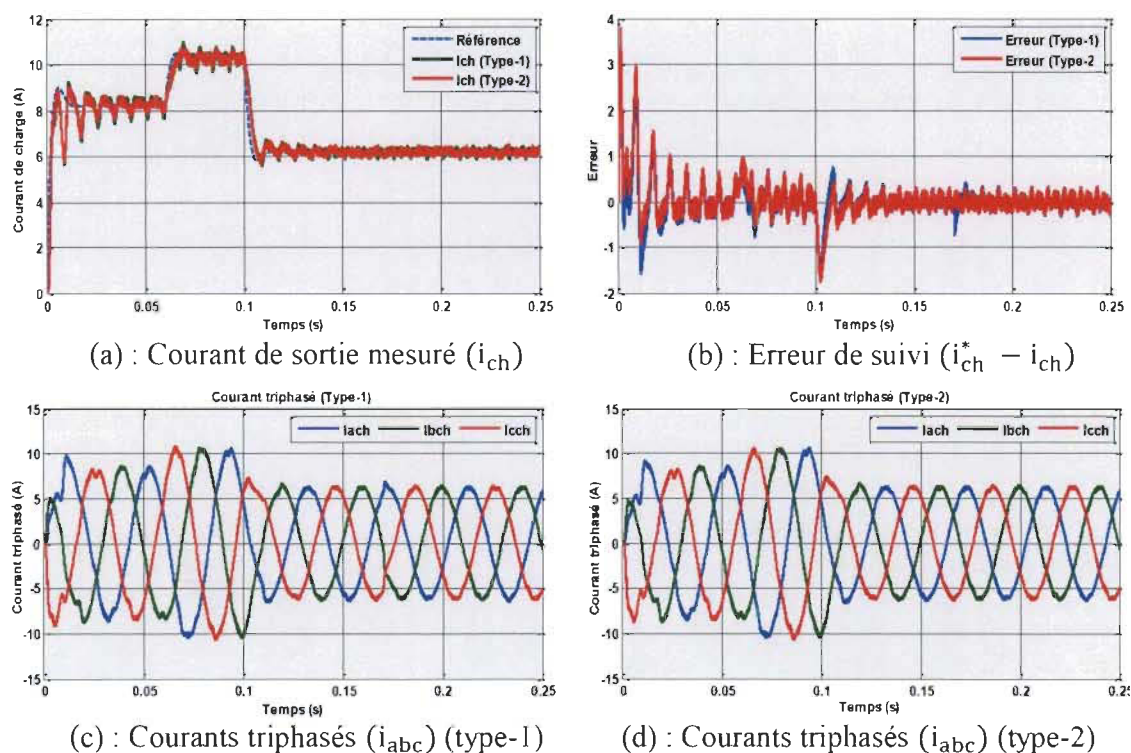


Figure 5-13 Résultats de simulation du CM sous un réseau perturbé

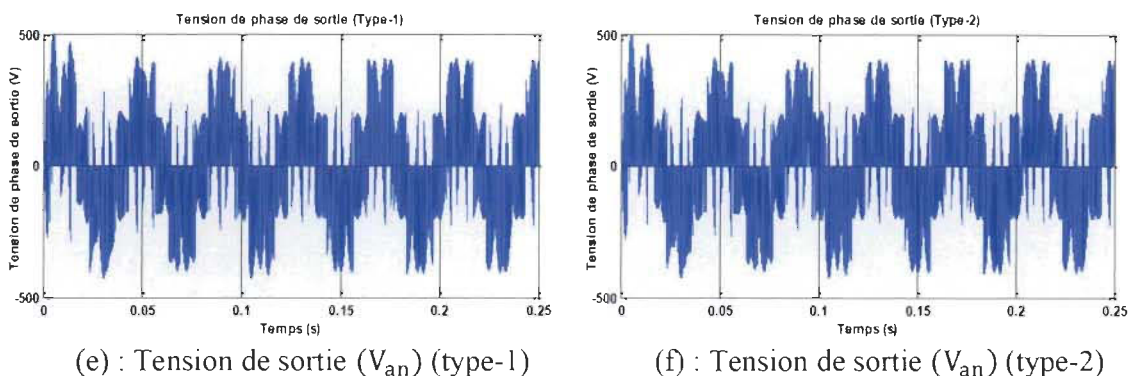


Figure 5-13 (suite)

La distorsion dans la tension d'entrée entraîne une augmentation drastique des incertitudes des systèmes. Les deux types de logique floue sont en mesure de compenser cet effet à un certain degré. Cependant, comme il est montré dans la figure 5-13, le type-2 dépasse de nouveau le type-1 de 85% d'amélioration sur la performance de suivi des erreurs et 28,18% sur le THD. En outre, le type-2 offre une meilleure réponse dynamique en conduisant le signal d'erreur à une grandeur négligeable. Par conséquent, ces résultats confirment la prédominance du type-2 dans l'adaptation à différents types d'incertitudes élevées.

5.6 Conclusion

Dans ce chapitre, un FLC adaptatif de type-2 est développé pour les convertisseurs matriciels en présence d'incertitudes de différentes grandeurs. Pour atténuer la complexité de calcul élevée des FLST2, les fonctions d'appartenance à l'intervalle sont adoptées. Le contrôleur est également comparé à son homologue de type-1 dans des conditions de fonctionnement similaires. Les résultats montrent la supériorité du FLC de type-2 pour compenser les incertitudes de grandeur.

Chapitre 6 - Commande classique d'une GADA alimentée par un convertisseur matriciel

6.1 Introduction

Après avoir analysé la partie électrique et mécanique de l'aérogénérateur (dans le chapitre 3) et la modélisation et le contrôle du convertisseur matriciel en boucle ouverte et fermée (dans les chapitres 4 et 5), on va mettre en évidence le fonctionnement de la GADA associée avec convertisseur matriciel. Grâce à ce dernier, nous assurons l'échange de la puissance statorique avec le réseau. Dans cette optique, le contrôle vectoriel est appliqué dans le but de découpler les puissances statoriques, tout en obtenant une meilleure dynamique du système global. Nous voici enfin au point d'entrée du cœur de notre travail. En effet, dans un contexte général, on traite essentiellement la commande de la GADA, c'est-à-dire que nous traiterons le fonctionnement en mode générateur de la machine appliqué à la production d'énergie d'origine éolienne. Le fonctionnement en mode générateur ainsi que la commande du facteur de puissance au stator seront explorés à l'aide de poursuites de trajectoires de références en courants et puissances actives et réactives. Le contrôle vectoriel est sélectionné comme point d'entrée puisqu'il constitue en quelque sorte, une source de littérature classique. Son étude est un préliminaire essentiel afin d'explorer des techniques plus avancées au chapitre 7. La stratégie de contrôle appliquée à cette génératrice est effectuée à l'aide des contrôleurs PI pour les puissances statoriques et les courants rotoriques dans le but d'établir des rapports cycliques des interrupteurs employés pour mettre en place une méthode de

modulation du CM. La synthèse des contrôleurs PI est simple, car le choix de la dynamique imposée à la génératrice pourra se faire de façon progressive. Les contributions du contrôle vectoriel datent à la fin du siècle dernier et aux travaux de Blondel sur l'hypothèse de la réaction des deux axes. Cependant, étant donné la technique employée durant cette période, il n'était pas question de transposer cette hypothèse à la commande des machines électriques [85]. L'objectif du contrôle vectoriel est d'arriver à contrôler la machine à induction comme une machine à courant continu (MCC) à excitation séparée où il y a un découplage naturel entre la grandeur contrôlant le flux (le courant d'excitation) et celle liée au couple électromagnétique (le courant d'induit) [69]. Si la machine est excitée indépendamment, et l'on conserve le flux inducteur constant, le couple est directement proportionnel au courant d'induit, on acquiert alors de bonnes performances dynamiques, car le couple peut être contrôlé autant rapidement que le courant d'induit [86]. En effet, en absence de la saturation et de la réaction magnétique d'induit, le flux principal de l'inducteur est proportionnel au courant d'excitation. Il n'est pas affecté par le courant d'induit à cause de l'orientation perpendiculaire des flux statoriques et rotoriques [2, 28, 69]. C'est pourquoi, le couple électromagnétique d'une MCC à excitation séparée est directement proportionnel au courant de l'induit pour une valeur constante du flux, ce qui présente un réglage rapide du couple [69].

6.2 Principe de contrôle à orientation flux

Le contrôle d'une machine à courant alternatif est réalisé généralement par deux stratégies, l'une conventionnelle (contrôle scalaire), et l'autre avancée (contrôle vectoriel, DTC) [2, 19, 25, 28]. Le contrôle vectoriel est un terme commun indiquant l'ensemble des contrôles tenant compte en temps réel des équations de la machine qu'il contrôle. Le nom de

ces contrôles vient du fait que les rapports finals sont vectoriels au contraire du contrôle scalaire [42, 69]. Une machine à induction a un angle entre le champ tournant statorique et celui du rotor change avec la charge, il en résulte des interactions compliquées et des réponses dynamiques oscillatoires. Afin d'avoir une condition identique à celle de la MCC, on élabore la stratégie du contrôle vectoriel [2, 69]. L'idée présentée par Blaschke et Hasse c'est de décomposer le vecteur des courants statoriques ou rotoriques en deux composantes, l'une produit le flux, et l'autre produit le couple. Ce qui permet d'avoir un angle de 90° entre les deux flux de la machine [69]. La figure 6-1 représente l'équivalence entre la relation du couple que l'on réalise avec le contrôle découplé conventionnel d'une MCC et le contrôle vectoriel d'une GADA.

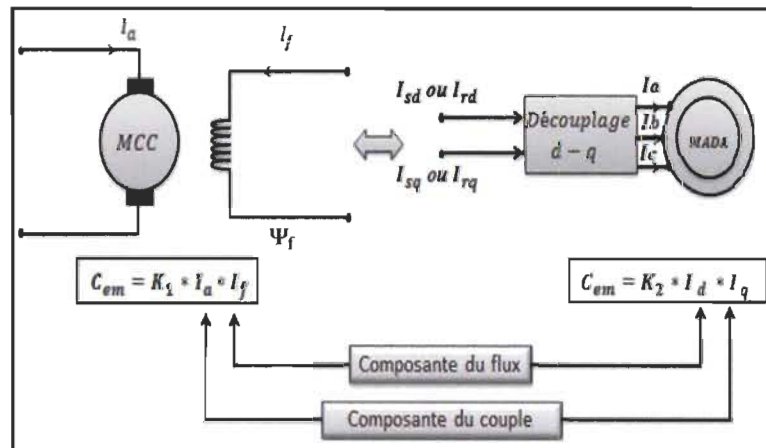


Figure 6-1 Schéma de principe du découplage de la MADA par analogie avec MCC

De multiples variétés ont été dévoilées dans la littérature que l'on peut classifier selon la source en énergie [2] ; le contrôle en tension et en courant, ou suivant l'orientation du repère [2] ; le flux rotorique, statorique et entrefer.

Selon la détermination de la position du flux [2] :

- Directe par mesure ou observation du vecteur flux (module, phase) ;
- Indirecte par contrôle de la fréquence du glissement.

L'analyse de l'équation du couple de la machine montre qu'elle résulte d'une différence de deux composantes en quadrature du courant statorique et de flux rotorique qui constitue un couplage complexe entre les grandeurs de la machine [69]. Le référentiel de travail pour la commande est celui lié au champ tournant pour que l'axe direct coïncide avec la direction souhaitée du flux, qui peut être rotorique, statorique, ou d'entrefer. Finalement, il est possible d'orienter les différents flux de la machine en suivant le flux résultant Ψ [39, 41] :

➤ Le flux statorique avec les conditions :

$$\Psi = \Psi_{sd} = \Psi_s \text{ et } \Psi_{sq} = 0 \quad 6-1$$

➤ Le flux rotorique avec les conditions :

$$\Psi = \Psi_{rd} = \Psi_r \text{ et } \Psi_{rq} = 0 \quad 6-2$$

➤ Le flux d'entrefer avec les conditions :

$$\Psi = \Psi_{ed} = \Psi_e \text{ et } \Psi_{eq} = 0 \quad 6-3$$

6.3 Méthode de contrôle en puissance de la GADA

Nous avons vu dans les chapitres 2 et 3 que l'avantage de l'usage de la GADA, malgré la taille du convertisseur, était d'arriver à fonctionner à vitesse variable selon la caractéristique de puissance optimale de l'aérogénérateur [4, 17]. Cette caractéristique montre que pour chaque vitesse du vent, il y a une vitesse de rotation optimisée qui correspond à la valeur optimale du coefficient de puissance, permettant à l'éolienne d'avoir le plus grand rendement envisageable [4, 17, 25]. Pour pouvoir tourner à cette vitesse optimisée à vitesse du vent fournie, la turbine doit avoir un couple mécanique résistant donné, cela signifie une puissance active débitée par la GADA. C'est en employant cette consigne de puissance que la génératrice peut donc être contrôlée [25, 87].

6.3.1 Relations entre courants statoriques et courants rotoriques

On définit les relations qui lient les puissances statoriques aux grandeurs rotoriques sur lesquelles nous agissons pour contrôler la génératrice. Il s'agit d'avoir un certain découplage entre le stator et le rotor pour que la relation du couple soit semblable à celle du couple de la MCC [69]. L'objectif est d'orienter le flux statorique [25, 28] selon l'axe direct (d) du référentiel tournant (Figure 6-2).

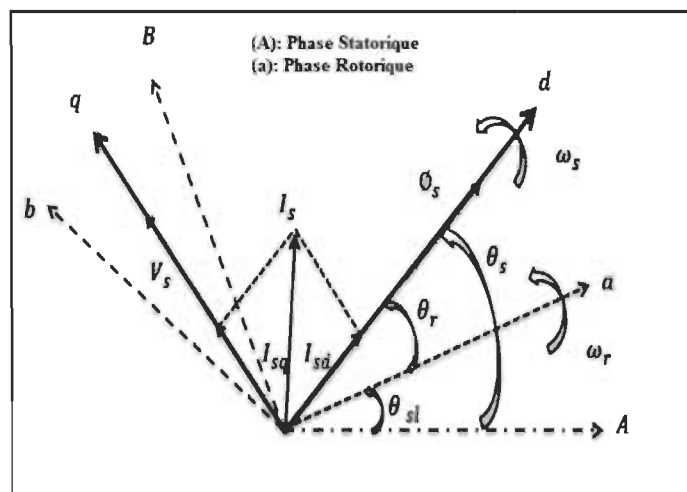


Figure 6-2 Orientation du flux statorique sur l'axe direct

On a donc : $\Psi_{sq} = 0$ et par suite $\Psi_{sd} = \Psi_s$. Dans la théorie où le flux Ψ_{sd} est maintenu constant (ce qui est garanti par la présence d'un réseau stable connecté au stator), le choix de ce repère rend le couple électromagnétique produit par la génératrice et de fait la puissance active uniquement dépendant du courant rotorique d'axe quadrature (q) [1-2, 4].

Nous allons alors nous contenter de rappeler le modèle biphasé de la GADA dans le référentiel direct et quadrature lié au champ tournant que nous comptons employer par la suite pour le contrôle de la GADA :

- Équations des tensions :

$$\begin{cases} V_{sd} = R_s \cdot I_{sd} + \frac{d}{dt} \Psi_{sd} - \omega_s \cdot \Psi_{sq} \\ V_{sq} = R_s \cdot I_{sq} + \frac{d}{dt} \Psi_{sq} + \omega_s \cdot \Psi_{sd} \\ V_{rd} = R_r \cdot I_{rd} + \frac{d}{dt} \Psi_{rd} - (\omega_s - \omega_r) \cdot \Psi_{rq} \\ V_{rq} = R_r \cdot I_{rq} + \frac{d}{dt} \Psi_{rq} + (\omega_s - \omega_r) \cdot \Psi_{rd} \end{cases} \quad 6-4$$

- Équations des flux :

$$\begin{cases} \Psi_{sdq} = L_s I_{sdq} + L_m I_{rdq} \\ \Psi_{rdq} = L_r I_{rdq} + L_m I_{sdq} \end{cases} \quad 6-5$$

- Équation du couple électromagnétique :

$$C_{em} = -\frac{3}{2} \cdot P \cdot (\Psi_{sd} \cdot I_{sq} - \Psi_{sq} \cdot I_{sd}) = -\frac{3}{2} \cdot P \cdot (\Psi_{rq} \cdot I_{rd} - \Psi_{rd} \cdot I_{rq}) \quad 6-6$$

L'expression du couple électromagnétique peut aussi s'écrire de la façon suivante :

$$C_{em} = -\frac{3}{2} \cdot P \cdot \frac{L_m}{L_r} \cdot (\Psi_{sd} \cdot I_{rq} - \Psi_{sq} \cdot I_{rd}) \quad 6-7$$

En appliquant la méthode d'orientation du flux statorique sur le modèle de la GADA, les expressions (6-4) (6-5) et (6-7) deviennent :

$$C_{em} = -\frac{3}{2} \cdot P \cdot \frac{L_m}{L_r} \cdot (\Psi_{sd} \cdot I_{rq}) \quad 6-8$$

$$\begin{cases} V_{sd} = 0 \\ V_{sq} = V_s = \omega_s \cdot \Psi_s \end{cases} \quad 6-9$$

$$\begin{cases} \Psi_s = L_s I_{sd} + L_m I_{rd} \\ 0 = L_s I_{sq} + L_m I_{rq} \end{cases} \quad 6-10$$

À partir de l'équation (6-10), nous pouvons par conséquent écrire les relations entre les courants statoriques et les courants rotoriques :

$$\begin{cases} I_{sd} = \frac{\Psi_s}{L_s} - \frac{L_m}{L_s} I_{rd} \\ I_{sq} = -\frac{L_m}{L_s} I_{rq} \end{cases} \quad 6-11$$

6.3.1 Relations entre puissances statoriques et courants rotoriques

Au sein d'un repère biphasé, les puissances actives et réactives statoriques de la GADA s'écrivent :

$$\begin{cases} P_s = V_{sd} \cdot I_{sd} + V_{sq} \cdot I_{sq} \\ Q_s = V_{sq} \cdot I_{sd} - V_{sd} \cdot I_{sq} \end{cases} \quad 6-12$$

L'adaptation de ces équations au système d'axes sélectionné et aux hypothèses simplificatrices réalisées dans notre étude ($V_{sd} = 0$) donne :

$$\begin{cases} P_s = V_s \cdot I_{sq} \\ Q_s = V_s \cdot I_{sd} \end{cases} \quad 6-13$$

En remplaçant les courants statoriques par leurs termes de l'expression (6-11) dans l'expression (6-13) nous aurons les expressions suivantes pour les puissances actives et réactives statoriques :

$$\begin{cases} P_s = -V_s \cdot \frac{L_m}{L_s} I_{rq} \\ Q_s = V_s \cdot \frac{\Psi_s}{L_s} - V_s \frac{L_m}{L_s} I_{rd} \end{cases} \quad 6-14$$

En tirant $\Psi_s = \frac{V_s}{\omega_s}$ de la relation (6-9), la relation de la puissance réactive devient :

$$Q_s = \frac{V_s^2}{L_s \omega_s} - V_s \frac{L_m}{L_s} I_{rd} \quad 6-15$$

Du fait du repère sélectionné et des approximations réalisées et si l'on prend en compte l'inductance magnétisante L_m comme constante, le système d'équations acquis lie de façon proportionnelle la puissance active au courant rotorique d'axe q et la puissance réactive au courant rotorique d'axe d à la constante $(V_s^2/\omega_s L_s)$ près imposée par le réseau.

6.3.2 Relations entre tensions rotoriques et courants rotoriques

Les tensions rotoriques pourraient être formulées en fonction des courants du rotor, en remplaçant dans les relations (6-5) les relations des courants du stator de l'équation (6-11) et en remplaçant le résultat ainsi obtenu dans l'équation (6-4). Ainsi, on aura :

$$\begin{cases} V_{rd} = R_r \cdot I_{rd} + \left(L_r - \frac{L_m^2}{L_s} \right) \frac{d}{dt} I_{rd} - g \cdot \omega_s \cdot \left(L_r - \frac{L_m^2}{L_s} \right) I_{rq} \\ V_{rq} = R_r \cdot I_{rq} + \left(L_r - \frac{L_m^2}{L_s} \right) \frac{d}{dt} I_{rq} + g \cdot \omega_s \cdot \left(L_r - \frac{L_m^2}{L_s} \right) I_{rd} + g \frac{L_m V_s}{L_s} \end{cases} \quad 6-16$$

En régime statique, les grandeurs impliquant les dérivées des courants du rotor biphase disparaissent, on peut écrire [4, 17] :

$$\begin{cases} V_{rd} = R_r \cdot I_{rd} - g \cdot \omega_s \cdot \left(L_r - \frac{L_m^2}{L_s} \right) I_{rq} \\ V_{rq} = R_r \cdot I_{rq} + g \cdot \omega_s \cdot \left(L_r - \frac{L_m^2}{L_s} \right) I_{rd} + g \frac{L_m V_s}{L_s} \end{cases} \quad 6-17$$

Avec g est le glissement de la GADA.

L'influence des termes de couplage entre les deux axes en $\left(L_r - \frac{L_m^2}{L_s} \right)$ est minime. Une synthèse adéquate des contrôleurs dans la boucle du contrôle offrira la possibilité de les compenser. En revanche, le terme $\left(g \frac{L_m V_s}{L_s} \right)$ dessine une force électromotrice (f.é.m) dépendante de la vitesse de rotation. Son influence n'est pas négligeable, parce qu'elle provoque une erreur de traînage, le contrôle du système devra donc considérer cette erreur [2, 4].

Les équations (6-14), (6-15) et (6-16) nous permettent à définir le schéma bloc des fonctions de transfert de la GADA à contrôler (Figure 6-3). Les termes de couplage sont nommés par v_2 , v_3 et les f.é.m par v_1 et v_4 [2, 4].

Dans cette figure 6-3 nous avons montré des fonctions de transfert pour les deux axes liant les tensions du rotor aux puissances actives et réactives statoriques. Ce qui nous permet

de mettre en place un contrôle vectoriel, étant donné qu'à l'influence des couplages près, chaque axe peut être contrôlé indépendamment avec chacun son propre contrôleur [2]. Les valeurs de consignes pour ces contrôleurs seront : la puissance active pour l'axe quadrature et la puissance réactive pour l'axe direct [2]. L'objectif de maintenir la référence de puissance réactive nulle est d'avoir un facteur de puissance unitaire côté stator de manière à maximiser la qualité de l'énergie transmise au réseau [2]. La référence de puissance active permet de conserver le coefficient de puissance optimal de l'aérogénérateur [2].

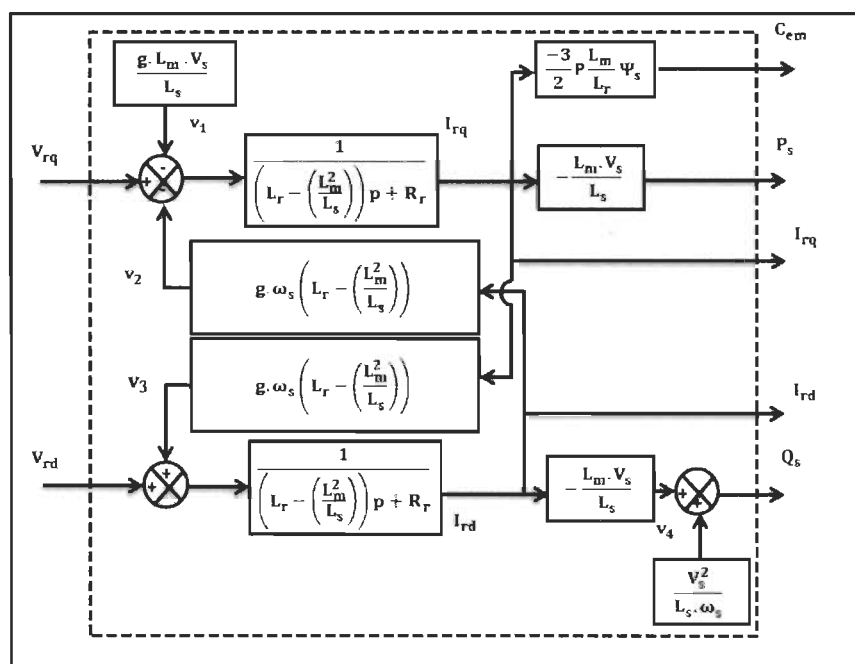


Figure 6-3 Structure de contrôle par orientation du flux statorique

Ainsi, il apparaît deux solutions pour réaliser le contrôle en puissance de cette génératrice [2-4] :

- La première stratégie a pour objectif de négliger les termes de couplage et à mettre en place un contrôleur indépendant sur chaque axe pour contrôler indépendamment les puissances actives et réactives. Cette stratégie sera nommée stratégie directe ;

- La seconde stratégie a pour objectif de prendre en compte les termes de couplage et à les compenser en effectuant un système comportant deux boucles permettant de contrôler les puissances et les courants rotoriques. Cette stratégie sera nommée stratégie indirecte.

6.4 Contrôle vectoriel direct des puissances

6.4.1 Définition générale

Cette stratégie a été présentée par BLASCHKE, la connaissance du module de flux et de sa phase est nécessaire pour permettre un découplage entre le couple et le flux, quel que soit le régime transitoire réalisé [2]. En effet le flux est contrôlé par une contre réaction, par conséquent il doit être mesuré ou estimé à partir des signaux de tensions et de courants du stator [2]. Pour obtenir l'information concernant l'amplitude et la phase du flux, on peut employer des capteurs (sondes à effet de Hall, spires de mesure) positionnés sous les dents du stator (entrefer de la génératrice). L'avantage de cette stratégie est qu'elle dépend moins des variations paramétriques [3, 86, 88]. Néanmoins, le problème de cette stratégie est que les capteurs sont mécaniquement fragiles et n'ont pas la possibilité de fonctionner dans des conditions difficiles comme les vibrations et les échauffements excessifs [86, 88].

6.4.2 Contrôle direct en puissance statoriques de la GADA

Dans cette partie, nous présentons le contrôle indépendant des puissances actives et réactives de la génératrice en employant les remarques faites au paragraphe précédent [3]. Il a été mis en évidence le lien entre, d'un côté la puissance active et la tension V_{rq} et d'autres côtés la puissance réactive et la tension V_{rd} (Figure 6-4). Considérons le schéma bloc du système à contrôler de la figure 6-3 pour définir les termes à mettre en place dans la boucle

de contrôle. Si on remarque l'expression qui lie les courants du rotor aux puissances du stator, on observe le terme $\left(\frac{L_m V_s}{L_s}\right)$. Dans notre analyse, nous avons estimé que l'aérogénérateur était connecté à un réseau de grande puissance et stable, donc ce terme est constant. Nous ne placerons donc pas des contrôleurs entre les courants du rotor et les puissances [1]. Pour rendre plus accessible le contrôle de la GADA, nous considérons que la tension du réseau est stable, ce qui nous permet d'employer une seule boucle de contrôle sur chaque puissance avec un contrôleur indépendant (Figure 6-4) [4].

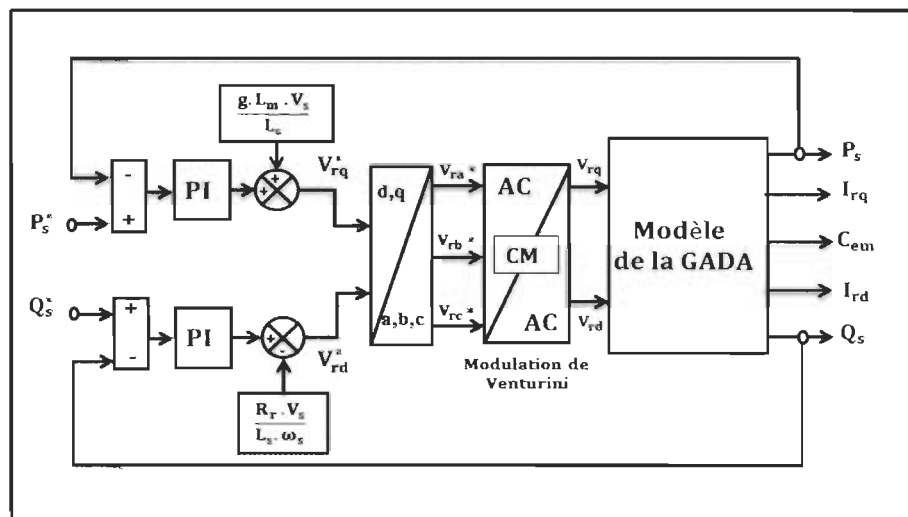


Figure 6-4 Schéma bloc de contrôle direct des puissances actives et réactives

Cependant, nous allons négliger les expressions de couplage entre les deux axes, qui s'affiche dans la figure 6-3 en raison de faible glissement, tout en compensant autant les perturbations ce qui nous offre le schéma plus simple de contrôle illustré dans la figure 6-5.

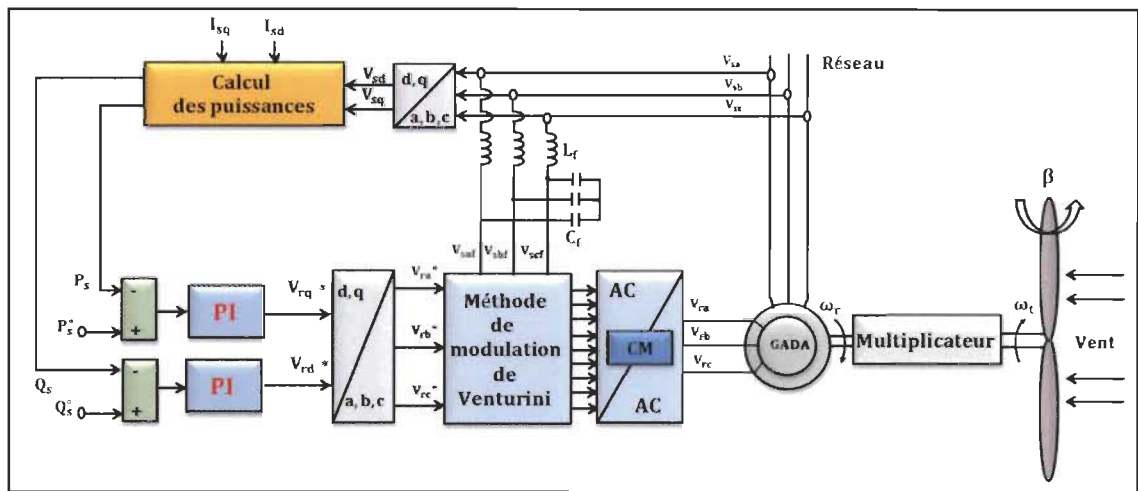


Figure 6-5 Schéma synoptique du contrôle vectoriel direct

6.5 Contrôle vectoriel indirect des puissances

6.5.1 Définition générale

L'idée de cette stratégie a pour objectif de ne pas estimer l'amplitude du flux, mais uniquement sa position, la notion est élaborée par Hasse, elle a pour objectif d'estimer la position du vecteur du flux, et contrôler son amplitude en boucle ouverte [86, 89]. Les tensions ou les courants qui permettent l'orientation du flux et le découplage sont évalués à partir d'un modèle de la génératrice en régime transitoire [3-4, 28, 86]. Cette stratégie a été favorisée par le développement des microprocesseurs, elle est très sensible aux variations paramétriques de la génératrice. Il est primordial de souligner que la stratégie indirecte est plus simple à réaliser et plus employée que la stratégie directe, mais le choix entre les deux stratégies varie d'une application à une autre [38, 86, 88].

6.5.2 Contrôle indirect en puissance statoriques de la GADA

En s'appuyant sur les relations régissant le fonctionnement de la génératrice déterminées dans la modélisation au paragraphe 6.3 ; tout en gardant les mêmes hypothèses, et en

assemblant les différentes équations des flux, des tensions du rotor, des courants et des puissances, nous pouvons formuler les tensions en fonction des puissances [3, 38]. On reproduit ensuite le schéma bloc du système en sens inverse se concluant par un modèle qui correspond à celui de la génératrice, mais dans l'autre sens et qui contient tous les éléments du schéma bloc de la GADA, la but de ce schéma est d'identifier les fonctions de transfert des puissances statoriques et des courants rotoriques. On part donc de la puissance du stator en fonction des courants du rotor et des équations des tensions du rotor en fonction des courants du rotor, on aura :

$$\begin{cases} V_{rd} = \left(g \cdot \omega_s \cdot \frac{(L_r - \frac{L_m^2}{L_s})}{L_s} \right) P_s - \left(\frac{R_r + (L_r - \frac{L_m^2}{L_s})p}{L_s} \right) Q_s + \left(\frac{R_r \cdot V_s}{\omega_s \cdot L_m} + \left(L_r - \frac{L_m^2}{L_s} \right) p \frac{V_s}{\omega_s \cdot L_m} \right) \\ V_{rq} = - \left(\frac{R_r + (L_r - \frac{L_m^2}{L_s})p}{L_s} \right) P_s - \left(g \cdot \omega_s \cdot \frac{(L_r - \frac{L_m^2}{L_s})}{L_s} \right) Q_s + \left(g \cdot \omega_s \cdot \left(L_r - \frac{L_m^2}{L_s} \right) \frac{V_s}{\omega_s \cdot L_m} \right) \end{cases} \quad 6-18$$

6.5.3 Contrôle avec boucles des courants rotoriques

Avec l'objectif de conforter le contrôle direct, nous allons insérer une boucle de contrôle de plus au niveau des courants du rotor pour éliminer l'erreur statique tout en préservant la dynamique du système [1-2, 4]. Ainsi, nous aboutissons au schéma bloc illustré dans les figures 6-6 et 6-7 où on distingue bien les deux boucles de contrôle pour chaque axe, l'une contrôlant le courant et l'autre la puissance. Ce genre de contrôleur offre une dynamique satisfaisante et une erreur statique presque nulle [4].

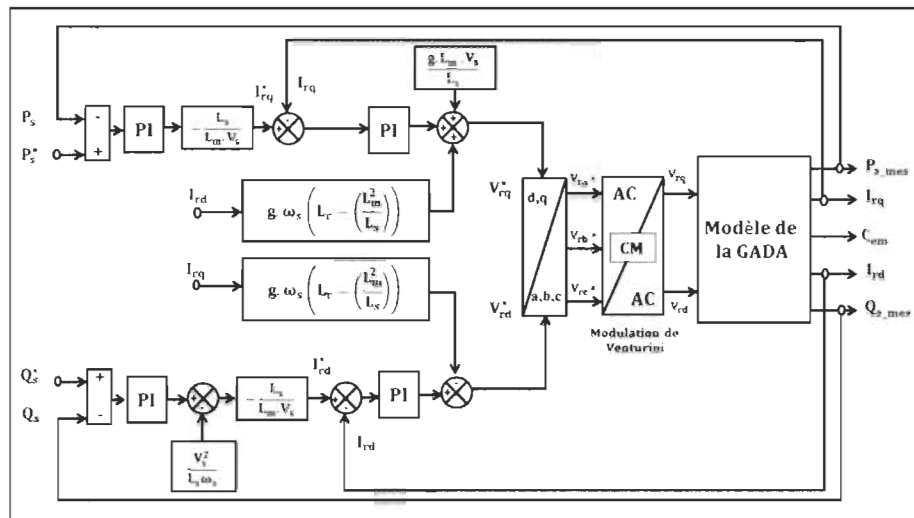


Figure 6-6 Schéma bloc de contrôle indirect des puissances et des courants

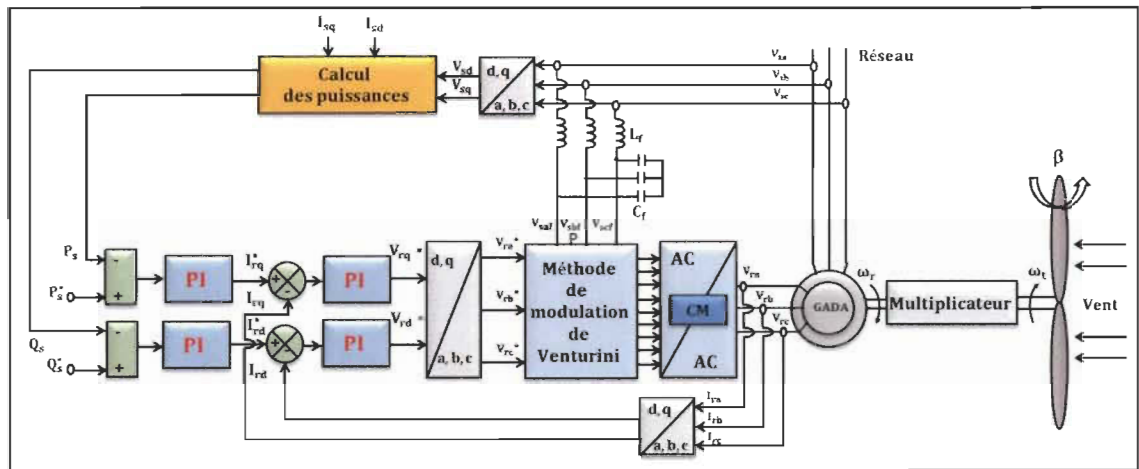


Figure 6-7 Schéma synoptique du contrôle vectoriel indirect

6.6 Études et analyse du contrôleur PI

Nous avons employé des contrôleurs PI du fait de leur performance et de leur vitesse de calcul. Leurs fonctions ne sont pas uniquement de confronter les valeurs réelles mesurées avec les valeurs de consignes, mais aussi de stabiliser le système à commander. Les lois de contrôle réalisées doivent permettre cette dynamique sans générer des dépassements qui peuvent nuire à la durée de vie de la génératrice et du convertisseur matriciel [3, 4]. Elles

devront aussi réaliser un bon rejet des perturbations qui peuvent être nombreuses sur un tel système étant donné la complexité et le nombre important des capteurs mis en jeu. Enfin, elles devront satisfaire aux exigences de robustesse face aux variations paramétriques qui peuvent intervenir dans ce genre de machines notamment à cause des variations de température. L'élément de mesure de puissance de consigne est composé d'un bloc de la transformation de Park et d'un bloc de mesure des puissances (P_s, Q_s).

6.6.1 Synthèse du contrôleur PI

La synthèse du contrôleur PI reste la plus communément employée pour le contrôle de la GADA, et dans de plusieurs systèmes de contrôles industriels [3, 38]. La synthèse d'un contrôleur PI classique dans notre analyse est réalisée avec certain nombre d'hypothèses avec l'objectif de linéariser et de rendre plus accessible le modèle de la génératrice, le schéma bloc est représenté dans la figure 6-8.

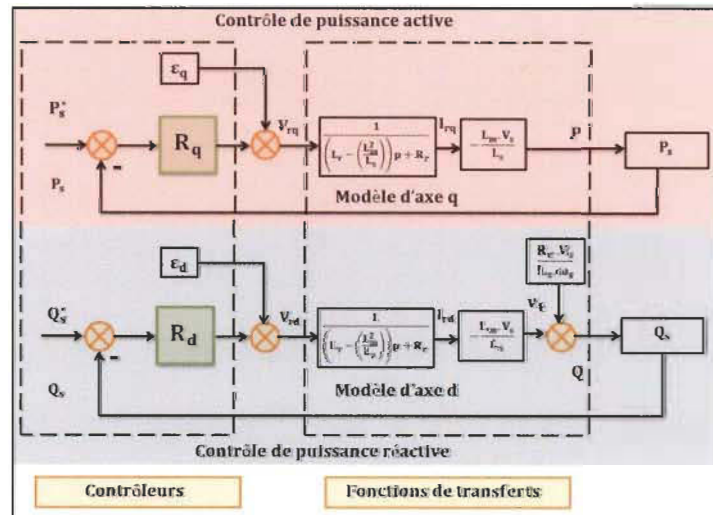


Figure 6-8 Schéma de la fonction de transfert avec le contrôle direct

La première simplification pour objectif d'insérer deux nouvelles perturbations sur les grandeurs de contrôle ($\epsilon_d = \frac{g \cdot L_m \cdot V_s}{L_s}$ et $\epsilon_q = \frac{R_r \cdot V_s}{L_s \cdot \omega_s}$) qui symbolisent les résidus de

découplage et les perturbations. Nous avons aussi choisi de mesurer la perturbation v_4 pour améliorer le comportement des contrôleurs sur l'axe d. Les deux axes sont donc considérés comme découplés [4]. La seconde simplification prend en compte le terme constant v_4 comme une perturbation qui devra être rejetée par la loi de contrôle. Enfin, ces hypothèses de travail nous autorisent de changer le problème de contrôle multivariable (en anglais multi-input – multi-output : MIMO) en deux problèmes linéaires monovarié (en anglais single-input - single-output : SISO) comme indiqué sur la figure 6-8. L'objectif des contrôleurs de chaque axe est d'annuler l'écart entre les puissances actives et réactives de consignes et les puissances actives et réactives désirées.

Une seconde solution consisterait alors à contrôler non plus les puissances, mais plutôt indirectement les courants du rotor en n'utilisant non plus les puissances mesurées comme retour sur le comparateur, mais les courants du rotor d'axe d et q employés dans la disposition des expressions ci-dessous [4, 25].

$$\begin{cases} P_s = -V_s \cdot \frac{L_m}{L_s} I_{rq} \\ Q_s = \frac{V_s^2}{L_s \omega_s} - V_s \frac{L_m}{L_s} I_{rd} \end{cases} \quad 6-19$$

En effet, si la fonction de transfert entre puissances du stator et courants du rotor est simplifiée en raison de l'approximation faite sur la résistance statorique, celle entre les tensions du rotor et les courants du rotor ne l'est pas, le contrôle sera donc d'autant plus efficace si le calcul des paramètres des contrôleurs repose sur cette même fonction de transfert [2, 4]. Le schéma bloc de la figure 6-9, représente le contrôle indirect des puissances statoriques.

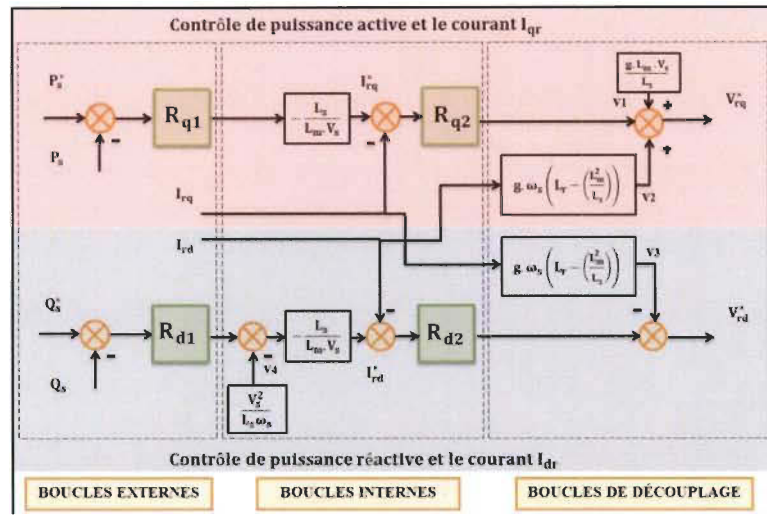


Figure 6-9 Schéma fonctionnel du contrôle indirect

6.6.2 Calcul des paramètres des contrôleurs

L'approche de placement de pôles est une méthode formelle pour concevoir des contrôleurs conventionnels PID en fonction d'une bonne connaissance de fonction de transfert du système étudié [46, 90-91]. L'objectif de cette stratégie est de développer une loi de contrôle qui permettra aux pôles déterminés de contrôler la fonction de transfert en boucle fermée [11, 90-91]. La conception de contrôle s'effectue par placement de pôles, ce qui donne généralement un contrôleur robuste et très efficace [11, 46, 90]. La figure 6-10 représente un système en boucle fermée commandé par un contrôleur PI. Il existe deux boucles de commandes : une boucle externe qui sert à commander la puissance du stator et une boucle interne pour commander les courants du rotor [38]. Habituellement, la boucle interne doit être rapide comparée à la boucle externe pour avoir une commande précise.

6.6.2.1 Calcul des paramètres du contrôle PI des puissances statoriques

Les équations (6-18) et (6-19) montrent le lien entre la puissance active, la puissance réactive et les composants des tensions du rotor. Deux contrôleurs PI sont utilisés pour

chaque axe. Dans notre étude la fonction de transfert du contrôleur est $\left(K_p + \frac{K_i}{p}\right)$ [38] qui correspond aux contrôleurs R_{q1} et R_{d1} de la figure 6-9.

Le schéma bloc de commande des puissances est illustré à la figure 6-10 [11, 25].

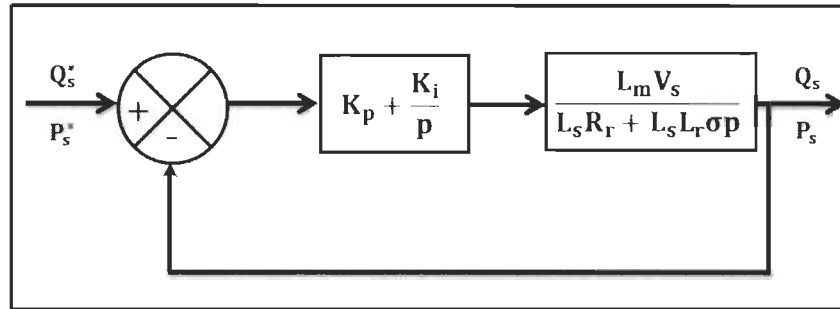


Figure 6-10 Schéma fonctionnel d'un système contrôlé par un PI pour les puissances

La fonction de transfert est donnée par :

$$G(p) = \frac{L_m V_s}{L_s R_r + L_s L_r \sigma p} \quad 6-20$$

La fonction de transfert en boucle fermée est :

$$H(p) = \frac{P_s(p)}{P_s^*(p)} = \frac{Q_s(p)}{Q_s^*(p)} = \frac{(K_p p + K_i) L_m V_s / (L_s L_r \sigma)}{S(p)} \quad 6-21$$

Où $S(p)$ est le polynôme caractéristique, donné par :

$$S(p) = p^2 + \frac{1}{L_r \sigma} \left(R_r + \frac{L_m V_s K_p}{L_s} \right) p + \frac{L_m V_s K_i}{L_s L_r \sigma} \quad 6-22$$

Deux pôles complexes conjugués sont imposés :

$$p_{1,2} = -\rho \mp i\rho \quad 6-23$$

Le polynôme caractéristique désirée est donné par :

$$S_d(p) = p^2 + 2\rho p + 2\rho^2 \quad 6-24$$

L'identification des deux polynômes caractéristiques implique que :

$$\begin{cases} K_i = 2\rho^2 \frac{L_r L_s \sigma}{L_m V_s} \\ K_p = \frac{L_r L_s \sigma}{L_m V_s} \left(2\rho - \frac{R_r}{L_r \sigma} \right) \end{cases} \quad 6-25$$

6.6.2.2 Calcul des paramètres du contrôleur PI des courants du rotor

Les paramètres du contrôleur PI (R_{q2} et R_{d2}) sont obtenus de la même façon que la stratégie précédente, dans ce cas la fonction de chaque composante des courants rotoriques est calculée à partir de l'équation (6-16) de telle sorte les termes de couplages sont négligés [1, 3]. Le contrôleur de courant PI reçoit en entrée de consigne et sa mesure, il agit sur la tension de consigne, on commande le courant à une valeur constante, cette dernière garantit un flux constant du stator. Le schéma blocs du contrôleur des courants du rotor est présenté dans figure 6-11 [11, 28, 40].

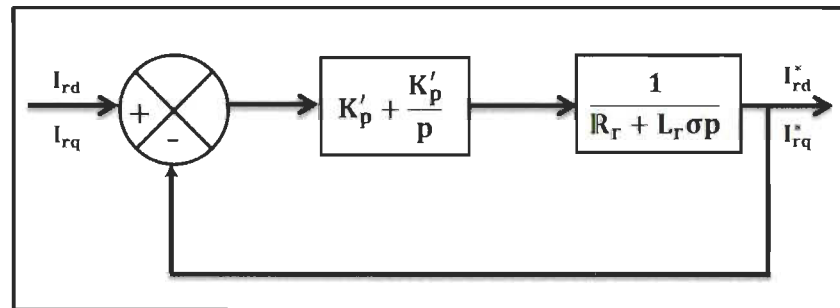


Figure 6-11 Schéma fonctionnel d'un système contrôlé par un PI pour les courants

La fonction de transfert est donnée par :

$$G'(p) = \frac{1}{R_r + L_r \sigma p} \quad 6-26$$

La fonction de transfert en boucle fermée est :

$$H'(p) = \frac{I_{rq}(p)}{I_{rq}^*(p)} = \frac{I_{rd}(p)}{I_{rd}^*(p)} = \frac{(K'_p p + K'_i)/(L_r \sigma)}{S'(p)} \quad 6-27$$

Où $S'(p)$ est le polynôme caractéristique, donné par :

$$S'(p) = p^2 + \left(\frac{R_r + K'_p}{L_r \sigma} \right) p + \frac{K'_i}{L_r \sigma} \quad 6-28$$

Deux pôles complexes conjugués sont imposés :

$$p_{3,4} = -\mu \mp i\mu \quad 6-29$$

Le polynôme caractéristique désirée est donné par :

$$S'_d(p) = p^2 + 2\mu p + 2\mu^2 \quad 6-30$$

L'identification des deux polynômes caractéristiques implique que :

$$\begin{cases} K'_i = 2L_r\sigma\mu^2 \\ K'_p = 2L_r\sigma\mu - R_r \end{cases} \quad 6-31$$

6.7 Résultats de simulation

Pour évaluer les performances des types de contrôle présentés, nous avons procédé à une série de simulations sous environnement Matlab/Simulink/SPS. On utilisera les schémas synoptiques déjà présentés dans ce chapitre pour vérifier le découplage des puissances actives et réactives pour visualiser le comportement de la machine. Vu le principe de la conversion d'énergie, la puissance varie en variant la vitesse ou le couple d'entraînement. On présente sur cette partie, un exemple de simulation d'une machine de puissance nominale de 7.5kW utilisée dans [92], les paramètres de la machine se trouvent en annexe B. Les résultats de simulation pour le contrôle direct et indirect sont présentés pour les différentes grandeurs (puissances, tension, courants et couple). Nous avons soumis notre système à des échelons et des rampes de puissance active et réactive afin de bien observer son comportement et avec des valeurs nulles, positives et négatives pour présenter les modes de fonctionnement de la GADA. Les allures dans la figure 6-12 présentent les références des puissances actives et réactives respectivement.

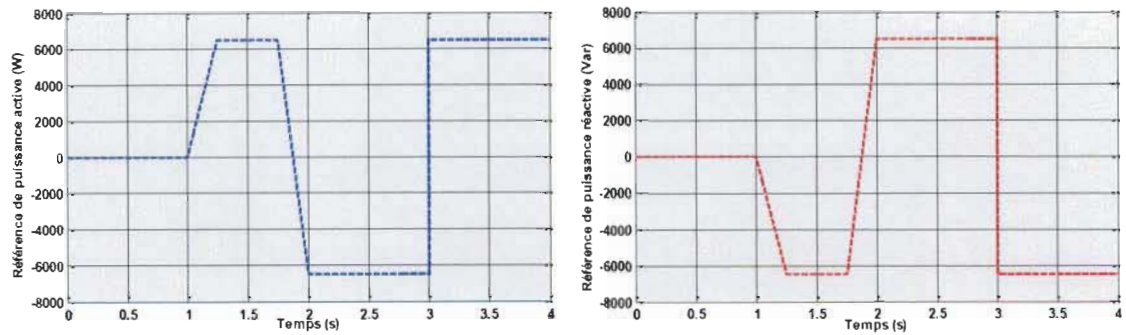


Figure 6-12 Référence des puissances active et réactive

6.7.1 Test de suivi de consigne

Les paramètres du contrôleur sont calculés à partir des équations 6.25 et 6.31, pour mieux apprécier les performances des contrôleurs PI dans la configuration du système éolien. Les figures (6-13) et (6-14) respectivement, les résultats obtenus de la simulation des deux stratégies directe et indirecte de la GADA.

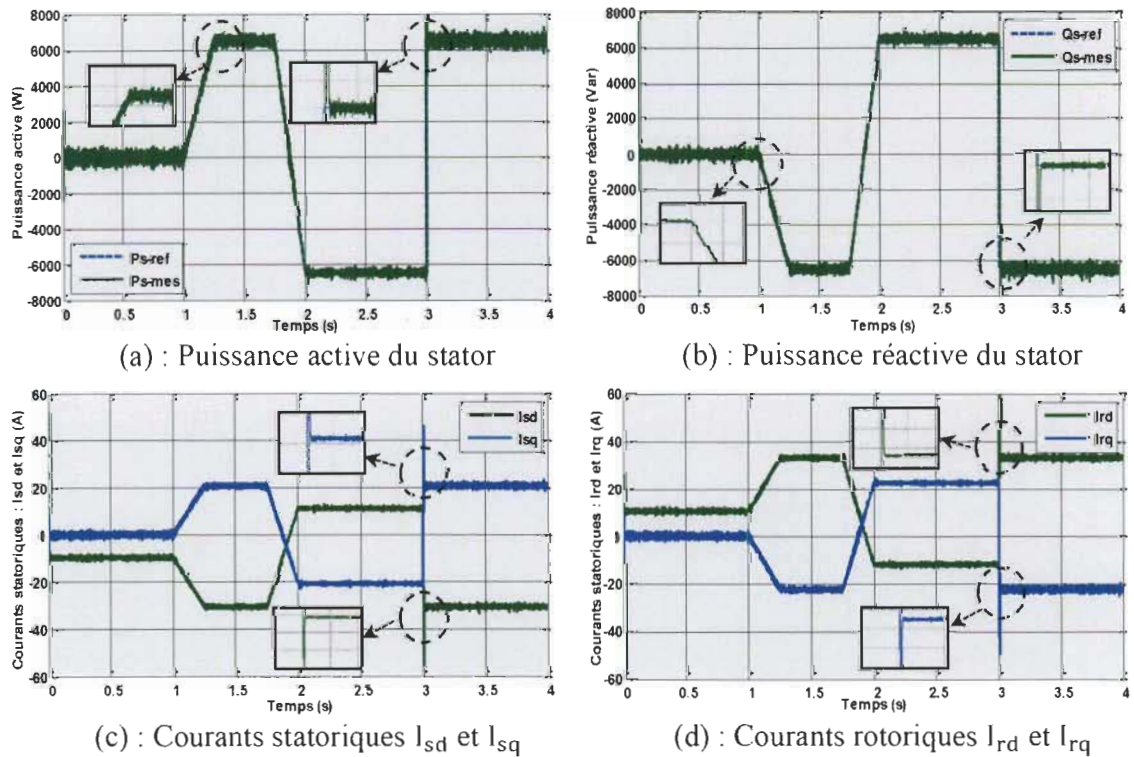


Figure 6-13 Résultats de test de suivi de consigne du contrôle direct de la GADA

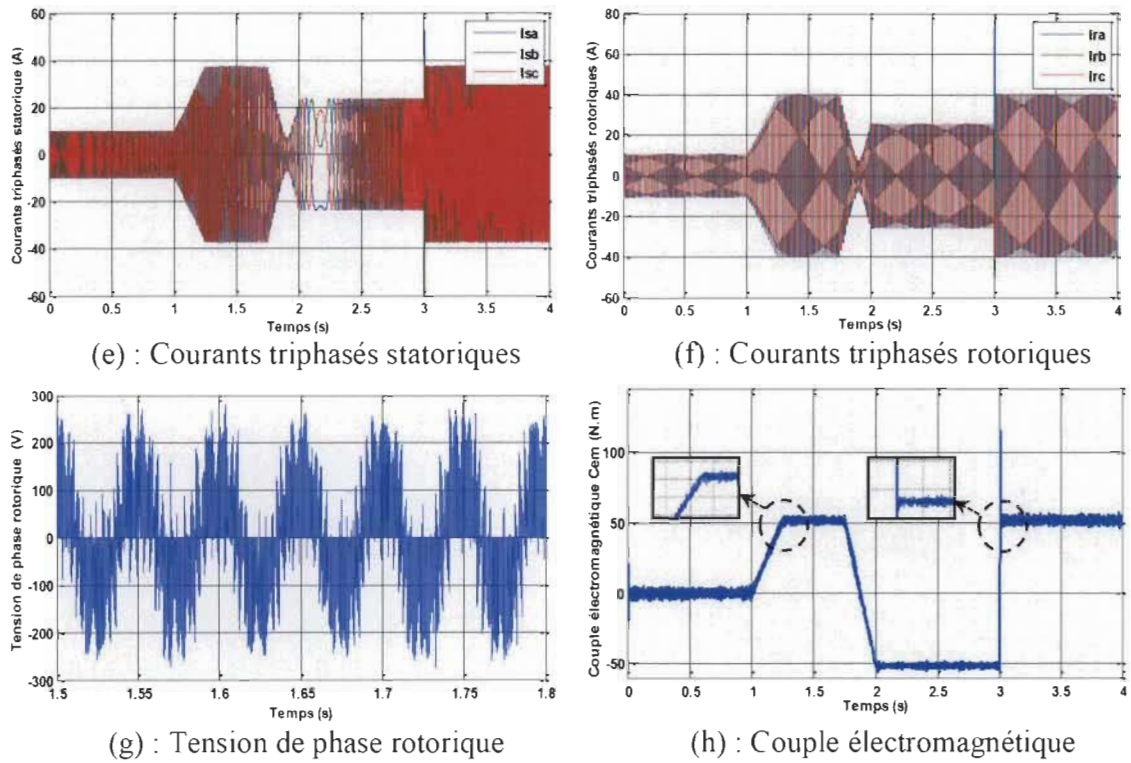


Figure 6-13 (suite)

On constate pour le contrôle direct que les échelons et les rampes de puissance sont bien suivis par la mesure (Puissance désirée) autant pour la puissance active que pour la puissance réactive.

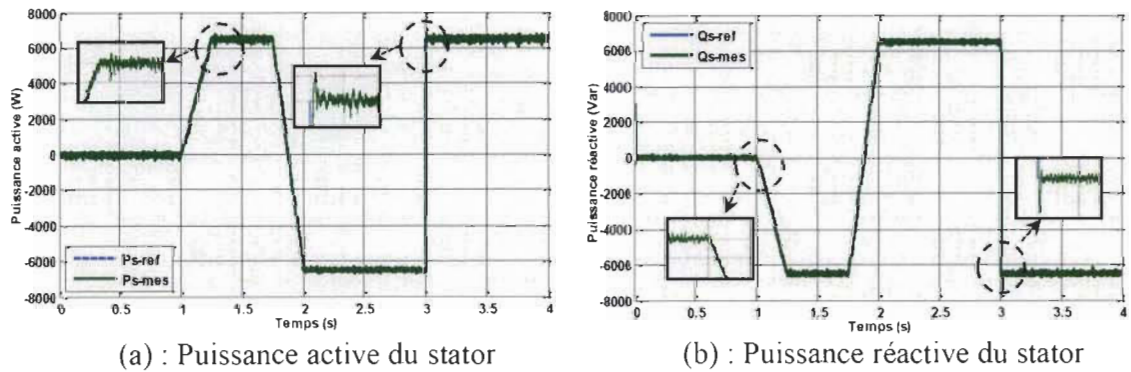


Figure 6-14 Résultats de test de suivi de consigne du contrôle indirect de la GADA

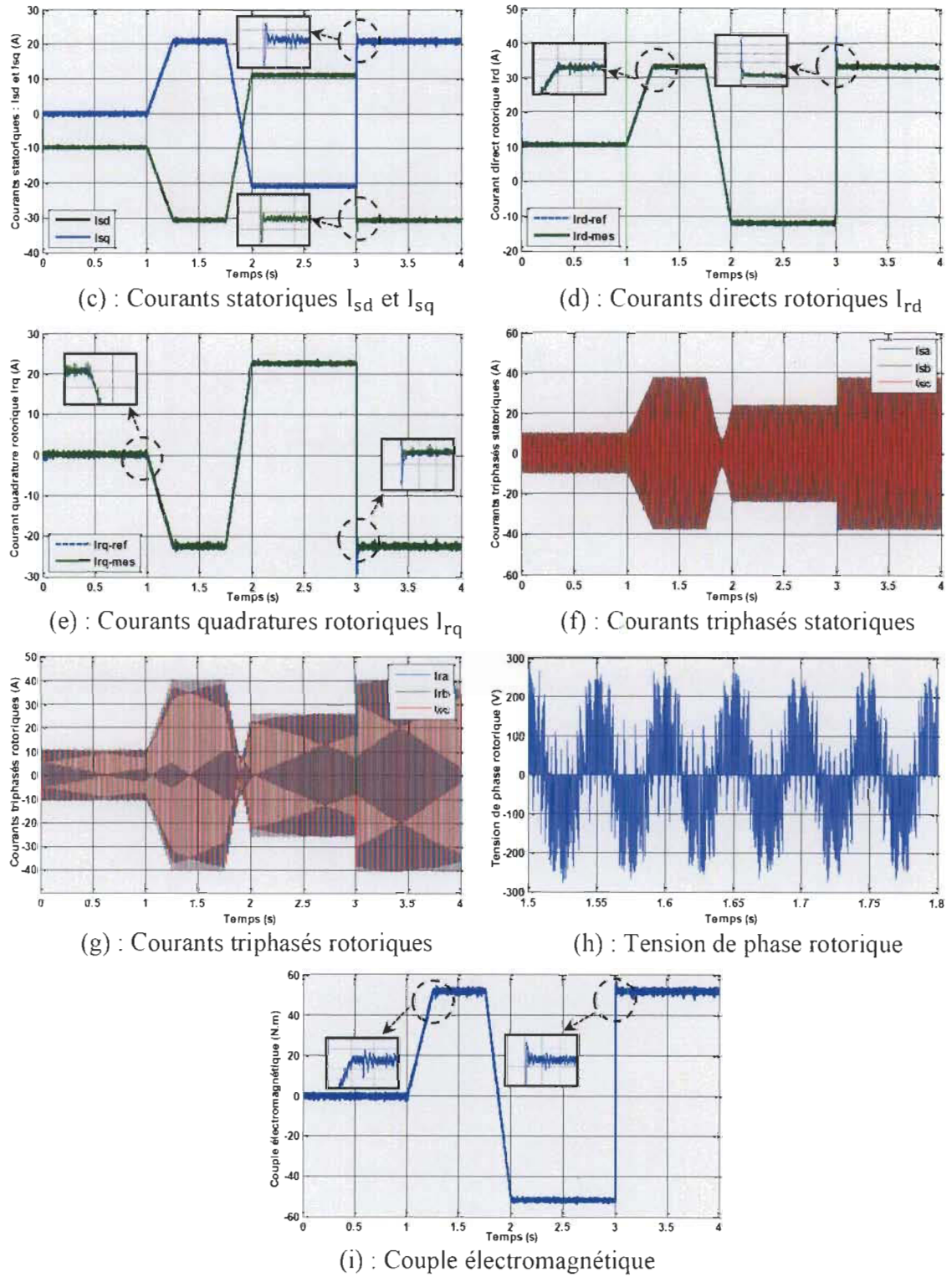


Figure 6-14 (suite)

Pour le contrôle indirect, on constate également que ce soit pour la puissance active ou réactive, une dynamique qui réagit rapidement, que les échelons et les rampes sont bien suivis et que les erreurs sur les puissances sont comparables pour les deux stratégies. Aussi on remarque l'influence de la commutation des interrupteurs du CM sur le contrôle soit dans le cas direct et indirect. Les figures 6-13 (d) et 6-14 (d, e) montrent l'évolution des courants du rotor dans l'axe quadrature et direct, respectivement, cela correspond à l'évolution des puissances active et réactive. Les figures 6-13 (c) et 6-14 (c) présentent les résultats de simulation du courant statorique dans l'axe directe et quadrature, respectivement. Le courant direct du stator a le même comportement que la puissance réactive ; le courant de stator en quadrature a le même comportement que la puissance active. Les courants triphasés du stator et du rotor sont présentés dans les figures 6-13 (e, f) et 6-14 (f, g) respectivement, la forme des courants est sinusoïdale pour le stator et le rotor. Le couple électromagnétique a le même comportement que la puissance active comme le montrent les deux figures 6-13 (h) et 6-14 (i). Pour la figure 6-13 (g) et 6-14 (h), la tension de phase du rotor à la sortie du CM est formée par une succession de largeurs d'impulsions.

6.7.2 Test de robustesse des commandes

La robustesse des commandes est un point important, surtout pour les systèmes comportant plusieurs entités en interaction ou les systèmes à fortes variations des paramètres. Il en est de même si la mesure des paramètres ne peut s'effectuer avec précision [3]. Le test de robustesse a pour but de faire varier les paramètres du modèle de la GADA utilisé. En effet les calculs de contrôleurs sont fondés sur des fonctions de transfert dont les paramètres du système sont supposés fixes [4]. Pourtant, au sein d'un système réel, ces paramètres sont contraints à des variations entraînées par différents phénomènes physiques (saturation des

inductances, échauffement des résistances...) [4]. La robustesse des deux stratégies de contrôle suite au changement des paramètres de la GADA est testée par les conditions suivantes ; résistances R_r et R_s , sont augmentée à 10% et les inductances L_s , L_r et L_m sont diminuées à 10%. Les figures (6-15) et (6-16) présentent respectivement, les résultats la simulation de test de robustesse vis-à-vis les variations paramétriques pour les deux stratégies.

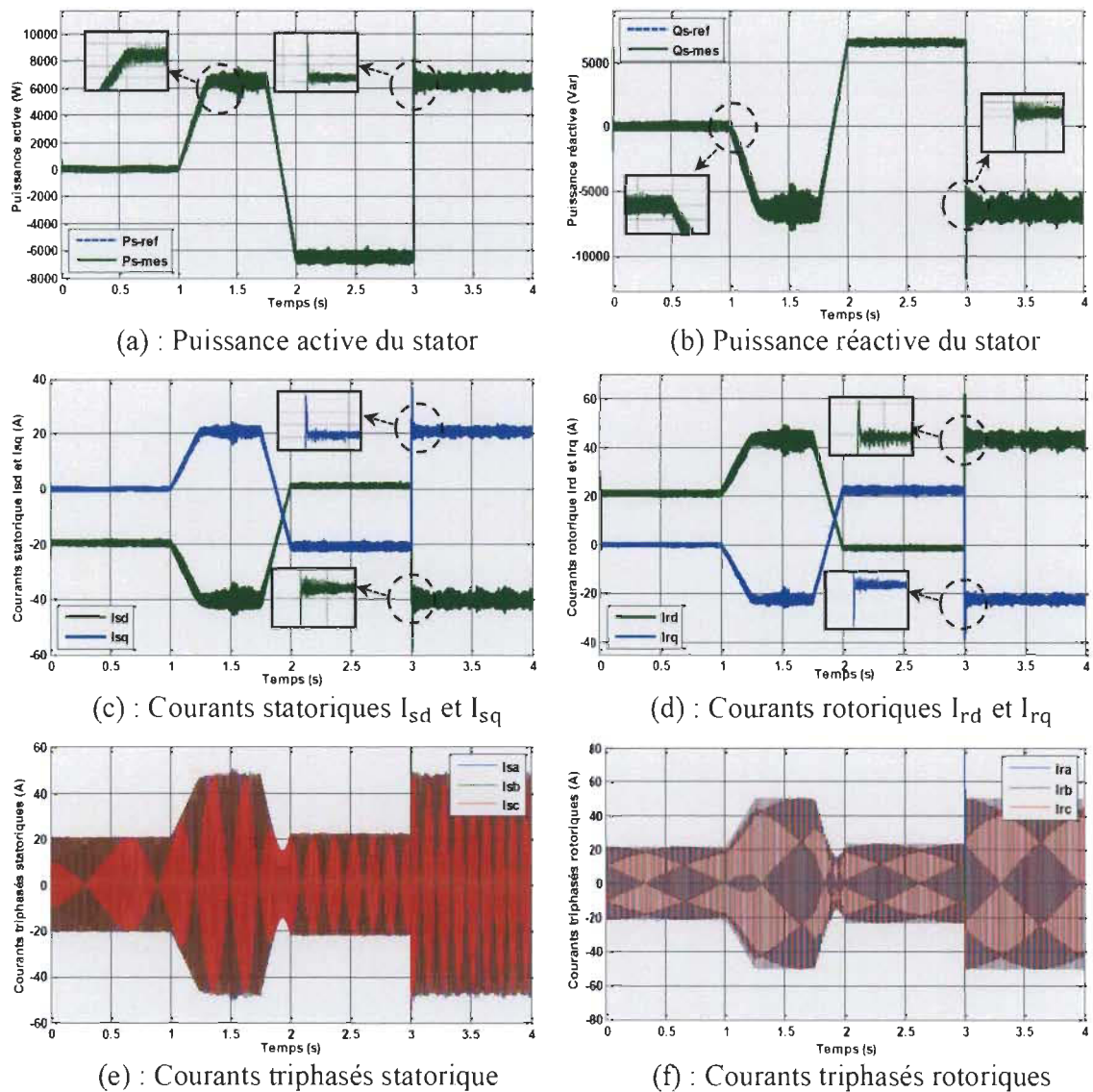


Figure 6-15 Résultats de test de robustesse du contrôle direct de la GADA

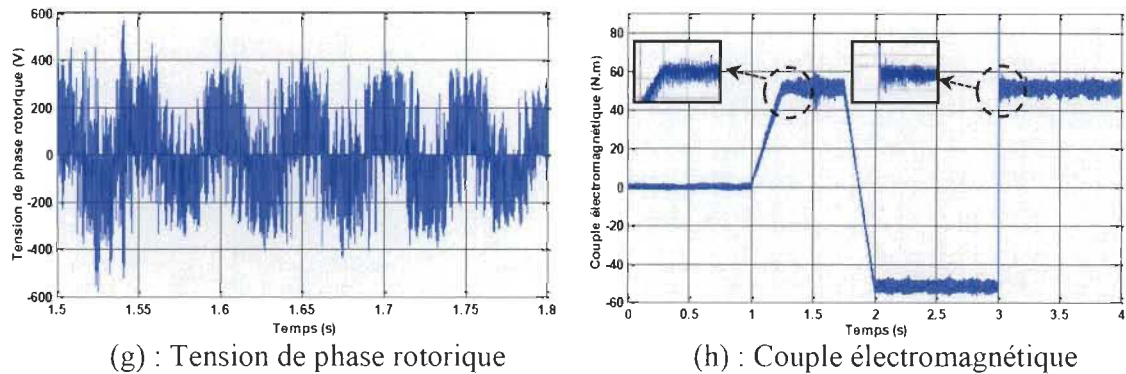


Figure 6-15 (suite)

Pour un changement des paramètres de la machine pour la commande directe comme R_r , L_s , L_r et L_m , d'après les résultats de la figure 6-15 les références de la puissance active et réactive ne suivent pas parfaitement les consignes et provoquent des erreurs statiques sur les puissances et des dégradations au niveau des allures de la tension, des courants et du couple. Pour une augmentation des résistances de +10 % qui correspond au cas d'échauffement du bobinage et une diminution des inductances de 10%, les puissances actives et réactives n'arrivent pas à suivre leurs consignes correctement ce qui détériore les performances de la commande directe.

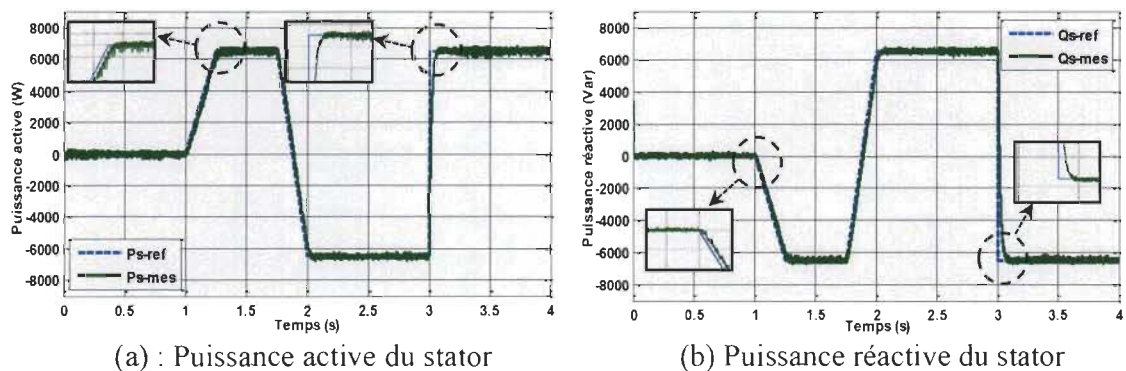
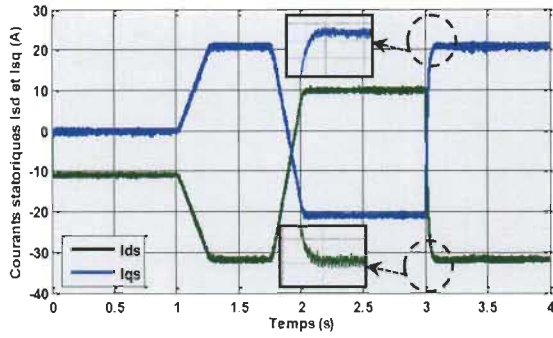
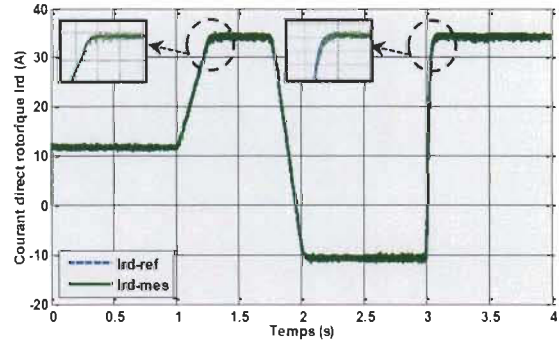


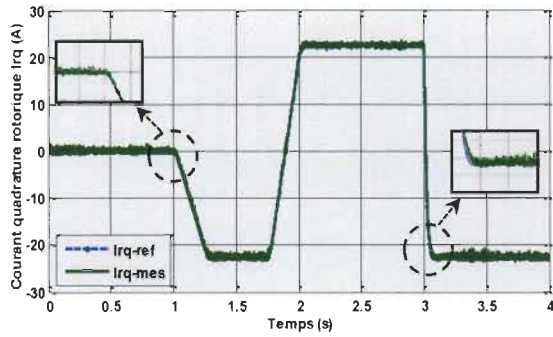
Figure 6-16 Résultats de test de robustesse du contrôle indirect de la GADA



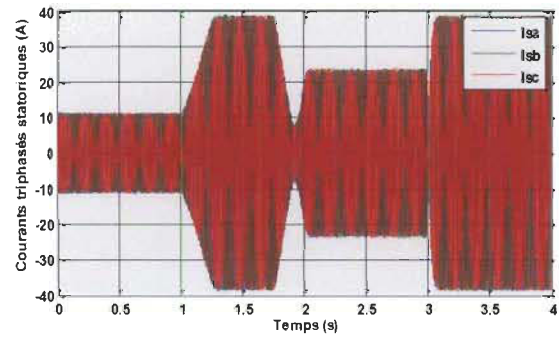
(c) : Courants statoriques I_{sd} et I_{sq}



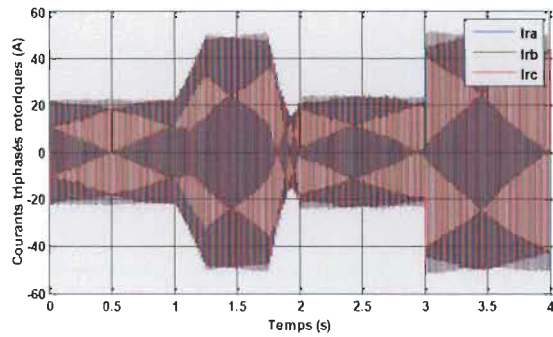
(d) : Courants directs rotoriques I_{rd}



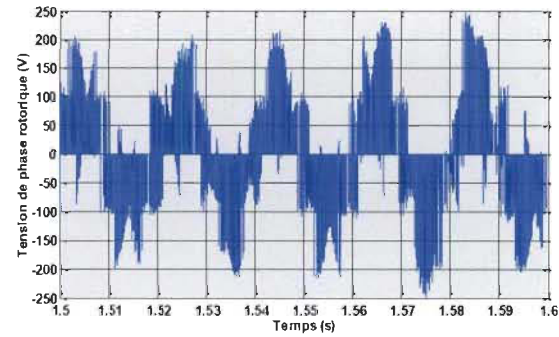
(e) : Courants quadratures rotoriques I_{rq}



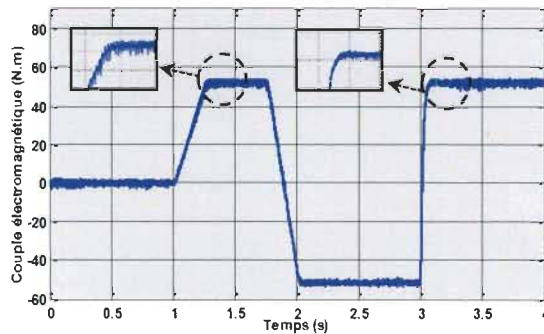
(f) : Courants triphasés statoriques



(g) : Courants triphasés rotoriques



(h) : Tension de phase rotorique



(i) : Couple électromagnétique

Figure 6-16 (suite)

Le tableau 6-1 résume les performances de suivi en utilisant l'intégrale ESC entre les puissances actives et réactives ainsi que le PA avec les deux méthodes de contrôles.

Tableau 6-1 Performances de contrôle direct et indirect

	Sans variations paramétriques			Avec variations paramétriques		
	Contrôle direct	Contrôle indirect	PA (%)	Contrôle direct	Contrôle indirect	PA (%)
ϵ (Puissance active)	7.7056e+04	2.4985e+04	67.57	7.2456e+04	2.7892e+04	61.50
ϵ (Puissance réactive)	7.3854e+04	6.6782e+04	9.57	7.8056e+04	7.4978e+04	3.94

La figure 6-17 illustre les allures des écarts entre les puissances actives et réactives avec les deux méthodes de commande.

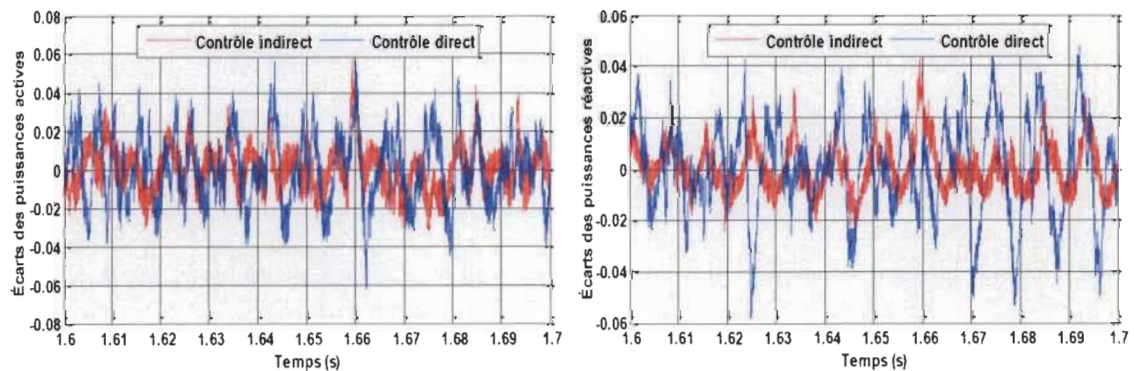


Figure 6-17 Écarts sur les puissances actives et réactives pour les deux stratégies

Nous avons fait plusieurs tests avec le contrôle direct et indirect sur la variation paramétrique de la génératrice (Figures 6-15 et 6-16), on note que la variation de la résistance rotorique et les inductances à leurs valeurs nominales affectent le système qui ne parvient pas de bien garantir le contrôle de puissance statoriques et des courants rotoriques, ces variations paramétriques des résistances et des inductances ont une influence sur le fonctionnement de la génératrice, les performances qui ont engendré des effets clairs sur les courbes de puissances actives et réactives des deux méthodes utilisées.

Des effets sont apparus sur les deux régimes de fonctionnement de la GADA : transitoires et permanents. Dans les régimes transitoires, on peut remarquer une augmentation légère des temps de réponse des courbes de puissances pour les deux méthodes, tandis que dans les régimes permanents, des perturbations ont été générées sur les résultats obtenus, tels que ces effets sont apparus plus important sur les réponses le contrôle direct par rapport au contrôle indirect (voir les allures des écarts présentés sur la figure 6-17 et le tableau 6-1). Cette différence est due à l'avantage de présence des boucles supplémentaires de contrôle des courants rotoriques existants dans le contrôle indirect, ce qui a contribué à l'augmentation de la robustesse de cette méthode.

6.8 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons étudié et réalisé deux stratégies du contrôle vectoriel à retenir : le contrôle vectoriel direct et indirect. Effectivement, il nous a été possible de voir que le contrôle vectoriel direct est le plus facile à appliquer. Contrairement la stratégie indirecte nous permet, en association avec le bouclage des puissances, d'avoir un système performant (prise en compte les termes du couplage).

Les résultats de simulation mettent en évidence l'efficacité du contrôleur puissances du stator et des courants du rotor de la GADA pilotée par CM. De bonnes formes d'onde du courant du stator à l'entrée de la GADA et des courants de rotor de sortie de cette dernière sont obtenues. La principale conclusion du système étudié est que l'algorithme de modulation proposé avec l'alternative CM et le contrôleur proposé sont adaptés à la conception des systèmes d'éoliennes à base de la GADA. Les résultats montrent une grande précision de suivi de consigne entre les variables mesurées et les variables de consignes pour le contrôle vectoriel indirect.

Chapitre 7 - Commandes avancées d'une GADA alimentée par un convertisseur matriciel

7.1 Introduction

Dans le chapitre précédent, on a constaté que le contrôle vectoriel indirect avec les contrôleurs classiques PI, donnent de bons résultats dans le cas où le système a des paramètres constants. Cependant, cette méthode de contrôle reste très limitée pour un système non linéaire ayant des paramètres variables. Dans ce cas, on doit faire appel à d'autres méthodes de contrôleurs plus performants qui répondent aux exigences, dont l'insensibilité aux variations paramétriques et aux perturbations. La méthode de contrôleur mode de glissant (CMG), PI-Flou adaptatif et H infini ($H\infty$). Le choix de ces techniques est justifié par le fait que chaque contrôle a ses propres caractéristiques et ses performances :

- La méthode de contrôle à structure variable (CSV) par mode glissant est très connue par sa robustesse envers les incertitudes internes (variations des paramètres de la génératrice) et externes (perturbation due à la charge électrique), et aux phénomènes ayant été négligés dans la modélisation, tout en ayant une très bonne réponse dynamique [8, 33, 44, 46, 74] ;
- Le contrôle PI-Flou adaptatif est une combinaison entre deux contrôleurs PI classiques et le contrôle par la logique floue, les paramètres du contrôleur PI peuvent être ajustés par un contrôleur à base de logique floue [32]. Le problème des contrôleurs flous, c'est qu'ils ont besoin d'énormément d'informations et de

mémoires pour équilibrer la non-linéarité quand les paramètres varient ; de plus si le nombre d'entrées de l'ensemble de flou augmente le nombre des règles de base augmente aussi [66, 32] ;

- Pour cela nous proposons un troisième contrôleur H^∞ . La théorie de la commande H^∞ fournit une méthode puissante pour la synthèse des contrôleurs dans le domaine fréquentiel [93], cette commande offre des performances améliorées et supérieures en termes de réponse, bande passante du contrôleur, rejet de perturbation et de la stabilité robuste [93]. La technique du contrôle H^∞ est réalisée pour améliorer les performances de la commande permettant ainsi de limiter largement les effets de perturbation et d'atteindre d'excellentes performances de compensation avec une très bonne robustesse.

Dans ce qui suit, nous allons étudier les performances des différents types de contrôleurs cités précédemment avec le contrôle vectoriel indirect ; cette analyse sera réalisée par des tests de simulation basés sur le logiciel Matlab/Simulink/SPS. Plusieurs essais de performance et de robustesse seront établis afin d'étudier la viabilité des contrôleurs, une comparaison sera naturellement effectuée pour déterminer la configuration la plus adéquate pour une application dans le domaine éolien. Cette étude comparative sera faite entre les résultats de deux commandes, elle est présentée comme suivie :

- Les résultats du contrôleur par mode glissant avec les résultats du contrôleur PI ;
- Les résultats du contrôleur PI-Flou adaptatif avec les résultats du contrôleur par mode glissant ;
- Les résultats du contrôleur H^∞ avec les résultats du contrôleur PI-Flou adaptatif.

7.2 Synthèse du contrôleur mode glissant

Le CMG a connu une grande réussite depuis quelque temps, c'est dû à la facilité de sa mise en œuvre et sa robustesse par rapport aux incertitudes du système et des perturbations externes entachant le processus [33, 44]. Le CMG a pour objectif de ramener la trajectoire d'état vers la surface de glissement et de faire évoluer dessus avec une certaine dynamique jusqu'au point d'équilibre, cette trajectoire est constituée de trois parties distinctes (figure 7-1) [39, 90] :

- Mode de convergence (MC) : durant lequel la variable à contrôler se déplace à partir de n'importe quel point initial dans le plan de phase et tend vers la surface de commutation, MC est caractérisé par la loi de contrôle et le critère de convergence ;
- Mode glissant (MG) : durant lequel la variable d'état a atteint la surface de glissement et tend vers l'origine du plan de phase, dans ce mode, la dynamique est caractérisée par le choix de la surface de glissement ;
- Mode du régime permanent (MRP) : il est ajouté pour l'étude de la réponse du système autour de son point d'équilibre, il est caractérisé par la qualité et les performances du contrôle.

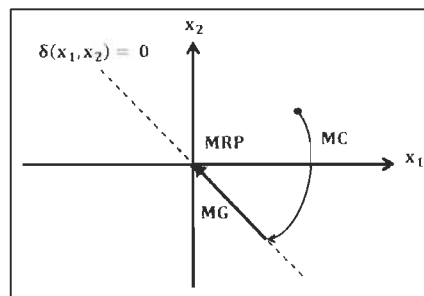


Figure 7-1 Modes de trajectoire dans le plan de phase

La réalisation du CMG prend en charge les problèmes de stabilité et des performances désirées d'une façon méthodique. La mise en œuvre de cette stratégie de contrôle a pour

objectif essentiellement d'établir trois étapes [12] : le choix de la surface ; la conception des conditions de la convergence ; la détermination du contrôleur.

7.2.1 Conception du contrôle mode glissant

7.2.1.1 Choix de la surface

La surface de glissement $\delta(x)$ dessine le comportement dynamique souhaité du système. J.J. Slotine présente une forme d'équation générale pour déterminer $\delta(x)$ qui garantit sa valeur vers la valeur désirée [94-95].

La forme suivante représente un système non linéaire :

$$\begin{cases} \dot{x} = f(x, t) + g(x, t)u(x, t) \\ x \in \mathbb{R}^n, u \in \mathbb{R} \end{cases} \quad 7-1$$

Où $f(x, t)$, $g(x, t)$ et $u(x, t)$ sont des fonctions non linéaires continues et incertaines supposées bornées [94-95]. L'expression générale présentée par J.J. Slotine est donnée par [94-95] :

$$\begin{cases} \delta(x) = \left(\frac{d}{dt} + \lambda\right)^{n-1} e(x) \\ e(x) = X^d - X \end{cases} \quad 7-2$$

Avec : $e(x)$: Écart sur les variables à contrôler ; λ : Coefficient positif ; n : Degré relatif ; X^d : Variable désirée ; X : Élément du vecteur x à contrôler.

7.2.1.2 Condition de convergence

La condition de convergence permet au système de converger vers la surface de glissement, elle rend $\delta(x)$ attractive et invariante. Il s'agit alors de formuler une fonction scalaire positive $V(x) > 0$ pour le vecteur d'état du processus qui est exprimé par la fonction de Lyapunov suivante [46, 94] :

$$V(x) = \frac{1}{2} \delta^2(x) \quad 7-3$$

Afin que la fonction de Lyapunov décroisse, il faut s'assurer que sa dérivée soit négative.

Celle-ci peut être vérifiée par l'équation suivante [94-95] :

$$\dot{V}(x) < 0 \implies \dot{\delta}(x) \cdot \delta(x) < 0 \quad 7-4$$

7.2.1.3 Calcul du contrôleur

L'expression du contrôleur est définie par [90, 94-95] :

$$U = U^{eq} + U^n \quad 7-5$$

U : Commande ; U^{eq} : Commande équivalente ; U^n : Terme de commutation de commande ;

$$U^n = K \cdot \text{sat}(\delta(x)) \quad 7-6$$

La fonction de saturation $\text{sat}(\delta(x))$ nommée la commande douce a un seul seuil et elle est présentée par [90]

$$\text{sat}(\delta(x)) = \begin{cases} \text{sign}(\delta(x)) & \text{si } |\delta(x)| > \emptyset \\ \delta(x) & \text{si } |\delta(x)| < \emptyset \end{cases} \quad 7-7$$

Où \emptyset est la largeur du seuil.

➤ Calcul de U^{eq}

La commande équivalente est traduite comme une valeur moyenne modulée, elle se calcule à partir de [94-95] :

$$\delta(x) = 0 \implies \dot{\delta}(x) = 0 \quad 7-8$$

➤ Calcul de U^n

Le terme de commutation de commande est défini pour assurer l'attractivité de la variable à commander vers la surface de glissement.

La solution la plus simple vérifiant la condition de convergence (7-9) est représentée par l'équation (7-6) et la figure 7-2 [94-95].

$$\dot{\delta}(x) \cdot \delta(x) < 0 \quad 7-9$$

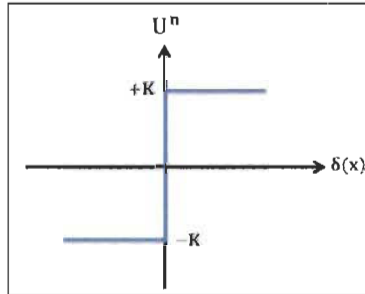


Figure 7-2 Contrôle mode glissant appliqué aux systèmes à structure variable

7.2.2 Contrôle mode glissant des puissances statoriques

Afin de commander les puissances statoriques (P_s, Q_s), on prend $n = 1$, l'expression de la surface du contrôleur est représentée sous la forme suivante [12] :

$$\begin{cases} \delta(P_s) = (P_s^* - P_s) \\ \delta(Q_s) = (Q_s^* - Q_s) \end{cases} \quad 7-10$$

La dérivée de l'expression de la surface de glissement est donnée :

$$\begin{cases} \dot{\delta}(P_s) = (\dot{P}_s^* - \dot{P}_s) \\ \dot{\delta}(Q_s) = (\dot{Q}_s^* - \dot{Q}_s) \end{cases} \quad 7-11$$

On combine l'équation (7-11) avec l'équation des puissances (6-14), ça nous donne :

$$\begin{cases} \dot{\delta}(P_s) = \left(\dot{P}_s^* - V_s \frac{L_m}{L_s} \dot{i}_{rq} \right) \\ \dot{\delta}(Q_s) = \left(\dot{Q}_s^* - V_s \frac{L_m}{L_s} \dot{i}_{rd} \right) \end{cases} \quad 7-12$$

On prend la relation des courants de l'équation (6-17) et on la remplace dans (7-13) :

$$\begin{cases} \dot{\delta}(P_s) = \left(\dot{P}_s^* - V_s \frac{L_m}{L_s L_r \sigma} (V_{rq} - R_r I_{rq}) \right) \\ \dot{\delta}(Q_s) = \left(\dot{Q}_s^* - V_s \frac{L_m}{L_s L_r \sigma} (V_{rd} - R_r I_{rd}) \right) \end{cases} \quad 7-13$$

En remplaçant les termes I_{rq} par $I_{rq}^{eq} + I_{rq}^n$ et I_{rd} par $I_{rd}^{eq} + I_{rd}^n$ dans l'équation (7-13), ça nous donne le système d'équations suivant :

$$\begin{cases} \dot{\delta}(P_s) = \left(\dot{P}_s^* - V_s \frac{L_m}{L_s L_r \sigma} (V_{rq} - R_r (I_{rq}^{eq} + I_{rq}^n)) \right) \\ \dot{\delta}(Q_s) = \left(\dot{Q}_s^* - V_s \frac{L_m}{L_s L_r \sigma} (V_{rd} - R_r (I_{rd}^{eq} + I_{rd}^n)) \right) \end{cases} \quad 7-14$$

Avec le mode de glissement et en régime dynamique, on aura :

$$\begin{cases} \delta(P_s) = 0 \text{ et } \delta(Q_s) = 0 \\ \dot{\delta}(P_s) = 0 \text{ et } \dot{\delta}(Q_s) = 0 \\ I_{rq}^n = 0 \text{ et } I_{rd}^n = 0 \end{cases} \quad 7-15$$

On écrit l'expression de la grandeur de contrôle équivalente I_{rq}^{eq} et I_{rd}^{eq} comme suit :

$$\begin{cases} I_{rq}^{eq} = \left(- \left(\frac{L_s L_r \sigma}{R_r L_m V_s} \right) \dot{P}_s^* + \left(\frac{1}{R_r} \right) V_{rq} \right) \\ I_{rd}^{eq} = \left(- \left(\frac{L_s L_r \sigma}{R_r L_m V_s} \right) \dot{Q}_s^* + \left(\frac{1}{R_r} \right) V_{rd} \right) \end{cases} \quad 7-16$$

Avec le mode de convergence, il faut que les conditions de la relation (7-17) soient vérifiées pour que ça nous donne l'équation (7-18) :

$$\begin{cases} \delta(P_s) \dot{\delta}(P_s) \leq 0 \\ \delta(Q_s) \dot{\delta}(Q_s) \leq 0 \end{cases} \quad 7-17$$

$$\begin{cases} \dot{\delta}(P_s) = \left(- \left(V_s \frac{R_r L_m}{L_s L_r \sigma} \right) I_{rq}^n \right) \\ \dot{\delta}(Q_s) = \left(- \left(V_s \frac{R_r L_m}{L_s L_r \sigma} \right) I_{rd}^n \right) \end{cases} \quad 7-18$$

Le terme de commutation s'écrit :

$$\begin{cases} I_{rq}^n = K_1 \text{sign}(\delta(P_s)) \\ I_{rd}^n = K_2 \text{sign}(\delta(Q_s)) \end{cases} \quad 7-19$$

Pour vérifier les conditions de stabilité du procédé, les valeurs K_1 et K_2 doivent être positives. Pour ne pas avoir un dépassement possible des courants de référence I_{rq} et I_{rd} , il est dans l'obligatoire d'ajouter un limiteur du courant qui est donné par :

$$\begin{cases} I_{rq}^{lim} = I_{rq}^{max} \text{sat}(I_{rq}) \\ I_{rd}^{lim} = I_{rd}^{max} \text{sat}(I_{rd}) \end{cases} \quad 7-20$$

7.2.3 Contrôle mode glissant des courants rotoriques

Les équations de contrôle sont indiquées en (7-21) et (7-22), les variables d'état sont I_{rq} et I_{rd} , les variables d'entrée sont V_{rq} et V_{rd} , et les termes d'interférence de compensation sont ΔV_{rq} et ΔV_{rd} .

$$\begin{cases} V_{rq} = R_r I_{rq} + \sigma \left(\frac{dI_{rq}}{dt} \right) + \Delta V_{rq} \\ \Delta V_{rq} = (\omega_s - \omega_r) \sigma \Psi_s + (\omega_s - \omega_r) \sigma I_{rd} \end{cases} \quad 7-21$$

$$\begin{cases} V_{rd} = R_r I_{rd} + \sigma \left(\frac{dI_{rd}}{dt} \right) + \Delta V_{rd} \\ \Delta V_{rd} = -(\omega_s - \omega_r) \sigma I_{rq} \end{cases} \quad 7-22$$

L'expression de l'espace d'état du premier ordre est écrite par le système d'équations suivant :

$$\begin{cases} \frac{dI_{rq}}{dt} = (-R_r/\sigma) I_{rq} + (1/\sigma) V_{rq} + (-\Delta V_{rq}/\sigma) \\ \frac{dI_{rd}}{dt} = (-R_r/\sigma) I_{rd} + (1/\sigma) V_{rd} + (-\Delta V_{rd}/\sigma) \end{cases} \quad 7-23$$

La définition de l'erreur de suivi est donnée par :

$$\begin{cases} e(I_{rq}) = I_{rq} - I_{rq}^* \\ e(I_{rd}) = I_{rd} - I_{rd}^* \end{cases} \quad 7-24$$

En adoptant la stratégie de contrôle à structure variable en mode glissement intégral pour rendre la boucle interne plus rapide que la boucle externe. Par conséquent, nous ajoutons le terme intégral de l'erreur de suivi actuel à la fonction de commutation de surface glissante, comme dans (7-25), où $[C_1, C_2]$ est supérieur à 0.

$$\begin{cases} \delta(I_{rq}) = e(I_{rq}) + C_1 \int_0^t e(I_{rq}) dt \\ \delta(I_{rd}) = e(I_{rd}) + C_2 \int_0^t e(I_{rd}) dt \end{cases} \quad 7-25$$

Nous avons utilisé un contrôleur pour assurer que la performance de la réponse dynamique est obtenue avant que les variables d'état atteignent la surface de glissement [8, 74]. Dans notre cas on adopte une approximation de loi exponentielle où les coefficients $[\beta_1, \beta_2] > 0$, $[K_3, K_4] > 0$.

$$\begin{cases} \frac{d\delta(I_{rq})}{dt} = -\beta_1 \text{sign}[\delta(I_{rq})] - K_3 \delta(I_{rq}) \\ \frac{d\delta(I_{rd})}{dt} = -\beta_2 \text{sign}[\delta(I_{rd})] - K_4 \delta(I_{rd}) \end{cases} \quad 7-26$$

La discontinuité du contrôle cause des oscillations de hautes fréquences une fois atteint le régime glissant, ce qui rend la trajectoire d'état tend à osciller au voisinage de la surface au lieu d'évoluer exactement le long de la surface, ce phénomène est connu sous le nom de broutement (chattering). Afin d'assurer que les variables d'état approchent rapidement la surface de glissement tout en atténuant ce phénomène, les coefficients β_1 et β_2 devraient diminuer alors que K_3 et K_4 augmentent. En assemblant (7-23), (7-24), (7-25) et (7-26), ça nous donne l'équation (7-27).

$$\begin{cases} \frac{dI_{rq}}{dt} + C_1(I_{rq} - I_{rq}^*) = -\beta_1 \text{sign}[\delta(I_{rq})] - K_3 \delta(I_{rq}) \\ \frac{dI_{rd}}{dt} + C_2(I_{rd} - I_{rd}^*) = -\beta_2 \text{sign}[\delta(I_{rd})] - K_4 \delta(I_{rd}) \end{cases} \quad 7-27$$

Le phénomène de chattering est dû à la modélisation idéalisée, au retard de la commutation réelle et à la discrétisation du contrôleur numérique [44, 46, 96]. En concevant la couche limite de la fonction de commutation, la commande des variables d'état en dehors de la couche limite pourrait être contrainte de maintenir une commutation discontinue, tandis que dans l'intérieur de la couche limite, les variables d'état sont limitées par une contrainte linéaire. Ainsi, le phénomène de chattering sera réduit lorsque le mode glissant tend à être stable [44, 46].

Dans notre travail on a utilisé la fonction de saturation $\text{sat}[\delta]$ au lieu du signe de fonction $\text{sign}[\delta]$, comme dans (7-28), où $\varepsilon > 0$.

$$\text{sat}[\delta] = \begin{cases} \delta/\varepsilon & \text{if } |\delta| \leq \varepsilon \\ \text{sign}[\delta] & \text{if } |\delta| > \varepsilon \end{cases} \quad 7-28$$

Où $[-\varepsilon, \varepsilon]$ est la couche de la largeur du seuil, plus que cette dernière est épaisse, l'effet du contrôle sera mieux, parce que on aura une augmentation de gain du contrôle et une réduction de l'effet d'éliminer le phénomène de chattering [97]. La largeur du seuil pourrait également entraîner une erreur constante des variables. Il est donc nécessaire d'adopter la fonction de commutation intégrale.

En assemblant les équations (7-23), (7-27) et (7-28), on obtient le (7-29).

$$\begin{cases} \left(-\frac{R_r}{\sigma}\right) I_{rq} + \left(\frac{1}{\sigma}\right) V_{rq} + \left(-\frac{\Delta V_{rq}}{\sigma}\right) + C_1(I_{rq} - I_{rq}^*) = -\beta_1 \text{sat}[\delta(I_{rq})] - K_3 \delta(I_{rq}) \\ \left(-\frac{R_r}{\sigma}\right) I_{rd} + \left(\frac{1}{\sigma}\right) V_{rd} + \left(-\frac{\Delta V_{rd}}{\sigma}\right) + C_2(I_{rd} - I_{rd}^*) = -\beta_2 \text{sat}[\delta(I_{rd})] - K_4 \delta(I_{rd}) \end{cases} \quad 7-29$$

Après des simplifications, les entrées de tension peuvent être obtenues, comme suit :

$$\begin{cases} V_{rq} = \sigma[-\beta_1 \text{sat}[\delta(I_{rq})] - K_3 \delta(I_{rq}) - C_1(I_{rq} - I_{rq}^*)] + R_r I_{rq} + \Delta V_{rq} \\ V_{rd} = \sigma[-\beta_2 \text{sat}[\delta(I_{rd})] - K_4 \delta(I_{rd}) - C_2(I_{rd} - I_{rd}^*)] + R_r I_{rd} + \Delta V_{rd} \end{cases} \quad 7-30$$

Le schéma bloc du contrôle indirect par mode glissant est présenté dans la figure 7-3.

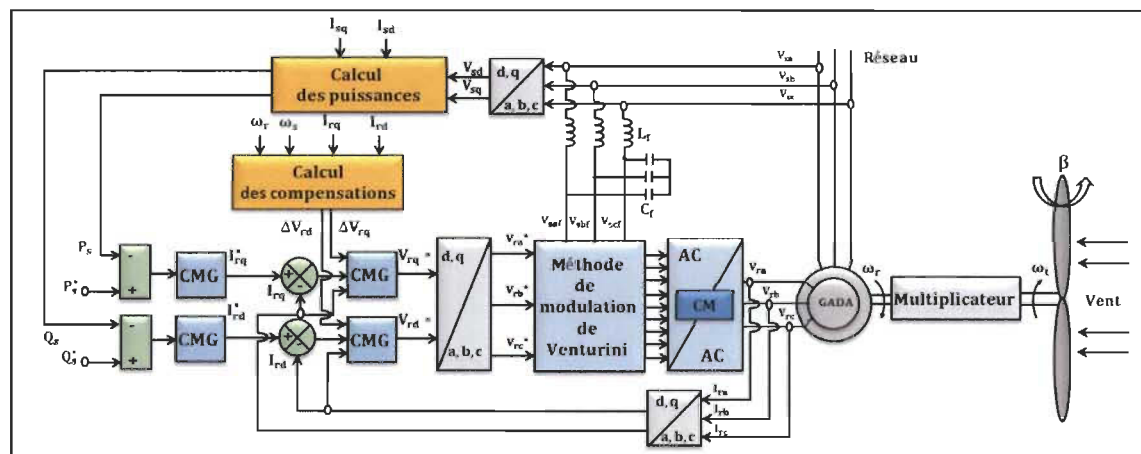


Figure 7-3 Schéma de commande de la GADA par des contrôleurs mode glissant

7.2.4 Résultats de simulation du contrôleur mode glissant

Les mêmes essais utilisés pour le contrôle vectoriel direct et indirect avec le contrôleur PI seront effectués avec le contrôleur mode glissant en gardant les mêmes paramètres du CM utilisés dans la commande indirecte et les mêmes conditions de simulation précédentes du contrôleur PI. Pour comparer la robustesse du contrôleur MG par rapport à la robustesse du contrôleur PI vis-à-vis des variations paramétriques de la machine, il faut soumettre les deux contrôleurs aux mêmes variations appliquées au contrôleur PI. Les figures 7-4 et 7-5 illustrent les résultats de simulation du contrôleur par mode glissant de la GADA pour le suivi de consigne et le test de robustesse.

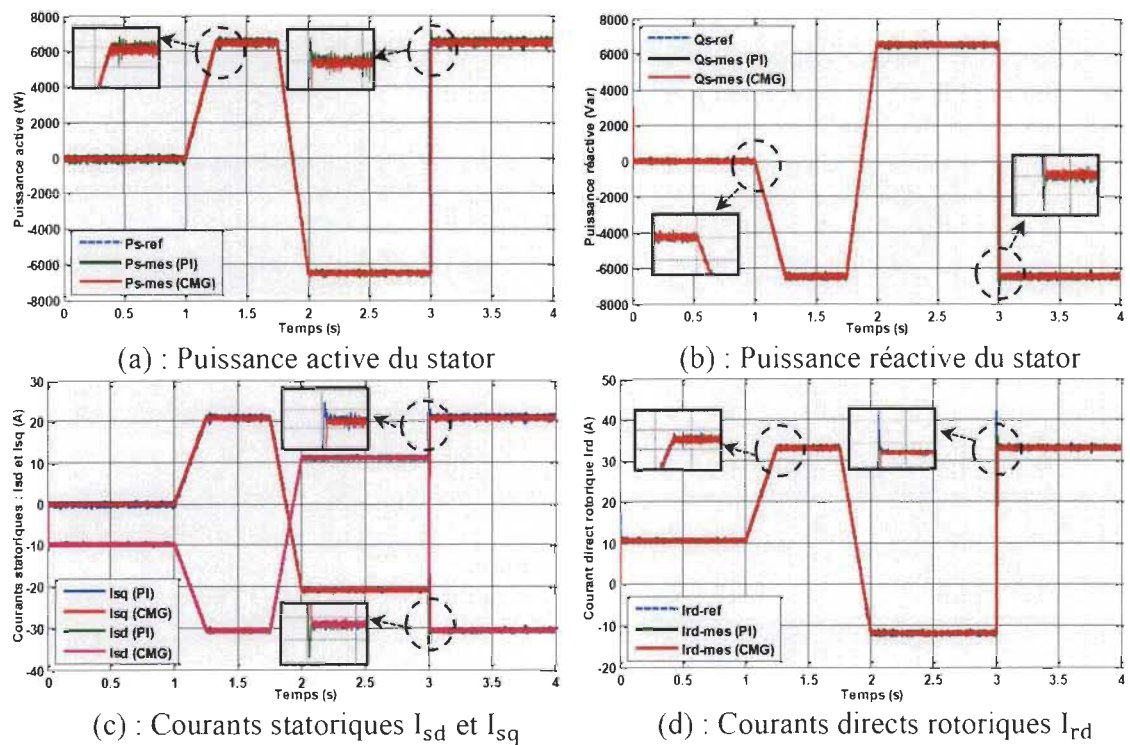


Figure 7-4 Résultats de test de suivi de consigne du contrôleur MG de la GADA

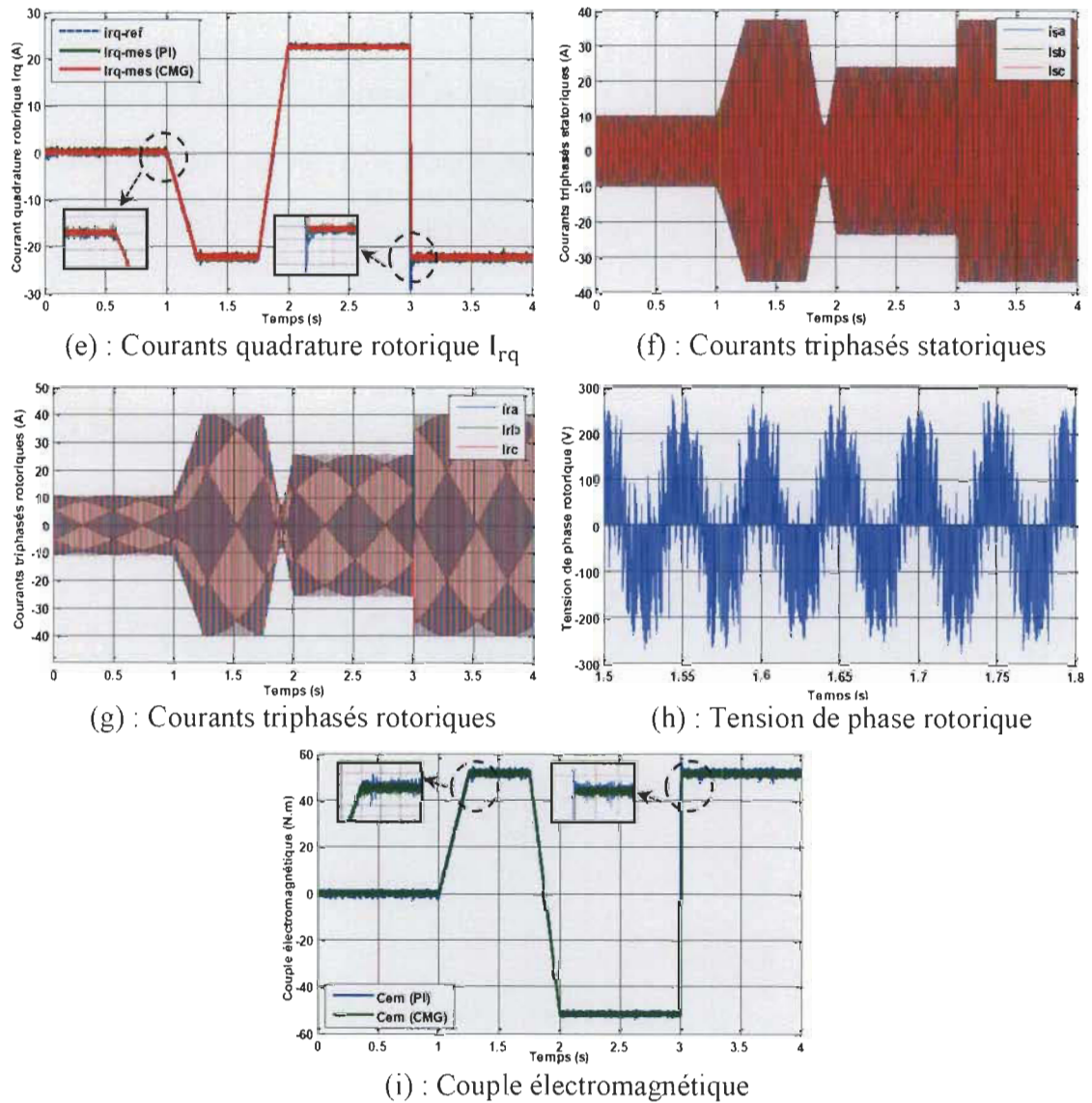


Figure 7-4 (suite)

On remarque que les puissances actives et réactives poursuivent parfaitement la réponse désirée. Si on les compare aux résultats obtenus avec le PI qui ont un temps de réponse lent, les dépassements sont réduits et l'erreur statique qui tend vers zéro par rapport au PI. Le CMG montre la supériorité de minimisation de l'amplitude des oscillations.

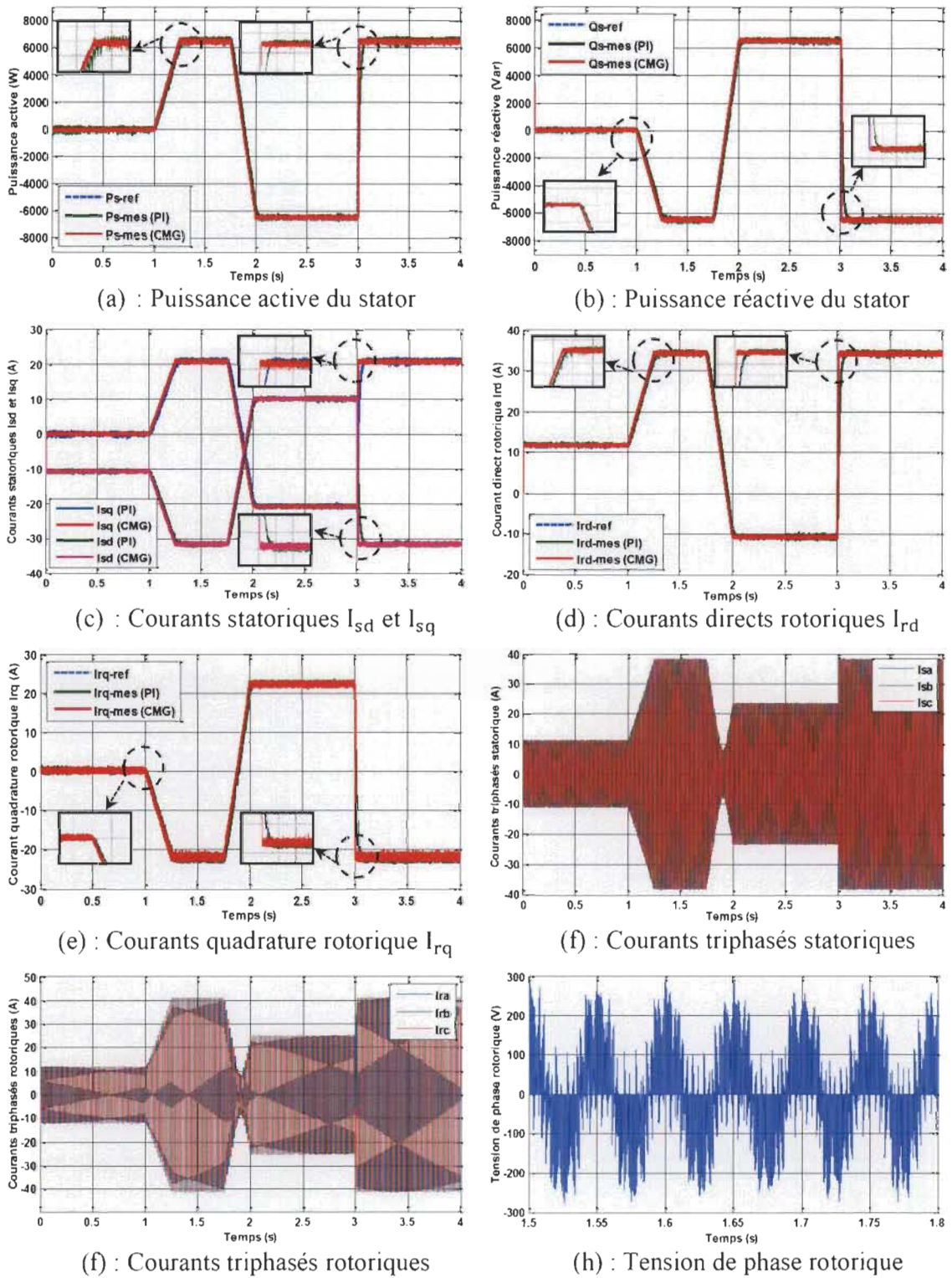
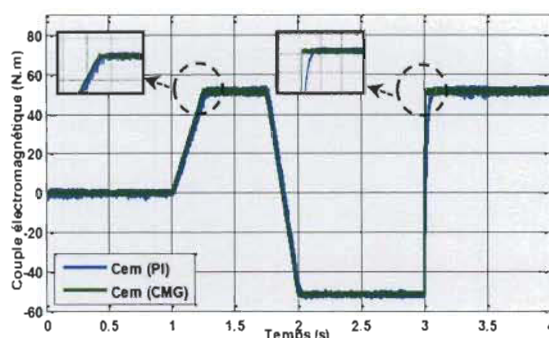


Figure 7-5 Résultats de test de robustesse du contrôleur MG de la GADA



(i) : Couple électromagnétique

Figure 7-5 (suite)

Le tableau 7-1 résume les performances de la somme de suivi d'erreur absolue au carrée entre les puissances statoriques et les courants rotoriques ainsi que le PA avec les deux contrôleurs PI et MG.

Tableau 7-1 Performances des contrôleurs PI et MG

	Sans variations paramétriques			Avec variations paramétriques		
	Contrôle (PI)	Contrôle (MG)	PA (%)	Contrôle (PI)	Contrôle (MG)	PA (%)
ϵ (Puissance active)	2.4985e+04	2.2785e+04	8.80	2.7892e+04	2.2856e+04	18.05
ϵ (Puissance réactive)	6.6782e+04	2.4813e+04	62.84	7.4978e+04	2.3045e+04	69.26
ϵ (Courant I_{rq})	3.7625e+04	3.1250e+04	16.94	4.9820e+04	4.3332e+04	14.97
ϵ (Courant I_{rd})	3.7254e+04	3.5890e+04	3.66	3.3816e+04	3.1750e+04	6.10

Lors des variations des résistances et des inductances, nous n'avons constaté aucun effet sur le suivi des consignes pour le CMG avec des petites ondulations au niveau des signaux de mesure des puissances, des courants et le couple. Les résultats montrent une grande robustesse du CMG vis-à-vis la variation paramétrique par rapport au contrôleur PI sauf au niveau de la tension de phase du rotor où on observe un signal avec beaucoup d'ondulations qui poseront des problèmes pour le rendement et la durée de vie de la GADA.

7.3 Synthèse du contrôleur PI-Flou adaptatif

7.3.1 Contrôle des gains par la logique floue

Le gain Scheduling est une méthode qui ajuste les paramètres du contrôleur PI pour les faire varier lors de la commande du système [66]. Celle-ci rend le contrôleur PI adaptable aux systèmes non linéaires [10, 12]. Pour notre cas, nous cherchons à construire un contrôleur capable d'apprendre le comportement du contrôle vectoriel indirect par contrôleurs PI.

7.3.2 Description du contrôleur PI-Flou adaptatif

Le contrôleur flou ajuste les paramètres du contrôleur PI et lui génère de nouveaux paramètres afin qu'il s'adapte à toutes les conditions de fonctionnement en se reposant sur l'erreur et sa dérivée [12]. Le schéma bloc de cette méthode est présenté dans figure 7-6.

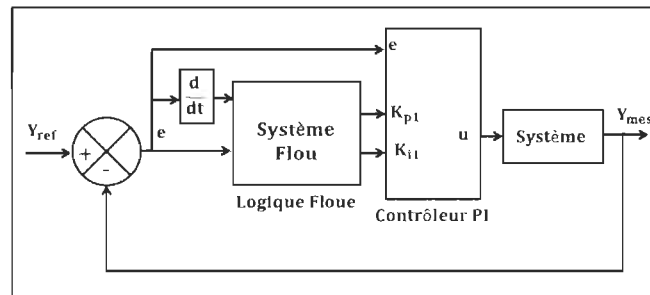


Figure 7-6 Schéma bloc d'adaptation du contrôleur PI-Flou

La figure 7-7 représente le diagramme bloc interne du contrôleur PI avec les sorties de la logique floue.

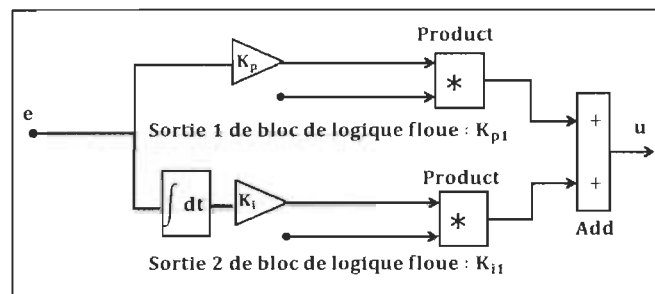


Figure 7-7 Bloc-diagramme interne du contrôleur PI avec les sorties FLC

Comme mentionné dans la figure 7-6, le contrôleur flou a deux entrées l'erreur (e) et la dérivée de l'erreur (de) selon la relation suivante :

$$\begin{cases} e(t) = Y_{\text{ref}}(t) - Y_{\text{mes}}(t) \\ de(t) = e(t) - e(t-1) \end{cases} \quad 7-31$$

Les sorties de bloc flou sont : la valeur normalisée de l'action proportionnelle K_{p1} et de l'action intégrale K_{i1} . Les variables d'entrée (e, de) sont soumises à une étape de fuzzification et sont converties à des ensembles flous. L'univers de discours standard de chaque variable du contrôleur (l'erreur, sa dérivée et la commande) est sélectionné en trois ensembles flous. Les fonctions d'appartenance ont été prises avec des formes triangulaires pour les quatre variables, comme le montre la figure 7-8 [12].

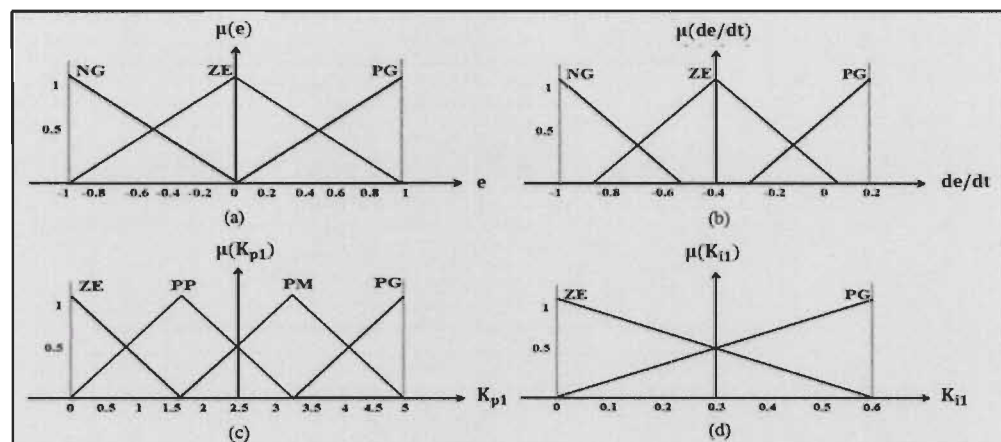


Figure 7-8 Fonctions d'appartenance des variables du contrôleur

Avec l'analyse de comportement du système, nous établissons les règles de la commande, qui relient les sorties avec les entrées où chaque entrée linguistique du système flou possède trois ensembles flous, ce qui donne un ensemble de neuf règles. La méthode de choix de la matrice des règles est fondée sur une connaissance absolue et qualitative du fonctionnement du processus. Ces fonctions sont caractérisées par les nominations normalisées suivantes : NG : négatif grand ; ZE : zéro ; PP : positif petit ; PM : positif moyen ; PG : grand positif.

La base de règles du contrôleur proposé est construite en utilisant la forme MIMO qui est donnée sous la forme suivante :

$$\text{Si (e est } A_1) \text{ et (de est } A_2) \text{ alors (} K_{p1} \text{ est } B_1) \text{ et (} K_{i1} \text{ est } B_2) \quad 7-32$$

Pour obtenir un temps de montée rapide, nous avons d'un grand signal de commande, le contrôleur PI doit avoir un grand gain proportionnel et un grand gain intégral. La base de règles qui représente ce cas est écrite comme suit :

$$\text{Si (e est PG) et (de est ZE) alors (} K_{p1} \text{ est PG) et (} K_{i1} \text{ est PG) \quad 7-33$$

Pour ne pas avoir une erreur négative, le système doit ralentir pour réduire le dépassement, ceci en diminuant le gain proportionnel et le petit gain intégral. D'où la base de règles qui représente ce cas est :

$$\text{Si (e est ZE) et (de est NG) alors (} K_{p1} \text{ est ZE) et (} K_{i1} \text{ est ZE) \quad 7-34$$

Avec la même manière, on calcule le reste des cas. Les bases de règles pour calculer les paramètres de K_{p1} et K_{i1} sont représentées aux tableaux 7-2 et 7-3 respectivement.

Tableau 7-2 Base de règles pour la sortie K_{p1}



	e		
de/dt	NG	ZE	PG
NG	ZE	ZE	ZE
ZE	PP	PP	PG
PG	ZE	PG	ZE

Tableau 7-3 Base de règles pour la sortie K_{i1}

	e		
de/dt	NG	ZE	PG
NG	PG	ZE	PG
ZE	ZE	PG	ZE
PG	PG	PG	PG

Pour concevoir les règles de base et trouver la relation d'entrée-sortie, nous avons utilisé dans notre travail le mécanisme d'inférence de Mamdani (max-min) et pour défuzzifier les variables de sortie du système, la méthode du centre de gravité a été employée. Le contrôleur PI-Flou à gains adaptés est représenté dans les figures 7-9 et 7-10.

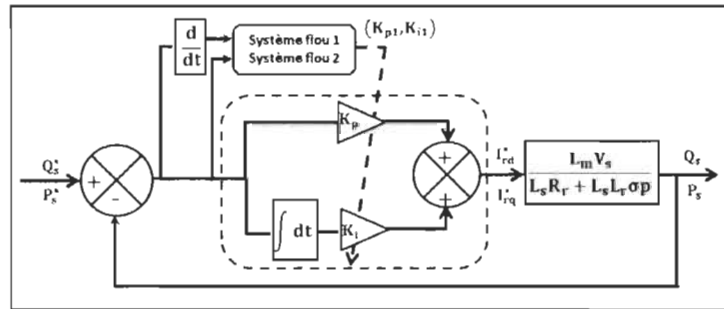


Figure 7-9 Contrôleur PI-Flou adaptatif pour le contrôle des puissances statoriques

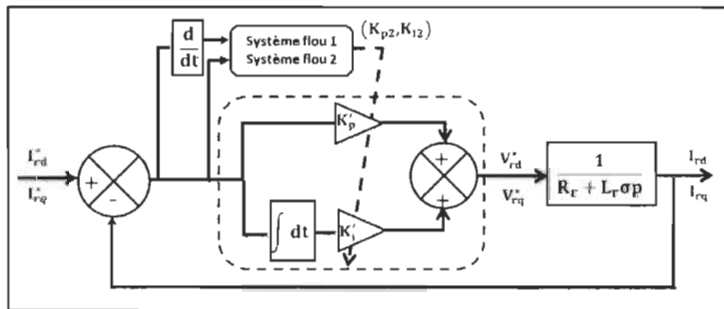


Figure 7-10 Contrôleur PI-Flou adaptatif pour le contrôle des courants rotoriques

La synthèse de ces contrôleurs est faite pour le contrôle des puissances statoriques et les courants rotoriques de la GADA, donc de la même manière, on calcule les nouveaux paramètres du contrôleur PI-Flou adaptatif pour les courants rotoriques et on utilise le même bloc flou, avec les mêmes fonctions d'appartenance et les mêmes règles pour l'entrée et la sortie. La seule différence c'est au niveau des paramètres du contrôleur PI qui commande les courants rotoriques, calculés dans l'équation (6-31). Le contrôleur PI-Flou adaptatif est réalisé de la manière suivante :

- Une structure proportionnelle et intégrale comme entrée avec l'erreur (la variation des puissances active et réactive par rapport à leurs références) ;
- Une structure proportionnelle, intégrale comme entrée avec l'erreur (la variation des courants rotoriques par rapport à leurs références) ;
- Une sortie représentant la variation des puissances et des courants.

Le schéma bloc du contrôle indirect par PI-Flou adaptatif des puissances et des courants rotoriques est présenté dans la figure 7-11.

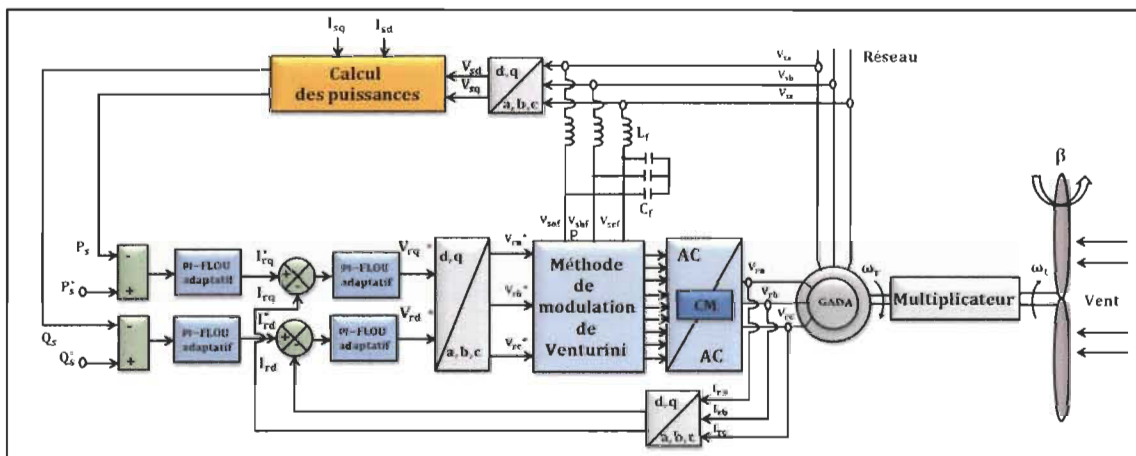


Figure 7-11 Schéma de commande de la GADA par des contrôleurs PI-Flou adaptatifs

7.3.3 Résultats de simulation du contrôleur PI-Flou adaptatif

Les mêmes essais, paramètres et conditions utilisés dans les simulations précédentes. Figures 7-12 et 7-13 illustrent les résultats de simulation du contrôle PI Flou adaptatif pour le suivi de consigne et le test de robustesse en les comparant aux résultats de CMG.

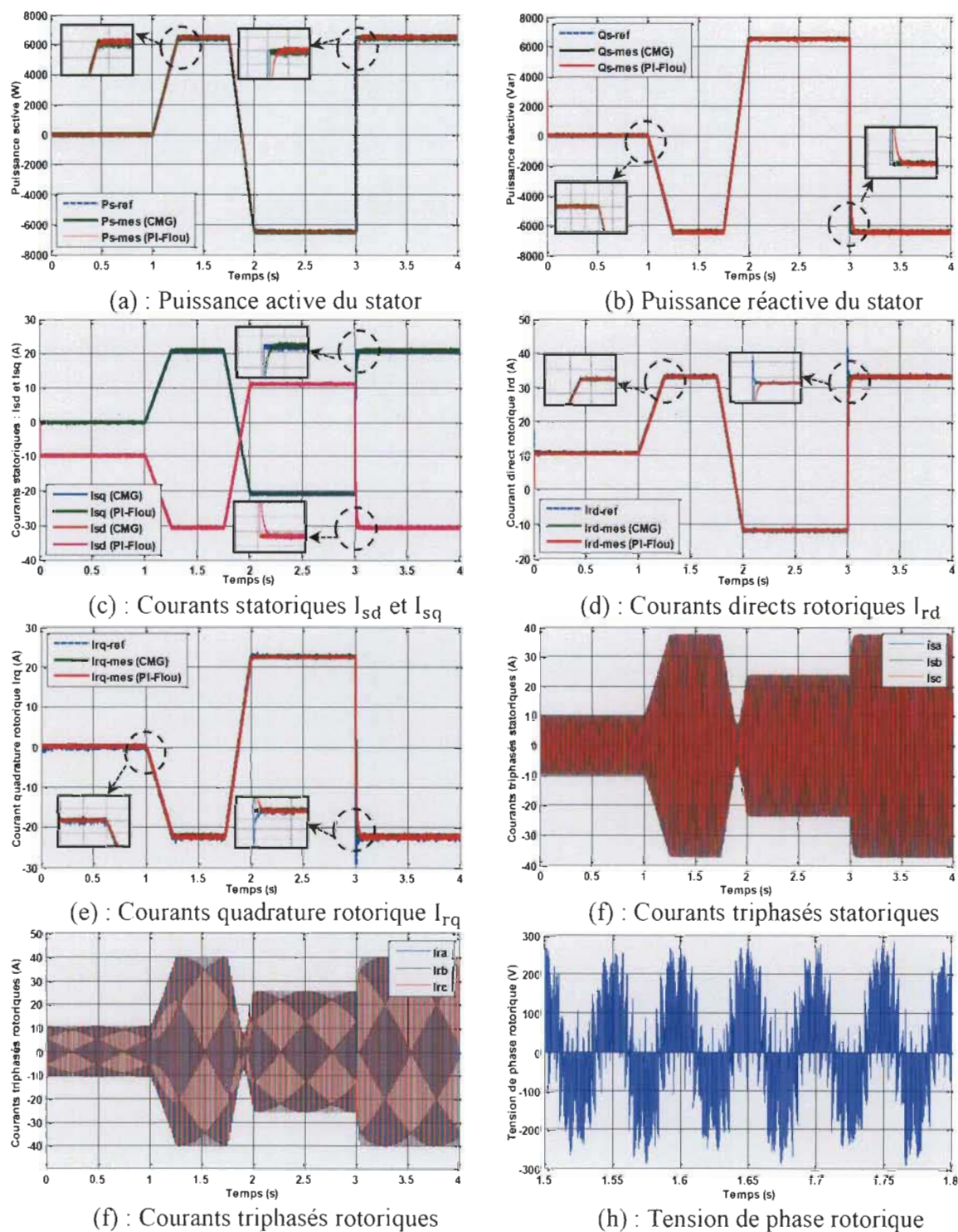
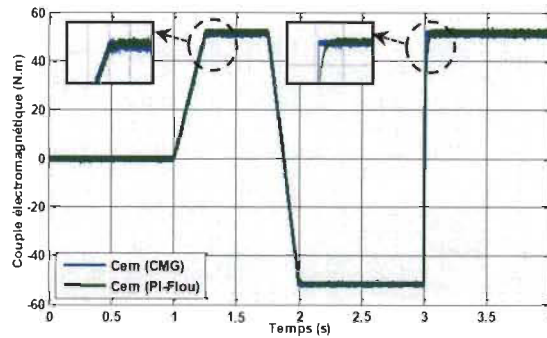


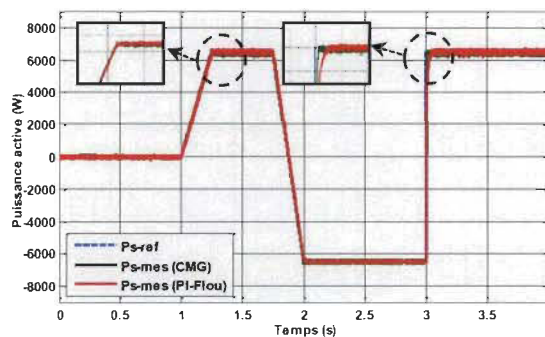
Figure 7-12 Résultats de test de suivi de consigne du contrôleur PI-Flou adaptatif de la GADA



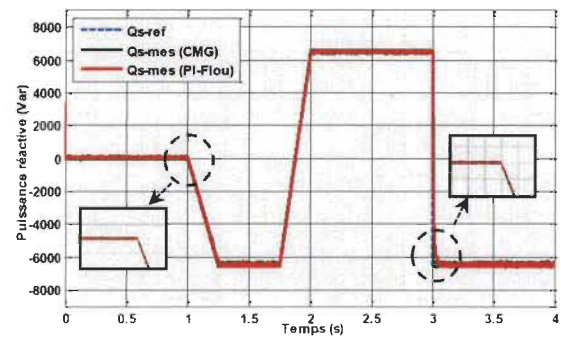
(i) : Couple électromagnétique

Figure 7-12 (suite)

Le but de ces essais est de comparer les performances du contrôleur PI Flou adaptatif lors des variations paramétriques qui sont causées par la dérive de ses grandeurs et la mauvaise identification des paramètres.



(a) : Puissance active du stator



(b) Puissance réactive du stator

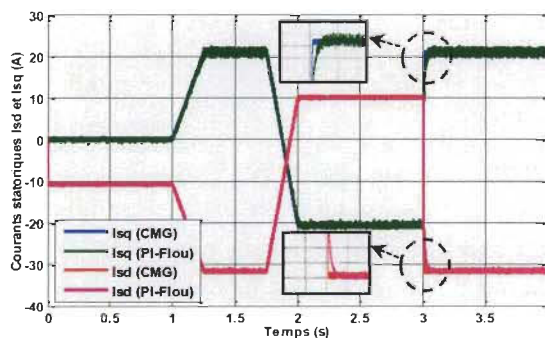
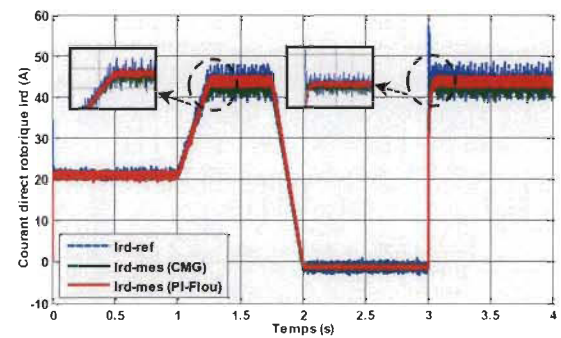
(c) : Courants statoriques I_{sd} et I_{sq} (d) : Courants directs rotoriques I_{rd}

Figure 7-13 Résultats de test de robustesse du contrôleur PI-Flou adaptatif de la GADA

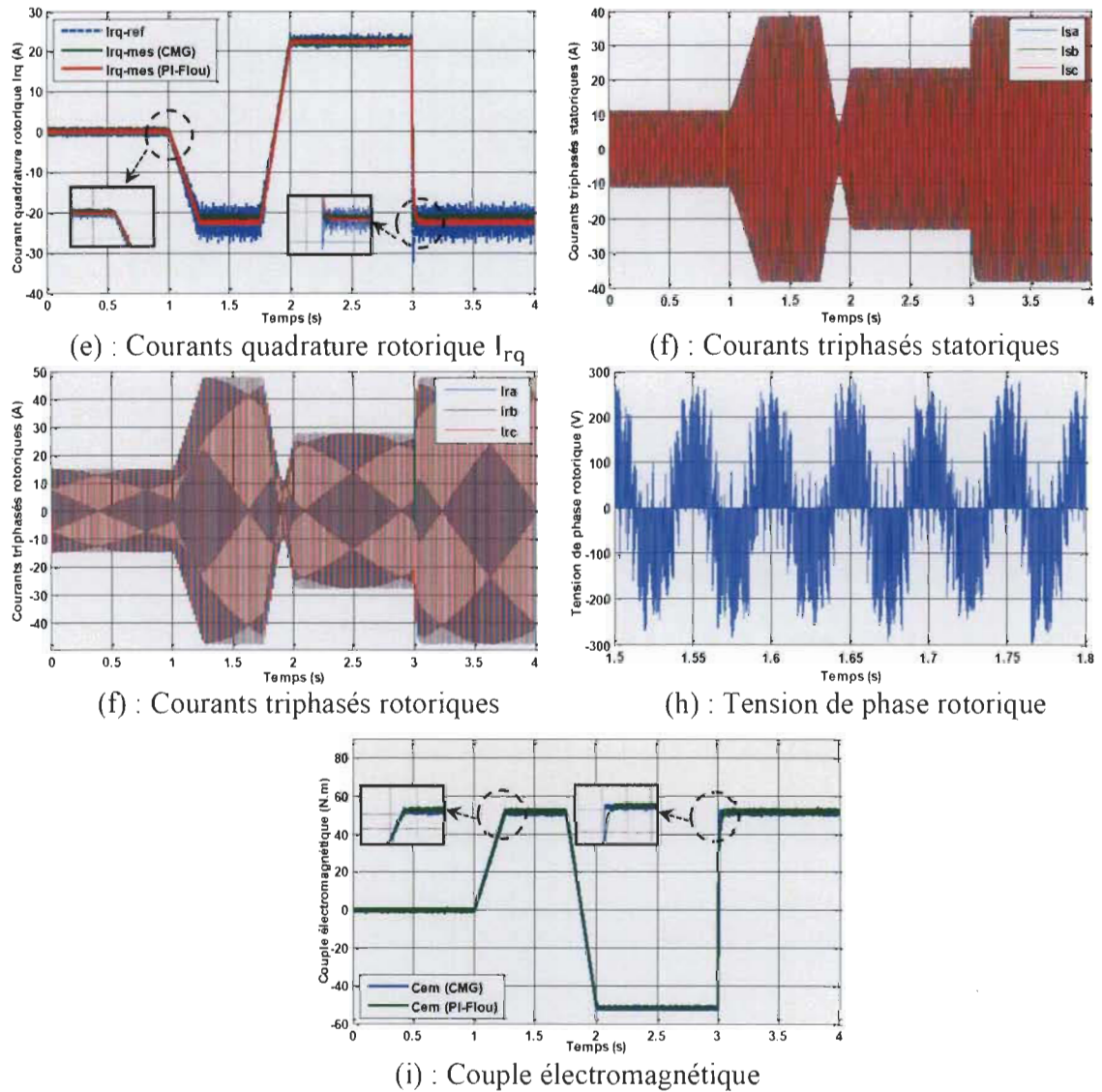


Figure 7-13 (suite)

On remarque que pour la puissance active et réactive qu'il y a une bonne dynamique qui réagit rapidement et avec une parfaite poursuite de la valeur souhaitée. Il n'y a pas de dépassement pour les réponses, avec une excellente rapidité en régime transitoire, mais un temps de réponse en stabilité est lent par rapport au CMG. Les résultats de simulation montrent une bonne robustesse du contrôleur PI-Flou adaptatif face aux variations des paramètres de la GADA.

Le tableau 7-4 résume les performances sur la somme aux carrées de l'erreur de suivi entre les puissances statoriques et les courants rotoriques avec les deux contrôleurs MG et PI-Flou adaptatif.

Tableau 7-4 Performances des contrôleurs MG et PI-Flou adaptatifs

	Sans variations paramétriques			Avec variations paramétriques		
	Contrôle (PI-Flou)	Contrôle (MG)	PA (%)	Contrôle (PI-Flou)	Contrôle (MG)	PA (%)
ϵ (Puissance active)	2.3246e+04	2.2785e+04	1.98	2.6584e+04	2.2856e+04	14.02
ϵ (Puissance réactive)	2.4968e+04	2.4813e+04	0.62	2.4023e+04	2.3045e+04	4.07
ϵ (Courant I_{rq})	4.1004e+04	3.1250e+04	23.78	5.0804e+04	4.3332e+04	14.70
ϵ (Courant I_{rd})	3.0373e+04	3.5890e+04	-18.16	3.9915e+04	3.1750e+04	20.45

D'après le tableau 7-4, on note que le contrôleur MG est meilleur que le contrôleur PI-Flou adaptatif par rapport aux performances de suivi de l'intégrale de l'erreur de la somme au carré.

7.4 Synthèse du contrôleur H infini

Dans l'industrie, les systèmes sont soumis à des perturbations externes et aux bruits de mesure [93]. Ainsi la notion de la robustesse des systèmes en automatique est très importante [93]. La représentation des systèmes réels par un modèle mathématique basé sur des fonctions de transfert ou d'espace d'état permet de décrire le système à analyser. Cependant, à cause des incertitudes paramétriques et des dynamiques négligées, ce modèle n'arrive pas à représenter fidèlement les systèmes réels [93]. Avec ces problèmes, la théorie de la commande H infini (H_∞) est apparue au début des années 80 par Zames où son application a conduit à des nombreux travaux de recherche [99]. La stratégie de contrôle H_∞ permet

d'améliorer la robustesse du système de contrôle, les caractéristiques transitoires et le rejet de perturbations. Cette technique permet aussi de réduire les impacts des incertitudes dynamiques et paramétriques sur le système en utilisant des fonctions de transfert afin de définir les performances d'optimisations [101].

7.4.1 Principe du contrôleur H_∞

Un contrôleur H_∞ prend en compte des spécifications temporelles et fréquentielles proposées par le cahier de charge (Figure 7-14) [103].

- Suivi de trajectoires de consignes : analyser l'effet du signal de référence $r(t)$ sur le signal d'erreur $\varepsilon(t)$;
- Rejet de signaux de perturbation : analyser l'effet du signal de perturbation $b(t)$ sur le signal d'erreur $\varepsilon(t)$;
- Atténuation des bruits de mesure : analyser l'effet des signaux de bruit $w(t)$ sur le signal du contrôle $u(t)$ et sur la réponse désirée du processus $y(t)$;
- Commande modérée : analyser l'effet du signal de référence $r(t)$ et du signal de perturbation $b(t)$ sur le signal de commande $u(t)$.

7.4.2 Théorie du contrôleur H_∞

7.4.2.1 Concepts de base du contrôleur H_∞

➤ Fonctions de sensibilité

Considérons le schéma bloc d'un système en boucle fermée représenté par la figure 7-14 [103], où $G(p)$ représente le modèle du nominal et $K_\infty(p)$ le contrôleur.

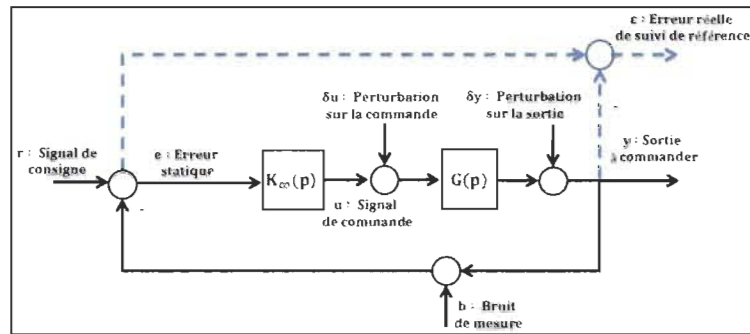


Figure 7-14 Schéma bloc d'un système avec boucle du contrôle H_∞

À partir de ce schéma bloc, on peut avoir un certain nombre de fonctions de transfert en boucle fermée. Ces fonctions de transfert sont données par le système d'équations suivant [101] :

$$\begin{cases} \varepsilon(p) = T_{r\varepsilon}r(p) + T_{\delta u\varepsilon}\delta u(p) + T_{\delta y\varepsilon}\delta y(p) + T_{b\varepsilon}b(p) \\ y(p) = T_{ry}r(p) + T_{\delta uy}\delta u(p) + T_{\delta yy}\delta y(p) + T_{by}b(p) \\ u(p) = T_{ru}r(p) + T_{\delta uu}\delta u(p) + T_{\delta yu}\delta y(p) + T_{bu}b(p) \end{cases} \quad 7-35$$

Où la fonction T_{ij} représente le transfert entre le signal d'entrée i et le signal de sortie j .

Dans le cas d'un système monovariante, 4 fonctions de transferts différents sont nécessaires pour introduire le système bouclé. Elles sont définies en fonction de $K_\infty(p)$ et $G(p)$ [103] :

$$T_{r\varepsilon}(p) = [1 + K_\infty(p)G(p)]^{-1} \quad 7-36$$

$$T_{ry}(p) = K_\infty(p)G(p)[1 + K_\infty(p)G(p)]^{-1} \quad 7-37$$

$T_{r\varepsilon}(p)$ est la fonction de sensibilité qui est souvent notée par $S(p)$ et $T_{ry}(p)$ est la fonction de sensibilité complémentaire qui est souvent notée par $T(p)$.

➤ Norme H_∞

La norme H_∞ d'un système dynamique représenté par un modèle mathématique est une amplification maximum qu'un système peut entraîner sur l'énergie d'un signal d'entrée [93].

Pour un système SISO, la norme H^∞ est le maximum de $G(j\omega)$ [104].

$$\|G(p)\|_\infty = \max_{\omega} |G(j\omega)| = \sigma(G(j\omega)) \quad 7-38$$

Pour un système MIMO, cette norme est le maximum de la plus grande valeur singulière de la matrice de transfert $G(j\omega)$, soit [100]:

$$\|G(p)\|_\infty = \sup_{\omega} \sigma_{\max}(G(j\omega)) \quad 7-39$$

➤ Valeurs singulières

Elles forment une généralisation aux systèmes MIMO de la notion de gain. Ce gain à une fréquence donnée sera compris entre les valeurs singulières inférieures et supérieures [93]. Elles peuvent être représentées dans les différents plans (Bode, Nyquist, Black) pour étudier la stabilité des systèmes [93].

Les valeurs singulières de la matrice de transfert $G(p)$, notées $\sigma_i(j\omega)$ sont les racines carrées des valeurs propres de $G(j\omega)$ multipliées par sa transconjuguée [93, 100] :

$$\sigma_i(j\omega) = \sqrt{\lambda_i(G(j\omega)G^T(-j\omega))} = \sqrt{\lambda_i(G^T(-j\omega))G(j\omega)} \quad 7-40$$

$$\bar{\sigma}(G(j\omega)) = \sigma_1(G(j\omega)) \geq \sigma_2(G(j\omega)) \geq \dots \geq \underline{\sigma}(G(j\omega)) \geq 0 \quad 7-41$$

Avec ; $\bar{\sigma}(G(j\omega))$ est la plus grande valeur singulière et $\underline{\sigma}(G(j\omega))$ la plus petite valeur singulière.

➤ Incertitudes

Comme nous l'avons signalé avant, il est sûr que les systèmes dans l'industrie sont soumis à des incertitudes de modélisation et paramétriques et nous avons intérêt à les prendre en compte, nous pouvons les classer en deux catégories (Figure 7-15) [93] :

- Incertitudes non structurées : qui rassemblent les dynamiques négligées et le bruit des capteurs ;
- Incertitudes structurées : elles sont de deux types, additive et multiplicative. Elles sont liées aux variations ou aux erreurs d'estimation sur certains paramètres physiques du système.

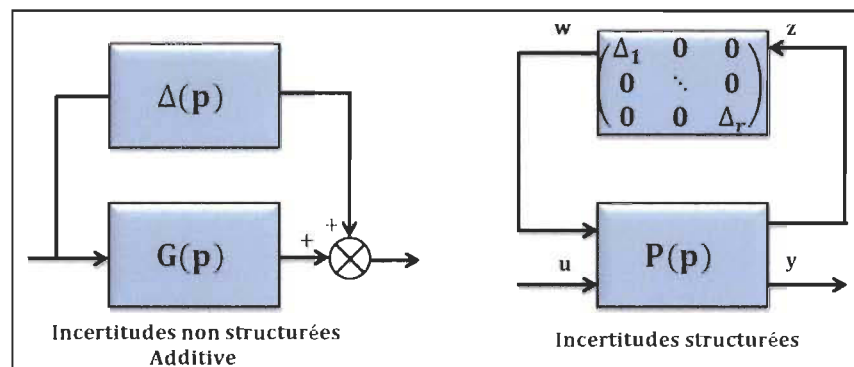


Figure 7-15 Représentations des incertitudes structurées et non structurées

➤ Théorème du petit gain

Il présente un résultat extrêmement important pour étudier la stabilité en boucle fermée, il se base sur la notion de norme des systèmes.

Théorème du petit gain [100] : *Étant donné un asservissement à retour unitaire stable en boucle ouverte alors le système en boucle fermée est stable si :*

$$\|P\Delta\|_{\infty} \leq 1 \Leftrightarrow \forall \omega \in \mathbb{R} \bar{\sigma}(P(j\omega))\bar{\sigma}(\Delta(j\omega)) < 1 \quad 7-42$$

La figure 7-16 [112] représente les incertitudes de modélisation où $\Delta(p)$ est la matrice et $P(p)$ la matrice de transfert nominale du système bouclé [93].

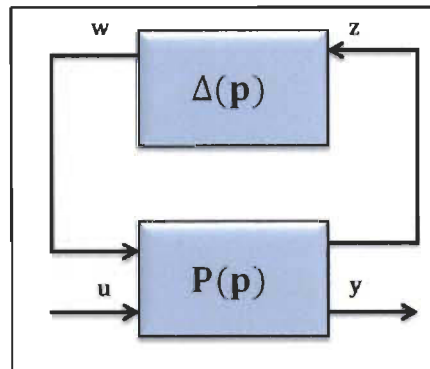


Figure 7-16 Forme standard d'un système avec incertitudes

➤ Stabilité et robustesse du système

Un système est dit robuste s'il reste stable, tout en assurant de bonnes performances, en présence des différents types d'incertitudes et de perturbations [101]. Nous présentons dans cette partie une étude de la robustesse en stabilité et en performance [100].

- Performances nominales : le contrôleur est performant s'il réagit rapidement à n'importe quel instant ou entrée, rejette les perturbations et suit avec précision la consigne.
- Stabilité nominale : il y a deux types de stabilité nominale, la stabilité externe qui exige que toute entrée bornée doit produire une sortie bornée et l'interne qui est plus large et exige que tout signal borné en n'importe quel point de la boucle génère une réponse bornée en tout autre point.
- Performances robustes : un système bouclé satisfait le critère de robustesse en performance si les conditions de performance nominale sont vérifiées pour toute une classe de modèles de procédés caractérisés par des incertitudes structurées ou non.
- Stabilité robuste : la stabilité est dite robuste si, en plus de la stabilité nominale, la stabilité de tous les systèmes atteignables par les perturbations est garantie.

7.4.2.2 Synthèse de loi du contrôle H_∞

➤ Formulation standard H_∞

Pour effectuer la synthèse selon la norme H_∞ , il est d'abord nécessaire d'introduire une formulation générique dite standard, cette dernière donne un cadre très général pour la synthèse du contrôleur en utilisant la loi de commande, comme on peut le voir dans la figure 7-17 [105].

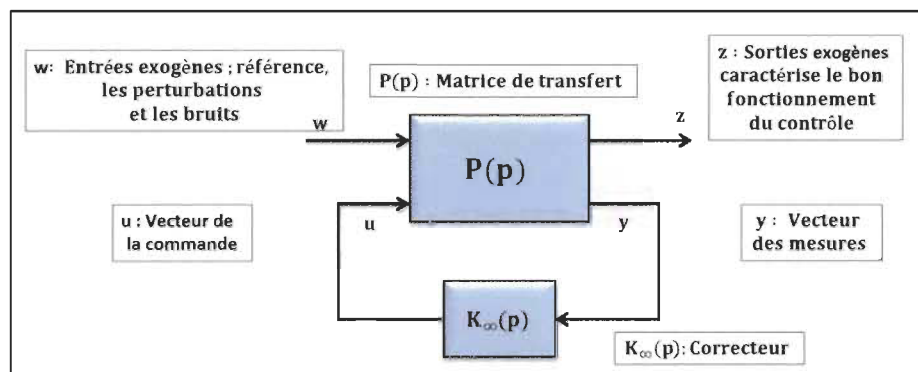


Figure 7-17 Forme standard de la commande H_∞

Le système généralisé $P(p)$ combine le système nominal $G(p)$ + les incertitudes dynamiques et/ou paramétriques et s'écrit de la forme suivante [101] :

$$P : \begin{cases} \dot{x}(t) = Ax(t) + B_1w(t) + B_2u(t) \\ z(t) = C_1x(t) + D_{11}w(t) + D_{12}u(t) \\ y(t) = C_2x(t) + D_{21}w(t) + D_{22}u(t) \end{cases} \quad 7-43$$

Ainsi, on écrit la matrice de transfert entre les entrées exogènes $w(t)$ et les sorties exogènes $z(t)$, tels que $z = F_1(P, K_\infty)w(p)$ et $u(p) = K_\infty(p)y(p)$, de (7-43) nous pouvons écrire :

$$\begin{cases} z(p) = P_{11} w(p) + P_{12} u(p) = P_{11} w(p) + P_{12} K_\infty(p)y(p) \\ y(p) = P_{21} w(p) + P_{22} u(p) = P_{21} w(p) + P_{22} K_\infty(p)y(p) \end{cases} \quad 7-44$$

Les équations du système P forment une matrice de transfert écrite comme suit :

$$P = \begin{bmatrix} P_{11} & P_{12} \\ P_{21} & P_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} D_{11} & D_{12} \\ D_{21} & D_{22} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} C_1 \\ C_2 \end{bmatrix} (pI - A)^{-1} [B_1 \ B_2] \quad 7-45$$

À partir de l'équation (7-44), on peut récrire la matrice de transfert suivante :

$$\begin{bmatrix} z(p) \\ y(p) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} P_{11} & P_{12} \\ P_{21} & P_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} w(p) \\ u(p) \end{bmatrix} \quad 7-46$$

Alors, $y(p)$ peut se récrire comme suit :

$$y(p) = (pI - P_{22} K_{\infty}(p))^{-1} P_{21} w(p) \quad 7-47$$

$F_1(P, K_{\infty})$ peut s'écrire de la façon suivante :

$$F_1(P, K_{\infty}) = P_{11}(p) + P_{12}(p) K_{\infty}(p) (pI - P_{22} K_{\infty}(p))^{-1} P_{21} \quad 7-48$$

Généralement, on appelle $F_1(P, K_{\infty})$ la transformation fractionnaire linéaire (en anglais : Linear Fractional Transformation, LFT) [104].

➤ Résolution de problème H_{∞}

Le problème H_{∞} standard basé sur la minimisation d'un critère de type H_{∞} , peut être formulé sous deux formes différentes : la forme optimale et la forme sous-optimale [106].

- Problème H_{∞} standard optimal : est de trouver $K_{\infty}(p)$ qui stabilise de manière interne le système bouclé de la figure 7-17 et qui minimise $\|F_1(P, K_{\infty})\|_{\infty}$.
- Problème H_{∞} standard sous-optimal : est de trouver $K_{\infty}(p)$ qui stabilise le système bouclé de la figure 7-17 et qui assure $\|F_1(P, K_{\infty})\|_{\infty} < \gamma$, avec $\gamma > 0$.

Les approches choisies pour résoudre le problème standard H_{∞} nécessitent soit une vérification d'un certain nombre d'hypothèses [107] ou par l'équation de Riccati qui est connue sous le nom d'algorithme de Glover-Doyle.

Dans notre cas, on a utilisé la méthode de résolution de Glover-Doyle qui est apparue à la fin des années 1980 [104], et en général elle est mise en œuvre numériquement sur un ordinateur (exemple Matlab en utilisant la commande '*hinfsv*') où elle repose sur la résolution d'une série d'équations de Riccati [101].

7.4.2.3 Synthèse du contrôleur H_∞

La figure 7-18 présente un problème de contrôle robuste avec perturbation à l'entrée [104].

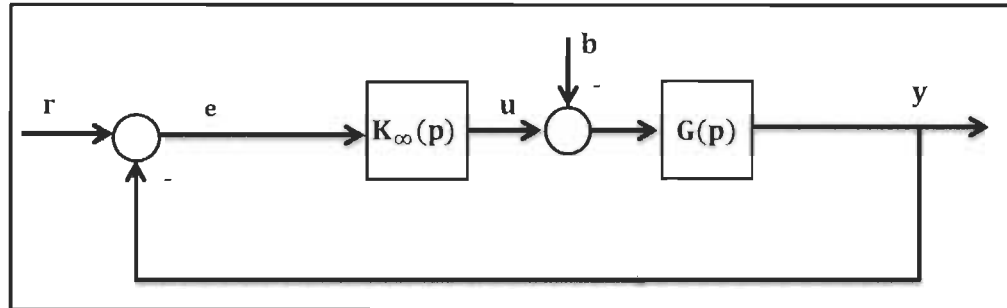


Figure 7-18 Système $G(p)$ contrôlé par $K_\infty(p)$ avec perturbation à l'entrée

La matrice de transfert entre les signaux d'entrées (r, b) et l'erreur e et la commande u peut-être écrite sous la forme suivante [100, 104]:

$$\begin{pmatrix} e(p) \\ u(p) \end{pmatrix} = M(p) \begin{pmatrix} r(p) \\ b(p) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} S(p) & S(p)G(p) \\ K_\infty(p)S(p) & T(p) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} r(p) \\ b(p) \end{pmatrix} \quad 7-49$$

Le problème H_∞ consiste à trouver une valeur positive γ la plus faible possible et un contrôleur $K_\infty(p)$ qui stabilise le système bouclé et garantit une norme H_∞ inférieure à γ [104]:

$$\|M(p)\|_\infty = \left\| \begin{pmatrix} S(p) & S(p)G(p) \\ K_\infty(p)S(p) & T(p) \end{pmatrix} \right\|_\infty < \gamma \quad 7-50$$

7.4.2.4 Sensibilité mixte

La méthode de sensibilité mixte permet de pondérer la sensibilité $S(p)$, la sensibilité complémentaire $T(p)$ et la fonction de transfert $K_\infty S(p)$ par des filtres de pondération $w_p(p)$, $w_u(p)$ et $w_t(p)$ [107, 112]. La résolution du problème de la sensibilité mixte est de trouver un compensateur qui assure la stabilité interne et satisfait la condition suivante [100] :

$$\left\| \begin{array}{l} w_p(p)S(p) \\ w_u(p)K_\infty(p)S(p) \\ w_t(p)T(p) \end{array} \right\|_\infty < 1 \quad 7-51$$

Le choix effectué en utilisant la formulation présentée dans l'équation (7-49) ne permet pas d'atteindre les performances souhaitées [104]. Pour contourner cet obstacle, dans le cadre de la synthèse H_∞ , généralement, les fonctions de transfert sont pondérées par des filtres comme le montre la figure 7-19.

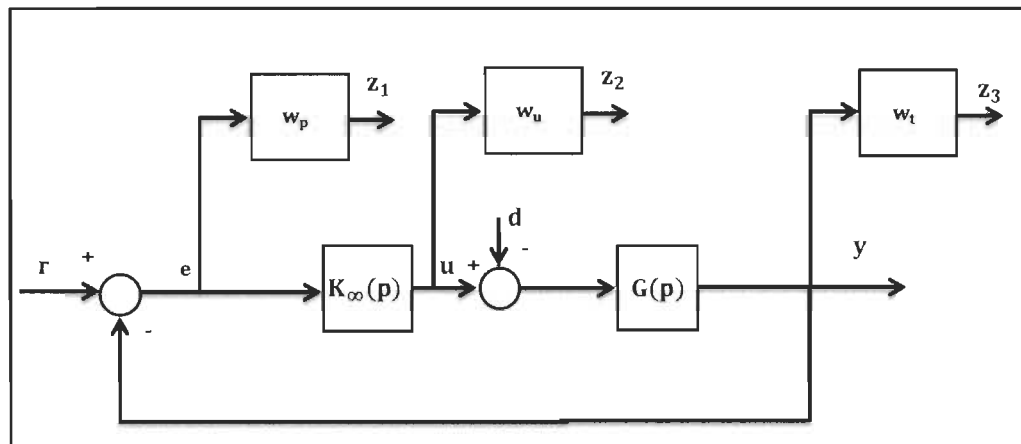


Figure 7-19 Système $G(p)$ avec des filtres de pondérations

Avec : (r, d) : signaux d'entrées ; u : signal de commande ; y : signal de sortie ; (z_1, z_2, z_3) : signaux à surveiller.

Il est important de souligner que les filtres de pondération peuvent être placés à différents endroits à l'intérieur du système augmenté comme il est illustré dans la figure 7-19, dans lequel l'erreur e est pondérée par le filtre $w_p(p)$, la commande u par le filtre $w_u(p)$, et la sortie y par $w_t(p)$ [108].

➤ Filtre de pondération w_p

Le choix du filtre de pondération w_p permet de fixer les performances du système en boucle fermée de manière à minimiser l'effet des perturbations et assurer une meilleure

robustesse. Il rejette les perturbations dans les basses fréquences. La forme traditionnelle utilisée pour w_p est définie par la fonction suivante (filtre passe-bas) [108] :

$$w_p(p) = \frac{\frac{p}{M_p} + \omega_p}{p + \omega_p \varepsilon_p} \quad 7-52$$

Généralement on considère $\varepsilon_p \approx 0$; $M_p < 2$ pour assurer la marge de module ; le choix de ω_p influe sur la bande passante du filtre passe-bas.

➤ **Filtre de pondération w_u**

Le choix du filtre de pondération w_u permet à limiter la bande passante du contrôleur et empêcher d'avoir des signaux de commande de grande amplitude. La forme traditionnelle utilisée pour w_u est définie par la fonction suivante (filtre passe-haut) [108].

$$w_u(p) = \frac{p + \frac{\omega_u}{M_u}}{p \varepsilon_u + \omega_u} \quad 7-53$$

Généralement on considère $\varepsilon_u \approx 0$; M_u est choisi selon le comportement du filtre passe-haut et de manière adéquate pour que le système ne se sature pas [108-109] ; le choix de ω_u influe sur la bande passante du filtre.

➤ **Filtre de pondération w_t**

Le choix de la fonction de pondération w_t permet à rejeter les bruits en haute fréquence et éviter une éventuelle saturation sur la commande pour améliorer les performances en haute fréquence du système en boucle fermée [108].

La forme traditionnelle utilisée pour w_p est définie par la fonction de transfert suivante (filtre passe-haut) [108] :

$$w_t(p) = \frac{p + \frac{\omega_t}{M_t}}{\varepsilon_t p + \omega_t} \quad 7-54$$

Généralement on considère $\varepsilon_t \simeq 0$; M_t est choisi de manière à limiter le dépassement de la réponse aux perturbations d'entrée ; le choix de ω_t influe sur la bande passante du filtre passe-haut donc sur le rejet de perturbation dans le régime transitoire.

Une fois le choix des filtres de pondération fait, il ne reste que l'application de l'algorithme du contrôleur H_∞ afin de trouver un contrôleur robuste qui stabilise le système en boucle fermée et garantit les performances souhaitées.

7.4.3 Application du contrôleur H_∞ sur la GADA

Dans notre cas d'étude, on veut synthétiser un contrôleur robuste H_∞ afin de contrôler les puissances statoriques et les courants rotoriques de la GADA. Le rôle de ce dernier est de maintenir une grandeur de sortie égale à la grandeur de référence imposée malgré la présence des perturbations internes et/ou externes et les incertitudes.

Les figures 7-20 et 7-21 présentent les schémas blocs de la boucle des puissances et de la boucle des courants, respectivement :

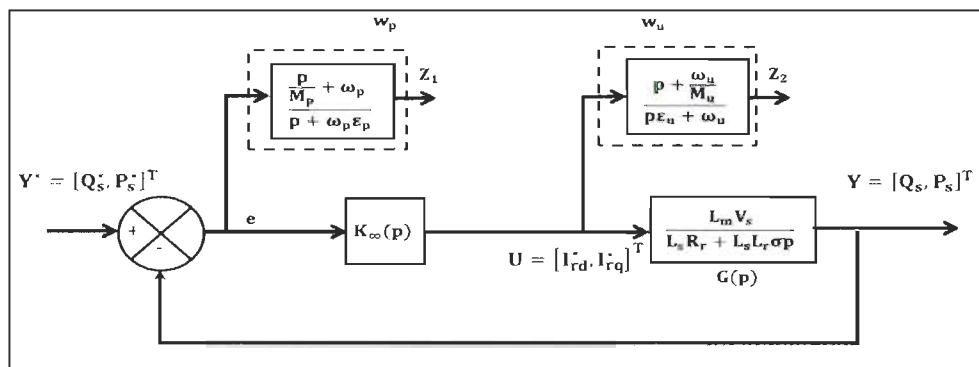


Figure 7-20 Schéma du contrôle robuste H_∞ des puissances statoriques

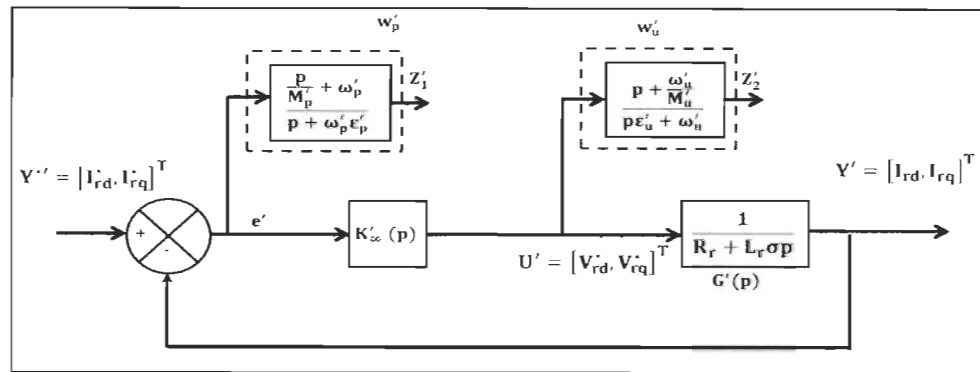


Figure 7-21 Schéma du contrôle robuste H_∞ des courants rotoriques

Avec :

$Y^* = [Q_s^*, P_s^*]^T$ et $Y^{*'} = [I_{rd}^*, I_{rq}^*]^T$: Vecteurs d'entrées ;

$U = [I_{rd}^*, I_{rq}^*]^T$ et $U' = [V_{rd}^*, V_{rq}^*]^T$: Vecteurs de commandes ;

$Y = [Q_s, P_s]^T$ et $Y' = [I_{rd}, I_{rq}]^T$: Vecteurs de sorties ;

$Z = [Z_1, Z_2]^T$ et $Z' = [Z'_1, Z'_2]^T$: Vecteurs de sorties exogènes à surveiller ;

$e = Y^* - Y$ et $e' = Y^{*'} - Y'$: Erreurs.

Pour calculer le correcteur H_∞ , il faut tout d'abord déterminer une structure ainsi que des gabarits qui permettent de définir les spécifications (stabilité, temps de réponse et erreur statique), pour cela on désire asservir les sorties du système (Y et Y') sur les consignes (Y^* et $Y^{*'}$) en suivant les performances suivantes :

- Assurer une erreur de poursuite faible pour une entrée de référence de type échelon et rampe ;
- Assurer un rejet de perturbations en basses fréquences ;
- Limiter l'amplitude du signal de commande vis-à-vis des entrées de consignes et du bruit de mesure sur la sortie.

Les étapes à suivre pour la synthèse du contrôleur H_∞ dans notre cas en utilisant les commandes de Matlab sont comme suit :

1. Mettre le système nominal sous forme espace d'état ;
2. Introduire les filtres de pondération w_p , w_u et w_t ;
3. Réaliser le système augmenté $P(p)$ qui combine le système nominal et les filtres de pondération, cette étape est réalisée à l'aide de la commande Matlab 'sysic' ;
4. Initialisation de γ et calculer le contrôleur $K_\infty(p)$ en utilisant la commande 'hinfsyn' ; disponible dans le Toolbox MATLAB\ROBUST ;
5. Tracer leurs réponses fréquentielles de la sensibilité S , de la sensibilité complémentaire T , de $S * G$ et $K_\infty * S$;
6. Tracer la réponse indicielle du système et les réponses fréquentielles de la bande des quatre ($S, T, SG, K_\infty S$) ;
7. Si la condition $\|F_1(P, K_\infty)\|_\infty < 1$ est vérifiée, sauter à l'étape 9 ;
8. Réajustement de γ et retour à l'étape 4 ;
9. Conception du contrôleur robuste ;
10. Tester le contrôleur robuste calculé, on commence par la stabilité robuste avec la commande Matlab 'robuststab' et la performance robuste avec la commande 'robustperf'.

Dans notre étude, nous avons synthétisé le contrôle robuste pour commander les puissances rotoriques et les courants rotoriques de la GADA comme le cas des autres contrôleurs étudié précédemment. La figure 7-22 représente le schéma bloc global d'un contrôle indirect de la GADA par un contrôleur de type H_∞ .

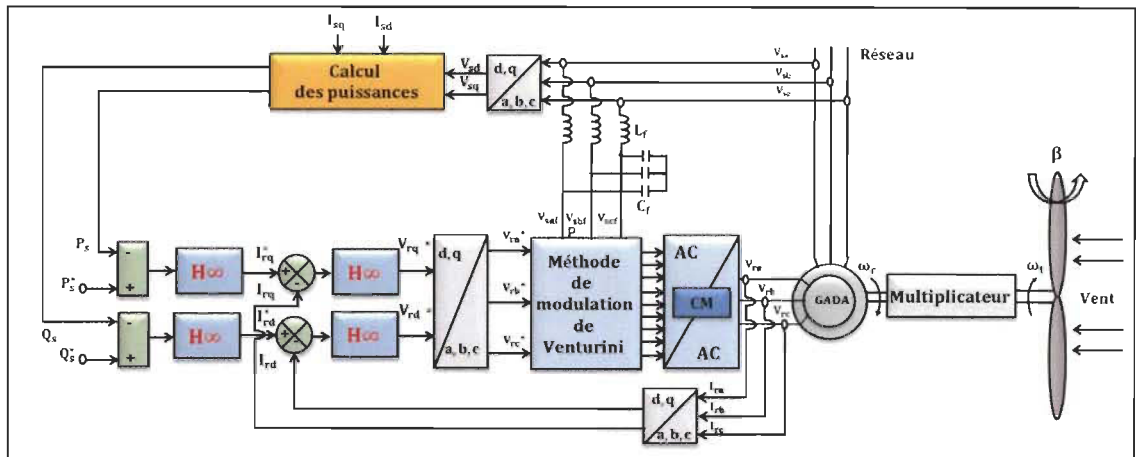


Figure 7-22 Schéma de commande de la GADA par des contrôleurs H_{∞}

Les paramètres des filtres de pondération, les contrôleurs $K_{\infty}(p)$ obtenus et les valeurs positives de γ , sont présentés comme suit.

➤ **Pour les puissances statoriques :**

Le filtre w_p : $M_p = 3$, $\omega_p = 80$ et $\varepsilon_p = 0.01$;

Le filtre w_u : $M_u = 2.1$, $\omega_u = 20000$ et $\varepsilon_u = 0.01$;

$$K_{\infty}(p) = \frac{5.69 p^2 + 1.138e07p + 8.231e08}{p^3 + 4.959e04p^2 + 1.146e09p + 9.165e08} ;$$

$$\gamma = 0.4810 ;$$

➤ **Pour les courants rotoriques :**

Le filtre w'_p : $M'_p = 15$, $\omega'_p = 3000$ et $\varepsilon'_p = 0.01$;

Le filtre w'_u : $M'_u = 15$, $\omega'_u = 9000$, $\varepsilon'_u = 0.01$;

$$K'_{\infty}(p) = \frac{781.9p^2 + 7.037e08p + 5.7e08}{p^3 + 126200 p^2 + 1.736e08p + 5.198e08} ;$$

$$\gamma' = 0.8897 ;$$

On remarque que l'ordre du contrôleur est égal à celui du système augmenté (système nominal et les filtres de pondérations) pour les deux cas.

7.4.4 Résultats de simulation du contrôleur H_∞

Dans cette analyse fréquentielle, la figure 7-23 montre le modèle nominal et le comportement du modèle avec les variations paramétriques des résistances et des inductances dans le domaine fréquentiel pour les deux boucles.

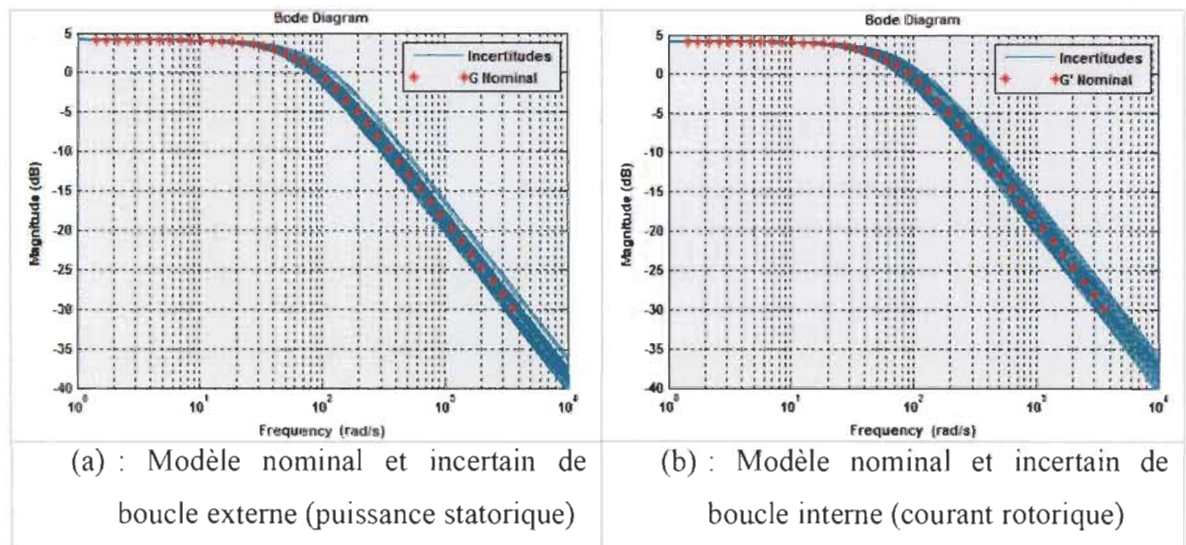


Figure 7-23 Réponse fréquentielle du système nominal avec les incertitudes structurées

Les figures 7-24 et 7-25 représentent les résultats de la réponse fréquentielle des fonctions de sensibilité S , sensibilité complémentaire T , SG et $K_\infty S$, pour le système nominal (sans incertitudes) pour la boucle des puissances et des courants.

Les deux figures prouvent que les fonctions de sensibilité restent au-dessous de l'inverse de la fonction de pondération W_p , ce qui nous assure sur la qualité de contrôle. D'après les allures de la fonction de sensibilité, on remarque que les boucles des puissances et des courants possèdent de bonnes caractéristiques pour le rejet de perturbations à la sortie du

système avec le contrôleur H_∞ car l'amplitude de la sensibilité est faible dans les basses fréquences (presque 0dB).

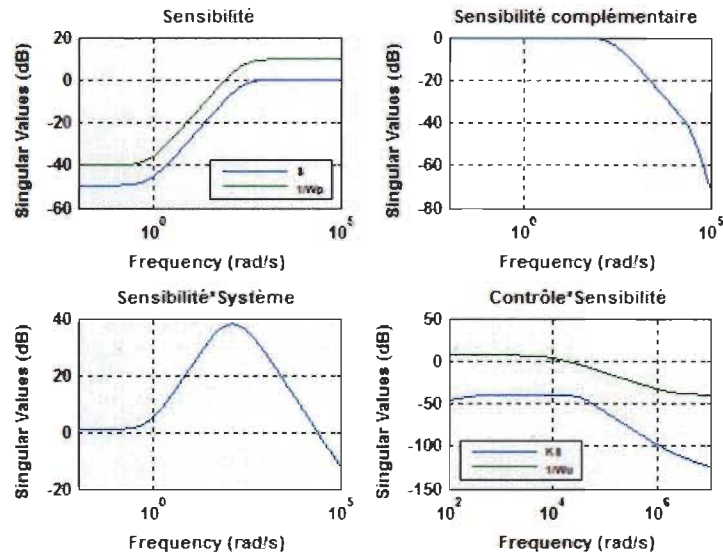


Figure 7-24 Réponse fréquentielle : S ; T ; SG ; $K_\infty S$ pour les puissances statoriques

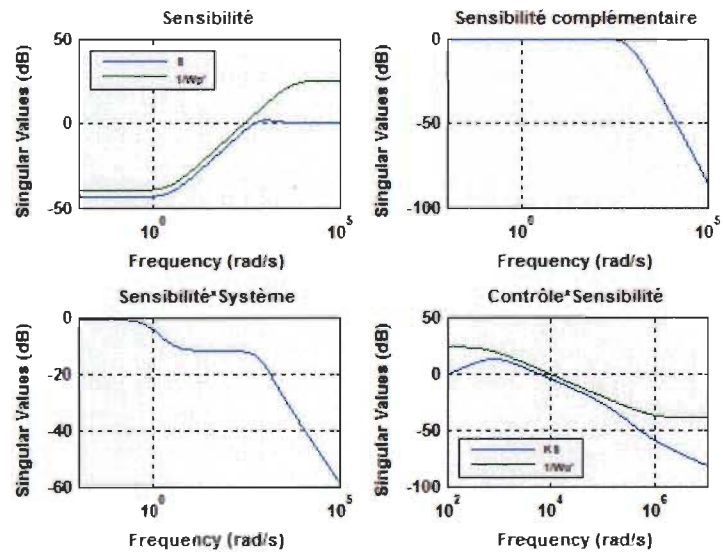


Figure 7-25 Réponse fréquentielle : S' ; T' ; $S'G'$; $K'_\infty S'$ pour les courants rotoriques

La figure 7-26 représente les réponses fréquentielles des contrôleurs calculés dans lequel nous pouvons voir que le contrôleur K'_∞ de la boucle interne (des courants rotoriques) est rapide par rapport au contrôleur K_∞ de la boucle externe (des puissances statoriques).

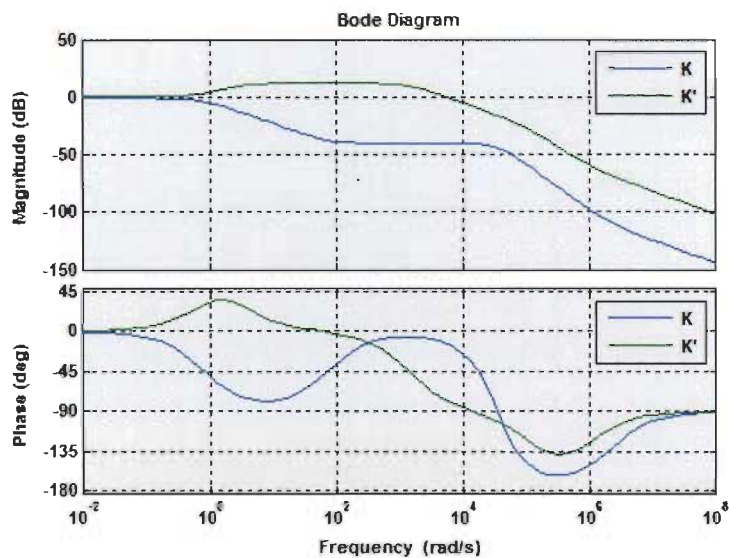


Figure 7-26 Diagramme de Bode pour les deux contrôleurs K_{∞} et K'_{∞}

Après avoir fait l'analyse fréquentielle, on passe à l'analyse temporelle dans le but d'illustrer les performances de cette commande H_{∞} appliquée au contrôle des puissances et des courants de la GADA. On garde les mêmes tests, paramètres et conditions qui ont été utilisés pour les simulations précédentes. Les figures 7-27 et 7-28 illustrent les résultats de simulation du contrôle H_{∞} de la GADA pour le suivi de consigne et le test de robustesse en les comparant aux résultats de PI-Flou adaptatif.

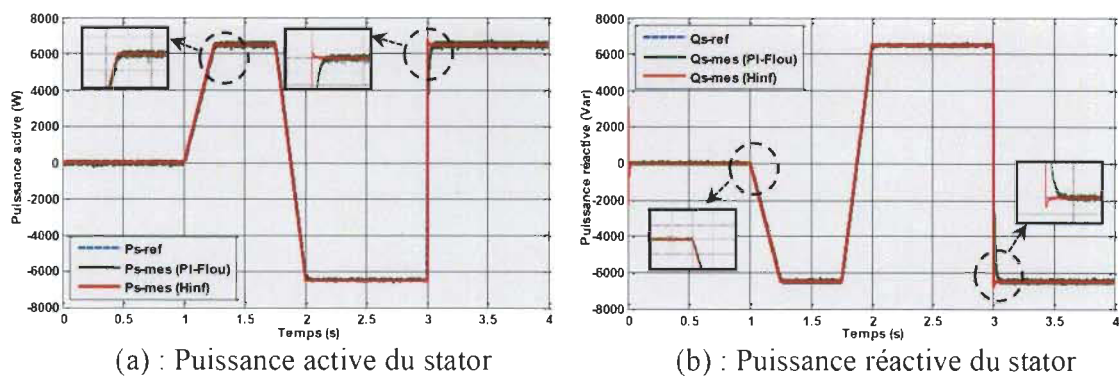
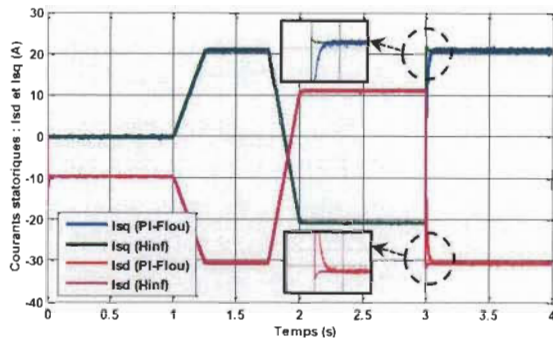
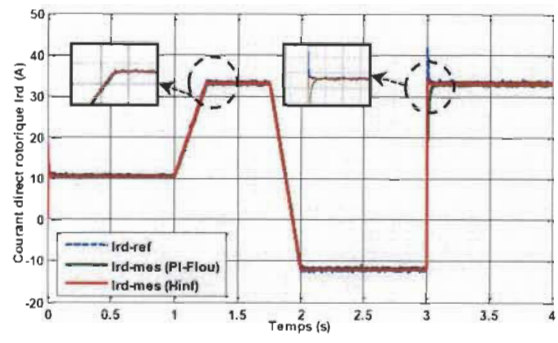


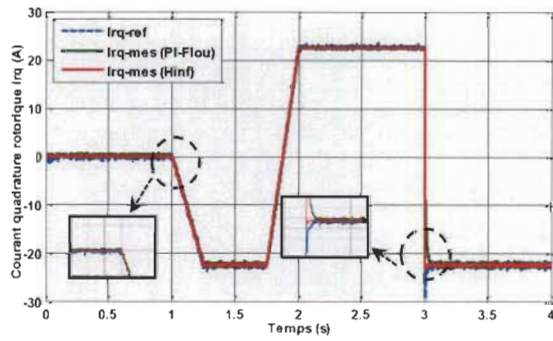
Figure 7-27 Résultats de test de suivi de consigne du contrôleur H_{∞} de la GADA



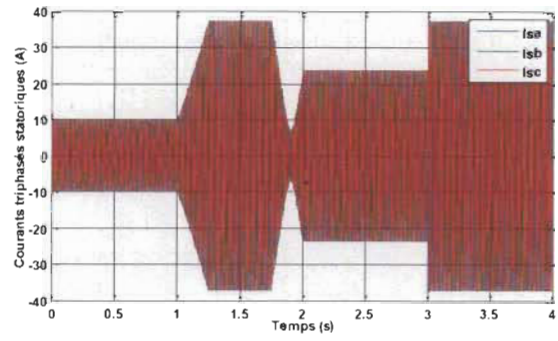
(c) : Courants statoriques I_{sd} et I_{sq}



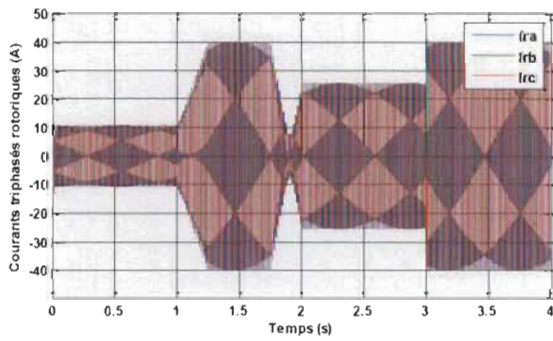
(d) : Courants directs rotoriques I_{rd}



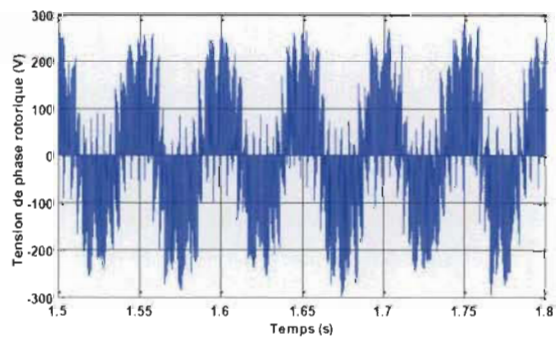
(e) : Courants quadrature rotorique I_{rq}



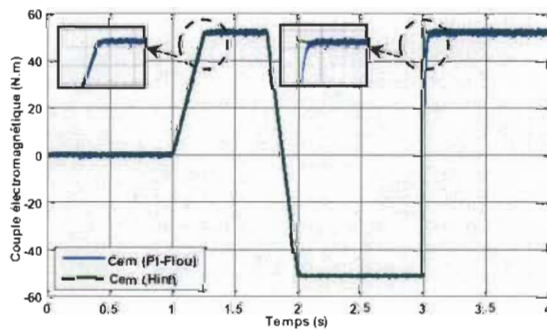
(f) : Courants triphasés statoriques



(f) : Courants triphasés rotoriques



(h) : Tension de phase rotorique



(i) : Couple électromagnétique

Figure 7-27 (suite)

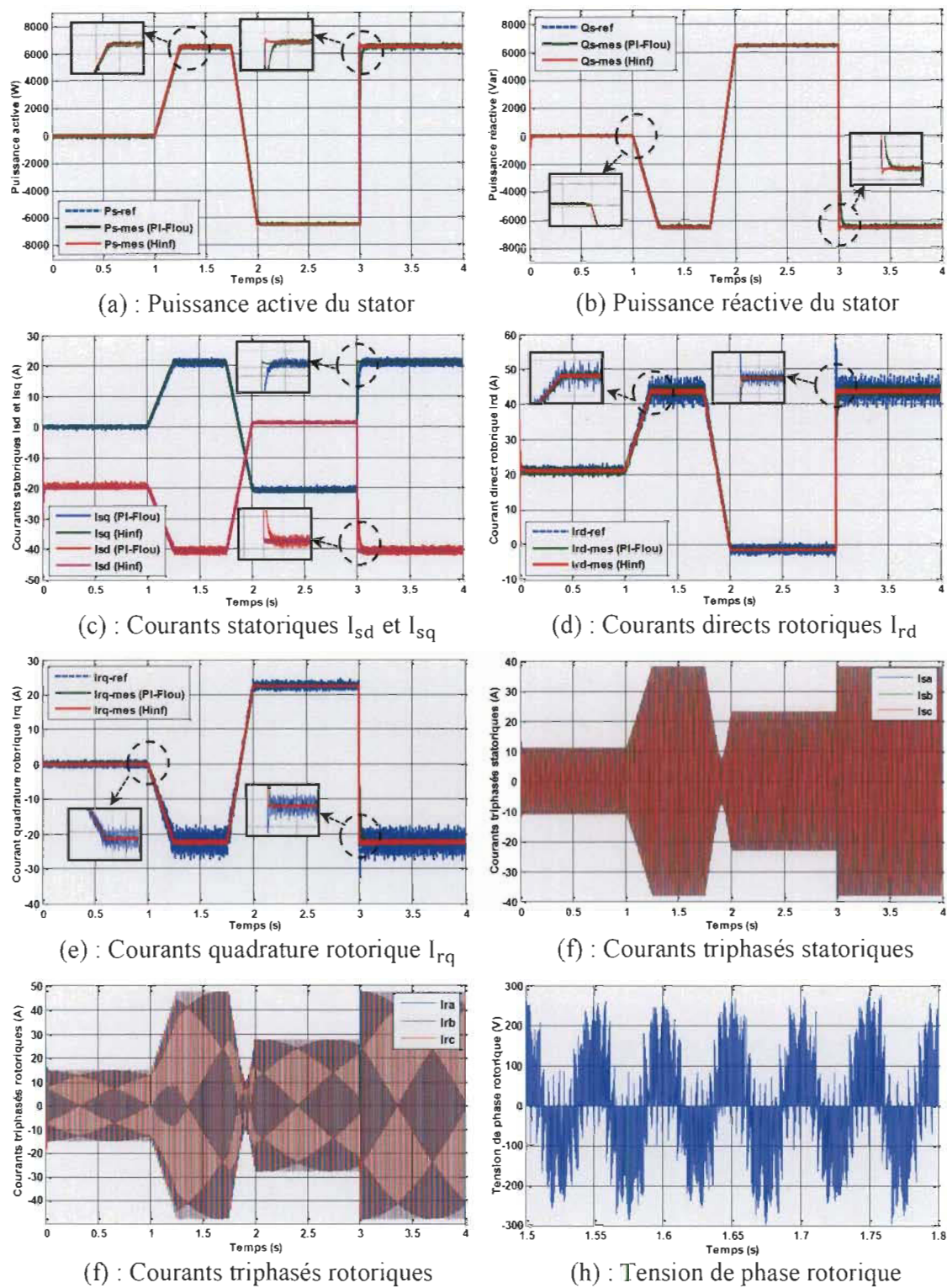
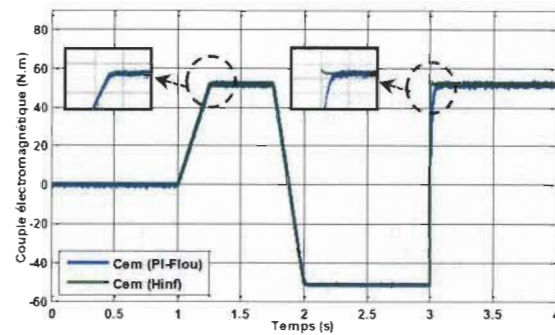


Figure 7-28 Résultats de test de robustesse du contrôleur H^∞ de la GADA



(i) : Couple électromagnétique

Figure 7-28 (suite)

Les résultats de simulation de la figure 7-28 (a, b) montrent que la variation de plusieurs paramètres en même temps dégrade les performances du contrôleur PI-Flou adaptatif par rapport au contrôleur H^∞ en termes de temps de réponse et suivi des consignes.

Le tableau 7-5 résume les performances de la somme au carré de suivi d'erreurs absolues entre les puissances statoriques et les courants rotoriques avec les deux contrôleurs PI-Flou adaptatif et H^∞ . On remarque dans les tableaux 7-1, 7-4 et 7-5 que le contrôleur H^∞ est nettement meilleur que l'ensemble des contrôleurs par rapport à l'intégrale d'erreur de la somme au carré.

Tableau 7-5 Performances des contrôleurs PI-Flou adaptatifs et H^∞

	Sans variations paramétriques			Avec variations paramétriques		
	Contrôle (PI-Flou)	Contrôle (H^∞)	PA (%)	Contrôle (PI-Flou)	Contrôle (H^∞)	PA (%)
ϵ (Puissance active)	2.3246e+04	5.4880e+03	76.39	2.6584e+04	5.8795e+03	77.88
ϵ (Puissance réactive)	2.4968e+04	1.6128e+04	35.40	2.4023e+04	2.1453e+04	10.69
ϵ (Courant I_{rq})	4.1004e+04	4.2318e+03	89.67	5.0804e+04	4.4929e+03	91.15
ϵ (Courant I_{rd})	3.0373e+04	1.6468e+04	45.78	3.9915e+04	1.8494e+04	53.66

7.5 Comparaison entre l'ensemble des contrôleurs

Pour examiner mieux les performances et la robustesse des différents contrôleurs PI, MG, PI-Flou adaptatif et H^∞ , nous allons faire une étude comparative entre ces contrôleurs. Les figures 7-29 et 7-30 présentent une étude comparative entre les grandeurs commandées avec les différents contrôleurs pour le suivi de consigne et la robustesse.

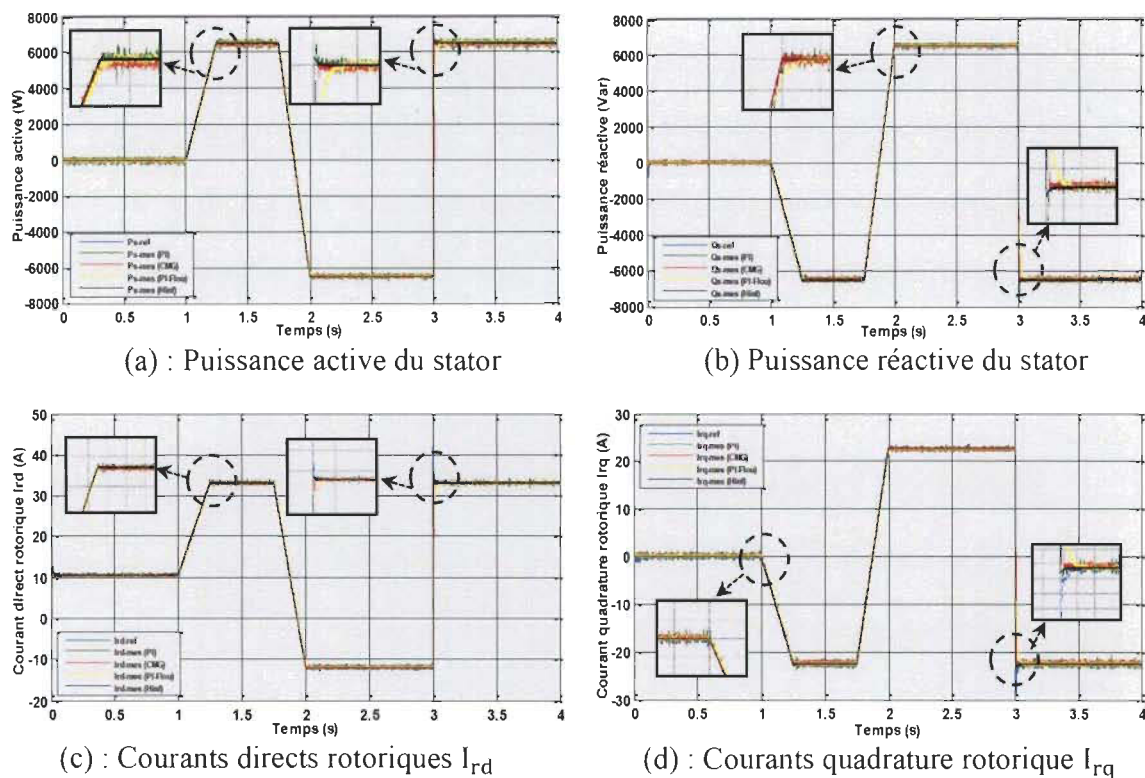


Figure 7-29 Comparaison entre les réponses des différents contrôleurs PI, MG, PI-Flou adaptatif et H^∞ (Test de suivi de consigne)

À travers l'étude comparative, on peut conclure que les différents contrôleurs PI, MG, PI-Flou adaptatif et H^∞ donnent presque les mêmes résultats pour les différents tests appliqués à la GADA, mais avec une amélioration du temps de réponse en régime transitoire dans le cas de l'application du contrôleur H^∞ .

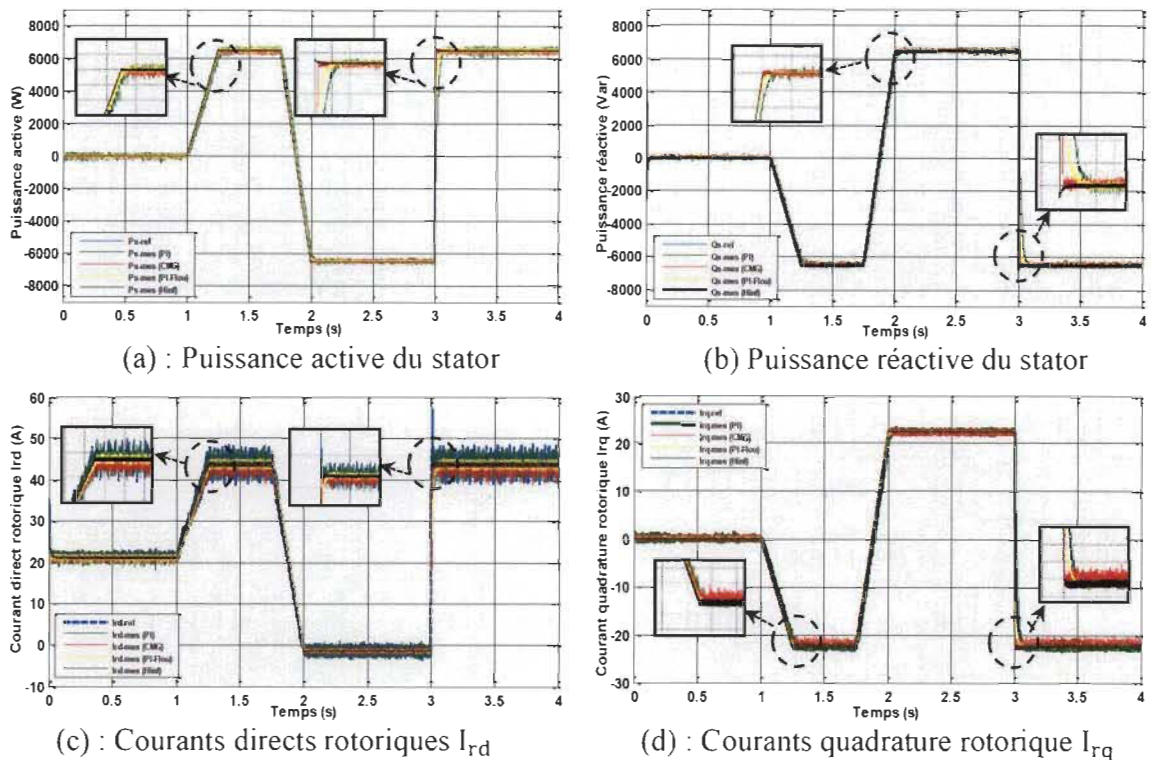


Figure 7-30 Comparaison entre les réponses des différents contrôleurs PI, MG, PI-Flou adaptatif et H^∞ (Test de robustesse)

Dans le cas où plusieurs paramètres varient en même temps, les résultats de simulation de la figure 7-30 prouvent que les contrôleurs PI, MG, PI-Flou adaptatif n'arrivent pas à faire fonctionner le système convenablement, mais ce n'est pas le cas pour le contrôleur H^∞ .

Les figures 7-31 et 7-32 ci-dessus montrent la réponse du comportement des contrôleurs à l'étape de changement des puissances statoriques dans le régime transitoire. Les résultats des figures 7-29, 7-30, 7-31 et 7-31 dans le régime transitoire montrent que le temps de réponse est considérablement réduit et un dépassement limité par rapport aux autres contrôleurs qu'avec le contrôleur H^∞ .

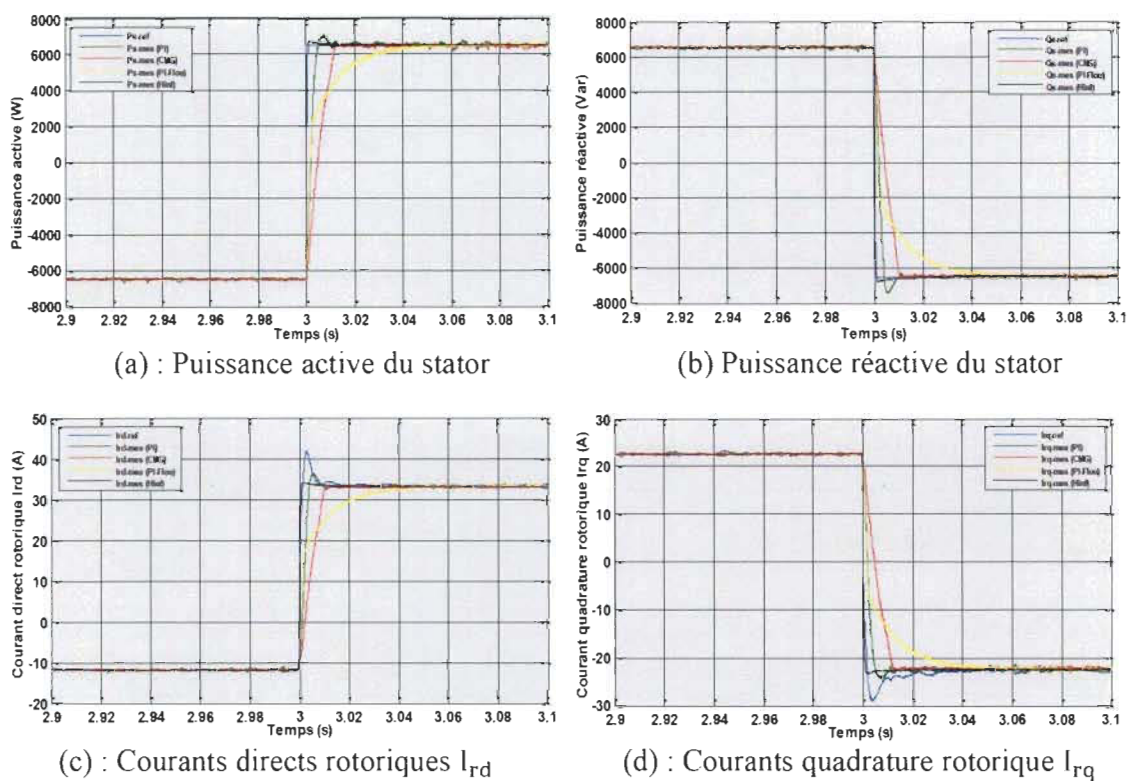


Figure 7-31 Comparaison entre les réponses différents contrôleurs dans le régime transitoire (Test de suivi de consigne)

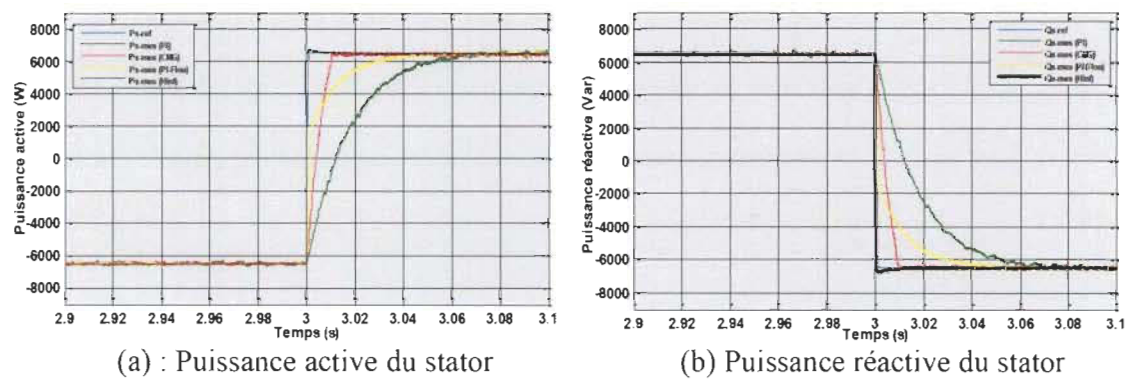


Figure 7-32 Comparaison entre les réponses différents contrôleurs dans le régime transitoire (Test de robustesse)

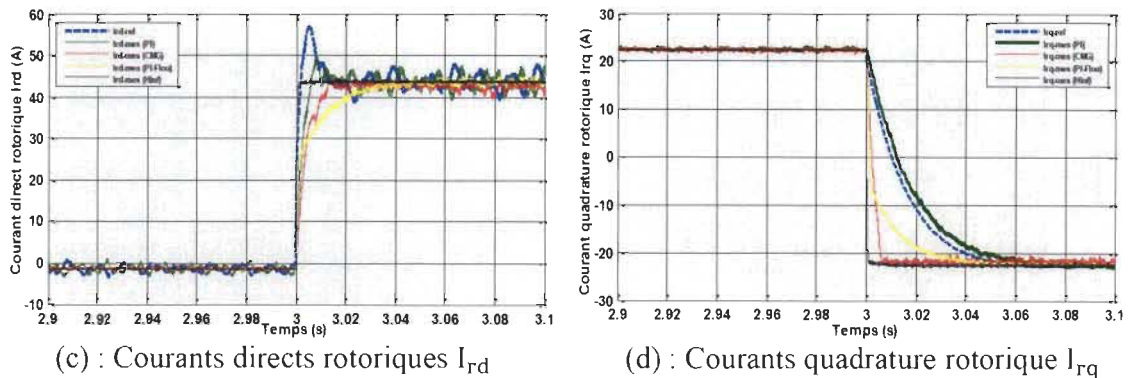


Figure 7-32 (suite)

La figure 7-33 illustre les allures des écarts entre les puissances actives et réactives avec les différents contrôleurs.

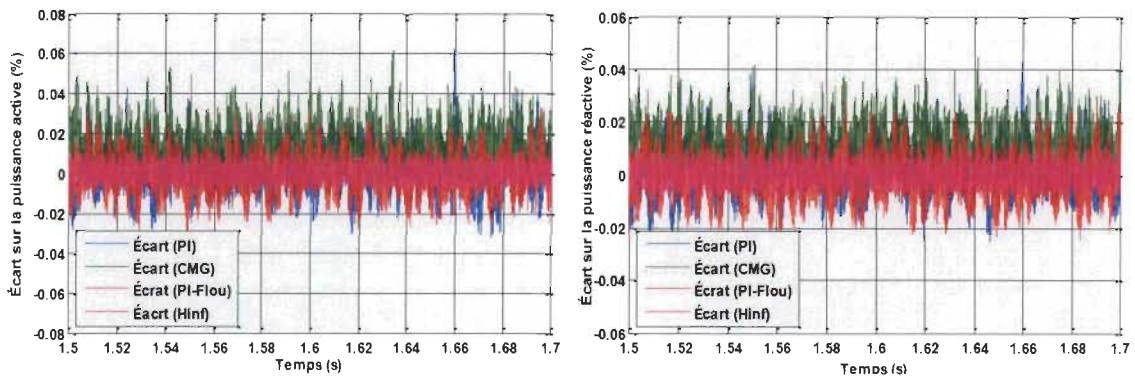


Figure 7-33 Comparaison entre les écarts sur les puissances statoriques pour les différents contrôleurs (Test de suivi de consigne)

On remarque d'après la figure 7-33 que l'écart sur les puissances actives et réactives pour le contrôleur H^∞ est nettement meilleur par rapport aux contrôleurs. Ces résultats nous permettent de conclure que le contrôleur adopté H^∞ est le plus efficace par rapport aux autres contrôleurs.

7.6 Conclusion

Ce chapitre nous a permis d'établir la synthèse de trois contrôleurs pour la commande de la GADA, le but de ces derniers est de contrôler l'échange de puissance active et réactive

entre le stator de la génératrice et le réseau. Ces contrôleurs ont été placés dans un seul mode dit "indirect" où les courants rotoriques sont mesurés et utilisés pour estimer les puissances comparées aux références. On a étudié la structure de la commande d'un contrôleur en mode glissant basé sur le choix d'une surface de glissement. Ensuite, on a synthétisé un contrôle hybride qui est PI-Flou adaptatif pour le contrôle des puissances actives et réactives et les courants rotoriques et enfin un contrôleur robuste H^∞ qui est typiquement dédié pour les applications qui comprennent des systèmes complexes qui ont des exigences élevées en matière de robustesse aux variations de paramètres et aux performances élevées.

Dans ce chapitre nous avons mis en évidence l'amélioration apportée par le contrôleur robuste H^∞ sur les performances de la GADA par rapport aux autres contrôleurs. Les résultats de simulations obtenus montrent de bonnes performances et une grande robustesse du contrôleur robuste H^∞ face aux variations paramétriques contrairement aux résultats que donnent les contrôleurs PI, MG et PI-Flou adaptatif.

Chapitre 8 - Conclusion générale

8.1 Résumé des travaux de recherche

Dans cette thèse, nous avons présenté l'étude complète d'un système éolien à base d'une génératrice asynchrone à double alimentation. Le travail effectué a été basé sur une étude générale du convertisseur matriciel, sa modélisation et un état de l'art sur l'utilisation de ce convertisseur dans les structures d'éoliennes.

Ensuite, un rappel sur les concepts fondamentaux de la chaîne de conversion d'énergie éolienne en énergie électrique avec l'état de l'art a été effectué sur les différentes associations machines électriques et convertisseurs qui peuvent être couplés à une éolienne. Au cours de l'étude bibliographique, nous avons analysé un grand nombre d'études et de travaux effectués sur la GADA connectée directement au réseau et alimentée par un convertisseur de puissance au niveau du rotor.

Des tests de simulations sous environnement Matlab/Simulink/SPS ont été effectués sur le CM avec les deux méthodes de modulations : Venturini et SVM. Les résultats montrent que la méthode de Venturini est plus performante au niveau de la réponse dynamique et de la qualité du signal (THD) à la sortie et l'entrée du convertisseur. Les résultats de simulations obtenus du CM avec une charge RL en utilisant la stratégie de Venturini montrent que les performances des deux contrôleurs par la logique floue adaptée de type-2 et son homologue de type-1 sont assez acceptables, mais ceux obtenus pour le FLC de type-2 ont montré une

bonne amélioration selon les critères de poursuite de consigne et de qualité du signal de sortie surtout au niveau du courant de la charge RL.

Un contrôle vectoriel qui permet de découpler le modèle de la GADA a été étudié et réalisé afin de contrôler l'échange des puissances actives et réactives entre le générateur et le réseau, deux méthodes ont été établies : la commande directe et la commande indirecte. Nous avons réalisé une synthèse du contrôleur classique PI et comparé ses performances en suivi de référence et devant les variations paramétriques de la GADA. Le contrôleur classique PI s'est montré le plus efficace dans le cas du contrôle indirect. Pour le contrôle vectoriel direct, le modèle utilisé sert à calculer les paramètres du contrôleur PI ; on a conclu que le régime transitoire du système était moins bon dans le cas de la commande indirecte.

Pour remédier aux inconvénients du contrôleur PI, la synthèse d'autres contrôleurs comme le mode glissant, PI-Flou adaptatif et H^∞ a été proposée, afin d'améliorer la robustesse de la commande indirecte vis-à-vis des variations paramétriques du système éolien à base d'une GADA pilotée par un CM. Les résultats de simulations obtenus montrent des performances et une robustesse des trois contrôleurs assez acceptables par rapport aux résultats obtenus par le contrôleur PI, cependant ceux obtenus avec le contrôleur H^∞ sont meilleurs selon les critères de poursuite de référence et de robustesse.

8.2 Contributions originales

Les contributions originales de nos recherches dont la majorité a fait l'objet de mise en valeur via des publications dans des revues scientifiques et des conférences internationales peuvent se limiter comme suit :

- La conception des lois des contrôles du CM basées sur la logique floue ;

- L'établissement d'un modèle pour la commande indépendante des puissances statoriques et des courants rotoriques de la GADA basé sur l'orientation du flux statorique en prenant en compte la résistance de phase du stator ;
- Le développement des lois de commandes robustes du système éolien basées sur le mode glissant, la logique floue et un contrôle robuste à 2 degrés de liberté basé sur la méthode H_∞ pour le contrôle la boucle des puissances statoriques et la boucle des courants rotoriques dans l'intérêt d'assurer la stabilité, des bonnes performances et la robustesse du système ;
- L'élaboration des stratégies de commandes qui montrent la stabilité du système, les robustesses vis-à-vis des variations paramétriques, les incertitudes et les perturbations au niveau du réseau.

Les résultats présentés dans le chapitre 5 ont fait l'objet des publications dans des revues scientifiques et des conférences internationales [9-10, 111-113]. En effet, ces contributions sont sur la modélisation et le contrôle d'un convertisseur matriciel appliqué sur une charge passive par des méthodes de contrôles adaptatifs basées sur la logique floue de type 1 et 2.

Les résultats présentés dans le chapitre 6 ont fait aussi l'objet d'un article de conférence [11], l'article traite le contrôle de la GADA piloté par un convertisseur matriciel en appliquant le contrôle classique PI qui est calculé par la méthode de placement des pôles.

Les résultats présentés dans le chapitre 7, ont fait aussi l'objet des publications dans des conférences internationales [12, 114-113]. En effet, ces contributions sont sur le contrôle d'une GADA par des contrôleurs classiques et avancés : PI, PI-Flou adaptatif et le mode glissant.

8.3 Travaux futurs et perspectives

Au regard des résultats obtenus dans cette thèse, des perspectives intéressantes pouvant contribuer à l'amélioration du fonctionnement du CM avec une GADA sont envisageables :

- L'établissement d'un modèle de la GADA avec prise en compte la saturation magnétique ;
- L'étude des perturbations de la production de l'énergie éolienne vis-à-vis des déséquilibres du réseau ou perturbation ;
- L'utilisation des méthodes d'optimisation comme les algorithmes génétiques et l'optimisation par essaim particulaire (PSO) pour les filtres de pondérations dans le cas d'un contrôle robuste H^∞ .
- Le montage d'un banc d'essai expérimental pour valider les performances des contrôleurs utilisés dans cette thèse et développer d'autres lois de commande non linéaires avec d'autres contrôleurs et l'intégration d'un système de stockage inertiel.

Bibliographie

- [1] A. Dendouga, *Contrôle des puissances active et réactive de la machine asynchrone à double alimentation (DFIM)*, Thèse de doctorat en électrotechnique, Université de Batna, Algérie, 2010.
- [2] Y. Djeriri, *Commande vectorielle d'une MADA intégrée à un système éolien*, Mémoire de Magister en Électrotechnique, Université Djillali Liabes de Sidi Bel Abbès, Algérie, 2009.
- [3] A. Boyette, *Contrôle-Commande d'un Générateur Asynchrone à Double Alimentation avec un système de stockage pour la production Éolienne*, Thèse de Doctorat de l'université Henri Poincaré, Nancy I, France, 2006.
- [4] F. Poitiers, *Étude et Commande de Génératrices Asynchrones pour l'utilisation de l'Énergie Éolienne, Machine asynchrone à cage autonome ; Machine asynchrone à double alimentation reliée au réseau*, Thèse de Doctorat de l'Université de Nantes, France, 2003.
- [5] L. F. P. Afonso, *Maximum Power Point Tracker of Wind Energy Generation Systems using Matrix Converters*, Mémoire en vue de l'obtention du diplôme de Master en Génie Électrique et Informatique, Institut Supérieure Technique de l'Université Technique de Lisbonne, Portugal, Mai 2011.
- [6] V. Piriya Wong, *Design and implementation of simple commutation method matrix converter*, Thesis of Master science, King Mongkut's institute of technology north Bangkok, Thailand, 2007.
- [7] B. Zinelaabidine, M. Abdelkader, A. Ahmed, "Robust Control of a Doubly Fed Induction Generator (DFIG) Fed by a Direct AC-AC Converter", PRZEGLĄD ELEKTROTECHNICZNY, pp. 213-221, ISSN 0033-2097, R. 88 NR 12a/2012.
- [8] B. Beltran, *Contribution à la commande robuste des éoliennes à base de génératrices asynchrones double alimentation : Du mode glissant classique au mode glissant d'ordre supérieur*, Thèse / Université de Bretagne Occidentale, France, juillet 2010.
- [9] B. Hamane, M. Doumbia, H. Chaoui, M. Bouhamida, A. Chériti, M. Benghanem, "PI and RST Control Design and Comparison for Matrix Converters Using Venturini Modulation Strategy", Journal of Power and Energy Engineering, Vol 3, pp: 36-54, 2015.
- [10] H. Chaoui, B. Hamane, M. L. Doumbia, "Adaptive Control of Venturini Modulation Based Matrix Converters Using Interval Type-2 Fuzzy Sets", Journal of Control, Automation and Electrical Systems, Springer, Vol 27, Issue 2, pp:132-143, 2016.

- [11] B. Hamane, M. L. Doumbia, M. Bouhamida, H. Chaoui, M. Benghanem, "Modeling and Control of a Wind Energy Conversion System Based on DFIG Driven by a Matrix Converter", Proceedings of the Tenth International Conference on Ecological Vehicles and Renewable Energies (EVER), Grimaldi Forum (France, Monaco), April 06-April 08, 2016.
- [12] B. Hamane, M. L. Doumbia, M. Bouhamida, A. Draou, H. Chaoui, M. Benghanem, "Comparative Study of PI, RST, Sliding Mode and Fuzzy Supervisory Controllers for DFIG based Wind Energy Conversion System", International Journal of Renewable Energy Research (IJRER), Vol.5, No.4, pp: 1174-1185, 2015.
- [13] P.W. Carlin, A.S. Laxson, E.B. Muljadi, *The History and State of Art of Variable-Speed Wind Turbine Technology*, NREL/TP-500-28607, Février 2001.
- [14] S.F. Pinto, L. Aparicio, P. Esteves, "Direct Controlled Matrix Converters in Variable Speed Wind Energy Generation Systems", International Conference on Power Engineering, Energy and Electrical Drives, pp. 654-659 Setubal, Portugal, April 2007.
- [15] Thomas Ackermann, *Wind Power in Power systems*, Royal Institute of Technology Stockholm, Sweden, 2005.
- [16] A. Basak, K. Mukherjee, P. Syam, "Speed Control of a Grid Connected Doubly-Fed Induction Generator System for Maximum Power Point Tracking with Improved Input Power Factor Employing Matrix Converter as a Slip Power Exchanger", Proceedings of First International Conference on Control, Measurement and Instrumentation (CMI), Kolkata, India, 8-10 Jan. 2016.
- [17] A.M. Siddo, I.S. Nouhou, *Étude du Générateur Asynchrone pour l'utilisation dans la production de l'énergie éolienne*, Mémoire de fine étude d'ingénieur en électrotechnique, École Nationale Polytechnique, El-Harrach, 2007.
- [18] P. Leconte, M. Rapin, E. Szechenyi, Éoliennes, Fiche BM4640, 2009 : <http://hmf.enseeiht.fr/travaux/CD0304/optsee/bei/1/html/pages/bibliographie/DispPdf.pdf>.
- [19] S. Mondal, D. Kastha, "Improved Direct Torque and Reactive Power Control of a Matrix-Converter-Fed Grid-Connected Doubly Fed Induction Generator", IEEE transactions on industrial electronics, Vol. 62, no. 12, pp.7590-7598, December 2015.
- [20] S. Mondal, D. Kastha, "Maximum Active and Reactive Power Capability of a Matrix Converter-Fed DFIG-Based Wind Energy Conversion System", IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, Vol. 5, No. 3, pp.1322-1333, September 2017.
- [21] I. Hamzaoui, *Modélisation de la machine asynchrone à double alimentation en vue de son utilisation comme aérogénérateur*, Mémoire de magistère, ENP Algérie, janvier 2008.

- [22] S. El. Aimani, *Modélisation de différentes technologies d'éoliennes intégrées dans un réseau de moyenne tension*, Thèse de doctorat, L2EP de l'école centrale de Lille, France, 2004.
- [23] K. Bedoud, A. Rhif, T. Bahi, H. Merabet, "Study of a double fed induction generator using matrix converter: Case of wind energy conversion system", *International Journal of Hydrogen Energy*, pp.1-10, 25 July 2017.
- [24] M. A. Hassad, *Influence de la commande d'une GADA des systèmes éoliens sur la stabilité des réseaux électriques*, Mémoire du diplôme de Magister en Électrotechnique, Université Sétif 1, Algérie, 2012.
- [25] M. Rahimi, "Improvement of energy conversion efficiency and damping of wind turbine response in grid connected DFIG based wind turbines", *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, Vol. 95, pp. 11-25, 2018.
- [26] K. Ghedamsi, *Contribution à la modélisation et la commande d'un convertisseur direct de fréquence Application à la conduite de la machine asynchrone*, Thèse de doctorat en électrotechnique, École Nationale Polytechnique Laboratoire de Commande des Processus, El-Harrach Alger, Algérie, 2008.
- [27] N. Mekkaoui, *Contribution à la Modélisation et à la Commande d'une Mini-Centrale Éolienne à Base de Machines à Induction Simple et Double Alimentée*, Mémoire de Magister, Spécialité : Maîtrise d'Énergie et Énergies Renouvelables, Université de Batna, 2004.
- [28] S. A. A. Shahriari, M. Mohammadi, M. Raoofat, "A new method based on state-estimation technique to enhance low-voltage ride-through capability of doubly-fed induction generator wind turbines", *Electrical Power and Energy Systems*, Vol. 95, pp. 118-127, 2018.
- [29] J. B. Harris, *Matrix converter technology in doubly fed induction generators for wind generators*, Master of Engineering (Research) thesis, School of Electrical, Computer and Telecommunications Engineering - Faculty of Informatics, University of Wollongong, Australia, 2009.
- [30] S. Myong-Bo, L. Ji-Heon, M. H. Byung, "Wind Power System using Doubly-Fed Induction Generator and Matrix Converter", *Australasian Universities Power Engineering Conference (AUPEC'08)*, pp. 153-159, Lincoln, NE, 2008.
- [31] K. Ghedamsi, D. Aouzellag, E. M. Berkouk, "Control of wind generator associated to a flywheel energy storage system", *Renewable energy*, Elsevier, vol.33, no.9, pp.2145-2156, 2008.
- [32] S. Ghoudelbourk, D. Dib, A. Omeiri, "Decoupled control of active and reactive power of a wind turbine based on DFIG and matrix converter", *Energy Systems*, Springer, Vol.7, Issue 3, pp. 483–497, August 2016.

- [33] A. Djoudi, S. Bacha, H. Chekireb, E. M. Berkouk, M. E. H. Benbouzid, J. Sandraz, “Robust stator currents sensorless control of stator powers for wind generator based on DFIG and matrix converter”, *Electrical Engineering*, Springer, Vol.99, Issue 3, pp. 1043–105, September 2017.
- [34] R. Cárdenas, R. Peña, G. Tobar, R. Blasco-Giménez, P. Wheeler, G. Asher, J. Clare, “Analytical and Experimental Evaluation of a WECS Based on a Doubly Fed Induction Generator Fed by a Matrix Converter”, *IEEE International Symposium on Industrial Electronics (ISIE)*, pp. 2438-2443, Cambridge, UK, 2008.
- [35] I. A. Shapoval, J. C. Clare, “Speed control of a matrix converter excited doubly-fed induction machine”, *Tekhnichna Elektrodynamika*, pp.19-25, No. 3, 2011.
- [36] T. Ayoub, *Analyse et commande quatre quadrants de la machine asynchrone à double alimentation*, mémoire de maîtrise en génie électrique, L'école de génie de l'Université du Québec en Abitibi Témiscamingue, janvier 2013.
- [37] H. Bennani, *Machine asynchrone à double alimentation : les lois de commande en régime permanent*, Mémoire de maîtrise en génie électrique, Université Laval, 2011.
- [38] K.S. Xiahou, Q. H. Wu, “Fault-tolerant control of doubly-fed induction generators under voltage and current sensor faults”, *Electrical Power and Energy Systems*, Vol. 98, pp. 48-61, 2018.
- [39] B. Zinelaabidine, *Étude et commande d'un système de production d'électricité renouvelable locale (énergie éolienne et photovoltaïque)*, Thèse de doctorat en électrotechnique, Option : Commande électrique, Université Djillali Liabes de Sidi-Bel-Abbes, Faculté de Technologie, Département d'Électrotechnique, 2015.
- [40] V. S. S. Kumar, D. Thukaram, “Accurate modeling of doubly fed induction generator based windfarms in load flow analysis”, *Electric Power Systems Research*, Vol. 155, pp. 363-371, 2018.
- [41] L. Baghli, *Modélisation et commande de la machine asynchrone*, notes de cours de l'IUFM de Lorraine – Nancy 1, non édité, France, 2005.
- [42] M. R. Douiri, A. Essadki, M. Cherkaoui, “Neural Networks for Stable Control of Nonlinear DFIG in Wind Power Systems”, *Procedia Computer Science (2018)*, The First International Conference on Intelligent Computing in Data Sciences, Vol.127 pp. 454-463, EST Meknes (Morocco), December 2017.
- [43] A. Gaillard, *Système éolien basé sur une MADA : contribution à l'étude de la qualité de l'énergie électrique et de la continuité de service*, Thèse de doctorat en Génie électrique, Université Henri Poincaré, Nancy-I, 30 avril 2010.
- [44] H. Sun, Y. Han, L. Zhang, “Maximum Wind Power Tracking of Doubly Fed Wind Turbine System Based on Adaptive Gain Second-Order Sliding Mode”, *Journal of Control Science and Engineering*, ID 5342971, pp. 1-11, 2018.

- [45] S. Heier, *Grid Integration of Wind Energy Conversion Systems*, Publications John Wiley & Sons, ISBN 0-471-97143-X, 1998.
- [46] B. Yang, T Yu, H. Shu, J. Dong, L. Jiang, “Robust sliding-mode control of wind energy conversion systems for optimal power extraction via nonlinear perturbation observers”, *Applied Energy*, Vol. 210, pp. 711-723, 2018.
- [47] B. Wang, *Les impacts de la morphologie urbaine sur le vent : performance d'énergie éolienne à l'échelle de quartier*, Thèse de doctorat en génie civil, Institut National des Sciences Appliquées de Toulouse (INSA Toulouse), France, Avril 2015.
- [48] S. Lopez Arevalo, P. Zanchetta, P. Wheeler, A. Trentin, L. Empringham, “Control and Implementation of a Matrix-Converter-Based AC Ground Power-Supply Unit for Aircraft Servicing”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 57(6), pp:2076–2084, 2010.
- [49] M. Venturini, A. Alesina, “The generalised transformer: A new bidirectional sinusoidal waveform frequency converter with continuously adjustable input power factor”, *IEEE Proc, Power electronics specialists Conf. PESC'80*, pp.242-252, Atlanta, Georgia, USA, Jun 1980.
- [50] L. Aït Oubelli, *Mise En œuvre d'un modèle générique du convertisseur matriciel dans les environnements EMTP-RV et MATLAB-SIMULINK*, mémoire présent en vue de l'obtention du diplôme de maîtrise ès sciences appliquée (Génie électrique), Université de Montréal, École Polytechnique de Montréal, décembre 2011.
- [51] L. Huber, D. Borojevic, N. Burany, “Analysis, design and implementation of the space-vector modulator for forced-commutated cycloconvertors”, *IEEE Proc, Elec. Power Application*, vol. 139, no. 2, pp. 103-113, Mar. 1992.
- [52] D. Casadei, G. Serra, A. Tani, L. Zarri, “Matrix Converter Modulation Strategies: a New General Approach Based on Space-Vector Representation of the Switch State”, *IEEE Transaction on Industrial Electronics*, Vol. 49, No. 2, pp. 370-381, April 2002.
- [53] J. Rodriguez, M. Rivera, J. W. Kolar., P. W. Wheeler, “A Review of Control and Modulation Methods for Matrix Converters”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics* Vol. 59, No. 1, pp. 58-70, January 2012.
- [54] S. Pinto, *Conversor Matricial Trifásico: Generalização do Comando Vectorial Directo*, Doctoral Dissertation, Instituto Superior Técnico, Lisbon, Portugal, July 2003.
- [55] PH. Delarue, C. Rombaut et Segulier, *Les convertisseurs de l'électronique de puissance*, 3^{ème} édition, Lavoisier, Paris, France, 2007.
- [56] S. Gusia, *Modélisation des systèmes électroniques de puissance à commande MLI : Application aux actionnements électriques*, Thèse de doctorat, Université Catholique de Louvain, France, 2005.

- [57] P.W. Wheeler, I. Rodriguez, J.C. Clare, L. Empringham, and A. Weinstein, “Matrix converter: A Technology review”, IEEE Trans, on industrial electronics, vol.49, pp.276-288, 2002.
- [58] A. Hüseyin, S. Sünter, “Modeling, simulation and control of wind turbine driven doubly-fed induction generator with matrix converter on the rotor side”. Electrical Engineering, Published online Springer, Vol. 95, Issue 2, pp. 157-170, June 2013/2012.
- [59] S.L. Arevalo, *Matrix converter for frequency changing power supply applications*, Thèse Phd de science, Université de Nottingham, U.K, 2008.
- [60] J. Rodriguez, E. Silva, R. Burgos, F. Blaabjerk, “Modelling, analysis and simulation of matrix converters”, Applications, vol. IA-21, no.6, pp. 1337-132, 1985.
- [61] A. Djahbar, B. Mazari, et M. Latroch, “Control strategy of three-phase matrix converter fed induction motor drive system”, IEEE Inter. Workshop on Intelligent signal processing, pp.104-109, Portugal, 2005.
- [62] F. Tazerart, *Commande vectorielle de la machine à induction alimentée par un convertisseur matriciel : études comparatives*, Mémoire de magister en Électrotechnique, Université de Biskra, Algérie, 2009.
- [63] A. Boukadoum, T. Bahi, S. Oudina, Y.A. Souf, S. Lekhchine, “Fuzzy control adaptive of a matrix converter for harmonic compensation caused by nonlinear loads”, Published by Elsevier Ltd. Selection and/or peer-review under responsibility of the TerraGreen Society, Energy Procedia 18, pp. 715-723, 2012.
- [64] A. Dendouga, R. Abdessemed, N. Essounbouli, A. C. Megherbi, “Robustness Evaluation of Vector Control of Induction Motor fed by SVM Matrix Converter”, 3rd International Conference on Systems and Control (ICSC), pp. 165-170, Algeria, Algiers, 2013.
- [65] D. Casadei, G. Serra, A. Tani, L. Zarri, “Matrix Converter Modulation Strategies: a New General Approach Based on Space-Vector Representation of the Switch State”, IEEE Transaction on Industrial Electronics, Vol. 49, No. 2, pp. 370-381, April 2002.
- [66] M. Zerikat, S. Chekroun, “Robust tracking speed control for induction motor drive based fuzzy logic”, CIGE 06, Bechar –Algérie 2006.
- [67] V. Kumar, R. Joshi, R. Bansal, “Optimal Control of Matrix-Converter-Based WECS for Performance Enhancement and Efficiency Optimization”. IEEE Transactions on Energy Conversion 24(1), 264–273, 2009.
- [68] H. A. Hagra, “A hierarchical type-2 fuzzy logic control architecture for autonomous mobile robots”, IEEE Transactions on Fuzzy Systems 12(4), 524–539 (2004). DOI 10.1109/TFUZZ. 832538. 2004.

- [69] L. Baghli, *Contribution à la commande de la machine asynchrone, utilisation de la logique floue, des réseaux de neurones et des algorithmes génétiques*, Thèse de doctorat de l'université d'Henri Poincaré, janvier 1999.
- [70] M. T. Cao, *Commande Numérique de Machines Asynchrones par Logique Floue*, Thèse de Philosophie Doctor (Ph.D.), Université de Laval, Québec, Canada, 1997.
- [71] A. Chaiba, *Commande par la Logique Floue de la Machine Asynchrone à Double Alimentation Alimentée en Tension*, Mémoire de Magister, Université de Batna, Algérie, 2004.
- [72] F. Zidani, R. Nait-Said, *Introduction à la Logique Floue / Conception d'un Contrôleur Flou*, Cours de Magister, Université de Batna, Algérie, 2006.
- [73] K. M. Passino, S. Yurkovich, *Fuzzy Control*, Addison Wesley Longman Inc, Printed in USA and Canada, 1998.
- [74] A. Hussain, *Contribution à la commande adaptative robuste par modes glissants*, Thèse pour obtenir un grade de Docteur, Université de Reims Champagne Ardenne, 2009.
- [75] M. Wahba, "MIMO Indirect Adaptive Fuzzy Control of Induction Motors", IEEE International Symposium on Industrial Electronics ISIE 2007, pp. 124-129, 2007.
- [76] J. Jantzen, *Foundations of Fuzzy Control*, John Wiley & Sons Ltd, 2007.
- [77] H. Ying, *Fuzzy control and modeling, analytical foundations and applications*, IEEE Press, NJ, 2000.
- [78] H. Bühler, *Réglage par logique floue*, Presse Polytechniques et Universitaires Romandes, 1994.
- [79] K. V. Passino, S. Yurkovich, *Fuzzy Control*, Addison Wesley Longman, 1998.
- [80] L.A. Zadeh, *The Concept of a Linguistic Variable and its Application to Approximate Reasoning*, Information Sciences, vol. 8, pp. 199-249, 1975.
- [81] R.I. John et S. Coupland, Type-2 Fuzzy Logic a Historical View, *IEEE Computational Intelligence Magazine*, vol. 2, no. 1, pp. 57-62, 2007.
- [82] H. Chaoui, *Commande adaptative de systèmes à dynamique complexe basée sur l'intelligence artificielle*, Thèse pour obtenir un grade de Docteur, Université du Québec à Trois-Rivières, 2011.
- [83] Q. Liang, J. M. Mendel, "Interval type-2 fuzzy logic systems: Theory and design. IEEE Transactions on Fuzzy Systems", 8(5), 535-550. DOI 10.1109/91.873577, 2000.

- [84] J.M. Mendel, *Uncertain Rule-Based Fuzzy Logic Systems: Introduction and New Directions*. Prentice-Hall, 2001.
- [85] G. A. Capolino, H. Henao, V. T. Nguyen Phuoc, "Méthode de Conception d'une Commande Vectorielle pour Machine à Induction", SEE, Journée d'études, Organisée par le Groupe Nord, le Club 13, Lille, France, Décembre 1992.
- [86] A. L. NEMMOUR, *Contribution à la Commande Vectorielle de la Machine Asynchrone à Double Alimentation*, Mémoire de Magister, Université de Batna, Algérie, 2002.
- [87] L. Zang, C. Zathanasarn, W. Shepherd, "Application of a matrix converter for the power control of a variable-speed wind-turbine driving a doubly-fed induction generator", 23rd International Conference on Industrial Electronics, Control and Instrumentation (IECON 97), Vol.2, pp.906-911, New Orleans. Nov. 1997.
- [88] Y. Elbia, *Commande Floue Optimisée d'une Machine Asynchrone à Double Alimentation et à Flux Orienté*, Mémoire de magister en électrotechnique, Université de Batna, 15 Juin 2009.
- [89] G. Grellet, G. Clerc, *Actionneurs Électriques : Principes, Modèles, Commande ; Deuxième tirage*, Éditions Eyrolles, Paris, France, 1997.
- [90] D. Kairous, *Modélisation, Simulation et Commande d'un Système Éolien à Machine Asynchrone à Double Alimentation*, Thèse de Doctorat en électrotechnique, Université de Sciences et de La Technologie d'Oran- Mohamed Boudiaf, Algeria, 2012.
- [91] J. P. A. Vieira, M. V. A. Nunes, U. H. T. Bezerra, "Improving the transient performance of doubly fed induction generators when submitted to voltage sags", IEEE, Power & Energy Society General Meeting, PES'09, pp. 1-11, Calgary, AB, July 2009.
- [92] K. Belmokhtar, H. Ibrahim, A. Merabet, "Online Parameter Identification for a DFIG Driven Wind Turbine Generator based on Recursive Least Squares Algorithm", Proceeding of the IEEE 28th Canadian Conference on Electrical and Computer Engineering Halifax, Canada, May 3-6, 2015.
- [93] G. Sallom, *Contribution à la commande robuste de la machine asynchrone à double alimentation*, Thèse de Doctorat, Institut national polytechnique de Toulouse, 13 Mars 2007.
- [94] J. J. Slotine, "Adaptive Sliding controller synthesis for nonlinear systems", IJC, Vol 43. N°6, pp: 1631-1651, 1986.
- [95] J. J. Slotine, "Sliding Controller design for nonlinear systems", IJC, N°2, pp: 421-434, 1984.

- [96] Vadim I. Utkin, Hoon. Lee, "The chattering analysis", 12th International Power Electronics and Motion Control Conference (EPE-PEMC), Portoroz, Slovenia, pp. 2014-2019, 2006.
- [97] T. Hongqi, "Sliding mode control theory and its application", WuHan press, China, 1995, pp. 164-166.
- [98] L. Mokrani, k. Kouzi, "Influence of fuzzy adapted scaling factors on the performance of a fuzzy logic controller based on an indirect vector control for induction motor drive", Journal of electrical engineering, Vol. 55, NO. 7-8, pp. 188-194, 2004.
- [99] G. Zames "Feedback and Optimal Sensitivity: Model Reference Transformations, Multiplicative Semi-norms and Approximate Inverses", IEEE Transactions on Automatic Control, Vol. 26, pp 301-320, 1981.
- [100] M. S. MAHGOUN, *Application de la commande H_∞ aux systèmes linéaires perturbés*, Mémoire de Magister en Électrotechnique, université Ferhat Abbas, Setif, Algérie, 2012.
- [101] A. Lahmer, *Implantation expérimentale de la commande robuste par un contrôleur H_∞* , Mémoire de Magister, Université de Batna, 12 Janvier 2011.
- [102] C. Gauthier, *Commande multivariable de la pression d'injection dans un moteur diesel common rail*, Thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Grenoble, 22 mai 2007.
- [103] G. Scorletti, V. Fromion, "Introduction à la commande multivariable des systèmes : méthodes de synthèse fréquentielle H_∞ ", Cours AU32 du Master Recherche ESCI 2A UFR de Sciences, Université de Caen/Basse Normandie, France, 2007.
- [104] G. Duc, S. Font, "Commande H_∞ et μ -analyse", Hermès Science Publication, 1999.
- [105] V. Bompart, *Optimisation non lisse pour la commande des systèmes de l'aéronautique*, Thèse de Doctorat, Université Paul Sabatier Toulouse III, 23 Novembre 2007.
- [106] K. Nabti, *Stratégies de commande et techniques intelligentes appliquées aux machines de type synchrone*, Thèse de Doctorat en sciences, Université de Mentouri de Constantine, 2010.
- [107] J.C. Doyle, K. Glover, P.P. Khargonekar, B.A. Francis, "State-space solutions to standard and control problems," IEEE Transactions on Automatic Control, Vol. 34, N°8, pp. 831-847, 1989.
- [108] O. Sename, *Robust and LPV control of MIMO systems, Part 2: H_∞ control*, notes de cours de GIPSA-Lab, Tecnologico de Monterrey, Monterrey, N.L, Mexique, July 2016.

- [109] W. Guorong, X. Xiao, "Robust Speed Controller for a PMSM Drive", IEEE 6th International Conference Power Electronics and Motion Control (IPEMC), Wuhan, China, 2009.
- [110] H. Chaoui, W. Gueaieb, "Type-2 Fuzzy Logic Control of a Flexible-Joint Manipulator", Journal of Intelligent and Robotic Systems, Vol 51, Issue 2, pp 159-186, February 2008.
- [111] B. Hamane, M. L. Doumbia, H. Chaoui, A. Chériti, M. Bouhamida, M. Benghanem, "Design and Investigation of Fuzzy-PI and RST Controllers for a High Performance Matrix Converter Using Venturini Modulation Strategy Under Distorted Grid Voltage", 3rd International Conference on Control, Engineering & Information Technology, May 2015, Tlemcen, Algeria.
- [112] B. Hamane, M. L. Doumbia, A. Cheriti, K. Belmokhtar, "Comparative Analysis of PI and Fuzzy Logic Controllers for Matrix Converter", Proceedings of the Ninth International Conference on Ecological Vehicles and Renewable Energies (EVER), French, Monte-Carlo (Monaco), March 25-27, 2014.
- [113] B. Hamane, M. L. Doumbia, A. Cheriti, K. Belmokhtar, "Modeling and Control of a Matrix Converter Using Fuzzy Supervisory Controller", Proceedings of the 3rd International Conference on Systems and Control, Algiers, Algeria, October 29-31, 2013.
- [114] B. Hamane, M. L. Doumbia, M. Bouhamida, M. Benghanem, "Direct Active and Reactive Power Control of DFIG based WECS using PI and Sliding Mode Controllers", Proceedings of the 40th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, Dallas, TX, USA, pp.2050-2056, October 29 - November 1, 2014.
- [115] B. Hamane, M. L. Doumbia, M. Bouhamida, M. Benghanem, "Control of Wind Turbine Based on DFIG Using Fuzzy-PI and Sliding Mode Controllers", Proceedings of the Ninth International Conference on Ecological Vehicles and Renewable Energies (EVER), French, Monte-Carlo (Monaco), March 25-27, 2014.

Annexe A – Publications et communications

Les travaux de recherche consignés par la préparation de cette thèse ont été concrétisés par des publications et des communications suivantes :

- Articles de revues scientifiques avec comité de lecture :

[J1] B. Hamane, M. L. Doumbia, M. Bouhamida, A. Draou, H. Chaoui, M. Benghanem, “Comparative Study of PI, RST, Sliding Mode and Fuzzy Supervisory Controllers for DFIG based Wind Energy Conversion System”, *International Journal of Renewable Energy Research (IJRER)*, Vol.5, No.4, pp: 1174-1185, 2015.

[J2] B. Hamane, M. Doumbia, H. Chaoui, M. Bouhamida, A. Chériti, M. Benghanem, “PI and RST Control Design and Comparison for Matrix Converters Using Venturini Modulation Strategy”, *Journal of Power and Energy Engineering*, Vol 3, pp: 36-54, 2015.

[J3] H. Chaoui, B. Hamane, M. L. Doumbia, “Adaptive Control of Venturini Modulation Based Matrix Converters Using Interval Type-2 Fuzzy Sets”, *Journal of Control, Automation and Electrical Systems*, Springer, Vol 27, Issue 2, pp:132-143, 2016.

- Articles de conférence avec comité de lecture

[C1] B. Hamane, M. L. Doumbia, M. Bouhamida, H. Chaoui, M. Benghanem, “Modeling and Control of a Wind Energy Conversion System Based on DFIG Driven by a Matrix Converter”, *Proceedings of the Tenth International Conference on Ecological Vehicles and Renewable Energies (EVER)*, Grimaldi Forum (France, Monaco), April 06-April 08, 2016.

[C2] B. Hamane, M. L. Doumbia, H. Chaoui, A. Chériti, M. Bouhamida, M. Benghanem, “Design and Investigation of Fuzzy-PI and RST Controllers for a High Performance Matrix

Converter Using Venturini Modulation Strategy Under Distorted Grid Voltage”, 3rd International Conference on Control, Engineering & Information Technology, May 2015, Tlemcen, Algeria.

[C3] K. P. Makanga, B. Hamane, M. L. Doumbia, A. Chériti, “Pitch Control of a Wind Energy Conversion System Based on Permanent Magnet Synchronous Generator (PMSG)”, Proceedings of the Tenth International Conference on Ecological Vehicles and Renewable Energies (EVER), Grimaldi Forum (France, Monaco), March 31-April 02, 2015.

[C4] B. Hamane, M. L. Doumbia, M. Bouhamida, M. Benghanem, “Direct Active and Reactive Power Control of DFIG based WECS using PI and Sliding Mode Controllers”, Proceedings of the 40th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, Dallas, TX, USA, pp.2050-2056, October 29 - November 1, 2014.

[C5] B. Hamane, M. L. Doumbia, A. Cheriti, K. Belmokhtar, “Comparative Analysis of PI and Fuzzy Logic Controllers for Matrix Converter”, Proceedings of the Ninth International Conference on Ecological Vehicles and Renewable Energies (EVER), French, Monte-Carlo (Monaco), March 25-27, 2014.

[C6] B. Hamane, M. L. Doumbia, M. Bouhamida, M. Benghanem, “Control of Wind Turbine Based on DFIG Using Fuzzy-PI and Sliding Mode Controllers”, Proceedings of the Ninth International Conference on Ecological Vehicles and Renewable Energies (EVER), French, Monte-Carlo (Monaco), March 25-27, 2014.

[C7] B. Hamane, M. L. Doumbia, A. Cheriti, K. Belmokhtar, “Modeling and Control of a Matrix Converter Using Fuzzy Supervisory Controller”, Proceedings of the 3rd International Conference on Systems and Control, Algiers, Algeria, October 29-31, 2013.

Annexe B – Paramètres du système éolien

Tableau B-1 Paramètres du convertisseur matriciel

Paramètres	Valeurs
Tension d'entrée RMS	220V
Fréquence d'entrée	60Hz
Fréquence de commutation	5KHz
Résistance du filtre d'entrée	0.08 Ω
Inductance du filtre d'entrée	30mH
Condensateur du filtre d'entrée	25 μ F
Résistance de charge	10 Ω
Inductance de charge	55mH

Tableau B-2 Paramètres de la turbine 10 kW

Paramètres	Valeurs
Nombre des pales	3
Rayon de l'éolienne	3 m
Gain du multiplicateur	8
Inertie de l'arbre primaire	5.1 kg. m ²

Tableau B-3 Paramètres de la GADA 7.5 kW

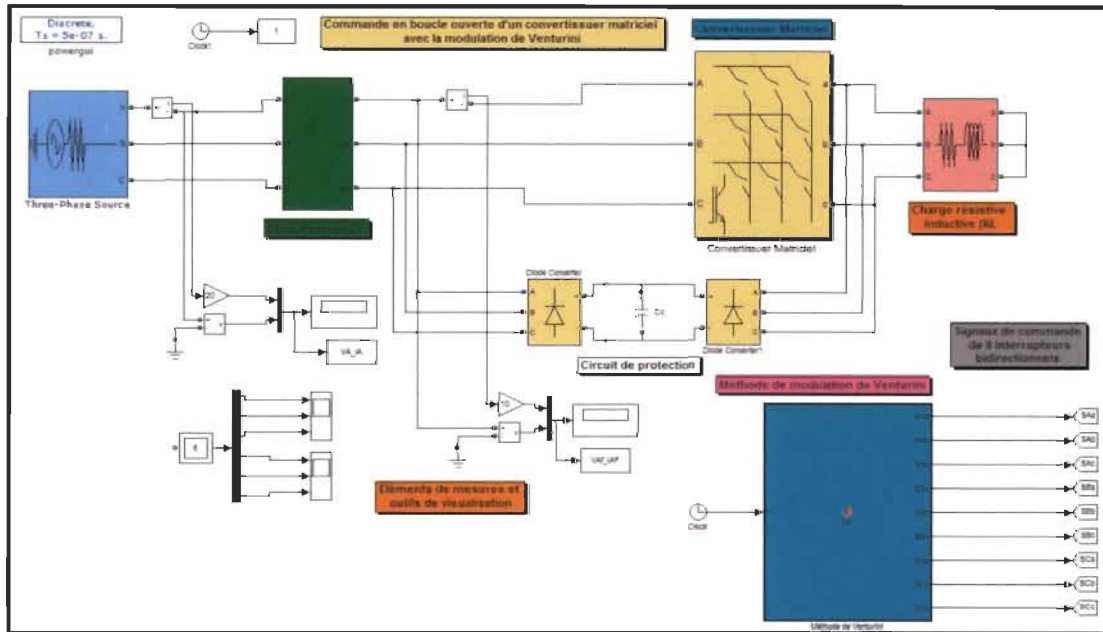
Paramètres	Valeurs
Tension nominale statorique	220V
Courant nominal statorique	60 A
Tension nominale rotorique	220 V
Courant nominal rotorique	50 A
Fréquence nominale	60 Hz
Inductance statorique	0.084 H
Inductance rotorique	0.081 H
Inductance mutuelle	0.078 H
Résistance statorique	0.45 Ω
Résistance rotorique	0.62 Ω
Coefficient de frottement visqueux	0.0054 N. m. s ⁻¹
Inertie de l'arbre secondaire	0.3125 kg. m ²
Nombre de paires de pôles	2

Tableau B-4 Paramètres de simulation

Paramètres	Valeurs
Temps d'échantillonnage	1×10^{-6} s
Pas de simulation	1×10^{-6}
Temps de commutation	2×10^{-4} s

Annexe C – Modèle de simulation du CM

- Modèle de simulation sous SPS et Simulink de la modulation de Venturini



- Code Matlab de la modulation de Venturini

```
function [SAa ,SAb,SAc,SBa,SBb,SBc,SCa,SCb,SCc] = fcn(t)

%Fréquence de commutation :
fs=5000;

%Temps de commutation :
Ts=1/fs ;
n=fix(t/Ts);

%Initialisation des signaux de commande des interrupteurs :
SAa=1; SAb=0; SAc=0; SBa=1; SBb=0; SBc=0; SCa=1; SCb=0; SCc=0;

%Les tensions de référence :
vrefa=150/sqrt(3/2)*sin(50*pi*n*Ts);
vrefb=150/sqrt(3/2)*sin((50*pi*n*Ts)-2*pi/3);
vrefc=150/sqrt(3/2)*sin((50*pi*n*Ts)+2*pi/3);

%Les tensions non mesurées d'entrées (tient pas compte du filtre)
vina=380/sqrt(3/2)*sin(120*pi*n*Ts);
vinb=380/sqrt(3/2)*sin((120*pi*n*Ts)-2*pi/3);
vinc=380/sqrt(3/2)*sin((120*pi*n*Ts)+2*pi/3);
```

```

%Calculs des rapports cycliques mij :

mAa=1/3*(1+(2*vrefa*vina/((380/sqrt (3/2))^2)));
mAb=1/3*(1+(2*vrefa*vinb/((380/sqrt (3/2))^2)));
mAc=1/3*(1+(2*vrefa*vinc/((380/sqrt (3/2))^2)));
mBa=1/3*(1+(2*vrefb*vina/((380/sqrt (3/2))^2)));
mBb=1/3*(1+(2*vrefb*vinb/((380/sqrt (3/2))^2)));
mBc=1/3*(1+(2*vrefb*vinc/((380/sqrt (3/2))^2)));
mCa=1/3*(1+(2*vrefc*vina/((380/sqrt (3/2))^2)));
mCb=1/3*(1+(2*vrefc*vinb/((380/sqrt (3/2))^2)));
mCc=1/3*(1+(2*vrefc*vinc/((380/sqrt (3/2))^2)));

%Calculs les signaux de commande des interrupteurs Sij :

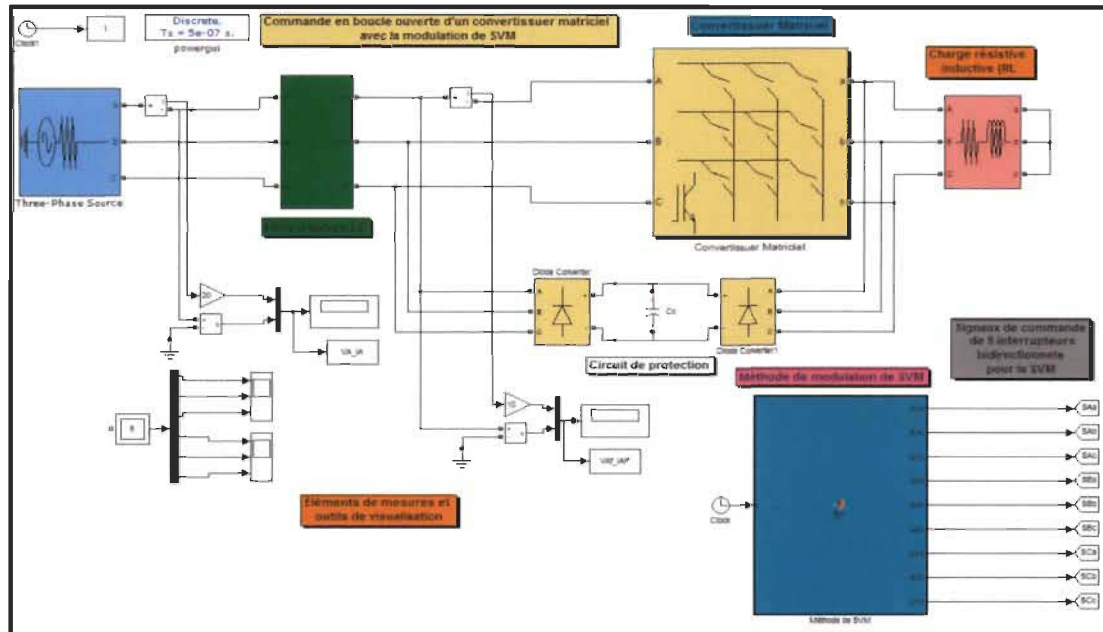
if n*Ts<t && t<(mAa+n)*Ts
    SAA=1; SAB=0; SAC=0;
elseif(mAa+n)*Ts<t && t<(mAa+mAb+n)*Ts
    SAA=0; SAB=1; SAC=0;
elseif (mAa+mAb+n)*Ts<t && t<(1+n)*Ts
    SAA=0; SAB=0; SAC=1;
end

if n*Ts<t && t<(mBa+n) * Ts
    SBA=1; SBB=0; SBC=0;
elseif (mBa+n) * Ts<t && t<(mBa+mBb+n) *Ts
    SBA=0; SBB=1; SBC=0;
elseif (mBa+mBb+n) * Ts<t && t<(1+n) *Ts
    SBA=0; SBB=0; SBC=1;
end

if n*Ts<t<(n+mCa) *Ts
    SCA=1; SCB=0; SCC=0;
elseif (mCa+n) * Ts<t && t<(mCa+mCb+n) * Ts
    SCA=0; SCB=1; SCC=0;
elseif (mCa+mCb+n) * Ts<t && t<(1+n) * Ts
    SCA=0; SCB=0; SCC=1;
end

```

- **Modèle de simulation sous SPS et Simulink de la modulation de SVM**



- **Code Matlab de la modulation de SVM**

```
function [SAa ,SAb,SAC,SBa,SBb,SBc,SCa,SCb,SCc] = fcn(t)

%Fréquence de commutation :
fs=5000;

%Temps de commutation :
Ts=1/fs ;

%Fréquence et pulsation de sortie
fo=25;
wo=2*pi*fo;

%Fréquence et pulsation d'entrée
fi=60;
wi=2*pi*fi;
vim=380*sqrt (2/3);
vom=200*sqrt (2/3);
k=fix (t/Ts);
wit=2*fi*pi*k*Ts;
wot=2*fo*pi*k*Ts;
q=vom/vim
hj=2*pi/3;
```

```

%Initialisation des signaux de commande des interrupteurs :

SAa=1; SAB=0; SAC=0; SBA=1; SBB=0; SBC=0; SCA=1; SCB=0; SCC=0;

vA=vom*cos(2*fo*pi*k*Ts) - (vom/6) *cos(3*2*fo*pi*k*Ts) + (vim/4)
*cos(3*2*fi*pi*k*Ts);
vB=vom*cos((2*fo*pi*k*Ts)-2*pi/3) - (vom/6) *cos(3*2*fo*pi*k*Ts)
+(vim/4) *cos(3*2*fi*pi*k*Ts);
vC=vom*cos((2*fo*pi*k*Ts) +2*pi/3) - (vom/6) *cos(3*2*fo*pi*k*Ts)
+(vim/4) *cos(3*2*fi*pi*k*Ts);

va=vim*sin(2*fi*pi*k*Ts+pi/2);
vb=vim*sin((2*fi*pi*k*Ts-2*pi/3) +pi/2);
vc=vim*sin((2*fi*pi*k*Ts+2*pi/3) +pi/2);

%-----
--ka1= (2*q) *cos(wit);
ka2= (2*q) *cos(wit-hj);
ka3= (2*q) *cos(wit+hj);
kb1= cos(wot);
kb2= cos(wot-hj);
kb3= cos(wot+hj);
kc= (1/2/sqrt(3)) *cos(3*wit);
kd= (1/6) *cos(3*wot);
kf1= (2*q/3/sqrt(3)) *cos(4*wit);
kf2= (2*q/3/sqrt(3)) *cos(4*wit-hj);
kf3= (2*q/3/sqrt(3)) *cos(4*wit+hj);
kg1= (2*q/3/sqrt(3)) *cos(2*wit);
kg2= (2*q/3/sqrt(3)) *cos(2*wit-hj);
kg3= (2*q/3/sqrt(3)) *cos(2*wit+hj);

%-----
m11= (1/3) *(1+ka1*(kb1+kc-kd)-kf1+kg1);
m12= (1/3) *(1+ka2*(kb1+kc-kd)-kf2+kg2);
m13= (1/3) *(1+ka3*(kb1+kc-kd)-kf3+kg3);
m21= (1/3) *(1+ka1*(kb2+kc-kd)-kf1+kg1);
m22= (1/3) *(1+ka2*(kb2+kc-kd)-kf2+kg2);
m23= (1/3) *(1+ka3*(kb2+kc-kd)-kf3+kg3);
m31= (1/3) *(1+ka1*(kb3+kc-kd)-kf1+kg1);
m32= (1/3) *(1+ka2*(kb3+kc-kd)-kf2+kg2);
m33= (1/3) *(1+ka3*(kb3+kc-kd)-kf3+kg3);
pm=m11+m12+m13;
pml=m21+m22+m23;
pm2=m31+m32+m33;

%Calculs les signaux de commande des interrupteurs Sij :

if k*Ts<t && t<(m11+k)*Ts
    SAa=1; SAB=0; SAC=0;
elseif(m11+k)*Ts<t && t<(m11+m12+k)*Ts
    SAa=0; SAB=1; SAC=0;
elseif (m11+m12+k)*Ts<t && t<(1+k)*Ts
    SAa=0; SAB=0; SAC=1;
end

```



```
if k*Ts<t && t<(m21+k) *Ts
    SBa=1; SBb=0; SBc=0;
elseif (m21+k) *Ts<t && t<(m21+m22+k) *Ts
    SBa=0; SBb=1; SBc=0;
elseif (m21+m22+k)*Ts<t && t<(1+k)*Ts
    SBa=0; SBb=0; SBc=1;
end

if k*Ts<t<(k+m31) *Ts
    SCa=1; SCb=0; SCc=0;
elseif (m31+k)*Ts<t && t<(m31+m32+k)*Ts
    SCa=0; SCb=1; SCc=0;
elseif (m31+m32+k)*Ts<t && t<(1+k)*Ts
    SCa=0; SCb=0; SCc=1;
end
```