

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

وزارة التعليم العالي و البحث العلمي

Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

جامعة أبي بكر بلقايد – تلمسان

Université Aboubakr Belkaïd – Tlemcen –

Faculté de TECHNOLOGIE



MEMOIRE

Présenté pour l'obtention du **diplôme** de **MASTER**

En : Electrotechnique

Spécialité : Commandes électriques

Par : Hicham BOUREGBA & Ouassini BENDRA

Sujet :

**Etude et simulation d'un aérogénérateur (Turbine + MADA)
avec différents régulateurs**

Soutenu publiquement, le 28 / 06 / 2018, devant le jury composé de :

Mr S. M. MELIANI	MCA	Univ. Tlemcen	Président
Mr M. A. BRIKCI NIGASSA	MAA	Univ. Tlemcen	Directeur de mémoire
Mr M. C. BENHABIB	MCA	Univ. Tlemcen	Examineur 1
Mr B. YACOUBI	MAA	Univ. Tlemcen	Examineur 2

Remerciements

Tous d'abord, nous remercions le bon dieu, le tout puissant pour la bonne santé, la volonté et de la persévérance qu'il nous a donnée tout au long de nos études.

Nous remercions très sincèrement Mr M. A. BRIKCI NIGASSA, notre encadreur pour ses conseils pertinents, et ses orientations judicieuses sa patience et diligence, et par ses suggestions qui nous a accompagné tout au long de notre mémoire.

Nous remercions aussi Monsieur S. M. MELIANI, Maître de conférences, Monsieur M. C. BENHABIB Maître de conférences, Monsieur B. YACOUBI, Maître Assistant à la Faculté de Technologie de l'Université Abou-Bekr Belkaid de Tlemcen, d'avoir accepté leur participation au jury de notre mémoire.

BOUREGBA Hicham

BENDRA Ouassini

Dédicaces

Je dédie ce modeste travail :

Aux êtres les plus chers à mon cœur, ma Mère et mon Père, qui m'ont beaucoup soutenu durant mon cursus d'étude et à qui je serai éternellement reconnaissant ;

A mon chère petite sœur Samah ;

A mon chère frère Abd Elhake ;

A tous les enseignants qui m'ont aidé de près ou de loin à obtenir mon master en électrotechnique ;

A tous mes oncles ;

A tous mes amis ;

Enfin à tous ceux et celles qui m'ont encouragé et soutenu.

Et aussi mes amis :

*Le grand Monsieur **KEBBAS** Noureddine*

*Mon binôme **BENDRA** Ouassini*

BOUREGBA Hicham

Dédicaces

Je dédie ce modeste travail :

Aux êtres les plus chers à mon cœur, ma Mère et mon Père, qui m'ont beaucoup soutenu durant mon cursus d'étude et à qui je serai éternellement reconnaissant ;

À mes chers frères : Mohammed et Moussa

À tous les enseignants qui m'ont aidé de près ou de loin à obtenir mon master en électrotechnique ;

À tous mes oncles et mes tantes ;

Enfin à tous ceux et celles qui m'ont encouragé et soutenu.

Et aussi mes amis :

*Le grand Monsieur **KEBBAS Nouredine***

*Mon binôme **BOUREGBA Hicham***

*Mes chers amis : **KEROUCHE Soufiane** ,**ZEGAI SIDI Mohammed**,*

RACHEDI, Hocine** ,**BENYAHAI Yahai** ,**BOURSALI Toufik

,BOUKLATA Salim**, **ARBI Abdelkader** ,**SAIDI Yacoube

***,LAOUDJ Nouredine**, **GUENAD Nasrdinne**.*

BENDRA Ouassini

Sommaire

Introduction Générale

Chapitre I :

Etude et simulation d'une génératrice à double alimentation

Partie I.1 : Etude et simulation d'une turbine

Introduction	14
I.1.1 Type de Fonctionnement	14
I.1.1.1 Les éoliennes à vitesse fixe	14
I.1.1.2 Les éoliennes à vitesse variable.....	14
I.1.2 Conversion de l'énergie éolienne.....	16
I.1.2.1 Définition de l'énergie éolienne.....	16
I.1.2.2 Modélisations de vent.....	16
I.1.2.3 Caractéristiques du vent.....	18
I.1.2.4 Extraction de l'énergie apportée par le vent.....	18
I.1.3 Classification des éoliennes en fonction du coefficient de puissance.....	20
I.1.4 Modélisation du système de conversion de l'énergie éolienne.....	21
I.1.4.1 Hypothèses simplificatrices pour la modélisation mécanique de la turbine.....	22
I.1.4.2 Modèle de la turbine.....	22
I.1.4.2.1 Puissance mécanique de la turbine.....	22
I.1.4.2.2 Couple mécanique de la turbine.....	25
I.1.4.2.3 Modélisation du multiplicateur.....	25
I.1.4.2.4 Modèle mécanique de l'arbre de transmission.....	25
I.1.4.2.5 Schéma synoptique du système complet.....	25
I.1.4.2.6 Principe de la MPPT.....	27
I.1.5 Fonctionnement d'une éolienne à vitesse variable.....	27
I.1.6 Technique d'extraction du maximum de puissance.....	29
I.1.6.1 Commande MPPT avec asservissement de la vitesse mécanique.....	29
I.1.7 Résultats de Simulations.....	30
I.1.7.1 Profile du vent applique à l'entrée de la turbine.....	31
I.1.7.2 Interprétation de résultats.....	34
I.1.8 Conclusion	34

Partie I.2 : Etude et modélisation d'une génératrice à double alimentation

Introduction :	36
I.2.1 Description d'un aérogénérateur intégrant une MADA.....	36
I.2.2 Modélisation de la MADA	38
I.2.2.1 Modèle triphasé de la MADA.....	39
I.2.2.1.1 Equations électriques dans le repère (abc)	40
I.2.2.1.2 Equations magnétiques dans le repère (abc)	40
I.2.2.1.3 Couple électromagnétique.....	41
I.2.2.1.4 Equation mécanique.....	41
I.2.2.2 Modèle biphasé de la MADA.....	42
I.2.2.2.1 Les transformations usuelles.....	43
I.2.2.2.2 Le choix du référentiel	46
I.2.3 Modélisation de l'alimentation de la MADA	47
I.2.4 Modélisation du redresseur	48
I.2.5 Modèle de l'onduleur de tension deux niveaux	49
I.2.5.1 Stratégie de commande MLI	52

I.2.5.2	Equation de la porteuse	54
I.2.5.3	Equation de la référence	54
I.2.5.4	Caractéristiques de la MLI sinus-triangle	54
I.2.6	Modélisation du bus continu	55
I.2.7	Modèle du filtre de sortie	56
I.2.8	Conclusion	56

Partie I.3 : Simulation d'une commande directe et indirecte appliqué à une génératrice à double alimentation

	Introduction	58
I.3.1	Modélisation de l'aérogénérateur (Turbine + MADA)	58
I.3.1.1	Architecture du dispositif de commande	58
I.3.1.2	Commande vectorielle de la MADA	59
I.3.1.3	Commande du Convertisseur Côté Machine « CCM »	59
I.3.1.3.1	Choix du référentiel	60
I.3.1.3.2	Commande vectorielle par orientation du flux statorique	60
I.3.1.3.3	Commande en puissance	67
I.3.1.4	Commande du Convertisseur Côté Réseau « CCR »	69
I.3.1.4.1	Contrôle de la tension du bus continu	70
I.3.1.4.2	Commande des courants du filtre	71
I.3.2	Résultats de Simulations	72
I.3.2.1	Commandes directe	74
I.3.2.2	Commandes indirecte	81
I.4	Conclusion	89

Chapitre II :

Etude et simulation de la commande directe d'une MADA avec différents régulateurs

II.1	Commande vectorielle avec Régulateurs PI+PSO appliqué à la CCM	91
II.1.1	Théorie de la technique PSO (Particul Swarm Optimization)	91
II.1.1.1	Définition.....	91
II.1.1.2	Principe de fonctionnement	91
II.1.1.3	Principe de base d'un PSO	93
II.1.1.4	Formulation mathématique du PSO	94
II.1.1.5	Optimisation des gains du pi par la technique PSO	96
II.1.1.6	Indices de performance d'un PI	97
II.1.1.7	Pourcentage de dépassement « D »	97
II.1.1.8	Intégrales faisant intervenir l'erreur	97
II.1.2	Simulation et Interprétation des résultats	100
II.2	Commande vectorielle avec régulateurs par réseau de neurone appliqué à la CCM de la MADA	108
II.2.1	Théorie de la technique du réseau de neurone artificielle (RNA).....	108
II.2.2	Propriétés de réseaux de neurones	110
II.2.3	Apprentissage	111
II.2.4	L'apprentissage de Widrow-Hoff	112
II.2.5	Les différents types de réseaux de neurones	112
II.2.6	Perceptron multicouches(MLP)	113
II.2.6.1	Structure du réseau	113
II.2.6.2	L'algorithme de la rétro- propagation du gradient d'erreur	114
II.2.7	Application du contrôleur neuronal au réglage de la puissance	115

II.2.7.1	Identification directe	116
II.2.8	Intégration du réseau de neurone à notre cas d'étude	118
II.2.9	Interprétation des résultats	118
II.3	Commande vectorielle avec régulateurs par logique floue appliqué à la CCM de la MADA	125
II.3.1	Théorie de la technique du réseau de neurone artificielle (RNA)	125
II.3.1.1	Synthèse de la régulation floue	125
II.3.1.2	Intérêt et principe d'une commande à logique floue	126
II.3.1.3	Structure d'une commande à logique floue	127
II.3.1.4	Contrôleurs de types Mamdani et Sugeno	128
II.3.1.5	Comparaison des systèmes Sugeno et Mamdani	130
II.3.2	Régulation floue	130
II.3.2.1	Comportement du processus	130
II.3.3	Synthèse d'un contrôleur PI flou de type MAMDANI	132
II.3.3.1	Fuzzification	132
II.3.3.2	Inférence	134
II.3.3.3	Traitement numérique des inférences et défuzzification	135
II.3.4	Interprétation des résultats.....	135
II.4	Commande vectorielle avec régulateurs par H_{∞} appliqué à la CCM de la MADA	144
II.4.1	Théorie de la technique H_{∞}	145
II.4.1.1	Valeur singulières et norme H_{∞}	145
II.4.1.2	Propriétés de la norme H_{∞}	147
II.4.1.3	Synthèse H_{∞} , approche standard	148
II.4.1.4	Problème standard	148
II.4.1.5	Problème H_{∞} standard	150
II.4.1.6	Mise en œuvre	152
II.4.2	Intégration de H_{∞} à notre cas d'étude	158
II.4.3	Résultats de Simulations	159
II.4.4	Interprétation des résultats	163
II.5	Conclusion	167

Chapitre III:

Etude comparative des performances de quatre types de régulateurs appliqué à la commande indirecte d'une MADA

III.1	Introduction	169
III.2	Résultats de simulation des différentes commandes indirectes	169
III.3	Commandes indirect	169
III.3.1	Puissance active	170
III.3.2	Puissance réactive	173
III.3.3	Courant I_{qr}	176
III.3.4	Courant I_{dr}	178
III.3.5	Couple électromagnétique	180
III.4	Conclusion	181

Liste des figures

Chapitre I

Figure I.1	Deux types des éoliennes	14
Figure I.2	Puissance mécanique disponible en fonction de la vitesse du générateur et de la vitesse du vent	15
Figure I.3	Conversion de l'énergie cinétique du vent	16
Figure I.4	Principe de la conversion d'énergie	17
Figure I.5	le vent variable à vitesse moyenne	18
Figure I.6	Éoliennes à axes horizontales	19
Figure I.7	Coefficient de puissance	20
Figure I.8	Coefficient de puissance pour différents types d'éoliennes	21
Figure I.9	Aérogénérateur basée sur une MADA connectée au réseau	21
Figure I.10	Schéma de la turbine de l'aérogénérateur	22
Figure I.11	Représentation d'une colonne d'air	22
Figure I.12	Coefficient de la puissance en fonction de la vitesse relative de la turbine.....	25
Figure I.13	Schéma bloc du modèle de convertisseur éolienne Stratégie de la commande d'une éolienne à vitesse variable.....	26
Figure I.14	Diagramme de la puissance utile sur l'arbre en fonction de la vitesse du vent .	28
Figure I.15	Maximisation de la puissance avec asservissement de la vitesse mécanique ...	30
Figure I.16	Schéma synoptique de la MPPT avec asservissement de la vitesse mécanique	31
Figure I.17	Vitesse du vent en fonction du temps	32
Figure I.18	Vitesse relative λ	33
Figure I.19	Coefficient de puissance C_p	33
Figure I.20	Vitesse de rotation de la turbine (tr/min)	33
Figure I.21	Architecture du système avec un convertisseur back-to-back	36
Figure I.22	Fonctionnement en mode génératrice hypo-synchrone	37
Figure I.23	Fonctionnement en mode génératrice hyper-synchrone	37
Figure I.24	Représentation des enroulements statorique et rotorique de la MADA	39
Figure I.25	Position spatiale des différents référentiels	42
Figure I.26	Schéma synoptique proposé pour l'alimentation de la machine	48
Figure I.27	Représentation du redresseur triphasé à diodes.....	49
Figure I.28	Schéma structurel d'un convertisseur de tension triphasé.....	50
Figure I.29	Schéma de principe de la commande MLI.....	53
Figure I.30	Principe de fonctionnement de la technique MLI triangulo-sinusoidale à une Porteuse.....	53
Figure I.31	Schéma électrique du bus continu.....	55
Figure I.32	Architecture de commande du système aérogénérateur base sur MADA	58
Figure I.33	Principe de la commande du CCM.....	60
Figure I.34	Référentiel diphasé (d,q) lié au champ tournant statorique.....	61
Figure I.35	Etablissement des angles de transformation à l'aide d'une PLL.....	62
Figure I.36	Schéma bloc du système à réguler.....	65
Figure I.37	Schéma de sous-bloc de commande directe.....	66
Figure I.38	Schéma de principe de la commande directe des puissances de la MADA ...	67
Figure I.39	Schéma bloc de la commande indirecte	68
Figure I.40	Connexion du CCR au réseau.....	69
Figure I.41	Commande de Convertisseur coté réseau	69
Figure I.42	Schéma de commande de la tension aux bornes du condensateur.....	71
Figure I.43	Filtre coté réseau	71

Figure I.44	Schéma de principe de la commande de la machine asynchrone à double Alimentations avec PI classique	73
Figure I.45	Tensions V_{abc-s}	73
Figure I.46	Puissance active	74
Figure I.47	Puissance réactive.....	74
Figure I.48	Couple électromagnétique	74
Figure I.49	Vitesse mécanique.....	75
Figure I.50	Courants I_{abc-r}	75
Figure I.51	Courants I_{abc-s}	75
Figure I.52	Zoom puissance active a $t=5s$	76
Figure I.53	Zoom puissance active a $t=8s$	76
Figure I.54	Zoom puissance active a $t=11.6s$	76
Figure I.55	Zoom puissance réactive a $t=5s$	77
Figure I.56	Zoom puissance réactive a $t=8s$	77
Figure I.57	Zoom puissance réactive a $t=11.6s$	77
Figure I.58	Zoom Couple électromagnétique a $t=5s$	78
Figure I.59	Zoom Couple électromagnétique a $t=8s$	78
Figure I.60	Zoom Couple électromagnétique a $t=11.6s$	78
Figure I.61	Zoom Courants rotorique a $t=11.6s$	79
Figure I.62	Schéma de principe de la commande indirecte de la machine asynchrone à double Alimentations	81
Figure I.63	Puissance active	82
Figure I.64	Courant I_{qr}	82
Figure I.65	Puissance réactive	82
Figure I.66	Courant I_{dr}	82
Figure I.67	Couple électromagnétique	83
Figure I.68	Vitesse mécanique	83
Figure I.69	Courants I_{abc-r}	83
Figure I.70	Courants I_{abc-s}	83
Figure I.71	Zoom puissance active a $t=5s$	84
Figure I.72	Zoom puissance active a $t=8s$	84
Figure I.73	Zoom puissance active a $t=11.6s$	85
Figure I.74	Zoom puissance réactive a $t=5s$	85
Figure I.75	Zoom puissance réactive a $t=8s$	86
Figure I.76	Zoom puissance réactive a $t=11.6s$	86
Figure I.77	Zoom Couple électromagnétique a $t=5s$	87
Figure I.78	Zoom puissance réactive a $t=8s$	87
Figure I.79	Zoom puissance réactive a $t=11.6s$	87
Figure I.80	Zoom Courants a $t=11.6s$	88

Chapitre II

Figure II.1	Organigramme des AGs	93
Figure II.2	Evolution d'un point de recherche par PSO de X_i à X_{i+1}	95
Figure II.3	Organigramme de l'algorithme de PSO	96
Figure II.4	Intégrale faisant intervenir l'erreur	98
Figure II.5	Bloc diagramme d'implantation des PSO pour l'ajustement du PI	99
Figure II.6	Schéma de principe de la commande de la machine asynchrone à double Alimentations PI+ PSO	100
Figure II.7	Puissance active.....	102
Figure II.8	Puissance réactive.....	102
Figure II.9	Couple électromagnétique.....	102
Figure II.10	Vitesse mécanique.....	103
Figure II.11	Courants I abc-r.....	103
Figure II.12	Courants I abc-s.....	103
Figure II.13	Tension bus continu Vdc.....	103
Figure II.14	Zoom de la puissance active a t=5s	104
Figure II.15	Zoom de la puissance active a t=8s	104
Figure II.16	Zoom de la puissance active a t=11.6s	104
Figure II.17	Zoom de la puissance reactive a t=5s.....	105
Figure II.18	Zoom de la puissance reactive a t=8s	105
Figure II.19	Zoom de la puissance réactive a t=11.6s.....	105
Figure II.20	Zoom de couple électromagnétique « C_{em} » a t=5s.....	106
Figure II.21	Zoom de couple électromagnétique « C_{em} » a t=8s.....	106
Figure II.22	Zoom de couple électromagnétique « C_{em} » a t=11.6s.....	106
Figure II.23	Zoom de courant rotorique a t=11.6s	107
Figure II.24	Modèle non linéaire d'un neurone.....	109
Figure II.25	Différents types de fonctions d'activation pour le neurone formel.....	110
Figure II.26	Graphe représentant un réseau de neurones non bouclé	113
Figure II.27	Algorithme de Retro propagation.....	114
Figure II.28	Principe de l'identification direct par un réseau de neurones.....	116
Figure II.29	Intégration du PI à base de réseau de neurone.....	118
Figure II.30	Schéma de principe de la commande de la machine asynchrone à double Alimentations avec PI + neurone.....	118
Figure II.31	Puissance active.....	119
Figure II.32	Puissance réactive.....	119
Figure II.33	Couple électromagnétique (C_{em}).....	119
Figure II.34	Vitesse mécanique	120
Figure II.35	Courants I abc-r.....	120
Figure II.36	Courants I abc-s.....	120
Figure II.37	Tension bus continu Vdc.....	120
Figure II.38	Zoom de la puissance active a t=5s	121
Figure II.39	Zoom de la puissance active a t=8s	121
Figure II.40	Zoom de la puissance active a t=11.6s	121
Figure II.41	Zoom de la puissance reactive a t=5s.....	122
Figure II.42	Zoom de la puissance reactive a t=8s	122
Figure II.43	Zoom de la puissance réactive a t=11.6s	122
Figure II.44	Zoom de couple électromagnétique « C_{em} » a t=5s	123
Figure II.45	Zoom de couple électromagnétique « C_{em} » a t=8s	123
Figure II.46	Zoom de couple électromagnétique « C_{em} » a t=11.6s.....	123

Figure II.47	Zoom de courant rotorique a $t=11.6s$	124
Figure II.48	Structure de base d'une commande à logique floue	128
Figure II.49	Ensemble flou Mamdani	129
Figure II.50	Ensemble flou Seugeno.....	130
Figure II.51	Réponse typique d'un système à un échelon	131
Figure II.52	Structure de principe d'un contrôleur PI flou à sortie incrémentale.....	132
Figure II.53	Structure d'un contrôleur de type PI-flou à sortie incrémentale partie simulation	133
Figure II.54	Fonctions d'appartenance pour les variables d'entrées e , de et de sortie du contrôleur	134
Figure II.55	Trajectoire dans le plan de phase	135
Figure II.56	Schéma de principe de la commande de la machine asynchrone à double Alimentations avec PI classique	136
Figure II.57	Puissance active	137
Figure II.58	Puissance réactive	137
Figure II.59	Couple Electromagnétique	137
Figure II.60	Vitesse mécanique	138
Figure II.61	Courants I_{abc-r}	138
Figure II.62	Courants I_{abc-s}	138
Figure II.63	Tension bus continu V_{dc}	138
Figure II.64	Zoom de la puissance active a $t=5s$	139
Figure II.65	Zoom de la puissance active a $t=8s$	139
Figure II.66	Zoom de la puissance active a $t=11.6s$	140
Figure II.67	Zoom de la puissance reactive a $t=5s$	140
Figure II.68	Zoom de la puissance reactive a $t=8s$	140
Figure II.69	Zoom de la puissance réactive a $t=11.6s$	141
Figure II.70	Zoom de couple électromagnétique « C_{em} » a $t=5s$	141
Figure II.71	Zoom de couple électromagnétique « C_{em} » a $t=8s$	141
Figure II.72	Zoom de couple électromagnétique « C_{em} » a $t=11.6s$	141
Figure II.73	Zoom de courant rotorique a $t=11.6s$	143
Figure II.74	Problème H_{∞} standard.....	149
Figure II.75	Analyse d'un système asservi.....	153
Figure II.76	Système asservi pondérée.....	155
Figure II.77	Choix des pondérations fréquentielle	156
Figure II.78	Pondérations fréquentielle	158
Figure II.79	Schéma de principe de la commande de la machine asynchrone à double Alimentations H_{∞}	160
Figure II.80	Puissance active.....	161
Figure II.81	Puissance réactive.....	161
Figure II.82	Couple électromagnétique.....	161
Figure II.83	Vitesse mécanique.....	162
Figure II.84	Courants I_{abc-r}	162
Figure II.85	Courants I_{abc-s}	162
Figure II.86	Tension bus continu V_{dc}	162
Figure II.87	Zoom de la puissance active a $t=5s$	163
Figure II.88	Zoom de la puissance active a $t=8s$	163
Figure II.89	Zoom de la puissance active a $t=11.6s$	164
Figure II.90	Zoom de la puissance réactive a $t=5s$	164
Figure II.91	Zoom de la puissance réactive a $t=8s$	164
Figure II.92	Zoom de la puissance réactive a $t=11.6s$	165

Figure II.93	Zoom de couple électromagnétique « C_{em} » a $t=5s$	165
Figure II.94	Zoom de couple électromagnétique « C_{em} » a $t=8s$	165
Figure II.95	Zoom de couple électromagnétique « C_{em} » a $t=11.6s$	166
Figure II.96	Zoom de courant rotorique a $t=11.6s$	167

Chapitre III

Figure III.1	Schéma de principe de la commande indirecte de la machine asynchrone à double Alimentations.....	170
Figure III.2	Puissance active a $t=5s$	170
Figure III.3	Zoom puissance active a $t=5s$	171
Figure III.4	Zoom puissance active a $t=8s$	171
Figure III.5	Zoom puissance active a $t=11.6s$	171
Figure III.6	Zoom puissance active a $t > 11.6s$	171
Figure III.7	Puissance réactive a $t=5s$	173
Figure III.8	Zoom puissance réactive a $t=5s$	174
Figure III.9	Zoom puissance réactive a $t=8s$	174
Figure III.10	Zoom puissance réactive a $t=11.6s$	174
Figure III.11	Zoom puissance réactive a $t > 11.6s$	174
Figure III.12	Courant I_{qr} a $t=5s$	176
Figure III.13	Zoom Courant I_{qr} a $t=5s$	176
Figure III.14	Zoom Courant I_{qr} a $t=8s$	177
Figure III.15	Zoom Courant I_{qr} a $t=11.6s$	177
Figure III.16	Zoom Courant I_{qr} a $t > 11.6s$	177
Figure III.17	Courant I_{dr} a $t=5s$	178
Figure III.18	Zoom Courant I_{dr} a $t=5s$	178
Figure III.19	Zoom Courant I_{dr} a $t=8s$	178
Figure III.20	Zoom Courant I_{dr} a $t=11.6s$	179
Figure III.21	Zoom Courant I_{dr} a $t > 11.6s$	179
Figure III.22	Couple électromagnétique.....	180
Figure III.23	Zoom Couple électromagnétique a $t=5s$	180
Figure III.24	Zoom Couple électromagnétique a $t=8s$	180
Figure III.25	Zoom Couple électromagnétique a $t > 11.6s$	180

Liste des Tableaux

Tableau I.1	Classification des éoliennes selon leur puissance.....	16
Tableau I.2	Représentation abc - $\alpha\beta$ et inversement	43
Tableau I.3	Calcul des vecteurs tensions.....	52
Tableau II.1	Matrices d'inférences	135

Liste des symboles et abréviations

Nomenclature

Les principales notations utilisées dans cette thèse sont explicitées ci-dessous, sous leur forme la plus couramment employée dans le domaine du génie électrique.

Grandeurs électriques et mécaniques

Nom	Symbole	Unite
Couple électromagnétique	C_{em}	Nm
Couple résistance	C_r	Nm
Courant	I	A
Facteur de puissance	$\cos\phi$	/
Fréquence	f	Hz
Flux magnétique	ϕ	Wb
Induction magnétique	B	T
Puissance active statorique	P_s	W
Puissance réactive statorique	Q_s	VAR
Pulsation électrique	ω	rad/s
Pulsation mécanique de rotation	Ω	rad/s
Temps	t	s
Tension	V	V

Paramètres de modélisation du moteur asynchrone a double alimentation

Nom	Symbole
Résistances statorique par phase	R_s
Résistances rotorique par phase,	R_r
Inductance cyclique statorique,	L_s
Inductance cyclique rotorique	L_r
Inductance cyclique mutuelle (entre stator et rotor),	M
Inductance de fuite statorique par phase,	L_{fs}
Inductance de fuite rotorique par phase,	L_{fr}
Coefficient de dispersion ou (de Blondel),	σ
Nombre de paires de pôles,	p
Moment d'inertie (Kg. m ²)	J
Coefficient de frottements visqueux (Nm.s.rad ⁻¹),	f
Couple électromagnétique.	C_{em}
Transformation de Park inverse	$P[\theta]^{-1}$
Transformation de Park directe	$P[\theta]$
Couple de charge,	C_r
Constante de temps statorique,	T_s
Constante de temps rotorique,	T_r
Coefficients de proportionnalité et d'intégration	K_p, K_i

Repère

Nom	Symbole
Axes liés aux enroulements triphasés statorique	$\vec{S}_a, \vec{S}_b, \vec{S}_c$
Axes liés aux enroulements triphasés rotorique	$\vec{R}_a, \vec{R}_b, \vec{R}_c$
Axes de référentiel de Park (tournant à la vitesse de synchronisme)	(q, d)
Axes de référentiel de Park (fixe au stator)	α, β
Position angulaire du rotor par rapport au stator	θ
Position angulaire du stator par rapport à l'axe (d)	θ_s
Position angulaire du rotor par rapport à l'axe (q)	θ_r

Grandeurs électriques au stator

Nom	Symbole
Tensions statoriques triphasées,	V_{sa}, V_{sb}, V_{sc}
Vecteur des tensions statoriques triphasées	$V_{s, abc}$
Tensions statoriques diphasées dans le repère (α, β)	$V_{s\alpha}, V_{s\beta}$
Vecteur des tensions statoriques diphasées dans le repère (α, β)	$V_s, \alpha\beta$
Vecteur des tensions statoriques diphasées dans le repère (d.q)	V_{ds}, V_{qs}
Courants statoriques triphasés,	I_{sa}, I_{sb}, I_{sc}
Vecteur des courants statoriques triphasés,	$I_{s, abc}$
Vecteur des courants statoriques diphasés dans le repère	$I_{s\alpha}, I_{s\beta}$
Vecteur des courants statoriques diphasés dans le repère tournant	I_{ds}, I_{qs}

Grandeurs électriques au rotor

Nom	Symbole
Tensions rotorique triphasées,	V_{ra}, V_{rb}, V_{rc}
Vecteur des tensions rotorique diphasées dans le repère (α, β)	$V_{r\alpha}, V_{r\beta}$
Vecteur des tensions rotorique diphasées dans le repère, (q.d)	V_{dr}, V_{qr}
Courants rotorique triphasés,	I_{ra}, I_{rb}, I_{rc}
Vecteur courants rotorique diphasés dans le repère (α, β)	$I_{r\alpha}, I_{r\beta}$
Vecteur des courants rotorique diphasés dans le repère tournant	I_{dr}, I_{qr}

Grandeurs magnétiques au stator

Nom	Symbole
Vecteur de flux magnétiques au stator,	$\phi_{s, abc}$
flux statoriques diphasés dans le repère (α, β)	$\phi_{s\alpha}, \phi_{s\beta}$
Vecteur de flux statoriques diphasés dans le repère tournant (d.q)	ϕ_{sd}, ϕ_{sq}

Grandeurs magnétiques au rotor :

Nom	Symbole
Vecteur de flux magnétiques au rotor,	$\phi_{r, abc}$
Vecteur de flux rotorique diphasés dans le repère (α, β)	$\phi_{r\alpha}, \phi_{r\beta}$
Vecteur de flux rotorique diphasés dans le repère tournant	ϕ_{rd}, ϕ_{rq}

Grandeurs mécaniques de la machine :

Nom	Symbole
Pulsation électrique correspondante à la vitesse de rotation	ω
Pulsation électrique des grandeurs statoriques	ω_s
Pulsation électrique des grandeurs rotorique	ω_r
Pulsation électrique de glissement $\omega_s - \omega$	ω_g
Glissement de la vitesse de rotation $\omega_s - \omega/\omega_s$	g
Fréquence électrique des grandeurs statorique	f_s
Fréquence électrique des grandeurs rotorique	f_r
Vitesse mécanique de rotation (rad/s)	Ω
vitesse mécanique de rotation (tr/min)	N

Grandeurs mécaniques de la turbine :

Nom	Symbole	Unité
Angle d'orientation des pales	β	°
Couple aérogénérateur	C_{aer}	Nm
Coefficient de puissance	C_p	-
Coefficient de puissance maximale	C_{pmax}	-
Gain du multiplicateur	G	-
Masse volumique de l'air	σ	-
Puissance aérogénérateur	P_{aer}	W
Rayon de pale	R	m
Vitesse du vent	V_{vent}	m/s
Vitesse relative	λ	-
Vitesse relative optimal	λ_{opt}	-

Glossaire

Acronyme	Signification
CV	Commande Vectorielle
CCM	Convertisseur Côté Machine
CCR	Convertisseur Côté Réseau
DFIG	Doubly Fed Induction Generator
IGBT	Insulated Gate Bipolar Transistor
MADA	Machine Asynchrone à Double Alimentation
MLI	Modulation de Largeur d'Impulsion
MPPT	Maximum Power Point Tracking
PI	Proportionnel et Intégral
PWM	Pulse Width Modulation
AG	Algorithme Génétique
FTBO	Fonction de Transfert Boucle Ouverte
FTBF	Fonction de Transfert Boucle Fermée

Introduction Générale

Introduction générale

L'augmentation de la consommation de l'énergie électrique au niveau mondial épuise de plus en plus les ressources énergétiques fossiles comme (pétrole, charbon et gaz) et fissile comme le nucléaire, en plus des effets environnementaux néfastes dus principalement aux émanations des gaz à effet de serre.

D'où la nécessité d'exploiter d'autres solutions alternatives, non polluantes et plus économiques, respectueuse de l'environnement.

Le développement et l'exploitation des ressources énergétiques renouvelable (solaire, hydraulique, géothermique et éolienne) a connu une augmentation sans cesse ces dernières années surtout dans les pays développés comme la Chine qui est le leader du monde suivi par l'Allemagne et les États-Unis.

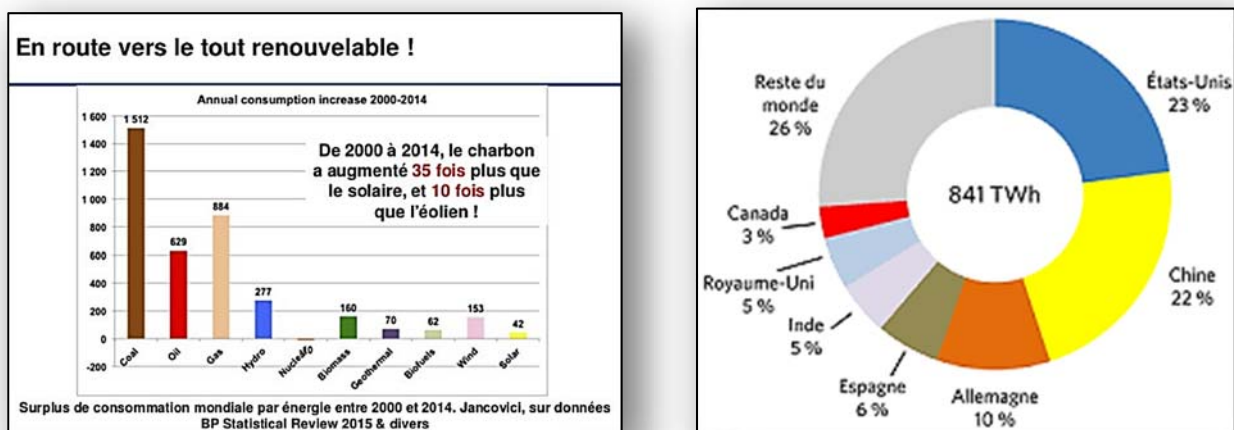


Figure 1 : Capacité d'énergie éolienne des 10 premiers pays [1].

Parmi les énergies renouvelables, nous nous intéresserons à l'éolien, considéré comme une énergie complémentaire aux énergies conventionnelles. [8]

Avec une puissance installée mondiale de 466 GW à la fin des années 2016, la production de l'énergie éolienne est devenue un acteur majeur parmi les énergies renouvelables.

La structure d'une éolienne est composée de deux parties : mécanique pour la turbine et électrique pour la partie machine. Globalement, les aérogénérateurs permettant de capter à travers leurs pâles le vent et entraîne elle-même un générateur pour produire de l'électricité d'origine. [4]

Lors de notre recherche bibliographique, nous avons eu l'occasion de consulter différents documents qui traitent de systèmes éoliens à base de génératrices à double alimentation, qui sont devenus de plus en plus performants avec l'intégration des convertisseurs (onduleurs et redresseurs) avec une multitude de techniques de commande. [12]

Nous nous intéresserons dans notre travail à la modélisation et simulation d'une éolienne intégrant une turbine couplée à une génératrice à double alimentation avec différentes commandes. [8]

Généralité sur les systèmes éoliens

Historique de l'éolienne : [9] [10] [11].

Depuis au moins 3000 ans, Perses et Égyptiens utilisé l'énergie des moulins de vent et les roues à eau pour le pompage de l'eau et moudre le blé et le riz. On note que c'est en 1888 que Charles F. Brush construit une grande éolienne pour alimenter sa maison en électricité, avec un stockage par batterie d'accumulateurs.

De nos jours, on trouve encore des éoliennes couplées à des pompes à eau, généralement utilisées pour assécher des zones humides ou au contraire irriguer des zones sèches ou abreuver du bétail.

La première éolienne « industrielle » génératrice d'électricité est mise au point par le Danois poule Lacour en 1890, pour fabriquer de l'hydrogène par électrolyse. Dans les années suivantes, il crée l'éolienne Lykkegard, dont il vend soixante-douze exemplaires en 1908.

Les structures des capteurs (pâles) sont de plus en plus performantes dues essentiellement aux résultats des différentes recherches en la matière axées principalement sur les variétés des matériaux et les aspects d'aérodynamisme.



Figure 2 : Moulin à vent [4]

Depuis l'année 1920 l'augmentation observable dans les nombres des fermes éoliennes pour répondre aux besoins de l'énergie électrique surtout dans les zones rurales. Par exemple les États-Unis qui ont atteint environ 600,000 unités en 1930 avec utilisation d'un seul type des éoliennes à axe horizontal à faible puissance. [4]

L'aérogénérateur n'a cessé d'évoluer. Pour plusieurs causes le premier c'est une technique non polluante et le second utiliser les équipements d'électronique de puissance cette option ouvre plusieurs architectes de commande et crier une variété d'exploitation de l'énergie qui est existée dans le vent. C'est au début des années quarante que de vrais prototypes d'éoliennes à pales profilées ont été utilisées avec succès pour générer de l'électricité. À partir, deux principales technologies remarquables : capteur à axe vertical et à axe horizontal (plus utilisable)

Développement des énergies éoliennes dans le monde :

Le gisement de notre aérogénérateur menu par des informations annuelles qui permet

d'avoir une série d'informations sur le site de l'implantation de ferme éolienne dans les futurs ces informations par exemple comme (la vitesse du vent, la direction, les fluctuations et son aléatoire, etc. ...) qui engendrent des indications nécessaires pour le choix des sites pour implantation ou pour les aspects de régulation.[5]

Des laboratoires internationaux s'attachent à modéliser le vent à faible altitude, voir figure I.3 exemples de carte de vent du globe à 80 m.

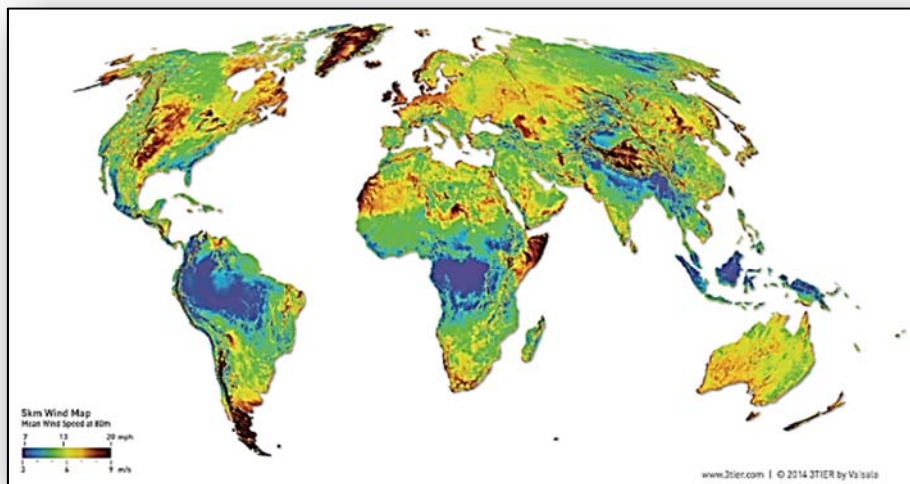


Figure 3 : Modélisation du vent, carte globale de la vitesse moyenne du vent à 80m de hauteur publiée par World Wind Energy Association [4]

Potentiel de l'énergie éolienne :

L'énergie utilisable par l'éolienne résulte du déplacement de l'air principalement à partir des arrangements aérogénérateur (éolienne, moulin à vent, ...). Elle peut être utilisée de deux manières : directe et indirecte. [5]

Direct : Conservation de l'énergie mécanique : les moulins de vent est utilisé pour faire avancer un objet, un exemple pour pomper de l'eau (moulins de Majorque, éolien de pompage pour abreuver le bétail, etc....) ou pour faire pivoter la meule d'un moulin, [5].

Indirect : Transformation en énergie électrique : l'aérogénérateur est raccordée avec notre générateur électrique « MADA » pour produire un courant alternatif, notre

générateur est joint à un réseau électrique ou est libre ou avec un dispositif de stockage d'énergie. [5]

- **La capacité mondiale installée de l'énergie éolienne :**

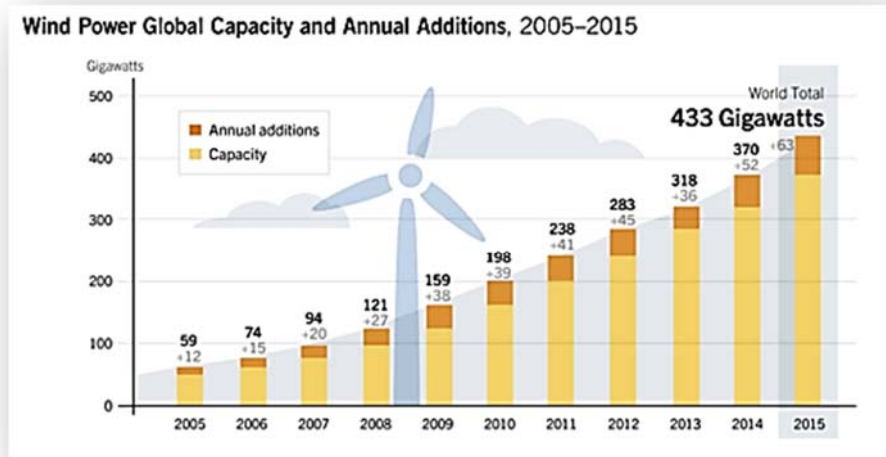


Figure 4 : Capacité mondiale installée en MW [11]

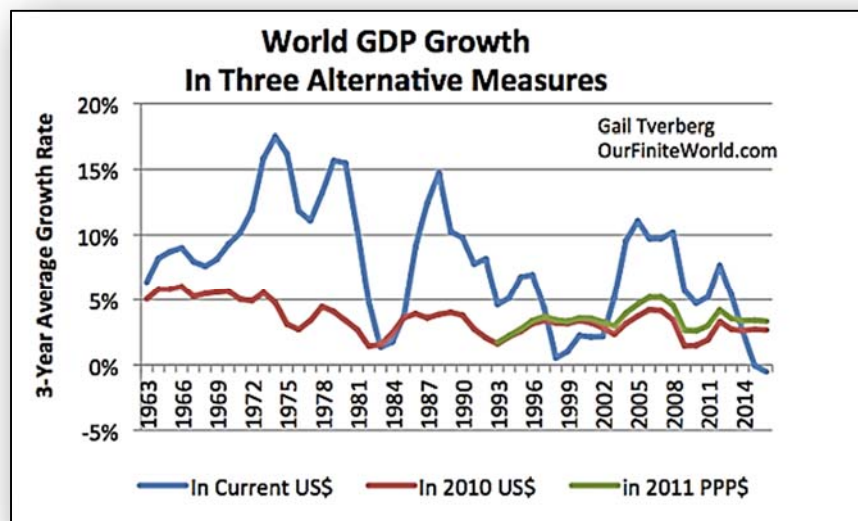


Figure 5 : Taux de croissance du marché mondial [11]

A titre d'exemple, après ces années, le marché européen a réellement décollé, ce qui a permis un développement important de cette industrie, surtout dans des pays comme l'Allemagne, l'Espagne et le Danemark. Ces pays ont une contribution importante dans le marché mondial qui atteint 10000 MW en 1998 et environ 47000 MW en 2004 avec une croissance moyenne annuelle de 7500 MW [10].

Le coût global de l'énergie nécessaire à la production d'électricité à partir du vent est maintenant concurrentiel avec les sources d'énergie traditionnelles comme les combustibles fossiles. Cette réduction du coût de l'électricité est le résultat de progrès importants de la technologie utilisée par cette industrie (amélioration des conceptions aérodynamiques et amélioration des matériaux utilisés) [10]

Développement des énergies éoliennes en Afrique :

- **Direction et vitesse du vent :**

Les vitesses de vent sont généralement faibles dans beaucoup de pays de l'Afrique subsaharienne, particulièrement dans les pays enclavés. Il est à noter que pour l'Afrique du Sud, l'Afrique du Nord et le littoral de la mer rouge disposent d'un meilleur potentiel éolien, ce qui a encouragé les pays tel que l'Algérie, l'Egypte et l'Afrique du Sud à prévoir le développement de projets de production éolienne à grande échelle destinés à exploiter cette ressource énergétique. Cependant, cette filière se heurte au manque à la fois de compétences techniques et de prise de conscience du potentiel qu'elle représente. [4].

La figure ci-dessous, illustre la puissance éolienne installée en Afrique.

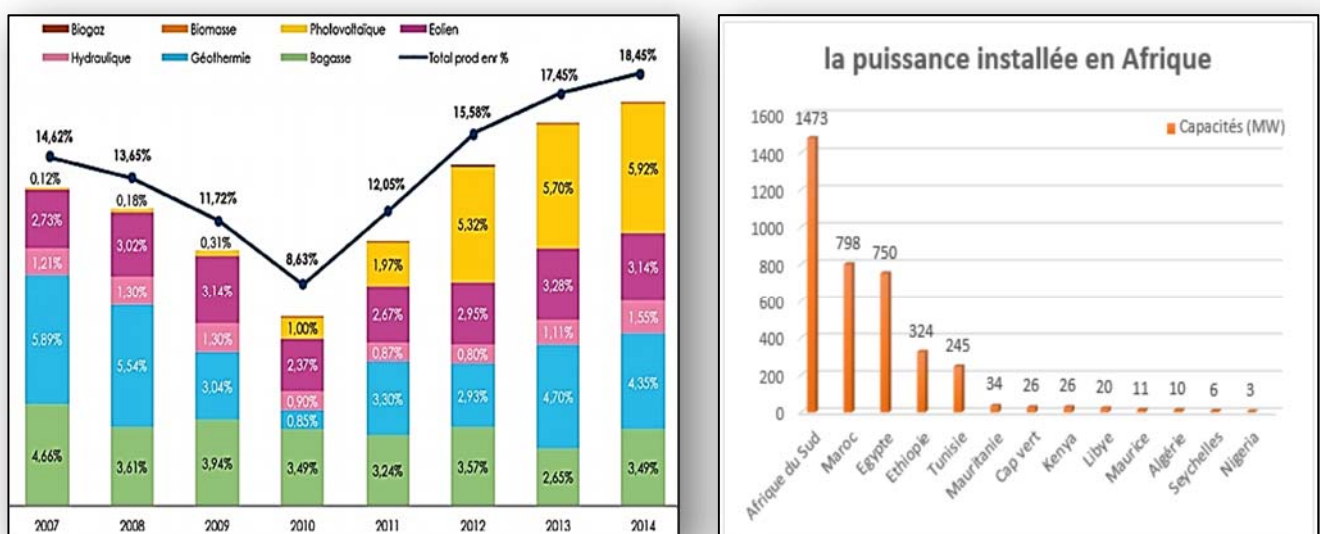


Figure 6 : Rang des puissances éoliennes installées dans l'Afrique [4].

Développement des énergies éoliennes en Algérie :

Le Gouvernement Algérien s'est engagé en février 2011 à développer la filière des énergies renouvelables à travers le lancement d'un programme très ambitieux qui vise à installer pour le marché national une puissance d'origine renouvelable de l'ordre de 22 000 MW à l'horizon 2030.

Programme de développement des énergies renouvelables :

L'Algérie prévoit un développement de la filière d'origine renouvelable de l'ordre de 37 % de la capacité installée d'ici 2030 et 27 % de la production d'électricité destinée à la consommation nationale.

La consistance du programme en énergie renouvelables à réaliser pour le marché national sur la période 2015-2030 est de 22 000 MW, répartie par filière comme suit : [9]

Unité : MW	1 ^{ère} phase 2015-2020	2 ^{ème} phase 2021-2030	TOTAL
Photovoltaïque	3 000	10 575	13 575
Eolien	1 010	4 000	5 010
CSP	-	2 000	2 000
Cogénération	150	250	400
Biomasse	360	640	1 000
Géothermie	05	10	15
TOTAL	4 525	17 475	22 000

Tableau 1 : les statistiques de l'ONM pour les énergies renouvelable

L'énergie éolienne présente le deuxième axe de production du programme Algérien, Selon les prévisions du groupe Sonelgaz [5], la capacité totale installer à l'horizon 2030, fixé à 5010 MW pour l'éolien pour la période 2015-2020, il est programmé de réaliser 1 GW en éolien dans des sites ventés comme ceux d'Adrar, des régions de Tamanrasset, de Djanet et d'Ain Salah. [4]

Carte du vent de l'Algérie

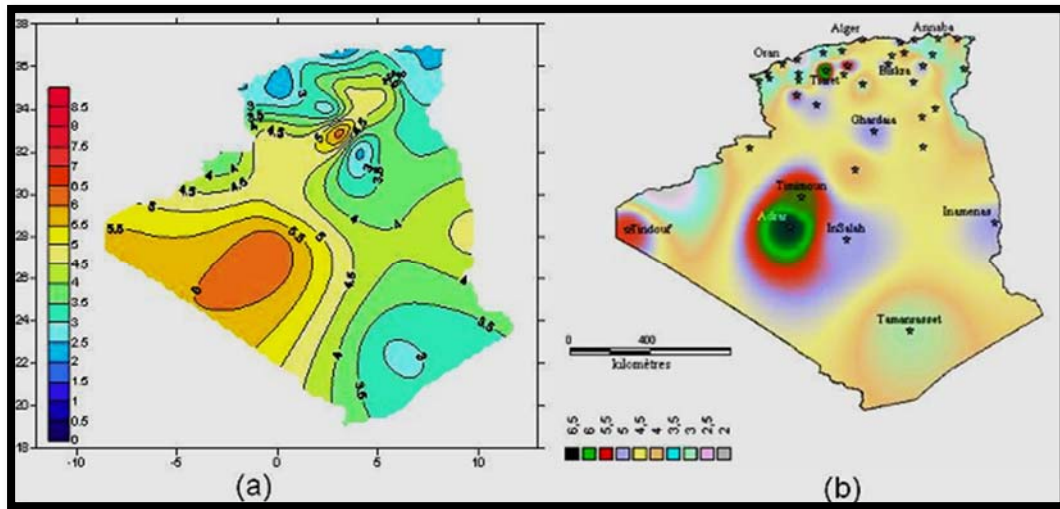


Figure 7 : Exemple de Carte de gisement du vent en Algérie [5]

Il est à noter que toute étude d'implantation de ferme éolienne dans une région donnée nécessite des études du gisement éolien pour avoir une connaissance précise de la météorologie au sens large. [5]

Répartition régionale de la vitesse du vent :

Pour installer une éolienne il faut choisir un site où la vitesse du vent fournirait l'énergie nécessaire; il faut faire des mesures de la vitesse du vent dans plusieurs sites. La Figure I.5 montre un exemple des régions ventées en Algérie d'après les données satellitaires du Laboratoire d'Energie Eolienne du Centre de Recherche en Energies Renouvelables (CDER, Algérie). [11]

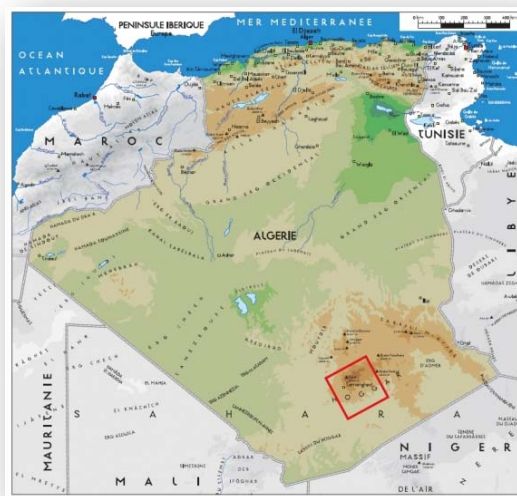


Figure 8 : région la plus ventée en Algérie [11]

L'Atlas de la puissance en Algérie :

La figure ci-dessous représente l'atlas de la puissance énergétique récupérable à 50 m d'altitude en Algérie. [11]

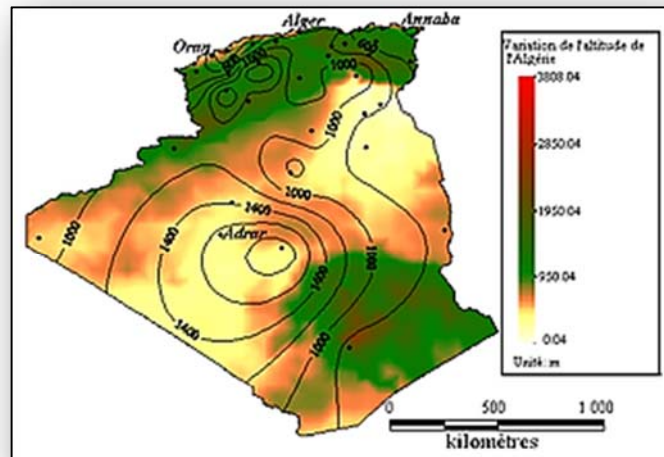


Figure 9 : Puissance énergétique récupérable en altitude à 50 m Algérie. [11]

Nous nous intéresserons dans notre mémoire à l'étude d'un aérogénérateur constitué par une turbine et une machine asynchrone à double alimentation (MADA). Cette topologie a connu une large utilisation au cours des dernières années puisqu'elle bénéficie de certains avantages vis à vie de sa commande et son cout réduit.

Nous avons structuré notre mémoire en trois grand chapitres où nous nous somme intéressé à appliquer différentes commandes à notre machine asynchrone MADA afin d'identifier la plus performante pour une meilleur exploitation de notre aérogénérateur.

Le chapitre un est divisé en deux sous chapitres :

- Dans le premier notre intérêt s'est porté sur la commande de la turbine. En mettant en relief l'étude aérodynamique de la turbine, en vue de connaître ces principaux paramètres de fonctionnement, à savoir les coefficients de puissance, de couple, et la limite de Betz.

Des modèles analytiques de la turbine éolienne seront réalisés et comparés en utilisant une méthode d'extraction du maximum de puissance « MPPT » avec asservissement de puissance.

- La seconde traite de la modélisation et la commande du système complet de notre aérogénérateur (turbine + MADA). Nous allons faire une étude avec simulation de la commande vectorielle de notre génératrice.

Ainsi, dans ce chapitre on va étudier la commande de la machine asynchrone à double alimentation (MADA) utilisée en génératrice en utilisant différents types de régulateurs: Le régulateur Proportionnel-Intégral afin d'annuler l'erreur statique. Il servira de référence de comparaison car c'est le plus utilisé et le plus simple à synthétiser dans le domaine des réglages industriels et des régulateurs qui sont robuste basé sur plusieurs théories. [4]

Le chapitre II sera consacré à l'application de quatre commande classée en deux catégories : la première sans capteur de vitesse basées sur l'intelligence artificielle (Réseau de neurones et logique floue), la seconde avec capteurs de vitesses (vectorielle avec PSO et H infini). Il s'ensuivra une série de simulation utilisant les quatre commandes applique à notre aérogénérateur.

Le chapitre III : consacré à l'étude comparative des résultats de nos quatre commandes. Dans le dernier chapitre, on fait une comparaison complète des régulateurs dans les deux commandes, et marque le type des régulateurs le plus performant et le plus rapide. On le démontre avec des plusieurs simulations appliquant différents régulateurs.

Chapitre I

Etude et simulation d'une génératrice à double alimentation

Partie I.1

Etude et simulation d'une turbine

Introduction

Les aérogénérateurs sont de plus en plus utilisés durant ces dernières années vu la demande croissante d'énergie. Par conséquent une étude détaillée de ses machines est nécessaires.

En se propose dans ce chapitre de faire une étude avec modélisation et simulation de la turbine dans un premier temps, il s'ensuivra l'étude du système complet associer à une MADA avec PI classique.

I.1.1 Type de Fonctionnement

Il existe deux types de fonctionnement d'éolienne.

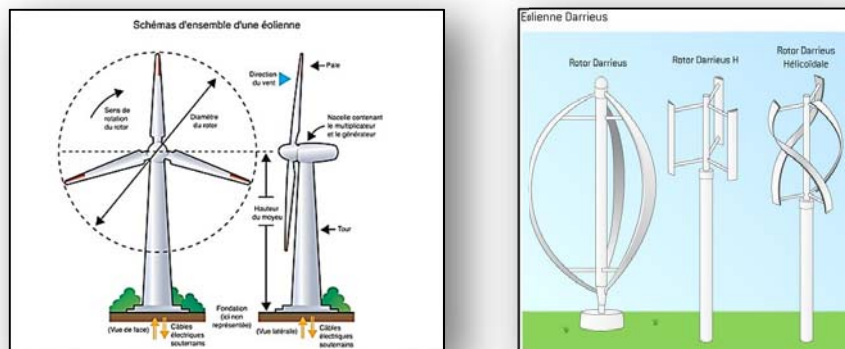


Figure I.1- deux types des éoliennes

I.1.1.1 Les éoliennes à vitesse fixe

Ce sont des éoliennes qui ne nécessitent pas de dispositif à base d'électronique de puissance. Généralement constituées de machines asynchrones à cage d'écureuil. Afin de faire fonctionner la machine Asynchrone à la vitesse de synchronisme, on utilise un système d'orientation des pales (angle de calage par Exemple). Par conséquent, elles sont moins chères avec un rendement médiocre. [8]

I.1.1.2 Les éoliennes à vitesse variable

Ce type d'éolienne peut travailler sur une plus large plage de vitesse de vent, ce qui permettra de tirer le maximum de puissance possible pour chaque vitesse de vent voir Figure I.2. [8]

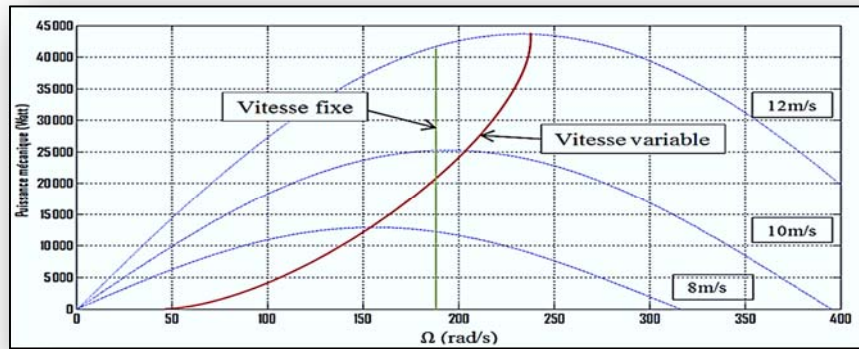


Figure I.2 : Puissance mécanique disponible en fonction de la vitesse du générateur et de la vitesse du vent [8]

Dans la figure I.2, on remarque que le trait vertical vert correspond à la puissance que peut fournir une éolienne à vitesse fixe, par contre la courbe en rouge représente l'ensemble des points maximaux des différentes courbes de puissance.

On constate donc qu'une éolienne fonctionnant à vitesse variable fournit une plus grande puissance au réseau tout en la contrôlant (transfert de puissance).

La nécessité d'utiliser un système MPPT avec des commandes complexes à base d'électronique de puissance pour réguler les variations de vitesse constituent des coûts supplémentaires, la rendant plus onéreuse mais avec un meilleur rendement. [8]

Les principaux avantages des éoliennes à vitesses variables sont comme suit : [14]

- Génération de puissance électrique de meilleure qualité
- Augmentation de la plage de fonctionnement, notamment pour les faibles vitesses de vent (augmentation du rendement énergétique)
- Nécessitent un système d'orientation des pales. la possibilité de contrôler la vitesse de générateur via le couple électromagnétique permet de réduire le rôle du système d'orientation des pales, qui interviendra principalement pour limiter la puissance générée en présence de vitesse de vent élevés en contrôlant la vitesse de la turbine. D'où, pour le cas de faibles vitesses de vent, l'angle d'orientation des pales devient fixe.
- Sont moins exigeantes en termes d'entretien en comparaison avec d'autres éoliennes.

I.1.2 Conversion de l'énergie éolienne

I.1.2.1 Définition de l'énergie éolienne

L'énergie éolienne est une énergie renouvelable, géographiquement diffusée en étroite dépendance des saisons. [15]

Un aérogénérateur, plus communément appelé éolienne, est un dispositif qui transforme une partie de l'énergie cinétique du vent en énergie mécanique disponible sur un arbre de transmission puis en énergie électrique par l'intermédiaire d'une génératrice.

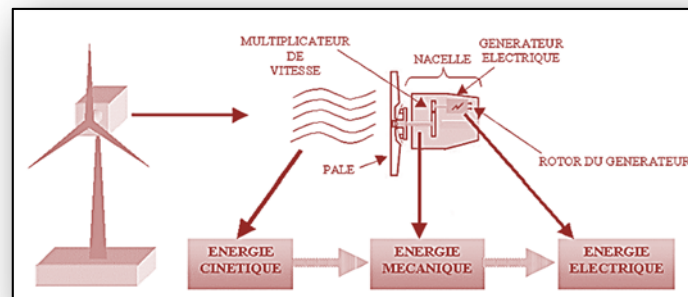


Figure I.3 : Conversion de l'énergie cinétique

Les éoliennes sont divisées en trois catégories selon leur puissance nominale. Le tableau ci-dessous présente une classification de ces turbines selon la puissance qu'elles délivrent et le diamètre de leur hélice [15].

Echelle	Diamètre de l'hélice (m)	Puissance délivrées
Petite	< 12	< 40 kW
Moyenne	12 à 45	40 kW – 1 MW
Grande	≥ 46	≥ 1 MW

Tableau I.1: Classification des éoliennes selon leur puissance

I.1.2.2 Modélisations de vent [14]

La conversion d'énergie cinétique du vent en énergie électrique se fait en deux étapes:

- 1^{ère} étape : Au niveau de la turbine, une partie de l'énergie cinétique extraite du vent sera converti en énergie mécanique.

- 2^{ème} étape : Au niveau de la génératrice, l'énergie mécanique à l'entrée est convertie en énergie électrique.

Le fonctionnement général est illustré par la Figure I.4. L'ensemble de la chaîne de conversion fait appel à des domaines très divers et pose des problèmes aérodynamiques, mécaniques, électriques et d'automatique. [10]

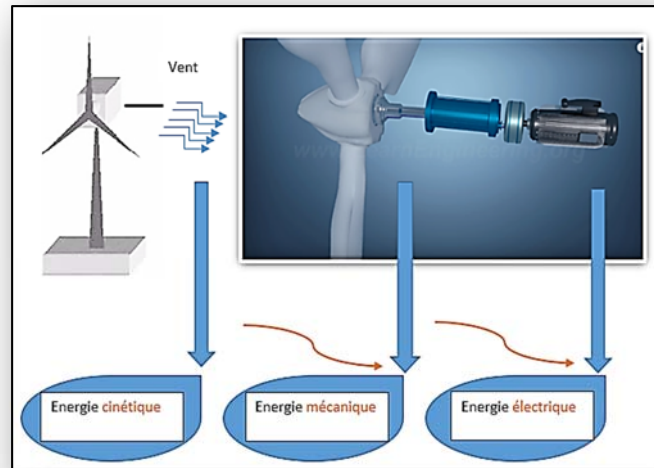


Figure I.4 : Principe de la conversion d'énergie

Il est à noter que la modélisation du vent est importante pour les points suivants : [13]

- définir les conditions de fonctionnement de l'éolienne,
- définir les sollicitations qui s'appliquent sur les pales,
- développer et affiner la modélisation du rotor,
- évaluer le potentiel d'énergie utilisable,
- fournir une aide pour l'implantation des machines.

Les données climatiques, géographiques en plus de la période de l'année concernée du site d'étude sont nécessaires pour l'élaboration du profil du vent.

Van Der Hoven a défini le modèle du vent comme étant une représentation en série de Fourier, de sorte que le vent soit un signal constitué par une superposition de plusieurs harmoniques, illustrée par l'équation de Van Der Hoven « I.1 »

$$V_{vent}(t) = A + \sum_{k=1}^i ak \sin(wk * t) \quad \text{I.1}$$

Avec :

A : la valeur moyenne de la vitesse du vent,
 ak : amplitude de l'harmonique de l'ordre k ,
 wk : pulsation de l'harmonique de l'ordre k ,
 i : le rang du dernier harmonique retenu dans le calcul du profil du vent.

- **la simulation du vent et comme suite :**

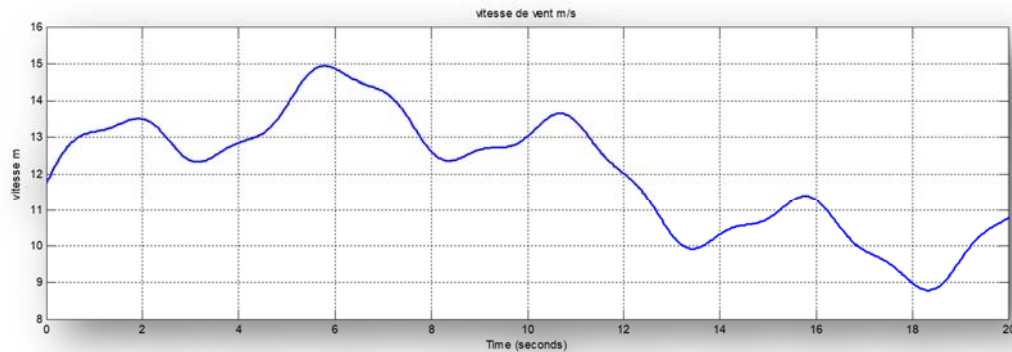


Figure I.5 : le vent variable à vitesse moyenne

I.1.2.3 Caractéristiques du vent [12]

Le vent est un phénomène aléatoire qui présente de grandes variabilités qu'on peut classer en deux groupes : la variabilité temporelle et la variabilité spatiale.

La variabilité temporelle comprend trois sous-groupes :

- À basses fréquences : les variations annuelles, saisonnières et mensuelles ;
- À moyennes fréquences : les variations journalières et horaires ;
- À hautes fréquences : les variations à la seconde ou à plus haute fréquence au-dessus de 1 Hz caractéristiques de la turbulence du vent.
- La variabilité spatiale concerne principalement la variation verticale et le champ des directions du vent, ces variations peuvent engendrer des variations de couple, tels que l'effet de cisaillement et l'effet d'ombre de la tour.

I.1.2.4 Extraction de l'énergie apportée par le vent [2] [5]

Considérons le système éolien à axe horizontal représenté sur la Figure I.6 sur lequel on a représenté la vitesse du vent « $V1$ » en amont de l'aérogénérateur et la vitesse « $V2$ » en aval.

En supposant que la vitesse du vent traversant le rotor est égale à la moyenne entre la vitesse du vent non perturbé en amont de l'éolienne « $V1$ » et la vitesse du vent en aval de rotor « $V2$ » soit : $\frac{V1+V2}{2}$ masse d'air en mouvement de densité ρ traversant la surface « S » des pales en une seconde est :

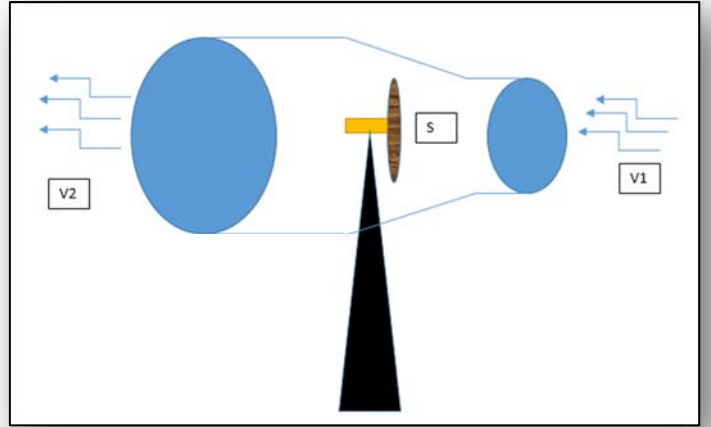


Figure I.6 : Éoliennes à axes horizontales. [2]

$$m = \frac{\rho S (V1 + V2)}{2} \quad \text{I.2}$$

La puissance « P_m » alors extraite s'exprime par la moitié du produit de la masse et de la diminution de la vitesse du vent (seconde loi de Newton) :

$$P_m = \frac{m(V1^2 - V2^2)}{2} \quad \text{I.3}$$

Soit en remplaçant m par son expression dans (I.3) :

$$P_m = \frac{\rho S (V1 + V2)(V1^2 - V2^2)}{4} \quad \text{I.4}$$

Le vent non perturbé traverserait cette même surface « S » sans diminution de vitesse, soit à la vitesse « $V1$ », la puissance « P_m » correspondante serait alors :

$$P_m = \frac{\rho S (V1)^3}{2} \quad \text{I.5}$$

La relation entre la puissance extraite du vent et la puissance totale théoriquement disponible et alors :

$$\frac{P_m}{P_{mt}} = \frac{\left(1 + \frac{V1}{V2}\right) \cdot \left(1 - \left(\frac{V1}{V2}\right)^2\right)}{2} \quad \text{I.6}$$

P_{mt} : Puissance théorique maximale extractible d'un vent non perturbé

P_m : Puissance maximale extractible d'un vent perturbé

Si on représente la caractéristique correspondante à l'équation ci-dessus Figure I.7, on s'aperçoit que le ratio « P_m / P_{mt} » appelé aussi coefficient de puissance « C_p » présente un maxima de 16/27 soit 0,59. C'est cette limite théorique appelée limite de *Betz* qui fixe la puissance maximale extractible pour une vitesse de vent donnée. Enoncé pour la première en 1929 par l'Allemand Albert BETZ. [5]

La valeur définie par BETZ représente une limite qui n'est en réalité jamais atteinte [5]. Chaque aérogénérateur lui correspond son propre coefficient de puissance exprimé en fonction de la vitesse relative « λ » représentant le rapport entre la vitesse de l'extrémité des pales de l'éolienne et la vitesse du vent. [5]

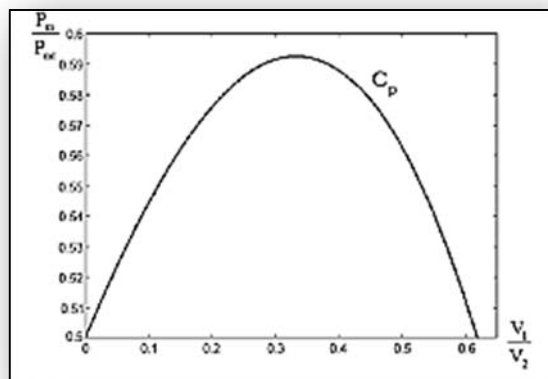


Figure 1.7 : Coefficient de puissance [5]

I.1.3 Classification des éoliennes en fonction du coefficient de puissance :

- **Les éoliennes à marche lente :** Constituées d'un grand nombre de pales (entre 20 et 40), elle présente une inertie importante imposant une limitation du diamètre 8 m [2]. La Figure I.8 met en évidence l'évolution du coefficient de puissance qui atteint rapidement sa valeur maximale lors de la montée en vitesse mais également décroît aussi rapidement par la suite.
- **Les éoliennes à marche rapide :** Largement employées pour la production d'énergie électrique. Elles sont constituées généralement de 1 ou 3 pales fixes ou orientables pour un meilleur contrôle de la vitesse de rotation. Les pales peuvent

atteindre des longueurs de 60 m et plus pour des éoliennes de plusieurs Mégawatts. [2]

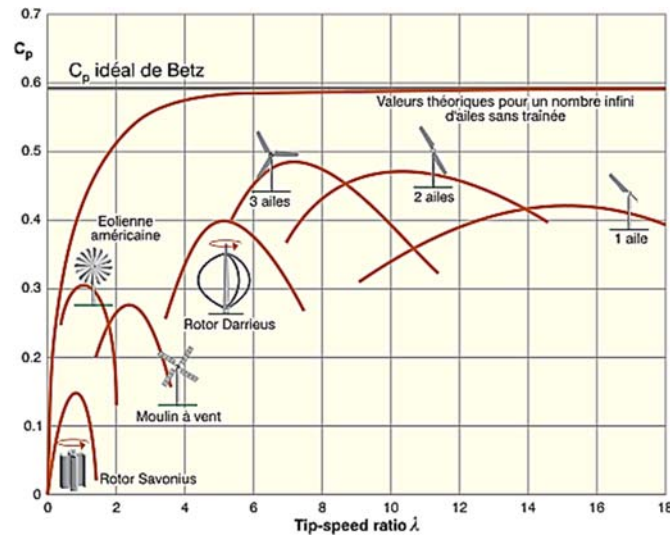


Figure I.8 : Coefficient de puissance pour différents types d'éoliennes [5]

I.1.4 Modélisation du système de conversion de l'énergie éolienne

La modélisation de la chaîne de conversion électromécanique, est illustrée à la Figure I.9

Dans un premier temps, nous présentons le modèle aérodynamique de la turbine, puis le modèle mécanique de l'éolienne. Ensuite, nous présentons la transformation de l'énergie mécanique en énergie électrique. Le fonctionnement de la MADA sera alors succinctement décrit, puis la MADA sera modélisée dans le repère de Park en vue de présenter la commande du CCM. Pour finir, la connexion du CCR au réseau électrique via le filtre RL qui sera également modélisée dans le repère de Park en vue de présenter la commande du CCR.

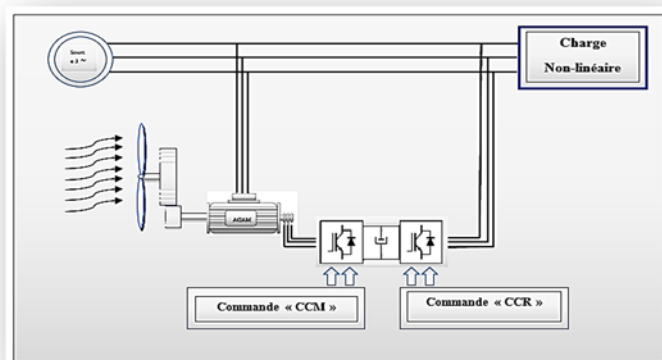


Figure I.9: Aérogénérateur basée sur une MADA

I.1.4.1 Hypothèses simplificatrices pour la modélisation mécanique de la turbine :

Les modèles les plus fréquemment rencontrés dans le cadre d'étude électromécanique sont relativement simples et obéissant aux hypothèses simplificatrices suivantes : [13]

- La vitesse du vent est supposée à répartition uniforme sur toutes les pales, ce qui permet de considérer l'ensemble des pales comme un seul et même système mécanique.
- Le coefficient de frottement des pales par rapport à l'air (dB) est très faible et peut être ignoré.
- Les pertes par frottement du rotor turbine sont considérées négligeables par rapport aux pertes par frottement du côté générateur.

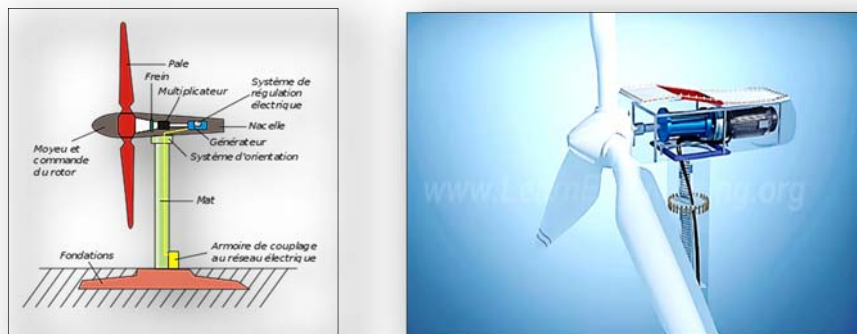


Figure I.10 – Schéma de la turbine de l'aérogénérateur. [4]

I.1.4.2 Modèle de la turbine

La Figure I.11 représente la colonne d'air captée par la turbine correspondant à la projection d'énergie apportée par le vent.

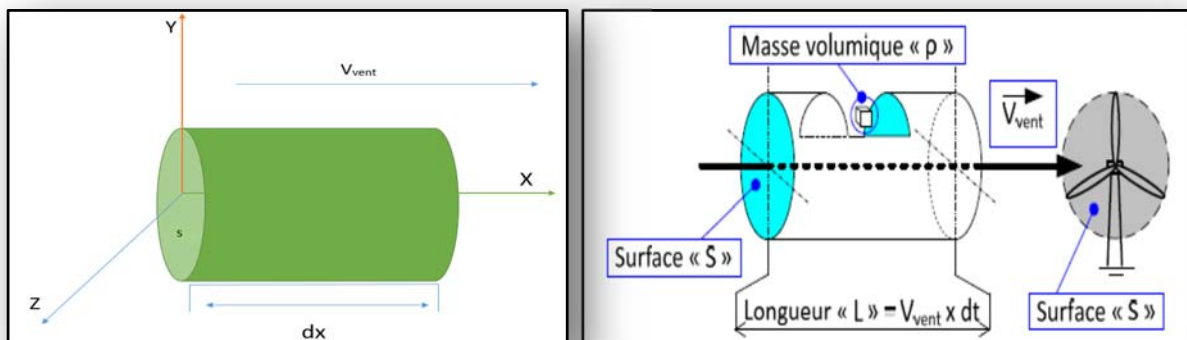


Figure I.11 : Représentation d'une colonne d'air [4]

I.1.4.2.1 Puissance mécanique de la turbine [7] [8]

Soit une colonne d'air de section « S », de longueur « l » contenant une quantité d'air de masse volumique « ρ » animée d'une vitesse constante « V_{vent} » telle que représentée sur la Figure I.11. La masse de cette colonne d'air, « $m_{colonne}$ ».

Afin de commander le système, la connaissance du modèle mécanique de la turbine est nécessaire est donnée par les relations suivantes :

$$m_{colonne} = S.l.\rho \quad I.7$$

L'énergie cinétique « $E_{cin-col}$ » de cette colonne d'air en mouvement s'exprime de la façon suivante :

$$E_{cin-col} = \frac{1}{2} . m_{colonne} . V_{vent}^2 = \frac{1}{2} . S.l.\rho . V_{vent}^2 \quad I.8$$

Cette colonne d'air est aussi la représentation de la quantité d'air traversant la surface « S » pendant une durée « dt », la longueur « l » étant directement issue de cette durée. La puissance « $P_{colonne}$ » étant la dérivée de l'énergie « $E_{cin-col}$ » pendant une quantité de temps donnée, nous Pouvons écrire :

Si en remplace I.7 dans I.8 on obtient :

$$P_{cin-col} = \frac{d}{dx} \left(\frac{1}{2} . m_{colonne} . V_{vent}^2 \right) = \frac{d}{dx} \left(\frac{1}{2} S.l.\rho . V_{vent}^2 \right) \quad I.9$$

$$P_{cin-col} = \frac{1}{2} S.\rho V_{vent}^2 \frac{d}{dx} l \quad I.10$$

Avec :

$$\frac{d}{dx} l = V_{vent}$$

D'où, l'expression de la puissance « $P_{cin-col}$ » :

La surface « S » est exprimée par : « $S = \pi R^2$ » : Ce qui donne

$$P_{cin-col} = \frac{1}{2} S.\rho V_{vent}^3 \quad I.11$$

Où :

ρ	: Masse volumique de l'air (celle-ci est de 1.25 kg/m ³ en atmosphère normale)
S	: Surface circulaire balayée par la turbine
R	: Correspond pratiquement à la longueur de la pale
$m_{colonne}$	: Masse d'air traversant la surface en une seconde
V_{vent}	: Vitesse du vent (en m/s)
$P_{cin-col}$	: puissance cinétique d'une colonne d'air

La mise en rotation des pales par le vent crée une puissance mécanique « P_{mt} » sur l'arbre de la turbine exprimée par :

$$P_{mt} = \frac{1}{2} C_p(\lambda, \beta) S V_{vent}^3 \quad \text{I.12}$$

C_p	: coefficient de puissance.
P_{mt}	: puissance de la turbine

Pour le calcul du coefficient C_p , différentes expressions ont été développées et proposées, parmi lesquelles, on cite :

$C_p(\lambda, \beta) = [0.5 - 0.00167 (\beta - 2)] \sin \left[\frac{\pi(\lambda - 3)}{18.05 - 0.3(\beta - 2)} \right] - 0.00814 (\lambda - 3). (\beta - 2)$
$C_p(\lambda, \beta) = C_1 \left(C_2 \left(\frac{1}{\lambda + 0.08\beta} - \frac{0.0035}{(\beta + 1)} \right) C_3 \beta - C_4 \right) \text{Exp.} \left(- C_5 \left(\frac{1}{\lambda + 0.08\beta} - \frac{0.0035}{(\beta + 1)} \right) \right) + C_6 \lambda$ Où : $C_1 = 0.5109$; $C_2 = 116$; $C_3 = 0.4$; $C_4 = 5$; $C_5 = 21$; $C_6 = 0.0068$
$C_p(\lambda, \beta) = 0.22 \left(\frac{116}{\lambda} - 0.4\beta - 5 \right) e^{\frac{-12.5}{\lambda}} \text{ et } \frac{1}{\lambda} = \left(\frac{1}{\lambda + 0.08\beta} - \frac{0.035}{(\beta + 1)} \right)$
$C_p(\lambda, \beta) = 7.95633 \cdot 10^{-5} \lambda^5 - 17.375 \cdot 10^{-4} \lambda^4 + 9.86 \cdot 10^{-3} \lambda^3 - 9.4 \cdot 10^{-3} \lambda^2 + 6.38 \cdot 10^{-2} \lambda + 0.001$

Avec :

- β : Angle d'orientation des pales.
- λ : Est le ratio de vitesse défini comme étant le rapport entre la vitesse linéaire des pales ($\Omega_{Turbine} . R$), et la vitesse du vent V_{vent} .

$$\lambda = \frac{\Omega_{Turbine} . R}{V_{vent}} \quad \text{I.13}$$

$\Omega_{Turbine}$: Vitesse de la turbine en rad/s.

La figure I.12 représente la variation de ce coefficient de puissance en fonction de la vitesse relative λ et l'angle de l'orientation de la pale β .

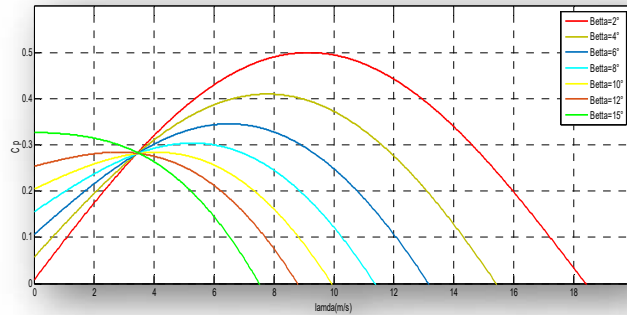


Figure I.12 – Coefficient de la puissance en fonction de la vitesse relative de la turbine.

I.1.4.2.2 Couple mécanique de la turbine

A partir de l'expression de la puissance et connaissant la vitesse de rotation de la turbine, le couple mécanique disponible sur l'arbre de la turbine est exprimé comme suit:

$$C_t = \frac{P_{mt}}{\Omega_{Turbine}} = \rho C_p(\lambda, \beta) S \cdot (V1)^3 \cdot \frac{1}{2 \cdot \Omega_{Turbine}} \quad I.14$$

I.1.4.2.3 Modélisation du multiplicateur

La vitesse du générateur (rapide) est adaptée à la vitesse de la turbine (lente) à travers un multiplicateur. Les équations sont données par :

$$C_{mec} = \frac{C_{turbine}}{G} \quad I.15$$

$$\Omega_{turbine} = \frac{\Omega_{mec}}{G} \quad I.16$$

Avec :

G : Rapport de multiplicateur adaptant la vitesse de la turbine à celle de la génératrice.

C_{mec} : Couple mécanique

Ω_{mec} : vitesse de la génératrice (rad/s)

I.1.4.2.4 Modèle mécanique de l'arbre de transmission

L'inertie totale « J » est constituée de l'inertie de la turbine ramenée sur l'arbre de la génératrice, et l'inertie de la génératrice « J_{mec} » :

$$J = \frac{J_{turbine}}{G^2} + J_{méc} \quad I.17$$

Avec:

$J_{turbine}$: inertie de la turbine.
 $J_{méc}$: inertie de la génératrice.

Si on applique l'équation fondamentale de la dynamique, on obtient :

$$J \frac{d\Omega_{méc}}{dt} = \Sigma \text{ des couples} = C_{méc} - C_{em} - C_{vis} \quad I.18$$

C_{vis} : représente le couple visqueux

$$C_{vis} = f. \Omega_{méc} \quad I.19$$

C_{em} : couple électromagnétique.

En remplaçant l'équation I.19 dans l'équation I.18 on obtient :

$$C_{méc} - C_{em} = J \frac{d\Omega_{méc}}{dt} + f. \Omega_{méc} \quad I.20$$

$$\Omega_{méc} = \frac{1}{Js+f} (C_{méc} - C_{em}) \quad I.21$$

I.1.4.2.5 Schéma synoptique du système complet

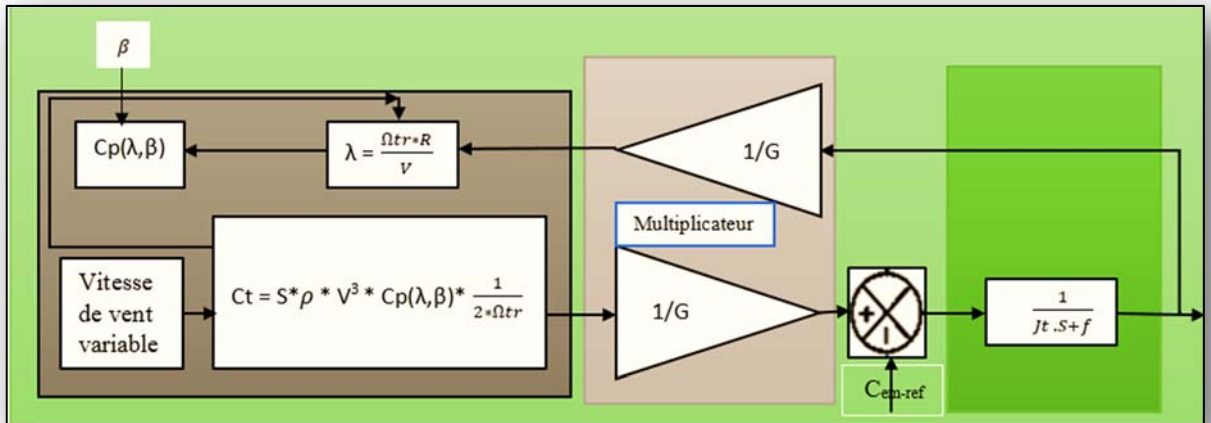


Figure I.13 : Schéma bloc du modèle de convertisseur éolienne Stratégie de la commande d'une éolienne à vitesse variable

Le schéma bloc du système est donné par la figure I.13, nous pouvons constatés que la vitesse de la turbine peut être contrôlée par action sur deux entrées :

- L'angle de calage des pales.
- Le couple électromagnétique de la génératrice.

I.1.4.2.6 Principe de la MPPT

La MPPT (Maximum Power Point Tracking) est une stratégie qui consiste à extraire le maximum de puissance pour un angle de calage « Beta » donnée de sorte à avoir à tout moment un coefficient de puissance optimale « C_{p-opt} » correspondant à une vitesse relative « λ_{opt} ».

La vitesse de rotation de la machine est contrôlée par le couple électromagnétique [7]. Cette stratégie de commande consiste à régler le couple apparaissant sur l'arbre de la turbine de manière à fixer sa vitesse à une référence. Pour prendre en charge cet aspect, un asservissement de vitesse est nécessaire [14].

Le correcteur de vitesse doit: [14]

- Il doit asservir la vitesse mécanique à sa valeur de référence.
- Il doit atténuer l'effet de l'action du couple qui constitue une entrée perturbatrice.

La référence de la vitesse de la turbine correspond à celle correspondante à la valeur optimale du rapport de vitesse « λ_{opt} » (pour notre étude on a pris un angle de calage fixe $\beta = 2^\circ$ pour un fonctionnement normale) d'après la courbe de la figure I.12. [14]

Nous pouvons donc réécrire l'équation I.22 de la façon suivante :

$$\Omega_{tr_opt} = \frac{V_{vent} \cdot \lambda_{opt}}{R} \quad I.22$$

I.1.5 Fonctionnement d'une éolienne à vitesse variable

Pour une utilisation optimale de l'énergie disponible dans le vent, divers mécanismes de régulation et de contrôle mécaniques ont été développés au niveau de la turbine [14].

Ces différents mécanismes génèrent de plusieurs caractéristiques aérodynamiques comme le coefficient de puissance dans le but de maintenir la puissance autour de sa valeur nominale. Sachant que l'aérogénérateur ne produit pas le maximum de puissance sur toute sa plage de fonctionnement. [11]

L'objectif de cette régulation est double, d'une part de protéger l'éolienne contre le vent important et d'autre part de délimiter la puissance développée à la puissance nominale. [5]

Il est possible de définir quatre zones de fonctionnement, tel que :

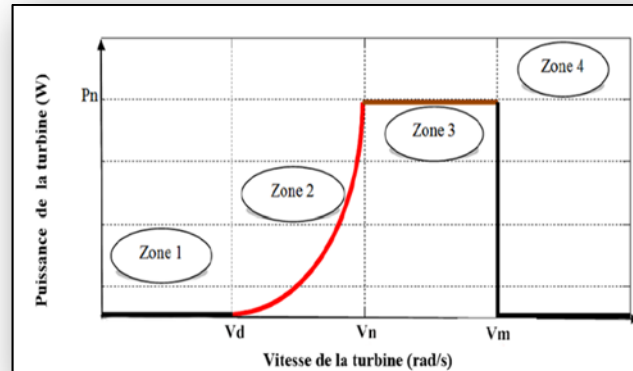


Figure I.14 : Diagramme de la puissance utile sur l'arbre en fonction de la vitesse du vent. [5]

Zones I :	Phase de démarrage de la machine : A approximativement à partir de 70 % de la vitesse de synchronisme de la génératrice, notre système débute à produire de l'électricité.
Zones II :	Phase d'extraction de l'énergie maximale: Dans cette zone, la vitesse mécanique varie et peut atteindre une valeur proche de la vitesse nominale. L'énergie électrique augmente rapidement. L'angle β est fixé à sa valeur la plus basse pour obtenir un facteur de puissance maximum. Ainsi, la capacité maximale de chaque valeur est obtenue pour chaque vitesse mécanique. [5]
Zones III :	Phase à vitesse mécanique quasi constante [5]: Ici la vitesse de la génératrice est maintenue constante à son maximum par opposition d'un couple moteur approprié. L'augmentation de la vitesse de vent va donc s'accompagner d'une décroissance du coefficient C_p et d'une augmentation moins rapide de la puissance récupérée. Lorsque la puissance maximum de la génératrice est atteinte, l'angle des pales (pitch) est modifié (exemple : Passage de β_1 à β_2) afin de dégrader encore plus le coefficient C_p . [13]

Zones IV :	Phase à puissance constante : La plupart des grandes turbines éoliennes utilisent deux principes de contrôle aérodynamique pour limiter la puissance extraite à la valeur de la puissance nominale de la génératrice. [5] [11]
-------------------	---

Pour contrôler la puissance aérodynamique capturée et la limiter lorsque la vitesse du vent est très élevée, il est possible d'utiliser l'une des deux techniques de contrôle connues surtout dans les grandes turbines, le système d'orientation des pales (Pitch Control) ou le système à décrochage aérodynamique (Stall Control). [13]

Dans ce qui suit, nous nous sommes intéressés à la zone 2, où la maximisation de l'énergie électrique extraite est appliquée. [1]

I.1.6 Technique d'extraction du maximum de puissance [13]

Le but de la commande à vitesse variable de la MADA est d'extraire le maximum de puissance de l'éolienne. Pour cela, nous avons besoin d'un algorithme agissant sur les variables de consigne pour obtenir le meilleur rendement possible du dispositif.

Notre recherche bibliographique, nous a permis de distinguer deux familles de structures de contrôle pour maximiser l'énergie extraite:

- La commande MPPT sans asservissement de la vitesse mécanique.
- La commande MPPT par asservissement de la vitesse mécanique.

I.1.6.1 Commande MPPT avec asservissement de la vitesse mécanique [13]

Cette commande consiste à déterminer la vitesse de rotation de la turbine qui nous permet d'obtenir le maximum de puissance générée. L'équation I.22 reliant la vitesse de la turbine à la vitesse du vent permet d'avoir un coefficient de puissance maximum.

La stratégie de commande consiste à régler le couple apparaissant sur l'arbre de la turbine, de manière à le fixer à sa vitesse de référence. Pour réaliser ceci, on utilise un asservissement de vitesse. Cet asservissement consiste à déterminer la vitesse de la turbine, qui permet d'obtenir le maximum de puissance générée. La relation entre la vitesse mécanique et la vitesse de la turbine est donnée par l'équation I.16. [15]

Dans ce travail, un seul type d'asservissement est considéré pour ajuster la vitesse mécanique au point d'accord (à la consigne) qui est la fonction de la vitesse du vent.

Le calcul des paramètres des régulateurs sont décrit dans l'annexe 01

- Une régulation basée sur une loi linéaire de type PI.

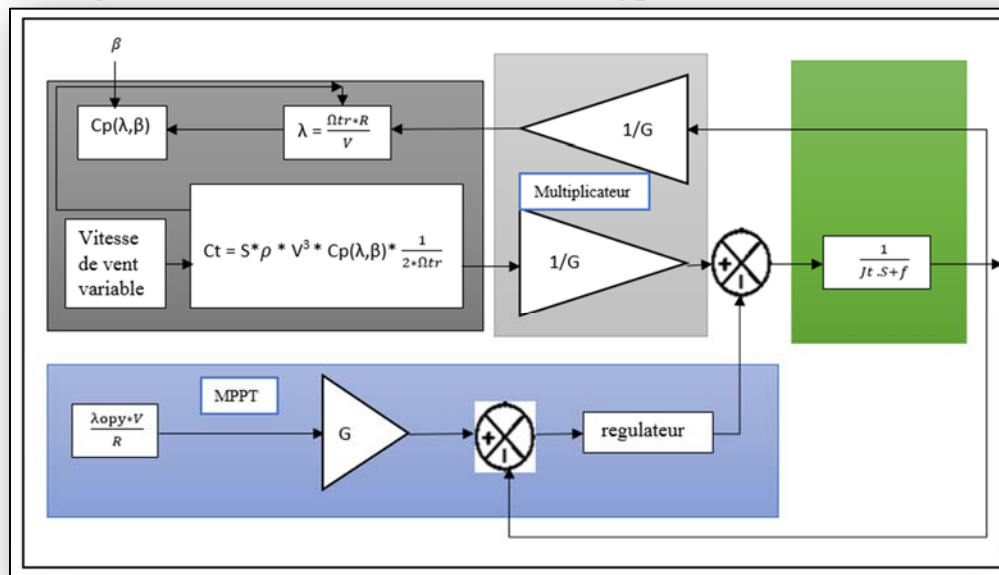


Figure I.15 : Maximisation de la puissance avec asservissement de la vitesse mécanique

I.1.7 Résultats de Simulations [4] [13]

- Description du système

Après avoir modélisé l'ensemble des éléments de la turbine, le multiplicateur de vitesse, l'arbre mécanique. La stratégie de commandé MPPT avec asservissement de la vitesse mécanique a été simulé sous environnement MATLAB/Sim Power System relatif à ce chapitre.

Les conditions de simulations et les paramètres de la turbine éolienne sont détaillé dans l'annexe A.

Les deux structures de commande ont été simulées en considérant un profil de vent moyen autour de (10.5 m/s). Nous montrons les résultats obtenus pour les différentes stratégies de commande utilisées. L'angle de calage des pâles est maintenu constant à la valeur de « $\beta=2^\circ$ ». Pour extraire le maximum de la puissance générée, il faut fixer le ratio de vitesse à la valeur « $\lambda_{opt} = 6.8$ », ce qui correspond au maximum du coefficient de puissance « $C_{pmax} = 0.35$ » quel que soit la vitesse du vent.

Le résultat obtenu pour les différents tests de simulation réalisés, pour une turbine éolienne, un multiplicateur et l'arbre de la génératrice, pour extraire le maximum de puissance MPPT avec la technique de commande proposée, avec asservissement de la vitesse mécanique par le régulateur suivant :

- Proportionnel et Intégral (PI).

Pour notre simulation de la turbine, nous considérons le cas de vitesse de vent variable:

I.1.7.1 Profile du vent applique à l'entrée de la turbine

- Paramètre de simulation, voir annexe 02
- Modelé de simulation :

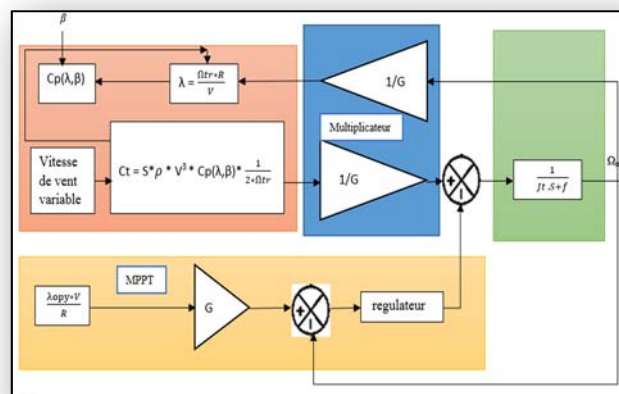


Figure I.16 : schéma synoptique de la MPPT avec asservissement de la vitesse mécanique

Le profil de vent utiliser dans cette simulation et représenter par l'équation suivent :

$$V_{vent}(t) = A + \sum_{k=1}^i ak \sin(wk * t) \quad I.23$$

$$V_{vent} = 11 + 0,2\sin(0,1047t) + 2\sin(0,2665t) + \sin(1,2930t) + 0,2\sin(3,6645t)$$

Le modèle comportemental du vent peut donc être simplifié considérablement. La vitesse du vent est généralement représentée par une fonction scalaire qui évolue dans le temps. [5]

$$V=f(t) \quad I.24$$

Profile du vent appliqué à l'entrée de la turbine :

Ces deux structures de commandes ont été simulées en considérant un profil de vent en moyenne autour de 10.5 m/s comme illustré dans la Figure I.17.

Le vent étant une grandeur de nature aléatoire par conséquent son profil a été choisi d'une manière à prendre en considération les deux modes de fonctionnement hyper-synchrone et hypo-synchrone pour le cas d'un découplage avec MADA.

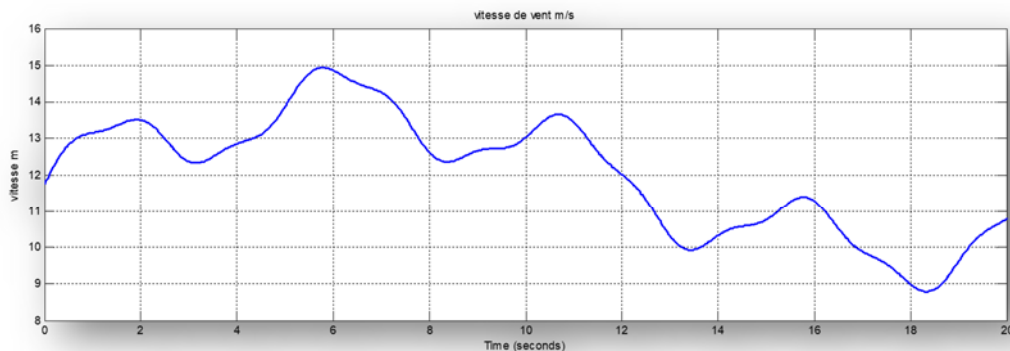


Figure I.17 : Vitesse du vent en fonction du temps

Dans la suite de notre travail on applique cette vitesse à l'entrée de la turbine pour une seule stratégie de commande MPPT (avec asservissement de vitesse).

Les résultats de simulation de cette structure de commande avec le même profil de vent Figure I.19 (on n'intègre dans notre cas d'étude des limitations entre (1600 et 1430) tr/min pour rester toujours dans la zone deux pour ($\beta = 2$)) sont montrés sur les figures ci-dessous en représentant l'évolution des différents paramètres du système en fonction de temps.

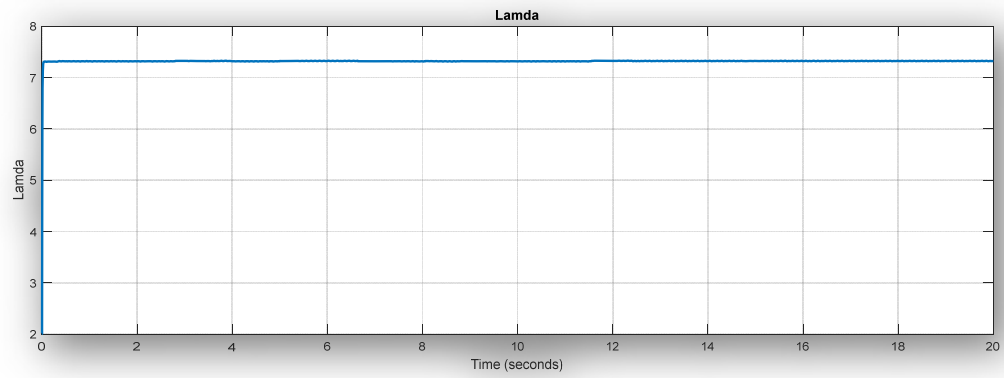


Figure I.18 : Vitesse relative λ

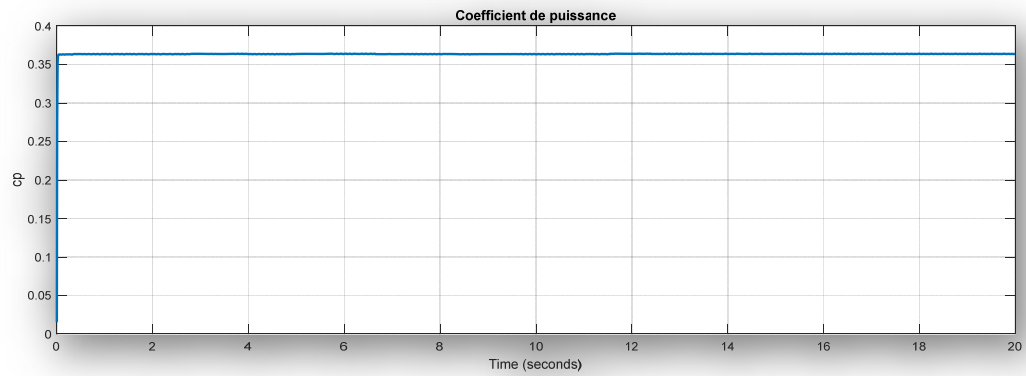


Figure I.19 : Coefficient de puissance C_p

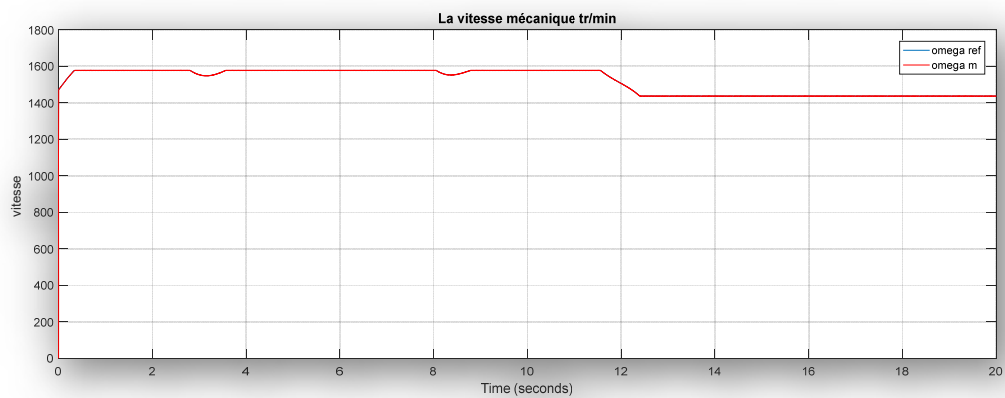


Figure I.20 : Vitesse de rotation de la turbine (tr/min)

I.1.7.2 Interprétation de résultats :

La figure I.18 : Représente L'évolution de la vitesse relative de notre système, qui atteint une valeur de 7.3

La figure I.19 : Représente L'évolution de coefficient de puissance de notre système, qui atteint une valeur de 0.36

La figure I.20 : Représente L'évolution de la vitesse de notre système, qui suite à l'application d'une variation a cout de vent à $t=3.5$ s. notre signale de la vitesse présente une variation de 80 tr/min dans une durée de 0.15s. Et a $t=8$ s. Notre signale de vitesse présente la même variation dans une durée de 0.15s.

A $t=0$ s le régime de fonctionnement de notre génératrice démarre en mode hyper-synchrone vers le mode hypo-synchrone, suite à quoi l'évolution de variation du vent imposer.

Qui atteint une valeur maximale de $\Omega_m = 1600$ tr/min et revenir à la valeur désirée $\Omega_m = 1500$ tr/min a $t=11.6$ s. A $t=11.6$ s le régime de fonctionnement de notre génératrice passe d'un mode hyper-synchrone vers le mode hypo-synchrone, suite à quoi l'évolution de variation du vent impose autour de 1430 tr/min.

I.1.8 Conclusion

Dans la première partie du chapitre I, on a bien vu que le model proposé de la turbine nous a permis d'avoir de très bon résultats, où la vitesse de rotation mécanique est bel et bien l'image du profil de la puissance de notre aérogénérateur.

Ces résultats montrent qu'un meilleur contrôle en boucle fermée de la vitesse est obtenu. Ce contrôle est très dynamique et la puissance

Partie I.2

Etude et modélisation d'une génératrice à double alimentation

Introduction :

Nous allons maintenant nous intéresser à la modélisation et la commande du système complet constitué d'une turbine avec génératrice. Notre choix s'est porté sur la machine asynchrone à double alimentation « MADA ». La présence d'un convertisseur entre le rotor et le réseau permet de contrôler le transfert de puissance entre le stator et le réseau. De plus, si la plage de variation de vitesse est limitée à $\pm 30\%$ autour du synchronisme. L'énergie électrique peut non seulement être produite du stator vers le réseau mais également, pour les vitesses supérieures au synchronisme, du rotor vers le réseau. [16]

Notre génératrice est branchée directement au réseau électrique côté stator alors que du côté rotor, elle y est connectée via un convertisseur nommé back-to-back. [7]

Dans ce chapitre on va étudier la commande de la machine asynchrone à double alimentation (MADA) en utilisant un régulateurs types PI. Il servira de référence de comparaison car c'est le plus utilisé et le plus simple à synthétiser dans le domaine des réglages industriels et des régulateurs qui sont robuste basé sur plusieurs théories. [10]

I.2.1 Description d'un aérogénérateur intégrant une MADA

La structure d'un aérogénérateur est illustrée dans la figure I.22, constitué par une première partie mécanique composée de la turbine, d'un multiplicateur et de l'arbre. Cette partie a été développée dans le chapitre précédent. Dans cette seconde partie, nous nous intéresserons aux autres éléments constitutifs d'une MADA et le convertisseur back-to-back avec sa commande vectorielle. [7]

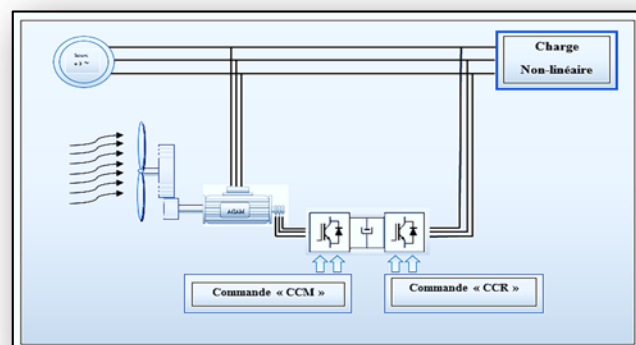


Figure I.21: Architecture du système avec un convertisseur back-to-back

Notre convertisseur back-to-back est formé de deux étages : [7]

- Un premier Convertisseur Coté Machine « CCM » pour la commande des puissances actives et réactives statoriques de la génératrice.
- Un second Convertisseur Coté Réseau « CCR » qui est lié au réseau électrique à travers un filtre.

Le développement des technologies appliquées à l'électronique de puissance que ce soit en monté en puissance et en fréquence a ouvert de nouvelles possibilité, dans notre cas une meilleure maitrise de la commande que ce soit coté moteur ou réseau (en mode Hypo-synchrone ou hyper-synchrone).

- **Mode hypo-synchrone**

la puissance totale générée est fournie au réseau par le stator. La vitesse du générateur est inférieure à la vitesse du synchronisme ($g > 0$).

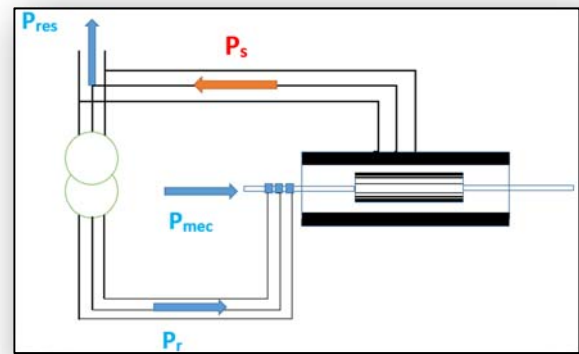


Figure I.22 : Fonctionnement en mode génératrice hypo-synchrone. [13]

- **Mode hyper-synchrone** : rendre un rendement élevé per rapport à l'autre mode au

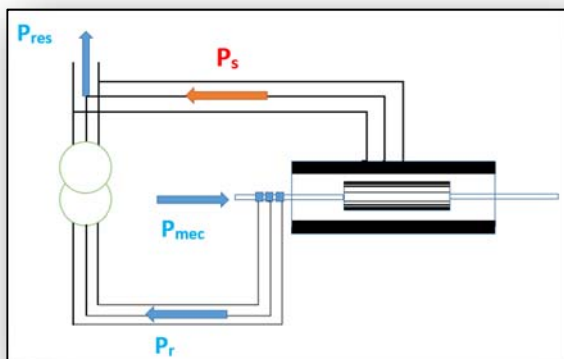


Figure I.23 : Fonctionnement en mode génératrice hyper-synchrone. [13]

système à cause de transférer la puissance générer au réseau à travers le stator, et la puissance du glissement injectée au réseau à travers le rotor. La vitesse du générateur est supérieure à la vitesse du synchronisme ($g < 0$).

La structure étudiée réside menu par des convertisseurs qui sont dimensionné uniquement pour une partie de la puissance nominale de la génératrice.

Si la MADA fonctionne en mode hyper-synchrone, le glissement ($g < 0$) maximal ne dépasse pas une valeur de -30% (-0.3) ça donne une puissance maximale passante par le convertisseur sera de 25% de la puissance nominale de la machine. [7]

I.2.2 Modélisation de la MADA [2] [14]

Malgré la simplicité de construction de la MADA, son modèle mathématique reste complexe. [2] [6] [9] [13] [36]

Il est important d'établir un modèle mathématique reflétant son fonctionnement physique, nous permettant ainsi de réaliser des simulations en régimes dynamique et permanent. Pour faire, il faut nous considérons les hypothèses simplificatrices suivantes : [9]

- L'entrefer constant.
- L'effet des encoches négligé.
- Distribution spatiale sinusoïdale des forces magnétomotrices d'entrefer.
- L'influence de l'effet de peau et de l'échauffement n'est pas prise en compte.
- Circuit magnétique non saturé et à perméabilité constante.
- Les Pertes ferromagnétiques négligeables.
- Tous les coefficients d'inductance propre sont constants et les coefficients d'inductance mutuelle ne dépend que de la position des enroulements
- On considère que la machine fonctionne en régime équilibré
- On ne tient compte que du premier harmonique d'espace de distribution de force magnétomotrice de chaque phase du stator et du rotor.

Ces hypothèses ont pour conséquences [6]

- les inductances propres entre les enroulements statoriques sont constantes,
- les inductances propres entre les enroulements rotorique sont constantes,

- les inductances mutuelles entre les enroulements statoriques et rotorique varient de manière sinusoïdale avec la position des enroulements.
- les flux magnétiques sont additifs.

La figure I.24 représente la structure de principe de la machine asynchrone triphasée

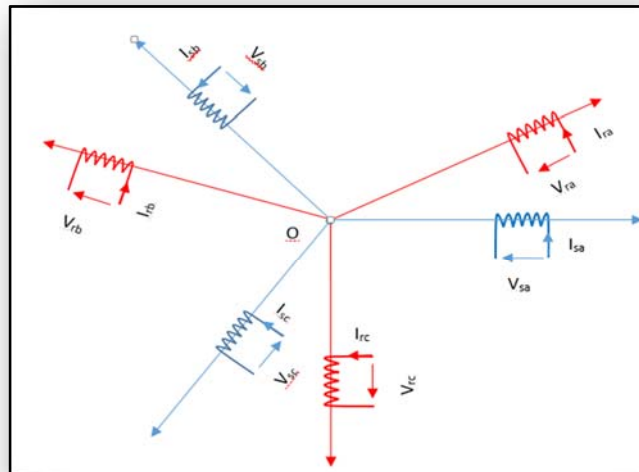


Figure I.24 : Représentation des enroulements statoriques et rotorique de la MADA

Toutes les grandeurs électromagnétiques, tensions, courants et flux sont exprimés dans le même repère à deux axes: l'axe direct « d » et l'axe en quadrature « q ». Ainsi, la dépendance de la position du rotor est éliminée et l'ordre du système est réduit dans un régime équilibré, ce qui permet d'obtenir des modèles dynamiques caractérisés par des systèmes d'équations à coefficients constants. [13]

I.2.2.1 Modèle triphasé de la MADA

- **Mise en équation dans le plan (abc) :** Notre machine asynchrone triphasée est formée par deux parties :

La première partie : le stator triphasé bobiné monté en étoile ou en triangle fixe et est alimentée par une tension triphasée.

La seconde partie : le rotor de forme cylindrique avec un bobinage triphasé couplé en triangle ou en étoile muni de contacts glissants pour le transfert de puissance. Il en résulte alors la création d'un champ magnétique glissant dans l'entrefer de la machine

(Théorème de FERRARIS). La vitesse de glissement de ce champ par rapport au stator est exprimée par [1]:

$$\Omega_s = \frac{ws}{p} \quad \text{I.25}$$

I.2.2.1.1 Equations électriques dans le repère (abc)

Nous pouvons écrire, en respectant les conventions relatives aux récepteurs, les équations des tensions aux bornes des enroulements sous forme matricielle :

$$\begin{bmatrix} Vsa \\ Vsb \\ Vsc \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Rs & 0 & 0 \\ 0 & Rs & 0 \\ 0 & 0 & Rs \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} isa \\ isb \\ isc \end{bmatrix} + \frac{d}{dx} \cdot \begin{bmatrix} \emptyset sa \\ \emptyset sb \\ \emptyset sc \end{bmatrix} \quad \text{I.26}$$

$$\begin{bmatrix} Vra \\ Vrb \\ Vrc \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Rr & 0 & 0 \\ 0 & Rr & 0 \\ 0 & 0 & Rr \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} ira \\ irb \\ irc \end{bmatrix} + \frac{d}{dx} \cdot \begin{bmatrix} \emptyset ra \\ \emptyset rb \\ \emptyset rc \end{bmatrix} \quad \text{I.27}$$

- isr** (a,b,c) : Courants au stator et au rotor de la machine.
- ∅sr** (a;b,c) : Flux propres circulant au stator et au rotor de la machine.
- Vsr** (a;b;c) : Tensions simples triphasées au stator et au rotor de la machine.
- Rs** : Résistance de l'enroulement statorique.
- Rr** : Résistance de l'enroulement rotorique.

I.2.2.1.2 Equations magnétiques dans le repère (abc)

Le flux total par phase résulte de l'action de son propre courant et des interactions avec les courants des autres phases. Nous pouvons exprimer les équations matricielles des flux évalués au stator et rotor sous la forme suivante : [4]

$$\begin{bmatrix} \emptyset sa \\ \emptyset sb \\ \emptyset sc \end{bmatrix} = [Ls] \cdot \begin{bmatrix} isa \\ isb \\ isc \end{bmatrix} + [Msr] \cdot \begin{bmatrix} ira \\ irb \\ irc \end{bmatrix} \quad \text{I.28}$$

Mrs: Matrice des coefficients d'inductance mutuelle du stator sur le rotor,

$$[Ls] = \begin{bmatrix} Ls & Ms & Ms \\ Ms & Ls & Ms \\ Ms & Ms & Ls \end{bmatrix} \quad [Lr] = \begin{bmatrix} Lr & Mr & Mr \\ Mr & Lr & Mr \\ Mr & Mr & Lr \end{bmatrix}$$

Ls : coefficient d'inductance propre d'une phase statorique,

M_s : coefficient d'inductance mutuelle entre deux phases statoriques,
 L_r : coefficient d'inductance propre d'une phase rotorique,
 M_r : Coefficient d'inductance mutuelle entre deux phases rotorique,

$$[M_{sr}] = [M_{rs}]^T = [M_{sr}] * \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) & \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) & \cos(\theta) \end{bmatrix}$$

Le coefficient M_{sr} représente la valeur maximale des coefficients d'inductances mutuelles entre phase rotorique et statorique. Les matrices $[M_{sr}]$ et $[M_{rs}]$ sont dites circulantes.

En remplaçant les relations I.34 et I.35 dans I.32 et I.33 on obtient les expressions matricielles suivantes :

$$\begin{cases} [Vs] = [Rs]. [is] + [Ls] \frac{d[is]}{dt} + \frac{d([Msr].[ir])}{dt} \\ [Vr] = [Rr]. [ir] + [Lr] \frac{d[ir]}{dt} + \frac{d([Msr].[is])}{dt} \end{cases} \quad \text{I.29}$$

I.2.2.1.3 Couple électromagnétique

L'expression générale du couple électromagnétique est donnée par :

$$[Cem] = \frac{1}{2} [i]^t \frac{\delta[L]}{\delta\theta} [i] \quad \text{I.30}$$

Avec : $[i] = [isa \ isb \ isc \ ira \ irb \ irb]^t$

$$\text{Et : } [L] = \begin{bmatrix} [Ls] & [Mrs] \\ [Mrs] & [Ls] \end{bmatrix}$$

I.2.2.1.4 Equation mécanique

$$J \frac{d\Omega}{dt} = Cem - Cr - f\Omega \quad \text{I.31}$$

Où :

Ω : Vitesse mécanique de la machine.
 Cem : Couple électromagnétique.
 f : Coefficient de frottement visqueux.
 Cr : Couple résistant.
 J : Moment d'inertie.

Nous constatons la complexité des équations électriques et l'équation mécanique de la machine asynchrone qui ne peuvent être facilement exploitées à cause des dimensions des matrices entrant dans les calculs et de la dépendance de la matrice inductance vis à vis de la position de l'axe rotorique par rapport à l'axe statorique, qui est variable dans le temps. [4]

I.2.2.2 Modèle biphasé de la MADA

Le but de notre modélisation est d'établir une commande vectorielle de la MADA pour commander le transfert des puissances. Cette transformation de Park appelée généralement transformation des deux axes (dq). [12]

Dans cette étude, nous ferons apparaître le rapport de transformation « m » dans les équations.

Le modèle repose sur les hypothèses simplificatrices. [36]

- les flux sont additifs
- les inductances propres sont constantes
- il y a une variation sinusoïdale des inductances mutuelles entre les enroulements statoriques et rotoriques en fonction de l'angle électrique de leurs axes magnétiques.

La figure I.24 illustre les positions des différents référentiels (abc) et (dq) dans l'espace, en faisant coïncider les deux repères fictifs, ainsi les angles « θ_s » et « θ_r » représentent les positions relatives de l'axe direct « d » par rapport aux axes de référence statorique et rotorique. [13]

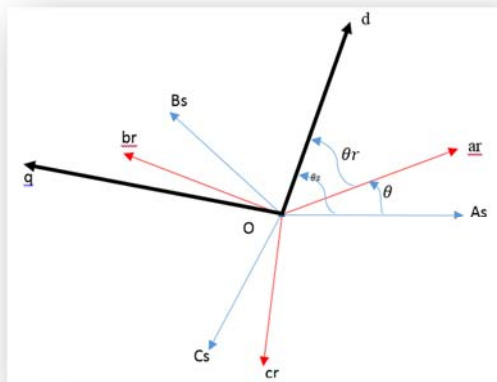


Figure I.25 : Position spatiale des différents référentiels

Les angles « θ_s » et « θ_r » sont liés par la relation suivante :

$$\theta_s = \theta_r + \theta \quad \text{I.32}$$

Ce qui donne après dérivation par rapport au temps :

$$\frac{d\theta_s}{dt} = \frac{d\theta_r}{dt} + \frac{d\theta}{dt} \quad \text{I.33}$$

I.2.2.2.1 Les transformations usuelles [6]

Ces transformations nous permettent de passer d'un système triphasé réel (abc) vers un système biphasé virtuel (α, β), voir Tableau I.2 :

- **La transformation de Clark** : conserve des grandeurs d'amplitude mais ni la puissance ni le couple (on doit multiplier par un coefficient 3/2).
- **La transformation de Concordia**, ne conserve pas l'amplitude, mais elle conserve la puissance.

Le tableau suivant représente la transformation de Clark et de Concordia:

	Transformation de concordai	Transformation de clark
Triphasé	$[X_{\alpha\beta}] = [Co] \cdot [X_{ABC}]$	$[X_{\alpha\beta}] = [CL] \cdot [X_{ABC}]$
biphasé	$[X_{\alpha\beta}] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_A \\ X_B \\ X_C \end{bmatrix}$	$[X_{\alpha\beta}] = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_A \\ X_B \\ X_C \end{bmatrix}$
biphasé	$[X_{ABC}] = [Co]^{-1} [X_{\alpha\beta}]$	$[X_{ABC}] = [CL]^{-1} [X_{\alpha\beta}]$
Triphasé	$\begin{bmatrix} X_A \\ X_B \\ X_C \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_{\alpha} \\ X_{\beta} \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} X_A \\ X_B \\ X_C \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_{\alpha} \\ X_{\beta} \end{bmatrix}$

Tableau I.2 : Représentation abc - $\alpha\beta$ et inversement [6]

Avec :

$[CL], [CL]^{-1}$: Matrices de passage et inverse de Clarke
 $[Co]; [Co]^{-1}$: Matrices de passage et inverse de Concordia.

La transformation de Park définie par la matrice de rotation $[P(\theta)]$ qui est donnée sous la forme suivante :

$$[P(\theta)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos\theta & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta - 4\pi/3) \\ -\sin\theta & -\sin(\theta - 2\pi/3) & -\sin(\theta - 4\pi/3) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad \text{I.34}$$

$$[P(\theta)]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos\theta & -\sin\theta & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta - 2\pi/3) & -\sin(\theta - 2\pi/3) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta - 4\pi/3) & -\sin(\theta - 4\pi/3) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad \text{I.35}$$

Alors les variables réelles sont obtenues à partir des variables biphasées

$$\begin{bmatrix} \mathbf{Xa} \\ \mathbf{Xb} \\ \mathbf{Xc} \end{bmatrix} = [P(\theta)]^{-1} \begin{bmatrix} \mathbf{Xd} \\ \mathbf{Xq} \\ \mathbf{Xo} \end{bmatrix} \quad \Rightarrow \quad \begin{bmatrix} \mathbf{Xd} \\ \mathbf{Xq} \\ \mathbf{Xo} \end{bmatrix} = [P(\theta)] \begin{bmatrix} \mathbf{Xa} \\ \mathbf{Xb} \\ \mathbf{Xc} \end{bmatrix} \quad \text{I.36}$$

En passant par la matrice de transformation de « Park » équation I.41, les grandeurs statorique et rotorique du repère triphasé seront transformées comme suit : [10]

- Pour les tensions :

$$\begin{cases} [V_{s,dq}] = [P(\theta_s)][V_{s,abc}] \\ [V_{r,dq}] = [P(\theta_s - \theta)][V_{r,abc}] \end{cases} \quad \text{I.37}$$

- Pour le flux :

$$\begin{cases} [\Phi_{s,dq}] = [P(\theta_s)][\Phi_{s,abc}] \\ [\Phi_{r,dq}] = [P(\theta_s - \theta)][\Phi_{r,abc}] \end{cases} \quad \text{I.38}$$

- Les relations liant le flux et les courants sont :

$$\begin{cases} \Phi_{ds} = L_s \cdot I_{ds} + M \cdot I_{dr} \\ \Phi_{qs} = L_s \cdot I_{qs} + M \cdot I_{qr} \end{cases} \quad \text{I.39}$$

$$\begin{cases} \Phi_{dr} = L_r \cdot I_{dr} + M \cdot I_{ds} \\ \Phi_{qr} = L_r \cdot I_{qr} + M \cdot I_{qs} \end{cases} \quad \text{I.40}$$

Avec :

$L_r = l_r - M_r$: Inductance cyclique rotorique.

$L_s = l_s - M_s$: Inductance cyclique statorique.

$M = \frac{3}{2} M_{sr} = \frac{3}{2} M_{rs}$: Mutuelle cyclique entre rotor-stator.

Les équations des tensions statoriques et rotorique de la MADA dans le repère de Park sont définies par :

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s \cdot I_{ds} - \frac{d\theta_s}{dt} \Phi_{qs} + \frac{d\Phi_{ds}}{dt} \\ V_{qs} = R_s \cdot I_{qs} + \frac{d\theta_s}{dt} \Phi_{ds} + \frac{d\Phi_{qs}}{dt} \end{cases} \quad \text{I.41}$$

$$\begin{cases} V_{dr} = R_r \cdot I_{dr} - \frac{d\theta_r}{dt} \Phi_{qr} + \frac{d\Phi_{dr}}{dt} \\ V_{qr} = R_r \cdot I_{qr} + \frac{d\theta_r}{dt} \Phi_{dr} + \frac{d\Phi_{qr}}{dt} \end{cases} \quad \text{I.42}$$

Avec :

- V_{ds} et V_{qs} : les tensions statoriques dans le repère de Park.
- V_{dr} et V_{qr} : les tensions rotorique dans le repère de Park.
- i_{ds} et i_{qs} : les courants statoriques dans le repère de Park.
- i_{dr} et i_{qr} : les courants rotorique dans le repère de Park.
- Φ_{ds} et Φ_{qs} : les flux statoriques dans le repère de Park.
- Φ_{dr} et Φ_{qr} : les flux rotorique dans le repère de Park.
- R_s et R_r : les résistances respectives des bobinages statorique et rotorique.
- θ_s et θ_r : les angles de Park respectifs des grandeurs statoriques et rotorique.

Les puissances actives et réactives statoriques et rotorique s'expriment par :

$$\begin{aligned} P_s &= v_{sd} \cdot i_{sd} + v_{sq} \cdot i_{sq} \\ Q_s &= v_{sq} \cdot i_{sd} - v_{sd} \cdot i_{sq} \end{aligned} \quad \text{I.43}$$

$$\begin{aligned} P_r &= v_{rd} \cdot i_{rd} + v_{rq} \cdot i_{rq} \\ Q_r &= v_{rq} \cdot i_{rd} - v_{rd} \cdot i_{rq} \end{aligned} \quad \text{I.44}$$

Le couple électromagnétique C_{em} peut être exprimé, à partir des flux et des courants statoriques, par :

$$C_{em} = p \cdot (\varphi_{sd} \cdot i_{sq} - \varphi_{sq} \cdot i_{sd}) \quad \text{I.45}$$

Il peut également s'exprimer en fonction des courants rotorique et des flux statoriques par :

$$C_{em} = p \cdot \frac{m \cdot L_m}{L_s} (\varphi_{sq} \cdot i_{rd} - \varphi_{sd} \cdot i_{rq}) \quad \text{I.46}$$

Enfin, pour compléter le modèle, la relation fondamentale de la dynamique pour les corps en rotation est ajoutée pour tenir compte de l'influence des différents couples exercés sur l'arbre du rotor :

$$C_{em} = J \cdot \frac{d\Omega}{dt} + B \cdot \Omega + C_r \quad \text{I.47}$$

I.2.2.2 Le choix du référentiel

Les équations de la machine asynchrone triphasée peuvent être exprimées dans différents référentiels, le choix d'un référentiel se fait selon le problème étudié. [12]

Il existe trois choix importants on peut fixer le référentiel (d q) :

- Au stator ;
- Au rotor ;
- Au champ tournant ;

a. Référentiel lié au stator

$$\frac{d\theta_s}{dt} = 0 \Rightarrow \frac{d\theta_r}{dt} = -\frac{d\theta}{dt} = -\omega \quad \text{I.48}$$

Ce référentiel est utilisé en vue d'étudier les variations importantes de la vitesse de rotation ce qui nous permet d'avoir :

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{ds} = R_s \cdot I_{ds} + \frac{d\Phi_{ds}}{dt} \\ V_{qs} = R_s \cdot I_{qs} + \frac{d\Phi_{qs}}{dt} \\ V_{dr} = R_r \cdot I_{dr} - \frac{d\theta_r}{dt} \Phi_{qr} + \frac{d\Phi_{dr}}{dt} \\ V_{qr} = R_r \cdot I_{qr} + \frac{d\theta_r}{dt} \Phi_{dr} + \frac{d\Phi_{qr}}{dt} \end{array} \right. \quad \text{I.49}$$

b. Référentiel lié au rotor

$$\frac{d\theta_r}{dt} = 0 \Rightarrow \frac{d\theta_s}{dt} = \omega \quad \text{I.50}$$

Ce référentiel est intéressant pour les problèmes des régimes transitoires où la vitesse de rotation est considérée comme constante ce que donne.

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s \cdot I_{ds} - \frac{d\theta_s}{dt} \Phi_{qs} + \frac{d\Phi_{ds}}{dt} \\ V_{qs} = R_s \cdot I_{qs} + \frac{d\theta_s}{dt} \Phi_{ds} + \frac{d\Phi_{qs}}{dt} \\ V_{dr} = R_r \cdot I_{dr} + \frac{d\Phi_{dr}}{dt} \\ V_{qr} = R_r \cdot I_{qr} + \frac{d\Phi_{qr}}{dt} \end{cases} \quad \text{I.51}$$

c. Référentiel lié au champ tournant

$$\frac{d\theta}{dt} = \frac{d\theta_s}{dt} - \frac{d\theta_r}{dt} \quad \text{I.53}$$

Ce référentiel est caractérisée par : $\omega_r = \omega_s - \omega$

Le modèle de la machine asynchrone à double alimentation dans le repère (d, q) lié au champ tournant s'exprime par :

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s \cdot I_{ds} - \omega_s \Phi_{qs} + \frac{d\Phi_{ds}}{dt} \\ V_{qs} = R_s \cdot I_{qs} + \omega_s \Phi_{ds} + \frac{d\Phi_{qs}}{dt} \\ V_{dr} = R_r \cdot I_{dr} - (\omega_s - \omega) \Phi_{qr} + \frac{d\Phi_{dr}}{dt} \\ V_{qr} = R_r \cdot I_{qr} + (\omega_s - \omega) \Phi_{dr} + \frac{d\Phi_{qr}}{dt} \end{cases} \quad \text{I.54}$$

Dans notre travail, nous avons choisi de fixer le repère d-q au champ tournant, ce qui permet d'avoir des grandeurs constantes dans le régime permanent, et donc une régulation plus aisée.

I.2.3 Modélisation de l'alimentation de la MADA [6] [8]

Il existe plusieurs méthodes pour entraîner les machines électriques, soit avec un branchement direct sur le réseau, ou utiliser un variateur de vitesse en passant par les démarreurs. Un variateur de vitesse peut avoir différents objectifs:

- Obtenir des performances importantes dans différentes phases de fonctionnement: tourner à différentes vitesses, suivre des profils dynamiques de vitesse, garder une vitesse constante malgré une variation du couple de charge.... etc.

- Augmenter la durée de vie des moteurs à induction en maîtrisant le niveau de courant dans ces enroulements.
- Minimiser la consommation d'énergie.

Grâce à l'électronique de puissance, l'intégration de techniques de commandes a été possible, tel que la technique MLI (Modulation de largeur d'impulsion). Les convertisseurs statiques permettent par un contrôle adéquat des signaux de commande des interrupteurs imposent à la machine des ondes de tensions à amplitudes et fréquences variables à partir du réseau standard 220/380V, 50Hz...

L'association redresseur-filtre-onduleur de tension est représentée dans la Figure I.26

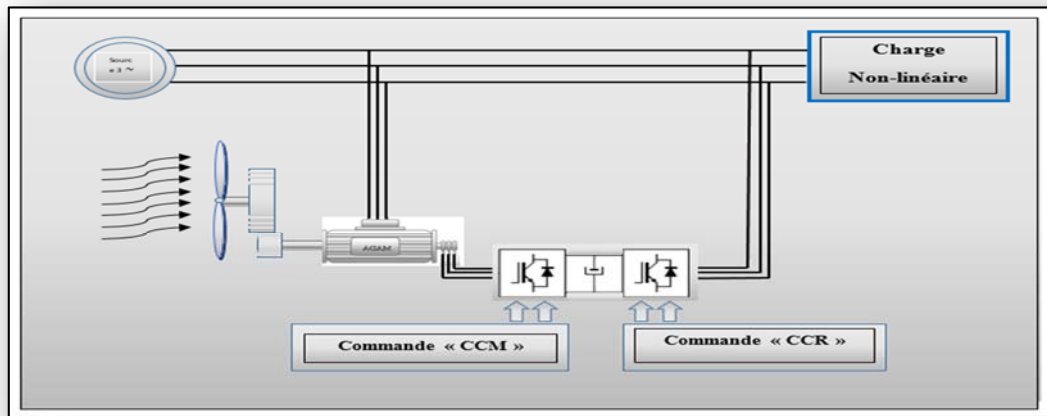


Figure I.26 : Schéma synoptique proposé pour l'alimentation de la machine

I.2.4 Modélisation du redresseur

Le redresseur est un convertisseur statique capable de transformer l'énergie d'une source alternative en une source continue. [8]

Dans notre cas, nous nous intéressons seulement au redresseur triphasé parfait à double alternance menu des diodes commandé par un technique MLI, Figuré I.27.

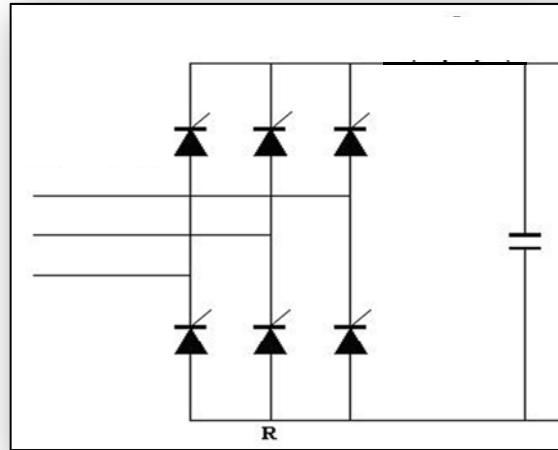


Figure I.27 : Représentation du redresseur triphasé commandé

Ce redresseur comporte trois transistors Th_1, Th_2, Th_3 à cathode commune assurant l'aller du courant I_d et trois transistors Th_4, Th_5, Th_6 à anode commune assurant le retour du courant I_d . Si on suppose que le redresseur est alimenté par un réseau triphasé équilibré de tension.

$$\begin{cases} V_A = V_m \sin(\omega t) \\ V_B = V_m \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ V_C = V_m \sin\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) \end{cases} \quad I.55$$

Et : si on néglige l'effet d'empiètement, la tension de sortie du redresseur sera définie comme suit :

$$U_d(t) = \text{Max}[V_A(t), V_B(t), V_C(t)] - \text{Min}[V_A(t), V_B(t), V_C(t)] \quad I.56$$

Et sa valeur moyenne est donnée par :

$$\bar{U}_d = \frac{\pi}{3} \int_0^{\pi/3} V_m [\sin(\omega t) - \sin(\omega t - 2\pi/3)] d\omega t = \frac{3\sqrt{3}}{\pi V_m} \quad I.57$$

Maintenant on a le besoin d'un filtre de tension pour diminuer ces ondulations, obtenue par ce redresseur.

I.2.5 Modèle de l'onduleur de tension deux niveaux [13]

Les onduleurs sont des convertisseurs statiques capables de transformer l'énergie d'une source continue en une source alternative. La forme d'onde de tension de sortie d'un

onduleur est périodique mais non sinusoïdale et contient des harmoniques ce qui nécessite un réglage de (r et m) pour bien filtrer, mais cette onde peut être très proche de la forme d'onde désirée avec une fréquence souhaitée. La partie mobile de notre générateur est alimentée par un onduleur de tension à deux niveaux équipé avec des dispositifs semi-conducteurs commandés à l'ouverture et à la fermeture. Afin d'éviter le court-circuit de la source de tension continue, les commandes des interrupteurs d'un même bras sont complémentaires. [4]

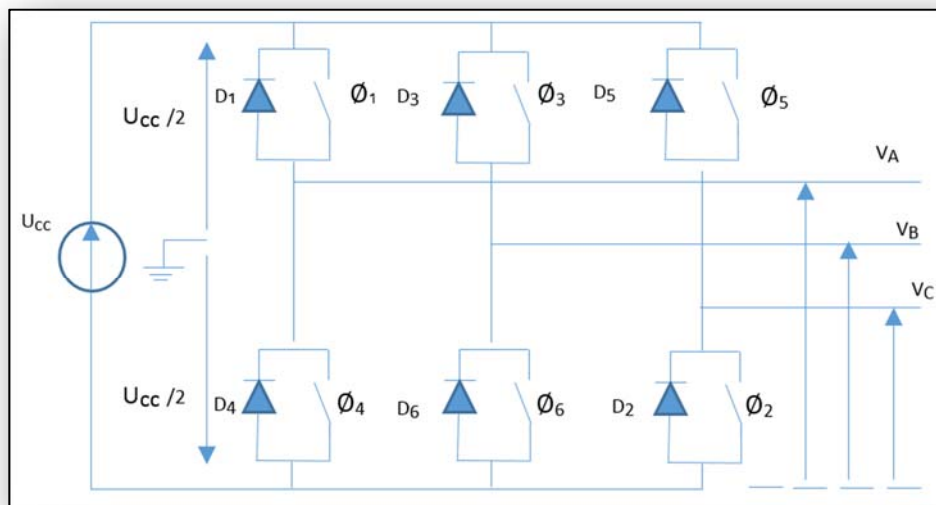


Figure I.28 – Schéma structurel d'un convertisseur de tension triphasé

On considère un convertisseur idéal, d'où les hypothèses suivantes:

- la commutation des composants est instantanée,
- les chutes de tension à leurs bornes sont négligeables,
- les temps morts négligés,
- la charge est triphasée équilibrée et couplée en étoile avec point neutre isolé.

Les tensions composées sont données par les relations suivantes :

$$\begin{cases} u_{AB} = u_{AO} - u_{BO} \\ u_{BC} = u_{BO} - u_{CO} \\ u_{CA} = u_{CO} - u_{AO} \end{cases} \quad \text{I.58}$$

Au niveau de la charge, les relations donnant les tensions simples sont :

$$\begin{cases} u_{AB} = v_A - v_B \\ u_{BC} = v_B - v_C \\ u_{CA} = v_C - v_A \end{cases} \quad \text{I.59}$$

et en effectuant les différences membre à membre, on obtient :

$$\begin{cases} u_{AB} - u_{CA} = 2.v_A - (v_B + v_C) \\ u_{BC} - u_{AB} = 2.v_B - (v_A + v_C) \\ u_{CA} - u_{BC} = 2.v_C - (v_A + v_B) \end{cases} \quad \text{I.60}$$

Sachant que les tensions v_A, v_B, v_C forment un système triphasé équilibré, on peut écrire:

$$\begin{cases} u_{AB} - u_{CA} = 3.v_A \\ u_{BC} - u_{AB} = 3.v_B \\ u_{CA} - u_{BC} = 3.v_C \end{cases} \quad \text{I.61}$$

D'où les nouvelles expressions des tensions simples :

$$\begin{cases} v_A = \frac{1}{3} \cdot (u_{AB} - u_{CA}) \\ v_B = \frac{1}{3} \cdot (u_{BC} - u_{AB}) \\ v_C = \frac{1}{3} \cdot (u_{CA} - u_{BC}) \end{cases} \quad \text{I.62}$$

Les tensions simples en fonction des tensions mesurées entre les points A, B, C et le point milieu fictif O sont alors donnée par : [10]

$$\begin{cases} v_A = \frac{1}{3} \cdot (2.v_{AO} - v_{BO} - v_{CO}) \\ v_B = \frac{1}{3} \cdot (-v_{AO} + 2.v_{BO} - v_{CO}) \\ v_C = \frac{1}{3} \cdot (-v_{AO} - v_{BO} + 2.v_{CO}) \end{cases} \quad \text{I.63}$$

On obtient enfin sous forme matricielle :

$$\begin{bmatrix} v_A \\ v_B \\ v_C \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \cdot \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} v_{AO} \\ v_{BO} \\ v_{CO} \end{bmatrix} \quad \text{I.64}$$

Chaque bras de l'onduleur est constitué de deux interrupteurs, on peut par conséquent associer à chacun deux une valeur binaire de commande avec ($i = A, B, C$) et telle que : [13]

- Si = +1 : si l'interrupteur du haut est fermé et l'interrupteur du bas ouvert.
- Si = -1 : si l'interrupteur du haut est ouvert et l'interrupteur du bas fermé.

Ce qui nous permet d'écrire :

$$\begin{bmatrix} v_{AO} \\ v_{BO} \\ v_{CO} \end{bmatrix} = \frac{U_{cc}}{2} \cdot \begin{bmatrix} S_A \\ S_B \\ S_C \end{bmatrix} \quad I.65$$

Enfin le convertisseur est modélisé par la matrice de connexion suivante :

$$\begin{bmatrix} v_A \\ v_B \\ v_C \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \cdot \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \cdot \frac{U_{cc}}{2} \cdot \begin{bmatrix} S_A \\ S_B \\ S_C \end{bmatrix} \quad I.66$$

Les tensions simples délivrées par l'onduleur seront obtenues directement à partir des états des grandeurs de commande S_A , S_B et S_C qui représentent les signaux de commande des interrupteurs. Les états de ces grandeurs seront aussi déterminés par la stratégie de commande envisagée.

On représente dans Le tableau ci-dessous les expressions des tensions simples et les tensions composées que prennent chaque interrupteur, en fonction de l'état ouvert ou fermé des interrupteurs k_1 , k_2 , k_3 (les états de k_4 , k_5 , k_6 sont respectivement complémentaires de ceux de k_1 , k_2 , k_3). [6]

K_1	K_2	K_3	V_{ao}	V_{bo}	V_{co}	V_A	V_B	V_C	V_{AB}	V_{BC}	V_{CA}
F	F	F	E/2	E/2	E/2	0	0	0	0	0	0
F	O	F	E/2	-E/2	E/2	E/3	-2E/3	E/3	E	E	0
F	F	O	E/2	E/2	-E/2	E/3	-E/3	-2E/3	0	E	-E
F	O	O	E/2	-E/2	-E/2	2E/3	-E/3	-E/3	E	0	-E
O	F	F	-E/2	E/2	E/2	-2E/3	E/3	E/3	-E	0	E
O	O	F	-E/2	-E/2	E/2	-E/3	-E/3	2E/3	0	-E	E
O	F	O	-E/2	E/2	-E/2	-E/3	2E/3	-E/3	-E	E	0
O	O	O	-E/2	-E/2	-E/2	0	0	0	0	0	0

Tableau I.3 : Calcul des vecteurs tensions.

I.2.5.1 Stratégie de commande MLI

Dans notre travail, nous nous sommes intéressés à l'étude de la commande direct et indirect des puissances de ma MADA, en exploitant la technique MLI « Sinus-triangle » dans le but de commander le convertisseur placé côté machine « CCM » en mode onduleur (cas : hypo-synchrone) et en mode redresseur (cas : hyper-synchrone).

Cette technique consiste à comparer :

- une onde de référence, la modulatrice, de forme sinusoïdale et de fréquence « f ».
- une onde de modulation, la porteuse, en général triangulaire, de haute fréquence « f_p » tout en respectant l'inégalité sur les fréquences :

Les instants de fermeture des interrupteurs sont définis par les intersections entre les deux ondes (modulatrice et la porteuse voir Figure I.30), quant à la fréquence de commutation, elle est déterminée par celle de la porteuse si la porteuse est supérieure à la modulatrice elle prend la valeur « 1 » si non elle prend la valeur « 0 » cette variation nous donne une signal MLI pour commander notre convertisseur statique « CCM ».

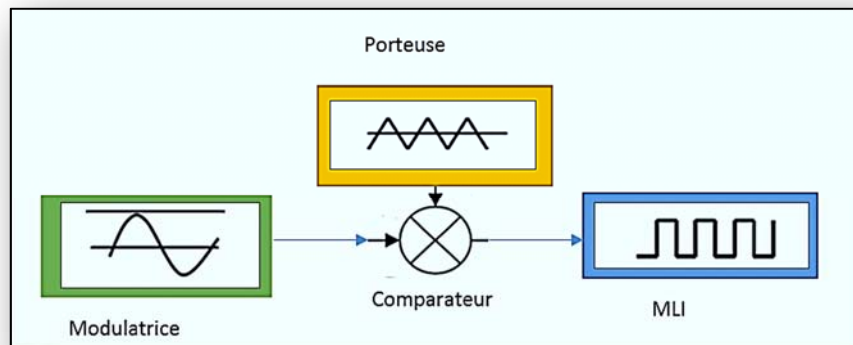


Figure I.29 : Schéma de principe de la commande MLI.

La figure I.31 donne un exemple de chronogramme pour une commande MLI sinus-triangle monophasé sur une période de l'onde de modulation.

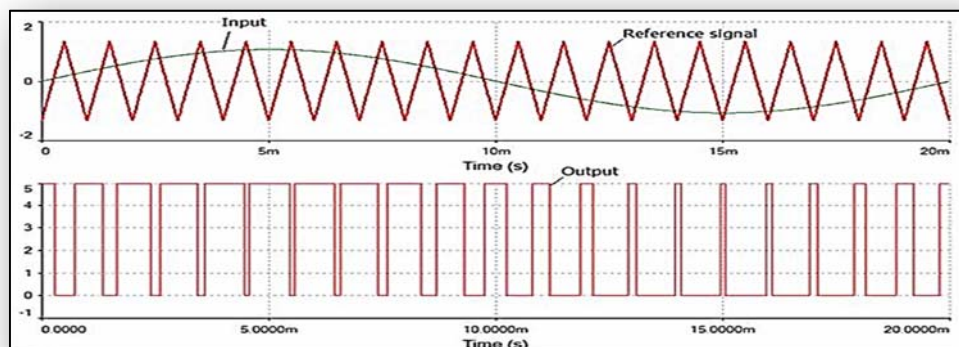


Figure I.30 : Principe de fonctionnement de la technique MLI triangulo-sinusoidale à une Porteuse. [12]

On choisit toujours un coefficient de réglage inférieur à l'unité afin d'éviter les ratés de commutation qui pourraient entraîner des discontinuités de fonctionnement, d'autre part, les temps des commutations des interrupteurs limitent la valeur de m . [13]

I.2.5.2 Equation de la porteuse [8]

La porteuse est un signal triangulaire caractérisé par sa fréquence « f_p » et sa valeur de crête « V_p ». On définit l'équation de la porteuse dans sa période $[0, T_p]$ par:

$$\begin{cases} x_1(t) = V_p \left(-1 + 4 \frac{t}{T_p} \right) & \text{si } t \in \left[0, \frac{T_p}{2} \right] \\ x_2(t) = V_p \left(3 - 4 \frac{t}{T_p} \right) & \text{si } t \in \left[\frac{T_p}{2}, T_p \right] \end{cases} \quad \text{I.67}$$

I.2.5.3 Equation de la référence [3] [10]

Pour la modélisation de la commande MLI Sinus-triangle, on suppose que les trois ondes modulatrices sont sinusoïdales telles que :

La référence est un signal sinusoïdal d'amplitude « v_r » et de fréquence « f_r ». En triphasé, les trois tensions sinusoïdales de référence sont données par:

$$\begin{cases} v_{rA}(t) = V_r \sin(2\pi f_r t) \\ v_{rB}(t) = V_r \sin\left(2\pi f_r t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ v_{rC}(t) = V_r \sin\left(2\pi f_r t + \frac{2\pi}{3}\right) \end{cases} \quad \text{I.68}$$

La fonction logique S_j par ($j=1, 2, 3$) associée au signal de commande est définie par :

$$S_{123} = \begin{cases} 1 & \text{si } (v_{rABC} - x(t)) \geq 0 \\ 0 & \text{si } (v_{rABC} - x(t)) < 0 \end{cases} \quad \text{I.69}$$

I.2.5.4 Caractéristiques de la MLI sinus-triangle

La tension de référence étant sinusoïdale, deux paramètres caractérisent la commande :

- L'indice de modulation « m » qui est défini comme étant le rapport de la fréquence de la porteuse « f_p » sur la fréquence de la tension de référence « f » : [4]

$$m = \frac{f_p}{f} \quad \text{I.70}$$

- Le coefficient de réglage « r » qui est le rapport de l'amplitude de la tension de référence de référence « V_m » et celle de la porteuse « V_p » : [4]

$$r = \frac{V_m}{V_p} \quad \text{I.71}$$

- Le choix d'un indice de modulation « m » multiplier par des coefficients qui représentent des harmoniques. Le coefficient de modulation permet d'éliminer les harmoniques d'ordre élevé. Cependant, le taux de modulation « r » varie suivant la référence imposée.

I.2.6 Modélisation du bus continu

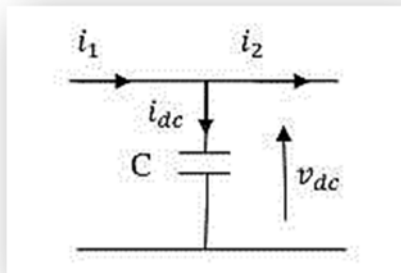


Figure I.31 : Schéma électrique du bus continu

Le schéma électrique de la Figure I.31 permet d'établir les relations suivantes :

Le courant dans le condensateur est exprimé par l'équation suivante :

$$i_{cond} = C \frac{dv}{dt} \quad \text{I.72}$$

La loi des nœuds nous donne la relation suivante :

$$i_{dc} = i_1 - i_2 \quad \text{I.73}$$

i_{dc} : Le courant de charge du condensateur.

i_1 : Le courant redressé

i_2 : Le courant ondulé

I.2.7 Modèle du filtre de sortie [29]

Les courants de sortie du filtre sont déduits à partir des équations suivantes :

$$\begin{pmatrix} v_{m1} \\ v_{m2} \\ v_{m3} \end{pmatrix} = R_t \begin{pmatrix} i_{t1} \\ i_{t2} \\ i_{t3} \end{pmatrix} + L_t \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} i_{t1} \\ i_{t2} \\ i_{t3} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} v_{p1} \\ v_{p2} \\ v_{p3} \end{pmatrix} \quad \text{I.74}$$

En appliquant la transformation de Park, l'équation précédente devient :

$$\begin{aligned} v_{md} &= R_t i_{td} + L_t \frac{di_{td}}{dt} - L_t \omega_s i_{tq} + v_{pd} \\ v_{mq} &= R_t i_{tq} + L_t \frac{di_{tq}}{dt} - L_t \omega_s i_{td} + v_{pq} \end{aligned} \quad \text{I.75}$$

En appliquant la transformée de Laplace sur les équations précédentes. Et on fait des simplifications, on fait apparaître deux fonctions de transfert identiques :

$$\begin{aligned} F(s) &= \frac{i_{td}(s)}{v_{bd}(s)} = \frac{1}{R_t + L_t s} \\ F(s) &= \frac{i_{tq}(s)}{v_{bq}(s)} = \frac{1}{R_t + L_t s} \end{aligned} \quad \text{I.76}$$

I.2.8 Conclusion

Dans cette seconde partie, nous avons présenté la modélisation de la chaîne de conversion d'énergie de l'aérogénérateur qui est constituée pour la partie électrique par la machine asynchrone à double alimentation piloté par un convertisseur « back to back » et reliés au réseau.

L'étude du modèle de la MADA ainsi que sa commande nous a facilité son implémentation sous l'environnement Matlab / Sim Power Système (environnements de calcul numérique). [29]

Partie I.3

Simulation d'une commande directe et indirecte appliqué à une génératrice à double alimentation

- En premier, nous avons exploiter la technique d'extraction du maximum de puissance du vent dite MPPT (Maximum Power Point Tracking) en vue d'une régulation avec asservissement de puissance
- Suivi par une commande des puissances « CCM » active et réactive échangées par le stator de la MADA avec le réseau avec les deux commandes direct et indirect.
- En troisième lieu nous nous sommes intéressés à la commande côté réseau avec le contrôle de la tension du bus continu entre les deux convertisseurs statiques.

3.1.2 Commande vectorielle de la MADA [7] [15]

Après la modélisation de notre machine asynchrone, nous nous sommes intéressés à la commande de la génératrice en exploitant la commande vectorielle. Nous approximations notre modèle à celui de la machine à courant continu qui a l'avantage d'avoir un découplage naturel entre les flux et les courants (commande par orientation du flux).

Ainsi, dans ce chapitre, nous allons présenter et étudier en détail la topologie back-to-back avec les commandes direct et indirect.

Les stratégies de commande de la MADA reposent sur deux approches différentes [15]:

- Le contrôle du flux en boucle fermée, où la fréquence et la tension sont considérées variables (réseau instable).
- Le contrôle du flux en boucle ouverte lorsque la tension et la fréquence sont constantes (réseau stable).

Nous choisissons un référentiel diphasé (d,q) lié au champ tournant. Le flux statorique est orienté suivant l'axe « d » et le module de la tension oriente vers l'axe « q ».

I.3.1.3 Commande du Convertisseur Côté Machine « CCM »

Dans cette partie, nous nous intéressons à la commande du CCM dont le principe est illustré à la Figure I.33.

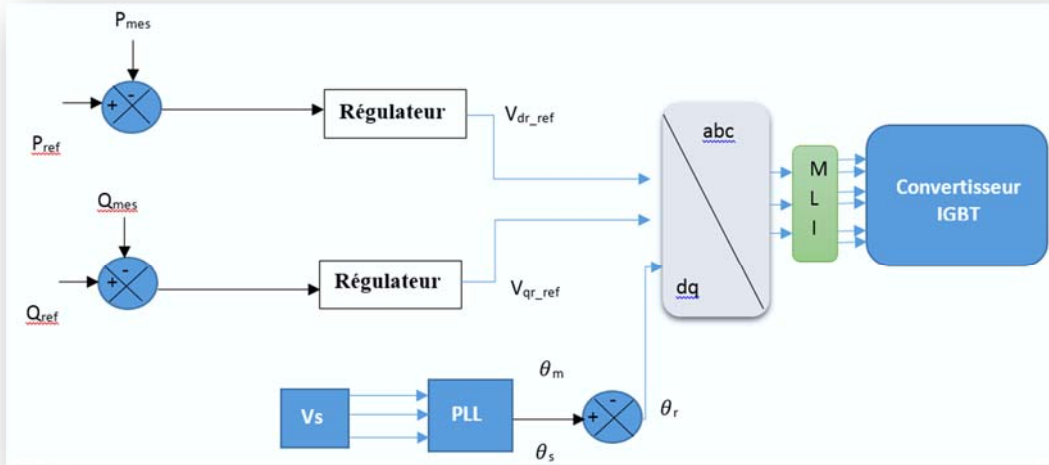


Figure I.33 : Principe de la commande du CCM.

Les contrôles du couple électromagnétique et de la puissance réactive statorique seront obtenus en contrôlant les courants rotoriques d'axes (d,q) de la MADA.

I.3.1.3.1 Choix du référentiel

Il existe trois types de référentiels qui sont intéressants en pratique :

- Référentiel fixé par rapport au stator : $\omega = 0$.
- Référentiel fixé par rapport au rotor : $\omega = \omega_r$.
- Référentiel fixé par rapport au champ tournant : $\omega = \omega_s$.

Avec :

ω : étant la vitesse angulaire (rad/s) d'un système d'axe (d,q).

Dans notre travail, nous avons choisi de fixer le repère (d,q) au champ tournant, ce qui permet d'avoir des grandeurs constantes dans le régime permanent.

I.3.1.3.2 Commande vectorielle par orientation du flux statorique [7]

Le référentiel choisi est celui lié au champ tournant et le flux statorique est orienté sur l'axe d, ce qui nous donne :

$$\begin{cases} \varphi_{sd} = \varphi_s \\ \varphi_{sq} = 0 \end{cases} \quad \text{I.77}$$

Ainsi, la figure I.35 nous montre le principe d'orientation de ce flux statorique.

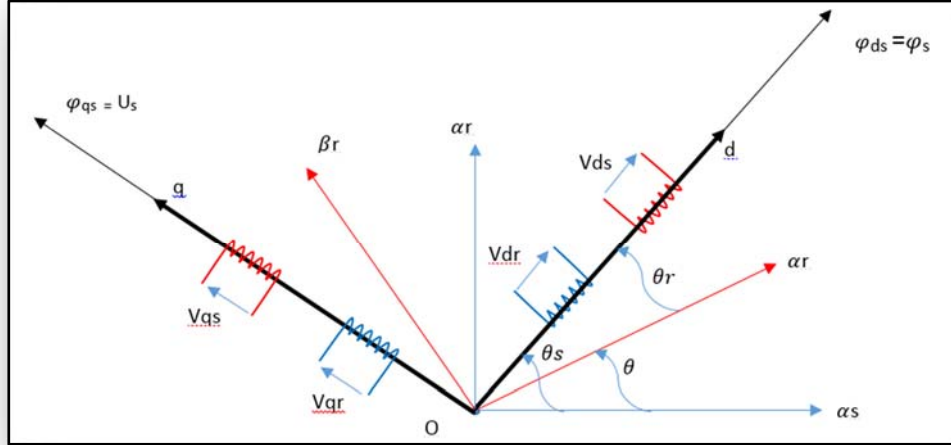


Figure I.34 : Référentiel diphasé (d,q) lié au champ tournant statorique

En remplaçant l'équation I.83 dans I.46 et I.47 nous obtenons :

$$\begin{cases} \varphi_{ds} = L_s i_{ds} + M i_{dr} = \varphi_s \\ \varphi_{qs} = L_s i_{qs} + M i_{qr} = 0 \end{cases} \quad \text{I.78}$$

de cette équation nous aurons :

$$\begin{cases} I_{ds} = \frac{\varphi_{ds} - M I_{dr}}{L_s} \\ I_{qs} = \frac{-M I_{qr}}{L_s} \end{cases} \quad \text{I.79}$$

Le courant statorique obtenu de l'équation I.85 est remplacé dans l'expression du couple électromagnétique I.52, ce qui nous donne :

$$C_{em} = -\frac{pM}{L_s} \varphi_s i_{qr} \quad \text{I.80}$$

Dans le repère triphasé, la tension aux bornes d'une phase k du stator de la MADA s'exprime par ($k \in \{1, 2, 3\}$) : [36]

$$v_{sk} = R_s \cdot i_{sk} + \frac{d\varphi_{sk}}{dt} \quad \text{I.81}$$

Si l'on néglige la résistance du bobinage statorique R_s , l'équation précédente devient :

$$v_{sk} \approx \frac{d\phi_{sk}}{dt} \quad \text{I.82}$$

Cette équation illustre que la tension statorique et le débit de flux constant tournent tous deux à la même vitesse. Cependant, la tension est en avance de $\pi/2$ sur le débit de flux statorique. On peut donc écrire dans la référence (d,q) associée au champ de rotation statorique, en tenant compte du flux statorique constant, que: [36]

$$\begin{cases} v_{sd} = 0 \\ v_{sq} = V_s \sqrt{3} = U_s \end{cases} \quad \text{I.83}$$

Pour déterminer les angles requis pour les transformations statiques de la transformation de Park pour les grandeurs statoriques « θ_s » et pour les grandeurs rotorique « θ_r », nous avons utilisé une boucle à verrouillage de phase appelée PLL (Phase Locked Loop), Comme le montre la figure 1.36. [28]

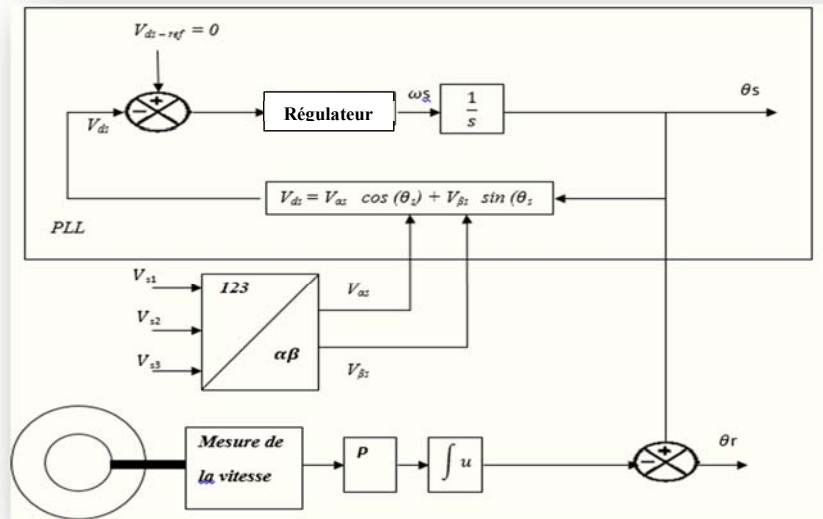


Figure I.35 : Etablissement des angles de transformation à l'aide d'une PLL

La PLL permet d'estimer avec précision l'amplitude et la fréquence de la grille [7], et la phase rotative forme un angle électrique « θ_e ». Avec la phase statorique voir Figure. I.35. C'est l'angle « θ_r ». Les transformations de rotor nécessaires sont le résultat d'angles de

soustraction « θ_s » et « θ_e ». Pour la méthode décrite ici, il est nécessaire d'avoir un capteur de tension et un capteur de vitesse pour établir ces différents angles. [36]

La relation entre les différents angles est donnée par l'équation suivante :

$$\theta_s = \theta_e + \theta_r \quad \text{I.84}$$

θ_s : l'angle statorique

θ_r : l'angle rotorique

θ_e : l'angle électrique

Les expressions des puissances actives et réactives sont données par :

$$\begin{aligned} P_s &= V_{ds} i_{ds} + V_{qs} i_{qs} \\ Q_s &= V_{qs} i_{ds} - V_{ds} i_{qs} \end{aligned} \quad \text{I.85}$$

En remplaçant les expressions des courants statoriques I.79 et des tensions I.83 dans les expressions de puissances I.91 nous obtenons :

$$\begin{cases} P_s = -V_s \frac{M}{L_s} I_{qr} \\ Q_s = \frac{V_s \varphi_s}{L_s} - \frac{V_s M}{L_s} I_{dr} \end{cases} \quad \text{I.86}$$

A partir de l'équation I.83, le flux peut être exprimé comme suit :

$$\varphi_{ds} = \frac{V_s}{\omega_s} \quad \text{I.87}$$

En remplaçant l'expression du flux I.93 dans l'équation de la puissance réactive, nous obtenons :

$$Q_s = \frac{V_s^2}{\omega_s L_s} - \frac{V_s M}{L_s} I_{dr} \quad \text{I.88}$$

L'expression des flux rotoriques I.40 et I.41 peut être exprimée, en remplaçant les courants statoriques I.85 par :

$$\begin{cases} \phi_{dr} = \left(L_r - \frac{M^2}{L_s} \right) i_{dr} + \frac{M V_s}{\omega_s L_s} \\ \phi_{qr} = \left(L_r - \frac{M^2}{L_s} \right) i_{qr} \end{cases} \quad \text{I.89}$$

Le remplacement des expressions obtenues I.89 dans les équations des tensions rotorique d'axes d-q donnent :

$$\begin{cases} V_{dr} = R_r i_{dr} + \left(L_r - \frac{M^2}{L_s}\right) \frac{di_{dr}}{dt} - g\omega_s \left(L_r - \frac{M^2}{L_s}\right) i_{qr} \\ V_{qr} = R_r i_{qr} + \left(L_r - \frac{M^2}{L_s}\right) \frac{di_{qr}}{dt} + g\omega_s \left(L_r - \frac{M^2}{L_s}\right) i_{dr} + g\omega_s \frac{MV_s}{\omega_s L_s} \end{cases} \quad \text{I.90}$$

Avec :

$$g = \frac{(\omega_s - \omega)}{\omega_s}$$

g : glissement :

Dans le régime permanent, la relation I.90 devient :

$$\begin{cases} V_{dr} = R_r i_{dr} - g\omega_s \left(L_r - \frac{M^2}{L_s}\right) i_{qr} \\ V_{qr} = R_r i_{qr} + g\omega_s \left(L_r - \frac{M^2}{L_s}\right) i_{dr} + g\omega_s \frac{MV_s}{\omega_s L_s} \end{cases} \quad \text{I.91}$$

V_{dr} et V_{qr} : sont les composantes diphasées des tensions rotorique à imposer à la machine pour obtenir les courants rotorique voulus.

Effet des conditions de couplage entre les deux axes dans $[L_r - (M^2 / L_s)]$ est le minimum, la bonne synthèse des contrôleurs dans la boucle de contrôle permettra de les compensés.

Terme: $(g.\omega_s [L_r - (M^2 / L_s)])$ est une force électromotrice qui dépend de la vitesse de rotation. Son effet est négligeable, car il conduit à une erreur statique, et le système de contrôle devra prendre en compte cette erreur. [15]

La transformation de Laplace de l'expression précédente nous donne

$$\begin{cases} V_{dr}(s) = R_r I_{dr}(s) + \left(L_r - \frac{M^2}{L_s}\right) s I_{dr}(s) - g\omega_s \left(L_r - \frac{M^2}{L_s}\right) I_{qr}(s) \\ V_{qr}(s) = R_r I_{qr}(s) + \left(L_r - \frac{M^2}{L_s}\right) I_{qr}(s) + g\omega_s \left(L_r - \frac{M^2}{L_s}\right) I_{dr}(s) + g\omega_s \frac{MV_s}{\omega_s L_s} \end{cases} \quad \text{I.92}$$

Avec :

s : l'opérateur de Laplace

Ces équations permettent d'établir un schéma bloc du système électrique à réguler :

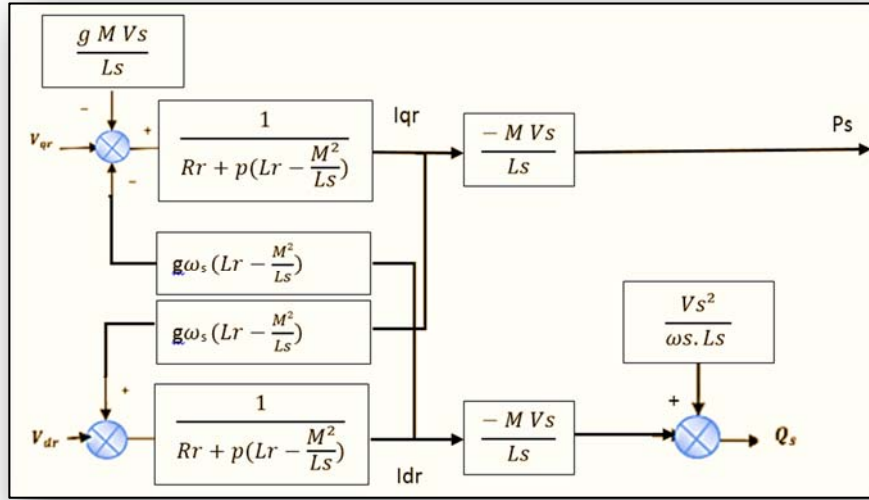


Figure 1.36 : Schéma bloc du système à réguler

A partir des équations des tensions rotorique I.92, les courants rotorique sont obtenus dans le repère (d, q) :

$$I_{dr}(s) = \frac{V_{dr}(s) + g \omega_s \left(L_r - \frac{M^2}{L_s} \right) I_{qr}(s)}{R_r + \left(L_r - \frac{M^2}{L_s} \right) s} \quad \text{I.93}$$

$$I_{qr}(s) = \frac{V_{qr}(s) - g \omega_s \left(L_r - \frac{M^2}{L_s} \right) I_{dr}(s) - g \omega_s \left(\frac{M V_s}{\omega_s L_s} \right)}{R_r + \left(L_r - \frac{M^2}{L_s} \right) s}$$

On remplace les expressions obtenues I.93 dans les équations des puissances statoriques I.86

$$\begin{cases} P_s = -V_s \frac{M}{L_s} \frac{V_{qr}(s) - g \omega_s \left(L_r - \frac{M^2}{L_s} \right) I_{dr}(s) - g \omega_s \left(\frac{M V_s}{\omega_s L_s} \right)}{R_r + \left(L_r - \frac{M^2}{L_s} \right) s} \\ Q_s = \frac{V_s \varphi_s}{L_s} - \frac{V_s M}{L_s} \frac{V_{dr}(s) + g \omega_s \left(L_r - \frac{M^2}{L_s} \right) I_{qr}(s)}{R_r + \left(L_r - \frac{M^2}{L_s} \right) s} \end{cases} \quad \text{I.94}$$

Des expressions de puissance actives et réactives vont nous permettre d'établir le contrôle du convertisseur statique sur le côté machine. Tous les paramètres qui décrivent la commande sont connus. [7]

Ainsi, CCM peut être représenté par un gain G_c dont l'expression est: [36]

$$G_c = \frac{v_{dc}}{2 \cdot V_p} \quad \text{I.95}$$

Avec :

V_p : l'amplitude de la porteuse triangulaire servant à la génération de la MLI.

En outre, nous supposons que « V_{rk} » est égal à V_{rk-ref} ($k \in \{1, 2, 3\}$), ce qui signifie que l'amplitude de la porteuse « V_p » doit être fixée à « $V_{dc}/2$ », Correspond à un gain G_c égal à 1. [36]

Nous avons utilisé des contrôleurs proportionnels-intégraux (PI) en raison de leur performance et de leur rapidité de calcul. Leur tâche consiste non seulement à comparer les valeurs réelles mesurées avec les valeurs de référence, mais également à stabiliser le système en cours d'organisation.

Pour simplifier le contrôle de MADA, il a été considéré que la tension est constante, ce qui nous permet d'utiliser une boucle de contrôle unique sur chaque alimentation avec un contrôleur indépendant. Cependant, nous ne tiendrons pas compte des termes du lien à deux axes, qui apparaît dans la figure I.38 en raison de petit glissement. [15]

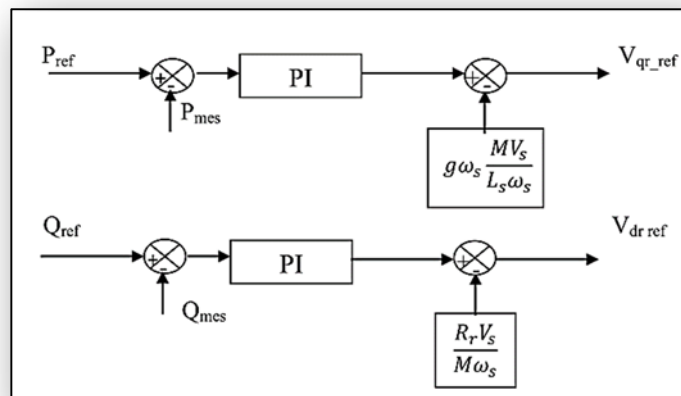


Figure I.37 : Schéma de sous-bloc de commande directe

I.3.1.3.3 Commande en puissance

Cette méthode convertit les variables électriques de la machine en un référentiel qui est mis en rotation avec le vecteur du flux. Afin d'obtenir un découplage. [10]

Deux types de commande pour la régulation des puissances actives et réactives existent qui sont la commande directe et la commande indirecte. Ils sont réalisables suivant le choix de compenser ou non les termes de couplage [9] [10].

I.3.1.3.3.1 Commande Direct

Cette méthode nécessite une bonne connaissance du module du flux et de sa position, car ces deux grandeurs ne sont pas mesurables directement. [46]

Elle consiste à négliger les termes de couplage et à mettre en place un régulateur indépendant sur chaque axe pour contrôler indépendamment les puissances active et réactive. Cette méthode est appelée méthode directe car les régulateurs de puissance contrôlent directement les tensions rotorique de la machine [7]. Le schéma bloc de la commande directe en puissance de la machine asynchrone à double alimentation est représenté sur la figure 1.39 [13]

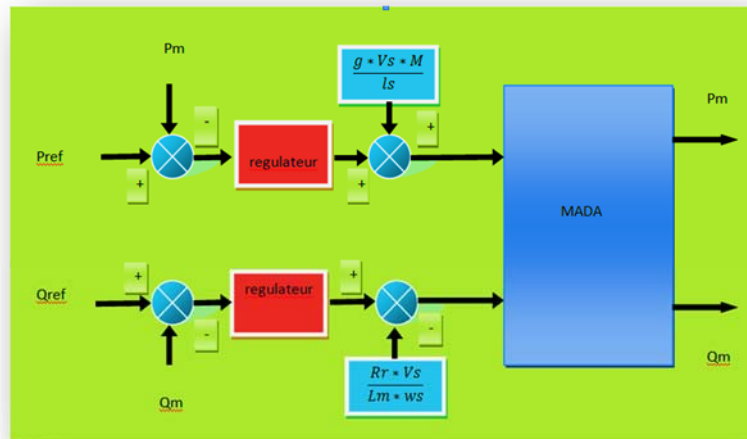


Figure I.38 :Schéma de principe de la commande directe des puissances de la MADA

Pour simplifier la commande de la MADA, nous considérons que la tension du réseau est stable et que chaque axe comporte un seul régulateur [36]. De plus, vue que la valeur du

glissement est faible ($g < 1$), nous négligerons les termes de couplage entre les deux axes de contrôle et on considère le terme ($V_s * M / L_s$) comme étant constant. Et les puissances mesurées sont directement déduites des courants et tensions. [10]

Nous utilisons deux régulateurs de type PI pour la régulation des puissances active et réactive. Afin d'obtenir un facteur de puissance unitaire, la référence de puissance réactive est maintenue à 0 ($Q_s^* = 0$). La puissance de référence effective imposée à MADA est définie par l'équation I.102.

$$P_s^* = -\eta.P_m \quad \text{I.96}$$

Avec : η : rendement de la MADA et des deux convertisseurs de puissance.

I.3.1.3.2 Commande Indirect

Et la méthode qui consiste à tenir compte des termes de couplage et à les compenser en effectuant un système comportant deux boucles permettant de contrôler les puissances et les courants rotoriques. Cette méthode appelée méthode indirecte [46] [9]

C'est une autre alternative à la « méthode directe » et pour laquelle la régulation ne se fait plus en contrôlant les tensions rotoriques mais les courants rotoriques. Ce principe de commande est donné par la figure suivante : [10]

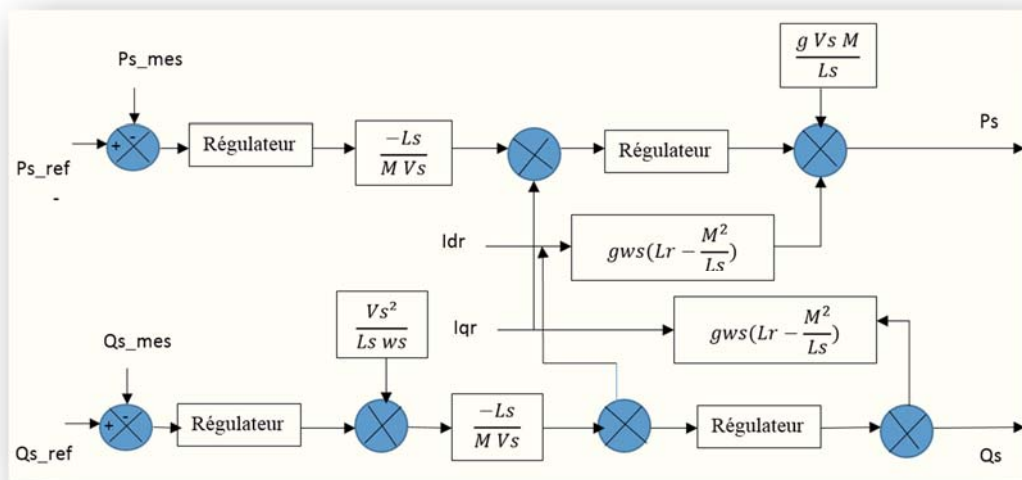


Figure I.39 : Schéma bloc de la commande indirecte

La stabilisation de la tension aux bornes de ce condensateur est nécessaire au bon fonctionnement du système. Le contrôle de la tension du condensateur est effectué à travers le CCR comme décrit dans la section suivante voir figure I.42:

I.3.1.4 Commande du Convertisseur Côté Réseau « CCR » [36]

Le CCR est connecté entre le bus CC et le réseau électrique via un filtre RL. Ce convertisseur a deux rôles : le maintien de la tension constante DC indépendamment de l'amplitude et de la direction du flux d'énergie rotorique dans MADA. La Figure I.40 illustre le contrôle CCR.

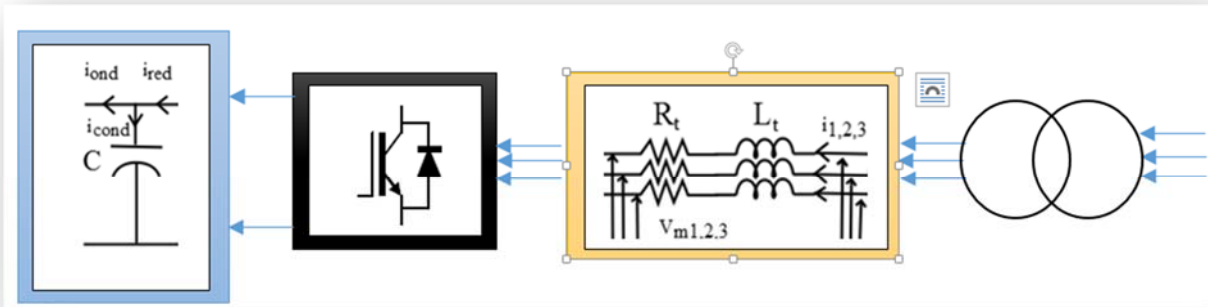


Figure I.40 : Connexion du CCR au réseau

Cette commande exécute les fonctions suivantes :

- Contrôle des courants circulant dans le filtre RL,
- Contrôle de la tension du bus continu.

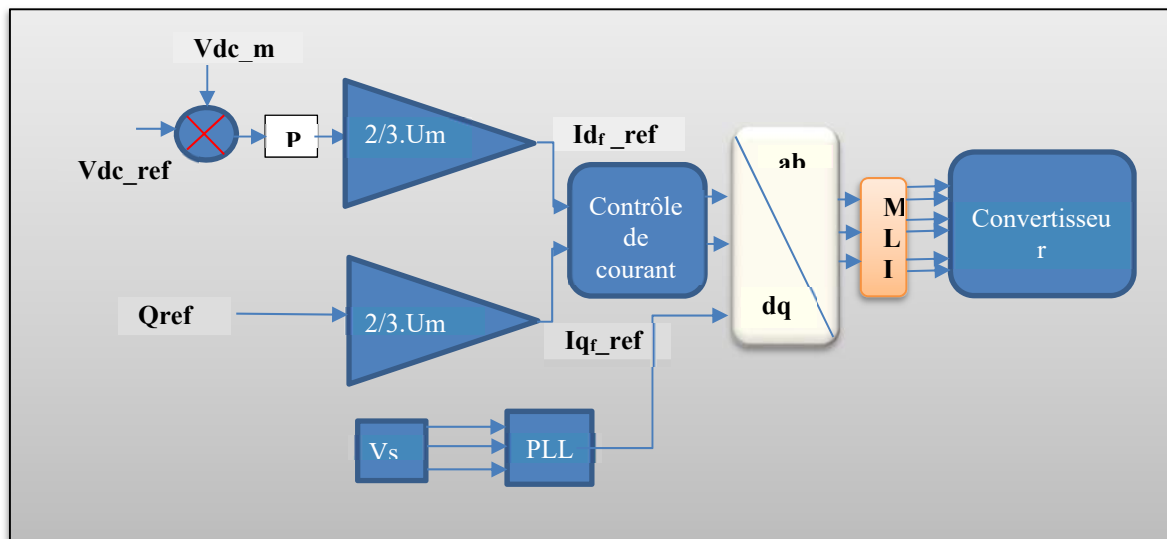


Figure I.41 : Commande de Convertisseur coté réseau

I.3.1.4.1 Contrôle de la tension du bus continu

Afin d'assurer le bon fonctionnement du système, la tension de connexion DC doit être constante quelle que soit la taille et la direction de la puissance du rotor. Les expressions de puissance actives et réactives (le côté réseau) et le courant circulant à travers le filtre (côté grille) vérifie l'expression de la puissance active et réactive (côté alternatif) tel que : [7]

$$\begin{cases} P = \frac{3}{2} (v_d i_d + v_q i_q) \\ Q = \frac{3}{2} (v_q i_d - v_d i_q) \end{cases} \quad \text{I.97}$$

En alignant le vecteur tension de référence sur l'axe d :

$$\begin{cases} v_d = U \\ v_q = 0 \end{cases} \quad \text{I.98}$$

Avec :

U : Amplitude de la tension de phase du réseau.

Les équations I.103 deviennent alors:

$$\begin{cases} P = \frac{3}{2} v_d i_d \\ Q = -\frac{3}{2} v_d i_q \end{cases} \quad \text{I.99}$$

En remplaçant I.98 dans I.99 on obtient :

$$\begin{cases} P = \frac{3}{2} U i_d \\ Q = -\frac{3}{2} U i_q \end{cases} \quad \text{I.100}$$

À partir de l'équation I.100 on obtient l'expression des puissances (côté continu) suivante :

$$P_{dc} = P_1 - P_2 \quad \text{I.101}$$

$$P_1 = P_{dc} + P_2 \quad \text{I.102}$$

Avec :

$$P = v_{dc} \cdot i_{dc}$$

$$P_2 = v_{dc} \cdot i_2$$

I.103

$$P_1 = v_{dc} \cdot i_1$$

Le schéma de commande de la tension aux bornes du condensateur est donné par la Figure I.42. [11]

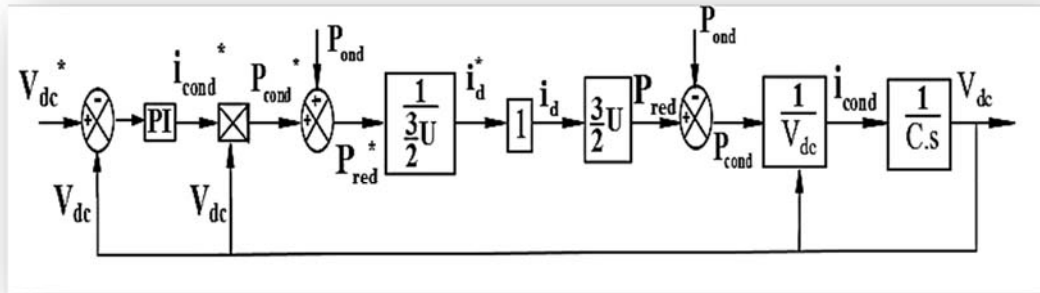


Figure I.42 : Schéma de commande de la tension aux bornes du condensateur [7]

Ce diagramme représente la boucle de régulation de tension externe. En forçant la valeur de tension de référence, la valeur de courant actuelle telle que spécifiée dans la boucle de régulation interne du courant traversant le filtre est obtenue dans l'axe d-q en sortie. [7]

I.3.1.4.2 Commande des courants du filtre

Le filtre reliant le convertisseur de partie CCR au réseau est constitué d'une inductance « L » et résistance « R », comme indiqué sur la Figure. I.43.

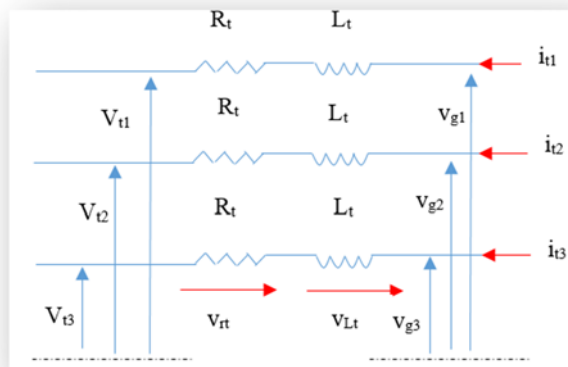


Figure I.43: Filtre coté réseau

La fonction de transfert du filtre (L, R) est donnée par l'équation suivante :

$$F(s) = \frac{1}{Rt + Lt s} \quad \text{I.104}$$

En appliquant les lois de Kirchhoff, nous obtenons :

$$[V_g] = R_t [i_t] + L_t \frac{d}{dt} [i_t] + [V_{mt}] \quad \text{I.105}$$

Avec: k=1, 2, 3. Dans le repère diphasé d-q, l'équation I.111 s'écrit :

$$\begin{aligned} V_{dt} &= R_t i_d + L_t \frac{d}{dt} i_d - L_t \omega_s i_q + V_{md} \\ V_{qt} &= R_t i_q + L_t \frac{d}{dt} i_q + L_t \omega_s i_d + V_{mq} \end{aligned} \quad \text{I.106}$$

En supposant que:

$$\begin{aligned} V_{dt} &= R_t i_d + L_t \frac{d}{dt} i_d \\ V_{qt} &= R_t i_q + L_t \frac{d}{dt} i_q \end{aligned} \quad \text{I.107}$$

A partir des deux équations précédentes, on obtient :

$$\begin{cases} V_{md} = V_{sd} + L_t \omega_s i_q - V_{td} \\ V_{mq} = V_{sq} - L_t \omega_s i_d - V_{tq} \end{cases} \quad \text{I.108}$$

I.3.2 Résultats de Simulations :

Nous procèderons à l'élaboration de deux simulations du modèle complet (turbine + MADA) en utilisant deux commandes, la première direct et la seconde indirecte sous environnement MATLAB – Simulink / Simpower Systems.

Notre intérêt se portera principalement sur l'évolution de certains paramètres électriques du système en plus de l'évaluation des performances de nos régulateurs PI que ce soit pour la commande direct ou indirect. Un intérêt particulier sera donné à la variation de ses paramètres lors du passage d'un mode hyper-synchrone au mode hypo-synchrone et inversement. [31]

- **Description du système**

La figure I.44 présente la commande directe des puissances active et réactives et la vitesse mécanique appliquée au niveau du convertisseur coté machine.

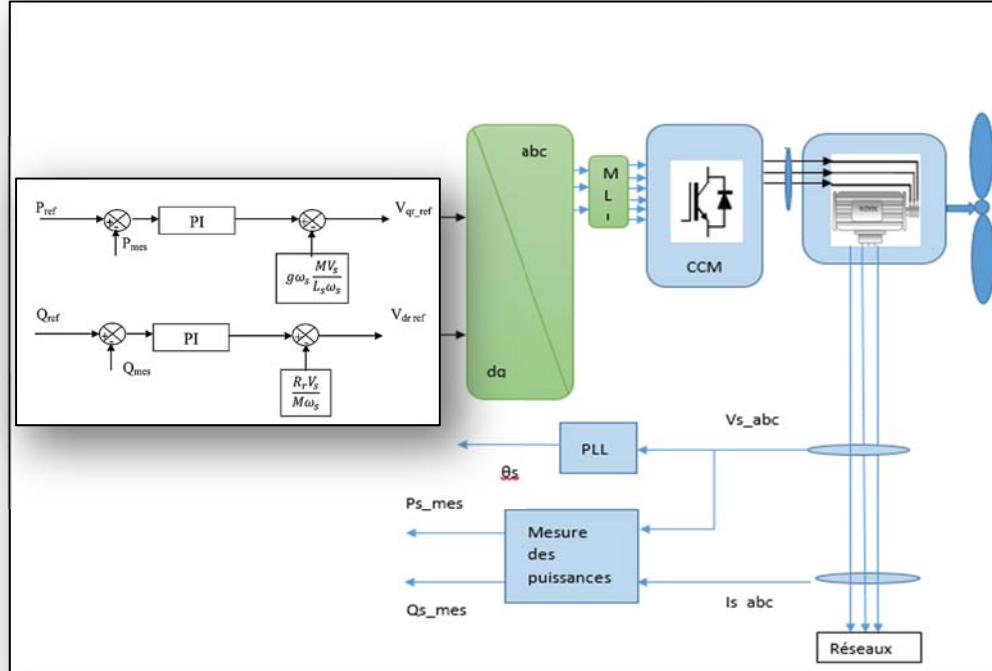


Figure I.44 : Schéma de principe de la commande de la machine asynchrone à double Alimentations avec PI classique.

- **Paramètres de simulation**
- **Condition de simulation**

Nous soumettons notre système complet avec une MADA d'une puissance de 2 MW à des variations de puissance active (à $t=5s$) et réactive (à $8s$) et à $t=11.6s$: on applique une variation de vitesse mécanique de 1600 à 1430 tr/min

:

I.3.2.1 Commandes directe

Les résultats obtenus sont montrées dans les figures ci-dessous avec les mêmes conditions de simulations:

Les figures ci-dessus représentent les résultats de simulation, tel que :

La figure I.46 représente l'évolution de la puissance active de notre système, qui suite à l'application d'une variation de puissance de -2 MW à $t=5$ s. présente un temps de réponse de 0.035 s avec un dépassement de l'ordre de 3.5%

la variation de la puissance réactive à $t=8$ s a eu comme effet sur l'évolution de la puissance active, l'apparition d'un régime transitoire présentant avec un pic de l'ordre de -0.4 MW et un temps d'établissement de 0.13 seconde.

A $t=11.6$ s le régime de fonctionnement de notre génératrice passe d'un mode hyper-synchrone vers le mode hypo-synchrone, suite à quoi l'évolution de notre puissance active est plus stable avec des pics de $\pm 1\%$ présentant moins de variation. .

La figure I.47 : représente l'évolution de la puissance réactive de notre système, qui suite à l'application d'une variation de puissance active de -2 MW à $t=5$ s, notre signal de puissance réactive présente un pic de 0.5 MVAR avec un temps d'établissement de 0.08 s

Suite à la variation de la puissance réactive à $t=8$ s on a l'apparition d'un régime transitoire présentant un temps de réponse de 0.13 s avec un dépassement de l'ordre de 0.04 % et un temps d'établissement qui suit la consigne

A $t=11.6$ s le régime de fonctionnement de notre génératrice passe d'un mode hyper-synchrone vers le mode hypo-synchrone, suite à quoi l'évolution de notre puissance réactive est plus stable avec des pic de $\pm 1.25\%$

La figure I.48 représente l'évolution de couple électromagnétique de notre système, qui suite à l'application d'une variation de puissance active de -2 MW à $t=5 \text{ s}$, notre signal de C_{em} présente une variation entre $(-0.6 \cdot 10^4 \text{ à } -2.1 \cdot 10^4) \text{ Nm}$.

Suite à la variation de la puissance réactive à $t=8 \text{ s}$, on a une variation de C_{em} entre $(-0.7 \cdot 10^4 \text{ à } -2.25 \cdot 10^4) \text{ Nm}$.

A $t=11.6 \text{ s}$. Le régime de fonctionnement de notre génératrice passe d'un mode hyper-synchrone vers le mode hypo-synchrone, suite à quoi l'évolution de notre couple électromagnétique est plus stable présentant moins de variation.

La figure I.49 : Représente L'évolution de la vitesse de notre système, qui suite à l'application d'une variation de puissance de -2 MW à $t=5$ s. notre signal de la vitesse présente une variation de 80 tr/min pour une durée de 0.15s. et a $t=8$ s. A l'application d'une variation de puissance réactif de -2 MW, notre signal de vitesse présente la même variation dans un durée de 0.15s.

La figure I.50 : Représente Les courants rotoriques sont sinusoïdaux de l'amplitude de 1200 A

On a une variation représente l'évolution des courants de notre système, qui suite à l'application d'une variation de puissance active de -2 MW à $t=5$ s, notre signal de courant présente une augmentation d'amplitude de 5280 A. et a $t=8$ s. à l'application une variation de puissance réactif de -2 MW, notre signal de courant présente une augmentation d'amplitude de 7525 A.

Le régime de fonctionnement de notre génératrice passe d'un mode hyper-synchrone vers le mode hypo-synchrone, à l' instant $t= 11.6$ s suite à quoi l'évolution de notre courant rotoriques est présentant un changement dans l'amplitude et la fréquence avec un temps d'établissement de 3.5s.

La Figure I.52 : Représente Les courants statoriques sont sinusoïdaux de fréquence 50Hz de l'amplitude de 100 A

On a une variation représente l'évolution des courants de notre système, qui suite à l'application d'une variation de puissance active de -2 MW à $t=5$ s, notre signal de courant présente une augmentation d'amplitude de 2545 A. et a $t=8$ s. à l'application une variation de puissance réactive de -2 MW, notre signal de courant présente une augmentation d'amplitude de 3365 A.

I.3.2.2 Commandes indirecte

La figure I.62 présente la commande indirecte des puissances active et réactives et la variation de la vitesse mécanique appliquée au niveau du convertisseur coté machine.

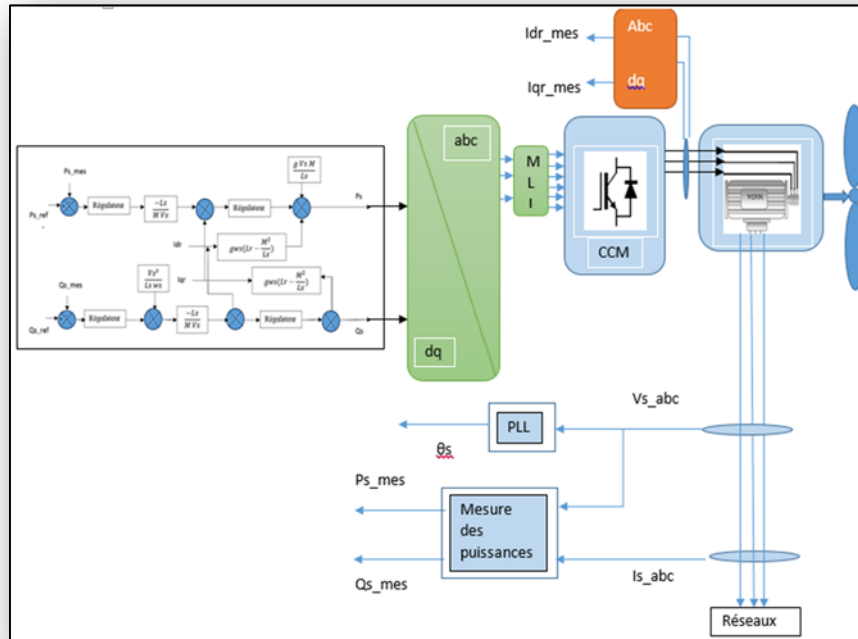


Figure I.62 : Schéma de principe de la commande indirecte de la machine asynchrone à double Alimentations

a. Résultat des signaux de la sortie du régulateur pour PI classique à deux modes de fonctionnement :

Les résultats obtenus avec ce type de régulateur sont montrées dans les figures ci-dessous représentant sans l'évolution des paramètres (P , Q , T_{em} , I_s , I_r , Ω_m , V_{dc}).

Les résultats obtenus lors de la simulation en commande indirect en mode continu du modèle complet illustre comme suite :

Dans cette partie nous allons présenter les différents résultats obtenus. Afin de tester les performances de régulateur on a procédé aux essais suivants :

La machine est entraînée à une vitesse variable, Nous appliquons des échelons de puissance active et réactive comme référence. À $t=5s$: on pose un échelon de la puissance active P_{ref} passe de (0 à -2MW) tandis que la puissance réactive À $t=8s$: on pose un

échelon de la puissance active Q_{ref} passe de (0 à -2MW).et à $t=11.6s$: on pose une variation de vitesse mécanique de (1600 à 1430) tr/min

Les figures ci-dessus représentent les résultats de simulation, tel que :

La figure I.63 : représente l'évolution de la puissance active de notre système, qui suite à l'application d'une variation de puissance de -2 MW à $t=5 \text{ s}$. présente un temps de réponse de 0.028 s avec un dépassement de l'ordre de 3% avec un temps d'établissement de 2 seconde

la variation de la puissance réactive à $t=8 \text{ s}$ a eu comme effet sur l'évolution de la puissance active, l'apparition d'un régime transitoire présentant avec un pic de l'ordre de -0.13 MW et un temps d'établissement de 2 seconde .

A $t=11.6$ s le régime de fonctionnement de notre génératrice passe d'un mode hyper-synchrone vers le mode hypo-synchrone, suite à quoi l'évolution de notre puissance active est plus stable avec des pic de $\pm 2\%$ présentant moins de variation. .

La figure I.64 : représente l'évolution de courant quadratureur I_{qr} de notre système, qui suite à l'application d'une variation de puissance de -2 MW à $t=5$ s. enjointre une augmentation instantané de 3350 s avec une légère variation.

La figure I.65 représente l'évolution de la puissance réactive de notre système, qui suite à l'application d'une variation de puissance active de -2 MW à $t=5$ s, notre signale de puissance réactive présente un pic de 0.42 MVAR avec un temps d'établissement de deux secondes.

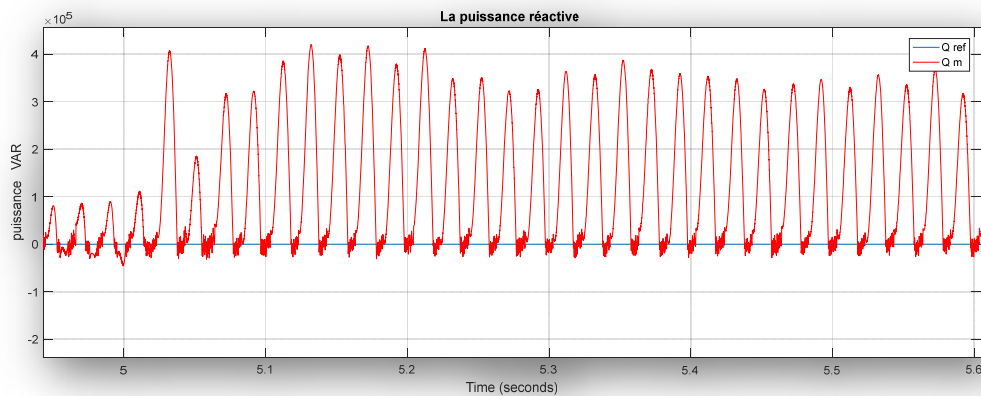


Figure I.74 : Zoom puissance réactive a $t=5$ s

Suite à la variation de la puissance réactive à $t=8$ s on a l'apparition d'un régime transitoire présentant un temps de réponse de 0.06s avec un dépassement de l'ordre de 0.06 % et un temps d'établissement qui suit la consigne

A $t=11.6$ s le régime de fonctionnement de notre génératrice passe d'un mode hyper-synchrone vers le mode hypo-synchrone, suite à quoi l'évolution de notre puissance réactive est plus stable avec des pic de $\pm 2\%$ présentant moins de variation.

La figure I.66 : représente l'évolution de courant quadrature I_{dr} de notre système, qui suite à l'application d'une variation de puissance de -2 MW à $t=8$ s. enjoint une augmentation instantanée de 4560 A s avec une légère variation.

La figure I.67 représente l'évolution de couple électromagnétique de notre système, qui suite à l'application d'une variation de puissance active de -2 MW à $t=5$ s, notre signal de C_{em} présente une variation entre $(-0.9 \cdot 10^4 \text{ à } -1.7 \cdot 10^4)$ Nm.

Suite à la variation de la puissance réactive à $t=8$ s, on a une variation de C_{em} entre $(-0.8 \cdot 10^4 \text{ à } -1.75 \cdot 10^4) \text{ Nm}$

à $t=11.6$ s le régime de fonctionnement de notre génératrice passe d'un mode hyper-synchrone vers le mode hypo-synchrone, suite à quoi l'évolution de notre couple électromagnétique est plus stable présentant moins de variation.

La figure I.68 : Représente l'évolution de la vitesse de notre système, qui suite à l'application d'une variation du vent à $t=3.5$ s. notre signal de la vitesse présente une variation de 80 tr/min dans une durée de 0.15s. et à $t=8.2$ s. Notre signal de vitesse présente la même variation dans une durée de 0.15s.

La figure I.69 : Représente Les courants rotorique sont sinusoïdaux de l'amplitude de 1450 A

On a une variation représente l'évolution des courants de notre système, qui suite à l'application d'une variation de puissance active de -2 MW à $t=5$ s, notre signal de courant présente une augmentation d'amplitude de 3735 A. et a $t=8$ s. à l'application une variation de puissance réactif de -2 MW, notre signal de courant présente une augmentation d'amplitude de 5675 A.

Le régime de fonctionnement de notre génératrice passe d'un mode hyper-synchrone vers le mode hypo-synchrone, à l' instant $t= 11.6$ s suite à quoi l'évolution de notre courant rotoriques est présentant un changement dans l'amplitude et la fréquence.

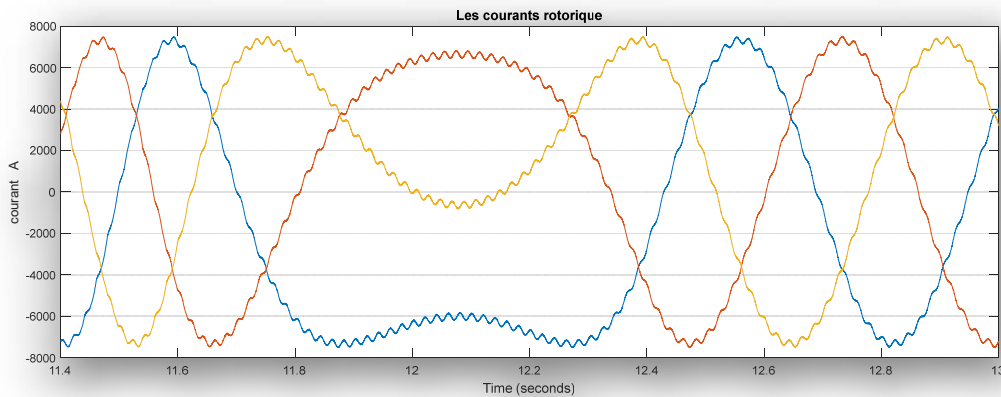


Figure I.80 : Zoom Courants a $t=11.6$ s

La figure I.70 : Représente Les courants statoriques sont sinusoïdaux de fréquence 50Hz de l'amplitude de 100 A

On a une variation qui représente l'évolution des courants de notre système, qui suite à l'application d'une variation de puissance active de -2 MW à $t=5$ s, notre signal de courant présente une augmentation d'amplitude de 2545 A. et a $t=8$ s. à l'application une variation de puissance réactif de -2 MW, notre signal de courant présente une augmentation d'amplitude de 3365 A.

Chapitre II

***Etude et simulation de la commande
directe d'une MADA avec différents
régulateurs***

Introduction

Que ce soit, l'intelligence artificielle (logique floue ou réseaux de neurones), les algorithmes génétiques (l'optimisation d'essaim de particules: PSO) et les techniques de régulation robuste (H infini) constituent des approches qui se sont imposées dans des domaines allant du traitement de l'image à la gestion financière, elles commencent à peine à être utilisées dans les domaines de l'électrotechnique et de l'industrie afin de résoudre les problèmes d'identification, de régulation de processus, d'optimisation, de classification, de détection de défauts ou de prise de décision.

Dans ce chapitre, nous utiliserons quatre commandes au niveau de la CCM de notre machine asynchrone à double alimentation. Un intérêt particulier sera donné aux performances de ses régulateurs sur les paramètres électriques de notre model avec MADA.

- **La première Partie** traitera de la Commande vectorielle avec régulateurs (PI+PSO) appliqué à la CCM de la MADA ;
- **La deuxième Partie** traitera de la Commande vectorielle avec régulateurs par réseau de neurone appliqué à la CCM de la MADA ;
- **La troisième Partie** traitera de la Commande vectorielle avec régulateurs floue appliqué à la CCM de la MADA ;
- **La quatrième Partie** traitera de la Commande vectorielle avec régulateurs H_{∞} appliqué à la CCM de la MADA.

II.1 Commande vectorielle avec régulateurs (PI+PSO) appliqué à la CCM de la MADA

L'ingénierie est confrontée à plusieurs problèmes qui nécessitent l'utilisation de méthodes d'optimisation pour aboutir à des résultats les plus optimaux possible. Les méthodes déterministes semblent avoir rempli ce besoin, mais le problème des optimums locaux constitue un véritable piège pour accéder à l'optimum global. D'où, l'utilisation des méthodes stochastiques dites méta-heuristiques qui en général évitent ce problème et possèdent une grande capacité de déterminer l'optimum global. [34]

Parmi ces techniques, on citera s'elles basées sur l'intelligence collective, inspirées des phénomènes naturels, les plus répandus étant : les algorithmes de colonies de fourmis (ACO), les Algorithmes Génétiques (AGs), l'optimisation d'essaim de particules (Particle Swarm Optimization) (PSO). [46]

II.1.1 Théorie de la technique PSO (Particul Swarm Optimization)

II.1.1.1 Définition

Les algorithmes génétiques sont des algorithmes d'optimisation s'appuyant sur des techniques dérivées de la génétique et de l'évolution naturelle. Le professeur J.H. Holland a établi les bases de cette théorie durant les années 1975. Le principe de base consiste à simuler le processus d'évolution naturelle dans un environnement hostile. L'individu (on parlera de l'individu dans une population) est composé d'un ou plusieurs chromosomes. Les chromosomes sont eux-mêmes constitués de gènes qui contiennent les caractères héréditaires de l'individu. Pour un problème d'optimisation donné, un individu représente un point de l'espace d'état. [35]

Avec : AGs : Algorithme Génétiques

II.1.1.2 Principe de fonctionnement

L'étape de codage de l'élément de population fait correspondre à chacun des points de l'espace d'état une structure spécifique de données. Et se positionne à la suite d'une

phase de modélisation mathématique du problème traité. Le succès des algorithmes génétiques est conditionné par la qualité du codage, il est à noter que le codage binaire a été très utilisé à l'origine. Les codages réels sont largement utilisés pour l'optimisation des problèmes à variables réelles. [35]

- Un mécanisme de génération de la population initiale doit être capable de produire une population d'individus non homogène qui servira la base pour les générations futures. Dans le cas où l'on ne connaît rien du problème à résoudre, il est essentiel que la population initiale soit répartie sur tout le domaine de recherche. [46]
- Une fonction à optimiser : Celle-ci retourne une valeur appelée fonction d'évaluation de l'individu (fitness).
- Un mécanisme de sélection des individus candidats à l'évolution.
- Des opérateurs qui permettent la diversification de la population au cours des générations et d'explorer l'espace d'état :
 - **L'opérateur de croisement** recompose les gènes d'individus existant dans la population,
 - **L'opérateur de mutation** a pour but de garantir l'exploration de l'espace d'états.
- Des paramètres de dimensionnement :
 - Taille de la population,
 - Nombre total de générations ou critère d'arrêt,
 - Probabilités d'application des opérateurs de croisement et de mutation.

L'organigramme de la *Figure II.1* montre comment les algorithmes génétiques (AGs) opèrent.

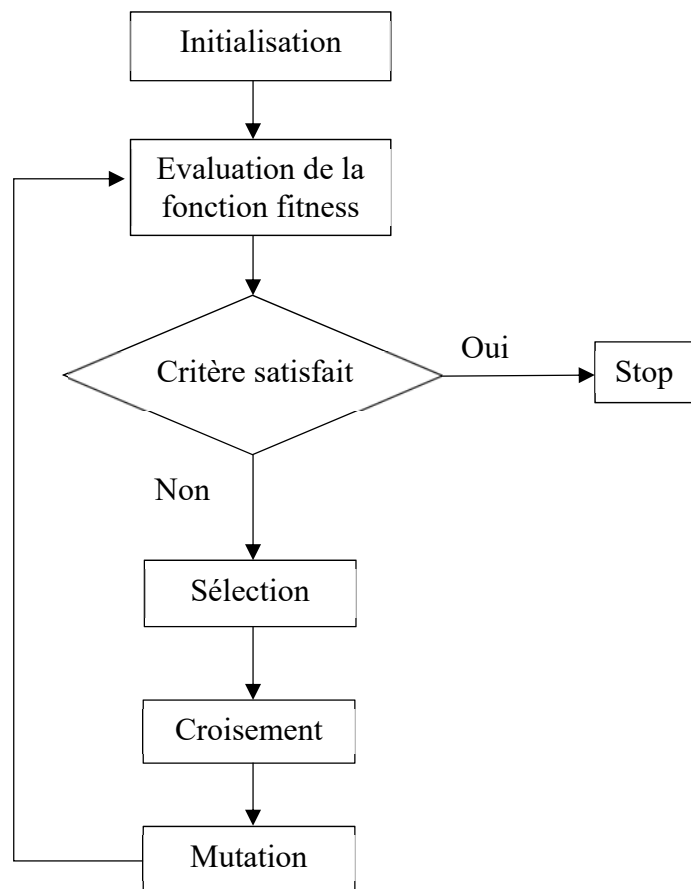


Figure II.1 : Organigramme des AGs

II.1.1.3 Principe de base d'un PSO

Chaque individu de la population « SWARM » est désigné par « particule », pouvant bénéficier des mouvements des autres particules dans la même population pour ajuster sa position et sa vitesse durant le processus d'optimisation.

Chaque individu utilise l'information locale à laquelle il peut accéder sur le déplacement de ses plus proches voisins pour anticiper son propre déplacement. Des règles comme « rester proche des autres individus », « aller dans la même direction », « aller à la même vitesse » suffisent pour maintenir la cohésion du groupe tout entier. [40] [46]

II.1.1.4 Formulation mathématique du PSO

Considérons une population « SWARM » composée de K particules. Les équations formalisant le mouvement des particules sont données par :

$$V_i(t+1) = w \cdot V_i(t) + e_1 \cdot r_1(t) \cdot (p_{best}(t) - X_i(t)) + e_2 \cdot r_2(t) \cdot (g_{best}(t) - X_i(t)) \quad II.1$$

$$X_i(t+1) = X_i(t) + V_i(t) \quad II.2$$

- Sa position courante $X_i(t) \in \mathbb{R}^d$, qui réfère à une solution possible pour le problème d'optimisation considéré à l'itération t .
- Sa vitesse $V_i(t) \in \mathbb{R}^d$
- La meilleure position $p_{best}(t) \in \mathbb{R}^d$ identifie durant sa trajectoire antécédente. Soit $p_{best}(t) \in \mathbb{R}^d$ la meilleure position globale identifiée dans le processus de recherche pour toutes les particules dans le « SWARM ». La position optimale est mesurée avec une fonction dit « fitness » définit suivant le problème d'optimisation. Durant l'optimisation, les particules se déplacent suivant les équations II.1 et II.2.
- $r_1(.)$ et $r_2(.)$ sont des variables aléatoires générés d'une distribution uniforme dans l'intervalle $[0, 1]$ afin de fournir un poids stochastique aux différentes composantes participant dans la définition de la vitesse de la particule.
- e_1 et e_2 sont deux constantes d'accélération régulant les vitesses relatives par rapport aux meilleurs positions locales et globales. Ces paramètres sont considérés comme des facteurs d'échelle utilisés pour déterminer les mouvements relatifs de la meilleure position de la particule ainsi que de la meilleure position globale. Ce sont des facteurs qui déterminent le degré d'influence des positions passées de la particule elle mêmes et celles des autres particules dans le « SWARM ».
- L'inertie w est utilisée comme un compromis entre l'exploration locale et globale du SWARM. Des valeurs élevées de ce paramètre permettent une

bonne exploration globale, tandis que pour des valeurs minimales une recherche fine sera nécessaire.

- L'équation II.1 permet le calcul de la vitesse à l'itération ($t+1$) pour chaque particule en combinant linéairement la position et la vitesse (à l'itération t) et les distances qui séparent la position courante de la particule de sa meilleure position antécédente en tenant compte de la meilleure position globale. La mise à jour de la position de la particule est réalisée à travers l'équation II.2. Les équations II.1 et II.2 sont itérées jusqu'à ce que la convergence soit atteinte [46] [40].

La Figure II.3 illustre le concept d'évolution itérative d'un point de recherche par le P.S.O.

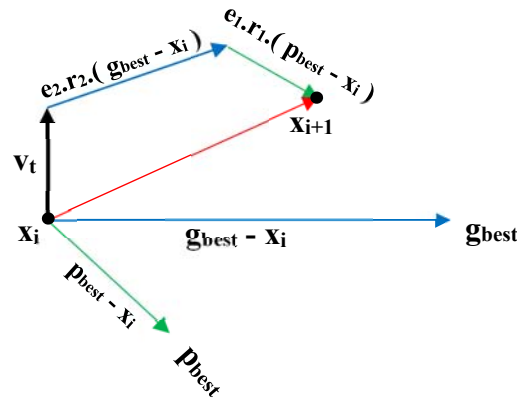


Figure II.2 : Evolution d'un point de recherche par PSO de X_i à X_{i+1}

L'organigramme ci-dessous peut être déduit comme suit :

II.1.1.5 Optimisation des gains du pi par la technique PSO

Le régulateur PI est encore largement utilisé dans le milieu industriel malgré l'émergence d'autres méthodes de régulation. Ce régulateur linéaire ne dépend que de deux coefficients, qui sont les gains appliqués sur les signaux proportionnels (K_p), intégral (K_i), leur réglage statique se fera par la méthode de Ziegler-Nichols [43] [44] [45].

Dans chacune de ces méthodes, les deux gains sont fixés en suivant une procédure de réglage qui garantit un fonctionnement optimal selon un ou plusieurs critères. Dans tous les cas, la fonction de transfert du régulateur PI reste linéaire. Plus récemment, des auteurs ont proposé des méthodes de réglage dynamique des coefficients d'un PI et ils

montrent que les performances sont d'autant meilleures qu'on utilise les méthodes classiques [43]. Telle que le correcteur flou.

Dans ce titre nous allons présenter l'optimisation des gains d'un PI par la méthode des PSO qui a été décrite par plusieurs auteurs [46].

II.1.1.6 Indices de performance d'un PI

Le régulateur PI est un système linéaire du premier ordre à une entrée et une sortie, dont la fonction de transfert dans le domaine de Laplace est donnée par l'équation II.4.

$$C(S) = k_p \left(1 + \frac{1}{T_i \cdot S}\right) = k_p + \frac{k_i}{S} \quad \text{II.3}$$

De façon générale, on cherche à quantifier la différence entre la réponse réelle du système asservi et une réponse idéale qui serait un échelon. Les indices couramment utilisés sont définis de la façon suivante :

II.1.1.7 Pourcentage de dépassement « D »

Avant de se stabiliser, la sortie du système passe par un régime transitoire oscillant de part et d'autre de la valeur finale voir Figure II.4. On définit le pourcentage de dépassement par :

$$d\% = \frac{y_{\max} - y(\infty)}{y_{\max}} \times 100\% \quad \text{II.4}$$

II.1.1.8 Intégrales faisant intervenir l'erreur

Pour évaluer la différence existante entre la réponse réelle et une réponse idéale de type échelon, on peut calculer l'intégrale d'un terme positif faisant intervenir l'erreur. Un indice calculé de cette façon prend une valeur d'autant plus élevée que la réponse réelle est éloignée de la réponse idéale. En pratique, l'intégrale est calculée sur un intervalle $[0, T]$ suffisamment étendu pour contenir tout le régime transitoire. [46]

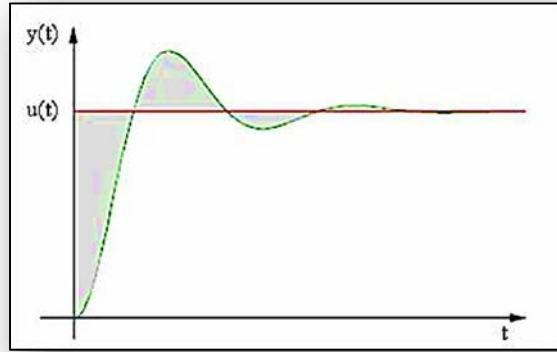


Figure II.4 : Intégrale faisant intervenir l'erreur.

L'erreur $\varepsilon(t) = y(t) - u(t)$; où $y(t)$: signal de sortie, $u(t)$: signal d'entrée

L'intégrale de la valeur absolue de l'erreur $\varepsilon(t)$ est donnée par :

$$IAE = \int_0^T |\varepsilon(t)| dt \quad \text{II.5}$$

Cet indice reflète la surface résultant de la différence entre le point de contrôle et la valeur réelle. Nous utilisons également l'erreur quadratique intégrée, spécifiée par

$$ISE = \int_0^T |\varepsilon^2(t)| dt \quad \text{II.6}$$

Pour pénaliser les systèmes dont le régime transitoire dure trop longtemps, on utilise également l'intégrale du produit de l'erreur par le temps, donnée par :

$$ITAE = \int_0^T t |\varepsilon(t)| dt \quad \text{II.7}$$

Et également l'intégrale du produit de l'erreur quadratique par le temps, donnée par :

$$ISTE = \int_0^T t |\varepsilon^2(t)| dt \quad \text{II.8}$$

On peut trouver une liste plus complète de mesures de performances d'un système asservi. Dans notre étude, nous nous sommes limités aux quatre derniers indices de performance (IAE, ISE, ITAE et ISTE) définis ci-dessus. Pour notre étude nous avons choisi de minimiser l'erreur)

$\varepsilon(t)$ entre la vitesse de référence et la vitesse réelle de la machine selon les critères définis par les équations II.5, II.6, II.7 et II.8. La fonction à optimiser est donnée par l'équation :

$$\varepsilon(t) = \Omega_{\text{réf}} - \Omega \quad \text{II.9}$$

Pour la mise en œuvre informatique, on exploite l'équation II.1 pour le développement d'un programme sous Matlab qu'on peut schématiser sous l'organigramme présenté par la Figure II.3, avec l'intégration des PSO dans le schéma fonctionnel de la commande vectorielle Figure II.5

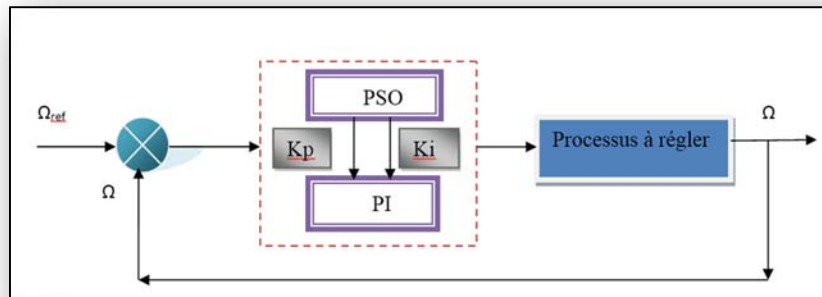


Figure II.5 : Bloc diagramme d'implantation des PSO pour l'ajustement du PI.

p_{best} : représente la $i^{ème}$ meilleure solution (position) de la particule i .

g_{best} : représente la meilleure solution (position) globale du groupe.

X_i : représente la solution (position) de la $i^{ème}$ particule.

V_i : représente la vitesse (vitesse) de la $i^{ème}$ particule.

f : la fonction fitness à optimiser.

e_1, e_2 : sont des pondérations choisies généralement égales à 2.

r_1, r_2 : sont deux variables aléatoires uniformément distribuées.

w : représente l'inertie est fixée à 0.8.

Il est à noter que chaque particule contient un nombre de composantes, pour notre exemple chaque particule contient quatre composantes (coefficients des régulateurs) à savoir : « T_v, K_v, K_{pi}, K_{ii} ». L'organigramme se récapitule en : [46]

Etape 1 : Initialisation de toutes les positions locales X_i , meilleures positions locales p_{best} et la meilleure position globale g_{best} .

Etape 2 : évaluer la fonction fitness de chaque particule $f(X_i)$.

Etape 3 : mise à jour de toutes les meilleures positions locales p_{best}

Etape 4 : si $f(p_{best}) < f(g_{best})$ alors $g_{best} = p_{best}$

Etape 5 : mise à jour de X_i et V_i suivant les deux équations II.1 et II.2.

Etape 6 : si le critère d'arrêt est satisfait alors stop si non aller à étape 2.

II.1.2 Simulation et Interprétation des résultats

Nous procéderons à l'élaboration de deux simulations du modèle complet (turbine + MADA) en utilisant deux commandes, la première direct et la seconde indirecte sous environnement MATLAB – Simulink / Simpower Systems.

Notre intérêt se portera principalement sur l'évolution de certains paramètres électriques du système en plus de l'évaluation des performances de nos régulateurs PI que ce soit pour la commande direct ou indirect. Un intérêt particulier sera donné à la variation de ses paramètres lors du passage d'un mode hyper-synchrone au mode hypo-synchrone et inversement.

- **Description du système :**

La figure II.6 présente la commande directe des puissances active et réactives et la vitesse mécanique appliquée au niveau du convertisseur coté machine.

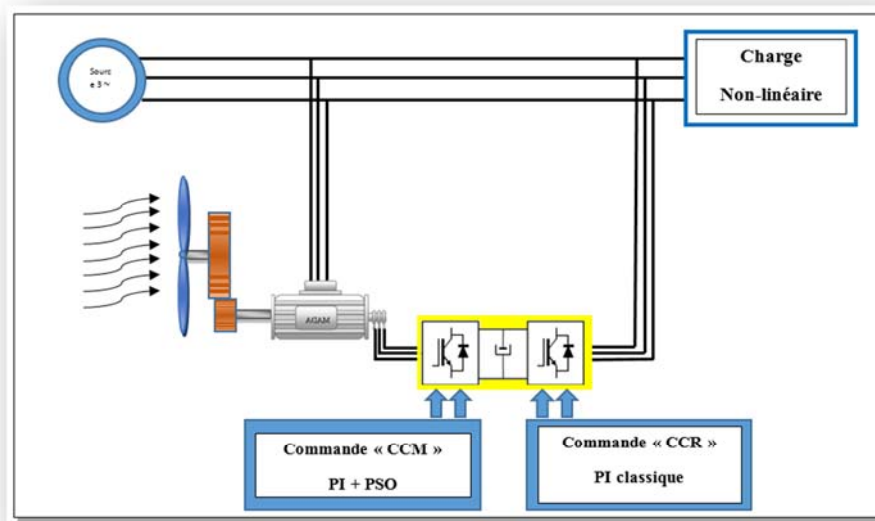


Figure II.6 : Schéma de principe de la commande de la machine asynchrone à double Alimentations PI+ PSO.

- **Paramètres de simulation :** identique à ceux du chapitre I
- **Condition de simulation :** et le suivant
 - $t=5\text{s}$: Variation de la puissance active
 - $t=8\text{s}$: Variation de la puissance réactive
 - $t=11.6\text{s}$: Passage de mode hyper-synchrone vers le mode hypo-synchrone

Nous soumettons notre système avec une MADA d'une puissance de 2 MW, à une série de variation de puissance active à $t=5s$ et réactive à partir de $8s$ et la vitesse mécanique à $t=11.6s$

Au préalable de la simulation de notre modèle, nous avons exécuté le programme PSO pour identifier les gains optimaux de nos régulateurs PI, pour les utiliser dans la simulation de notre système aérogénérateur.

II.1.2.1 Elaboration du programme

Le programme en « .mat » a été établi comme suit conformément à l'algorithme de la Figure II.3, voir Annexe 04

Après avoir extrait les coefficients des régulateurs, nous effectuons la simulation de notre model sous environnement Power System, pour avoir les résultats suivant :

$$K_{ppso} = -416.622$$

$$K_{ipso} = -456.288$$

II.1.2.2 Commande directe :

Nous nous sommes intéressés à l'évolution des paramètres (P , Q , C_{em} , I_s , I_r , Ω_m) qui représente dans les figures suivants :

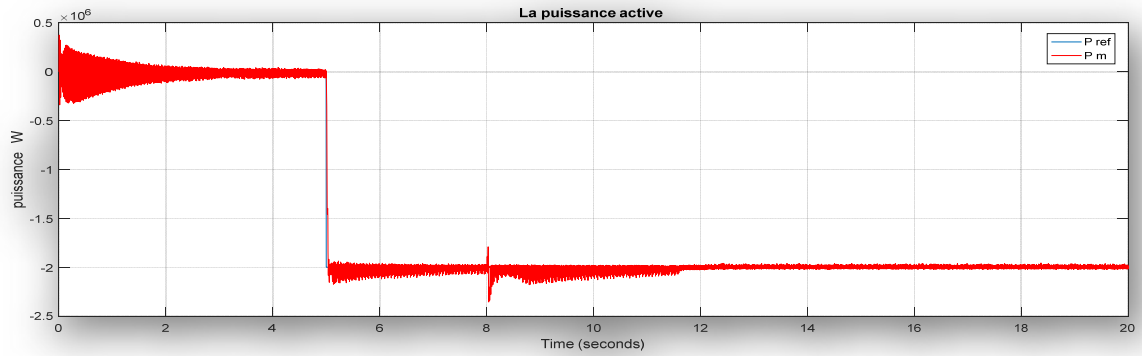


Figure II.7 : Puissance active

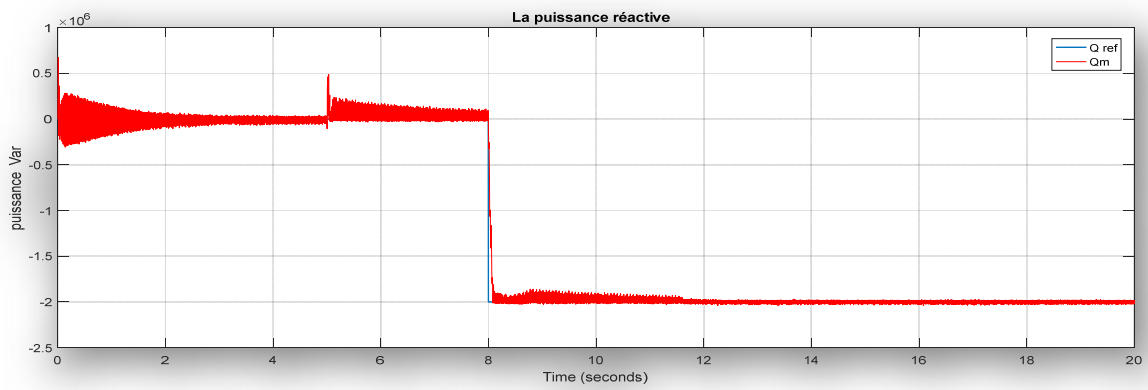


Figure II.8 : Puissance réactive

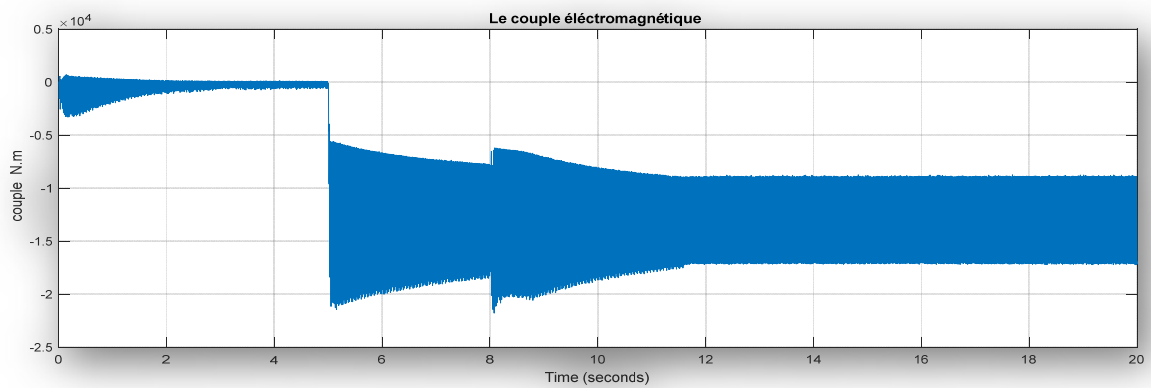


Figure II.9 : Couple Electromagnétique

Les figures ci-dessus représentent les résultats de simulation, tel que :

La figure I.7 représente l'évolution de la puissance active de notre système, qui suite à l'application d'une variation de puissance de -2 MW à $t=5$ s. présente un temps de réponse de 0.035 s avec un dépassement de l'ordre de 4% avec un temps d'établissement de 0.038 s

La variation de la puissance réactive à $t=8$ s a eu comme effet sur l'évolution de la puissance active, l'apparition d'un régime transitoire présentant avec un pic de l'ordre de -0.34 MW et un temps d'établissement de 0.065 s

A $t=11.6$ s le régime de fonctionnement de notre génératrice passe d'un mode hyper-synchrone vers le mode hypo-synchrone, suite à quoi l'évolution de notre puissance active présentant moins de variation avec des pic de $\pm 1\%$.

La figure I.8 représente l'évolution de la puissance réactive de notre système, qui suite à l'application d'une variation de puissance active de -2 MW à $t=5$ s, notre signal de puissance réactive présente un pic de 0.47 MVAR avec un temps d'établissement de 0.039 s

Suite à la variation de la puissance réactive à $t=8$ s on a l'apparition d'un régime transitoire présentant un temps de réponse de 0.085 s avec un dépassement de l'ordre de 0.5% et un temps d'établissement qui suit la consigne

A $t=11.6$ s le régime de fonctionnement de notre génératrice passe d'un mode hyper-synchrone vers le mode hypo-synchrone, suite à quoi l'évolution de notre puissance réactive présentant moins de variation avec des pic de $\pm 1.25\%$

La figure I.9 représente l'évolution de couple électromagnétique de notre système, qui suite à l'application d'une variation de puissance active de -2 MW à $t=5 \text{ s}$, notre signal de C_{em} présente une variation entre $(-0.6 \cdot 10^4 \text{ à } -2.1 \cdot 10^4) \text{ Nm}$.

Suite à la variation de la puissance réactive à $t=8 \text{ s}$, on a une variation de C_{em} entre $(-0.75 \cdot 10^4 \text{ à } -2.15 \cdot 10^4) \text{ Nm}$.

A $t=11.6 \text{ s}$. Le régime de fonctionnement de notre génératrice passe d'un mode hyper-synchrone vers le mode hypo-synchrone, suite à quoi l'évolution de notre couple électromagnétique présentant moins de variation.

La figure I.10 : Représente L'évolution de la vitesse de notre système, qui suite à l'application d'une variation de puissance de -2 MW à $t=5$ s. notre signal de vitesse présente une variation de 80 tr/min dans une durée de 0.15s. et à l'application d'une variation de puissance réactive de -2 MW à $t=8$ s, notre signal de vitesse présente la même variation dans une durée de 0.15 s et à $t=11.6$ s on a passé d'un mode hyper-synchrone vers l'hypo-synchrone.

La figure I.11 : Représente Les courants rotorique sont sinusoïdaux de l'amplitude de 1200 A

On a une variation représente l'évolution des courants de notre système, qui suite à l'application d'une variation de puissance active de -2 MW à $t=5$ s, notre signal de courant présente une augmentation d'amplitude de 5275 A. et à $t=8$ s à l'application une variation de puissance réactive de -2 MW, notre signal de courant présente une augmentation d'amplitude de 7480 A.

Le régime de fonctionnement de notre génératrice passe d'un mode hyper-synchrone vers le mode hypo-synchrone, à l'instant $t= 11.6$ s suite à quoi l'évolution de notre courant rotorique est présentant un changement dans l'amplitude et la fréquence avec un temps d'établissement de 3.5s.

La figure I.12 : Représente Les courants statorique sont sinusoïdaux de fréquence 50Hz de l'amplitude de 110 A.

On a une variation représente l'évolution des courants de notre système, qui suite à l'application d'une variation de puissance active de -2 MW à $t=5$ s, notre signal de

courant présente une augmentation d'amplitude de 2550 A. et à $t=8s$. à l'application d'une variation de puissance réactive de -2 MW, notre signal de courant présente une augmentation d'amplitude de 3450 A.

II.2 Commande vectorielle avec régulateurs par réseau de neurone appliqué à la CCM de la MADA

Les réseaux de neurones sont composés d'éléments (ou neurones) fonctionnant en parallèle, inspirés par le système nerveux biologique. On peut entraîner un réseau de neurone pour une tâche spécifique (reconnaissance de caractères par exemple) en ajustant les valeurs des connections (ou poids) entre les éléments (neurone).

Ces réseaux de neurones peuvent souvent apporter une solution simple à des problèmes encore trop complexes ne pouvant être résolus rapidement par les ordinateurs actuels (puissance de calcul insuffisante) ou par notre manque de connaissances. [32]

Les réseaux de neurones ont une histoire relativement récente qui avoisine les 50 ans et les applications intéressantes des réseaux de neurones n'ont vu le jour qu'il a une vingtaine d'année avec le développement du numérique (informatique).

II.2.1 Théorie de la technique du réseau de neurone artificielle (RNA)

Le perceptron est la forme la plus simple de réseau de neurones, un neurone est une cellule particulière comme le montre la Figure II.24.a, elle possède des extensions par lesquelles elle peut distribuer des signaux (axones) ou en recevoir (dendrites). Des observations de neurone biologique, découle le modèle du neurone formel, voir Figure II.24.b proposé par Mac Culloch et Pittis en [32].

Le neurone formel est doté d'une fonction de transfert qui transforme ses entrées en sortie selon des règles précises. Par exemple, un neurone somme ses entrées, compare la somme résultante à une valeur seuil, et répond en émettant un signal, si cette somme est supérieure ou égale à ce seuil (modèle ultra-simplifié du fonctionnement d'un neurone biologique). [32]

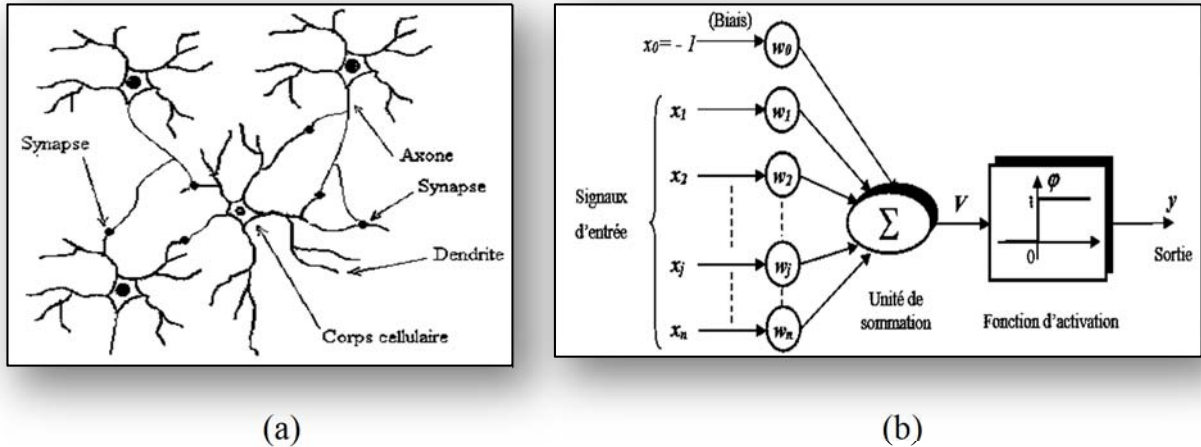


Figure II.24 : Modèle non linéaire d'un neurone

x_i : représente le vecteur d'entrée, il provient soit des sorties d'autres neurones, soit de stimuli-sensoriels (capteur visuel, sonore...).

w_{ij} : sont les poids synaptiques du neurone (j). Ils correspondent à l'efficacité synaptique dans les neurones biologiques ($w_{ij} < 0$: synapse excitatrice; $w_{ij} > 0$: synapse inhibitrice). Ces poids pondèrent les entrées et peuvent être modifiés par apprentissage. [32]

$$z(t) = \sum_{i=1}^n w_{ij} x_i \quad \text{II.10}$$

Ce champ est additionné d'une constante, appelée biais, « b_i » puis traité par une fonction d'activation pour donner la sortie du neurone : [42]

$$y_i = \sigma(z(t) + b_i) \quad \text{II.11}$$

La fonction d'activation (σ) peut être linéaire ou non, la Figure II.25 illustre les types les plus répandus. Le choix des fonctions à utiliser est lié au problème à résoudre [32].

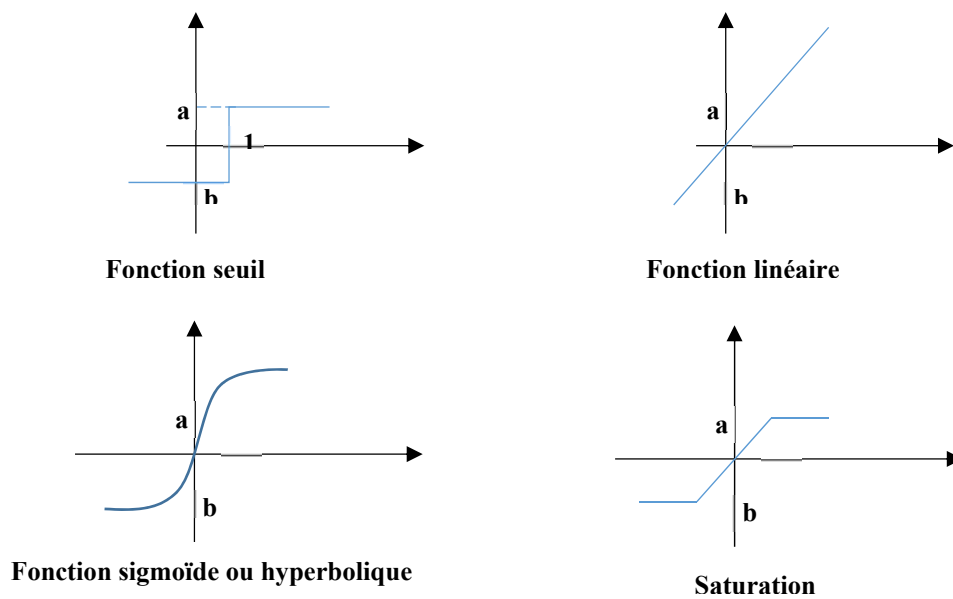


Figure II.25 : Différents types de fonctions d'activation

II.2.2 Propriétés de réseaux de neurones

Un réseau de neurones se compose de neurones qui sont interconnectés de façon à ce que la sortie d'un neurone puisse être l'entrée d'un ou plusieurs autres neurones. Ensuite il y a des entrées de l'extérieur et des sorties vers l'extérieur Rumelhart. Donnent huit composants principaux d'un réseau de neurones: [32]

- Un ensemble de neurones.
- Un état d'activation pour chaque neurone (actif, inactif, ...).
- Une fonction de sortie pour chaque neurone ($f(s)$).
- Un modèle de connectivité entre les neurones (chaque neurone est connecté à tous les autres, par exemple).
- Une règle de propagation pour propager les valeurs d'entrée à travers le réseau vers les sorties.
- Une règle d'activation pour combiner les entrées d'un neurone (très souvent une somme pondérée).
- Une règle d'apprentissage.
- Un environnement d'opération (le système d'exploitation, par exemple).

Le comportement d'un réseau et les possibilités d'application dépendent complètement de ces huit facteurs et le changement d'un seul d'entre eux peut changer le comportement du réseau complètement.

II.2.3 Apprentissage

Le réseau de neurones fait partie des réseaux adaptatifs non-linéaires [32], cela signifie que ses agents (neurones) s'organisent et modifient leurs liens mutuels lors d'une procédure fondamentale qu'est l'apprentissage. Pour une tâche précise, l'apprentissage du réseau de neurones consiste donc à adapter les différents poids w_i .

Il existe trois types d'apprentissages principaux : (supervisé, non-supervisé, par tentative (graded training)), tel que :

- Un apprentissage supervisé : quand le réseau est alimenté avec la bonne réponse pour les exemples d'entrées donnés.
- L'apprentissage non-supervisé : le réseau décide lui-même quelles sont les bonnes sorties.

Il existe plusieurs règles d'apprentissage pour chaque type d'apprentissage. L'apprentissage supervisé est le type d'apprentissage le plus utilisé. Pour ce type d'apprentissage la règle la plus utilisée est celle de Widrow-Hoff [32]. D'autres règles d'apprentissage sont par exemple la règle de Hebb, la règle du perceptron, la règle de Grossberg etc. [Fogelman-Soulié, 1988; Rumelhart et al, 1986; Hecht-Nielsen, 1990]. [32]

II.2.4 L'apprentissage de Widrow-Hoff

La règle d'apprentissage de Widrow-Hoff est une règle qui permet d'ajuster les poids d'un réseau de neurones pour diminuer à chaque étape l'erreur commise par le réseau de neurones (à condition que le facteur d'apprentissage soit bien choisi). [32]

Un poids est modifié en utilisant la formule suivante :

$$w_{k+1} = w_k + \alpha \delta_k x_k \quad \text{II.12}$$

où:

w_k : poids à l'instant k .

w_{k+1} : poids à l'instant $k+1$.

α : facteur d'apprentissage.

δ_k : caractérise la différence entre la sortie attendue et la sortie effective du neurone à c'est l'erreur faite par le neurone à l'instant k .

x_k : la valeur de l'entrée avec laquelle le poids w est associé à l'instant « k ». Ainsi, si « δ_k » et « x_k » sont positifs tous les deux, alors le poids doit être augmenté. La grandeur du changement dépend avant tout de la grandeur de « δ_k » mais aussi de celle de « x_k ». Le coefficient « α » sert à diminuer les changements pour éviter qu'ils deviennent trop grands, ce qui peut entraîner des oscillations du poids.

II.2.5 Les différents types de réseaux de neurones

Plusieurs types de réseaux de neurones ont été développés qui ont des domaines d'application souvent très variés. Notamment trois types de réseaux sont bien connus:

- Le réseau de Hopfield (et sa version incluant l'apprentissage, la machine de Boltzmann),
- Les cartes auto-organisatrices de Kohonen.
- Les réseaux multicouches de type rétro propagation sont les réseaux les plus puissants des réseaux de neurones qui utilisent l'apprentissage supervisé

II.2.6 Perceptron multicouches (MLP)

Un perceptron est un réseau de neurones artificiel du type « feed-forward », c'est à dire à propagation directe. Sur l'exemple suivant, nous présentons un perceptron à trois couches :

- La première est celle des entrées (elle n'est cependant pas considérée comme couche neuronale par certains auteurs car elle est linéaire et ne fait que distribuer les variables d'entrées).
- La deuxième est dite couche cachée (ou couche intermédiaire) et constitue le cœur du réseau de neurones. Ses fonctions d'activation sont du type sigmoïde.
- La troisième, constituée ici par un seul neurone est la couche de sortie. Sa fonction d'activation est du type linéaire bornée. [38]

II.2.6.1 Structure du réseau

La mise en cascade de perceptrons conduits à ce qu'on appelle le perceptron multicouches MLP (Multi Layered-Perceptron) Figure II.26

Un perceptron est un réseau de neurones artificiel du type « *feed-forward* », c'est à dire à propagation directe. Sur l'exemple suivant nous présentons un perceptron à trois couches [32].

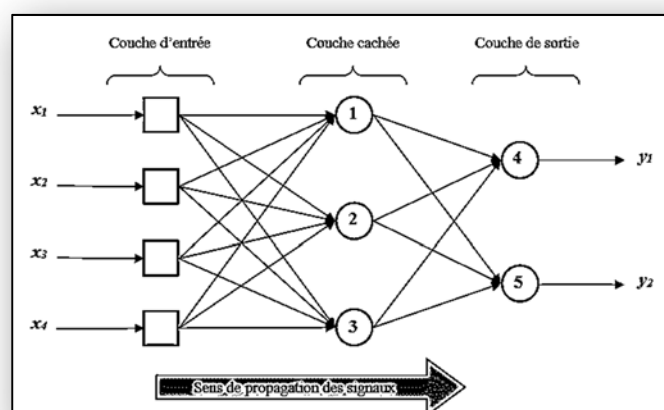


Figure II.26 : Graphe représentant un réseau de neurones non bouclé [32]

- La première est celle des entrées (elle n'est cependant pas considérée comme couche neuronale par certains auteurs car elle est linéaire et ne fait que distribuer les variables d'entrée).
- La deuxième est dite couche cachée (ou couche intermédiaire) car les valeurs de sortie de leurs neurones ne sont pas accessibles de l'extérieur et constitue le cœur du réseau de neurones. Ses fonctions d'activation sont du type sigmoïde.
- La troisième, constituée ici par un seul neurone est la couche de sortie. Sa fonction d'activation est du type linéaire bornée. [32]

II.2.6.2 L'algorithme de la rétro- propagation du gradient d'erreur

Pour réaliser l'apprentissage d'un réseau multicouche, on utilise la règle d'apprentissage du delta généralisé pour chaque neurone j :

$$w_{ij}(t + 1) = w_{ij}(t) + \alpha(t) \cdot \delta_j(t) x_i \quad \text{II.13}$$

Où :

$\delta_j(t)$: est l'erreur faite par le neurone j .

Soit un réseau à deux entrées, trois neurones dans une couche cachée, et deux neurones dans la couche de sortie Figure II.27 :

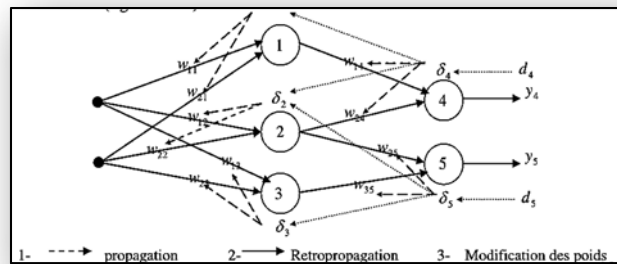


Figure II.27: Algorithme de Retro propagation

(w_{23} w_{22} w_{21} et w_{13} w_{12} w_{11}), il faut connaître les sorties désirées d_3 d_2 d_1 qui permettent d'appliquer la règle du delta généralisé, connaître les erreurs δ_1 , δ_2 δ_3 : et que font les neurones 1, 2 et 3.

L'idée consiste à propager les erreurs δ_4 et δ_5 vers les neurones 1, 2 et 3, au travers des poids w_{14} , w_{24} et w_{15} , w_{25} d'où le nom de rétro-propagation du gradient d'erreur de l'algorithme proposé indépendamment par Rumelhart, Le Cun et Hinton en 1984. [32]

La mise à jour des poids synaptiques se fait au niveau des algorithmes de l'apprentissage en utilisant la rétro-propagation du gradient. Le terme rétro propagation du gradient provient du fait que l'erreur calculée en sortie est transmise en sens inverse vers l'entrée.

L'erreur commise sur le $k^{\text{ème}}$ nœud de sortie est : [32]

$$\delta_{p,k} = o_{p,k} - x_{p,l,k} \quad \text{II.14}$$

où :

- $o_{p,k}$: vecteur des sorties désiré,
- $x_{p,l,k}$: vecteur des sorties réel du réseau p,j
- k : neurone k et l'échantillon p de la couche j. Par conséquent l'erreur totale (pour tous les nœuds) est :

$$E_p = \frac{1}{2} \sum_{k=1}^m \delta_{p,k}^2 = \frac{1}{2} \sum_{i=1}^m (o_{p,k} - x_{p,l,k})^2 \quad \text{II.15}$$

La modification des poids est fonction du calcul du gradient. Ainsi, les poids sur la couche de sortie sont mis à jour de la façon suivante :

$$w_{l,k,j}(t+1) = w_{l,k,j}(t) + \Delta_p w_{l,k,j}(t) \quad \text{II.16}$$

$$\Delta_p w_{l,k,j}(t) = \mu(o_{p,k} - x_{p,l,k}) \sigma'(y_{p,l,k}) x_{p,l-1,k} \quad \text{II.17}$$

Avec : μ le pas d'apprentissage. $0 < \mu < 1$

II.2.7 Application du contrôleur neuronal au réglage de la puissance

Un réseau de neurones peut reproduire le comportement d'un contrôleur conventionnel déjà existant (PI, PID, RST, ...) grâce à ses facultés d'apprentissage et d'approximation.

Il suffit de le soumettre à un apprentissage hors ligne pendant une phase d'identification directe. [32]

II.2.7.1 Identification directe

Il s'agit de réaliser l'apprentissage d'un réseau de neurones identificateur RNI, à partir des séquences des entrées de commande appliquées et des sorties mesurées. Le réseau de neurones est mis en parallèle avec le processus à identifier, la sortie y du processus réel est comparée à la sortie $\hat{y}$ du réseau, pour former l'erreur d'estimation $y - \hat{y} = e$ qui sert à ses paramètres à l'aide d'un algorithme d'apprentissage. [31]

En considérant que le contrôleur est lui-même un processus. La figure II.28 montre le principe de l'identification directe d'un contrôleur conventionnel. [32]

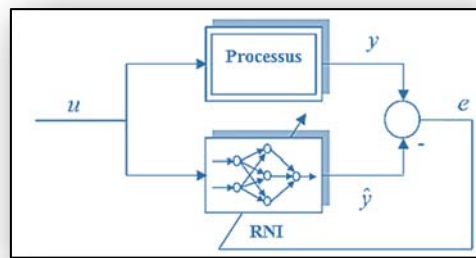


Figure II.28 : Principe de l'identification directe par un réseau de neurones

Le modèle proposé a été employé pour calculer le courant référentiel à partir de l'erreur de la vitesse ($E\omega$) et la dérivée de l'erreur ($\Delta E\omega$) en suivant la procédure :

- **Fixer le nombre de couches cachées** : mis à part les couches d'entrée et de sortie. L'analyste doit décider du nombre de couches intermédiaires ou cachées.
- **Déterminer le nombre de neurones par couches cachées** : chaque neurone supplémentaire permet de prendre en compte des profils spécifiques des neurones d'entrée.
- **Choisir la fonction d'activation** : le passage de cette dernière à la couche de sortie sera soit linéaire, soit sigmoïde (logistique) selon les types de variables.

- **Choisir l'apprentissage** : l'apprentissage nécessite la détermination du paramètre d'ajustement des poids synaptiques à chaque itération en utilisant la rétro-propagation du gradient.

Le modèle neuronal est identifié pour remplacer le PI Figure II.28. Le contrôleur utilise l'erreur de la vitesse ($E\omega$) et son dérivé ($\Delta E\omega$) et la sortie de contrôleur calcul le courant référentiel. [32]

$$f(net_i) = \frac{1}{1 + \exp(-\lambda net_i)} \quad \text{II.18}$$

$$net_i = \sum_j W_{ij} y_j$$

L'erreur est calculée par la fonction suivante:

$$E = \frac{1}{2} \sum_{k=1} (y_k - o_k)^2 \quad \text{II.19}$$

On calcule l'erreur de poids par :

$$W_{kj} = -\eta \frac{\partial E}{\partial W_{kj}}. \quad \text{II.20}$$

La mise à jour de poids est calculée par la façon suivante:

$$W_{kj}(k+1) = W_{kj}(k) + \eta \delta_{ok} y_j \quad \text{II.21}$$

$$\delta_{ok} = -\frac{\partial E}{\partial net_k} = -\frac{\partial E}{\partial o_k} \frac{\partial o_k}{\partial net_k} \quad \text{II.22}$$

$$\delta_{ok} = \frac{1}{2} (y_k - o_k) (1 - o_k^2)$$

Le but de cette architecture n'est pas de perfectionner les performances du contrôleur PI déjà existant, mais de s'affranchir des contraintes d'implémentations matérielles que peuvent nécessiter certains régulateurs. [32]

II.2.8 Intégration du réseau de neurone a notre cas d'étude

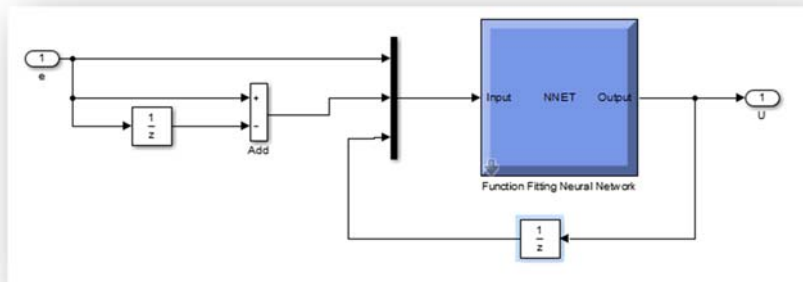


Figure II.29 : Intégration du PI à base de réseau de neurone

II.2.9 Interprétation des résultats

Nous procéderons à l'élaboration de simulation du modèle complet (turbine + MADA) en utilisant deux commandes, direct sous environnement Matlab–Simulink / Sim-power System.

Notre intérêt se portera principalement sur l'évolution de certains paramètres électriques du système en plus de l'évaluation des performances de nos régulateurs PI que ce soit pour la commande direct ou indirect.

• Description du système

La figure II.30 présente la commande directe des puissances active et réactives et la vitesse mécanique appliquée au niveau du convertisseur coté machine.

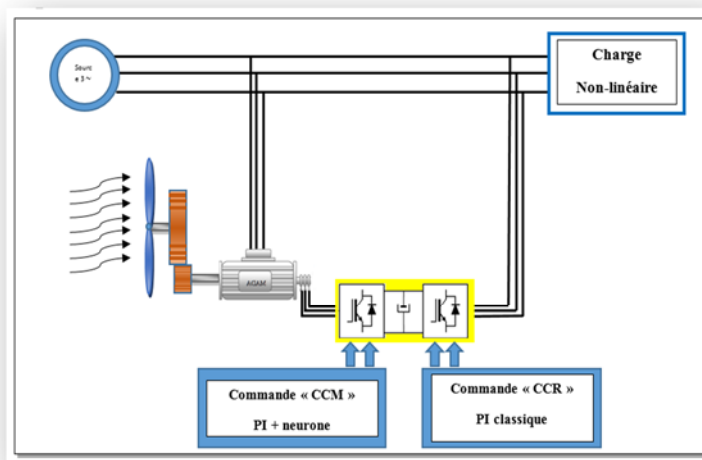
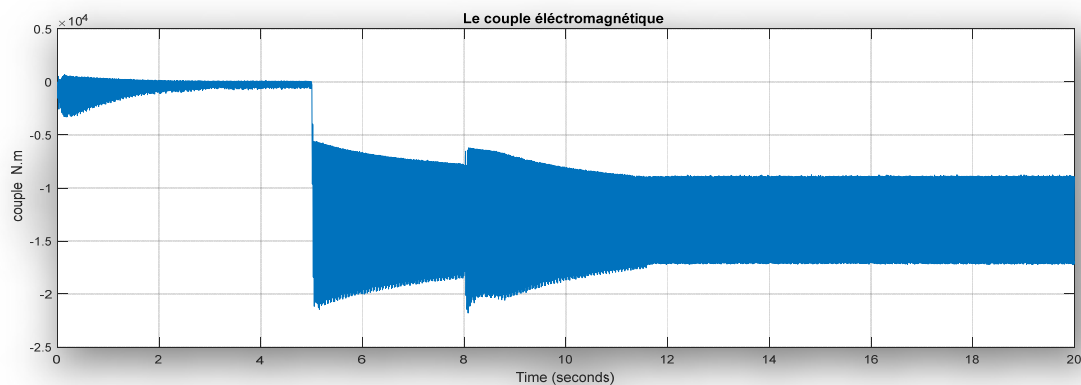
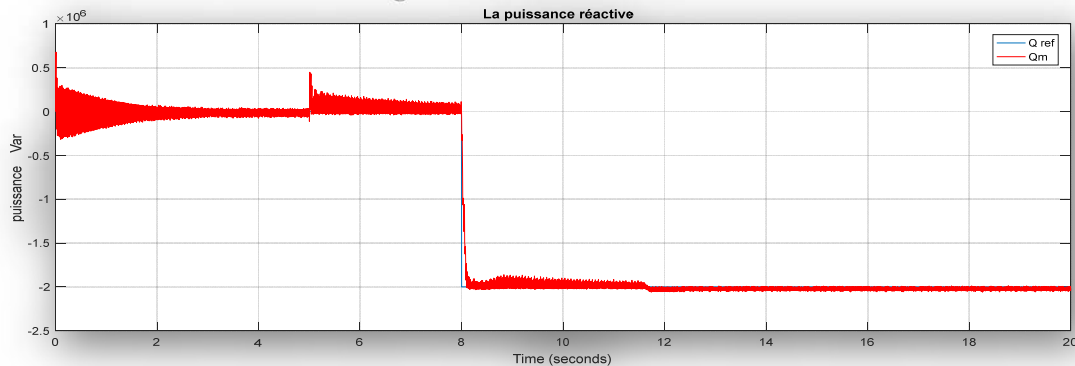
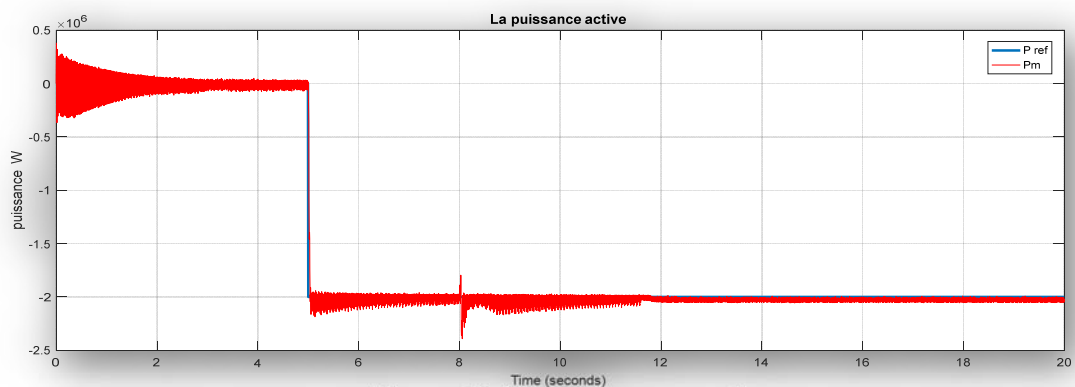


Figure II.30 : Schéma de principe de la commande de la machine asynchrone à double Alimentations avec PI + neurone.

- Paramètres de simulation : identique à ceux du chapitre I (voir Annexe 02)
- Condition de simulation :

Nous soumettons notre système complet avec une MADA d'une puissance de 2 MW, à une série de variation de puissance active à $t=5s$ et réactive à partir de 8s et a $t=11.6s$ on pose une variation de la vitesse mécanique

Les résultats obtenus avec ce type de régulateur sont montrées dans les figures ci-dessous représentant l'évolution des paramètres (P , Q , C_{em} , I_s , I_r , Ω_m).



Les figures ci-dessus représentent les résultats de simulation, tel que :

La figure II.31 représente l'évolution de la puissance active de notre système, qui suite à l'application d'une variation de puissance de -2 MW à $t=5$ s. présente un temps de réponse de 0.036 s avec un dépassement de l'ordre de 3.3%

La variation de la puissance réactive à $t=8$ s a eu comme effet sur l'évolution de la puissance active, l'apparition d'un régime transitoire présentant avec un pic de l'ordre de -0.42 MW et un temps d'établissement de 0.068 s.

A $t=11.6$ s le régime de fonctionnement de notre génératrice passe d'un mode hyper-synchrone vers le mode hypo-synchrone, suite à quoi l'évolution de notre puissance présentant moins de variation avec des pic de $\pm 1.1\%$.

La figure II.32 représente l'évolution de la puissance réactive de notre système, qui suite à l'application d'une variation de puissance active de -2 MW à $t=5$ s, notre signal de puissance réactive présente un pic de 0.58 MVAR avec un temps d'établissement de 0.04 s

Suite à la variation de la puissance réactive à $t=8$ s on a l'apparition d'un régime transitoire présentant un temps de réponse de 0.1 s avec un dépassement de l'ordre de 1% et un temps d'établissement qui suit la consigne

A $t=11.6$ s le régime de fonctionnement de notre génératrice passe d'un mode hyper-synchrone vers le mode hypo-synchrone, suite à quoi l'évolution de notre puissance réactive est plus stable avec des pic de $\pm 1\%$

La figure II.33 représente l'évolution de couple électromagnétique de notre système, qui suite à l'application d'une variation de puissance active de -2 MW à $t=5 \text{ s}$, notre signal de C_{em} présente une variation entre $(-0.6 \cdot 10^4 \text{ à } -2.1 \cdot 10^4) \text{ Nm}$.

Suite à la variation de la puissance réactive à $t=8 \text{ s}$, on a une variation de C_{em} entre $(-0.77 \cdot 10^4 \text{ à } -2 \cdot 10^4) \text{ Nm}$.

A $t=11.6 \text{ s}$. Le régime de fonctionnement de notre génératrice passe d'un mode hyper-synchrone vers le mode hypo-synchrone, suite à quoi l'évolution de notre couple électromagnétique est plus stable présentant moins de variation.

La figure II.34 : Représente l'évolution de la vitesse de notre système qui permet une variation de vitesse rotorique entre 1600 tr/min et 1430 tr/min avec un passage du mode hyper-synchrone vers l'hypo-synchrone à $t = 11.6$ s.

La figure II.35 : Représente l'évolution des courants rotorique sont sinusoïdaux de l'amplitude de 1140 A

On a une variation représente l'évolution des courants de notre système, qui suite à l'application d'une variation de puissance active de -2 MW à $t = 5$ s, notre signal de courant présente une augmentation d'amplitude de 5300 A. et a $t = 8$ s. à l'application une variation de puissance réactif de -2 MW, notre signal de courant présente une augmentation d'amplitude de 7600 A.

Le régime de fonctionnement de notre génératrice passe d'un mode hyper-synchrone vers le mode hypo-synchrone, à l'instant $t = 11.6$ s suite à quoi l'évolution de notre courant rotoriques est présentant un changement dans l'amplitude et la fréquence avec un temps d'établissement de 3.5s.

La figure I.36 : Représente Les courants statorique sont sinusoïdaux de fréquence 50Hz de l'amplitude de 200 A.

On a une variation représente l'évolution des courants de notre système, qui suite à l'application d'une variation de puissance active de -2 MW à $t = 5$ s, notre signal de courant présente une augmentation d'amplitude de 2550 A. et a $t = 8$ s. à l'application une variation de puissance réactif de -2 MW, notre signal de courant présente une augmentation d'amplitude de 3480 A.

II.3 Commande vectorielle avec régulateurs par logique floue appliqué à la CCM de la MADA

Des commandes sans capteur de vitesse basées sur l'intelligence artificielle (logique floue) qui n'exigent pas la connaissance d'un modèle mathématique sont de plus en plus exploitées et réalisées. Cependant, il n'existe pas de méthodes précises pour la détermination de la stratégie de réglage. Cette dernière doit être faite à la suite de nombreux tests sur le système à régler

II.3.1 Théorie de la technique de la logique floue

II.3.1.1 Synthèse de la régulation floue

Le but de la commande floue est de gérer un processus selon une consigne désirée, par action sur des grandeurs physiques. Sa particularité est de reproduire le comportement d'un opérateur humain, plutôt que de réaliser un modèle mathématique du système. Les régulateurs flous utilisent généralement une expertise exprimée sous forme de règles. La forme générique pour un régulateur à deux entrées et une sortie est la suivante : Si $\{x_1 \text{ est } A_1 \text{ et } x_2 \text{ est } A_2\}$ alors $\{y \text{ est } B\}$.

Les bases théoriques de la logique floue ont été formulées en 1965 par le professeur Lotfi A. Zadeh de l'Université de Berkeley. Il a introduit la notion de sous-ensemble flou pour fournir un moyen de représentation et de manipulation des connaissances imparfaitement décrites, vagues ou imprécises. A cette époque, la théorie de la logique floue n'a pas été prise au sérieux excepté par quelques experts.

Dès 1975, Mamdani et Assilian publient les premiers résultats permettant une exploitation de cette théorie dans des systèmes de réglage. En utilisant une structure de contrôleur relativement simple, ils ont obtenu de meilleurs résultats lors de la commande de certains processus que ceux fournis par un régulateur standard de type PID. Peu de temps après, en 1977, le Danois Ostergaard a appliqué la logique floue à la commande de tubes broyeurs pour la fabrication de ciment. A cette époque, la plupart des études concernant les systèmes de régulation exploitant la logique floue ont été réalisées en

Europe. A partir de 1985 environ, ce sont les Japonais qui commencent à utiliser largement la logique floue dans des produits industriels et de consommation pour résoudre des problèmes de réglage et de commande.

La procédure habituelle est de concevoir le contrôleur en se basant sur un modèle simplifié et avec des paramètres physiques nominaux. Cette simplification entraîne aussi des incertitudes supplémentaires sur les paramètres du modèle et le contrôleur PID classique ne permet plus d'avoir les qualités de réglage exigées. Le problème peut être résolu par un contrôle adaptatif par lequel le contrôleur est forcé à s'adapter à des conditions de fonctionnement très variées; en exploitant les informations fournies par le système en temps réel. Dans cette voie nous allons procéder à une technique d'hybridation entre le réglage PID et la logique floue, en effet les paramètres du contrôleur PID seront adaptés par une inférence floue, comme il sera détaillé ultérieurement. Nous obtiendrons un contrôleur appelé PID adaptatif flou (PID-FLC).

II.3.1.2 Intérêt et principe d'une commande à logique floue [31]

La commande par logique a pour objectif d'obtenir une loi de commande efficace sans posséder de modèle précis du processus à commander, mais à partir d'une description linguistique qualitative du comportement du système.

La spécificité de la commande floue réside dans le fait qu'il est possible de modéliser le raisonnement humain. Quant à son intérêt, il apparaît clairement pour les systèmes mal connus ou difficiles à décrire. Ce type de commande simple à réaliser, est facilement adaptable aux conditions de fonctionnement, avec en général un nombre peu élevé de règles floues pour décrire le système, la coordination de plusieurs objectifs de commande est également possible (systèmes multi-variables). Une propriété caractérise également la commande par logique floue, réputée comme robuste dans le cas de systèmes variant dans le temps.

De plus les régulateurs basés sur les concepts de la logique floue peuvent avoir des performances au moins aussi bonnes que les régulateurs classiques, en effet on démontre

qu'il existe un régulateur flou équivalent à tout régulateur conventionnel en vertu du principe des équivalences modales.

II.3.1.3 Structure d'une commande à logique floue

Après avoir énoncé les concepts de base et les termes linguistiques utilisés en logique floue, nous présentons la structure d'un contrôleur flou.

La réalisation d'un régulateur flou pose un problème lié aux nombreuses manières de réaliser les opérateurs flous. Bien que la liste des méthodes présentées ne soit pas exhaustive, on se retrouve déjà avec un grand nombre de variantes. Nous allons présenter les principales différences entre ces dernières. L'aboutissement à une implantation expérimentale constitue le but à atteindre après les étapes de modélisation et de simulation.

Dans ce qui suit, nous nous intéressons principalement au régulateur de vitesse au sein d'une commande vectorielle de la machine asynchrone à double alimentation [31] [38]. Elle est composée de quatre blocs :

- une interface de fuzzification à l'entrée,
- une base de connaissance,
- une logique de prise de décision (ou bloc d'inférence),
- une interface de défuzzification en sortie.

La structure d'une commande basée sur la logique floue est illustrée sur la Figure II.48

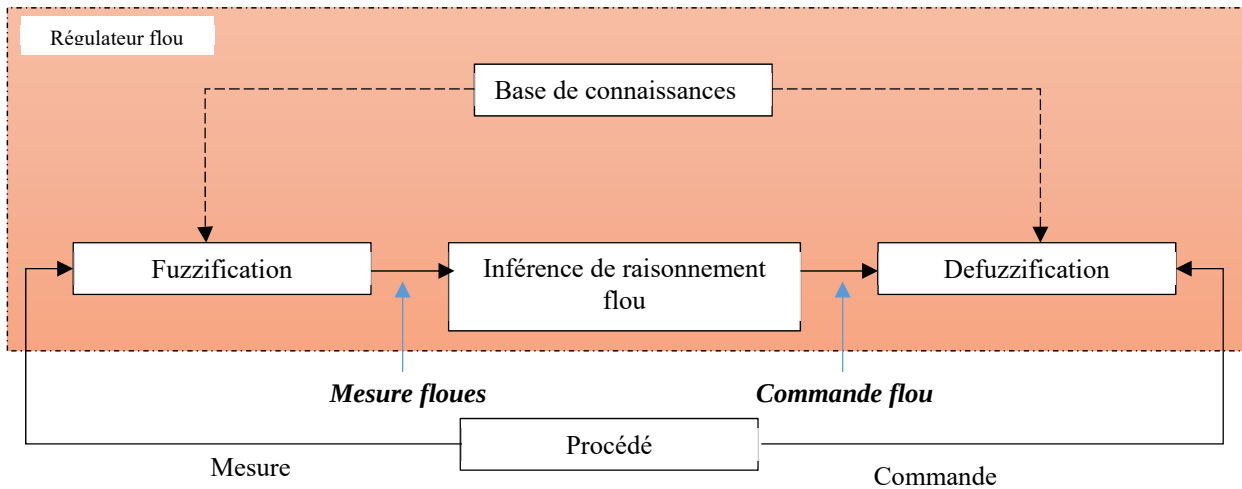


Figure II.48 Structure de base d'une commande à logique floue

II.3.1.4 Contrôleurs de types Mamdani et Sugeno

Dans la pratique, plusieurs types de contrôleurs ont été proposés, ceux-ci différant essentiellement par la méthode d'inférence et l'opération de défuzzification mises en œuvre pour trouver la commande adéquate à appliquer au système à contrôler. Les modèles les plus utilisés sont les contrôleurs flous de type Mamdani et de Sugeno. [31]

Ils sont dits de type procédural. En effet, seule la prémisse est symbolique. La conclusion, qui correspond à la commande, est directement une constante réelle ou une expression polynomiale [38]. L'établissement des règles d'inférence est généralement basé sur un des points suivants :

- L'expérience de l'opérateur et/ou du savoir-faire de l'ingénieur en régulation et contrôle.
- Un modèle flou du processus pour lequel on souhaite synthétiser le régulateur.
- Les actions de l'opérateur ; s'il n'arrive pas à exprimer linguistiquement les règles qu'il utilise implicitement.

- L'apprentissage ; c'est dire que la synthèse de règle se fait par un procédé automatique également appelé superviseur. Souvent, des réseaux neuronaux y sont associés.

L'évaluation des règles d'inférence étant une opération déterministe, il est tout à fait envisageable de mettre sous forme de tableau ce contrôleur. Il reste, toutefois, intéressant dans certains systèmes complexes, de garder l'approche linguistique plutôt que d'avoir à faire à un nombre trop important de valeurs précises [38].

De plus, un algorithme linguistique peut être examiné et discuté directement par quelqu'un qui n'est pas l'opérateur mais qui possède de l'expérience sur le comportement du système. La formulation linguistique de la sortie permet également d'utiliser le régulateur flou en boucle ouverte donnant ainsi à l'opérateur les consignes à adopter. [38]

Si, après inférence, on se retrouve avec un ensemble flou de sortie caractérisé par l'apparition de plus d'un maximum, cela révèle l'existence d'au moins deux règles contradictoires Figure II.49. Une grande zone plate Figure II.50, moins grave de conséquence, indiquerait que les règles, dans leur ensemble, sont faibles et mal formulées. [38]

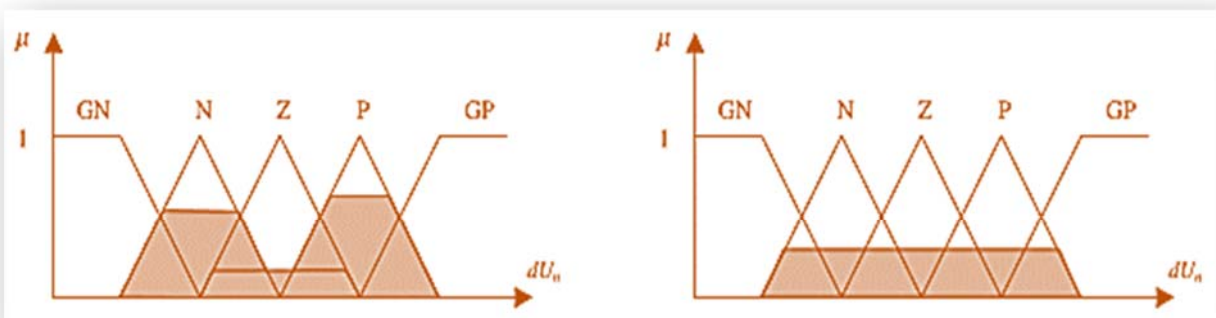


Figure II.49 : Ensemble flou Mamdani

Figure II.50: Ensemble flou Seugeno

II.3.1.5 Comparaison des systèmes Sugeno et Mamdani

Parce qu'il s'agit d'une représentation plus compacte et efficace sur le plan des calculs qu'un système Mamdani, le système de Sugeno se prête à l'utilisation de techniques adaptatives pour construire des modèles flous. Ces techniques adaptatives peuvent être utilisées pour personnaliser les fonctions d'appartenance afin que le système flou soit le meilleur modèle pour les données.

Voici quelques considérations finales sur les deux méthodes différentes.

Avantages de la méthode Sugeno [38]

- Il est efficace sur le plan numérique.
- Il fonctionne bien avec les techniques linéaires (par exemple, le contrôle PID).
- Il fonctionne bien avec les techniques d'optimisation et d'adaptation.
- Il a garanti la continuité de la surface de sortie.
- Il est bien adapté à l'analyse mathématique.

Les avantages de la méthode Mamdani

- C'est intuitif.
- Il est largement accepté.
- Il est bien adapté à la contribution humaine.

II.3.2 Régulation floue

II.3.2.1 Comportement du processus

Il est indispensable d'étudier le comportement du processus à commander afin d'obtenir une description qui sera à la base de l'expertise. Néanmoins il n'est pas nécessaire d'en connaître le modèle mathématique. Considérons la réponse typique d'un système du deuxième ordre ou plus, lors de l'application d'un échelon de vitesse, illustrée par la Figure II.51. [31]

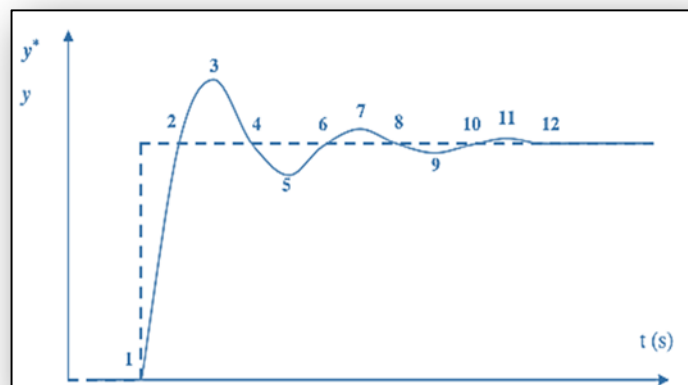


Figure II.51 : Réponse typique d'un système à un échelon

En repérant les points d'intersection entre le signal de consigne et la réponse, ainsi que les points où celle-ci est maximale ou minimale, on peut déduire les actions appropriées que doit imposer le contrôleur pour obtenir le minimum de dépassement et un régime transitoire le plus faible possible. De manière analogue, en observant l'erreur de vitesse ainsi que la variation cette erreur, notées respectivement e et de , on peut obtenir des déductions identiques pour les variations de la sortie du que le contrôleur doit faire suivre au système à l'aide de la trajectoire dans le plan de phase (e , de). [31]

Structure d'un contrôleur flou de type PI à sortie incrémentale [31]

L'observation du processus montre que les grandeurs significatives pour le contrôle sont l'erreur de vitesse et la variation de cette erreur. On adoptera donc, pour les entrées du correcteur flou, ces deux grandeurs caractéristiques notées e et de .

Quant à sa sortie elle représente l'incrément du signal de commande à appliquer au processus à commander, celui-ci correspondant à la valeur du couple de référence Cem^*

$$u(t) = K_e e(t) + K_{de} \int e(t) dt \quad \longrightarrow \quad \frac{du(t)}{dt} = K_e \frac{de(t)}{dt} + K_{de} e(t)$$

$$\longrightarrow \quad \Delta u = K_e \Delta e + K_{de} e$$

Cette configuration, analogue à celle d'un PI classique, est souvent qualifiée de PI-flou.

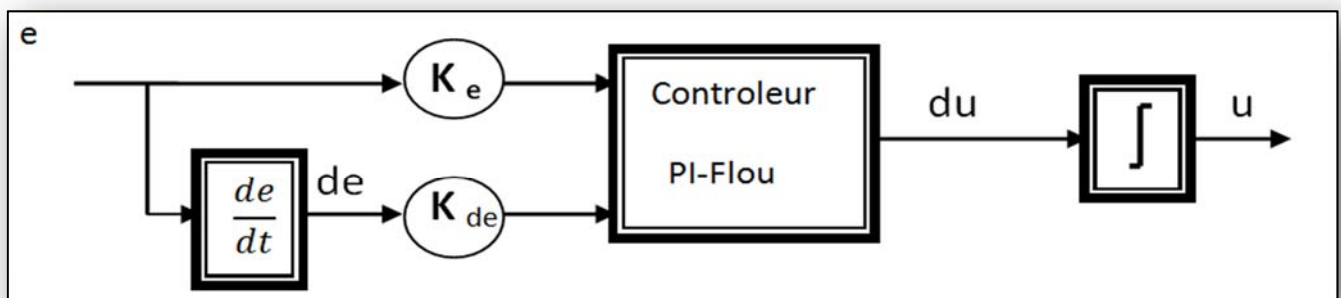


Figure II.52 : Structure de principe d'un contrôleur PI flou à sortie incrémentale

La configuration de la boucle de vitesse est illustrée par la Figure II.53 Les entrées du contrôleur flou sont déterminées à l'instant k de la manière suivante :

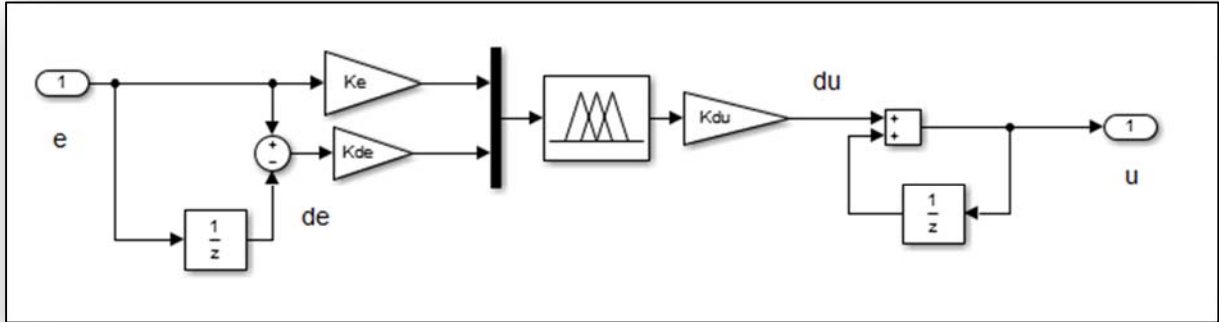


Figure II.53 : Structure d'un contrôleur de type PI-flou à sortie incrémentale partie simulation

$$\begin{aligned} e(k) &= y^*(k) - y(k) \\ de(k) &= e(k) - e(k-1) \end{aligned} \quad \text{II.23}$$

Et le signal de commande est déterminé par la relation :

$$u^*(k) = u^*(k-1) + du^*(k) \quad \text{II.24}$$

Et en considérant les facteurs (gains) de normalisation :

$$E(k) = K_e e(k) \quad dE(k) = K_{de} de(k) \quad du^*(k) = K_{du} du(k) \quad \text{II.25}$$

A chaque période d'échantillonnage, le contrôleur flou délivre une commande $u(k)^*$ qui correspond à ses deux entrées $e(k)$ et $de(k)$ voir Figure II.53.

II.3.3 Synthèse d'un contrôleur PI flou de type MAMDANI

II.3.3.1 Fuzzification

Les ensembles flous des variables d'entrée et leurs fonctions d'appartenance sont à définir en premier lieu. L'étape de fuzzification permet de fournir les degrés d'appartenance de la variable floue à ses ensembles flous en fonction de la valeur réelle de la variable d'entrée. Le choix du nombre des ensembles flous, de la forme des fonctions d'appartenance, du recouvrement de ces fonctions et de leur répartition sur

l'univers de discours n'est pas évident. Il y a cependant des facteurs qui sont plus important que d'autres.

Une subdivision très fine de l'univers de discours sur plus de sept ensembles flous n'apporte en général aucune amélioration du comportement dynamique du système à réguler. Par contre, on peut obtenir des comportements non linéaires assez différents en fonction de la manière dont les fonctions d'appartenance des ensembles flous sont disposées sur l'univers de discours.

Pour le cas des fonctions triangulaires et trapézoïdales pour les variables d'entrées Figure II.54. Elles permettent une implantation facile et l'étape de fuzzification ne requière alors que peu de temps de calcul lors de son évaluation en temps réel. [38]

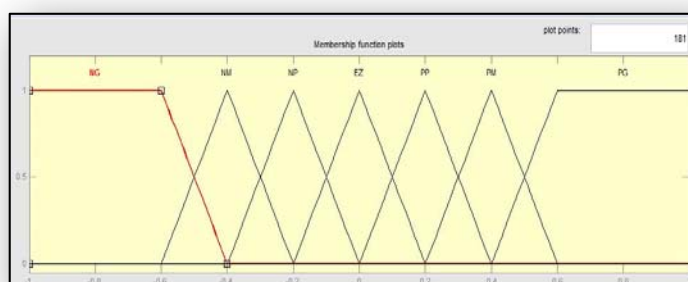


Figure II.54 : Fonctions d'appartenance pour les variables d'entrées e , de et de sortie du contrôleur

Le recouvrement de deux fonctions d'appartenance voisines est de 1 ; c'est à dire que leur croisement s'effectue à $\mu=0,5$. Un recouvrement insuffisant voire inexistant conduit à une zone où aucune règle d'inférence n'est sollicitée. De même, un recouvrement trop important, sur tout avec un degré d'appartenance près de l'unité, conduit à un aplatissement de la caractéristique du régulateur. Le passage d'une fonction d'appartenance à sa voisine doit s'effectuer en douceur de manière à ce qu'il y ait au moins deux règles d'inférences qui soient sollicitées en même temps.

Il est également indispensable de pouvoir fuzzifier la variable de sortie. En effet, lors de l'inférence et de la fuzzification, on a besoin de connaître les ensembles flous de cette variable ainsi que leurs fonctions d'appartenance. Du point de vue implantation, utilise

une table de fuzzification donnant les degrés d'appartenance aux ensembles flous pour des valeurs discrètes que prend la variable sur l'univers de discours. [38]

II.3.3.2 Inférence

Comme nous l'avons précédemment évoqué, nous allons nous baser sur une matrice ou table d'inférence pour cette étape. La construction d'une telle table d'inférence repose sur une analyse qualitative du processus. Dans notre cas c'est une analyse dans le plan de phase de la trajectoire que l'on souhaite donner au système.

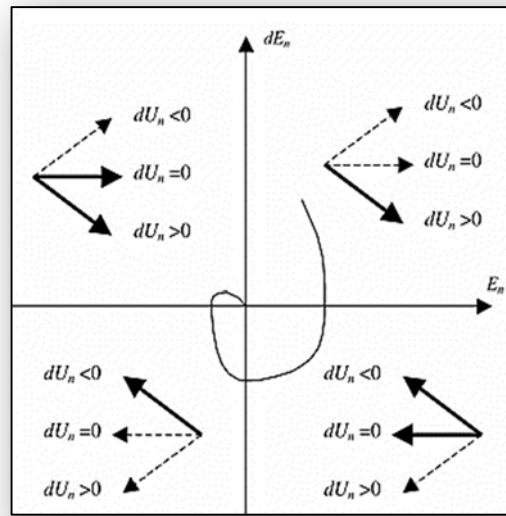


Figure II.55 : Trajectoire dans le plan de phase [38]

La variation dans un sens ou dans l'autre de la commande provoque le déplacement dans une direction indiquée par les flèches Figure II.55. En pointillés sont indiquées les directions que l'on ne souhaite pas donner au système car il serait alors divergent. [38] Si l'on attribue trois ensembles flous, Négatif, Zéro et Positif à chacune des variables floues, on peut écrire pour chaque quadrant le comportement à adopter.

Exemple de matrices d'inférence à neuf et à quarante-neuf règles

du		e						
		NG	NM	NP	EZ	PP	PM	PG
de	NG	NG	NG	NG	NG	NM	NP	EZ
	NM	NG	NM	NM	NM	NP	EZ	PP
	NP	NG	NP	NP	NP	EZ	PP	PM
	EZ	NG	NP	NP	EZ	PP	PP	PG
	PP	NM	NP	EZ	PP	PP	PM	PG
	PM	NP	EZ	PP	PM	PM	PM	PG
	PG	EZ	PP	PM	PG	PG	PG	PG

Tableau II.1 : Matrices d'inférences

II.3.3.3 Traitement numérique des inférences et défuzzification

Pour le traitement numérique des inférences relatif au contrôleur flou (que nous désignerons par l'acronyme RLF 7) nous avons adoptés pour la méthode « MAX-MIN» de Mamdani : [31]

- Opérateur ET : formation du minimum
- Opérateur OU : formation du maximum
- Implication ALORS : formation du minimum
- Agrégation : formation du maximum
- Méthode de défuzzification retenue est celle du centre de gravité

II.3.4 Interprétation des Résultats

Nous procéderons à l'élaboration de deux simulations du modèle complet (turbine + MADA) en utilisant la commande direct sous environnement Matlab-Simulink / Sim-power-systems.

Notre intérêt se portera principalement sur l'évolution de certains paramètres électriques du système (P , Q , C_{em} , I_r , I_s , V_{dc}) en plus de l'évaluation des performances de nos régulateurs PI.

- **Description du système :**

La Figure II.56 présente la commande directe des puissances active et réactives et la vitesse mécanique appliquée au niveau du convertisseur coté machine.

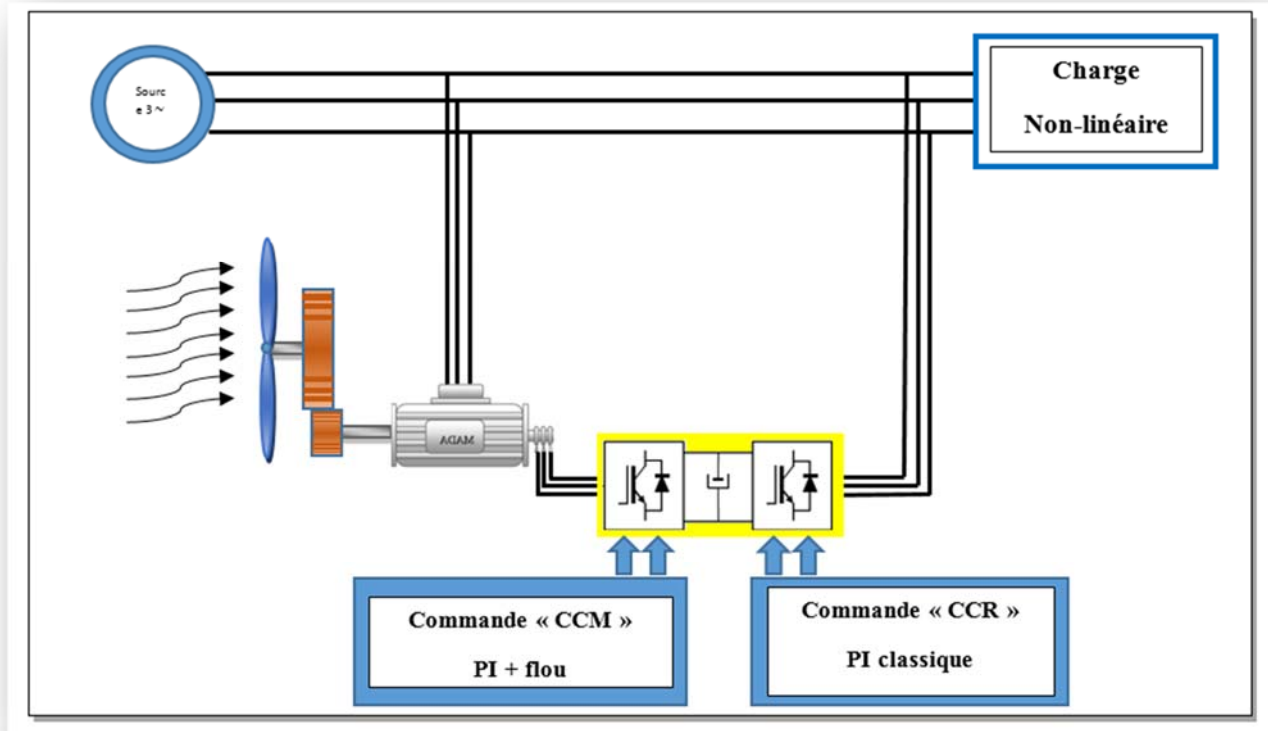


Figure II.56 : Schéma de principe de la commande de la machine asynchrone à double Alimentations avec PI classique.

- **Paramètres de simulation :** identique à ceux du chapitre I (voir Annexe 02)

Condition de simulation : Nous soumettons notre système avec une MADA d'une puissance de 2 MW, à une série de variation de puissance active à $t=5s$ et réactive à partir de $8s$ et la vitesse mécanique à $t=11.6s$

Les résultats obtenus avec ce type de régulateur, sont montrées dans les figures ci-dessous représentant l'évolution des paramètres (P , Q , T_{em} , I_s , I_r , Ω_m).

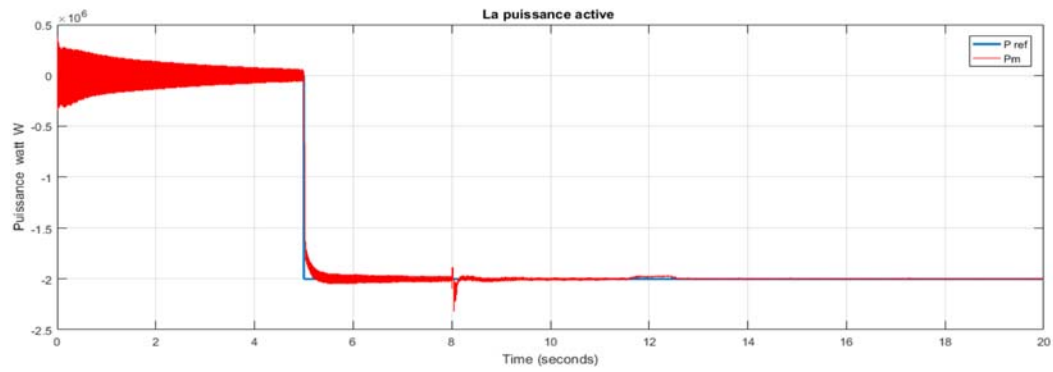


Figure II.57 : Puissance active

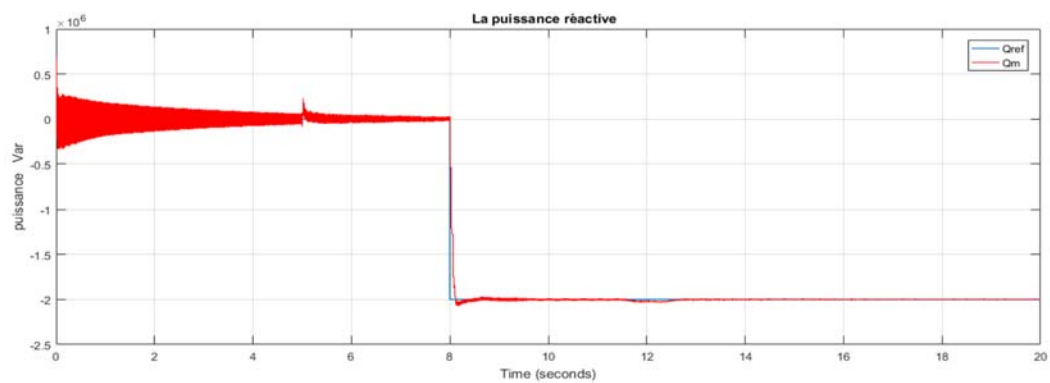


Figure II.58 : Puissance réactive

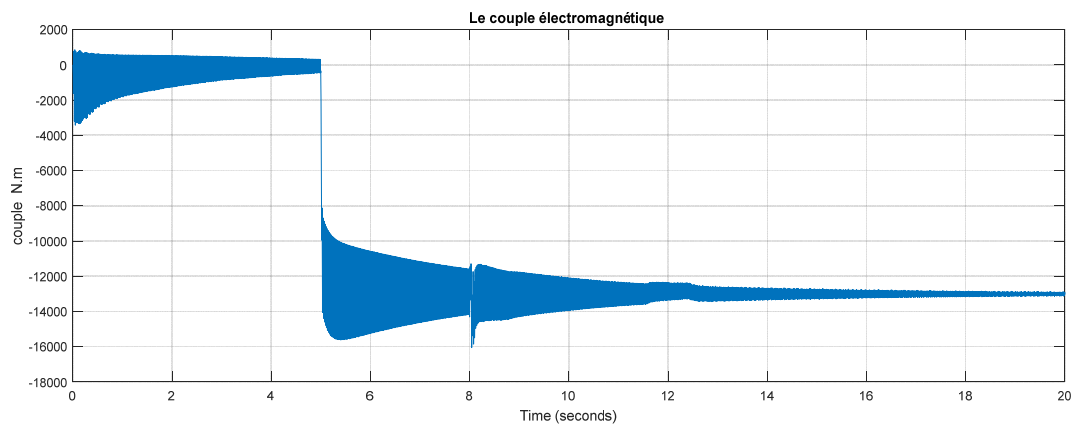


Figure II.59 : Couple Electromagnétique

Les figures ci-dessus représentent les résultats de simulation, tel que :

La figure II.57 représente l'évolution de la puissance active de notre système, qui suite à l'application d'une variation de puissance de -2 MW à $t=5$ s. présente un temps de réponse de 0.17 s avec un dépassement de l'ordre de 0.001 % avec un temps d'établissement de 1.5 s.

La variation de la puissance réactive à $t=8$ s a eu comme effet sur l'évolution de la puissance active, l'apparition d'un régime transitoire présentant avec un pic de l'ordre de -0.3 MW et un temps d'établissement de 0.13 seconde.

A $t=11.6$ s le régime de fonctionnement de notre génératrice passe d'un mode hyper-synchrone vers le mode hypo-synchrone, suite à quoi l'évolution de notre puissance active est présentant moins de variation. Avec des pics de ± 0.25 %

Figure II.66 : Zoom de la puissance active a $t=11.6s$

La figure II.58 représente l'évolution de la puissance réactive de notre système, qui suite à l'application d'une variation de puissance active de -2 MW à $t=5$ s, notre signal de puissance réactive présente un pic de 0.3 MVAR avec un temps d'établissement de 0.041 s.

Suite à la variation de la puissance réactive à $t=8$ s on a l'apparition d'un régime transitoire présentant un temps de réponse de 0.81 s avec un dépassement de l'ordre de 0.05 % et un temps d'établissement qui suit la consigne.

A $t=11.6$ s le régime de fonctionnement de notre génératrice passe d'un mode hyper-synchrone vers le mode hypo-synchrone, suite à quoi l'évolution de notre puissance réactive est plus stable avec des pic de $\pm 0.25\%$

La figure II.59 représente l'évolution de couple électromagnétique de notre système, qui suite à l'application d'une variation de puissance active de -2 MW à $t=5$ s, notre signal de C_{em} présente une variation entre $(-10 \cdot 10^3 \text{ à } -1.5 \cdot 10^4)$ Nm.

Suite à la variation de la puissance réactive à $t=8$ s, on a une variation de C_{em} entre $(-1.15 \cdot 10^4 \text{ à } -1.45 \cdot 10^4)$ Nm.

A $t=11.6$ s. Le régime de fonctionnement de notre génératrice passe d'un mode hyper-synchrone vers le mode hypo-synchrone, suite à quoi l'évolution de notre couple électromagnétique est plus stable présentant moins de variation.

La figure II.60 : Représente l'évolution de la vitesse de notre système qui permet une variation de vitesse rotorique entre 166 rd/s et 151 rd/s avec un passage du mode hyper-synchrone vers l'hypo-synchrone à $t= 11.6$ s.

La Figure 61 : Représente Les courants rotoriques sont sinusoïdaux de fréquence 50Hz.

On a une variation représente l'évolution des courants de notre système, qui suite à l'application d'une variation de puissance active de -2 MW à $t=5$ s, notre signal de courant présente une augmentation d'amplitude de 4930 A. et a $t=8$ s. à l'application une variation de puissance réactif de -2 MW, notre signal de courant présente une augmentation d'amplitude de 7390 A.

Le régime de fonctionnement de notre génératrice passe d'un mode hyper-synchrone vers le mode hypo-synchrone, à l'instant $t= 11.6$ s suite à quoi l'évolution de notre courant rotorique est présentant un changement dans l'amplitude et la fréquence avec un temps d'établissement de 3.5s.

- **La figure I.62 :** Représente Les courants statoriques sont sinusoïdaux de fréquence 50Hz.

On a une variation représente l'évolution des courants de notre système, qui suite à l'application d'une variation de puissance active de -2 MW à $t=5$ s, notre signal de courant présente une augmentation d'amplitude de 2360 A. et a $t=8$ s. à l'application une variation de puissance réactif de -2 MW, notre signal de courant présente une augmentation d'amplitude de 3340 A.

II.4 Commande vectorielle avec régulateurs par H^∞ appliqué à la CCM de la MADA

La synthèse d'une loi de commande permettant de réaliser l'asservissement d'un processus passe par l'utilisation de modèles mathématiques, peuvent être issus d'expériences permettant de caractériser son comportement entrée-sortie, ou de la description des phénomènes physiques. Il est à noter que ces modèles ne représentent fidèlement la réalité : il y aura toujours des incertitudes et des erreurs de modélisation, du fait que les phénomènes physiques ne peuvent pas être fidèlement traduits par des modèles mathématiques, que les paramètres de ces modèles ne sont connus qu'avec une certaine précision, et aussi qu'il ne sert à rien de travailler avec des modèles très précis et donc très complexes.

On se propose de travailler sur un modèle imparfait, et concevoir une loi de commande pour assurer un cahier des charges qui couvre à la fois, stabilité, marges de stabilité, précision, performances dynamiques, ...

Par ailleurs, puisqu'on travaille sur des modèles dont la validité est limitée, il faudra se préoccuper de la robustesse de la loi de commande obtenue, c'est-à-dire être capable de garantir la stabilité avec certaines performances vis-à-vis d'incertitudes de modèles. Sachant qu'une propriété de l'asservissement (stabilité, temps de réponse, précision, ...) est dite robuste si cette propriété est maintenue en présence d'incertitudes de modèle décrites et quantifiées de façon appropriée (la notion de "commande robuste" n'a de sens que si on ne précise de quelle propriété il s'agit, et vis-à-vis de quelles incertitudes).

Le calcul d'une loi de commande alternera donc les 2 étapes de synthèse d'un correcteur et d'analyse des propriétés du système commandé, jusqu'à ce que les résultats obtenus soient jugés satisfaisants.

II.4.1 Théorie de la technique H_∞

II.4.1.1 Valeur singulières et norme H_∞

Soit un système linéaire invariant avec un vecteur d'entrée $e(t)$ et un vecteur de sortie $s(t)$ de dimensions respectives m et p . Soit $G(s)$ sa matrice de transfert. En réponse à une excitation harmonique $e(t) = E e^{j\omega t}$, $E \in \mathbb{C}^m$ la sortie du système s'écrit:

$$S(t) = G(j\omega) E e^{j\omega t} \quad \text{II.26}$$

Pour le cas d'un système : [33]

- mono-variable : on définit à partir de cette relation le gain du système à la pulsation ω par le module $|G(j\omega)|$.
- multi-variable : on utilise la notion de valeurs singulières, définies comme les racines carrées des valeurs propres de $G(j\omega)$ multipliée par sa transe-conjuguée.

$$\sigma_i(G(j\omega)) = \sqrt{\lambda_i(G(j\omega)G(-j\omega)^T)} = \sqrt{\lambda_i(G(-j\omega)^T G(j\omega))} \quad \text{II.27}$$

$i = 1, \min(m, p)$

On peut remarquer que les produits $G(j\omega) G(-j\omega)^T$ et $G(-j\omega)^T G(j\omega)$ sont des matrices hermitiennes semi-définies positives. Dont les valeurs propres sont par conséquent réelles positives ou nulles: il est donc licite d'utiliser leur racine carrée.

Les valeurs singulières étant des nombres réels positifs ou nuls, elles peuvent être classées. On notera $\bar{\sigma}(G)$ la plus grande valeur singulière et $\underline{\sigma}(G)$ la plus petite:

$$\bar{\sigma}(G(j\omega)) = \sigma_1(G(j\omega)) \geq \sigma_2(G(j\omega)) \geq \dots \geq \underline{\sigma}(G(j\omega)) \geq 0 \quad \text{II.28}$$

Il est à noter que pour un système mono variable, il n'existe qu'une seule valeur singulière, qui est telle que :

$$\bar{\sigma}(G(j\omega)) = \underline{\sigma}(G(j\omega)) = |G(j\omega)| \quad \text{II.29}$$

Quelques propriétés des valeurs singulières sont indiquées ci-dessous

$$\bar{\sigma}(A) = \max_{x \in \mathbb{C}^m} \frac{\|Ax\|_2}{\|x\|_2} \quad \text{II.30}$$

$$\underline{\sigma}(A) = \min_{x \in \mathbb{C}^m} \frac{\|Ax\|_2}{\|x\|_2} \quad \text{II.31}$$

A partir des relations II.30 et II.31 permettent d'écrire:

$$\underline{\sigma}(G(j\omega)) \leq \frac{\|G(j\omega)Ee^{j\omega t}\|_2}{\|Ee^{j\omega t}\|_2} \leq \bar{\sigma}(G(j\omega)) \quad \text{II.32}$$

Les valeurs singulières $\bar{\sigma}(G(j\omega))$ constituent une généralisation aux systèmes multi variables de la notion de gain. Elles peuvent être représentées dans le plan de Bode. Le "gain" à une fréquence donnée dépend en fait du vecteur complexe E, et est compris entre les valeurs singulières inférieure et supérieure. [33]

2.2. Norme H_∞ d'un système linéaire invariant :

Soit un système linéaire invariant décrit par la représentation d'état:

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = A x(t) + B e(t) \\ s(t) = C x(t) + D e(t) \end{cases} \quad \text{II.33}$$

À la quelle correspond la matrice de transfert $G(s) = C (sI - A)^{-1} B + D$ Nous considérons l'hypothèse que le système est stable. L'ensemble des matrices de transfert $G(s)$ correspondant-il un système stable est noté usuellement «régulateur H_∞ ».

Pour toute matrice $\mathbf{G}(s)$ dans régulateur $\mathbf{H}_\infty$ on définit une norme, appelée norme $\mathbf{H}_\infty$ et notée $\|\mathbf{G}(s)\|_\infty$

$$\|\mathbf{G}(s)\|_\infty = \sup_{w \in \mathbb{R}} \bar{\sigma}(\mathbf{G}(jw)) \quad \text{II.34}$$

$|\mathbf{G}(jw)|_\infty$ est donc la valeur la plus élevée du gain du système sur l'ensemble des pulsations (pour un système mono-variable, c'est la valeur la plus élevée de $|\mathbf{G}(jw)|$). Sur la base de la définition 2.10, on obtient une borne inférieure de $|\mathbf{G}(jw)|_\infty$ en recherchant la valeur la plus élevée du 2^{ème} membre pour un ensemble de valeurs de w choisies à priori. Mais si celui-ci présente un maximum très "pointu", on risque de sous-évaluer la norme $\mathbf{H}_\infty$.

Par ailleurs, la propriété suivante fournit un majorant γ de la norme $\mathbf{H}_\infty$.

II.4.1.2 Propriétés de la norme $\mathbf{H}_\infty$

Les propriétés suivantes découlent de la définition:

$$\|\mathbf{F}(s) \mathbf{G}(s)\|_\infty \leq \|\mathbf{F}(s)\|_\infty \|\mathbf{G}(s)\|_\infty \quad \text{II.35.1}$$

$$\left\| \begin{pmatrix} \mathbf{F}(s) \\ \mathbf{G}(s) \end{pmatrix} \right\|_\infty \geq \sup \left(\|\mathbf{F}(s)\|_\infty, \|\mathbf{G}(s)\|_\infty \right) \quad \text{II.35.2}$$

$$\|(\mathbf{F}(s) \quad \mathbf{G}(s))\|_\infty \geq \sup \left(\|\mathbf{F}(s)\|_\infty, \|\mathbf{G}(s)\|_\infty \right) \quad \text{II.35.3}$$

L'inégalité (II.35.1) exprime que le gain maximal de la mise en série de deux systèmes est inférieur au produit de leurs gains maximaux respectifs. Les inégalités (II.35.2) et (II.35.3), qui correspondent à la mise en parallèle de deux systèmes avec une entrée ou une sortie commune, indiquent qu'en ne considérant qu'une partie de cette association, on obtient forcément un gain maximal plus faible. [33]

II.4.1.3 Synthèse H_∞ , approche standard

La synthèse H_∞ propose un cadre général pour le calcul d'un correcteur, en manipulant des concepts fréquentiels. Elle permet de prendre en compte des objectifs de stabilité, de marges de stabilité et de modelage de différents transferts, voire certains objectifs de robustesse, en retour dynamique de sortie. [33]

Cette partie expose tout d'abord la notion de problème standard, et les 2 méthodes de résolution les plus utilisées. Puis la mise en œuvre par l'introduction de pondérations vitesse d'un moteur électrique est ensuite présentée. La partie s'achève sur un aperçu des principales possibilités de mise en œuvre.

Nous présentant uniquement le d'un système mono-variable Toutefois la synthèse H_∞ permet de traiter des problèmes multi-variables, au prix de quelques ajustements mineurs. [33]

II.4.1.4 Problème standard

La synthèse H_∞ utilise la notion de problème standard, qui est représenté sur la Figure II.73: la matrice de transfert $P(s)$ modélise les interactions dynamiques entre deux ensembles d'entrées et deux ensembles de sorties:

- Le vecteur w représente des entrées extérieures, telles que signaux de référence, perturbations, bruits;
- le vecteur u représente les commandes;
- les signaux e sont choisis pour caractériser le bon fonctionnement de L'asservissement;
- enfin y représente les mesures disponibles pour élaborer la commande.

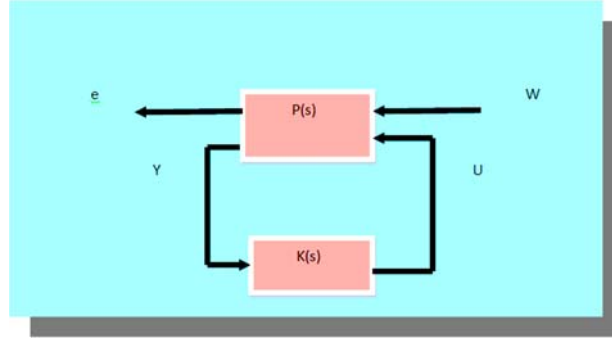


Figure II.74 : Problème H_{∞} standard

En effectuant une répartition de la matrice $P(s)$ de façon cohérente avec les dimensions de w, u, e, y , sur la Figure II.73 :

$$P(s) = \begin{bmatrix} P_{ew}(s) & P_{eu}(s) \\ P_{yw}(s) & P_{yu}(s) \end{bmatrix} \quad \text{II.36}$$

Le calcul de la Transformation Fractionnaire Linéaire (LFT) inférieure exprimée en matrice de transfert entre w et e du système bouclé, qui est appelée:

$$\begin{bmatrix} Z(s) \\ Y(s) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} P_{ew}(s) & P_{eu}(s) \\ P_{yw}(s) & P_{yu}(s) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} w(s) \\ U(s) \end{bmatrix}$$

Avec/ $U(s) = K(s)Y(s)$

$$Z(s) = P_{ew}(s) w(s) + P_{eu}(s) K(s)Y(s)$$

$$Y(s) = P_{yw}(s) w(s) + P_{yu}(s) K(s)Y(s) \quad \text{II.37}$$

$$Y(s) = (I - P_{yu}(s) K(s))^{-1} P_{yw}(s) w(s)$$

$$Z(s) = P_{ew}(s) w(s) + P_{eu}(s) K(s)(I - P_{yu}(s) K(s))^{-1} P_{yw}(s) w(s)$$

$$F_l(P(s), K(s)) = P_{ew}(s) + P_{eu}(s) K(s)(I - P_{yu}(s) K(s))^{-1} P_{yw}(s)$$

La synthèse H_∞ du correcteur est définie par le problème suivant:

II.4.1.5 Problème H-infini standard

$P(s)$ et $\gamma > 0$ étant donnés, déterminer $K(s)$ qui stabilise le système bouclé de la Figure II.73 et assure $\| (P(s), K(s)) \|_\infty < \gamma$. Les correcteurs assurant la plus petite valeur de γ possible seront dits "optimaux".

Différentes méthodes peuvent être envisagées pour résoudre le problème H_∞ standard. L'approche par équations de Riccati sera présentée, dans laquelle la valeur optimale de γ est recherchée par subdivision, et l'approche par Inégalités Matricielles Affines (en anglais Linear Matrix Inequalities, ou LMI), Ces deux méthodes utilisent une représentation d'état de la matrice d'interconnexion $P(s)$, exprimé par :[33]

$$\begin{pmatrix} \dot{x}(t) \\ e(t) \\ y(t) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} A & B_w & B_u \\ C_e & D_{ew} & D_{eu} \\ C_y & D_{yw} & D_{yu} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} x(t) \\ w(t) \\ u(t) \end{pmatrix} \quad \text{II.38}$$

II.4.1.5.1 Résolution du problème H_∞ standard par équations de Riccati

Connue aussi sous le nom d'algorithme de Glover-Doyle et reste aujourd'hui la méthode de résolution la plus utilisée. [33]

Soient $P = P^T$, $Q = Q'$ des matrices de mêmes dimensions que A . On note:

$$X = Ric \begin{pmatrix} A & -P \\ -Q & -A^T \end{pmatrix} \quad \text{II.39}$$

Quand elle existe, la solution symétrique de l'équation de Riccati:

$$X A + A^T X - X P X + Q = 0 \quad \text{II.40}$$

Telle que toutes les valeurs propres de « $A - P X$ » ont une partie réelle strictement négative. Pour résoudre le problème H_∞ standard, on suppose satisfaites les hypothèses suivantes :

H1	(A, Bu) est stabilisable et (Cy, A) est détectable
H2	$\text{rang}(Deu) = ne$ et $\text{rang}(Dyw) = ny$
H3	$\forall w \in \mathbb{R} \text{ rang} \begin{pmatrix} A - jw In & Bu \\ Ce & Deu \end{pmatrix} = n + n_u$
H4	$\forall w \in \mathbb{R} \text{ rang} \begin{pmatrix} A - jw In & Bw \\ Cy & Dyw \end{pmatrix} = n + n_y$

- H1: est l'hypothèse classique de toute méthode de synthèse utilisant les variables d'état (commande modale par exemple) : elle est nécessaire pour obtenir la stabilité du système bouclé.
- H2 : est une condition suffisante pour que la matrice de transfert du correcteur soit propre. Remarquons que le fait d'avoir Deu de rang complet signifie que toutes les commandes interviennent dans les variables régulées e . Par ailleurs, H2 suppose implicitement que $ne \geq nu$ et $nw \geq ny$.
- H3 : entraîne que $Peu(s)$ n'a pas de zéro sur l'axe imaginaire (mais la réciproque n'est pas vraie si la représentation d'état utilisée pour décrire $Peu(s)$ n'est pas minimale). De même pour H4 et $Pyw(s)$.

Remarque:

Si l'hypothèse H1 semble indispensable compte tenu de la façon dont est posé le problème, les hypothèses H2, H3, H4 sont propres à cette méthode de résolution.

Il est toujours possible, en appliquant une série de transformations au système II.36 de se ramener au cas où les conditions suivantes sont vérifiées : [33]

$$\begin{aligned} D_{ew} &= 0 & D_{eu}^T (C_e^T \ D_{eu}) &= \begin{pmatrix} 0 & I_{n_u} \end{pmatrix} \\ D_{yu} &= 0 & \begin{pmatrix} B_w \\ D_{yw} \end{pmatrix} D_{yw}^T &= \begin{pmatrix} 0 \\ I_{n_y} \end{pmatrix} \end{aligned} \quad \text{II.41}$$

Le théorème suivant permet de tester les fusibilités du problème standard:

Théorème : Sous les hypothèses H1 -H4 et les conditions II.39, le problème H-infini standard a une solution si et seulement si les 5 conditions suivantes sont remplies:

- La matrice $H_\infty = \begin{bmatrix} A & \gamma^{-2} B_w B_w^T - B_u B_u^T \\ -C_e^T C_e & -A^T \end{bmatrix}$ n'a pas de valeur propre sur l'axe imaginaire.
- Il existe une matrice $X_\infty = Ric(H_\infty) \geq 0$
- La matrice $J_\infty = \begin{bmatrix} A^T & \gamma^{-2} C_e^T C_e - C_y^T C_y \\ -B_w B_w^T & -A \end{bmatrix}$ n'a pas de valeur propre sur l'axe imaginaire.
- Il existe une matrice $Y_\infty = Ric(J_\infty) \geq 0$
- $\rho(X_\infty Y_\infty) < \gamma^2$

Où :

$\rho(X_\infty Y_\infty) < \gamma^2$: Désigne le module de la plus grande valeur propre.

- Enfin la solution du problème standard est donnée par le théorème suivant :

II.4.1.6 Mise en œuvre

II.4.1.6.1 Mise en forme pour la synthèse : [33]

Un exemple de mise en œuvre, qui peut être considéré comme l'un des problèmes de la synthèse H_∞ sur la base du schéma-bloc de la figure II.75 où $G(s)$ est un modèle du système à asservir, et $K(s)$ le correcteur à déterminer, pour asservir la sortie z sur la référence r . Le signal b est une perturbation.

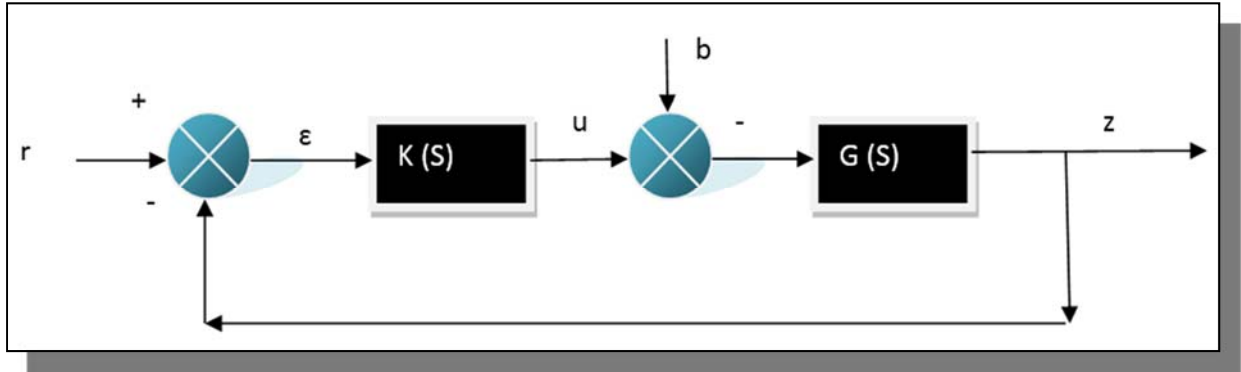


Figure II.75: Analyse d'un système asservi

Et donc, en considérant le cadre standard introduit ci-dessus, un problème intéressant consiste à chercher un nombre $\gamma > 0$ et un correcteur $K(s)$ stabilisant le système bouclé, et assurant:

$$\|M\| = \left\| \begin{matrix} S & SG \\ KS & KSG \end{matrix} \right\|_{\infty} < \gamma \quad \text{II.42}$$

Dans ce problème, on tient compte en effet de 2 signaux d'entrée. Appliqués à 2 en droits différents de l'asservissement. Et on surveille l'évolution de l'erreur, mais aussi de la commande: on veut en effet que l'erreur reste la plus faible possible, mais au prix de commandes raisonnables. Le problème ci-dessus se présente donc comme la recherche d'un compromis entre l'objectif recherché et les moyens nécessaires.

II.4.1.6.2 Objectifs de synthèse : [33]

Il est possible de déduire le comportement asymptotique des fonctions de transfert composant $M(s)$ en faisant des hypothèses sur le gain de la boucle ouverte :

- Si le gain de la boucle ouverte est grand soit $|G(j\omega)K(j\omega)| \gg 1$

$$M(j\omega) \approx \begin{pmatrix} (G(j\omega)K(j\omega))^{-1} & K(j\omega)^{-1} \\ G(j\omega)^{-1} & 1 \end{pmatrix} \quad \text{II.43}$$

On voit donc que $K(s)$ agit sur les transferts de r vers ε et de b vers ε , tandis qu'il est sans effet sur les transferts de r vers u et de b vers u .

Cette approximation intervient notamment en basse fréquence: par exemple si $K(s)$ présente un pôle en 0, le gain de la boucle ouverte tend vers l'infini en basse fréquence, et les transferts $S(s)$ et $S(s)G(s)$ ont un zéro en 0, ce qui signifie l'absence d'erreur statique pour des signaux r et b constant.

- si le gain de la boucle ouverte est faible soit $|G(j\omega) K(j\omega)| \ll 1$

$$M(j\omega) \approx \begin{pmatrix} 1 & G(j\omega) \\ K(j\omega) & K(j\omega)G(j\omega) \end{pmatrix} \quad \text{II.44}$$

On voit $K(s)$ agit sur les transferts de r vers u et de b vers u , tandis qu'il est sans effet sur les transferts de r vers ε et de b vers ε .

Cette approximation intervient notamment en haute fréquence : car le gain du système non corrigé a naturellement tendance à décroître avec la fréquence, et on cherche en général à synthétiser un correcteur qui atténue les hautes fréquences, afin d'éviter d'exciter inutilement la commande en dehors de la bande passante de l'asservissement.

En fin la pulsation au gain unité ω_0 de la boucle ouverte $|G(j\omega_0) K(j\omega_0)| = 1$ donne une image de la bande passante de l'asservissement

II.4.1.6.3 Mise en œuvre par l'introduction de fonctions de pondération : [33]

Reprenons le schéma-bloc de la figure II.75. Pour atteindre les objectifs du paragraphe précédent, on peut introduire des pondérations sur les différents signaux. Suivant le signal auquel elles s'appliquent, de privilégier un domaine de fréquences particulier. Considérons à cette fin le schéma de la Figure II.76, dans lequel l'erreur ε est pondérée par le filtre $w_1(s)$, la commande par $w_2(s)$, et l'entrée de perturbation b est la sortie d'un filtre $w_3(s)$. On obtient à présent, en considérant r et d comme entrées e_1 et e_2 comme signaux à surveiller:

Le problème H_{∞} standard qui en découle est le suivant: déterminer un nombre $\gamma > 0$, et le correcteur $K(s)$ stabilisant le système bouclé et assurant:

$$\left\| \begin{array}{cc} Sw_1 & w_1 SGw_3 \\ w_2 KS & w_2 KSGw_3 \end{array} \right\|_{\infty} < \gamma \quad \text{II.45}$$

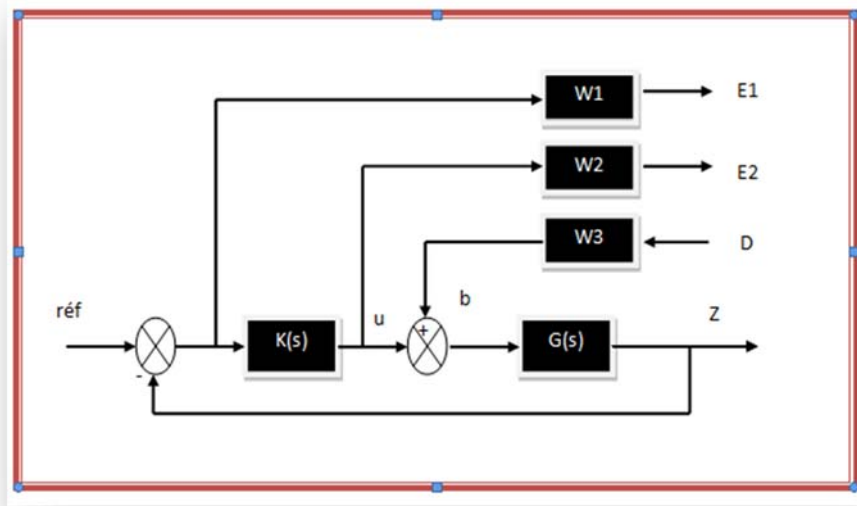


Figure II.76 : système asservi pondérée

L'avantage de considérer ce problème, plutôt que le problème plus simple, est que les filtres $w_1(s)$, $w_2(s)$, $w_3(s)$ permettent de modéliser les différentes fonctions de transfert S , KS , SG et KSG : les propriétés de la norme H_{∞} assurent en effet que si la condition II.35 (a.b.c.d) est vérifiée, alors les 4 conditions comme suite :

$$\| w_1 S \|_{\infty} < \gamma \quad \forall w \in \mathbb{R} \quad |S(jw)| < \frac{\gamma}{|w_1(jw)|} \quad \text{II.46.1}$$

$$\| w_2 KS \|_{\infty} < \gamma \quad \forall w \in \mathbb{R} \quad |K(jw)S(jw)| < \frac{\gamma}{|w_2(jw)|} \quad \text{II.46.2}$$

$$\| w_1 w_3 SG \|_{\infty} < \gamma \quad \forall w \in \mathbb{R} \quad |S(jw)G(jw)| < \frac{\gamma}{|w_1(jw) w_3(jw)|} \quad \text{II.46.3}$$

$$\| w_2 w_3 KSG \|_{\infty} < \gamma \quad \forall w \in \mathbb{R} \quad |K(jw)S(jw)G(jw)| < \frac{\gamma}{|w_2(jw) w_3(jw)|} \quad \text{II.46.4}$$

On voit donc que la réponse fréquentielle de chacune des fonctions S , KS et SG et KSG est contrainte par un gabarit qui dépend des pondérations choisies.

- Le gabarit sur SG dépend $w_1(s)$ et $w_3(s)$.
 - o Dans certains cas, il suffit de prendre $w_3(s)$ constant, ce qui permet de régler l'atténuation en basse fréquence.
 - o Mais $w_3(s)$ permet également de modifier le comportement de SG en moyenne fréquence, ce qui peut s'avérer utile pour obtenir un comportement transitoire correct en réponse à une perturbation.
- Enfin le gabarit sur **KSG**, si les filtres $w_1(s)$, $w_2(s)$ et $w_3(s)$ ont été choisis d'après les considérations précédentes. est évidemment déterminé. Mais dans certains cas, on peut préférer ajuster par $w_3(s)$ le gabarit sur **KSG** plutôt que le gabarit sur **SG**, a fini par exemple de satisfaire un gabarit d'atténuation assurant la robustesse de la stabilité aux dynamiques négligées.

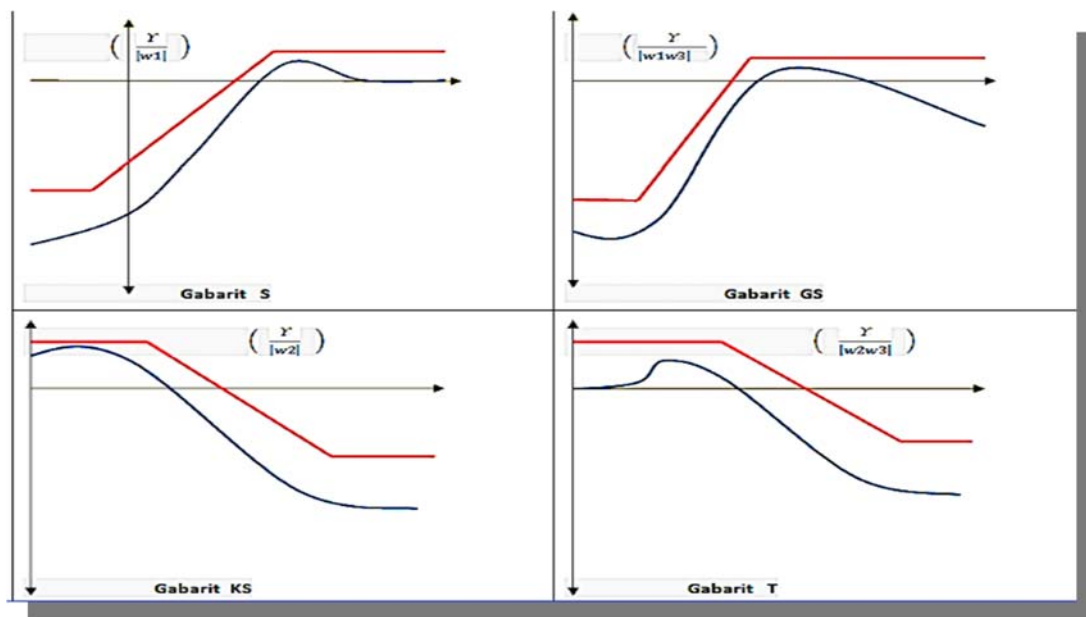


Figure II.77 : Choix des pondérations fréquentielle

En pratique, on choisit les filtres $w_1(s)$, $w_2(s)$, $w_3(s)$ d'après ces considérations, et on résout le problème H_∞ correspondante. Ce qui nous donne la valeur de γ et le correcteur. (la valeur de γ n'est pas connue à l'avance mais intervient dans les gabarits). Si ceux-ci ont été définis d'après les objectifs de l'asservissement, on essaie donc en général d'orienter le choix des filtres de façon à avoir une valeur de γ proche de 1.

II.4.1.6.4 Mise sous forme standard : [33]

Une fois choisis les filtres $\mathbf{w}_1(s)$, $\mathbf{w}_2(s)$, $\mathbf{w}_3(s)$, il reste à mettre le problème ainsi défini sous forme standard, c'est-à-dire à identifier les schémas-blocs des Figures II.74 et II.75.

Identifions tout d'abord les différents signaux:

- Entrées : $\mathbf{w} = \begin{bmatrix} r \\ d \end{bmatrix}$ (Figure II.74)
- Signaux surveillés : $\mathbf{e} = \begin{bmatrix} e_1 \\ e_2 \end{bmatrix}$ (Figure II.74)
- Entrée du correcteur : $y = \varepsilon$ (Figure II.74)
- Sortie du correcteur : u

La représentation II.49 utilisée pour résoudre le problème H_∞ est obtenue en considérant une représentation d'état pour chaque fonction de transfert $\mathbf{G}(s)$, $\mathbf{w}_1(s)$, $\mathbf{w}_2(s)$, $\mathbf{w}_3(s)$:

$$\mathbf{w}(s) : (\text{entrée } u-b, \text{ sortie } z) : \begin{cases} \dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A}\mathbf{x} + \mathbf{B}(u - b) \\ z = \mathbf{C}\mathbf{x} \end{cases} \quad \text{II.47.1}$$

$$\mathbf{w}_1(s) : (\text{entrée } , \text{ sortie } \mathbf{e}_1) : \begin{cases} \dot{\mathbf{x}}_1 = \mathbf{A}_1\mathbf{x}_1 + \mathbf{B}_1(r - z) \\ \mathbf{e}_1 = \mathbf{C}_1\mathbf{x}_1 + \mathbf{D}_1(r - z) \end{cases} \quad \text{II.47.2}$$

$$\mathbf{w}_2(s) : (\text{entrée } , \text{ sortie } \mathbf{e}_2) : \begin{cases} \dot{\mathbf{x}}_2 = \mathbf{A}_2\mathbf{x}_2 + \mathbf{B}_2(r - z) \\ \mathbf{e}_2 = \mathbf{C}_2\mathbf{x}_2 + \mathbf{D}_2(r - z) \end{cases} \quad \text{II.47.3}$$

$$\mathbf{w}_3(s) : (\text{entrée } \mathbf{d}, \text{ sortie }) : \begin{cases} \dot{\mathbf{x}}_3 = \mathbf{A}_3\dot{\mathbf{x}}_3 + \mathbf{B}_3\mathbf{d} \\ \mathbf{b} = \mathbf{C}_3\mathbf{x}_3 + \mathbf{D}_3\mathbf{d} \end{cases} \quad \text{II.47.3}$$

Soit finalement :

$$\left\{ \begin{array}{l} \begin{pmatrix} \dot{\mathbf{x}} \\ \dot{\mathbf{x}}_1 \\ \dot{\mathbf{x}}_2 \\ \dot{\mathbf{x}}_3 \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{A} & \mathbf{0} & \mathbf{0} & -\mathbf{B}\mathbf{C}_3 \\ \mathbf{B}_1\mathbf{C} & \mathbf{A}_1 & \mathbf{0} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{A}_2 & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{A}_3 \end{bmatrix} \begin{pmatrix} \mathbf{x} \\ \mathbf{x}_1 \\ \mathbf{x}_2 \\ \mathbf{x}_3 \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \mathbf{0} & -\mathbf{B}\mathbf{D}_3 \\ \mathbf{B}_1 & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{B}_3 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} r \\ d \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \mathbf{B} \\ \mathbf{0} \\ \mathbf{B}_2 \\ \mathbf{0} \end{pmatrix} u \\ \\ \begin{pmatrix} \mathbf{e}_1 \\ \mathbf{e}_2 \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} -\mathbf{D}_1\mathbf{C} & \mathbf{C}_1 & \mathbf{0} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{C}_2 & \mathbf{0} \end{bmatrix} \begin{pmatrix} \mathbf{x} \\ \mathbf{x}_1 \\ \mathbf{x}_2 \\ \mathbf{x}_3 \end{pmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{D}_1 & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} \end{bmatrix} \begin{pmatrix} r \\ d \end{pmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{0} \\ \mathbf{D}_2 \end{bmatrix} u \\ \\ \varepsilon = [-\mathbf{C} \quad \mathbf{0} \quad \mathbf{0} \quad \mathbf{0}] \begin{pmatrix} \mathbf{x} \\ \mathbf{x}_1 \\ \mathbf{x}_2 \\ \mathbf{x}_3 \end{pmatrix} + [\mathbf{I} \quad \mathbf{0}] \begin{pmatrix} r \\ d \end{pmatrix} + [\mathbf{0}] u \end{array} \right.$$

Nous devons vérifier si l'hypothèse H1 et les hypothèses H2-H4 sont vérifiées suivant l'algorithme de Glover-Doyle.

Si (A, B) est commandable et (C, A) observable (ce que nous supposons pour la suite), la partie non commandable du problème est constituée par le filtre $w_3(s)$, et la partie non observable par les filtres $w_2(s)$, $w_3(s)$ (les dynamiques de ces 3 filtres, d'après le schéma-bloc de la Figure II.76, ne sont pas modifiées par le bouclage).

L'hypothèse H1 impose donc de choisir des pondérations stables.

Par ailleurs, l'hypothèse H2 impose que D2 soit de rang plein; or D2 est le gain pour w_2 de la transmittance :

$$w_2(s) = C_2 (sI - A_2)^{-1} B_2 + D_2$$

L'hypothèse H2 impose donc de choisir $w_2(s)$ avec un gain non nul à l'infini.

On notera que le choix de pondérations stables interdit en particulier que le gain de $1/w_1(s)$ tende vers 0 pour w tant vers ∞ ($w(s)$ aurait alors un pôle en $s = 0$). Ce qui signifie qu'on ne peut imposer des transferts $S(s)$ et $S(s)G(s)$ nuls en $w = 0$, donc une erreur statique nulle (on peut toutefois obtenir une erreur statique arbitrairement faible). On peut enfin noter que l'ordre du correcteur $K(s)$ égal à la somme des ordres de $G(s)$ et des filtres $w_1(s)$, $w_2(s)$, $w_3(s)$.

II.4.2 Intégration de H_∞ à notre cas d'étude

En fin on a synthétisé les pondérations souhaitées a fin de synthétisé les régulateurs prévue a notre simulation :

Régulateur H_∞ :

II.4.3 Résultats de Simulations

Nous procéderons à l'élaboration de deux simulations du modèle complet (turbine + MADA) en utilisant deux commandes, la première direct et la seconde indirecte sous environnement Matlab – Simulink / Sim-power System.

Description du système

La Figure II.79 présente la commande directe des puissances active et réactives et la vitesse mécanique appliqué au niveau du convertisseur coté machine.

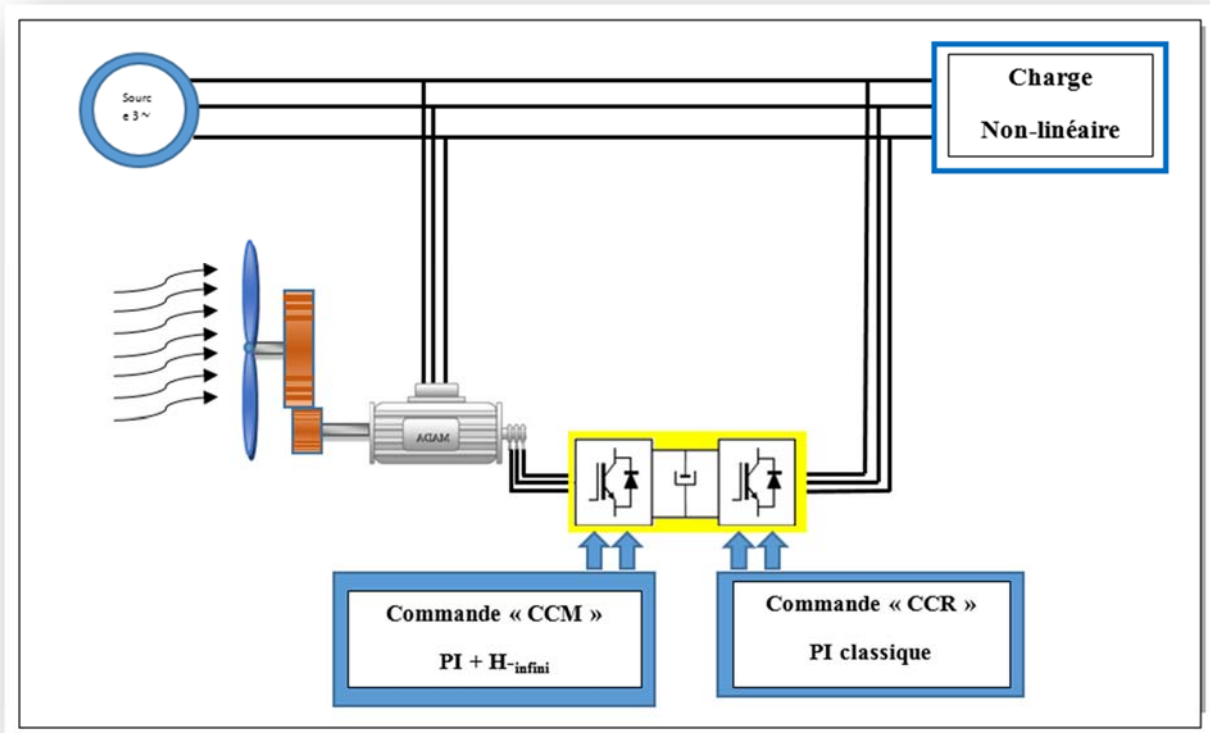


Figure II.79 : Schéma de principe de la commande de la machine asynchrone à double Alimentations H_{∞} .

- **Paramètres de simulation :** identique à ceux du chapitre I (voir Annexe 02)
- **Condition de simulation :** Nous soumettons notre système complet avec une MADA d'une puissance de 2 MW, à une série de variation de puissance active à $t=5s$ et réactive à partir de $8s$ et la vitesse mécanique à $t=11.6s$.

Les résultats obtenus avec ce type de régulateur, sont montrées dans les figures ci-dessous représentant l'évolution des paramètres (P , Q , T_{em} , I_s , I_r , Ω_m).

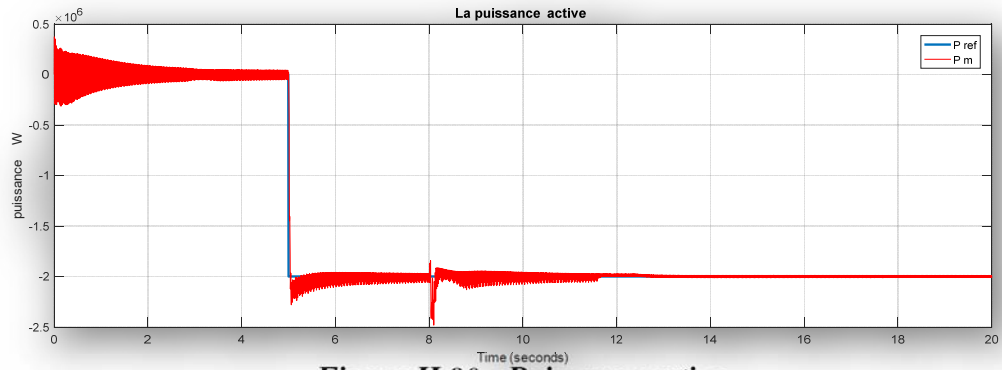


Figure II.80 : Puissance active

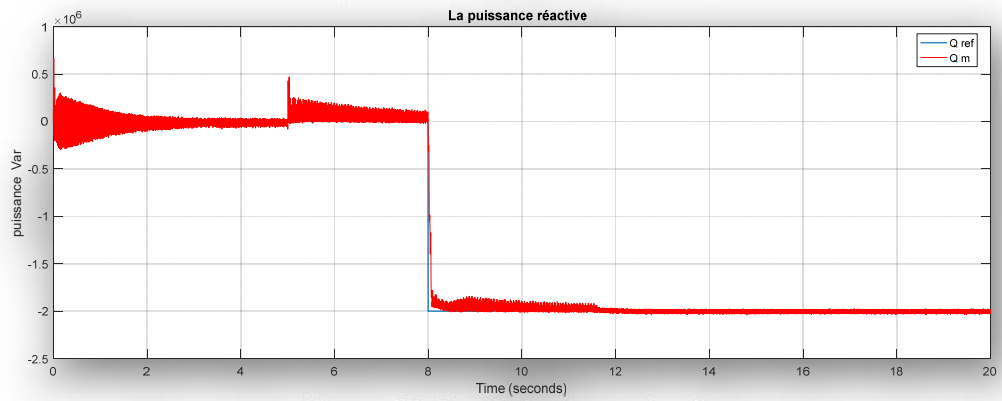


Figure II.81 : Puissance réactive

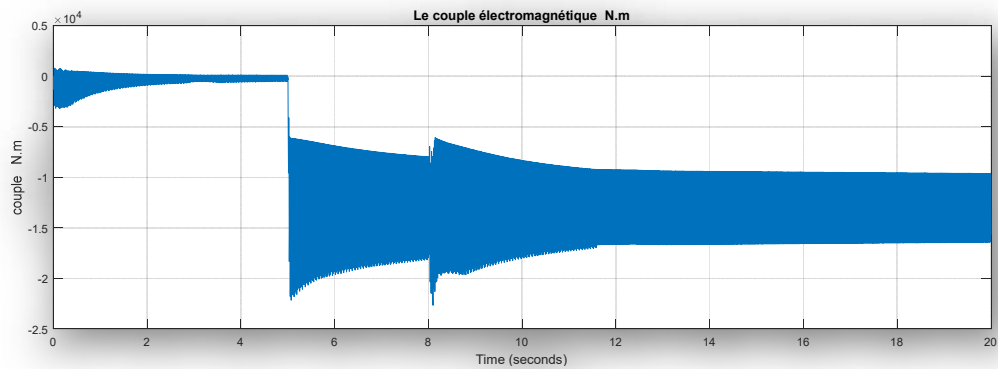


Figure II.82 : Couple électromagnétique

Figures ci-dessus représentent les résultats de simulation, tel que :

La figure II.80 représente l'évolution de la puissance active de notre système, qui suite à l'application d'une variation de puissance de -2 MW à $t=5$ s. présente un temps de réponse de 0.0355 s avec un dépassement de l'ordre de 3.4%

la variation de la puissance réactive à $t=8$ s a eu comme effet sur l'évolution de la puissance active, l'apparition d'un régime transitoire présentant avec un pic de l'ordre de -0.35 MW et un temps d'établissement de 0.065 s.

A $t=11.6$ s le régime de fonctionnement de notre génératrice passe d'un mode hyper-synchrone vers le mode hypo-synchrone, suite à quoi l'évolution de notre puissance active est plus stable avec des pic de $\pm 1.25\%$ présentant moins de variation.

La figure II.81 représente l'évolution de la puissance réactive de notre système, qui suite à l'application d'une variation de puissance active de -2 MW à $t=5$ s, notre signal de puissance réactive présente un pic de 0.48 MVAR avec un temps d'établissement de 0.392 s

Suite à la variation de la puissance réactive à $t=8$ s on a l'apparition d'un régime transitoire présentant un temps de réponse de 0.25 s avec un dépassement de l'ordre de 1% et un temps d'établissement qui suit la consigne.

A $t=11.6$ s le régime de fonctionnement de notre génératrice passe d'un mode hyper-synchrone vers le mode hypo-synchrone, suite à quoi l'évolution de notre puissance réactive est plus stable avec des pic de $\pm 1.5\%$

La figure II.82 représente l'évolution de couple électromagnétique de notre système, qui suite à l'application d'une variation de puissance active de -2 MW à $t=5$ s, notre signal de C_{em} présente une variation entre $(-0.6 \cdot 10^4$ à $-2.1 \cdot 10^4)$ Nm.

Suite à la variation de la puissance réactive à $t=8$ s, on a une variation de C_{em} entre $(-0.9 \cdot 10^4$ à $-2.15 \cdot 10^4)$ Nm.

A $t=11.6$ s. Le régime de fonctionnement de notre génératrice passe d'un mode hyper-synchrone vers le mode hypo-synchrone, suite à quoi l'évolution de notre couple électromagnétique est plus stable présentant moins de variation.

La figure II.85 : Représente l'évolution de la vitesse de notre système qui permet une variation de vitesse rotorique entre 1600 tr/min et 1430 tr/min avec un passage du mode hyper-synchrone vers l'hypo-synchrone à $t= 11.6$ s.

La figure II.84 : Représente Les courants rotorique sont sinusoïdaux.

On a une variation représente l'évolution des courants de notre système, qui suite à l'application d'une variation de puissance active de -2 MW à $t=5$ s, notre signal de courant présente une augmentation d'amplitude de 5200 A. et a $t=8$ s. à l'application une variation de puissance réactif de -2 MW, notre signal de courant présente une augmentation d'amplitude de 7570 A.

Le régime de fonctionnement de notre génératrice passe d'un mode hyper-synchrone vers le mode hypo-synchrone, à l'instant $t= 11.6$ s suite à quoi l'évolution de notre courant rotorique est présentant un changement dans l'amplitude et la fréquence avec un temps d'établissement de 3.5s.

La figure II.85 : Représente Les courants statoriques sont sinusoïdaux de fréquence 50Hz.

On a une variation représente l'évolution des courants de notre système, qui suite à l'application d'une variation de puissance active de -2 MW à $t=5$ s, notre signal de courant présente une augmentation d'amplitude de 2500 A. et a $t=8$ s. à l'application une variation de puissance réactive de -2 MW, notre signal de courant présente une augmentation d'amplitude de 3415 A.

II.5 Conclusion

Dans ce chapitre, on a fait l'étude de notre aérogénérateur doté d'une génératrice à double alimentation soumise à quatre types de régulateurs (neurone, floue, H_∞ , PI classique avec PSO) qui nous a permis d'obtenir des résultats plus au moins identique ou le régulateurs floue nous a donné les meilleurs résultats, que ce soit lors de la variation de la puissance active, réactive en mode hypo-synchrone ou hyper-synchrone.

Chapitre III

***Etude comparative des performances
de quatre types de régulateurs appliqué
à la commande indirecte d'une MADA***

III.1 Introduction

Dans ce dernier chapitre de notre travail, nous avons présentée en détaille les comparaisons de commande présente dans les chapitres précédents.

Puisque on a dans notre système des régulateurs apparaitre dans les deux cote de commande soit commande cote machine « CCM » ou commande cote réseau « CCR ».donc on a mis différents commande pour chaque partie mais identique.

III.2 Résultats de simulation des différentes commandes indirectes

Pour étudier les performances de chaque superposition on choisit des paramètres de comparaison comme le dépassement, le temps de simulation ainsi le temps d'établissement.et les paramètres de variation comme (P , Q , I_{dr} , I_{qr} , C_{em})

On fait les mêmes régulateurs de chapitre un pour la commande indirect :

III.3 Commandes indirecte

- **Description du système**

La figure I.56 présente la commande indirecte des puissances active et réactives et la vitesse mécanique appliquée au niveau du convertisseur coté machine.

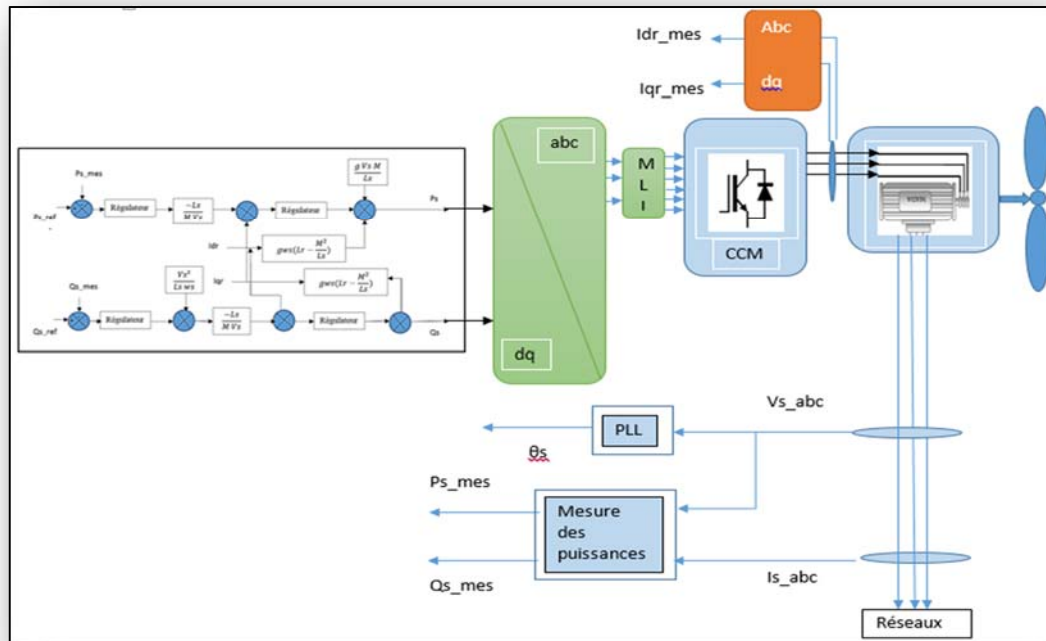


Figure III.1: Schéma de principe de la commande indirecte de la machine asynchrone à double Alimentations

- **Condition de simulation**

t=5s	Changement de la puissance active
t=8s	Changement de la puissance réactive
t=11.6s	Passage de mode hyper-synchrone vers le mode hypo-synchrone

Tableau III.1 : les conditions de simulation

Afin de faire une étude comparative de l'évolution de nos différents paramètres électriques (P, Q, I_{dr} , I_{qr} Cem). Pour cela, on soumet notre système aux mêmes conditions de simulation que le chapitre précédent :

A. Puissance active

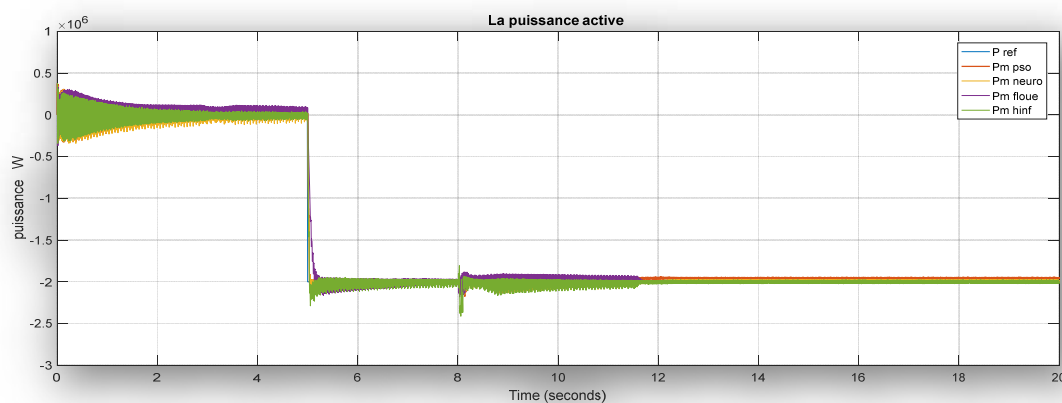


Figure III.2 : puissance active a $t=5s$

Interprétation :

Tableau ci-dessus représente l'évolution de la puissance active de notre système, qui suite à l'application d'une variation de puissance de -2 MW à $t=5$ s.

Les commandes	Temps de réponse	Dépassement %	Temps d'établissement
PI + technique PSO	0.0355	3	1.8
régulateur neuronale	0.037	3	1.7
Régulateur floue	0.15	0.5	1.3
regulateur H ^{-infini}	0.0345	4.5	2

D'après les valeurs dresser dans le tableau on a observé que le flou dans le temps de réponse il est faible par rapport les autres régulateurs, par contre le dépassement et le temps d'établissement et meilleur.

-Tableau ci-dessus représente la variation de la puissance réactive à $t=8$ s a eu comme effet sur l'évolution de la puissance active.

Les commandes	Les pics MW
PI + technique PSO	0.35
régulateur neuronale	0.33
Régulateur floue	0.3
régulateur H ^{-infini}	0.42

On observe dans cette tableau d'après les variations que les pics il est proche l'un avec l'autre mais on particule le régulateur flou il est un bon rejet de perturbation.

- Tableau ci-dessus représente A $t=11.6$ s le régime de fonctionnement de notre génératrice passe d'un mode hyper-synchrone vers le mode hypo-synchrone

Les commandes	Les pics min	Les pics max
PI + technique PSO	au-dessus des autres	
Régulateur neuronale	-0.025	0.01
Régulateur floue	-0.004	0.004
Régulateur H-infini	-0.02	0.02

On observe une bon suivre de consigne des régulateurs dans le mode hypo-synchrone et on particule le régulateur flou qui présente une bon suivi de consigne.

B. Puissance réactive

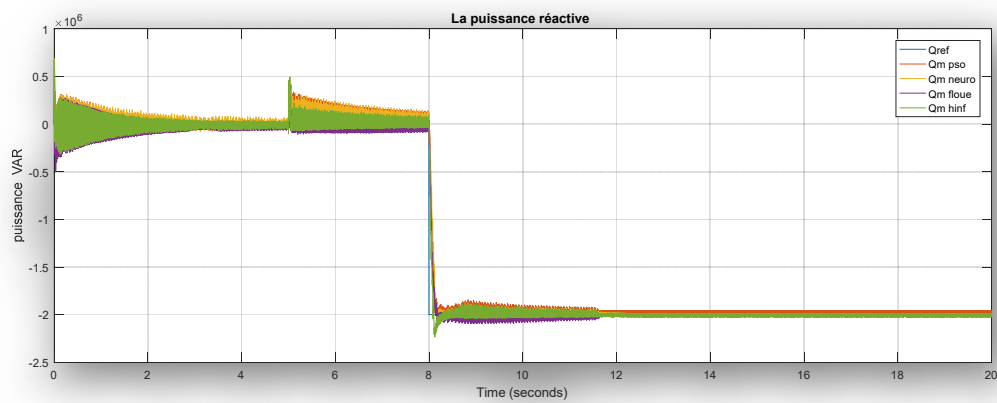


Figure III.7 : puissance réactive a $t=5s$

Interprétation

Tableau ci-dessus représente l'évolution de la puissance réactive de notre système, qui suite à l'application d'une variation de puissance active de -2 MW à $t=5$ s

Les commandes	Les pics MW
PI + technique PSO	0.42
régulateur neuronale	0.36
Régulateur floue	0.13
régulateur H ^{-infini}	0.48

On observe les variations situées dans ce tableau, que les pics il est proche l'un avec l'autre mais on remarque le régulateur flou il est un bon rejet de perturbation.

Tableau ci-dessus représente l'évolution de la puissance réactive de notre système, qui suite à l'application d'une variation de puissance de -2 MW à $t=8$ s.

Les commandes	Temps de réponse	Dépassement %	Temps d'établissement
PI + technique PSO	0.25	0.5	1.9
régulateur neuronale	0.14	1	2
Régulateur floue	0.14	5	1.8
regulateur H ^{-infini}	0.08	10	1.6

D'après les valeurs dressées dans le tableau on a observé que le flou dans le temps de réponse il est faible par rapport aux autres régulateurs, par contre le dépassement et le temps d'établissement et meilleur.

-Tableau ci-dessus représente A $t=11.6$ s le régime de fonctionnement de notre génératrice passe d'un mode hyper-synchrone vers le mode hypo-synchrone :

Les commandes	Les pics min	Les pics max
PI + technique PSO	au-dessus des autres	
Régulateur neuronale	-0.015	0.025
Régulateur floue	-0.007	0.001
Régulateur H-infini	-0.015	0.028

On observe une bon suivre de consigne des régulateurs dans le mode hypo-synchrone et on particule le régulateurs flou qui présente une bon suivi de consigne.

C. Courant Iqr

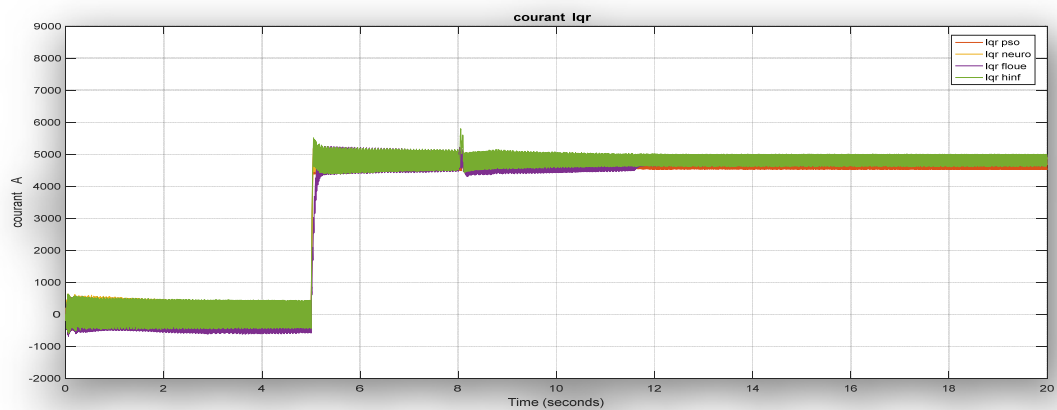


Figure III.12 : Courant Iqr a $t=5s$

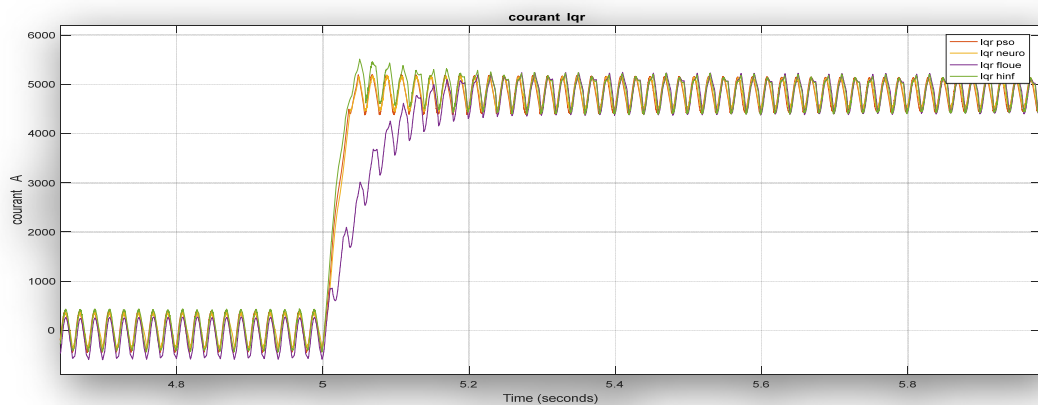


Figure III.13 : Zoom Courant Iqr a $t=5s$

On observe dans les figures ci-dessous que le courant I_{qr} pour les différents régulateurs suit la consigne imposée par le régulateur imposée de la puissance active, on remarque que le temps de réponse de I_{qr} est faible par rapport aux autres courants mais le dépassement et le temps d'établissement sont meilleurs.

D. Courant I_{dr}

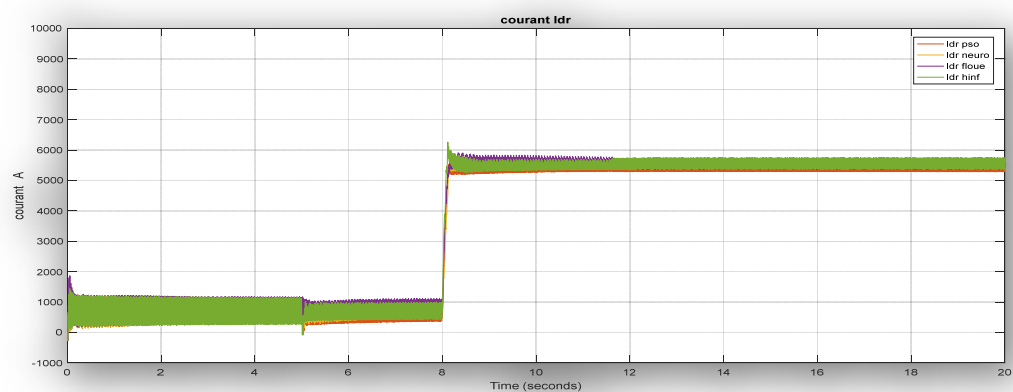


Figure III.17 : Courant I_{dr} a $t=5s$

Nous avons remarqué dans les figures ci-dessous de courant I_{dr} pour les différents régulateurs suivre la consigne imposée par le régulateur de la puissance réactive, on remarque que le temps de réponse de I_{dr} H_{∞} . Elle donne des meilleurs résultats par rapport aux autres courants, mais a coûté de dépassement et le temps d'établissement est moins performant que les autres.

E. Couple électromagnétique

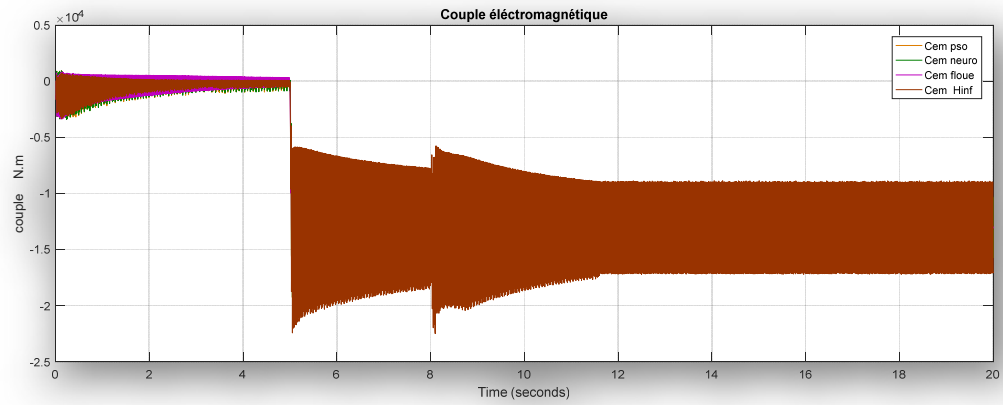


Figure III.22 : Couple électromagnétique

Figure III.24 : Zoom Couple électromagnétique a $t=8s$

On observe d'après les résultats simulés ci-dessous que le régulateur flou donne des meilleures performances pour le couple électromagnétique à cause de moins de perturbation et un temps d'établissement faible.

Conclusion

Le troisième chapitre, nous a permis d'effectuer une comparaison des performances des quatre régulateurs appliqués à notre aérogénérateur, sous aux mêmes conditions de simulation, ce qui nous a permis de déduire que le régulateur flou donne de meilleures performances.

Conclusion Générale

Conclusion Générale

Dans le Chapitre I, on a bien vu que le model proposé de la turbine nous a permis d'avoir de très bon résultats, où la vitesse de rotation mécanique est bel et bien l'image du profile de la puissance de notre aérogénérateur. Notre objectif a été atteint en validant le model de notre turbine pouvant être connecté à une machine de grande puissance. Après avoir élaboré les modèles de la commande directe et indirecte d'une MADA de puissance de 2 MW, il s'en est suivi une série de nous a permis d'effectuer des simulations de notre aérogénérateur en nous donnant des résultats conforme à nos attentes comme illustré à travers les différentes figures.

Dans ce Chapitre II, on a fait l'étude de notre aérogénérateur doté d'une génératrice à double alimentation soumise à quatre types de régulateurs (neurone, floue, Hinfini, PI classique avec PSO) qui nous a permis d'obtenir des résultats plus au moins identique nous avons conclus que le régulateurs floue donne de meilleurs résultats, que ce soit lors de la variation de la puissance active, réactive en mode hypo-synchrone ou hyper-synchrone.

Dans le Chapitre III, nous avons d'effectué une série de simulation de notre aérogénérateur avec une commande indirect cette fois ci de notre MADA et effectué une comparaison des performances de quatre régulateurs, soumis aux mêmes conditions de simulation, ce qui nous a permis de déduire que le régulateur floue donne les résultats les plus performant.

Bibliographies

Bibliographie

- [1] H. BENNANI, « *Machine asynchrone à double alimentation : lois de commande en régime permanent* », Université Laval- Québec, 2011.
- [2] HAMOUCHE Abdelkrim MALIOUI Abdelhamid, « *Commande par mode glissant de la machine asynchrone à double alimentation (MADA) utilisée dans une éolienne* », Thème présentée pour l'obtention du diplôme de Master, Université de Tlemcen ,2017
- [3] Kelkoul Bahia. « *Etude et commande d'une turbine éolienne utilisant une Machine Asynchrone à Double Alimentation* ». Magister, Université de Tlemcen, 2011
- [4] Kamel AMMOUR. Ahmed MEKELLECHE. « *Commande de la vitesse d'une éolienne par l'approche multi-modèle* ». Master, Université de Tlemcen, 2014.
- [5] BOUSMAHA Thawriyyaa et TAHIR Zineb. « *Etude et Simulation d'une ferme éolienne en vue d'une application hybride* ». Master, Université de Tlemcen, 2016.
- [6] BOUSSAID Rafik, MORAD Mohammed Abdelhalim « *Commandes non linéaires d'une machine asynchrone double alimentation* », mémoire, Soutenue publiquement, 2016
- [7] GUEZZEN Amina, AOUANE Abderrezak « *Etude et Simulation de Deux Eoliennes Petite et Moyenne Puissance* », mémoire, 2015
- [8] HAMOUCHE Abdelkrim MALIOUI Abdelhamid, « *Commande par mode glissant de la machine asynchrone à double alimentation (MADA) utilisée dans une éolienne* » Master, Université de Tlemcen, 2017
- [9] Rabia MAMMAD. « *Etude et simulation de la robustesse d'une commande pour éolienne à base de MADA en présence des incertitudes des paramètres et/ou des perturbations présente dans le réseau électrique* ». Master, Université de Tlemcen, 2017
- [10] OSMANI Ilyes. MALTI Omar. « *Modélisation et commande indirect des puissances de la génératrice asynchrone à double alimentation dédié à un système éolien* ». Master, Université de Tlemcen, 2017
- [11] Azzouz TAMAARAT. « *Modélisation et commande d'un système de conversion d'énergie éolienne à base d'une MADA* ». Thèse de doctorat, Université Mohamed Khider-Biskra, 2015
- [12] N. KASBADJI MERZOUK et M. MERZOUK « *Perspectives du pompage éolien en ALGERIE* », Projet National de recherche, domicilié au CDER Alger ,2008.
- [13] LOUCIF MOURAD. « *Synthèse de lois de commande non-linéaires pour le contrôle d'une machine asynchrone à double alimentation dédiée à un système aérogénérateur* ». Université de Tlemcen, 2016

- [14] 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, 2012
- [15] Abdelkarim CHEMIDI, « *Analyse, modélisation et commande avancée d'une éolienne utilisée dans une ferme* », Thèse, 2014-2015
- [16] 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 École Polytechnique de l'Université de Nantes, France. 2003
- [17] Djamila Rekioua « *Wind Power Electric Systems Modeling, Simulation and Control* » , Djamila Rekioua, Université de Bejaia Algeria Spring ,2014
- [18] Y. Nakoula, « *Apprentissage des modèles linguistiques flous par jeu de règles pondérées* », thèse en vue de l'obtention du titre de Docteur de l'Université de Savoie, Spécialité Electronique, Electrotechnique, Automatique, 1997.
- [19] Manfred Stiebler « *Wind Energy Systems for Electric Power Generation Technical University of Berlin; Faculty of Electrical Engineering and Computer Science* » ,Inst. of Energy and Automation Technology 2007
- [20] S. NOUHOU, « *Étude du Générateur Asynchrone pour l'utilisation dans la production de l'énergie éolienne* », Thèse, École Nationale Polytechnique, Algérie, 2007
- [21] J. Marc Noël M. Rapin. « *Energie éolienne* ». Dunod, 2010.
- [22] J. Gonzalo Abad. Jesus Lopez. «*Doubly Fed Induction Modeling And Control For Wind Energy Generation Machine* ». IEEE press series one power engineering, 2011.
- [23] Haritza CAMBLONG. « *Minimisation de l'impact des perturbations d'origine éolienne dans la génération d'électricité par des aérogénérateurs à vitesse variable* ». Thèse de doctorat. Ecole nationale supérieure d'arts et métier centre de Bordeaux, 2004.
- [24] Jens Fortmann, «*Modeling of Wind Turbines with Doubly Fed Generator System* » Jens Fortmann Duisburg, Germany Dissertation University Duisburg-Essen, 2014.
- [25] Muyiwa Adaramola «*Wind Turbine Technology*», PhD ,2014.
- [27] « *Modélisation d'une génératrice éolienne à base de machine asynchrone à double alimentation* » Master, Laboratoire d'Electrotechnique et d'Electronique de Puissance : L2EP.
- [28] PAGANI Clara, SADAoui Akim, CHABOT Simon, « *Introduction à la logique floue* », Université de technique Compiègne, 2011
- [29] M. BAZI Smail « *Contribution à la Commande Robuste d'une Machine Asynchrone par la Technique PSO « Particle Swarm Optimization* », 2009

- [30] Baroudi: J. A. Baroudi, V. Dinavahi, A. M. Knight, «*A review of power converter topologies for wind generators*», Renewable Energy, November 2007.
- [31] Mirecki, A. Mirecki, «*Etude comparative de chaînes de conversion d'énergie dédiées à une éolienne de petite puissance* », Thèse de doctorat de l'Institut National Polytechnique de Toulouse, 2005.
- [32] Datta,: R. Datta and V. T. Ranganathan, Variable-Speed Wind Power Generation Using Doubly Fed Wound Rotor Induction Machine A Comparison With Alternative Schemes", IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol. 17, No.3, pp. 414-421, September 2002.
- [33] Gilles_duc_stephen_Font, «*commande H_∞ et analyse* », Hermès l'année d'éducation, 1999
- [34] Benhabib: M. C. Benhabib, «*Contribution à l'étude des différentes topologies et commandes des filtres actifs parallèles à structure tension: modélisation, simulation et validation expérimentale de la commande* », Thèse de doctorat, Université Henri Poincaré, Nancy-Université, France, 2004.
- [35] Mme CHOUITEK Mama «*Commande d'un Moteur à Reluctance Variable par l'Emploi de l'Intelligence Artificielle* », THÈSE 2016 / 2017
- [36] Y. Nakoula, «*Apprentissage des modèles linguistiques flous par jeu de règles pondérées* », thèse en vue de l'obtention du titre de Docteur de l'Université de Savoie, Spécialité Electronique, Electrotechnique, Automatique, 1997.
- [37] M. Loïc LAVIGNE «*outils d'analyse et de synthèse des lois de commande robustes des systèmes dynamiques plats* », Thèse, 2003
- [38] BACHIR BOUAIDJRA Rochdi «*commande robuste des systèmes non-linéaire* » Thèse, 2015.
- [39] Edouard LAROCHE, «*Identification et Commande Robuste de Systèmes Electromécaniques* », Thèse, 2007
- [40] Mohamed NABAB «*article swarm Algorithme and its Codes in Matlab* »,India , 2016
- [41] M. Nabab «*Codes in Matlab for particle Swarm Optimization* » , 2016
- [42] M.AbdelKader «*Particle Swarm Optimization Algorithme PSO* »,université tlemcen, 2011
- [43] MAHGOUN Mohamed Seddik «*Application de la commande H-infini aux systèmes linéaires perturbés* ». Mémoire, 2012
- [44] NAIM Radouène «*Commande Robuste Par H_∞ Des Systemes Multi-variables* », mémoire, 2014
- [45] Mr. TAHIR AHMED «*Contrôle Agile D'attitude D'un Microsatellite Par Les Actionneurs Gyroscopique A Un Seul Axe* » ,2013

Synthèse de Régulateurs - Turbine

La boucle de régulation de vitesse sera définie par les paramètres « k_p , k_i ». On établit, à partir de l'équation de la mécanique régissant la dynamique des corps en rotation, la fonction de transfert liant la vitesse aux couples (électromagnétique et mécanique)

$$\frac{\Omega}{C_{mec} - C_{em}} = \frac{1}{Js + f} \quad A1.1$$

La figure I.16 illustre le schéma fonctionnel de la régulation de vitesse :

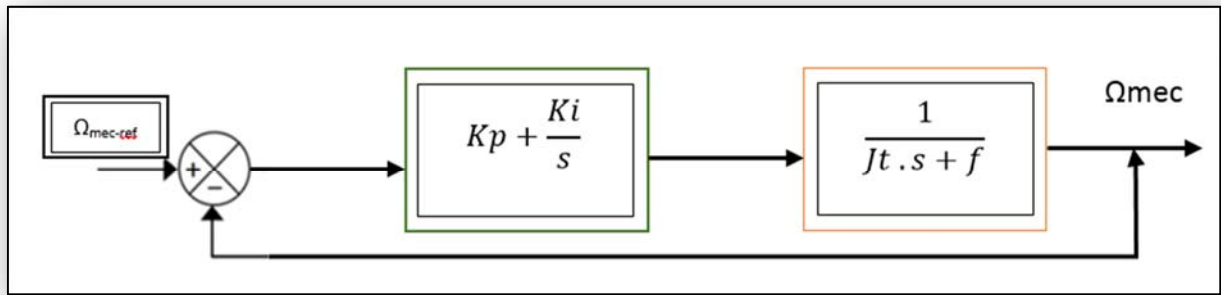


Figure A1.1 : Boucle de régulation de la vitesse de rotation par un régulateur PI

La fonction de transfert en boucle ouverte est donnée par :

$$F_{FTBO} = \frac{\Omega}{\Omega_{ref}} = \frac{Kp S + ki}{J.S^2 + f S} \quad A1.2$$

En boucle fermée, on obtient une fonction de transfert du deuxième ordre :

$$F_{FTBF} = \frac{\Omega}{\Omega_{ref}} = \frac{\frac{Kp S + ki}{J}}{S^2 + \frac{Kp+f}{J} S + \frac{ki}{J}} \quad A1.3$$

Dont la forme canonique est de la forme :

$$F(s) = \frac{2.\xi.Wn S + Wn^2}{s^2 + 2.\xi.Wn S + Wn^2} \quad A1.4$$

Où :

ξ : représente le coefficient d'amortissement
 Wn : la pulsation propre.

L'identification terme à terme permet d'écrire :

$$\begin{aligned} 2. \xi. Wn &= \frac{Kp+f}{J} \\ Wn^2 &= \frac{ki}{J} \end{aligned} \tag{A1.5}$$

Finalement, les relations suivantes donnent les expressions des paramètres « k_p » et « k_i » :

$$\begin{aligned} K_p &= 2. \xi. Wn . J - f \\ K_i &= Wn^2 . J \end{aligned} \tag{A1.6}$$

Paramètre de simulation - Turbine

L'inertie turbine	$J_{\text{tur}} = 900 \text{ Kg.m}^2$;
L'inertie moteur	$J_{\text{m}} = 327 \text{ Kg.m}^2$;
Nombre de pales	$= 3$.
Rayon de la surface balayée par les pales : R= 45m.	
Gain du multiplicateur : G = 90 .	
Densité de l'air à 15°C : $\rho = 1.225 \text{ kg. M}$	
Le vent nominale	$V_{\text{vent}} = 8 \text{ m/s}$

Conditions de simulation - MADA

t=5s	Changement de la puissance active
t=8s	Changement de la puissance réactive
t=11.6s	Passage de mode hyper-synchrone vers le mode hypo-synchrone

Partie puissance – MADA

Système	Paramètres	
MADA	$U_s = 690\text{V}$; $U_r = 1850$ $f = 50\text{Hz}$; $R_s = 4.5 \text{ m}\Omega$; $L_s = 0.0056 \text{ H}$; $M = 0.0018 \text{ H}$;	$P_n = 2\text{MW}$; $p = 2$; $R_r = 4.7 \text{ m}\Omega$; $L_r = 0.0056 \text{ H}$; $J = 174 \text{ Kg.m}^2$
Bus continu	$V_{dc} = 11250\text{V}$	$C_{bus} = 0.013 \text{ Farad}$
Réseau électrique	$U = 230\text{V}$;	$f = 50\text{Hz}$
La charge	$L_c = 3 \cdot 10^{-3} \text{ H}$	$R_c = 1050 \Omega$

Tableau A2.1 : Les différents paramètres électriques du système

Partie commande – MADA

Commande	Paramètres
Contrôle des puissances avec le régulateur PI	$K_i = -124.3162$ $K_p = -0.4642$

Tableau A2.2 : Les paramètres des différentes commandes.

Synthèses des régulateurs - MADA

Synthèse des régulateurs PI

Les besoins pour la commande du système doivent inclure plusieurs facteurs tels que la réponse au signal de commande. Dans ce contexte, la commande étant découplée et linéarisée, des régulateurs PI classiques, avec une action proportionnelle et une autre intégrale, peuvent satisfaire convenablement ses contraintes. [13]

Ce type de régulateur permet d'éliminer l'erreur statique entre la grandeur régulée et la grandeur de consigne grâce à son action intégrale, la rapidité de la régulation est liée à la dynamique désirée par son action proportionnelle. [13]

Le rôle des régulateurs de chaque axe consiste à annuler l'écart existant entre les puissances mesurées et de référence. Le dimensionnement des régulateurs permet la prédétermination des paramètres k_p et k_i .

La Figure I.50 montre le système en boucle fermé corrigé par un régulateur PI [15]:

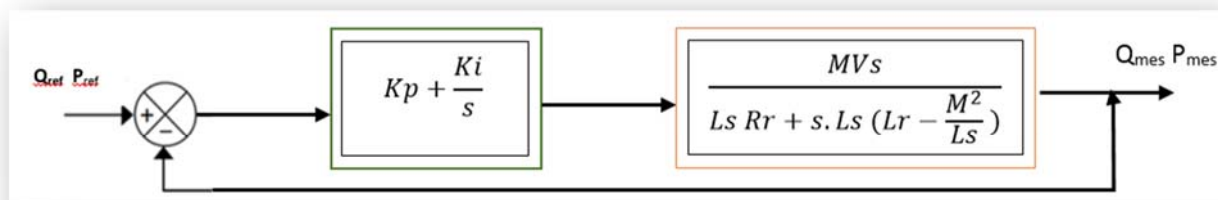


Figure A3.1 : Les deux boucles de régulation des puissances de la MADA

Avec :

$$C(p) = K_p + \frac{K_i}{p}$$

$C(p)$: fonction du transfert d'un régulateur PI.

Suivant les axes d et q, la fonction de transfert en boucle ouverte intégrant la présence des régulateurs est : [15]

$$FTBO = \left(\frac{s + \frac{Kp}{Ki}}{\frac{s}{Kp}} \right) \left(\frac{\frac{MVs}{Ls (Lr - \frac{M^2}{Ls})}}{s + \frac{Rr}{(Lr - \frac{M^2}{Ls})}} \right) \quad A3.1$$

La méthode de compensation de pôle nous permet de déterminer le zéro de la fonction de transfert en boucle ouverte, pour la synthèse du régulateur, ce qui se traduit par l'égalité suivante:[15]

$$\frac{Ki}{Kp} = \frac{Rr}{Lr - \frac{M^2}{Ls}} \quad A3.2$$

Notons que la compensation de pôles n'est efficace que si les paramètres de la machine sont identifiés avec précision. Si les pôles sont parfaitement compensés, la FTBO devient : [15]

$$FTBO = \frac{Kp \frac{MVs}{Ls (Lr - \frac{M^2}{Ls})}}{s} \quad A3.3$$

La fonction de transfert en Boucle Fermée (FTBF) devient alors :

$$FTBF = \frac{FTBO}{1 + FTBO} = \frac{Kp \frac{MVs}{Ls (Lr - \frac{M^2}{Ls})}}{1 + Kp \frac{MVs}{Ls (Lr - \frac{M^2}{Ls})}} \quad A3.4$$

$$FTBF = \frac{1}{1 + s \cdot \tau r} \quad \text{avec} \quad \tau r = \frac{1}{Kp} \cdot \frac{Ls (Lr - \frac{M^2}{Ls})}{MVs} \quad A3.5$$

τr : Constante de temps réelle du système qui sera choisie lors de la simulation afin d'offrir le meilleur compromis entre les performances.

Il est aussi possible d'exprimer les gains des correcteurs en fonction des paramètres de la machine et de la constante de temps, tel que : [15]

$$Kp = \frac{((2 * \omega ni * \sigma * Lr) - Rr * (-\omega m * Ls))}{M * Vs} \quad A3.6$$

On remplace l'équation I.121 dans l'équation I.117 on obtient :

$$Ki = \frac{((\omega ni^2) * \sigma * Lr) * (-\omega m * Ls)}{M * Vs} \quad A3.7$$

Avec :

$$\sigma = 1 - \frac{M^2}{L_s \cdot L_r} \quad \tau_i = \frac{\sigma \cdot L_r}{R_r} \quad \tau_n = 0.04 \quad \omega_{ni} = 100 \cdot \frac{1}{\tau_i}$$

Synthèse de la régulation du filtre de bus continue

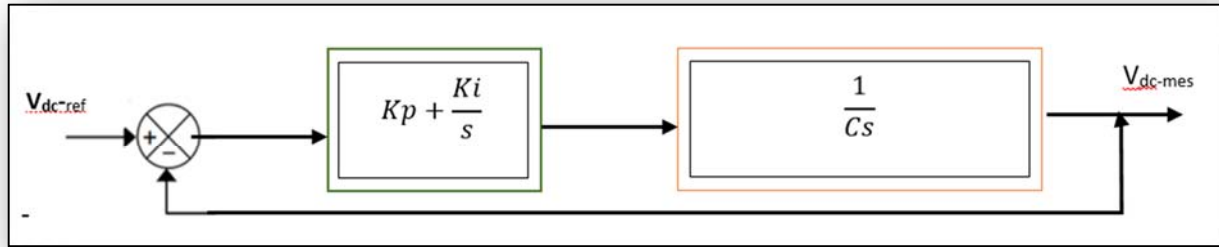


Figure A3.2 : Commande en boucle fermée de la tension du bus continu

$$FTBO = \frac{K_p S + K_i}{C S^2} \quad A3.8$$

$$FTBF = \frac{K_p S + K_i}{C S^2 + K_p S + K_i} \quad A3.9$$

$$T(S) = \frac{\frac{K_p S + K_i}{C}}{S^2 + \frac{K_p}{C} S + \frac{K_i}{C}} \quad A3.10$$

Après identification du dénominateur avec celui de la fonction de transfert du second ordre :

$$G(s) = \frac{2\xi\omega_n s + \omega_n^2}{s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2} \quad A3.11$$

Nous obtenons :

$$\begin{aligned} K_{pvdc} &= 2\xi\omega_n C \\ K_{ivdc} &= C\omega_n^2 \end{aligned} \quad A3.12$$

Pour optimiser la performance dynamique et la stabilité du système, on prend le coefficient d'amortissement « ξ » en boucle fermée égale à 0,707. [15]

Avec :

ω_n : Pulsation de coupure de notre système en boucle fermée. Pour un système du deuxième ordre avec un coefficient d'amortissement égal à 0,707, la pulsation est donnée par : $\omega_n \cdot \tau_r$

Avec :

τ_r : temps de réponse du système souhaité en boucle fermée pour atteindre 95% de la consigne.

Synthèse de la régulation du filtre

Le découplage des deux axes permet ainsi le contrôle indépendant des puissances actives et réactive à l'entrée du convertisseur. .

Si nous considérons que les perturbations sont bien compensées et que le gain de l'onduleur est égal à 1, nous pouvons établir un schéma bloc simplifié pour la synthèse des régulateurs : [15]

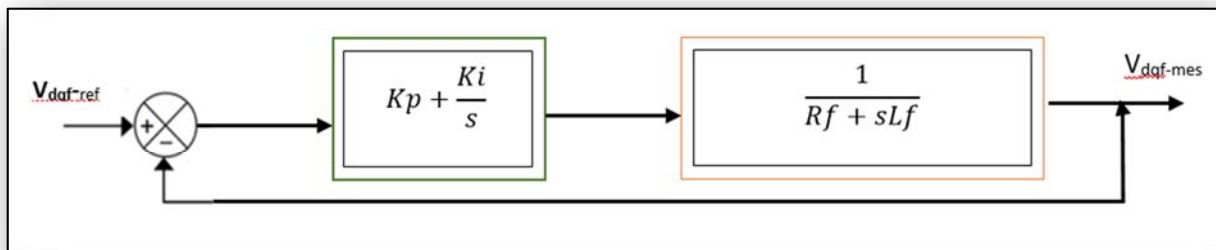


Figure A3.3 : Schéma en boucle fermée du filtre

En effectuant les mêmes calculs que pour la régulation des courants rotorique, nous aboutissons aux expressions des coefficients des correcteurs PI utilisés qui sont donnés par identification de l'équation du système du second ordre utilisé précédemment, on obtient : [15]

$$K_{pf} = \frac{3Lf}{\tau_r}$$

$$K_{if} = \frac{3Rf}{\tau_r}$$

A3.13

Programme : PSO

% initialization

%Calculation of parameters for PI current controller (modulus optimum)

%Calculation of initial Kp and Ki and ObjFun values:

%Optimize functions is in another file

Les Commande robuste de la machine asynchrone double alimentation

Résumé :

Notre étude nous a permis d'implémenter différentes stratégies de la commande artificiel (PSO, Commande par la logique flou et la commande neuronale plus une commande classique) appliquées a commande d'une Machine Asynchrone à Double Alimentation MADA (génératrice), dont les enroulements rotorique sont reliés à un onduleurs de tensions à Modulation de Largeur d'Impulsion (MLI). Des tests de performances des différents régulateurs ont été effectués à l'aide du logiciel Matworks SimPower Systems. Les résultats obtenus ont été très satisfaisant et conforme aux attentes.

Mots Clés :

Machine asynchrone à double alimentation (MADA), intelligence artificiel, Commande robuste, réseau de neurone, logique floue, technique H infini, PSO

Robust control of the doubly fed induction machine

Abstract:

Our study allowed us to implement different strategies of artificial control (PSO, Fuzzy logic control and neural control plus a classic command) applied to the control of a DFIM Dual Power Asynchronous Machine (generator), whose the rotor windings are connected to a Pulse Width Modulation (PWM) voltage inverter.

Performance tests of the different controllers were performed using the Matworks SimPower Systems software.

The results obtained were very satisfactory and conform to our expectations.

Key words

Doubly Fed Induction Machine (DFIM), intelligence artificiel, Commande robuste. neuronal Network, Fuzzy logic, technique H infini, PSO

التحكم القوي من آلة تغذية مزدوجة غير متزامنة

ملخص

سمحت لنا دراستنا بتنفيذ استراتيجيات مختلفة للسيطرة الاصطناعية (PSO)، سيطرة المنطق الضبابي والتحكم العصبي بالإضافة إلى أمر كلاسيكي (تطبق على التحكم في آلة MADA المزدوجة الطاقة غير المتزامنة (المولد)، ترتبط

اللفات الدوارة بعكس للجهد نبض العرض التحوير. (PWM)

وقد أجريت اختبارات الأداء من مختلف المنظمين باستخدام برنامج Matworks SimPower Systems.

النتائج التي تم الحصول عليها كانت مرضية للغاية وتتفق مع التوقعات.

مفاتيح الكلام :

آلة غير متزامنة مع تغذية مزدوجة (مدى) ، الذكاء الاصطناعي ، تحكم قوي، شبكة العصبونات ، المنطق الضبابي ،

تقنية لانهاية H ، PSO