

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

Ministère de l'enseignement supérieur & de la recherche scientifique

Université Hassiba Ben Bouali – Chlef



Faculté des sciences et sciences de l'ingénieur

Département d'électrotechnique

MEMOIRE

Pour l'obtention du diplôme de

Magister en Electrotechnique (Ecole Doctorale)

Option :

RESEAUX ELECTRIQUES

Présenté Par :

TOUALBIA ASMA

Thème

la commande d'aerogénératrice via la passivité

Soutenue le 05/04/2011, Devant le jury composé de :

Belmadani Bachir	Professeur	Univ.chlef	Président
Mahmoudi Mohand Oulhadj	Professeur	E.N.P. Alger	Examineur
Boucherit Mohammed Sheghir	Professeur	E.N.P. Alger	Examineur
Tadjine Mohamed	Professeur	E.N.P. Alger	Encadreur
Bederrar Mohamed	Maître assistant	Univ.chlef	Co-Encadreur

2010/2011

REMERCIEMENTS

Avant tout, je remercie DIEU le tout-puissant de m'avoir donné le courage, la volonté de mener à bien ce modeste travail.

Je tiens à exprimer ma profonde gratitude à mon encadreur monsieur Tadjine Mohamed, professeur à l'École nationale polytechnique, pour avoir dirigé ce travail.

J'adresse mes sincères remerciements à mon co-encadreur monsieur Bederrar Mohamed, maître assistant à université de chlef, pour son aide sans réserve et conseils précieux.

Mes vifs remerciements vont également aux membres de jury de soutenance composé de : Pr.B.Belmadani, Pr.M.Mahmoudi, PR.S.Boucherit pour avoir acceptés d'évaluer mon travail.

Je tien à renouvelé mes remerciements à monsieur Latreche Kamel pour son aide et ses encouragements continus.

En fin, je voudrais associer à mes remerciements toutes les personnes qui ont contribué de près ou de loin à l'aboutissement de ce travail.

Dédicaces

Je dédie ce travail à :

Ce qui les plus chers au monde, mes parents, aux quels je n'arriverai jamais à exprimer ma gratitude et ma reconnaissance, pour leurs amours, leurs soutiens tout au long de mes études afin de faire de moi ce que je suis aujourd'hui, que DIEU mes les protègent toujours.

A Mes frères et sœurs ainsi que toute la famille.

TOUALBIA ASMA

المخلص

يقوم هذا العمل بدراسة طرق التحكم في المولد الحثي ثنائي التغذية المستعمل في تحويل الطاقة الهوائية لإنتاج الكهرباء. حيث قمنا باستعمال نوعين من التحكم: تقنية التحكم الشعاعي و التحكم عن طريق التخميد. ان نتائج المحاكاة قدمت من اجل توضيح مدى فعالية أنظمة التحكم المذكورة سابقا.

الكلمات المفتاحية

المولد الحثي ثنائي التغذية , التحكم عن طريق التخميد.

Résumé

Ce mémoire présente la modélisation et la commande de la génératrice asynchrone à double alimentation (GADA) pour la production de l'énergie éolienne. Deux commandes sont appliquées ; l'une stratégie de commande à été effectué par le régulateur PI et l'autre la commande via la passivité (la commande basée sur la passivité à assignement et d'interconnexion (**IDA-PBC**) et la commande basée sur la considération de l'interconnexion et introduction de l'amortissement (**SIDA-PBC**)).

Des résultats de simulation sont présentés pour montrer la robustesse de ces techniques de commande

Mots clés : Machine asynchrone à double alimentation, stratégie de commande, la commande via la passivité.

Abstract

This work presents the modelling and control of doubly-fed induction generator (DFIM) for wind energy production. Two controls are applied; control strategy was effected by the PI control and passivity based control (interconnection and damping assignment passivity based control (IDA-PBC) and simultaneous interconnection and assignment passivity based control (SIDA-PBC)).

Simulation results of are presented to show the robustness of these technical control.

Key words: doubly-fed induction machine (DFIM), control strategy, passivity based control.

SOMMAIRE

Remerciements.....	i
Dédicaces.....	ii
Résumé.....	iii
Sommaire.....	iv
Table des figures.....	v
Notations et symboles.....	vi
Introduction générale	1

Chapitre I : Les Systèmes éoliens.

I Introduction	3
I-1 définition de l'énergie éolien.....	3
I-2 croissance de l'exploitation de l'énergie éolienne.....	3
I.3 parcs éolien.....	4
I.4 descriptif d'une éolienne.....	4
I.4.1 Le Mât.....	5
I.4.2 La Nacelle.....	5
I.4.2.1 Un arbre lent.....	5
I.4.2.2 Un multiplicateur.....	6
I.4.2.3 le système de refroidissement.....	6
I.4.2.4 la génératrice.....	6
I.4.2.5 Anémomètre.....	6
I.4.2.6 le système de control-commande.....	6
I.4.2.7 Système d'orientation.....	7
I.4.2.8 Les freins.....	7
I.4.3 Le moyeu.....	7
I.4.4 Le rotor et les pales.....	7
I.5 Les différents types d'éoliennes.....	8
I.5.1 Les éoliennes à axe vertical.....	8
I.5.1.1 rotor éolien de savonius.....	9
I.5.1.2 Le rotor éolien de darrieus.....	9
I.5.2 Les éoliennes à axe horizontal.....	10
I.5.2.1 éolienne sous le vent.....	10

I.5.2.2 Éolienne face au vent.....	11
I.6 Le coefficient de puissance.....	12
I.7 type de régulation de puissance.....	12
I.7.1 Système à décrochage aérodynamique " stall ".....	13
I.7.2 Contrôle de l'angle des pales « pitch control ».....	14
I.8 Modes opérationnels pour une turbine dans la production de l'énergie éolienne.....	14
I.8.1 Éolienne à vitesse fixe.....	14
I.8.2 Éolienne à vitesse variable.....	15
I.9 Différentes phases de fonctionnement de l'éolienne à vitesse variable.....	16
I.10 conversion électromécanique.....	17
I.10.1 Systèmes de génération d'électricité.....	17
I.10.1.1 Systèmes utilisant la machine asynchrone.....	17
I.10.1.2 Systèmes utilisant la machine synchrone.....	18
I.10.1.3 Systèmes utilisant des machines spéciales.....	18
I.10.2 Utilisation de MADA dans la conversion électromécanique.....	18
I.10.2.1 Structure des machines asynchrones à double alimentation.....	18
I.10.2.2 Les différents types de machine asynchrone à double alimentation.....	19
I.10.2.2.1 Machine asynchrone à double alimentation à énergie rotorique dissipée.....	19
I.10.2.2.2 Machine asynchrone à double alimentation : structure De Kramer.....	20
I.10.2.2.3 Machine Asynchrone à Double Alimentation : Structure de Scherbius avec cycloconvertisseur.....	20
I.10.2.2.4 Machine asynchrone à double alimentation : structure De Scherbius avec convertisseurs MLI.....	21
I.10.2.3 Fonctionnement en génératrice à vitesse variable.....	22
I.10.3 Application de la MADA dans le domaine éolien.....	23
I.11 Modélisation d'une éolienne.....	24
I.11.1 Modèle du multiplicateur.....	26
I.11.2 Equation dynamique de l'arbre.....	27
I.12 Techniques d'extraction du maximum de la puissance.....	28
I.12.1 Maximisation de la puissance avec asservissement de la vitesse.....	29

I.12.2 Simulation et interprétation	31
I.13 Conclusion.....	32

Chapitre II : Modélisation et Stratégie de Commande de la MADA

II Introduction.....	33
II.1 Modélisation de la machine asynchrone à double alimentation.....	33
II.1.1 Modèle de la machine asynchrone à double alimentation dans le plan (ABC).....	33
II.1.1.1 Hypothèses simplificatrices.....	34
II.1.1.2 Equations électriques de la machine asynchrone a double Alimentation.....	34
II.1.1.3 Equations magnétiques.....	35
II.1.1.4 Equations mécaniques de la machine.....	36
II.1.2 Modèle de la machine asynchrone à double alimentation dans le plan (D q)	37
II.1.2.1 La transformation de Park.....	37
II.1.2.2 Mise en équation de la MADA dans le repère de Park.....	39
II.1.2.2.1 Equations des tensions.....	39
II.1.2.2.2 Les équations magnétiques.....	40
II.1.2.3 Choix du référentiel	43
II.1.2.4 Expression du couple électromagnétique de la MADA dans le repère de Park.....	44
II.1.2.5 Modèle de la MADA dans le repère de park sous forme D'état.....	45
II.1.2.6 Résultats de Simulation	46
II.1.2.6.1 Interprétation des résultats.....	47
II.2 Stratégie de la commande d'une GADA	48
II.2.1 Relations entre les courants statoriques et rotoriques.....	49
II.2.2 Expression des puissances actives et réactives dans le repère Synchrone.....	49
II.2.3 Expressions des tensions rotoriques en fonction de courants rotoriques	50
II.2.4 Les méthodes de contrôle par flux orienté.....	51

II.2.4.1	Commande indirecte.....	52
II.2.4.1.1	Commande indirecte sans boucle de puissance.	52
II.2.4.1.2	Commande indirecte avec boucle de Puissance	53
II.2.5	Type de régulateurs utilisés	53
II.2.6	Résultats de Simulation.....	54
II.2.3.6.1	Interprétation des résultats.....	57
II.2.7	Robustesse.....	57
II.2.7.1	Résultats et interprétation.....	58
II.3	Conclusion	59
Figure II.22:	la puissance réactive (teste de robustesse avec diminution des inductances de 50%).....	59

Chapitre III : La commande Basée sur la Passivité

III	introduction.....	61
II.1	Méthodes Lagrangienne et Hamiltonienne pour la modélisation des systèmes physiques.....	61
III.1.1	La méthode Lagrangienne.....	61
III.1.1.1	la formulation lagrangienne.....	62
III.1.1.2	Propriétés des systèmes Euler-Lagrange.....	63
III.1.1.2.1	Propriétés de stabilité entrée-sortie.....	63
III.1.1.2.2	Propriétés de la stabilité de LYAPUNOV.....	63
III.1.1.3	Récapitulation.....	65
III.1.2	La méthode Hamiltonienne.....	65
III.1.2.1	Le formalisme Hamiltonienne.....	65
III.2	Structure de Dirac.....	66
III.2.1	Théorème de Tellegen.....	67
III.2.2	Structure de Dirac sur $\mathcal{R}^{ne} \times \mathcal{R}^{ne}$	67
III.2.2.1	Représentation Noyau.....	68
III.2.2.2	Représentation Entrée-sortie.....	68
III.2.2.3	Représentation Flux Contraint.....	69
III.2.3	Exemples d'interconnexion	69

III.2.3.1 Point matériel soumis à une force externe.....	69
III.2.3.2 Un ressort idéal.....	70
III.2.3.3 Un point matériel soumis à deux forces externes.....	71
III.2.3.4 une masse liée à un ressort soumis à une force externe	71
III.3 Définition Système Hamiltonienne commandé par port.....	73
III.4 la stabilité des systèmes dynamiques	74
III.4.1 Notion intuitive de la stabilité.....	74
III.4.2 stabilité de Lyapunov.....	75
III.4.2.1 Méthode directe de Lyapunov	75
III.4.2.2 Stabilité au sens de LYAPUNOV	75
III.4.2.3 Candidat de Lyapunov.....	76
III.4.2.4 Fonction de Lyapunov.....	76
III.5 la commande basée sur la passivité (PBC).....	77
III.5.1 Fonction de stockage.....	77
III.5.2 Système passif.....	78
III.5.3 La passivité.....	78
III.5.3.1 Définition différentielle de la passivité.....	78
III.5.3.1.1 Propriétés.....	79
III.5.3.1.1.1 Connexion parallèle.....	79
III.5.3.1.1.2 Connexion par rétroaction.....	80
III.5.3.2 Définition intégrale de la passivité.....	81
III.5.3.3 Définitions mathématiques de la passivité.....	82
III.5.4 PBC des systèmes d'EL.....	84
III.5.5 Equilibre énergétique, passivité et stabilité.....	85
III.5.6 la commande basée sur la passivité à assignement et D'interconnexion (IDA-PBC)	86
III.5.6.1 la méthodologie d'IDA-PBC	87
III.5.6.1.1 IDA non paramétrisé	88
III.5.6.1.2 IDA algébrique.....	88
III.5.6.1.3 IDA paramétrisé	88
III.5.6.1.4 IDA en entrelacé algébrique-paramétrés	88
III.5.6.2 Propriétés d'IDA-PBC	88
III.5.6.2.1 L'énergie d'équilibre.....	88

III.5.6.2.2	Préservation de la structure.....	89
III.5.6.2.3	Intégrabilité.....	89
III.5.6.3	Systèmes non linéaires généraux.....	90
III.5.7	la commande SIDA-PBC basée sur la considération de l'interconnexion et introduction de l'amortissement	91
III.6	Conclusion.....	92

Chapitre IV : La commande de la machine asynchrone via la passivité

IV	Introduction.....	93
IV.1	Application de la commande basée sur la passivité à assignement et d'interconnexion	93
IV.1.1	Exemple I (système non linéaire).....	93
IV.1.1.1	Simulation et Interprétation.....	95
IV.1.2	Exemple 2 (machine à courant continu à aimant permanent).....	97
IV.1.2.1	Simulation et Interprétation.....	99
IV.1.3	Exemple 3 (la machine asynchrone).....	100
IV.1.3.1	Le modèle de la machine asynchrone.....	100
IV.1.3.2	L'énergie du système et le modèle PCH.....	102
IV.1.3.3	Contrôle IDA-PBC.....	103
IV.1.3.4	Simulation et interprétation.....	106
IV.1.3.5	Test de Robustesse.....	110
IV.2	Application de la commande basée sur la considération de l'interconnexion et d'amortissement (SIDA-PBC) sur des exemples électriques.....	112
IV.2.1	Exemple 1 (système non linéaire).....	113
IV.2.1.1	Simulation et Interprétation.....	114
IV.3	la commande de la GADA par IDA-PBC.....	115
IV.3.1	Calcul des tensions de commande V_{rd} , V_{rq}	117
IV.3.2	résultat de simulation.....	120
IV.3.2.1	Interprétation des résultats.....	122
IV.3.3	Test de Robustesse.....	122
IV.4	la commande de la GADA par SIDA-PBC.....	125
IV.4.1	résultat de simulation.....	129
IV.4.2	Test de Robustesse.....	130

IV.5 conclusion.....	133
Conclusion générale.....	134
Bibliographié.....	135
Annexe A	139
Annexe B.....	141
Annexe C.....	144

TABLE DES FIGURES

Chapitre I : les systèmes éoliens

Figure I-1	:	installation d'éoliennes offshore en Mer.....	4
Figure I-2	:	éléments constitutants d'un Aérogénérateur.....	5
Figure I-3	:	Les éoliennes à axe vertical.....	8
Figure I.4	:	technologies d'éoliennes à axe vertical.....	9
Figure I-5	:	principe du rotor de savonnais et de l'incidence variable	10
Figure I-6	:	Eolienne sous le vent.....	11
Figure I-7	:	Eolienne face de vent.....	11
Figure I-8	:	Coefficient de puissance pour différents types d'éoliennes.....	12
Figure 1.9	:	Flux d'air sur un profil de pale " stall ".....	13
Figure I-10	:	Variation de l'angle de calage d'une pale	14
Figure I-11	:	Caractéristique de la puissance générée en fonction de la vitesse mécanique et la vitesse du vent.....	15
Figure I-12	:	Les quatre zones de fonctionnement de la turbine.....	16
Figure I.13	:	MADA avec contrôle du glissement par dissipation de l'énergie Rotorique.....	19
Figure I.14	:	MADA, structure Kramer.....	20
Figure I.15	:	Structure de Scherbius avec cycloconvertisseur.....	21
Figure I.16	:	structure de Scherbius avec convertisseurs MLI.....	21
Figure I-17	:	Les différents modes de fonctionnement de la MADA.....	23
Figure I-18	:	Puissance produite par la turbine.....	24
Figure I-19	:	Puissance produite par la MADA en fonction de la vitesse du vent....	24
Figure I-20	:	Configuration d'une éolienne.....	25
Figure I-21	:	Coefficient aérodynamique en fonction du ratio de vitesse de la turbine (λ).....	26
Figure I-23	:	Schéma bloc du modèle de la turbine.....	28
Figure I-24	:	schéma bloc de la maximisation de la puissance extraite avec Asservissement de la vitesse.....	30
Figure I.25	:	profil de vent.....	31

Figure I.26 :	le coefficient de puissance.....	31
Figure I.27 :	la vitesse de rotor.....	31

Chapitre II : Modélisation et stratégie de commande de la MADA

Figure II.1 :	Représentation de la Machine asynchrone à double alimentation.....	33
Figure II.2 :	Passage du triphasé au biphasé.....	37
Figure II.3 :	les courants statoriques (A).....	46
Figure II.4 :	les courants rotoriques (A).....	46
Figure II.5 :	la tension triphasée appliquée au rotor de la GADA.....	48
Figure II.6 :	le couple électromagnétique (N.m).....	48
Figure II.7 :	Bloc de contrôle à flux orienté.....	47
Figure II.8 :	Schéma bloc de la commande indirecte sans boucle de puissance.....	52
Figure II.9 :	Schéma bloc de la commande indirecte avec boucle de puissance.....	53
Figure II.10 :	les courants statoriques (A).....	54
Figure II.11 :	les courants statoriques (A) avec un zoom.....	54
Figure II.12 :	les courants rotoriques (A).....	55
Figure II.13 :	les courants rotoriques (A) avec un zoom.....	55
Figure II.14 :	Courant rotorique sur l'axe d.....	55
Figure II.15 :	Courant rotorique sur l'axe q.....	56
Figure II.16 :	évolution de couple électromagnétique (N.m).....	56
Figure II.17 :	la puissance active (VAR).....	57
Figure II.18 :	la puissance réactive (VAR).....	57
Figure II.19 :	la puissance active (test de robustesse avec augmentation de la résistance rotorique 50%).....	58
Figure II.20 :	la puissance réactive (test de robustesse avec augmentation de la résistance rotorique 50%).....	58
Figure II.21:	la puissance active (teste de robustesse avec diminution des inductances de 50%).....	59

Chapitre III : la commande basée sur la passivité

Figure III-1	: Point matériel soumis à une force externe.....	69
Figure III-2	: Un point matériel soumis à deux forces externes.....	69
Figure III-3-a	: Une masse liée à un ressort soumis à une force externe.....	72
Figure III-3-b	: Une masse liée à un ressort soumis à une force externe.....	72
Figure III-4	: illustration de la définition intuitive de la stabilité.....	75
Figure III-5	: Connexion parallèle.....	79
Figure III-6	: Connexion par rétroaction.....	83
Figure III-7	: Systèmes passifs interconnectés par retour d'état.....	83

Chapitre IV : la commande de la machine asynchrone à double alimentation via la Passivité

Figure IV.1	: comportement x_1 pour différentes valeurs de r et $\gamma=1$	95
Figure IV.2	: comportement x_1 pour différentes valeurs de γ et $r=1$	96
Figure IV.3	: comportement x_2 pour différentes valeurs de r et $\gamma=1$	96
Figure IV.4	: comportement x_2 pour différentes valeurs de γ et $r=1$	96
Figure IV.5	: trajectoire de l'espace d'état $[x_1, x_2]$ pour différentes valeurs de r et γ	97
Figure IV.6	: la vitesse mécanique pour différentes valeurs de r_d	99
Figure IV.7	: Le courant pour différentes valeurs de r_d	99
Figure IV.8	: trajectoire de l'espace d'état [la vitesse mécanique, courant] pour différentes valeurs de r_d	100
Figure IV.9	: courant statorique sur l'axe d.....	107
Figure IV.10	: courant rotorique sur l'axe d.....	107
Figure IV.11	: courant statorique sur l'axe q.....	107
Figure IV.12	: courant rotorique sur l'axe q.....	108
Figure IV.13	: Evolution du couple électromagnétique et le couple de charge.....	108
Figure IV.14	: Evolution de la vitesse mécanique.....	108
Figure IV.15	: la tension statorique sur l'axe d.....	109
Figure IV.16	: la tension statorique sur l'axe q (Volt).....	109
Figure IV.17	: courant statorique sur l'axe d.....	110
Figure IV.18	: courant statorique sur l'axe q.....	110

Figure IV.19	: courant rotorique sur l'axe d.....	110
Figure IV.20	: courant rotorique sur l'axe q.....	111
Figure IV.21	: Evolution de la vitesse mécanique.....	111
Figure IV.22	: Evolution du couple électromagnétique et le couple de charge.....	111
Figure IV.23	: la tension statorique sur l'axe d (V).....	112
Figure IV.24	: la tension statorique sur l'axe q (V).....	112
Figure IV.25	: x_1 et x_2 contrôler par SIDA-PBC	114
Figure IV.26	: courant statorique sur l'axe d (A).....	120
Figure IV.27	: courant statorique sur l'axe q (A).....	121
Figure IV.28	: courant rotorique sur l'axe d (A).....	121
Figure IV.29	: courant rotorique sur l'axe q (A)	121
Figure IV.30	: la puissance active (W).....	122
Figure IV.31	: la puissance réactive (VAR).....	122
Figure IV.32	: courant statorique sur l'axe d (A).....	123
Figure IV.33	: courant statorique sur l'axe q (A).....	123
Figure IV.34	: courant rotorique sur l'axe d (A).....	123
Figure IV.35	: courant rotorique sur l'axe q (A).....	124
Figure IV.36	: la puissance active (W).....	124
Figure IV.37	: la puissance réactive (VAR).....	124
Figure IV.38	: le courant statorique sur l'axe d (A).....	129
Figure IV.39	: le courant statorique sur l'axe q (A).....	129
Figure IV.40	: le courant rotorique sur l'axe d (A).....	129
Figure IV.41	: le courant rotorique sur l'axe q (A).....	129
Figure IV.42	: la puissance active (W).....	130
Figure IV.43	: la puissance réactive (W).....	130
Figure IV.44	: le courant statorique sur l'axe d	131
Figure IV.45	: le courant statorique sur l'axe q (A).....	131
Figure IV.46	: le courant rotorique sur l'axe d (A).....	131
Figure IV.47	: le courant rotorique sur l'axe q (A).....	132
Figure IV.48	: la puissance active (W).....	132
Figure IV.49	: la puissance réactive (VAR).....	132

NOMENCLATURE

Nomenclature

as, bs, cs	: phase du stator.
A_r, Br, Cr	: phase du rotor.
$[A(\psi)]$: Matrice de PARK.
$[A(\theta_s)]$: Matrice de PARK correspondant au enroulement statorique.
$[A(\theta_r)]$: Matrice de PARK correspondant au rotor.
β	: L'angle de l'orientation de la pale.
C_{aer}	: Couple aérodynamique de l'éolienne.
C_{em}	: Le couple électromagnétique en $(N.m)$;
C_f	: Le coefficient de frottement en $(N.m.s / rd)$;
C_g	: Couple résistant issue du multiplicateur.
C_p	: Le coefficient de puissance.
C_{vis}	: Couple des frottements visqueux.
C_r	: Le couple résistant en $(N.m)$.
D	: Matrice d'inertie.
E_c	: L'énergie cinétique de la masse d'air qui traverse l'aérogénérateur.
F	: Force exercée sur les pales d'une éolienne à incidence variable.
$F(\dot{q})$: La fonction de dissipation de RAYLIEGH.
f	: Coefficient des frottements visqueux de l'éolienne et de sa génératrice.
G	: Gain du multiplicateur.
GAS	: Global asymptotique stabilité.
$g(x)$: Matrice d'entrées.
$g^\perp(x)$: Une matrice annulatrice à gauche à rang complet.
H	: Hamiltonien.
I_a	: Le courant d'induit.
$i_{abc, s}$: Courants des trois phases de l'enroulement statorique.
$i_{ABC, r}$: Courants des trois phases rotoriques.
$i_{s, dqo}$: Composantes du courant statorique dans le repère de park.

Nomenclature

- $i_{r,dqo}$: Composantes du courant rotorique dans le repère de park.
- I_n : La matrice identité d'ordre n .
- l_s : C'est l'inductance propre d'une phase statorique.
- l_r : C'est l'inductance propre d'une phase rotorique.
- J : le moment d'inertie du rotor de la machine en ($K_g.m^2$) ;
- $J(x)$: Matrice d'interconnexion.
- J_{mach} : Inertie de la machine.
- J_t : Inertie totale de l'arbre.
- $J_{turbine}$: Inertie de la turbine.
- $L(q, \dot{q})$: Lagrangien.
- L_e : Structure de Dirac.
- L_{2e} : Espace des normes.
- L_r : est l'inductance cyclique rotorique ;
- l_r : C'est l'inductance propre d'une phase rotorique.
- L_{ro} : est l'inductance homopolaire rotorique ;
- l_s : C'est l'inductance propre d'une phase statorique.
- L_s : est l'inductance cyclique statorique ;
- L_{so} : est l'inductance homopolaire statorique ;
- M : Matrice de rang plein.
- M : l'inductance mutuelle cyclique entre le stator et le rotor ;
- M_r : C'est l'inductance mutuelle entre deux phases rotoriques.
- M_s : C'est l'inductance mutuelle entre deux phases statoriques.
- m_{sr} : C'est l'inductance mutuelle maximale entre une phase statorique et une
Phase rotorique.
- N_p : Le nombre de paires de pôles ;
- 0_n : La matrice nulle d'ordre n .
- P_{aer} : La puissance aérodynamique apparaissant au niveau du rotor de
- p_e : Variables d'effort.
- P_{elec} : La puissance électrique.

P_{em}	:	La puissance électromagnétique.
p_f	:	Variables de flux.
P_s	:	Puissance active statorique
Q	:	Vecteur de forces généralisées.
Q_s	:	Puissance réactive statorique
R	:	Rayon de la surface balayée par la turbine. La turbine.
$R(x)$:	Matrice d'amortissement.
R_s	:	C'est la résistance d'une phase statorique.
R_r	:	c'est la résistance d'une phase rotorique.
s	:	opérateur de Laplace.
s, r	:	Indices correspondants respectivement au enroulement statorique et au rotor.
S	:	Matrice symétrique semi-définie positive.
S_1	:	La section amont du tube d'air.
S_2	:	La section aval du tube d'air.
$T(q, \dot{q})$:	Énergie cinétique.
$V(q)$:	Énergie potentielle.
$V_{abc,s}$:	Tensions des trois phases de l'enroulement statorique.
$V_{ABC,r}$:	Tensions des trois phases de l'enroulement rotoriques.
V_v	:	Vitesse du vent.
V_{v1}	:	La vitesse du vent en amont de l'aérogénérateur.
V_{v2}	:	La vitesse du vent en aval de l'aérogénérateur.
$V_{s,dqo}$:	Composantes de tension statorique dans le repère de park.
$V_{r,dqo}$:	Composantes de tension rotorique dans le repère de park.
ρ	:	Masse volumique de l'air.
λ	:	La vitesse relative de l'éolienne.
$\Omega_{turbine}$:	Vitesse de rotation de la turbine.
Ω_{mec}	:	Vitesse de rotation de l'arbre du générateur.
$\Phi_{abc,s}$:	Flux des trois phases de l'enroulement statoriques.

Nomenclature

- $\Phi_{ABC,r}$: Flux des trois phases rotoriques.
- $\Phi_{s,dqo}$: Composantes de flux statorique dans le repère de park.
- $\Phi_{r,dqo}$: Composantes de flux rotorique dans le repère de park.
- $\Phi(f)$: Le flux imposé par le courant d'excitation I_f .
- θ : L'angle entre l'axe rotorique A_r et l'axe statorique a_s .
- θ_r : L'angle entre l'axe rotorique A_r et l'axe de Park direct d .
- θ_s : L'angle entre l'axe statorique a_s , et l'axe de Park direct d .
- ω : Vitesse angulaire de rotation.
- ω_s : Pulstation électrique statorique.
- ω_r : Pulstation électrique rotorique.
- Ω : la vitesse angulaire mécanique du rotor en (rd/s);
- σ : Le coefficient de dispersion de Blondel.

INTRODUCTION GÉNÉRALE

Introduction générale

Le développement durable et les énergies renouvelables suscitent aujourd'hui l'intérêt de plusieurs équipes de recherches. Ainsi, le développement des éoliennes représente un grand investissement dans le domaine de la recherche technologique. Ces systèmes qui produisent de l'énergie électrique à partir du vent peuvent constituer une alternative technologique et économique aux différentes sources d'énergies épuisables. D'ailleurs, la croissance de l'industrie éolienne mondiale est de l'ordre de 30 % par an depuis le début des années 2000. L'utilisation des aérogénérateurs présente des avantages importants. En effet, ils sont pour l'instant l'un des moyens les plus écologiques d'obtenir de l'électricité et cette source est inépuisable.

Une grande partie des éoliennes utilise les machines asynchrones à double alimentation (**MADA**). Cette génératrice permet une production d'électricité à vitesse variable. Elle donne l'occasion, alors, de mieux contrôler les ressources éoliennes pour différentes conditions de vent [SAL04], [KHA07].

Dans le domaine de la vitesse variable, la machine asynchrone et grâce au développement des onduleurs électroniques, assure actuellement, de plus, une part du marché très importante. Mais sa commande reste plus complexes comparativement à celle de la machine à courant continu. Dans les deux dernières décennies, un essor appréciable à la commande de la machine asynchrone a été donné, où l'on peut distinguer la commande vectorielle, la commande directe du couple et la commande adaptative. L'inconvénient majeur de ces commandes, puisqu'elles sont établies à partir d'un modèle mathématique de la machine, c'est leur dépendance vis-à-vis des paramètres structurels de la machine, notamment la résistance rotorique variant avec la fréquence et la température [CHA05].

La commande basée sur la passivité est une technique bien établie qui s'est montrée très puissante pour concevoir des commandes robustes pour les systèmes physiques. Héritées de phénomènes physiques bien connus, les notions de passivité sont adaptées à plusieurs domaines scientifiques et se montrent efficaces pour la régulation de systèmes électriques, mécaniques et électromécaniques présents en plusieurs domaines de l'ingénierie, tels que la robotique, l'électronique de puissance, etc.

La commande basée sur la passivité permet d'obtenir des contrôleurs robustes qui ont une interprétation physique claire en termes d'interconnexions du système avec son environnement. En particulier, l'énergie totale du système en boucle fermée est la

différence entre l'énergie du système et l'énergie fournie par le contrôleur. De plus, vue que la structure d'Euler-Lagrange est préservée en boucle fermée, la commande via la passivité dispose d'une stabilité robuste vis-à-vis des effets dissipatifs non modélisés et exhibe des performances robustes dues à son optimalité inverse. La modélisation sous forme **PCH (Port Controlled Hamiltonian)** et son utilisation pour la commande de systèmes non linéaire à déjà été appliquée avec succès à de nombreux domaines de la physique de façon de le faire est de décrire ces systèmes en terme d'échange d'énergie. Cela en généralisant la notion de structure de **Dirac** en une structure d'interconnexion qui permet d'écrire clairement l'interaction du système avec son environnement [YEG06], [LOR96], [CHE02].

Le présent mémoire décrit une étude sur l'utilisation d'une génératrice asynchrone à double alimentation intégrée dans un système éolienne. L'objectif visé dans ce travail consiste à l'étude de l'apport que pourra apporter à l'application de la commande vectorielle et la commande via la passivité sur la machine asynchrone à double alimentation dans une chaîne de production éolienne.

Ce travail est structuré en quatre chapitres, Ces derniers sont énoncés de la manière suivante :

Le premier chapitre est consacré à des généralités sur l'éolienne, sur la conversion électromagnétique à travers les différents types de génératrices utilisée et les convertisseurs qui leur sont associés. Le troisième chapitre décrit une étude sur la commande via la passivité et leur différente technique (la commande basée sur la passivité à assignement et d'interconnexion (**IDA-PBC**) et la commande basée sur la considération de l'interconnexion et introduction de l'amortissement (**SIDA-PBC**)).

Dans le second chapitre, on présente la modélisation de la génératrice asynchrone double alimentation et l'application de la commande vectorielle en puissance active et réactive statorique à la génératrice asynchrone à double alimentation.

Le quatrième chapitre est un complément du chapitre précédent, consiste à l'application de la commande basée sur la passivité à assignement et d'interconnexion et la commande basée sur la considération de l'interconnexion et introduction de l'amortissement sur les systèmes électrique tel que la génératrice asynchrone à double alimentation.

Nous terminerons ce présent travail par une conclusion générale et quelques perspectives de recherche.

CHAPITRE I

LES SYSTÈMES ÉOLIENS

I Introduction

Depuis l'utilisation du moulin à vent, la technologie des capteurs (aéromoteurs) éoliens n'a cessé d'évoluer. C'est au début des années quarante que de vrais prototypes d'éoliennes à pales profilées ont été utilisés avec succès pour générer de l'électricité. Plusieurs technologies sont utilisées pour capter l'énergie du vent (capteur à axe vertical ou à axe horizontal) et les structures des capteurs sont de plus en plus performantes. Outre les caractéristiques mécaniques de l'éolienne, l'efficacité de la conversion de l'énergie mécanique en énergie électrique est très importante. Là encore, de nombreux dispositifs existent et, pour la plupart, ils utilisent des machines synchrones et asynchrones. Les stratégies de commande de ces machines et leurs éventuelles interfaces de connexion au réseau doivent permettre de capter un maximum d'énergie sur une plage de variation de vitesse de vent la plus large possible, ceci dans le but d'améliorer la rentabilité des installations éoliennes [POI03].

I.1 définition de l'énergie éolienne

L'énergie éolienne est une énergie "renouvelable" non dégradée, géographiquement diffuse, et surtout en corrélation saisonnière (l'énergie électrique est largement plus demandée en hiver et c'est souvent à cette période que la moyenne des vitesses des vents est la plus élevée). De plus, c'est une énergie qui ne produit aucun rejet atmosphérique ni déchet radioactif. Elle est toutefois aléatoire dans le temps et son captage reste assez complexe, nécessitant des mâts et des pales de grandes dimensions (jusqu'à 60 m pour des éoliennes de plusieurs mégawatts) dans des zones géographiquement dégagées pour éviter les phénomènes de turbulences [POI01].

I.2 croissance de l'exploitation de l'énergie éolienne

L'énergie éolienne est la source d'énergie qui croît le plus vite dans le monde. Cette progression est énorme par rapport à d'autres types d'énergies plus traditionnelles, telle que l'énergie nucléaire avec une croissance de 1% ou le charbon qui n'a pas du tout augmenté dans les années 90[POI03]. A l'échelle mondiale, l'énergie éolienne depuis une dizaine d'années maintient une croissance de 30% par an. En Europe, principalement sous l'impulsion Allemande, Scandinave et Espagnole, on comptait en 2000 environ 15000 MW de puissance installée. Ce chiffre a presque doublé en 2003, soit environ 27000 MW de

puissance éolienne installée dans le monde. Selon l'EWEA (European Wind Energy Association), pour l'année 2010, le parc éolien en Europe pourrait atteindre une puissance installée de 70000 MW [BEL05].

I.3 parcs éoliens

Pour implanter un parc éolien, la prospection des sites possibles constitue le premier travail à effectuer pour juger de la capacité de production d'une centrale éolienne. Des relevés météorologiques complets sur les sites présumés doivent être effectués au moins pendant une année pour déterminer la possibilité ou non d'implanter le parc. Non seulement il faut connaître la vitesse moyenne du vent, mais aussi sa variation en fonction de l'altitude. Les cotes, les bords de mers offrent des conditions intéressantes en termes de vent mais il faut aussi tenir compte de l'impact sur le paysage. Pour ces raisons, lorsque c'est possible, des parcs éoliens offshore sont construits. Ces derniers comportent des dizaines d'éoliennes comme on peut le voir sur la figure (I.1) [BOY06].



Figure I.1 : installation d'éoliennes offshore en Mer [BOY06].

I.4 descriptif d'une éolienne

Un aérogénérateur, plus communément appelé éolienne, est un dispositif qui transforme une partie de l'énergie cinétique du vent (fluide en mouvement) en énergie mécanique disponible sur un arbre de transmission puis en énergie électrique par l'intermédiaire d'une génératrice. Il existe plusieurs configurations possibles d'aérogénérateurs qui peuvent avoir des distinctions importantes. Une éolienne est

généralement constituée de trois éléments principaux : la tour ou mat, la nacelle et l'ensemble rotor-pales (voir la figure (I-2)) [POI03].

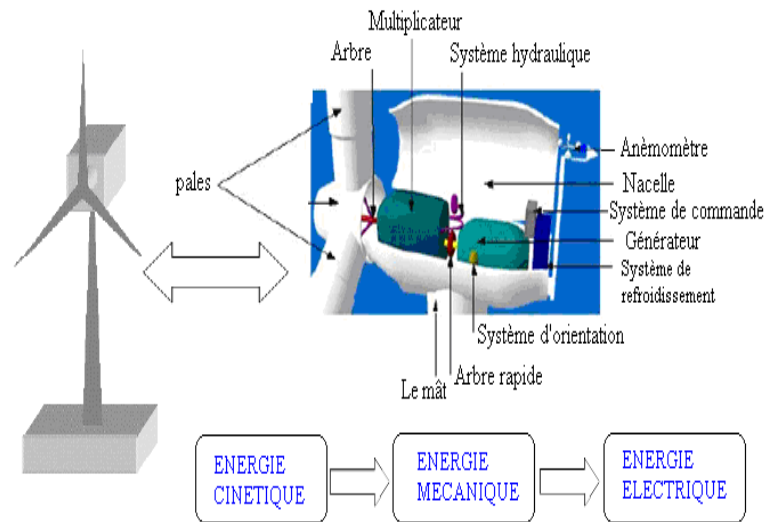


Figure I.2 : éléments constitutifs d'un Aérogénérateur [POI03],[SAL04].

I.4.1 Le Mât

C'est un élément porteur, est généralement un tube conique d'acier ou éventuellement un treillis métallique, doit être le plus haut possible pour éviter les perturbations près du sol. Toutefois, la quantité de matière mise en oeuvre représente un coût non négligeable et le poids doit être limité. La tour à une forme d'un tronc en cône où à l'intérieur sont disposés les câbles de transport d'énergie électrique, les éléments de contrôle, les appareillages de connexion au réseau de distribution ainsi que l'accès à la nacelle[SAL04].

I.4.2 La Nacelle

La nacelle regroupe tous les éléments mécaniques permettant de coupler le rotor éolien au générateur électrique [SAL04].

I.4.2.1 Un arbre lent

Il relie le moyeu au multiplicateur et contient un système hydraulique permettant le freinage aérodynamique en cas de besoin [POI03].

I.4.2.2 Un multiplicateur

Il adapte la vitesse de la turbine éolienne à celle du générateur électrique .Ce multiplicateur est muni d'un frein mécanique a disque actionné en cas d'urgence lorsque le frein aérodynamique tombe en panne ou en cas de maintenance de l'éolienne [POI03].

I.4.2.3 le système de refroidissement

Il comprend généralement un ventilateur électrique utilisé pour refroidir la génératrice et un refroidisseur à huile pour le multiplicateur. Il existe un certain type d'éoliennes comportant un refroidissement à l'eau [SAL04].

I.4.2.4 la génératrice

La fonction première de la génératrice est de transformer l'énergie mécanique disponible sur l'arbre de sortie du multiplicateur en énergie électrique. Cette fonction peut être réalisée au moyen de deux types de machines: une génératrice asynchrone ou alors une génératrice synchrone. De plus un convertisseur de puissance associe éventuellement à la génératrice selon le type (direct ou indirect) de connexion au réseau [POI03].

I.4.2.5 Anémomètre

Les signaux électriques émis par l'anémomètre sont utilisés par le système de control-commande de l'éolienne pour la démarrer lorsque la vitesse du vent atteint approximativement 5m/s. De même le système de commande électrique arrête automatiquement l'éolienne si la vitesse du vent est supérieure à 25m/s pour assurer la protection de l'éolienne [SAL04].

I.4.2.6 le système de control-commande

Il comporte un ordinateur qui surveille en permanence l'état de l'éolienne tout contrôlant le dispositif d'orientation à titre d'exemple en cas de surchauffe du multiplicateur ou de génératrice, le système arrête automatiquement l'éolienne et le signal à l'ordinateur de l'opérateur via un modem téléphonique [SAL04].

I.4.2.7 Système d'orientation

Il existe un système d'orientation pour les éoliennes à axe horizontal pour diriger les pales face au vent. Ces systèmes d'orientation sont à contrôle actif ou à fonctionnement libre.

Les systèmes basés sur le contrôle actif utilisent un moteur pour effectuer la rotation, par contre les systèmes libres se basent sur l'aérodynamique du rotor pour aligner la turbine face au vent [BOU07].

I.4.2.8 Les freins

Dans les applications éoliennes on trouve des freins mécaniques sur l'arbre principal qui lie le générateur aux hélices. Les freins mécaniques ont le même principe que pour une voiture, il y a un disque mis face à des plaquettes de frein qui sont contrôlées par un système hydraulique. Dès que ce système hydraulique est activé les plaquettes sont collées aux disques et créent un couple qui s'oppose au couple de la turbine et cela fait chuter la vitesse. La localisation des freins est importante dans ce cas car si les freins sont mis avant la boîte de vitesses, le couple de freinage demandé est plus grand et la vitesse est plus petite. Or si les freins sont du côté générateur (côté grande vitesse), le couple de freinage demandé est petit et la vitesse est plus grande (plaquettes sont moins usées). Si les freins sont installés du côté générateur, une panne sur la boîte de vitesses se traduit par une déconnection entre les hélices et les freins, dans ce cas les freins ne pourront plus rien pour arrêter les hélices [BOU07].

I.4.3 Le moyeu

Le moyeu présente l'élément de liaison entre les pales et l'arbre mécanique. Il est fabriqué en acier, sa forme physique dépend de la philosophie de construction de la turbine et il présente la première coque qui fait face au vent [BOU07].

I.4.4 Le rotor et les pales

Le rotor de l'aérogénérateur est constitué de pales qui sont elles-mêmes montées sur un moyeu. Le rôle essentiel du rotor est de convertir l'énergie cinétique du vent en énergie mécanique. Le rendement maximal du rotor est d'environ 59%(limite de betz).

La pale est une pièce techniquement difficile à réaliser car elle doit obéir à certaines règles géométriques concernant le profil aérodynamique, mais elle doit aussi être fabriquée avec un matériau suffisamment résistant à une force de pression exercée par le vent et aux agressions extérieures telles que la pollution ou certaines particules qui se trouvent dans l'air [POI03], [SAL04].

I.5 Les différents types d'éoliennes

Selon la disposition géométrique de l'arbre sur lequel est montée l'hélice on classe les éoliennes selon deux types :

I.5.1 Les éoliennes à axe vertical

Les éoliennes à axe vertical ont été les premières structures développées pour produire de l'électricité, paradoxalement en contradiction avec le traditionnel moulin à vent à axe horizontal. Elles possèdent l'avantage d'avoir les organes de commande et le générateur au niveau du sol, donc facilement accessibles [POI03]. En revanche, certaines de ces éoliennes doivent être entraînées au démarrage et le mat souvent très lourd, subit de fortes contraintes mécaniques poussant ainsi les constructeurs ont pratiquement abandonné ces aérogénérateurs (sauf pour les très faibles puissances) au profit d'éoliennes à axe horizontal [SAL04].



Figure I.3 : Les éoliennes à axe vertical [BEL05].

La figure (I-4) montre les principales technologies :

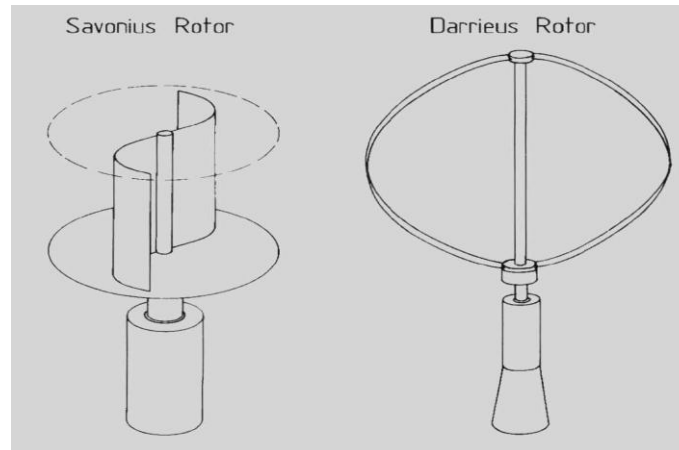


Figure I.4: technologies d'éoliennes à axe vertical [POI03].

I.5.1.1 rotor éolien de savonius

Le aéromoteur de Savonius (du nom de son inventeur, breveté en 1925) dont le fonctionnement est basé sur le principe de "traînée différentielle" utilisé dans les anémomètres : les efforts exercés par le vent sur chacune des faces d'un corps creux sont d'intensité différente, il en résulte alors un couple moteur entraînant la rotation de l'ensemble. L'effet est, ici, renforcé par la circulation d'air entre deux demi cylindres, qui augmente le couple moteur (voir la figure (I-5-a)) [POI03]. Ces systèmes présentent cependant beaucoup plus d'inconvénients que d'avantages dans les réalisations actuelles, en particulier ils nécessitent comme les systèmes à axe horizontal parallèle « au vent » un dispositif d'orientation [KHA07].

I.5.1.2 Le rotor éolien de darrieus

Le rotor à variation cyclique d'incidence dont la structure la plus répandu est celle de Darrieus (ingénieur français qui déposa le brevet au début des années 30). Leur fonctionnement est basé sur le fait qu'un profil placé dans un écoulement d'air selon différents angles est soumis à des forces de direction et d'intensité variables.

La résultante de ces forces génère alors un couple moteur entraînant la rotation du dispositif. Ces forces sont créés par la combinaison de la vitesse propre de déplacement du profil et de la vitesse du vent. Cela signifie que la rotation du dispositif ne peut pas s'amorcer d'elle-même (voir la figure (I-5-b)).

Lorsqu'elle est à l'arrêt, l'éolienne doit donc être lancée par un dispositif annexe [POI03].

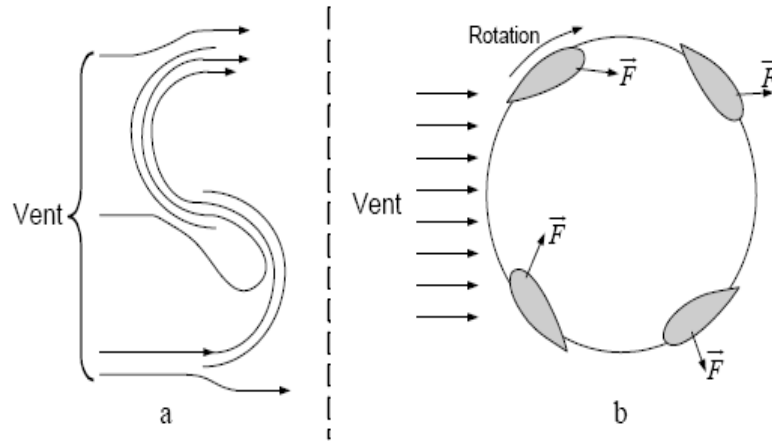


Figure I.5 : principe du rotor de savonius et de l'incidence variable [POI03].

I.5.2 Les éoliennes à axe horizontal

Les éoliennes à axe horizontal sont basées sur la technologie ancestrale (ancienne) des moulins à vent. Elles sont constituées de plusieurs pales profilées aérodynamiquement à la manière des ailes d'avion. Dans ce cas, la portance n'est pas utilisée comme dans un avion pour le maintenir en vol, mais pour générer un couple moteur entraînant la rotation. Le nombre de pales utilisé pour la production d'électricité varie, généralement, entre 1 et 3. Ce type d'éolienne a pris le dessus sur celles à axe vertical car elles représentent un coût moins important, elles sont moins exposées aux contraintes mécaniques et la position du récepteur à plusieurs dizaines de mètres du sol [BOY06].

I.5.2.1 éolienne sous le vent

Ce sont les plus simple du fait que le positionnement du rotor est naturellement et automatiquement en fonction de la direction du vent. Le rotor éolien se situe alors derrière le mât comme le montre la figure (I-6).

Un grand avantage de ce montage réside dans le fait que les pales du rotor peuvent être plus flexibles, ce qui allège donc leur construction et diminue aussi la taille du mât. Pour fort vent, la flexion des pales réduit légèrement (par absorption) l'effort de poussée sur le rotor. Une éolienne sous le vent a donc une construction plus légère qu'un modèle face au vent [BOY06].



Figure I.6: Eolienne sous le vent [BOY06].

I.5.2.2 Eolienne face au vent

Ce sont les plus répandues. Le rotor éolien est orienté dans la direction du vent afin que le vent en amont ne soit pas perturbé par le mât, comme on le voit sur la figure (I-7). A l'arrière du mât, il y a en effet de fortes perturbations du vent, son écoulement étant ralenti par l'obstacle que forme le mât.

Les pales des éoliennes face au vent doivent être rigides pour ne pas risquer de heurter le mât par fort vent. Ceci est l'inconvénient majeur de ce type de structure. En plus, il est obligatoire de munir l'éolienne d'un mécanisme d'orientation afin que le rotor éolien soit toujours tourné face au vent [POI03].



Figure I.7 : Eolienne face de vent [BOY06].

I.6 Le coefficient de puissance

Le coefficient de puissance C_p représente le rapport de la puissance récupérée sur la puissance récupérable. Ce coefficient ne peut dépasser la valeur limite, C'est cette limite théorique appelée limite de Betz qui fixe la puissance maximale extractible pour une vitesse de vent donnée. Cette limite n'est en réalité jamais atteinte et chaque éolienne est définie par 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 [KHA07].

La figure (I-8) représente le coefficient de puissance pour différents types d'éoliennes. Cette figure permet de faire le choix de la turbine qu'il faut ; le choix est en fonction de la caractéristique de la turbine [ABD07].

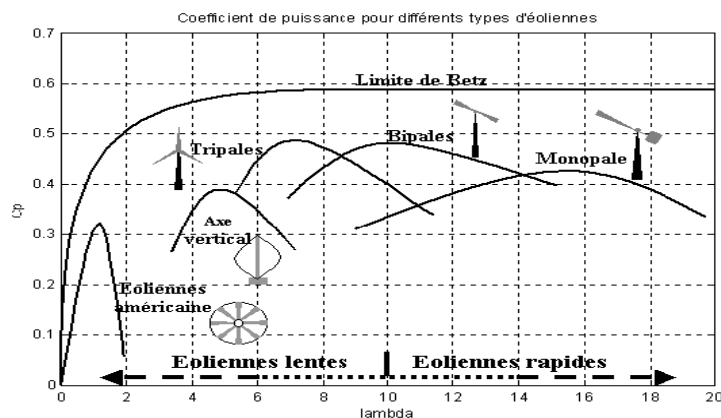


Figure I.8 : Coefficient de puissance pour différents types d'éoliennes [ABD07].

I.7 type de régulation de puissance

La puissance éolienne captée par une aéro turbine est proportionnelle au cube de la vitesse du vent. Il existe une vitesse de vent à partir de laquelle la puissance mécanique transmise par l'aéro turbine est supérieure à la puissance nominale de la machine électrique. Divers éléments de l'aérogénérateur sont dimensionnés en fonction des charges, vitesse de rotation et de puissances correspondantes à cette vitesse de vent. Ces éléments ne peuvent pas supporter des valeurs de ces grandeurs supérieures à certaines limites. Il faut donc limiter la puissance captée par l'aéro turbine lorsque le vent devient trop important [CAM03].

Il y a deux méthodes principales pour contrôler la puissance aérodynamique recueillie par la turbine et ainsi limiter cette puissance lorsque la vitesse du vent est trop élevée.

I.7.1 Système à décrochage aérodynamique " stall "

Le système de limitation de vitesse le plus simple et le moins coûteux est un système de limitation naturelle (intrinsèque à la forme de la pale) dit "stall". Ce dernier utilise le phénomène de décrochage aérodynamique. Lorsque l'angle d'incidence i devient important, c'est à dire lorsque la vitesse du vent dépasse sa valeur nominale V_n , l'aspiration créé par le profil de la pale n'est plus optimale ce qui entraîne des turbulences à la surface extrados de la pale (Figure (I-9)) et par conséquent une baisse du coefficient de puissance. Ceci empêche alors une augmentation de la vitesse de rotation.

Ce système est simple et relativement fiable mais il manque de précision car il dépend de la masse volumique de l'air et de la rugosité des pales, donc de leur état de propreté. Il peut, dans certains cas, être amélioré en autorisant une légère rotation de la pale sur elle même (système "stall actif") permettant ainsi de maximiser l'énergie captée pour les faibles vitesses de vent. Pour les fortes vitesses de vent, la pale est inclinée de façon à diminuer l'angle de calage β et renforcer ainsi l'effet "stall" de la pale. La répercussion des variations de vitesse de vent sur le couple mécanique fournie par l'éolienne est ainsi moins important [BOU07].

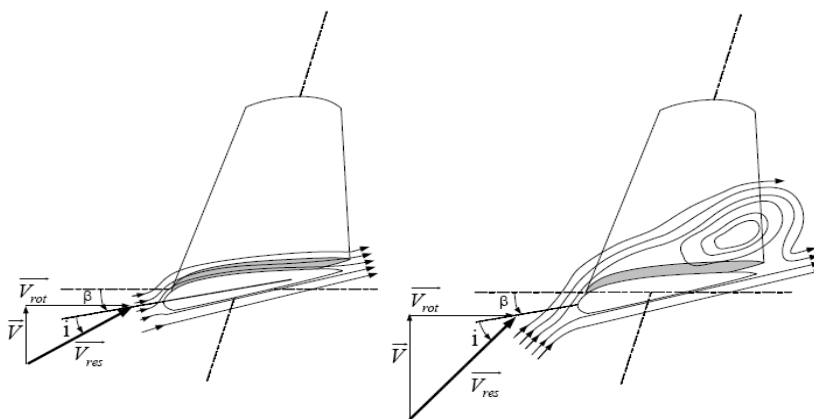


Figure 1.9 : Flux d'air sur un profil de pale " stall "[POI03].

I.7.2 Contrôle de l'angle des pales « pitch control »

Le système de réglage aérodynamique se base sur le principe de l'augmentation de l'angle de calage (Figure (I.10)) ce qui diminue la valeur du facteur de puissance d'où une diminution du rendement de la turbine, ceci empêche l'augmentation de la vitesse de rotation de l'aérogénérateur.

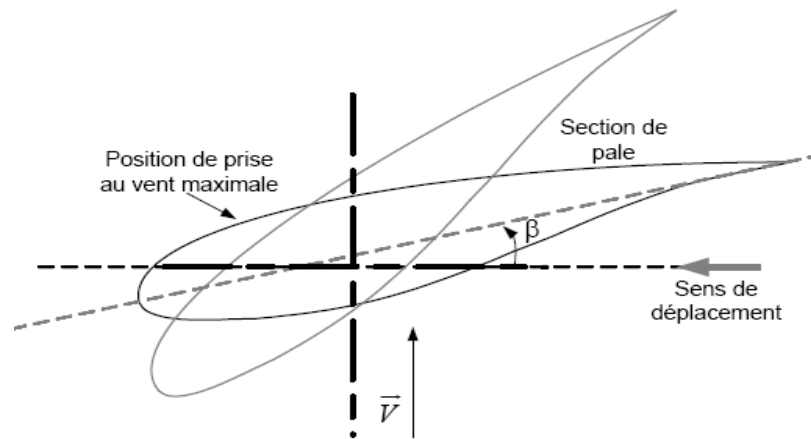


Figure I.10 : Variation de l'angle de calage d'une pale [POI03].

I.8 Modes opérationnels pour une turbine dans la production de l'énergie éolienne

La configuration électrique d'un aérogénérateur a une grande influence sur son fonctionnement. Il y a deux types de structures d'éoliennes différentes qui dépendent du générateur et du système d'électronique de puissance choisi. Ces Structures sont :

- L'éolienne à vitesse fixe.
- L'éolienne à vitesse variable [CAM03].

I.8.1 Éolienne à vitesse fixe

Dans le cas des éoliennes à vitesse fixe, la puissance de la turbine est optimisée pour un seul point de fonctionnement, et le générateur est connecté directement au réseau. Le problème avec ce type d'installation est que les fluctuations sur la vitesse de vent mènent automatiquement à des fluctuations sur le couple, donc des fluctuations de tension. Les principaux avantages de ce type d'installation peuvent être classés comme suit :

- Système électrique plus simple, pas de convertisseur.
- Peu de probabilité d'excitation des fréquences de résonance des éléments de l'éolienne.
- pas besoin d'un système d'électronique de commande.
- moins chère au niveau de l'installation [BOU07].

I.8.2 Éolienne à vitesse variable

De nombreuses études ont montré l'intérêt de la vitesse variable en éolien sur le plan énergétique, y compris dans le petit éolien où le surcoût entraîné par la vitesse variable (du fait de l'électronique de puissance et de réglage supplémentaire) est compensé par le surplus de production.

Mais c'est aussi et surtout sur le plan de la durée de vie des systèmes que se situe l'avantage de la vitesse variable. En effet, les chaînes à vitesse variable sont moins (raides) que les chaînes à vitesse fixe ou presque fixe rigidement couplées au réseau : cette liaison rigide se solde par de fortes oscillations de puissance engendrées par les turbulences. Ces variations sont à la longue nuisibles pour les éléments mécaniques : la vitesse variable permet de mieux lisser la production à travers l'énorme moment d'inertie que constitue la voilure.

La caractéristique générale de la puissance convertie par une turbine éolienne en fonction de sa vitesse est représentée sur la figure (I.11).

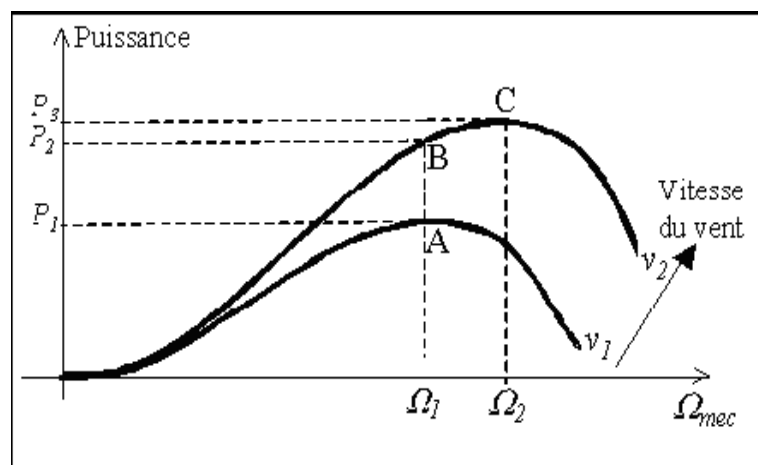


Figure I.11 : Caractéristique de la puissance générée en fonction de la vitesse mécanique et la vitesse du vent [SAL04].

Pour une vitesse de vent v_1 et une vitesse mécanique de la génératrice Ω_1 ; on obtient une puissance nominale P_1 (point A). Si la vitesse du vent passe de v_1 à v_2 , et que la vitesse de la génératrice reste inchangée (cas d'une éolienne à vitesse fixe), la puissance P_2 se trouve sur la deuxième caractéristique (Point B). La puissance maximale se trouve ailleurs sur cette caractéristique (point C). Si on désire extraire la puissance maximale, il est nécessaire de fixer la vitesse de la génératrice à une vitesse supérieure Ω_2 . Il faut donc rendre la vitesse mécanique variable en fonction de la vitesse du vent pour extraire le maximum de la puissance générée.

Les techniques d'extraction maximale de puissance consistent à ajuster le couple électromagnétique de la génératrice pour fixer la vitesse à une valeur de référence (Ω_{ref}) calculée pour optimiser la puissance extraite [SAL04].

I.9 Différentes phases de fonctionnement de l'éolienne à vitesse variable

Il y a quatre phases de fonctionnement (zones) d'une éolienne intégrant une MADA :

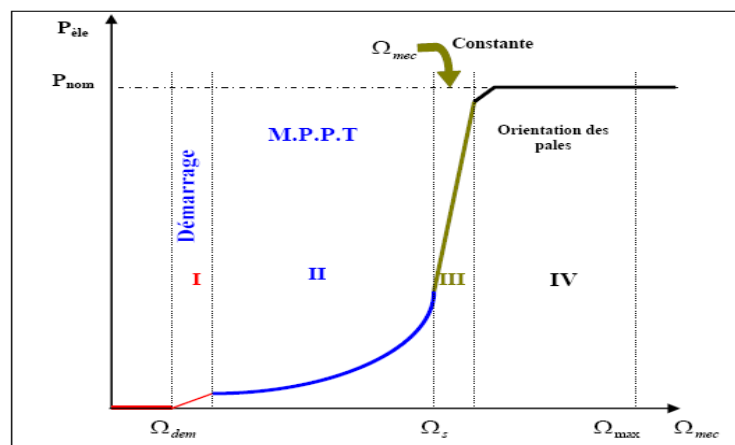


Figure I.12 : Les quatre zones de fonctionnement de la turbine [MER07].

- La phase (zones 01) de démarrage de la machine. La production électrique commence lorsque la vitesse mécanique atteint environ 70% de la vitesse de synchronisme de la génératrice. La puissance électrique reste assez faible.
- Dans la phase (zones 02) l'extraction de la puissance est maximale il s'agit de phase MPPT (Maximum Power Point Tracking). Dans cette zone, la vitesse

mécanique varie et peut atteindre une valeur proche de la vitesse nominale. La puissance électrique augmente rapidement.

Dans cette zone, l'angle de calage des pales β reste constant à sa valeur minimale afin d'obtenir un C_p maximal. La puissance maximale est ainsi obtenue pour chaque valeur de la vitesse mécanique et pour des vitesses de vent moyennes (7-13 m/s environ).

- Dans la phase à vitesse mécanique quasi constante (zones 03), l'angle β de calage des pales varie afin d'obtenir une puissance électrique maximale pour différentes valeurs de vent. C'est le pitch control. La puissance électrique augmente très rapidement jusqu'à sa valeur nominale.
- Dans la phase à puissance constante (zones 04), la vitesse du vent augmente encore, l'angle de calage des pales devient important afin de conserver la puissance électrique constante et nominale.

Par sécurité, si la vitesse du vent devient trop importante et risque d'endommager l'éolienne, l'angle de calage des pales se fixe à 90° . C'est la mise en drapeau qui met fin au fonctionnement de l'éolienne jusqu'à ce que la vitesse du vent devienne moins importante [MER07].

I.10 conversion électromécanique

La production de l'énergie éolienne se base sur le principe de la conversion de l'énergie du vent en énergie mécanique de rotation. Cela se fait grâce à la turbine à axe horizontal décrite précédemment. La conversion de l'énergie mécanique en électrique implique une génératrice couplée à la turbine [BOY06].

I.10.1 Systèmes de génération d'électricité

A travers la littérature spécialisée nous avons rencontré plusieurs types de génératrices adaptées aux éoliennes. Nous avons pu les classer suivant trois variantes citées ci-dessous:

I.10.1.1 Systèmes utilisant la machine asynchrone

Elle représente la configuration la plus répandue dans le monde. L'écoulement du vent dans la turbine étant en constante fluctuation, ce type de machine offre la possibilité de travailler à vitesse variable tout en respectant les contraintes de fréquence et de tension.

I.10.1.2 Systèmes utilisant la machine synchrone

Le stator de cette machine est relié à une interface électronique composée d'un circuit électronique permettant d'assurer la circulation du flux de puissance entre la machine et le réseau. Le convertisseur est dimensionné pour la totalité de la puissance nominale, il est un fort puissant et il est plus chers [POI03].

I.10.1.3 Systèmes utilisant des machines spéciales

Ce type de machines est communément appelé machines à reluctance variable. Elles peuvent être excitées par les courants triphasés au stator ou ne pas l'être. Ce type de machine reste à l'état de prototype et ne satisfait pas les critères de l'industrialisation [POI03].

I.10.2 Utilisation de MADA dans la conversion électromécanique

Contrairement aux machines asynchrones à cage ou aux machines synchrones qui sont contraintes à fonctionner à la vitesse du synchronisme ou dans son voisinage, la MADA est une machine dont la vitesse de fonctionnement est située sur une certaine plage de variation. Par cette caractéristique intéressante, la MADA connaît un succès grandissant dans le domaine de la conversion électromécanique [BOY06].

I.10.2.1 Structure des machines asynchrones à double alimentation

La machine asynchrone à double alimentation (MADA) utilisée comme génératrice doit être connectée au réseau par le stator et le rotor ; elle est utilisée dans la plupart des projets de centrale éolienne, elle offre de grands avantages de fonctionnement par le fait qu'elle fournit de l'énergie pour une certaine plage de vitesses de vent. Son circuit statorique est connecté directement au réseau électrique ; alors que le rotor est relié au réseau mais par l'intermédiaire de convertisseurs de puissance.

Etant donné que la puissance rotorique transitée est moindre, le coût des convertisseurs s'en trouve réduit en comparaison avec une éolienne à vitesse variable alimentée au stator par des convertisseurs de puissance. C'est la raison principale pour laquelle on trouve cette génératrice pour la production en forte puissance [POI03].

I.10.2.2 Les différents types de Machine Asynchrone à Double

Alimentation

Il existe plusieurs types de machines asynchrones à double alimentation que nous allons décrire ci-dessous :

I.10.2.2.1 Machine asynchrone à double alimentation à énergie rotorique dissipée

Cette configuration à vitesse variable est représentée sur la figure (I-13), le stator est connecté directement au réseau et le rotor est connecté à un redresseur. Une charge résistive est alors placée en sortie du redresseur par l'intermédiaire d'un hacheur à IGBT ou GTO. Le contrôle de l' IGBT permet de faire varier l'énergie dissipée par le bobinage rotorique et de fonctionner à vitesse variable en restant dans la partie stable de la caractéristique couple/vitesse de la machine asynchrone. Le glissement est ainsi modifié en fonction de la vitesse de rotation du moteur [KHA07].

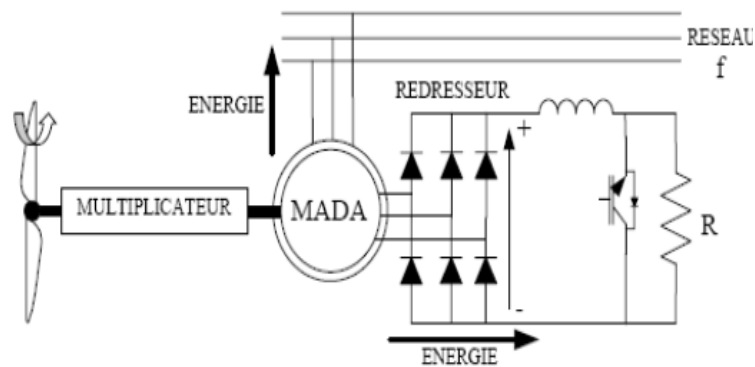


Figure I.13 : MADA avec contrôle du glissement par dissipation de l'énergie rotorique [KHA07].

Si le glissement devient important, la puissance extraite du rotor est élevée et elle est entièrement dissipée dans la résistance R, ce qui nuit au rendement du système. De plus cela augmente la puissance transitant dans le convertisseur ainsi que la taille de la résistance.

I.10.2.2 Machine asynchrone à double alimentation : structure de Kramer

Dans le but de réduire les pertes d'énergie dues à la structure du système précédent, le hacheur et la résistance sont remplacés par un onduleur qui renvoie l'énergie de glissement vers le réseau (structure de Kramer) (figure I-14).

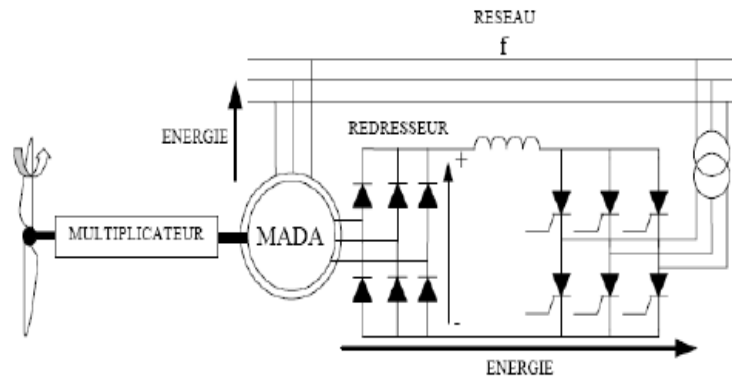


Figure I.14: MADA, structure Kramer [KHA07].

L'ensemble redresseur-onduleur est alors dimensionné pour une fraction de la puissance nominale de la machine. Ce système est avantageux et il permet de réduire la taille du convertisseur par rapport à la puissance nominale de la machine. Afin de respecter cette contrainte, le glissement est maintenu inférieur à 30%. L'utilisation de thyristors pour l'onduleur nuit au facteur de puissance, de plus le redresseur est unidirectionnel (transfert d'énergie uniquement du rotor de la machine vers le réseau) donc le système ne peut produire de l'énergie que pour des vitesses de rotation supérieures à celle du synchronisme. Cette solution n'est plus utilisée, au profit de la structure de Scherbius avec convertisseurs à IGBT [KHA07].

I.10.2.2.3 Machine Asynchrone à Double Alimentation : Structure de Scherbius avec cycloconvertisseur

Afin d'autoriser un flux d'énergie bidirectionnel entre le rotor et le réseau, l'association redresseur-onduleur peut être remplacée par un cycloconvertisseur (Figure (I-15)), l'ensemble est alors appelé structure de Scherbius.

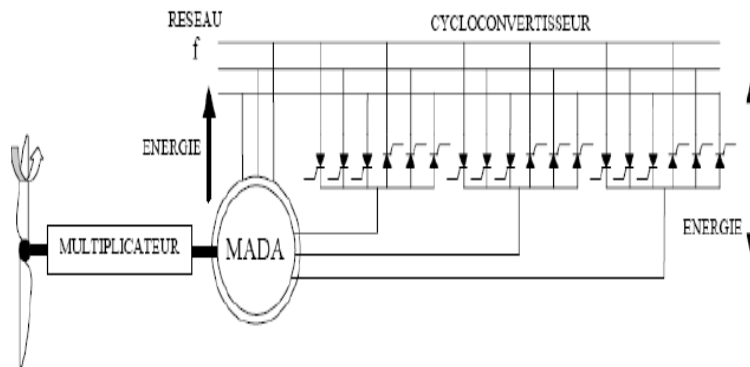


Figure I.15: Structure de Scherbius avec cycloconvertisseur [SAL04].

La plage de variation de vitesse est doublée par rapport à la structure de la figure (I-14). En effet si la variation du glissement doit rester inférieure à 30% pour maintenir l'efficacité du système, cette variation peut être positive (fonctionnement hyposynchrone) ou négative (fonctionnement hypersynchrone) [SAL04].

I.10.2.2.4 Machine asynchrone à double alimentation : structure de Scherbius avec convertisseurs MLI

Cette configuration (figure (I-16)) a les mêmes caractéristiques que la structure de Scherbius avec cycloconvertisseur. Toutefois les interrupteurs utilisés ici (transistors IGBT) peuvent être commandés à l'ouverture et à la fermeture et leur fréquence de commutation est plus élevée que celle des GTO. L'utilisation de ce type de convertisseur permet d'obtenir des allures de signaux de sortie en Modulation de Largeur d'Impulsions dont la modularité permet de limiter les perturbations en modifiant le spectre fréquentiel du signal (rejet des premiers harmoniques non nuls vers les fréquences élevées).

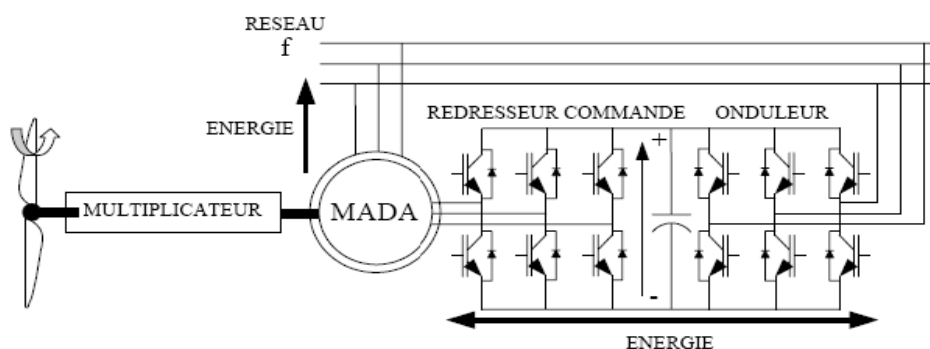


Figure I.16: structure de Scherbius avec convertisseurs MLI [SAL04].

Toutefois, malgré la présence de contacts glissants qui doivent être entretenus et remplacés périodiquement, la conception de cette machine est plus conventionnelle et plus simple que les autres types de MADA. Plusieurs études récentes, confirmées par des réalisations industrielles, montrent la viabilité de ce dispositif dans un système éolien à vitesse variable.

La bi-directionnalité du convertisseur rotorique autorise les fonctionnements hyper et hyposynchrone et le contrôle du facteur de puissance côté réseau. Si le glissement reste inférieur à $\pm 30\%$ autour du synchronisme, le convertisseur est alors dimensionné pour un tiers de la puissance nominale de la machine et ses pertes représentent moins de 1% de cette puissance. De plus, le fonctionnement hypersynchrone permet de produire de l'énergie du stator vers le réseau mais également du rotor vers le réseau [BOU07].

I.10.2.3 Fonctionnement en génératrice à vitesse variable

La figure (I-17) montre les différentes configurations de fonctionnement de la machine asynchrone à double alimentation dont le stator est relié directement au réseau et dont le rotor est relié au réseau par l'intermédiaire d'un convertisseur. P_{RES} est la puissance délivrée au réseau ou fournie par le réseau, P_s la puissance transitant par le stator, P_R la puissance transitant par le rotor, et P_{MEC} la puissance mécanique. Lorsque la machine fonctionne en moteur, la puissance est fournie par le réseau. Si la vitesse de rotation est inférieure au synchronisme, "la puissance de glissement" est renvoyée sur le réseau, c'est la cascade hyposynchrone. En mode moteur hypersynchrone, une partie de la puissance absorbée par le réseau va au rotor et est convertie en puissance mécanique.

En fonctionnement générateur, le comportement est similaire, la puissance fournie à la machine par le dispositif qui l'entraîne est une puissance mécanique. En mode hyposynchrone, une partie de la puissance transitant par le stator est réabsorbée par le rotor. En mode hypersynchrone, la totalité de la puissance mécanique fournie à la machine est transmise au réseau aux pertes près. Une partie de cette puissance correspondant à ($g.P_{MEC}$) est transmise par l'intermédiaire du rotor.

Pour une utilisation dans un système éolien, les quadrants 3 et 4 sont intéressants. En effet si la plage de variation de vitesse ne dépasse pas $\pm 30\%$ en deçà ou au delà de la vitesse de synchronisme (ce qui représente un compromis entre la taille du convertisseur et la plage de variation de vitesse), la machine est capable de débiter une puissance allant de 0,7 à 1,3 fois la puissance nominale. Le convertisseur est alors dimensionné pour faire

transiter uniquement la puissance de glissement c'est à dire au maximum 0,3 fois la puissance nominale de la machine [POI03].

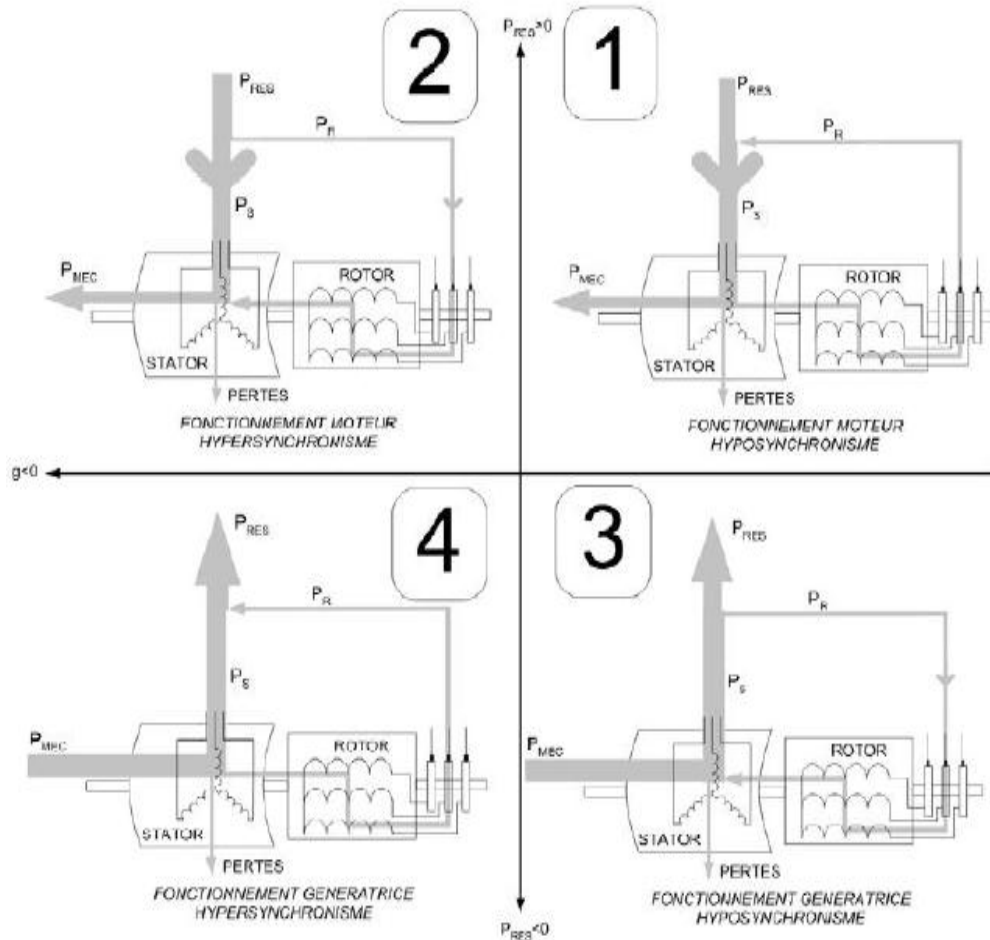


Figure I.17 : Les différents modes de fonctionnement de la MADA [BOY06].

I.10.2.4 Application de la MADA dans le domaine éolien

Tel qu'il a été illustré dans la partie portant sur la conversion de l'énergie éolienne, il a été montré que la puissance produite par la turbine dépend de sa vitesse de rotation et de la vitesse du vent. Sachant que cette dernière n'est guère constante dans la nature, une utilisation à vitesse variable est imposée pour positionner le fonctionnement sur le point optimale de production de la puissance (Figure (1-18)) [POI03].

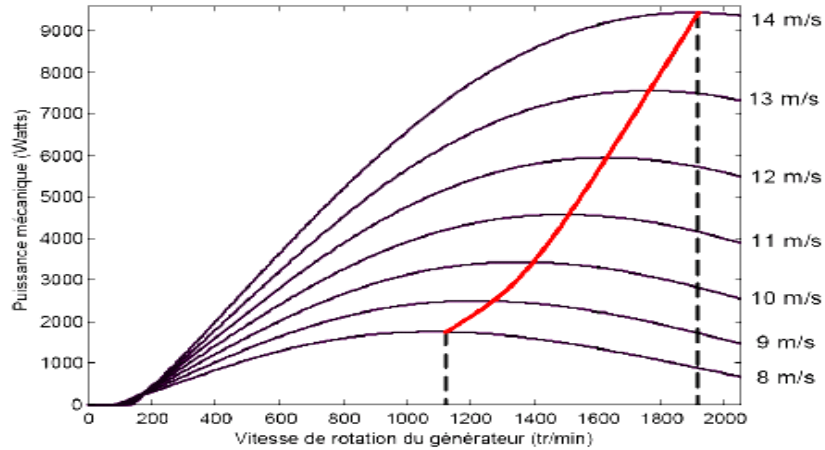


Figure I.18 : Puissance produite par la turbine [POI03].

La MADA devient la solution adaptée à ce genre d'application vu sa capacité à fonctionner dans une large gamme de vitesse. Elle est d'autant plus intéressante dans le cas où la puissance produite n'est pas écartée en atteignant la puissance nominale de la machine. (Figure (I.19))[POI03].

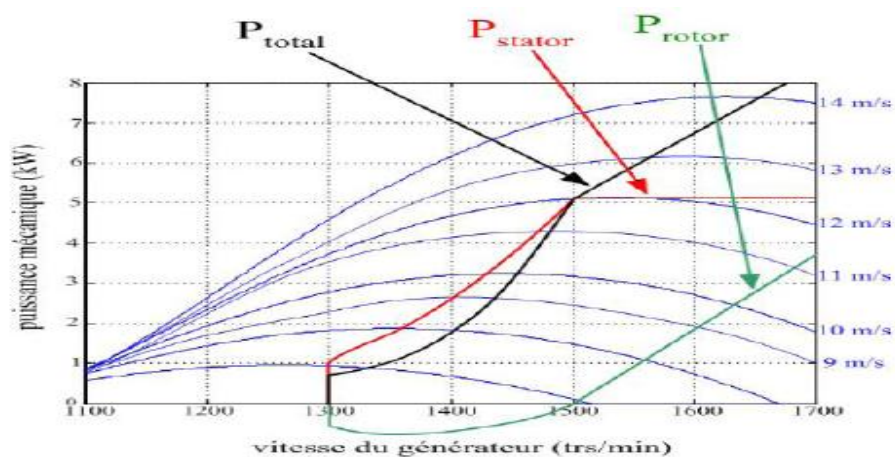


Figure I.19 : Puissance produite par la MADA en fonction de la vitesse du vent [POI03].

I.11 Modélisation d'une éolienne

Sur l'arbre de l'éolienne il y a la turbine éolienne, le multiplicateur de vitesse et le rotor du générateur. La turbine éolienne se compose de plusieurs pales fixes ou orientables. Les 80% des fabricants fabriquent des turbines tripales pour des raisons de stabilité, de poids et de fluctuations mécaniques. La turbine éolienne, en général, tourne à une vitesse

nominale de 25 à 40 (tr/mn). Le multiplicateur adapte la vitesse de la turbine éolienne à celle du générateur électrique qui tourne à environ 1500 (tr/mn) [ABD07].

La partie mécanique de la turbine comprend trois pales orientables et de longueur R . Elles sont fixées sur un arbre d'entraînement tournant à une vitesse $\Omega_{turbine}$ qui est relié à un multiplicateur de gain G . Ce multiplicateur entraîne une génératrice électrique.

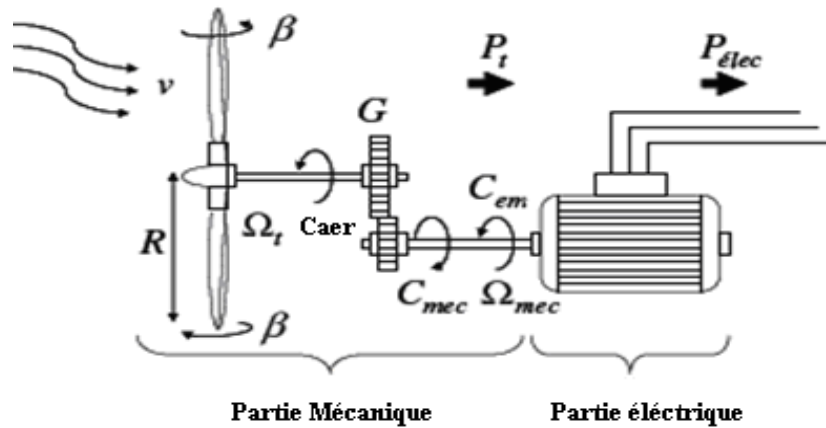


Figure I.20: Configuration d'une éolienne [ABU08].

La puissance cinétique du vent à travers un disque éolien de rayon R (en.m), est donnée par la relation suivante [MER07] :

$$P_v = \frac{1}{2} \rho S V_v^3 \quad (I-1)$$

S : est la surface circulaire balayée par la pale, le rayon du cercle est déterminée par la longueur de la pale ($S = \pi \cdot R^2$).

ρ : Masse volumique de l'air (celle-ci est de 1,25 Kg/m en atmosphère normale).

V_v : est la vitesse du vent (en m/s).

La puissance aérodynamique apparaissant au niveau du rotor de la turbine s'écrit alors [SAL04] :

$$P_{aer} = C_p \cdot P_v = C_p(\lambda, \beta) \cdot \frac{\rho \cdot S \cdot V_v^3}{2} \quad (I-2)$$

Le coefficient de puissance C_p représente le rendement aérodynamique de la turbine éolienne. Il dépend de la caractéristique de la turbine. La figure (I-21) représente la

variation de ce coefficient en fonction du ratio de vitesse λ , et de l'angle de l'orientation de la pale β .

Le ratio de vitesse est défini comme le rapport entre la vitesse linéaire de bout de pale et la vitesse du vent :

$$\lambda = \frac{\Omega_{turbine} \cdot R}{V_v} \quad (\text{I-3})$$

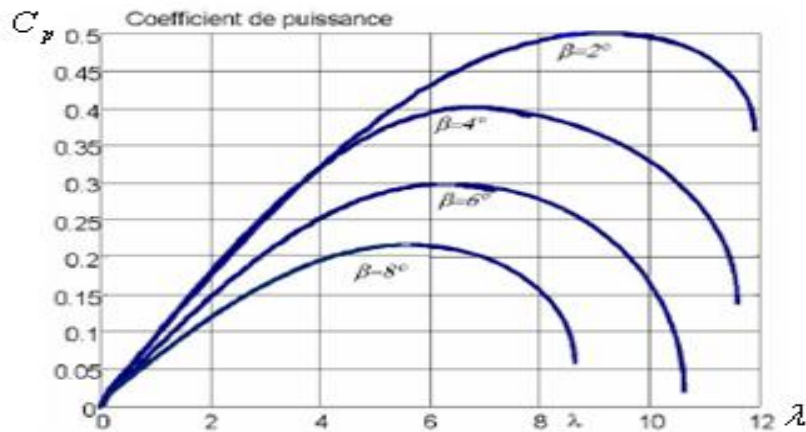


Figure I.21 : Coefficient aérodynamique en fonction du ratio de vitesse de la turbine (λ) [SAL04]

Connaissant la vitesse de la turbine, le couple aérodynamique est donc directement déterminé par :

$$C_{aer} = \frac{P_{aer}}{\Omega_{turbine}} = C_p \cdot \frac{\rho \cdot S \cdot V_v^3}{2} \cdot \frac{1}{\Omega_{turbine}} \quad (\text{I-4})$$

Pour notre exemple d'éolienne, le coefficient de puissance C_p est donné par la relation suivante :

$$C_p = 7,9563 \cdot 10^{-5} \cdot \lambda^5 - 17,375 \cdot 10^{-4} \cdot \lambda^4 + 9,86 \cdot 10^{-4} \cdot \lambda^4 + 9,86 \cdot 10^{-3} \cdot \lambda^{-3} - 9,4 \cdot 10^{-2} + 10^{-3} \quad (\text{I-5})$$

I.11.1 Modèle du multiplicateur

Le multiplicateur adapte la vitesse (lente) de la turbine à la vitesse de la génératrice (figure (I.20)). Ce multiplicateur est modélisé mathématiquement par les équations suivantes:

$$C_g = \frac{C_{aer}}{G} \quad (I-6)$$

$$\Omega_{turbine} = \frac{\Omega_{mec}}{G} \quad (I-7)$$

I.11.2 Equation dynamique de l'arbre

La masse de la turbine éolienne est reportée sur l'arbre de la turbine sous la forme d'une inertie $J_{turbine}$ et comprend la masse des pales et la masse du rotor de la turbine. Le modèle mécanique proposé considère l'inertie totale J_t constituée de l'inertie de la turbine reportée sur le rotor de la génératrice et de l'inertie de la génératrice [SAL04].

$$J_t = \frac{J_{turbine}}{G^2} + J_{mach}$$

Il est à noter que l'inertie du rotor de la génératrice est très faible par rapport à l'inertie de la turbine reportée par cet axe. L'équation fondamentale de la dynamique permet de déterminer l'évolution de la vitesse mécanique à partir du couple mécanique total (C_{mec}) appliqué au rotor :

$$J_t \cdot \frac{d\Omega_{mec}}{dt} = C_{mec} \quad (I-8)$$

Où J_t est l'inertie totale qui apparaît sur le rotor de l'aérogénérateur. Ce couple mécanique prend en compte, le couple électromagnétique C_{em} produit par la génératrice, le couple des frottements visqueux C_{vis} , et le couple issu du multiplicateur C_g .

$$C_{mec} = C_g - C_{em} - C_{vis} \quad (I-9)$$

Le couple résistant du aux frottements est modélisé par un coefficient de frottements visqueux C_f :

$$C_{vis} = C_f \cdot \Omega_{mec} \quad (I-10)$$

Une représentation globale du modèle de cette turbine est montrée à la figure (I-23).

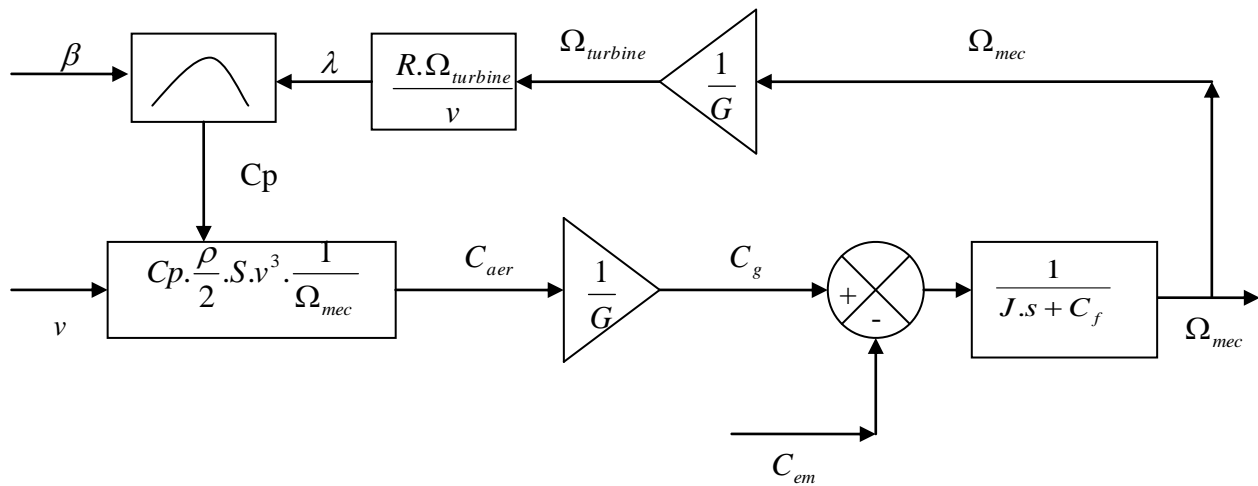


Figure I.23 : Schéma bloc du modèle de la turbine.

La figure montre que la vitesse de la turbine peut être contrôlée par action sur deux entrées: l'angle de la pale et le couple électromagnétique de la génératrice. La vitesse du vent est considérée comme une entrée perturbatrice à ce système.

I.12 Techniques d'extraction du maximum de la puissance

L'équation (I.2) quantifie la puissance capturée par la turbine éolienne. Cette puissance peut être essentiellement maximisée en ajustant le coefficient C_p . Ce coefficient étant dépendant de la vitesse de la génératrice (ou encore du ratio de vitesse λ), l'utilisation d'une éolienne à vitesse variable permet de maximiser cette puissance. Il est donc nécessaire de concevoir des stratégies de commande permettant de maximiser la puissance électrique générée (donc le couple) en ajustant la vitesse de rotation de la turbine à sa valeur de référence quel que soit la vitesse du vent considérée comme grandeur perturbatrice [SAL04].

Dans cette partie, nous présenterons différentes stratégies pour contrôler le couple électromagnétique (et indirectement la puissance électromagnétique convertie) afin de régler la vitesse mécanique de manière à maximiser la puissance électrique générée. Ce principe est connu sous la terminologie « *Maximum power point Tracking* » (M.P.P.T) et correspond à la zone 2 de la caractéristique de fonctionnement de l'éolienne.

On distingue deux familles de structures de commande:

- Le contrôle par asservissement de la vitesse mécanique.

- Le contrôle sans asservissement de la vitesse mécanique.

Dans ce chapitre nous utilisons le contrôle par asservissement de la vitesse mécanique.

I.12.1 Maximisation de la puissance avec asservissement de la vitesse

Le vent est une grandeur stochastique, de nature très fluctuante. Les fluctuations du vent constituent la perturbation principale de la chaîne de conversion éolienne et créent donc des variations de puissance [SAL04].

Pour cette étude, on supposera que la machine électrique et son variateur sont idéaux et donc, quelle que soit la puissance générée, le couple électromagnétique développé est à tout instant égal à sa valeur de référence.

$$C_{em} = C_{em-ref} \quad (\text{I-11})$$

Les techniques d'extraction du maximum de puissance consistent à déterminer la vitesse de la turbine qui permet d'obtenir le maximum de puissance générée. Plusieurs dispositifs de commande peuvent être imaginés.

Comme expliqué dans cette partie (I.11.1), la vitesse est influencée par l'application de trois couples : un couple éolien, un couple électromagnétique et un couple résistant. En regroupant l'action ces trois couples, la vitesse mécanique n'est plus régie que par l'action de deux couples, le couple issu du multiplicateur C_g et le couple électromagnétique C_{em} :

$$\frac{d\Omega_{mec}}{dt} = \frac{1}{J_t} (C_g - C_f \Omega_{mec} - C_{em}) \quad (\text{I-12})$$

La commande consiste à régler le couple apparaissant sur l'arbre de la turbine de manière à fixer sa vitesse à une référence. Pour réaliser ceci, obligent à l'utilisation d'un asservissement de la vitesse. Le couple électromagnétique de référence C_{em-ref} permettant d'obtenir une vitesse mécanique de la génératrice égale à la vitesse de référence Ω_{ref} est obtenu par une relation inverse indirecte :

$$C_{em-ref} = REG.(\Omega_{ref} - \Omega_{mec}) \quad (\text{I-13})$$

Où :

- REG est le régulateur de vitesse.

- Ω_{ref} : est la vitesse mécanique de référence.

Cette vitesse de référence dépend de la vitesse de la turbine à fixer ($\Omega_{turbine-ref}$) pour maximiser la puissance extraite. En prenant en compte le gain du multiplicateur, on a donc:

$$\Omega_{ref} = G.\Omega_{turbine-ref} \quad (I-14)$$

La référence de la vitesse de la turbine correspond à celle correspondant à la valeur optimale du ratio de vitesse, λ_{Cpmax} permettant d'obtenir la valeur maximale du C_p .

Elle est obtenue à partir de l'inversion de l'équation (I-3) :

$$\Omega_{turbine-ref} = \frac{\lambda_{Cpmax} \cdot v}{R} \quad (I-15)$$

L'action du correcteur de vitesse doit accomplir deux tâches :

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

La représentation simplifiée sous forme de schéma blocs est représentée dans la Figure (I-24).

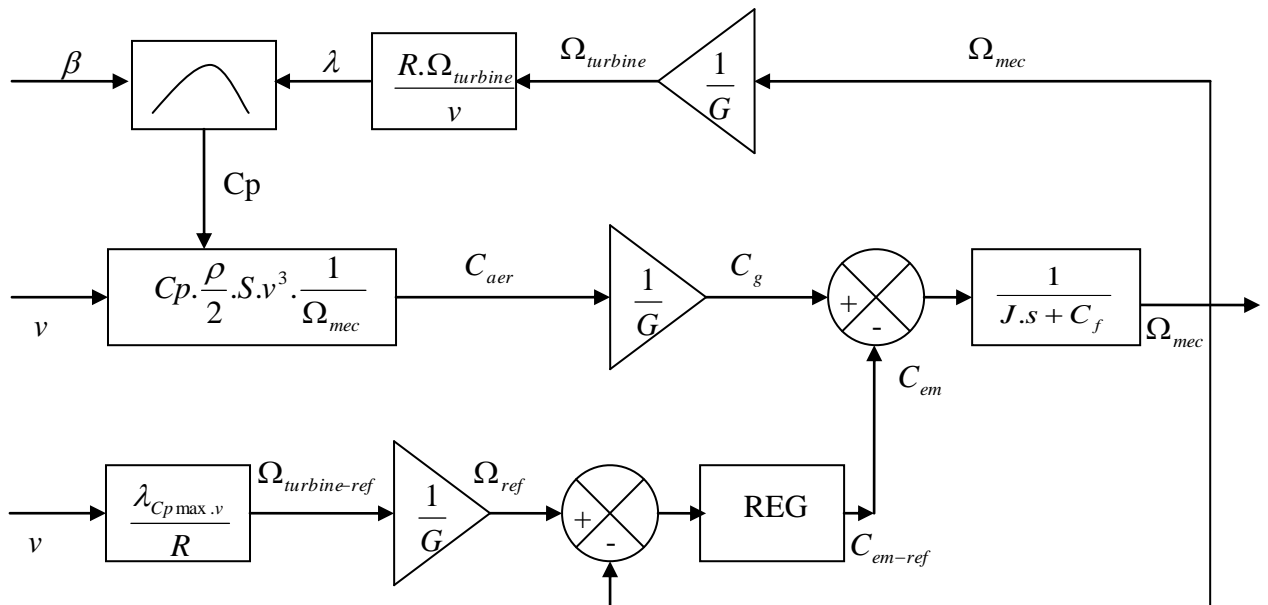


Figure I.24:schéma bloc de la maximisation de la puissance extraite avec asservissement de la vitesse.

I.12.2 Simulation et interprétation

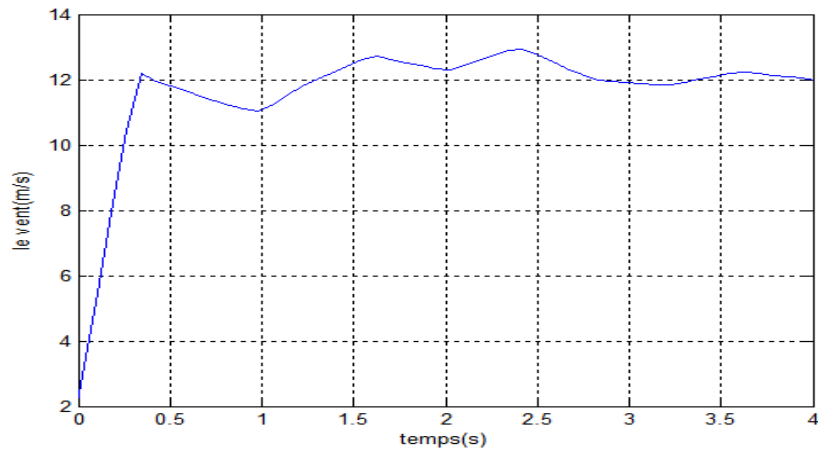


Figure I.25 : profil de vent

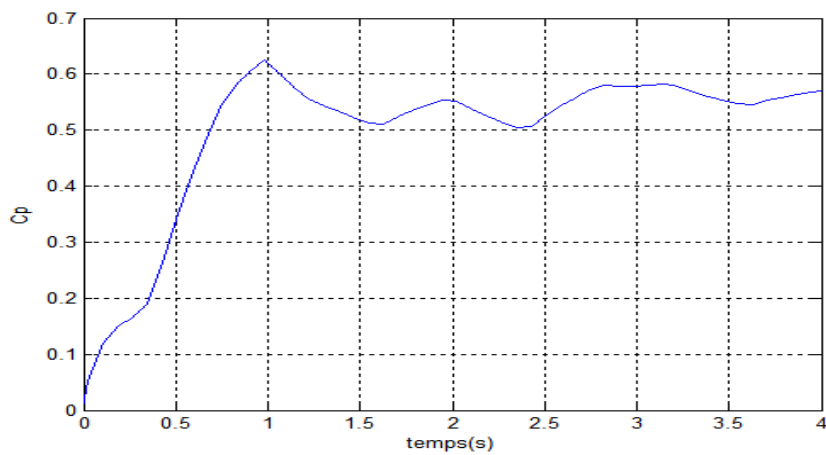


Figure I.26 : le coefficient de puissance.

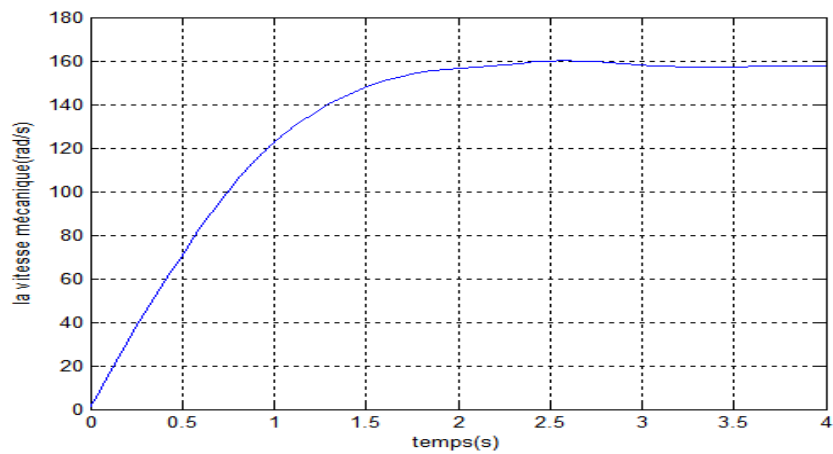


Figure I.27 : la vitesse de rotor.

- La figure (I-25) présente le profil de vent qui sera appliqué pour la turbine. A partir de $t=0.3s$, la vitesse du vent aura de valeur moyenne 12 m/s.
- La figure (I-27) montre le coefficient de puissance obtenu par le profil du vent présente sur la figure (I-25), nous pouvons remarquer que celui-ci est dans le voisinage de sa valeur maximale théorique. Ce coefficient de puissance est obtenu pour un angle de calage β fixe ($\beta = 0$).

I.13 Conclusion

Ce chapitre nous a permis d'étudier un panel de solutions électrotechniques possibles pour la production d'énergie électrique grâce à des turbines éoliennes. Après un rappel des notions élémentaires nécessaires à la compréhension de la chaîne de conversion de l'énergie cinétique du vent en énergie électrique, les différents types d'éoliennes et leur mode de fonctionnement (calage variable ou décrochage aérodynamique) ont été décrits.

Dans un second lieu nous avons présenté un état de l'art décrivant les génératrices électriques ayant fait l'objet d'études et recherches pour la production d'énergie par éolienne.

Enfin nous avons établi un modèle mathématique de la turbine à partir de ses équations caractéristiques et la simulation de la partie mécanique.

Dans ce qui suit nous allons étudier les générateurs les plus utilisés dans la conversion de l'énergie mécanique de la turbine en énergie électrique, notamment les machines asynchrones à double alimentation.

CHAPITRE II

MODELISATION ET STRATEGIE DE COMMANDE DE LA GADA

II Introduction

Nous avons vu dans le chapitre précédent que pour tirer le maximum de puissance éolienne, la génératrice doit fonctionner à vitesse variable. Après avoir présenté les différentes chaînes de conversion, nous sommes orientés vers le choix d'une machine asynchrone à double alimentation afin de permettre une production optimale d'électricité quelles que soient la vitesse de vent.

II.1 Modélisation de la machine asynchrone à double alimentation

Le modèle de la MADA est équivalent au modèle de la machine asynchrone à cage sauf que son rotor est également alimenté en triphasé.

II.1.1 Modèle de la machine asynchrone à double alimentation dans le plan ABC

La machine asynchrone à double alimentation peut être modélisée par six équations électriques et une équation dynamique du rotor. Elle peut être schématisée par la figure (II.1). Les phases désignées par a, b, c sont pour le stator et A, B, C pour le rotor. L'angle électrique θ définit la position relative instantanée entre les axes magnétiques des phases statoriques et rotoriques [ELB09].

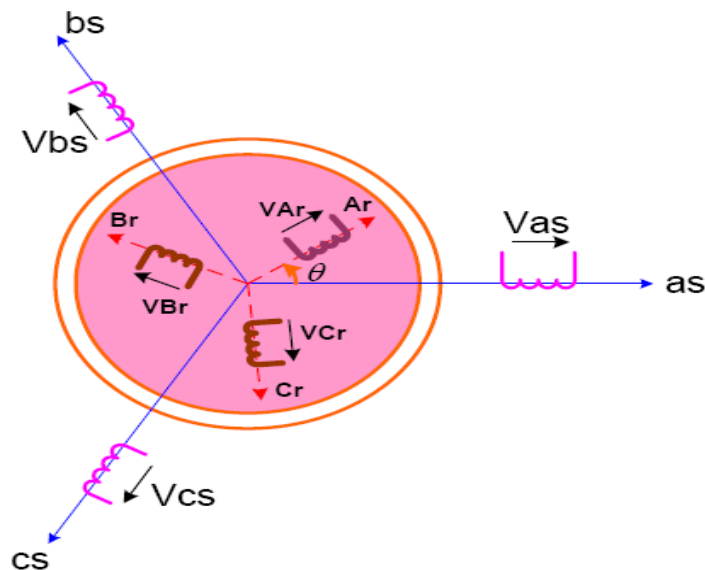


Figure II.1: Représentation de la Machine asynchrone à double alimentation

II.1.1.1 Hypothèses simplificatrices

La machine asynchrone à double alimentation (MADA), avec la répartition de ses enroulements et sa géométrie propre est très complexe pour se prêter à une analyse tenant compte de sa configuration exacte. De ce fait, la mise en équations nous impose certaines hypothèses simplificatrices, dans le but d'établir un modèle simple [CHA03] :

- La machine est de constitution symétrique.
- On suppose que le circuit magnétique est parfaitement feuilleté au stator et au rotor (seuls les enroulements sont parcourus par des courants) et que la densité de courant dans la section des conducteurs élémentaires peut être considérée comme uniforme (absence d'effet pelliculaire).
- Les résistances des enroulements ne varient pas avec la température.
- On suppose que le circuit magnétique n'est pas saturé, condition nécessaire pour considérer les flux comme fonction linéaire des courants.
- On considère que la force magnétomotrice créée par chacune des phases statoriques et rotoriques est à répartition sinusoïdale.
- L'entrefer est d'épaisseur uniforme et l'effet d'encoche est négligé, les inductances propres sont constantes et les inductances mutuelles sont des fonctions sinusoïdales de l'angle entre les axes rotoriques et statoriques.

II.1.1.2 Equations électriques de la machine asynchrone a double alimentation

Les enroulements illustrés par la figure (II.1) obéissent aux équations électriques qui s'écrivent sous la forme matricielle suivante [ELB09], [AZA08]:

$$[V_s] = [R_s][i_s] + \frac{d}{dt}[\Phi_s] \quad (\text{II-1})$$

$$[V_r] = [R_r][i_r] + \frac{d}{dt}[\Phi_r] \quad (\text{II-2})$$

Où :

R_s : est la résistance d'une phase statorique.

R_r : est la résistance d'une phase rotorique.

Les matrices suivantes représentent respectivement :

- $[V_s] = [V_{as} \ V_{bs} \ V_{cs}]^t$: le vecteur des tensions statoriques.
- $[i_s] = [i_{as} \ i_{bs} \ i_{cs}]^t$: le vecteur des courants statoriques.
- $[\Phi_s] = [\Phi_{as} \ \Phi_{bs} \ \Phi_{cs}]^t$: le vecteur des flux statoriques.

On définit de même, par changement d'indices, les vecteurs rotoriques :

- $[V_r] = [V_{Ar} \ V_{Br} \ V_{Cr}]^t$: le vecteur des tensions rotoriques.
- $[i_r] = [i_{Ar} \ i_{Br} \ i_{Cr}]^t$: le vecteur des courants rotoriques.
- $[\Phi_r] = [\Phi_{Ar} \ \Phi_{Br} \ \Phi_{Cr}]^t$: le vecteur des flux rotoriques.

Avec :

$$[R_s] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \quad ; \quad R_r = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix}$$

II.1.1.3 Equations magnétiques

Les équations des flux totalisés couplés avec les phases statoriques et rotoriques, sont données par les expressions suivantes [ELB09] :

Pour le stator :

$$[\Phi_s] = [L_{ss}][i_s] + [M_{sr}][i_r] \quad (\text{II-3})$$

$$[\Phi_r] = [L_{rr}][i_r] + [M_{rs}][i_s] \quad (\text{II-4})$$

Où :

$[L_{ss}]$: est la matrice des inductances statoriques, elle est donnée par :

$$[L_{ss}] = \begin{bmatrix} l_s & M_s & M_s \\ M_s & l_s & M_s \\ M_s & M_s & l_s \end{bmatrix}$$

$[L_{rr}]$: est la matrice des inductances rotoriques, elle est donnée par :

$$[L_{rr}] = \begin{bmatrix} l_r & M_r & M_r \\ M_r & l_r & M_r \\ M_r & M_r & l_r \end{bmatrix}$$

et

$[M_{sr}]$: est la matrice des inductances mutuelles, entre le stator et le rotor, elle est donnée par :

$$[M_{sr}] = m_{sr} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta + 2\frac{\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - 2\frac{\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta - 2\frac{\pi}{3}\right) & \cos(\theta) & \cos\left(\theta + 2\frac{\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta + 2\frac{\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - 2\frac{\pi}{3}\right) & \cos(\theta) \end{bmatrix}$$

Avec :

l_s : C'est l'inductance propre d'une phase statorique.

M_s : C'est l'inductance mutuelle entre deux phases statoriques.

l_r : C'est l'inductance propre d'une phase rotorique.

M_r : C'est l'inductance mutuelle entre deux phases rotoriques.

m_{sr} : C'est l'inductance mutuelle maximale entre une phase statorique et une phase rotorique.

En introduisant les équations (II-3) et (II-4) dans les équations (II-1) et (II-2) respectivement on obtient :

$$[V_s] = [R_s][i_s] + [L_{ss}] \frac{d}{dt} [i_s] + \frac{d}{dt} ([M_{sr}][i_r]) \quad (\text{II-5})$$

$$[V_r] = [R_r][i_r] + [L_{rr}] \frac{d}{dt} [i_r] + \frac{d}{dt} ([M_{rs}][i_s]) \quad (\text{II-6})$$

II.1.1.4 Equations mécaniques de la machine

Le couple électromagnétique est donné par l'expression générale suivante :

$$C_{em} = N_p \cdot [I_s]^t \cdot \frac{d}{dt} ([M_{sr}][I_r]) \quad (\text{II-7})$$

Donc, l'équation mécanique de la machine s'écrit :

$$J_{mach} \frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - C_r - C_f \cdot \Omega \quad (\text{II-8})$$

Le modèle réel de la machine asynchrone à double alimentation est composé d'un ensemble d'équations différentielles ordinaires à coefficients variables en fonction de l'angle de rotation θ qui est fonction du temps (voir la matrice des inductances mutuelles entre le stator et le rotor). c'est pourquoi on utilise la transformation de Park qui permet d'obtenir un système d'équations à coefficients constants [ELB09].

II.1.2 Modèle de la machine asynchrone à double alimentation dans le plan DQ

II.1.2.1 La transformation de Park

La transformation de Park consiste à transformer un système d'enroulement triphasés d'axes **a**, **b**, **c**, en un système équivalent à deux enroulements biphasés d'axes **d**, **q** créant la même force magnétomotrice. La condition de passage du système triphasé au système biphasé est la création d'un champ électromagnétique tournant avec des forces magnétomotrices égales. Ceci conduit à la conservation de puissances instantanées et la réciprocity des inductances mutuelles, et permet d'établir une expression du couple électromagnétique dans le repère correspondant au système transformé, qui reste invariable pour la machine réelle. Le schéma de la figure (II.2) montre le principe de la transformation de Park appliquée à la machine asynchrone à double alimentation [ELB09].

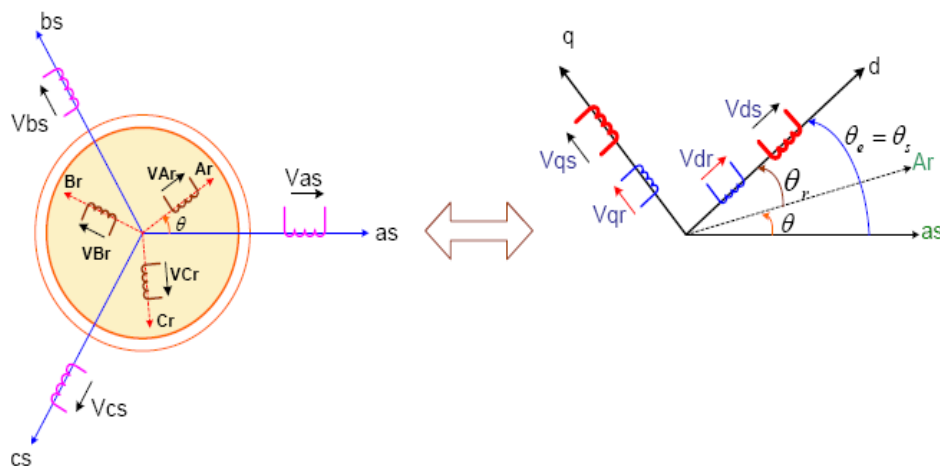


Figure II.2 : Passage du triphasé au biphasé [AZA08].

Où :

θ : est l'angle entre l'axe rotorique A_r et l'axe statorique a_s .

θ_r : est l'angle entre l'axe rotorique A_r et l'axe de Park direct d .

θ_s : est l'angle entre l'axe statorique a_s , et l'axe de Park direct d .

Grâce à cette transformation, on définit une matrice unique appelée matrice de Park donnée par [ELB09] :

$$[A(\psi)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\psi) & \cos\left(\psi - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\psi - \frac{4\pi}{3}\right) \\ -\sin \psi & -\sin\left(\psi - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\psi - \frac{4\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix}$$

Les grandeurs statoriques et rotoriques dans le repère de Park sont exprimées en utilisant les deux transformations suivantes :

- Pour le stator :

$$[X_{s,dqo}] = [A_s][X_{s,abc}] \quad \text{et} \quad [X_{s,abc}] = [A_s]^{-1}[X_{s,dqo}]$$

- Pour le rotor :

$$[X_{r,dqo}] = [A_r][X_{r,ABC}] \quad \text{et} \quad [X_{r,ABC}] = [A_r]^{-1}[X_{r,dqo}]$$

Telle que X est une grandeur qui peut être une tension V , un courant i ou un flux Φ .

Avec :

$$[A_s] = [A(\psi = \theta_s)] \quad \text{et} \quad [A_r] = [A(\psi = \theta_r)]$$

On vérifie que la matrice de passage obtenue est bien orthogonale afin que la puissance instantanée soit invariante :

$$[A(\psi)] \cdot [A(\psi)^T] = 1$$

II.1.2.2 Mise en équation de la MADA dans le repère de Park

Dans le repère de Park, on a les transformations suivantes [ELB09] :

- Pour les tensions :

$$\begin{aligned} [V_{s,dq}] &= [A(\theta_s)] [V_{s,abc}] \\ [V_{r,dq}] &= [A(\theta_r)] [V_{r,ABC}] \end{aligned}$$

- Pour les courants :

$$\begin{aligned} [i_{s,dq}] &= [A(\theta_s)] [i_{s,abc}] \\ [i_{r,dq}] &= [A(\theta_r)] [i_{r,ABC}] \end{aligned}$$

- Pour les flux :

$$\begin{aligned} [\Phi_{s,dq}] &= [A(\theta_s)] [\Phi_{s,abc}] \\ [\Phi_{r,dq}] &= [A(\theta_r)] [\Phi_{r,ABC}] \end{aligned}$$

II.1.2.2.1 Equations des tensions

Nous avons exprimés les tensions statoriques dans le référentiel triphasé (A B C) par la relation (II-1) :

$$[V_s] = [R_s] [i_s] + \frac{d}{dt} [\Phi_s]$$

On obtient en appliquant la transformation de Park [6] :

$$[A(\theta_s)]^{-1} [V_{s,dqo}] = [R_s] [A(\theta_s)]^{-1} [i_{s,dqo}] + \frac{d}{dt} \{ [A(\theta_s)]^{-1} [\Phi_{s,dqo}] \} \quad (\text{II-9})$$

Ce qui donne en multipliant chacun des membres de l'équation par $[A(\theta_s)]$ l'équation matricielle des tensions pour le référentiel (d, q, o) :

$$[V_{s,dqo}] = [R_s] [i_{s,dqo}] + [A(\theta_s)] \frac{d}{dt} \{ [A(\theta_s)]^{-1} \} [\Phi_{s,dqo}] + \frac{d}{dt} \{ [A(\theta_s)]^{-1} [\Phi_{s,dqo}] \} \quad (\text{II-10})$$

Avec :

$$[A(\theta_s)] \frac{d}{dt} \{ [A(\theta_s)]^{-1} \} = \left(\frac{d\theta_s}{dt} \right) \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

Le développement de l'équation (II-10) donne :

$$\begin{cases} V_{sd} = R_s i_{sd} + \frac{d}{dt} \Phi_{sd} - \omega_e \Phi_{sq} \\ V_{sq} = R_s i_{sq} + \frac{d\Phi_{sq}}{dt} + \omega_e \Phi_{sd} \\ V_{so} = R_s i_{so} + \frac{d\Phi_{so}}{dt} \end{cases} \quad (\text{II-11})$$

De façon analogue pour la rotor :

$$[V_{r,dqo}] = [R_r][i_{r,dqo}] + [A(\theta_r)] \frac{d}{dt} \{ [A(\theta_r)]^{-1} [\Phi_{r,dqo}] \} + \frac{d}{dt} \{ [\Phi_{r,dqo}] \} \quad (\text{II-12})$$

Le développement de l'équation (II-12) donne :

$$\begin{cases} V_{rd} = R_r i_{rd} + \frac{d}{dt} \Phi_{rd} - (\omega_e - \omega) \Phi_{rq} \\ V_{rq} = R_r i_{rq} + \frac{d}{dt} \Phi_{rq} + (\omega_e - \omega) \Phi_{rd} \\ V_{ro} = R_r i_{ro} + \frac{d\Phi_{ro}}{dt} \end{cases} \quad (\text{II-13})$$

Où :

$$\begin{cases} \omega_e = \frac{d\theta_e}{dt} \\ \omega = \frac{d\theta}{dt} \end{cases}$$

Avec :

$$\theta_e = \theta_s = \theta + \theta_r$$

Alors :

$$\frac{d\theta_e}{dt} = \frac{d\theta}{dt} + \frac{d\theta_r}{dt} \quad (\text{II-14})$$

II.1.2.2 Les équations magnétiques

Les expressions des flux statorique et rotorique dans le référentiel triphasé sont donnée par les relations (II-3) et (II-4) :

$$[\Phi_s] = [L_{ss}][i_s] + [M_{sr}][i_r]$$

$$[\Phi_r] = [L_{rr}][i_r] + [M_{rs}][i_s]$$

Après application de la transformation de Park on obtient :

$$[A(\theta)]^{-1}[\Phi_{s,dqo}] = [L_{ss}][A(\theta_s)]^{-1}[i_{s,dqo}] + [M_{sr}][A(\theta_s)]^{-1}[i_{r,dqo}] \quad (\text{II-15})$$

$$[A(\theta)]^{-1}[\Phi_{r,dqo}] = [L_{rr}][A(\theta_r)]^{-1}[i_{r,dqo}] + [M_{rs}][A(\theta_r)]^{-1}[i_{s,dqo}] \quad (\text{II-16})$$

Enfin on obtient en développant :

$$\begin{bmatrix} \Phi_{sd} \\ \Phi_{sq} \\ \Phi_{so} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} l_s - M_s & 0 & 0 \\ 0 & l_s - M_s & 0 \\ 0 & 0 & l_s - M_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{so} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{3}{2}m_{sr} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{3}{2}m_{sr} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{3}{2}m_{sr} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{rd} \\ i_{rq} \\ i_{ro} \end{bmatrix} \quad (\text{II-17})$$

$$\begin{bmatrix} \Phi_{rd} \\ \Phi_{rq} \\ \Phi_{ro} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} l_r - M_r & 0 & 0 \\ 0 & l_r - M_r & 0 \\ 0 & 0 & l_r - M_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{rd} \\ i_{rq} \\ i_{ro} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{3}{2}m_{rs} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{3}{2}m_{rs} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{3}{2}m_{rs} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{so} \end{bmatrix} \quad (\text{II-18})$$

On obtient finalement :

- Pour le stator :

$$\Phi_{sd} = L_s i_{sd} + M i_{rd}$$

$$\Phi_{sq} = L_s i_{sq} + M i_{rq} \quad (\text{II-19})$$

$$\Phi_{so} = L_{so} i_{so}$$

- Pour le rotor :

$$\Phi_{rd} = L_r i_{rd} + M i_{sd}$$

$$\Phi_{rq} = L_r i_{rq} + M i_{sq} \quad (\text{II-20})$$

$$\Phi_{ro} = L_{ro} i_{ro}$$

Avec :

$L_s = l_s - M_s$: est l'inductance cyclique statorique ;

$L_r = l_r - M_r$: est l'inductance cyclique rotorique ;

$L_{so} = l_s + 2M_s$: est l'inductance homopolaire statorique ;

$L_{ro} = l_r + 2M_r$: est l'inductance homopolaire rotorique ;

$M = \frac{3}{2}m_{sr}$: est l'inductance mutuelle cyclique entre le stator et le rotor ;

On peut transformer les équations précédentes afin de déterminer les expressions des courants en fonctions des flux, mais auparavant définissons le coefficient de dispersion de Blondel :

$$\sigma = 1 - \frac{M^2}{L_s L_r} \quad (\text{II-21})$$

D'où le système d'équation :

- Pour le stator :

$$\begin{aligned} i_{sd} &= \frac{1}{\sigma L_s} \Phi_{sd} - \frac{M}{\sigma L_s L_r} \Phi_{rd} \\ i_{sq} &= \frac{1}{\sigma L_s} \Phi_{sq} - \frac{M}{\sigma L_s L_r} \Phi_{rq} \\ i_{so} &= \frac{\Phi_{so}}{L_s} \end{aligned} \quad (\text{II-22})$$

- Pour le rotor :

$$\begin{aligned} i_{rd} &= -\frac{M}{\sigma L_s L_r} \Phi_{sd} + \frac{1}{\sigma L_r} \Phi_{rd} \\ i_{rq} &= -\frac{M}{\sigma L_s L_r} \Phi_{sq} + \frac{1}{\sigma L_r} \Phi_{rq} \\ i_{ro} &= \frac{\Phi_{ro}}{L_{ro}} \end{aligned} \quad (\text{II-23})$$

Jusqu'à maintenant, le modèle de Park n'est pas complètement défini, puisque la vitesse de rotation ω_e du repère (d, q) par rapport au stator est quelconque. Les équations des tensions sont affectées, par le choix du référentiel, c'est-à-dire de la vitesse de rotation ω_e .

II.1.2.3 Choix du référentiel

En général, l'étude du comportement dynamique des machines électriques peut se faire suivant la transformation de Park pour différents référentiels. Le choix du référentiel s'effectue suivant le phénomène à étudier et les simplifications offertes par ce choix. Trois types de référentiels sont intéressants en pratique :

❖ Référentiel lié au stator

Ce référentiel est appelé aussi système d'axe (α, β) , Dans ce cas [BEL05] :

$$\frac{d\theta_e}{dt} = 0 \Rightarrow \frac{d\theta_r}{dt} = -\frac{d\theta}{dt} = -\omega$$

Ce système est utilisé pour étudier les régimes de démarrage et de freinage des machines électriques.

❖ Référentiel lié au rotor

Ce référentiel est caractérisé par $\omega_e = \omega$. Dans ce cas :

$$\frac{d\theta_r}{dt} = 0 \Rightarrow \frac{d\theta_e}{dt} = \omega$$

Ce système d'axes est utilisé pour étudier les processus transitoires dans les machines synchrones et asynchrones avec une connexion non symétrique des circuits du rotor.

❖ Référentiel lié au champ tournant

Ce référentiel est caractérisé par $\omega_e = \omega_s$. Dans ce cas les grandeurs statoriques et rotoriques sont connues en régime permanent. Il est donc préférable de travailler dans ce repère lors d'une étude de la commande des machines.

Le modèle de la machine asynchrone à double alimentation s'écrit dans le repère de PARK lié au champ tournant comme suit [AZA08] :

- Pour le stator :

$$\begin{aligned}
 V_{sd} &= R_s i_{sd} + \frac{d\Phi_{sd}}{dt} - \omega_s \Phi_{sq} \\
 V_{sq} &= R_s i_{sq} + \frac{d\Phi_{sq}}{dt} + \omega_s \Phi_{sd} \\
 V_{so} &= R_s i_{so} + \frac{d\Phi_{so}}{dt} = 0
 \end{aligned} \tag{II-24}$$

- Pour le rotor :

$$\begin{aligned}
 V_{rd} &= R_r i_{rd} + \frac{d\Phi_{rd}}{dt} - (\omega_s - \omega) \Phi_{rq} \\
 V_{rq} &= R_r i_{rq} + \frac{d\Phi_{rq}}{dt} + (\omega_s - \omega) \Phi_{rd} \\
 V_{ro} &= R_r i_{ro} + \frac{d\Phi_{ro}}{dt} = 0
 \end{aligned} \tag{II-25}$$

II.1.2.4 Expression du couple électromagnétique de la MADA dans le repère de Park

Parmi les différentes méthodes qui nous permettent d'exprimer l'équation du couple électromagnétique, deux méthodes sont distinguées. La méthode des travaux virtuels, et la méthode du bilan des puissances instantanées. Ainsi grâce à cette dernière, nous pouvons avoir plusieurs expressions scalaires du couple électromagnétique toutes égales [ELB09] :

$$C_{em} = N_p (\Phi_{rq} i_{rd} - \Phi_{rd} i_{rq}) \tag{II-26}$$

$$C_{em} = N_p M (i_{sq} i_{rd} - i_{sd} i_{rq}) \tag{II-27}$$

$$C_{em} = N_p \frac{M}{L_s} (\Phi_{sq} i_{rd} - \Phi_{sd} i_{rq}) \tag{II-28}$$

$$C_{em} = N_p \frac{M}{L_r} (\Phi_{rd} i_{sq} - \Phi_{rq} i_{sd}) \tag{II-29}$$

$$C_{em} = N_p \frac{(1-\sigma)}{\sigma M} (\Phi_{rd} \Phi_{sq} - \Phi_{rq} \Phi_{sd}) \tag{II-30}$$

Pour compléter le modèle nous pouvons ajouter la relation fondamentale de la dynamique:

$$J_{mach} \frac{d\Omega}{dt} = N_p \frac{(1-\sigma)}{\sigma M} (\Phi_{rd} \Phi_{sq} - \Phi_{rq} \Phi_{sd}) - C_r - C_f \Omega \quad (\text{II-31})$$

II.1.2.5 Modèle de la MADA dans le repère de Park sous forme d'état

Dans notre travail, on utilise le référentiel lié au champ tournant pour la modélisation et la commande de la MADA. Dans ce cas, le modèle de la MADA devient :

$$\begin{aligned} V_{sd} &= R_s i_{sd} + \frac{d\Phi_{sd}}{dt} - \omega_s \Phi_{sq} \\ V_{sq} &= R_s i_{sq} + \frac{d\Phi_{sq}}{dt} + \omega_s \Phi_{sd} \\ V_{rd} &= R_r i_{rd} + \frac{d\Phi_{rd}}{dt} - (\omega_s - \omega) \Phi_{rq} \\ V_{rq} &= R_r i_{rq} + \frac{d\Phi_{rq}}{dt} + (\omega_s - \omega) \Phi_{rd} \\ J_{mach} \frac{d\Omega}{dt} &= N_p \frac{(1-\sigma)}{\sigma M} (\Phi_{rd} \Phi_{sq} - \Phi_{rq} \Phi_{sd}) - C_r - C_f \Omega \end{aligned} \quad (\text{II-32})$$

Vu la nécessité de représenter le modèle non linéaire de la machine asynchrone à double alimentation sous forme d'équation d'état. Nous allons choisir dans toute ce qui suivra, le vecteur $[\Phi_{sd}, \Phi_{sq}, \Phi_{rd}, \Phi_{rq}, \Omega]^t$ comme vecteur d'état et les tensions statoriques et rotoriques comme les variables de commandes.

En remplaçant les courants du système d'équation (II-22) et (II-23) dans le système d'équations (II-32) on trouve :

$$\begin{aligned} \frac{d\Phi_{sd}}{dt} &= -\frac{R_s}{(\sigma \cdot L_s)} \Phi_{sd} + \frac{R_s \cdot M}{(\sigma \cdot L_s \cdot L_r)} \Phi_{rd} + \omega_s \Phi_{sq} + V_{sd} \\ \frac{d\Phi_{sq}}{dt} &= -\frac{R_s}{(\sigma \cdot L_s)} \Phi_{sq} + \frac{R_s \cdot M}{(\sigma \cdot L_s \cdot L_r)} \Phi_{rq} - \omega_s \Phi_{sd} + V_{sq} \\ \frac{d\Phi_{rd}}{dt} &= -\frac{R_r}{(\sigma \cdot L_r)} \Phi_{rd} + \frac{R_r \cdot M}{(\sigma \cdot L_s \cdot L_r)} \Phi_{sd} + (\omega_s - \omega) \Phi_{rq} + V_{rd} \\ \frac{d\Phi_{rq}}{dt} &= -\frac{R_r}{(\sigma \cdot L_r)} \Phi_{rq} + \frac{R_r \cdot M}{(\sigma \cdot L_s \cdot L_r)} \Phi_{sq} - (\omega_s - \omega) \Phi_{rd} + V_{rq} \\ J_{mach} \frac{d\Omega}{dt} &= N_p \frac{(1-\sigma)}{(\sigma \cdot M)} (\Phi_{rd} \Phi_{sq} - \Phi_{rq} \Phi_{sd}) - C_r - C_f \Omega \end{aligned} \quad (\text{II-33})$$

On connecte le rotor de la MADA à un onduleur de tension à deux niveaux qui est alimenté par une tension continue considérée constante, égale à 800V.

II.1.2.6 Résultats de Simulation

A l'aide du logiciel MATLAB, la simulation de la GADA a été faite. Son modèle est basé sur les équations obtenues avec la transformation de Park (plan (d, q)) liée au champ tournant. Les résultats montrés sur les figures ci-dessous sont ceux obtenus pour le modèle d'une machine asynchrone à double alimentation, de puissance 4 KW, alimentée directement par deux sources de tension triphasées parfaite, l'une au niveau du stator avec une fréquence du réseau qui est 50Hz et d'amplitude de 380V, et l'autre au niveau du rotor avec une amplitude de 15V.

Les paramètres de la machine utilisée sont indiqués dans Annexe (B).

Les figures suivantes représentent les performances de la génératrice asynchrone double alimentation lors d'un fonctionnement à vide

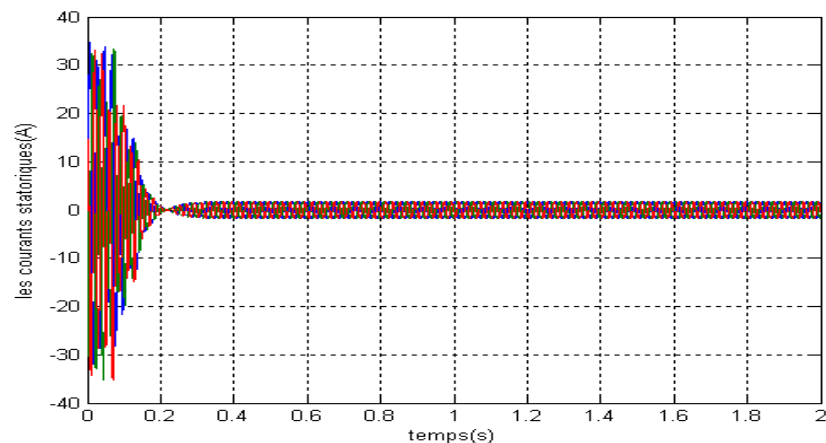


Figure II.3 : les courants statoriques (A).

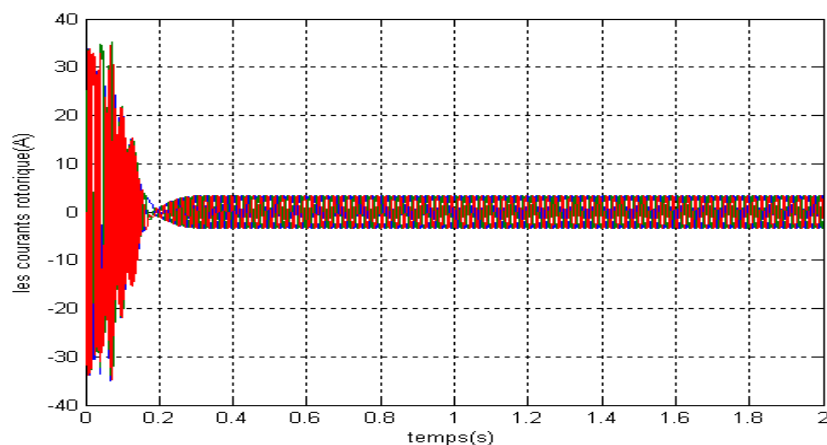


Figure II.4 : les courants rotoriques (A).

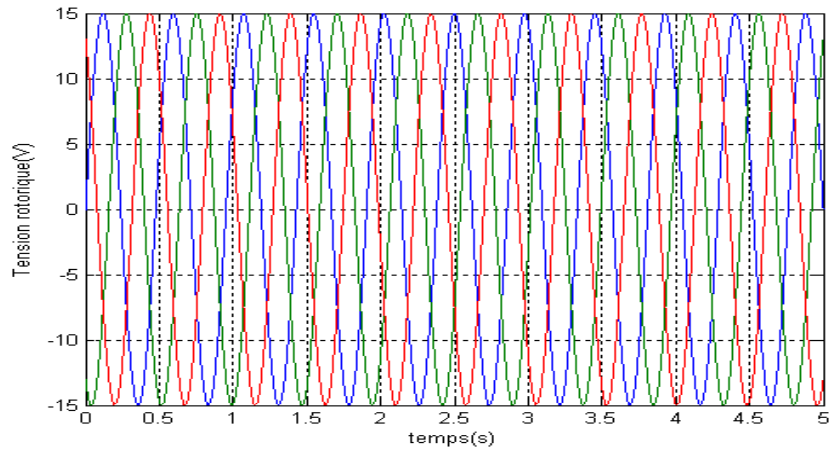


Figure II.5 : la tension triphasée appliquée au rotor de la GADA.

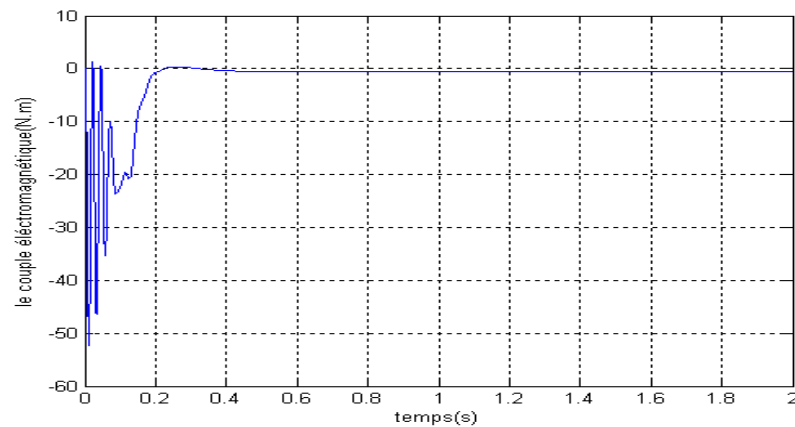


Figure II.6 : le couple électromagnétique (N.m).

II.1.2.6.1 Interprétation des résultats

Pendant le régime dynamique, le couple électromagnétique est pulsatoire, ce qui explique le bruit engendré coté mécanique, après ce régime le couple compense les pertes par frottements, la machine produit un couple de $-0.31N.m$.

On constate ainsi l'importance des courants statoriques et rotoriques pendant le démarrage, après un temps égal à environs $0.4s$, il se stabilisent et prennent leurs formes sinusoïdales, avec une fréquence de $50Hz$ pour les courants statoriques.

II.2 Stratégie de la commande d'une GADA

En choisissant un référentiel biphasé d'axes d-q lié au champ tournant, tel que le vecteur du flux statorique soit colinéaire avec l'axe d [POI03], nous pouvons écrire:

$$\begin{cases} \Phi_{sd} = \Phi_s \\ \Phi_{sq} = 0 \end{cases} \quad (\text{II-34})$$

L'équation du couple électromagnétique devient alors :

$$C_{em} = \frac{N_p M}{L_s} (\Phi_{sd} i_{rq}) \quad (\text{II-35})$$

L'équation des flux (II.19) devient :

$$\begin{aligned} \Phi_{sd} &= L_s i_{sd} + M i_{rd} \\ 0 &= L_s i_{sq} + M i_{rq} \end{aligned} \quad (\text{II-36})$$

Dans l'hypothèse où le réseau auquel est connecté la MADA est stable, le flux Φ_{sd} devient alors constant. Le choix de ce repère rend le couple électromagnétique produit par la machine et par conséquent la puissance active uniquement dépendant du courant rotorique d'axe q.

Dans le repère triphasé les tensions statoriques s'expriment par l'expression (II-1)

$$[V_s] = [R_s][i_s] + \frac{d}{dt}[\Phi_s]$$

R_s étant négligeable pour les machines de forte puissance utilisées dans les turbines éoliennes, l'expression de la tension statorique devient alors :

$$V_s \cong \frac{d\Phi_s}{dt} \quad (\text{II-37})$$

Dans le même référentiel et dans l'hypothèse où le flux statorique est constant grâce à une alimentation par un réseau stable, les équations des tensions s'exprimeront par :

$$\begin{cases} V_{sd} = 0 \\ V_{sq} = V_s = \omega_s \Phi_s \end{cases} \quad (\text{II-38})$$

II.2.1 Relations entre les courants statoriques et rotoriques

A partir des équations des composantes directes et quadrature du flux statorique (II-36), nous pouvons écrire les équations liant les courants statoriques aux courants rotoriques comme suit :

$$\begin{cases} i_{sd} = -\frac{M}{L_s} i_{rd} + \frac{\Phi_s}{L_s} \\ i_{sq} = -\frac{M}{L_s} i_{rq} \end{cases} \quad (\text{II-39})$$

I.2.2 Expression des puissances actives et réactives dans le repère synchrone

Dans un repère diphasé quelconque les puissances actives et réactives sont exprimées par :

$$\begin{cases} P_s = V_{sd} i_{sd} + V_{sq} i_{sq} \\ Q_s = V_{sq} i_{sd} - V_{sd} i_{sq} \end{cases} \quad (\text{II-40})$$

L'application des hypothèses choisies ainsi que le système d'axes nous permet d'établir la simplification suivante :

$$\begin{cases} P_s = V_s i_{sq} \\ Q_s = V_s i_{sd} \end{cases} \quad (\text{II-41})$$

Pour obtenir l'expression des puissances en fonction des courants rotoriques, en remplaçant les courants statoriques par leurs valeurs de l'équation (II-39) dans l'équation (II-41) nous obtenons les expressions suivantes pour les puissances active et réactive:

$$\begin{cases} P_s = -V_s \frac{M}{L_s} i_{rq} \\ Q_s = -V_s \frac{M}{L_s} i_{rd} + V_s \frac{\Phi_s}{L_s} \end{cases} \quad (\text{II-42})$$

De l'expression (II-29) nous pouvons écrire :

$$\Phi_s = \frac{V_s}{\omega_s} \quad (\text{II-43})$$

D'où d'après (II-42)

$$\begin{cases} P_s = -V_s \frac{M}{L_s} i_{rq} \\ Q_s = -V_s \frac{M}{L_s} i_{rd} + \frac{V_s^2}{L_s \omega_s} \end{cases} \quad (\text{II-44})$$

Si l'on considère l'inductance magnétisante M constante, on remarque que l'équation (II.44) fait apparaître que la puissance active P_s statorique est directement proportionnelle au courant rotorique en quadrature i_{rq} . De plus, la puissance réactive Q_s est proportionnelle au courant rotorique direct i_{rd} à la constante $\frac{V_s^2}{L_s \omega_s}$ prés imposée par le réseau.

Afin de pouvoir contrôler correctement la machine, il nous faut alors établir la relation entre les courants et les tensions rotoriques qui seront appliquées à la machine.

II.2.3 Expressions des tensions rotoriques en fonction de courants rotoriques

Les flux rotoriques s'expriment en fonction des courants rotoriques, après avoir remplacé les courants statoriques par leur expression, da la façon suivante :

$$\begin{cases} \Phi_{rd} = \left(L_r - \frac{M^2}{L_s} \right) i_{rd} + \frac{M V_s}{L_s \omega_s} \\ \Phi_{rq} = \left(L_r - \frac{M^2}{L_s} \right) i_{rq} \end{cases} \quad (\text{II-45})$$

En injectant ces équations dans les expressions des tensions rotoriques :

$$\begin{cases} V_{rd} = R_r i_{rd} + \left(L_r - \frac{M^2}{L_s} \right) \frac{d i_{rd}}{dt} - g \omega_s \left(L_r - \frac{M^2}{L_s} \right) i_{rq} \\ V_{rq} = R_r i_{rq} + \left(L_r - \frac{M^2}{L_s} \right) \frac{d i_{rq}}{dt} + g \omega_s \left(L_r - \frac{M^2}{L_s} \right) i_{rd} + g \frac{M V_s}{L_s} \end{cases} \quad (\text{II-46})$$

En régime permanent, les termes faisant intervenir les dérivées des courants rotoriques diphasés disparaissent, nous pouvons donc écrire :

$$\begin{cases} V_{rd} = R_r i_{rd} - g \omega_s \left(L_r - \frac{M^2}{L_s} \right) i_{rq} \\ V_{rq} = R_r i_{rq} + g \omega_s \left(L_r - \frac{M^2}{L_s} \right) i_{rd} + g \frac{M V_s}{L_s} \end{cases} \quad (\text{II-47})$$

Les tensions rotoriques diphasées sont les grandeurs à imposer pour contrôler les courants rotoriques. V_{rd} et V_{rq} sont ainsi considérés comme des variables de commande qui sont générées par le bloc de contrôle à flux orienté (Figure II.7) et les courants rotoriques I_{rd}

et I_{rq} comme des variables d'état. Les tensions rotoriques sont ainsi fonction des grandeurs de consigne P_{ref} et Q_{ref} .

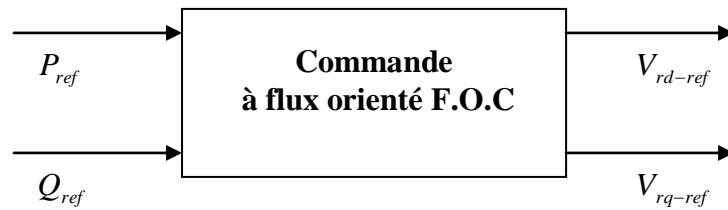


Figure II.7: Bloc de contrôle à flux orienté.

II.2.4 Les méthodes de contrôle par flux orienté

Il y'a deux méthodes pour effectuer la commande en puissances de la MADA :

- ❖ La méthode directe consiste à réguler indépendamment chaque axe pour le contrôle des puissances. Les régulateurs de cette méthode contrôlent directement les tensions rotoriques d'où le nom explicite de ce type de commande.

- ❖ La méthode indirecte consiste à réguler indirectement les courants rotoriques. La consigne de ce type de régulation est estimée à partir des puissances de référence et le retour sur les comparateurs sera fait à partir des courants rotoriques directs et quadratures mesurés [SAL04].

II.2.4.1 Commande indirecte

Cette méthode consiste à estimer les valeurs des tensions rotoriques à partir des valeurs des puissances actives et réactives. Ainsi, les courants rotoriques seront régulés indirectement. [POI03].

II.2.4.1.1 Commande indirecte sans boucle de puissance

Dans le souci de garantir une bonne stabilité du système nous introduisons une boucle de régulation des courants rotoriques dont les consignes sont directement déduites des valeurs des puissances que l'on veut imposer à la machine [POI03].

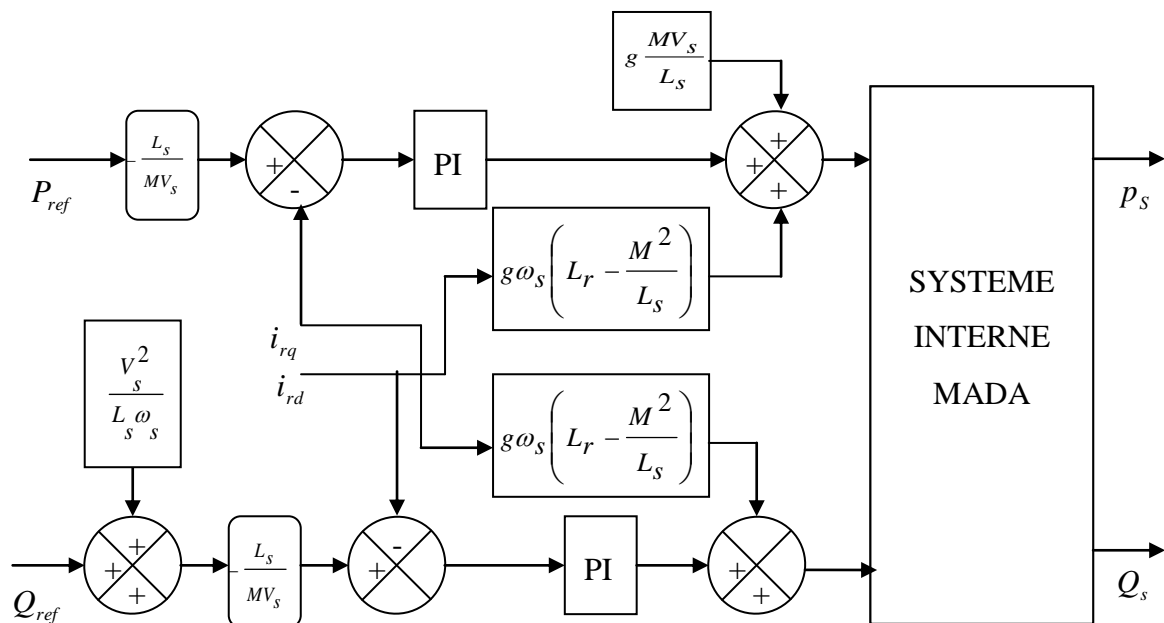


Figure II.8 : Schéma bloc de la commande indirecte sans boucle de puissance.

II.2.4.1.2 Commande indirecte avec boucle de puissance

Dans le but d'améliorer la commande précédente, nous allons introduire une boucle de régulation supplémentaire au niveau des puissances afin d'éliminer l'erreur statique tout en préservant la dynamique du système. Nous aboutissons au schéma bloc présenté en figure (II-9) sur lequel on distingue bien les deux boucles de régulation pour chaque axe, l'une contrôlant le courant et l'autre la puissance. Ce type de régulation donne une dynamique satisfaisante et une erreur statique nulle [POI03].

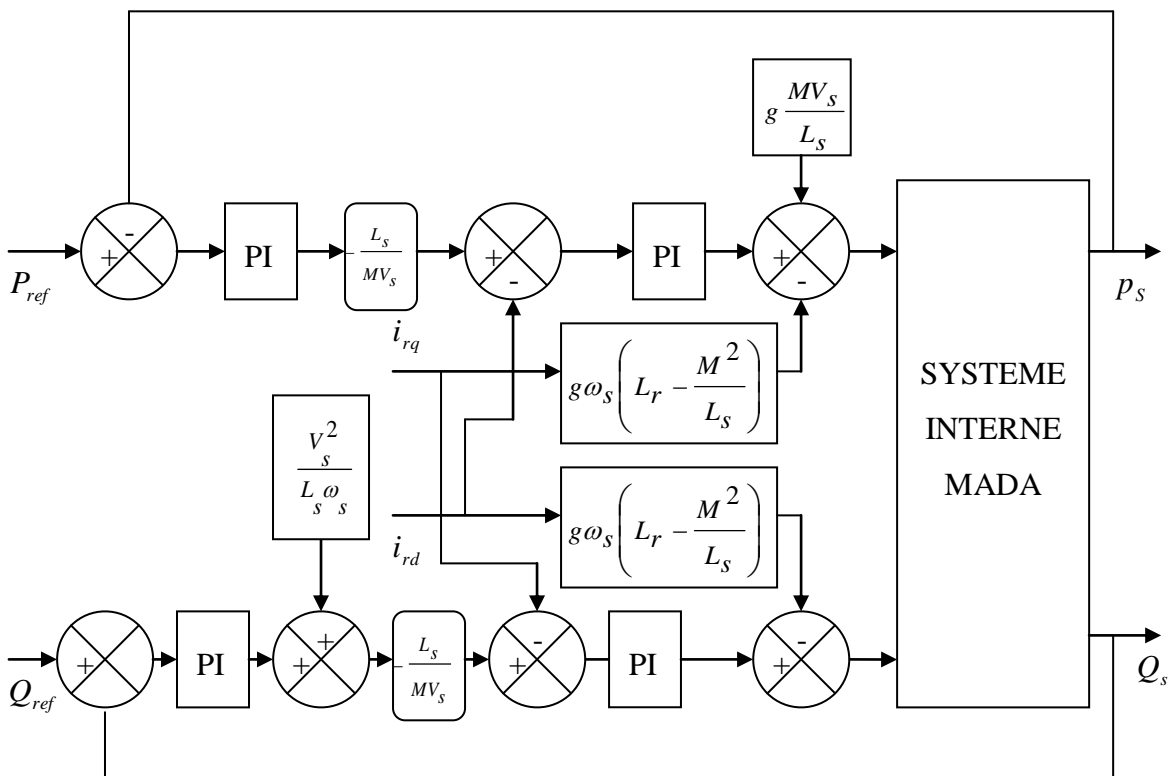


Figure II.9: Schéma bloc de la commande indirecte avec boucle de puissance.

II.2.5 Type de régulateurs utilisés

Nous allons maintenant procéder à la synthèse de régulateurs nécessaires à la simulation de la commande en puissance active et réactive de la MADA. Le régulateur Proportionnel-Intégral (PI) reste le plus communément utilisé pour la commande de la MADA en génératrice, ainsi que dans de nombreux systèmes de régulation industriels. Les régulateurs de chaque axe ont pour rôle d'annuler l'écart entre les puissances active et

réactive de référence et les puissance active et réactive mesurées. Le dimensionnement du régulateur PI est présenté dans l'annexe B.

II.2.6 Résultats de Simulation

Les figures ci-dessous montrent les performances de la commande vectorielle en puissance active et réactive statorique.

- A $t=0s$: échelon null pour la puissance active et réactive.
- A $t=5s$: échelon négative pour la puissance active ($P_{s_{ref}}$ passe de 0 à -1 Kw).
- A $t=5s$: échelon négative pour la puissance réactive ($Q_{s_{ref}}$ passe de 0 à -500 VAR).

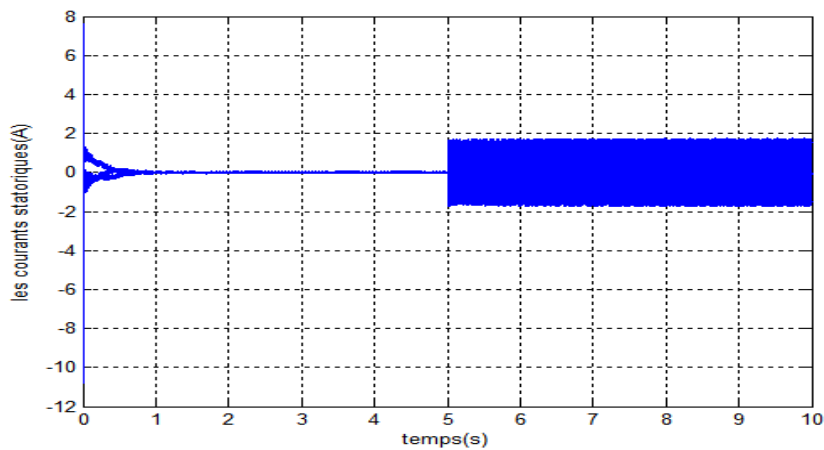


Figure II.10 : les courants statoriques (A).

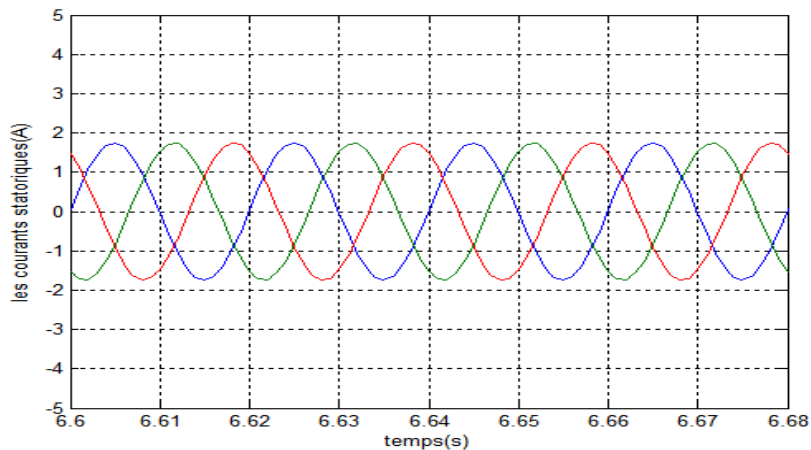


Figure II.11 : les courants statoriques (A) avec un zoom.

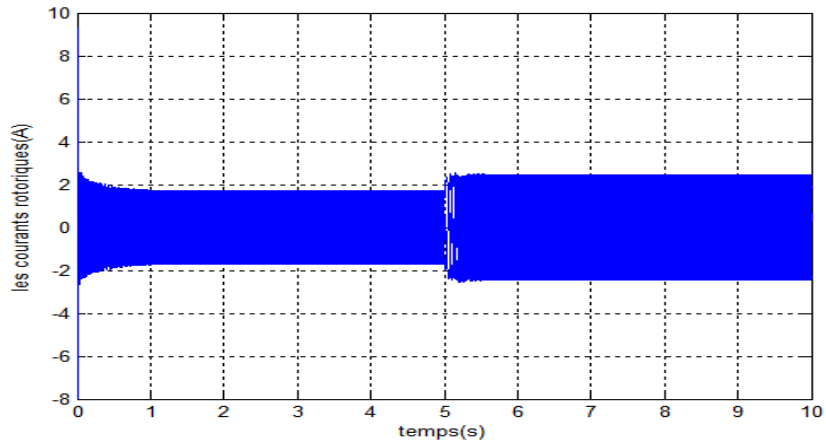


Figure II.12 : les courants rotoriques (A).

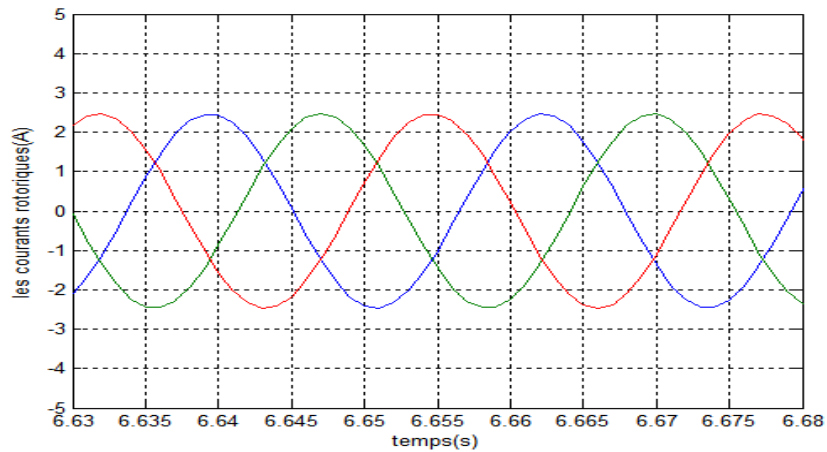


Figure II.13 : les courants rotoriques (A) avec un zoom.

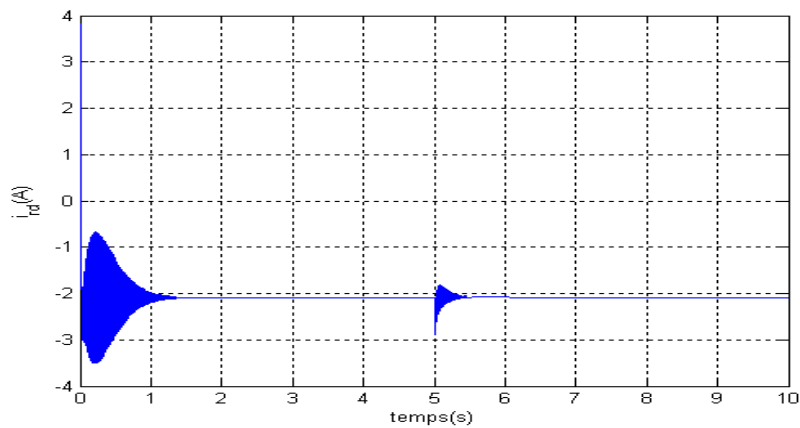


Figure II.14 : Courant rotorique sur l'axe d

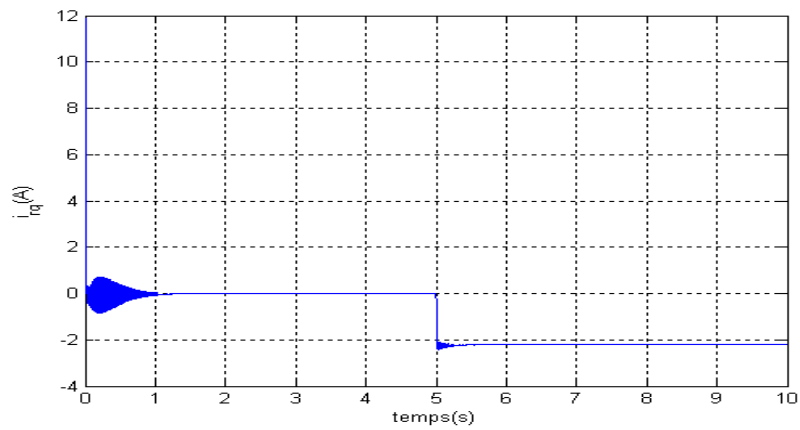


Figure II.15 : Courant rotorique sur l'axe q

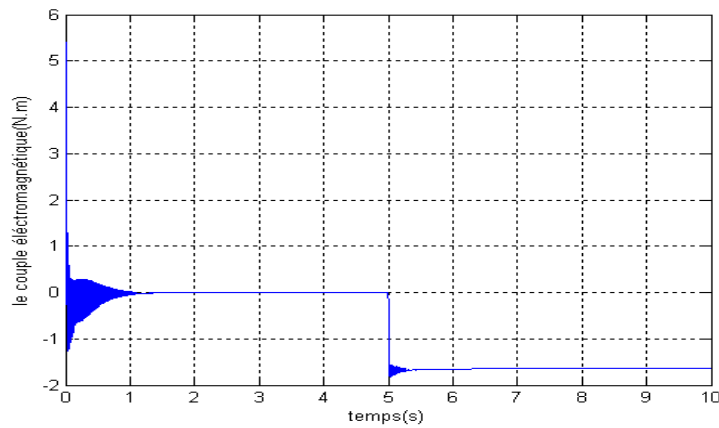


Figure II.16 : évolution de couple électromagnétique (N.m).

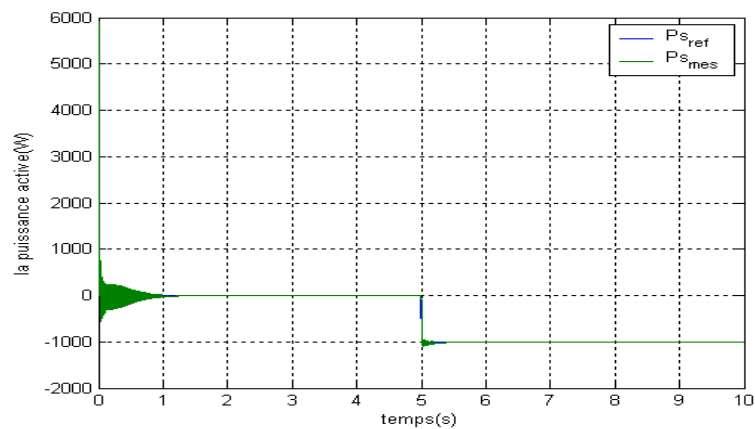


Figure II.17: la puissance active (W).

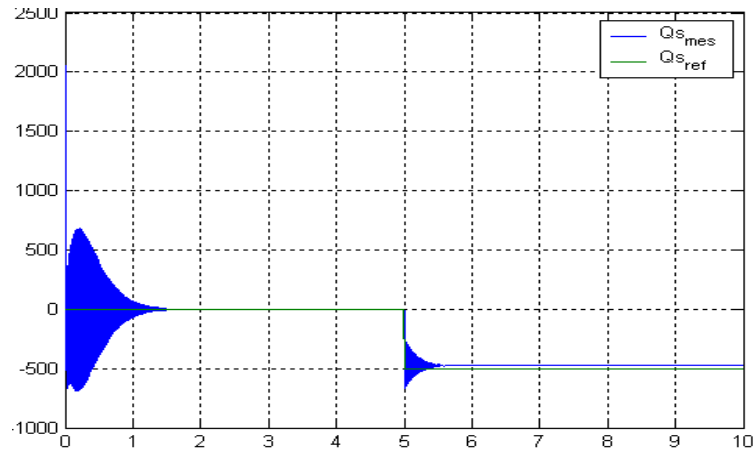


Figure II.18: la puissance réactive (VAR).

II.2.6.1 Interprétation des résultats

Les résultats de la simulation présentent les différentes courbes obtenues par la commande des puissances actives et réactives générées au niveau du stator de la MADA. Cette commande permet de découpler les expressions des puissances actives et réactives statoriques ou autrement dit celle du couple et du flux.

On constate un bon suivi de consigne pour active et réactive statorique. A $t=0$ s, un échelon nul est appliqué, et à $t=5$ s, on fait un changement de signe pour la même consigne, la puissance active statorique réelle suit toujours sa référence et obéit au changement de signe. L'échelon de signe pour la puissance réactive statorique est maintenu nul, La puissance réactive réelle produite par la MADA oscille autour de cette consigne (0 VAR).

II.2.7 Robustesse

Cet essai consiste à faire varier les paramètres du modèle de la machine et de voir si la régulation reste dans les limites des contraintes fixées par le cahier des charges. Cette étude est très importante car dans un système réel les paramètres de la machine sont soumis à des variations causées par différents phénomènes physiques (saturation et échauffement).

Dans cette optique on peut varier chaque paramètres de la machine indépendamment des autres. Ceci nous permettra de cibler la grandeur pour laquelle la commande précédemment établie n'est pas robuste.

Afin de faire une analyse objective de la robustesse de la commande, il est impératif de mettre celle-ci dans les conditions les plus défavorables admises par le constructeur. Pour cela les résistances augmentent de 50% et les inductances diminuent de 50 % à cause des effets respectifs de la chaleur et de la saturation.

II.2.7.1 Résultats et interprétation

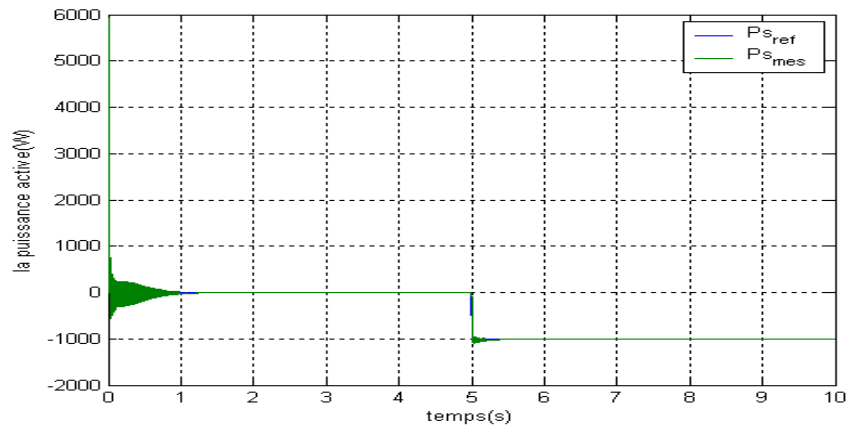


Figure II.19: la puissance active (test de robustesse avec augmentation de la résistance rotorique 50%).

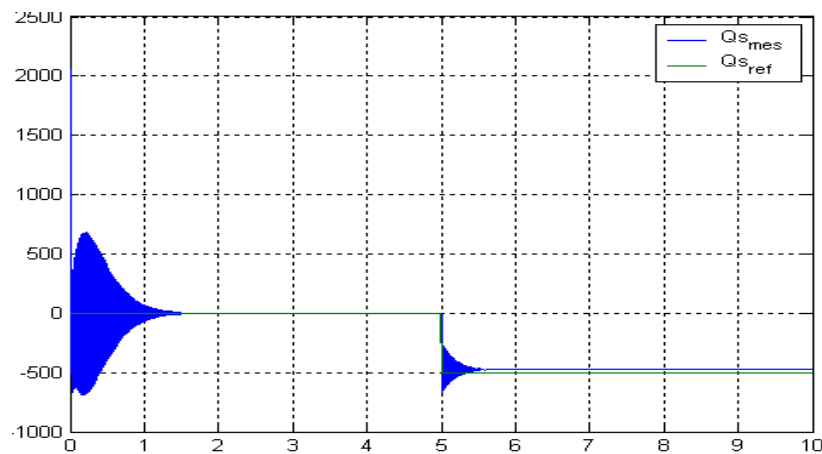


Figure II.20: la puissance réactive (test de robustesse avec augmentation de la résistance rotorique 50%).

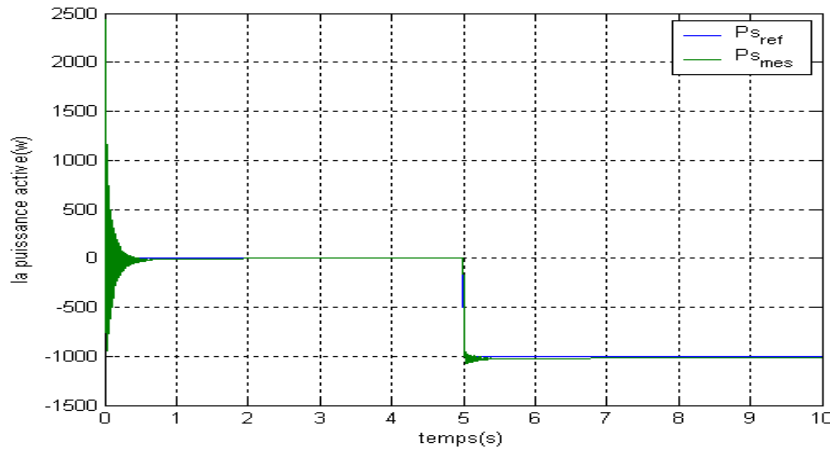


Figure II.21: la puissance active (teste de robustesse avec diminution des inductances de 50%).

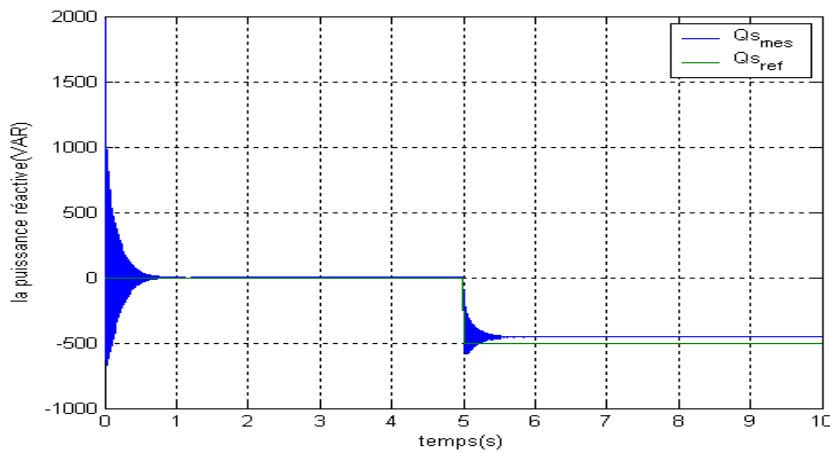


Figure II.22: la puissance réactive (teste de robustesse avec diminution des inductances de 50%).

- Lors de la variation de la résistance rotorique (Figures II.19 à II.20), nous n'avons constaté aucun effet sur le suivi des consignes.
- Dans le cas de la variation des inductances (Figures II.21 et II.22), une erreur statique apparaît dans le suivi de consignes de la puissance réactive. Celle-ci est due au changement des inductances qui fausse l'estimation du courant rotorique à partir des puissances de référence. Cette erreur apparaît dans l'énergie réactive et non dans l'énergie active en raison du changement avec la même proportion de l'inductance cyclique mutuelle et de l'inductance cyclique statorique.

Ce changement garde le rapport $\left(\frac{L_s}{MV_s}\right)$ constant et par conséquent n'a pas d'influence sur le résultat de la relation (II-44) qui estime i_{rq} à partir de P_{ref} . Si le changement n'avait pas été réalisé avec la même proportion, le rapport $\left(\frac{L_s}{MV_s}\right)$ aurait été modifié et donc l'estimation de i_{rq} aurait été faussée.

II.3 Conclusion

Ce chapitre nous a permis d'étudier et d'appliquer la commande vectorielle en puissance active et réactive statorique de la machine asynchrone à double alimentation utilisée en génératrice. Pour réaliser cette commande, un boucle de régulation ont été présenter (boucle pour la régulation des courants par des régulateurs de type PI). Un choix sur l'orientation du flux à été pris en orientant le flux statorique selon l'axe d, par conséquent la puissance active sera dépendante uniquement du courant I_{rq} .les résultats obtenus par simulation s'avèrent satisfaisants,vu la stabilité des différentes grandeurs qui constituent la machine asynchrone à double alimentation.

Il existe des commandes modernes et robustes, notre prochain chapitre sera consacré à une commande qui occupe une large place qui est la commande via la passivité.

CHAPITRE III

LA COMMANDE VIA LA PASSIVITÉ

III Introduction

Le terme commande basée sur la passivité (passivity based control PBC) à été introduit pour la première fois en 1989 pour définir une méthodologie de conception de commandes qui assurent la stabilité des systèmes en rendant passifs des sous systèmes convenablement définies. Cette idée à été couronnée de succès pour la commande de systèmes physiques, tels que des systèmes mécaniques, électriques et électromécaniques, en particulier ceux décrits par des équations d'Euler-lagrange et Hamiltonien [GOE99].

III.1 Méthode Lagrangienne et Hamiltonienne pour la modélisation des Systèmes physiques

L'importance de l'énergie dans la modélisation des systèmes physique a été amplement montrée dans le domaine de la mécanique par les méthodes lagrangienne et Hamiltonienne. Ces méthodes obtenues à partir de la transformation de Legendre, sont des exemples de l'utilisation de l'approche énergétique dans l'étude du comportement dynamique des systèmes [MIG05].

III.1.1 La méthode Lagrangienne

La méthode Lagrangienne, issue du calcul variationnel, a comme idée principale la définition des fonctions d'énergie en termes de coordonnées et vitesses généralisées, ce qui mène à la définition d'une fonction appelée Lagrangienne. La dynamique d'un système mécanique lagrangien est définie par l'ensemble d'équation différentielles appelé équation d'Euler-Lagrange [GHU00].

$$\frac{d}{dt} \left(\frac{\partial L(q, \dot{q})}{\partial \dot{q}} \right) - \frac{\partial L(q, \dot{q})}{\partial q} = Q \quad (\text{III-1})$$

Ou :

$q \in \mathcal{R}^n$: représente le vecteur des coordonnées généralisées pour un système avec n degrés de liberté.

\dot{q} : Le vecteur des vitesses généralisées correspondant.

Q : Le vecteur qui représente l'ensemble des forces généralisées auxquelles est soumis le système.

$L(q, \dot{q})$: La fonction Lagrangienne est définie pour les systèmes mécaniques Simples, la différence entre l'énergie cinétique $T(q, \dot{q})$ et l'énergie Potentielle $V(q)$.

III.1.1.1 la formulation lagrangienne

Les systèmes Euler-Lagrange sont caractérisés par les paramètres « EL » [ORT08], [GHU00] :

$$\{T(q, \dot{q}), V(q, \dot{q}), F(\dot{q}), M_m\} \text{ [ORT08]}$$

Avec :

$T(q, \dot{q}) = \frac{1}{2} \dot{q}^T D(q) \dot{q}$: La fonction d'énergie cinétique.

$D(q)$: La matrice d'inertie satisfait $D(q) = D^T(q) > 0$.

$V(q)$: La fonction d'énergie potentielle qui suppose est bornée par en dessous, C'est-à-dire qu'il existe un $c \in \mathfrak{R}^n$ tel que $V(q) > c$ Pour tout $q \in \mathfrak{R}^n$.

$F(\dot{q})$: est la fonction de dissipation de RAYLIEGH.

M_m : est une matrice de rang plein qui applique les entrées aux coordonnées généralisés.

Selon cette notation, on peut distinguer deux classes de systèmes:

- Un système « EL » est dit totalement amorti si $(\alpha > 0)$:

$$\dot{q}^T \frac{\partial f(\dot{q})}{\partial \dot{q}} \geq \alpha \|\dot{q}\|^2 \quad \text{(III-2)}$$

- Un système « EL » sous-amorti si :

$$\dot{q}^T \frac{\partial f(\dot{q})}{\partial \dot{q}} \geq \alpha \|\dot{q}_c\|^2 \quad \text{(III-3)}$$

On fera aussi une distinction entre deux autres classes de systèmes « EL » en fonction de la structure de la matrice M_m .

- Un système « EL » est dit totalement-actionné si : $M_m = I_n$
- on dira qu'un système est sous- actionné si : $M_m = \left(\begin{bmatrix} 0 & I_m \end{bmatrix} \right)^T$

Dans ce cas-la, q peut être divisé en coordonnées agies et non agis c'est-à-dire des coordonnées dont la ligne correspondante dans la matrice M_m , contient des '1' et '0' respectivement.

III.1.1.2 Propriétés des systèmes Euler-Lagrange

Les propriétés fondamentales des systèmes « EL » les quelle son a classifiées en propriétés « de stabilité entrée-sortie » et propriétés « de stabilité de Lyapunov ».

III.1.1.2.1 Propriétés de stabilité entrée-sortie

Il est connu que les systèmes « EL » ont quelques propriétés de dissipations d'énergie (de passivation) [LOR96] :

Proposition

(Passivité) un système « EL » définit un opérateur passif des entrées u aux vitesses généralisées (agies) $M_m^T \dot{q}$; c'est-à-dire, il existe un $b \in \mathfrak{R}$ telque :

$$\langle u | M_m^T \dot{q} \rangle \geq b \quad (\text{III-4})$$

Pour tout $u \in L_{2e}^m$. D'ailleurs, cet opérateur est strictement passif à la sortie si la fonction de dissipation *RAYLEIGH* définit un opérateur strictement passif à la sortie. Dans ce cas :

$$\langle u | M_m^T \dot{q} \rangle \geq \alpha \|M_m^T \dot{q}\|_2^2 + b \quad (\text{III-5})$$

Pour un $\alpha \geq 0$ et pour tout $b \in \mathfrak{R}$ et $u \in L_{2e}^m$.

III.1.1.2.2 Propriétés de la stabilité de LYAPUNOV

On mentionne d'autres propriétés des systèmes Euler-lagrange qui sont liée directement à la stabilité dans le sens de Lyapunov. Par souci de clarté on distinguera deux classes de systèmes, l'un totalement amortis et l'autre sous-amorti [JOU02].

a) Systèmes totalement amortis

La proposition ci-dessous établit des conditions suffisantes pour assurer la stabilité interne des systèmes complètement amortis.

Proposition (GAS avec amortissement complet)

Les équilibres d'un système « EL » complètement amorti, en état libre, c'est-à-dire $u \equiv 0$, sont $(q, \dot{q}) = (\bar{q}, 0)$ ou \bar{q} est une solution de $\frac{\partial V(q)}{\partial q} = 0$.

L'équilibre est unique et stable s'il est un point minimum global et unique de la fonction d'énergie potentielle $V(q)$, avec $V(q)$ radialement non bornée.

b) Systèmes sous-amortis

Dans la proposition ci-dessous on montre que les systèmes avec un amortissement partiel sont aussi asymptotiquement stables si la matrice d'inertie présente une certaine structure diagonale par blocs et la dissipation est adéquatement propagée à travers toutes les coordonnées généralisées [JOU02].

Pour distinguer entre les coordonnées amorties et les non amortis, on introduit la partition q suivante :

$$q_c = [0 | I_{nc}]q, \quad q_p = [I_{np} | 0]q \quad ; \quad n = n_p + n_c.$$

Proposition. (GAS avec amortissement partiel)

L'équilibre d'un système « EL » sous-amorti, libre ($u = 0$) est GAS si la fonction d'énergie potentielle est radialement non bornée avec un minimum global et unique :

$$\left\{ \begin{array}{l} D(q) = \begin{bmatrix} D_p(q_p) & 0 \\ 0 & D_c(q_c) \end{bmatrix}, \text{ ou } D_c(q_c) \in \mathfrak{R}^{n_p \times n_c}. \\ \frac{\partial f(\dot{q})}{\partial \dot{q}} \geq \alpha \|\dot{q}_c\|^2, \text{ pour un } \alpha > 0. \end{array} \right. \quad (\text{III-6})$$

Pour chaque q_c , la fonction $\frac{\partial V(q)}{\partial q_c} = 0$ à uniquement des zéro isolés dans q_p .

Il est important de remarquer que la condition sur la structure diagonale par blocs de la matrice d'inertie est intéressante pour découpler les parties amorties et non amorties du système par rapport à l'énergie cinétique.

III.1.1.3 Récapitulation

Les propriétés fondamentales que l'on utilisera par la suite dans nos contributions peuvent être résumées en :

- Les systèmes « EL » définissent des opérateurs dissipatifs.
- Les systèmes « EL » sont caractérisés par ses paramètres à savoir énergie cinétique, énergie potentielle, fonction de dissipation et la matrice d'entrées généralisées.
- Les équilibres stables d'un système « EL » sont déterminés par le minima de sa fonction d'énergie potentielle.
- Les systèmes « EL » sont asymptotiquement stables s'ils ont un amortissement adéquat.
- L'interconnexion de deux systèmes « EL » constitue un système lagrangien, les paramètres des systèmes « EL » sont simplement l'addition des paramètres de chaque sous-système.

III.1.2 La méthode Hamiltonienne

Dans la méthode Hamiltonienne, les équations sont écrites en fonction de la position et de la quantité de mouvement généralisée au lieu de la position et de la vitesse généralisée. De plus, dans la méthode on définit, par transformation de Legendre de $L(q, \dot{q})$, une fonction d'énergie totale $H(q, p)$, qui pour les systèmes mécaniques simples, est égale à la somme des énergies cinétiques et potentielle du système, ceci en constate avec la méthode lagrangienne qui considère la fonction lagrangienne $L(q, \dot{q})$ comme la différence entre ces deux énergies [LOZ00].

III.1.2.1 Le formalisme Hamiltonienne

Dans le formalisme Hamiltonien on cherche à décrire le mouvement en équation différentielle ayant $2n$ variables indépendantes. Le choix de ces variables à coordonnées généralisés q_i et les moments conjugués généralisés p_i . Les deux variables sont connues sous le nom de variables canoniques.

Avec :

$$p_i = \frac{\partial L(q_j, \dot{q}_j)}{\partial \dot{q}_j}$$

$$L = T(q, \dot{q}) - V(q) \text{ 'Lagrangien' .}$$

Le système Hamiltonien peut être défini par ses équations canoniques (III-7).

$$\begin{cases} \dot{q}_i = \frac{\partial H}{\partial p_i} \\ -\dot{p}_i = \frac{\partial H}{\partial q_i} \end{cases} \quad (\text{III-7})$$

Pour les systèmes mécaniques simples sans dissipation on a :

$$\begin{cases} \dot{q} = \frac{\partial H}{\partial p}(p, q) \\ \dot{p} = -\frac{\partial H}{\partial q}(p, q) \end{cases} \Leftrightarrow \begin{bmatrix} \dot{q} \\ \dot{p} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0_n & I_n \\ -I_n & 0_n \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{\partial H}{\partial q} \\ \frac{\partial H}{\partial p} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0_n \\ I_n \end{bmatrix} Q \quad (\text{III-8})$$

Où :

I_n : la matrice identité d'ordre n .

0_n : la matrice nulle d'ordre n .

Les systèmes dont la dynamique est décrite par l'équation (III-8), sont appelés systèmes hamiltoniens. La fonction d'énergie totale $H(q, p)$ est appelée la fonction Hamiltonienne.

Ces méthodes ont été conçues pour les systèmes mécaniques, leur application a été étendue à d'autres domaines de l'ingénierie basée sur la combinaison des modèles de type réseau avec la formulation Hamiltonienne (PCH).

Le problème d'application dans le domaine électrique est le choix des variables d'état. L'introduction du moment généralisé comme variable d'état dans la méthode hamiltonienne résout ce problème, ce sont les charges dans les capacités et les flux dans les inductances [MAS95].

III.2 Structure de Dirac

Dans le domaine électrique les équations de kirchoff définissent une structure géométrique dans l'espace des variables de puissance, que l'on appelle : structure de **Dirac**

elle peut être associée à la conservation d'énergie dans les interconnexions des modèles de type réseau.

En effet, ayant défini les ports d'interconnexion comme les points auxquels les éléments échangent de l'énergie, on va considérer que le bilan de puissance dans ces points est égale à zéro. Cette conservation d'énergie est exprimée par le théorème de Tellegen qui permet de définir la structure de *Dirac* [MAS02].

III.2.1 Théorème de Tellegen

Soit la représentation de type réseau d'un système physique composé de ne éléments. Notons $p_f \in \mathcal{R}^{ne}$ les variables de flux et $p_e \in \mathcal{R}^{ne}$ les variables d'effort définies dans l'espace dual. Les lois de *Kirchhoff* induisent [MAS02]:

$$\langle p_e, p_f \rangle = 0, \text{ ou } \langle \bullet, \bullet \rangle \text{ désigne le produit de dualité.}$$

III.2.2 Structure de Dirac sur $\mathcal{R}^{ne} \times \mathcal{R}^{ne}$

Soit $F_e \in \mathcal{R}^{ne}$ l'espace vectoriel des flux et $\eta \in \mathcal{R}^{ne}$ l'espace vectoriel dual des efforts. Une structure de Dirac est un sous-espace vectoriel $L_e \subset F_e \times \eta$ de dimension ne , avec la propriété $\forall (p_f, p_e) \in L_e, \langle p_f, p_e \rangle = 0$.

De cette façon, une structure de Dirac représente la structure d'interconnexion d'un système physique avec conservation d'énergie. Les structures de Dirac ont été étudiées formellement par courant comme une généralisation des structures symplectiques et des structures de poisson. En même temps, Dorfman a développé une théorie algébrique de structures de *Dirac* dans le contexte de l'étude des systèmes complètement intégrables d'équations différentielles partielles. Des applications de cette approche à l'analyse des circuits électriques LC et à des systèmes mécaniques ont été présentées. Finalement, l'extension des applications des structures de *Dirac* à des systèmes à paramètres distribués a été proposée dans l'intérêt de la structure de *Dirac* dans la description des systèmes *Hamiltoniens* vient du fait qu'elle permet de représenter analytiquement (dans le cadre de la géométrie différentielle) l'interconnexion (vérifiant la continuité de puissance) dans les systèmes physiques. En particulier elle représente les lois de *Kirchhoff* dans les modèles circuit. Une structure de Dirac dans un espace vectoriel, peut être définie sous différentes représentations noyau, entrée sortie, flux contraint, effort contraint, image et représentations

canoniques. On utilise les trois premières, dont les définitions sont rappelées en suite [MAS02].

III.2.2.1 Représentation Noyau

Toute structure de *Dirac* $L_e \subset F_e \times \eta$ est définie de façon unique dans une base $B = (b_1, \dots, b_{n_e})$ par un couple de $n_e \times n_e$, les matrices F' et E' appelées matrices de structure qui respectent les conditions [GOL39] :

$$E' F'^T + F' E'^T = 0 \quad (\text{III-9})$$

$$\text{ran}[E'|F'] = n_e \quad (\text{III-10})$$

Pour : $L_e = \{(p_f, p_e) \in F_e \times \eta / F' \cdot p_e + E' \cdot p_e = 0\}$

III.2.2.2 Représentation Entrée-Sortie.

Soit une structure de Dirac L_e , définie par les matrices de structure E' et F' . Supposez que $\text{rang}(F') = n_1 (\leq n_e)$. Choisissez n_1 colonnes indépendantes de F' et grouper- les dans une matrice F'_1 . écrivez, peut être quelques commutations des colonnes de $F' = [F'_1|F'_2]$ avec $\text{rang}(F'_1) = n_1$. nous avons pour $E' = [E'_1|E'_2]$ et pour les vecteurs des variables de puissance [GOL39].

$$p_f = \begin{bmatrix} p_{f1} \\ p_{f2} \end{bmatrix} \text{ et } p_e = \begin{bmatrix} p_{e1} \\ p_{e2} \end{bmatrix}$$

donc la matrice $F' = [F'_1|F'_2]$ est inversible et la structure de Dirac L_e est définie de façon unique dans une base $B = (b_1, \dots, b_{n_e})$ par :

$$L_e = \left\{ \left(\begin{bmatrix} p_{f1} \\ p_{f2} \end{bmatrix}, \begin{bmatrix} p_{e1} \\ p_{e2} \end{bmatrix} \right) \in F_e \times \eta / \begin{bmatrix} p_{f1} \\ p_{f2} \end{bmatrix} = J \begin{bmatrix} p_{e1} \\ p_{e2} \end{bmatrix} \right\} \quad (\text{III-11})$$

Avec :

$$J = -J^T = -[F'_1 : E'_2]^{-1} [E'_1 : F'_2]$$

Où :

J : Matrice antisymétrique.

III.2.2.3 Représentation Flux Contraint

Toute structure de *Dirac* $L_e \subset F_e \times \eta$ est définie dans une base $B = (b_1, \dots, b_{n_e})$ par un couple de matrices (\tilde{J}, D) , appelées matrices de structure. La structure de *Dirac* est définie par [GOL39] :

$$L_e = \left\{ (p_f, p_e) \in \mathfrak{R}^{n_e} \times \mathfrak{R}^{n_e} / p_e = \tilde{J} \cdot p_f + D \cdot l_e \cdot D^T \cdot p_f = 0, l_e \in \mathfrak{R}^l \right\} \quad (\text{III-12})$$

III.2.3 Exemples d'interconnexion

Nous présentons quelques exemples élémentaires d'interconnexion en utilisant la structure de Dirac [29] :

III.2.3.1 Point matériel soumis à une force externe

On considère un point matériel de masse qui se déplace à une vitesse, et on lui applique une force externe voir la figure (III-1) [ARN06].

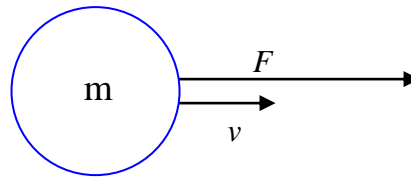


Figure III.1: Point matériel soumis à une force externe.

Ce système dynamique est décrit par les variables :

$$x = P_m \in \mathfrak{R},$$

Avec :

$$P_m = mv \text{ et la fonction d'énergie : } H(P) = \frac{1}{2m} P_m^2$$

Les éléments de la structure de Dirac sont :

$$f^p = -\dot{p}_m, e^p = \partial_p H(P) = \frac{P_m}{m} = v, e = F, f = v^F.$$

Avec :

v^F : est la vitesse du point lorsque la force est lui appliqué.

Les lois physiques d'interconnexion :

$$\dot{P}_m = F, v = v^F$$

La première relation c'est la deuxième loi de *Newton*, quand la première montre que la force externe est appliquée à la particule.

Les deux lois d'interconnexion peuvent être écrites sous la forme de la structure de *Dirac* avec :

$$\underbrace{\begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}}_{F'(p)} \begin{bmatrix} -\dot{p} \\ v^F \end{bmatrix} + \underbrace{\begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}}_{E'(p)} \begin{bmatrix} v \\ F \end{bmatrix} = 0$$

Satisfais la relation :

$$F' E'^T + E' F'^T = F' + F'^T = 0.$$

III.2.3.2 Un ressort idéal

On considère un ressort idéal, sa fonction d'énergie est décrite par [ARN06] :

$$H(q_m) = \frac{1}{2} K_m q_m^2$$

Ou :

$q_m \in \mathfrak{R}$: La position d'équilibre.

K_m : est la constante de raideur.

Dans ce cas les éléments de la structure de *Dirac* sont :

$$f^p = -\dot{q}_m, e^x = K_m q_m, e = F_m, f = v, \dot{q}_m = v, F_m = K_m q_m$$

Où :

F_m : C'est la force sur le ressort

$v : C$ est la vitesse ou elle est appliquée.

La force change avec le déplacement $-F_m = -K_m q_m$, la force appliquée sur le ressort.

$$\underbrace{\begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}}_{F'(q)} \underbrace{\begin{bmatrix} -\dot{q}_m \\ v \end{bmatrix}}_{E'(q)} + \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 1 & -1 \end{bmatrix}}_{E'(q)} \underbrace{\begin{bmatrix} K_m \cdot q_m \\ F_m \end{bmatrix}}_{E'(q)} = 0$$

III.2.3.3 Un point matériel soumis à deux forces externes

On considère ici un point matériel de masse m soumis à deux forces externes F_1, F_2 , la variable dynamique est $x = P_m \in \mathfrak{R}$ et sa fonction d'énergie $H(P_m) = \frac{1}{2m} p_m^2$

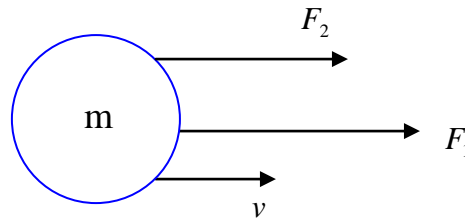


Figure III-2 : Un point matériel soumis à deux forces externes

Les éléments de la structure de *Dirac* sont [ARN06] :

$$f^p = -\dot{p}_m, \quad e^p = \frac{P_m}{m} = v, \quad e_1 = F_1, \quad f_1 = v_1, \quad e_2 = F_2, \quad f_2 = v_2 \quad \text{et} \quad e_i, i=1,2$$

et

$$\dot{P}_m = F_1 + F_2, \quad v_1 = v_2 = v$$

$$\text{Alors : } \underbrace{\begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}}_{F'(q)} \underbrace{\begin{bmatrix} -\dot{P} \\ v_1 \\ v_2 \end{bmatrix}}_{E'(q)} + \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & 1 & 1 \\ -1 & 0 & 0 \\ -1 & 0 & 0 \end{bmatrix}}_{E'(q)} \underbrace{\begin{bmatrix} v \\ F_1 \\ F \end{bmatrix}}_{E'(q)} = 0$$

III.2.3.4 une masse liée à un ressort soumis à une force externe

On considère une masse m connectée à un ressort idéal de constante de raideur K_m soumis à une force F_m .

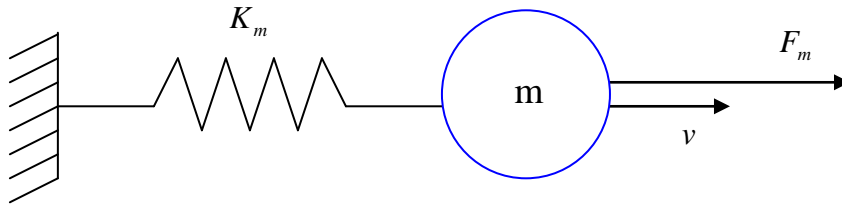


Figure III.3.a : Une masse liée à un ressort soumis à une force

Dans ce cas deux variables apparaissent, une du sous système masse soumis à deux forces externes et l'autre c'est le ressort idéal [ARN06].

Les deux sous systèmes séparés où on décrit les structures de *Dirac* :

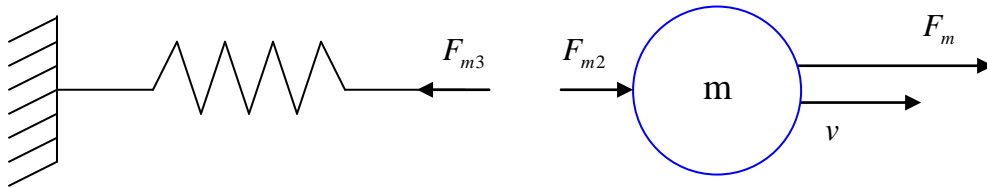


Figure III.3.b: Une masse liée à un ressort soumis à une force externe.

Masse :

$$\underbrace{\begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}}_{F'(q)} \begin{bmatrix} -\dot{P} \\ v_1 \\ v_2 \end{bmatrix} + \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & 1 & 1 \\ -1 & 0 & 0 \\ -1 & 0 & 0 \end{bmatrix}}_{E'(q)} \begin{bmatrix} v \\ F_m \\ F_{m2} \end{bmatrix} = 0$$

L'interconnexion :

$$F_{m3} = -F_{m2}, v_3 = v_2, \underbrace{\begin{bmatrix} 1 & -1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}}_{F_c} \begin{bmatrix} v_2 \\ v_3 \end{bmatrix} + \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 1 & 1 \end{bmatrix}}_{E_c} \begin{bmatrix} F_2 \\ F_3 \end{bmatrix} = 0$$

Mettons les tous ensembles :

$$-\dot{P}_m + F_m + F_{2m} = 0, v = v_2 = v^{F_m}, -\dot{q}_m + v_3 = 0, F_{3m} = K_m q_m, F_{3m} = -F_{m2}, v_3 = v_2$$

Eliminations les variables auxiliaires d'interconnexions

$$F_m - K_m P_m - \dot{P}_m = 0, \quad v^{F_m} = v, \quad \dot{q}_m = v$$

La structure de Dirac s'écrit sous forme:

$$\underbrace{\begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}}_{F(p,q)} \underbrace{\begin{bmatrix} -\dot{p} \\ v^{F_m} \\ -\dot{q}_m \end{bmatrix}} + \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & -1 & -1 \\ -1 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}}_{E(p,q)} \underbrace{\begin{bmatrix} v \\ F_m \\ K_m \end{bmatrix}} = 0$$

La fonction d'énergie est la somme des fractions d'énergie partielles

$$H(P_m, q_m) = \frac{1}{2m} P_m^2 + \frac{1}{2} K_m q_m^2.$$

III.3 Définition Système Hamiltonien commandé par port

Le formalisme de modélisation des systèmes hamiltoniens commandés par port permet la représentation de la dynamique d'un système physique sous la forme d'un réseau d'échange d'énergie. Une paire de variables de puissance est associée aux ports d'interconnexion. La variable $p_{fi}(t)$ dénote la variable de flux associée au port i et $p_{ei}(t)$ sa variable d'effort. de la même façon, une paire de variables d'énergie est associée aux ports d'interconnexion. Ces variables génériques permettent de caractériser l'interaction entre deux sous-systèmes [MIG05].

Un système Hamiltonien commandé par port (PCH) sur \mathcal{R}^n est défini par une matrice de structure $J(x)$ anti-symétrique de dimension $(n \times n)$, une fonction hamiltonienne $H(x): \mathcal{R}^n \rightarrow \mathcal{R}$, une matrice d'entrées $g(x)$ de dimension $(n \times m)$ et les équations dynamiques :

$$\Sigma: \begin{cases} \dot{x} = J(x) \frac{\partial H}{\partial x}(x) + g(x).u \\ y = g^T(x) \frac{\partial H}{\partial x}(x) \end{cases} \quad (\text{III-13})$$

Ou :

$x \in \mathcal{R}^n$: Vecteur d'état de variables d'énergie.

$H(x): \mathcal{R}^n \rightarrow \mathcal{R}$ Représente l'énergie totale stockée.

$u, y \in \mathcal{R}^m$: Les ports (entrées-sorties) de puissances variables.

u et y sont des variables conjuguées, leur produit dual est une puissance échangée avec l'environnement du système, par exemple les courants et les tensions dans les circuits électriques. Si on introduit la dissipation dans cette équation on à :

$$\begin{bmatrix} g(x) & g_R(x) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u \\ u_R \end{bmatrix} = g(x)u + g_R(x)u_R \quad (\text{III-14})$$

On aboutira à :

$$\Sigma: \begin{cases} \dot{x} = [J(x) - R(x)] \frac{\partial H}{\partial x}(x) + g(x).u \\ y = g^T(x) \frac{\partial H}{\partial x}(x) \end{cases} \quad (\text{III-15})$$

III.4 la stabilité des systèmes dynamiques

D'une manière générale, on peut définir la stabilité comme la capacité d'un système physique à revenir à l'équilibre lorsqu'il est perturbé légèrement. La stabilité est une notion relativement intuitive. Il est cependant difficile d'en donner une définition précise. Plusieurs définitions de la stabilité peuvent être proposées, stabilité BIBO, stabilité MIMO, stabilité au sens Lyapunov...etc [YEG06].

III.4.1 Notion intuitive de la stabilité

Nous allons considérer les systèmes décrits par : $\dot{x} = f(x)$, $x \in \mathfrak{R}$

Une notion qui est primordiale dans l'étude de la stabilité est la notion de point d'équilibre. L'état x_e est appelé état d'équilibre ou point d'équilibre pour le système $\dot{x} = f(x)$ si lorsque x_e vérifié l'équation $f(x_e) = 0$.

La stabilité d'un point d'équilibre d'un système consiste à toujours à observer que son évolution reste proche du point d'équilibre lorsqu'on s'en écarte d'un certain voisinage dans le domaine de stabilité [YEG06], [JOU02].

La stabilité asymptotique, en plus de garantir la condition précédente, Indique que le système reviendra exactement au point d'équilibre, au bout d'un temps éventuellement infini, si on s'en écarte « légèrement ».

Le point d'équilibre x_e est :

Stable si :

$$\forall \varepsilon > 0, \exists \delta > 0 : \|x(0) - x_e\| < \delta \Rightarrow \|x(t) - x_e\| \leq \varepsilon. \quad (\text{III-16})$$

- Asymptotiquement stable si :

$$\forall \delta > 0 : \|x(0) - x_e\| < \delta \Rightarrow \lim_{t \rightarrow \infty} x(t) = x_e \quad (\text{III-17})$$

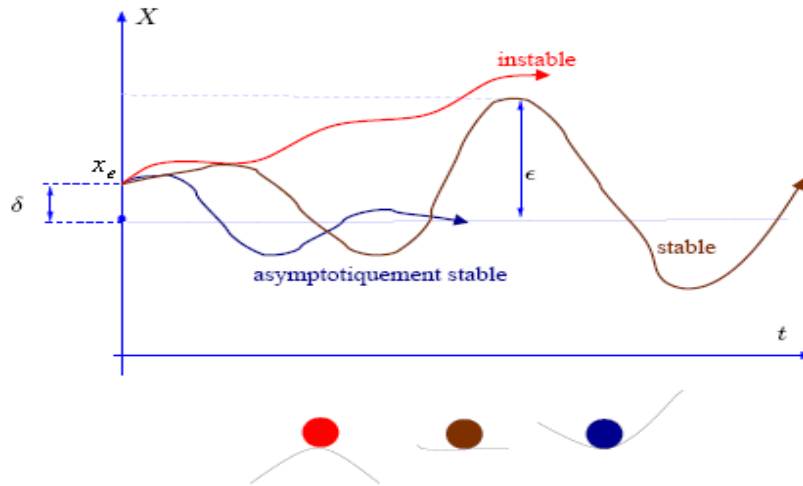


Figure III.4 : Illustration de la définition intuitive de la stabilité [LOR96].

III.4.2 stabilité de Lyapunov

III.4.2.1 Méthode directe de Lyapunov

Lorsque la bille est examinée selon un point de vue différent, on constate que le comportement stable ou instable de celle-ci peut être à la caractéristique et l'évolution de sa fonction d'énergie. La présence d'un maximum ou minimum d'énergie potentielle possède une influence critique. De plus, la présence de frottement est responsable de la décroissance de l'énergie complète (cinétique et potentielle) et influence donc la stabilité [MUL06].

III.4.2.2 Stabilité au sens de LYAPUNOV

La bille possède donc une fonction d'énergie E qui comporte une part d'énergie potentielle V et une part d'énergie cinétique T on a [MUL06] :

$$E = T + V \quad (\text{III-18})$$

Le comportement est stable lorsque :

- L'énergie E diminue et E est minimale au point d'équilibre.

- L'énergie E est conservée et E est minimale à l'équilibre.

Par contre, le comportement est instable lorsque :

- L'énergie E augmente.
- L'énergie E est conservée mais elle ne correspond pas à un minimum à l'équilibre.

III.4.2.3 Candidat de Lyapunov

La fonction d'énergie possède deux propriétés essentielles. La première est la qualité d'extremum au point d'équilibre, à savoir s'il s'agit d'un maximum ou d'un minimum. Le point d'équilibre a tendance à être stable lorsque cet extremum est un minimum. Le candidat Lyapunov $H(x)$ est une fonction qui présente ce type de particularité. Afin de forcer la présence d'un minimum au point d'équilibre, la fonction sera contrainte à être positive pour toute valeur différente de l'origine. Elle ne pourra s'annuler qu'à l'origine [MUL06].

III.4.2.4 Fonction de Lyapunov

Une fonction de Lyapunov est un candidat de Lyapunov, à savoir une fonction continue $H(x)$ telle que [MUL06] :

$$H(x) > 0, \forall x \neq 0, H(x) = 0 \quad x = 0$$

Ayant en plus la propriété

$$\dot{H}(x) \leq 0 \quad \forall x \neq 0, \quad \dot{H}(x) = 0 \quad x = 0$$

Théorème (Seconde méthode de Lyapunov, dite aussi méthode directe)

- Si une fonction de Lyapunov existe pour un système donné alors ce système est stable.
- Si la fonction de Lyapunov est strictement décroissante, c'est-à-dire que $\dot{H}(x) < 0, \forall x \neq 0$, alors la stabilité est en plus asymptotique.

III.5 la commande basée sur la passivité (PBC)

La commande basée sur la passivité est une technique bien établie qui s'est montrée très puissante pour concevoir des commandes robustes pour les systèmes physiques, ont une interprétation physique claire en termes d'interconnexion du système avec son environnement. Elles sont robustes vis-à-vis des effets dissipatifs même non modélisés [CBY91], [MAS05].

La PBC utilise soit :

- La technique de mise en forme de l'énergie (energy shaping) ou on modifié l'énergie totale de système de façon à ce que la nouvelle fonction d'énergie ait un minimum avec le comportement désiré.
- La technique d'ajout d'amortissement au système ou on modifie la fonction de dissipation d'énergie afin d'imposer la stabilité asymptotique du système commandé. Une caractéristique de cette technique est que les dynamiques du système en boucle fermée définissent un système passif.

III.5.1 Fonction de stockage

Supposons qu'il existe une fonction continue $H(t) \geq 0$, on appelle fonction de stockage du système d'entrée $u(t)$ et de sortie $y(t)$, la fonction donnée par le théorème suivant [GOE99]:

$$H(T) - H(0) \leq \int_0^T y^T(t) \cdot u(t) dt \quad (\text{III-19})$$

Pour toutes fonctions u , et tout $T \geq 0$ et tout $H(0)$. Alors le système d'entrée $u(t)$ et de sortie $y(t)$ est passif.

Supposons en plus, qu'il existe deux constantes $\delta \geq 0$ et $\varepsilon \geq 0$ telles que :

$$H(T) - H(0) \leq \int_0^T y^T(t) \cdot u(t) dt - \delta \int_0^T u^T(t) \cdot u(t) dt - \varepsilon \int_0^T y^T(t) \cdot y(t) dt \quad (\text{III-20})$$

Pour toutes fonctions u , et tout $T \geq 0$ et tout $H(0)$. Alors le système est strictement passif en entrée si $\delta > 0$, strictement passif en sortie si $\varepsilon > 0$, strictement passif si $\delta > 0$ et $\varepsilon > 0$.

Si on considère que $H(T)$ correspond à l'énergie du système, que $\int_0^T y^T(t) \cdot u(t) dt$ correspond à l'énergie injectée dans le système par la commande sur $[0, T]$, alors :

$$H(T) - H(0) \leq \int_0^T y^T(t) \cdot u(t) dt \quad (\text{III-21})$$

III.5.2 Système passif

Un système est dit passif si l'énergie stockée dans le système ne peut pas dépasser l'énergie qui lui est apportée, la différence étant dissipée [WIT00].

III.5.3 La passivité

Un système avec une entrée u et une sortie y ou $u(t) \in R^n$ est passif si il existe une constante $\Gamma(x(0))$ telle que :

$$\int_0^T y^T(t) \cdot u(t) dt \geq \Gamma(x(0)) \quad (\text{III-22})$$

Pour toutes fonctions u et tout $T \geq 0$. si, en plus, il existe les constantes $\delta \geq 0$ et $\varepsilon \geq 0$

Telles que :

$$\int_0^T y^T(t) \cdot u(t) dt \geq \Gamma(x(0)) + \delta \int_0^T u(t) \cdot u(t) dt + \varepsilon \int_0^T y^T(t) \cdot y(t) dt \quad (\text{III-23})$$

Pour toutes fonctions u et tout $T \geq 0$, alors le système est strictement passif en entrée $\delta \geq 0$ strictement passif en sortie si $\varepsilon \geq 0$, et strictement passif si $\delta \geq 0$ et $\varepsilon \geq 0$ [GOE99].

III.5.3.1 Définition différentielle de la passivité

Soit le système :

$$\begin{aligned} \dot{x} &= f(x, u) \\ y &= h(x) \end{aligned}$$

S'il existe $\gamma > -\infty$, $H > \gamma$ et $\dot{H} = u^T y - g$, Avec $g \geq 0$, alors le système est passif [GOE99].

III.5.3.1.1 Propriétés

L'immense avantage des systèmes passifs est leur plasticité lors de connexion en tout genre. En effet, ces systèmes se comportent très bien lors de connexion en série, car les systèmes agissent en quelque sorte indépendamment de leur connexion. Mais ils se comportent également très bien lors de connexion à la fois en parallèle et en rétroaction. Ce dernier cas est important lors d'association de sous-systèmes passifs en retour de sortie [GOE99].

III.5.3.1.1.1 Connexion parallèle

Lors d'une connexion parallèle chacun des deux systèmes comporte une fonction de stockage interne H_1 et H_2 respectivement :

$$\dot{H}_1 = u_1^T y_1 - g_1$$

$$\dot{H}_2 = u_2^T y_2 - g_2$$

$$\begin{aligned} \dot{H} = \dot{H}_1 + \dot{H}_2 &= u_1^T y_1 + u_2^T y_2 - g_1 - g_2 \\ &= u^T y_1 + u^T y_2 - g_1 - g_2 \\ &= u^T (y_1 + y_2) - g_1 - g_2 \\ &= u^T y - g \end{aligned}$$

$$\dot{H} = u^T y - g \quad (\text{III-24})$$

Où l'on a fait l'usage de la particularité de la connexion parallèle. Le calcul montre donc que, si l'on considère $H = H_1 + H_2$ comme fonction de stockage associé à l'assemblage constitué par la connexion en parallèle des deux systèmes individuels, alors cet assemblage répond à la même (III.5.3.1) , en utilisant cette fois-ci $H = H_1 + H_2$ et $g = g_1 + g_2$.

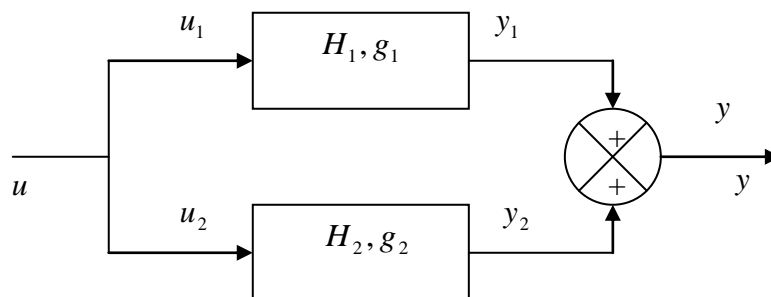


Figure III.5: Connexion parallèle.

III.5.3.1.1.2 Connexion par rétroaction

La connexion par rétroaction est plus pernicieuse étant donné que les deux systèmes interagissent d'amont en aval et ceci à l'infini. Soit donc la connexion par rétroaction négative [GOE99].

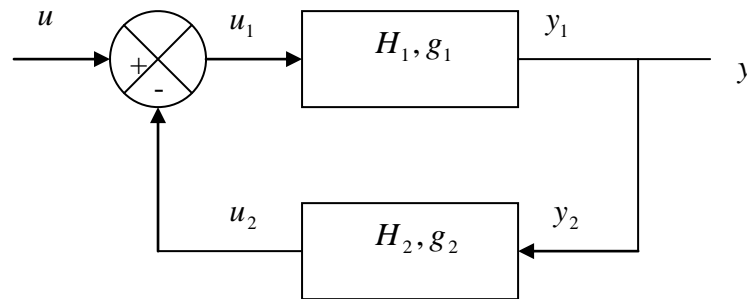


Figure III-6: Connexion par rétroaction.

Pour la quelle chacun des sous-systèmes constitutifs obéit à la (III.5.3.1). En tenant compte de la particularité de la connexion,

$$\dot{H}_1 = u_1^T y_1 - g_1$$

$$\dot{H}_2 = u_2^T y_2 - g_2$$

$$\begin{aligned} \dot{H} = \dot{H}_1 + \dot{H}_2 &= u_1^T y_1 + u_2^T y_2 - g_1 - g_2 \\ &= (u^T - y_2^T) y_1 + u_2^T y_2 - g_1 - g_2 \\ &= (u^T - y_2^T) y_1 + y_1^T y_2 - g_1 - g_2 \\ &= u^T y_1 - y_2^T y_1 + y_1^T y_2 - g_1 - g_2 \\ &= u^T y_1 - g_1 - g_2 \\ &= u^T y - g \end{aligned}$$

$$\dot{H} = u^T y - g \quad (\text{III-25})$$

et la même constatation que dans le cas de la connexion parallèle est déduite : Le système est passif avec comme fonction de stockage $H = H_1 + H_2$ et terme de dissipation $g = g_1 + g_2$.

III.5.3.2 Définition intégrale de la passivité

Il est également possible de donner une définition équivalente de la passivité mais qui ne fait pas intervenir de notion différentielle [GOE99].

Définition

S'il existe $\gamma \in \mathfrak{R}, \gamma > -\infty$, les fonctions : $H \in \mathfrak{R}$ et $g \geq 0$ tel que si :

$$\dot{H} = u^T y - g \text{ et } \exists \alpha \in \mathfrak{R}, \alpha > -\infty$$

Alors le système est passif [22].

$$\left\{ \begin{array}{l} \int_0^{\infty} u^T(t) y(t) dt > \alpha \\ H = \int_0^{\infty} u^T(t) y(t) dt - \int_0^{\infty} g dt > \gamma \end{array} \right. \quad (\text{III-26})$$

Pour voir la correspondance entre les deux définitions (III.5.3.1) et (III.5.3.2.1), (il suffit de prendre $g \equiv 0$).

En fait, la définition intégrale signifie qu'il est impossible en jouant sur l'entrée de rendre arbitrairement petit le stock interne d'énergie. Ce stock est borné inférieurement.

Cette définition peut être Lors d'une connexion parallèle chacun des deux systèmes comporte une fonction de stockage interne H_1 et H_2 respectivement :

$$\dot{H}_1 = u_1^T y_1 - g_1$$

$$\dot{H}_2 = u_2^T y_2 - g_2$$

$$\dot{H} = \dot{H}_1 + \dot{H}_2 = u_1^T y_1 + u_2^T y_2 - g_1 - g_2$$

$$= u^T y_1 + u^T y_2 - g_1 - g_2$$

$$= u^T (y_1 + y_2) - g_1 - g_2$$

$$= u^T y - g$$

$$\dot{H} = u^T y - g \quad (\text{III-27})$$

Où l'on a fait l'usage de la particularité de la connexion parallèle. Le calcul montre donc que, si l'on considère $H = H_1 + H_2$ comme fonction de stockage associé à l'assemblage constitué par la connexion en parallèle des deux systèmes individuels, alors cet assemblage répond à la même (III.5.3.1) , en utilisant cette fois-ci $H = H_1 + H_2$ et $g = g_1 + g_2$.

utilisée pour démontrer un lien important entre la propriété de passivité et la caractéristique fréquentielle associée aux systèmes linéaires par l'entremise de l'identité de Perceval [GOE99].

III.5.3.3 Définitions mathématiques de la passivité

Nous introduisons des définitions précises de la passivité qui reflètent sa propriété de la transformation de l'énergie [CHE02].

Définition 1 : Soit l_2^n norme d'un signal $f : \mathfrak{R}_{\geq 0} \rightarrow \mathfrak{R}^n$, est notée.

$$\|f(t)\|_{2T} = \left(\int_0^T \|f(t)\|^2 \right)^{\frac{1}{2}} \quad (\text{III-28})$$

La norme l_2^n notée $\|f(t)\|_2$ définie par $\lim_{T \rightarrow \infty} \|f(t)\|_{2T}$, avec cette métrique nous pouvons définir la norme de l'espace étendu l_{2e} .

Définition 2 (l'espace l_{2e})

On dit que $f : \mathfrak{R}_{\geq 0} \rightarrow \mathfrak{R}$, appartient à l_2^n si seulement si $\|f(t)\|_{2T} < \infty$. Cette définition prend un sens du point de vue pratique si on considère le cas où $f(t)$ correspondent à une puissance et par conséquent l_2^n s'interprète par quantité d'énergie sur un intervalle de temps.

Maintenant on définit le concept de passivité pour des signaux de l_2^n par introduction de produit suivant qui généralise le concept de l'énergie fournie [CHE02].

Définition 3 (produit interne)

Soit $u, y \in l_{2e}^n$ et $T > 0$, le produit interne est défini [GOE99] :

$$\langle u | y \rangle_T := \int_0^T u(t) \cdot y(t) dt \quad \forall T \quad (\text{III-29})$$

Définition 4 (Passivité)

L'opérateur $H : u \rightarrow y$ est passif s'il existe une constante :

$\Gamma \in \mathfrak{R}$ Telle que :

$$\langle u | y \rangle_T \geq \Gamma \quad (\text{III-30})$$

Définition 5. (Passivité stricte en sortie, **OSP**).

L'opérateur $H : u \rightarrow y$ est **OSP** s'il existe une constante $\Gamma \in \mathfrak{R}$ et $\delta_0 > 0$ tel que :

$$\langle u | y \rangle_T \geq \Gamma + \delta_0 \|y\|_{2T}^2 \quad (\text{III-31})$$

Définition 6 (passivité stricte en entrée, **ISP**).

L'opérateur $H : u \rightarrow y$ est **ISP** s'il existe une constante $\Gamma \in \mathfrak{R}$ et $\delta_i > 0$ tel que:

$$\langle u | y \rangle_T \geq \Gamma + \delta_i \|u\|_{2T}^2 \quad (\text{III-32})$$

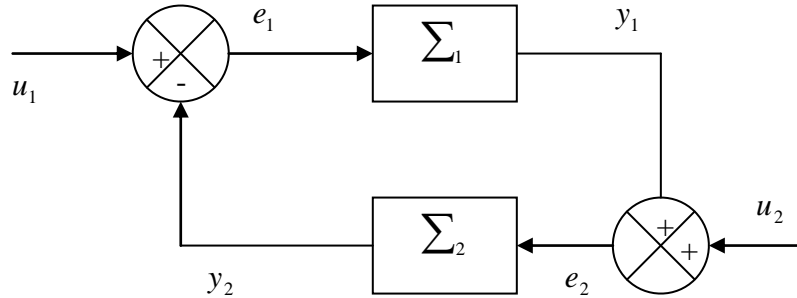


Figure III.7: Systèmes passifs interconnectés par retour d'état.

Théorème

Soient deux systèmes $\Sigma_1(u_1, y_1)$ et $\Sigma_2(u_2, y_2)$ interconnectés en un système $\Sigma(u, y)$:

Soient $e := (e_1, e_2)$; $u := (u_1, u_2)$ et $y := (y_1, y_2)$ appartiennent à l_{2e}^{2n}

- Si $\Sigma_1(u_1, y_1)$ et $\Sigma_2(u_2, y_2)$ sont passifs donc $\Sigma : u \rightarrow y$ est aussi passif
- Si $\Sigma_1(u_1, y_1)$ et $\Sigma_2(u_2, y_2)$ sont **OPS** donc $\Sigma : u \rightarrow y$ est **OPS**.
- Si $\Sigma : u \rightarrow y$ est **OPS** donc il a un gain fini l_2 .

Définition7 (Stabilité de l_2)

Un système d'espace d'état est dit stable de l_2 avec un gain de l_2 fini s'il existe une constante γ passive telle que pour toute conditions initiales $x_0 = x(0)$ existe une constante finie $\Gamma(x_0)$ tel que [CHE02] :

$$\|y(t)\|_{2T} \leq \gamma \|u(t)\| + \Gamma(x_0) \quad (\text{III-33})$$

III.5.4 PBC des systèmes Euler-Lagrange

On considère un système dynamique de n degrés de liberté avec les coordonnées généralisées $q, \dot{q} \in \mathfrak{R}^n$. Le système est un système d'EL s'il satisfait l'équation (III-34) [LOR96], [ACO04] :

$$\frac{d}{dt} \left(\frac{\partial L(q, \dot{q})}{\partial \dot{q}} \right) - \frac{\partial L(q, \dot{q})}{\partial q} = Q \quad (\text{III-34})$$

Où :

$$L(q, \dot{q}) = T(q, \dot{q}) - V(q)$$

On peut considérer trois types de forces externes : de contrôle ; de dissipation et d'interaction du système avec son environnement, on accepte que les contrôles à appliquer sont linéaires de la forme $M_m u \in \mathfrak{R}^n$, $M_m \in \mathfrak{R}^n$, est une matrice constante et $u \in \mathfrak{R}^n$ est le vecteur de contrôle. Les forces de dissipation sont de la forme $-\frac{\partial F(\dot{q})}{\partial \dot{q}}$

Où :

$F(\dot{q})$ est la fonction de Rayleigh de dissipation définie par :

$$\dot{q}^T \frac{\partial F(\dot{q})}{\partial \dot{q}} \geq 0 \quad (\text{III-35})$$

Les forces externes peuvent avoir l'expression suivante :

$$Q = -\frac{\partial F(\dot{q})}{\partial \dot{q}} + Q_\xi + M_m u \quad (\text{III-36})$$

Où :

Q_ξ Modélise les effets de la perturbation.

Dans ce cas ou nous considérons seulement les forces dissipatives.

$$\frac{d}{dt} \left(\frac{\partial L(q, \dot{q})}{\partial \dot{q}} \right) - \frac{\partial L(q, \dot{q})}{\partial q} = Q_\xi + M_m u \quad (\text{III-37})$$

avant de parler de la méthode PBC ; nous devons montrer que les systèmes EL sont passifs.

On définit l'opérateur passif : $\sum : u \rightarrow M_m^T \dot{q}$ avec l'énergie totale $H(q, \dot{q})$:

$$\langle u | M_m^T \dot{q} \rangle_T \geq H[q(T), \dot{q}(T)] - H[q(0), \dot{q}(0)] \quad (\text{III-38})$$

Pour tout $T \geq 0$ tout $u \in l_{2e}^m$, **OPS** le système est complètement amortie. Dans ce cas

$$\langle u | M_m^T \dot{q} \rangle_T \geq \alpha \|M_m^T \dot{q}\|_{2T}^2 + H[q(T), \dot{q}(T)] - H[q(0), \dot{q}(0)] \quad (\text{III-39})$$

Pour $\alpha \geq 0$ et pour tout $u \in l_{2e}^m$

D'où :

$$\begin{array}{ccc} H[q(T), \dot{q}(T)] - H[q(0), \dot{q}(0)] & + \int_0^T \dot{q}^T \frac{\partial F(\dot{q})}{\partial \dot{q}} ds & = \int_0^T \dot{q}^T M_m u ds \\ \downarrow & \downarrow & \downarrow \\ \text{Energie stockée} & \text{énergie dissipée} & \text{énergie fournie} \end{array} \quad (\text{III-40})$$

On tire les constatations suivantes :

- pour $u \equiv 0$ l'énergie stockée est non croissante, l'équilibre trivial de système libre est stable au sens de Lyapunov.
- la stabilité est également préservée si on c'est fixé la sortie $M_m \dot{q} \equiv 0$.
- L'amortissement peut être facilement ajouté si \dot{q} est mesurable.

L'opérateur $u \rightarrow M_m^T \dot{q}$ peut être **OSP** même si l'énergie n'est pas dissipée dans toutes les directions, c'est-à-dire il est suffisent d'assurer que : $\dot{q}^T \frac{\partial F(\dot{q})}{\partial \dot{q}} \geq \alpha \|M_m^T \dot{q}\|_{2T}^2$.

III.5.5 Equilibre énergétique, passivité et stabilité

Evaluation du taux de la puissance totale est obtenue par [LOR96], [ACO04] :

$$\frac{dH}{dt} = - \left[\frac{\partial H}{\partial x}(x) \right]^T \cdot R(x) \cdot \frac{\partial H}{\partial x}(x) + u^T \cdot y \quad (\text{III-41})$$

$-\left[\frac{\partial H}{\partial x}(x) \right]^T$ Terme non positif représente la dissipation causée par les éléments résistifs

dans le système. L'intégration de ce système montre que la fonction H est décroissante bornée par-dessous pour tous $t \geq 0$.

$$\int_0^t u^T(s) \cdot y(s) ds = H[x(t)] - H[x(0)] + \int_0^t \left[\frac{\partial H}{\partial x}[x(s)] \right]^T R[x(s)] \frac{\partial H}{\partial x}[x(s)] ds \quad (\text{III-42})$$

\updownarrow
 Energie fournie

\updownarrow
 énergie stockée

\updownarrow
 énergie dissipée

Le système est donc passif il stocke moins d'énergie qu'il lui est fourni même s'il n'est pas commandé $u \equiv 0$. Il est possible d'accélérer sa décroissance donc renforcer sa stabilité par l'introduction de commande y arrachant une partie de son énergie, qui est de la forme $u = -k_v y$ avec $k_v = k_v^T$ qui représente le gain d'injection d'amortissement.

Si on arrive à trouver une commande de la forme $u = \alpha(x) + v$ telle que l'énergie des dynamiques en boucle fermée satisfait la relation suivante :

$$H_d[x(t)] - H_d[x(0)] = \int_0^t (u^T y'(s) ds) - d_d(t) \quad (\text{III-43})$$

$H_d(x) \gg H_d(x^*)$ et y' peut être égale à y la nouvelle sortie passive, nous avons remplacé la dissipation naturelle par la fonction $H_d(x)$, la stabilité est asymptotiques si certaines conditions de détectabilité sont vérifiées.

III.5.6 la commande basée sur la passivité à assignement et d'interconnexion (IDA-PBC)

La passivité (PBC) c'est le nom générique pour définir la méthodologie du contrôleur pour obtenir la stabilisation en rendant le système passif tout en respectant la fonction de stockage, et l'injection d'amortissement. La PBC peut être classée en deux catégories :

- ❖ La catégorie classique, on sélectionne la fonction de stockage, qui désigne le contrôleur pour rendre la fonction de stockage non croissante, cette approche est dérivée de la méthode de Lyapunov, elle a donnée un succès pour contrôler des systèmes physiques décrits par les équations d'Euler-Lagrange incluant ainsi les applications numériques, électriques et électromécaniques.
- ❖ La deuxième classe de la PBC, ne fixe pas la fonction de stockage en boucle fermée mais sélectionne la structure désire du système en boucle fermé (lagrangien, ou PCH), et caractérise une compatibilité entre la fonction d'énergie et cette structure. Cette caractérisation est donnée par le lagrangien en terme de solutions des équations aux dérivées partielles (PDE).

Cette approche trouve son application notamment dans les systèmes lagrangiens contrôlés et dans les systèmes utilisant l'interconnexion et l'amortissement (IDA).

Pour IDA-PBC, les équations aux dérivées partielles particulières PDE qu'on doit résoudre sont paramétrées par trois Matrices (choix du concepteur) d'interconnexion entre les sous-systèmes, d'amortissement, et la matrice d'entrée [MAS02], [MAS00].

III.5.6.1 la méthodologie de IDA-PBC

La méthode IDA-PBC à été introduite comme étant un procédé de contrôle des systèmes PCH de la forme [MAS02] :

$$\begin{cases} \dot{x} = [J(x) - R(x)]\nabla H + g(x).u \\ y = g^T(x)\nabla H \end{cases} \quad (\text{III-44})$$

La IDA-PBC Se déroule comme suite :

En rappelant que PCH dans le cas des systèmes internes des échanges d'énergies sont captées par l'interconnexion et l'amortissement des matrices. Dans le premiers lieu on finie la structure des matrices désirées d'où le nom IDA après nous dérivons PDE par le choix des matrices d'énergies. Finalement nous choisissons celle qui satisfait le minimum d'énergie et trouvé le contrôle qui convient.

En boucle fermé en dynamique du système PCH avec la dissipation de la forme :

$$\dot{x} = [J_d(x) - R_d(x)] \frac{\partial H_d}{\partial x}(x) \quad (\text{III-45})$$

Où la nouvelle fonction d'énergie $H_d(x)$ a un minimum devisée à l'équilibre x^* avec $J_d(x) = -J_d^T(x)$ et $R_d(x) = R_d^T(x) \geq 0$, sont respectivement les matrices d'interconnexions et d'amortissement [ARN06].

L'objectif final d'IDA-PBC c'est de trouver le contrôleur d'état statique avec boucle de retour. On a proposé plusieurs techniques dans la littérature [ARN06] :

III.5.6.1.1 IDA-PBC non paramétrisé

Les matrices de structure et d'amortissement ($J_d(x)$ et $R_d(x)$) sont fixées, le système d'équation ainsi obtenu et multiplié par une matrice annulatrice à gauche de $g(x)$ et les équations aux dérivées partielles sont alors résolues.

III.5.6.1.2 IDA-PBC algébrique

On détermine tout d'abord la fonction Hamiltonien désirées H_d (par exemple une fonction quadratique en termes d'erreur) et alors on résoudre les équation algébriques obtenues pour $J_d(x)$ et $R_d(x)$.

III.5.6.1.3 IDA-PBC paramétrisé

S'applique principalement pour les systèmes mécanique sous actionnés. la connaissance de la structure de la fonction Hamiltonien désirées H_d est utilisée pour avoir la solution plus facile de les équations aux dérivées partielles qui donnant des contraintes sur $J_d(x)$ et $R_d(x)$.

III.5.6.1.4 IDA-PBC en entrelacé algébrique - paramétrisé

Les équations aux dérivées partielles est évaluée dans certain sous système (ou la solution peut être facilement calculée).

III.5.6.2 Propriétés d'IDA-PBC

Les propriétés d'IDA-PBC sont [ORT08] :

III.5.6.2.1 L'énergie d'équilibre

Le mécanisme de stabilisation d'IDA-PBC est particulièrement clair lorsqu'elle est appliquée à un système PCH, avec certaines propriétés d'injections d'amortissement convenables. En effet l'amortissement naturel du système PCH satisfait [MAS02] :

$$R(x)(\nabla H_a - \nabla H) = 0 \quad (\text{III-46})$$

la fonction d'énergie désirée a pour expression :

$$H_a(x) = H(x(t)) - \int_0^t u(s) \cdot y(s) ds \quad (\text{III-47})$$

IDA-PBC montre que la fonction d'énergie est la différence entre l'énergie stockée dans le système et l'énergie fournie par l'environnement. Cela montre que le contrôleur est à conservation d'énergie.

Donnons $J(x, u)$; $R(x)$; $H(x)$; $g(x, u)$ et l'équilibre désiré pour obtenir la stabilité $x^* \in \mathfrak{R}^n$; et trouvons les fonctions $\Gamma(x)$, $J_a(x)$, $R_a(x)$ et le vecteur $k(x)$.

$$[J(x, \Gamma(x)) + J_a(x) - (R(x) + R_a(x))] \cdot k(x) = [-J_a(x) - R_a(x)] \frac{\partial y}{\partial x}(x) + g(x, \Gamma(x)) \quad (\text{III-48})$$

III.5.6.2.2 Préservation de la structure:

$$\begin{cases} J_d(x) = J(x, \beta(x)) + J_a(x) = -J[(x, \Gamma(x)) + J_a(x)]^T \\ R_d(x) = R(x) + R_a(x) = [R(x) + R_a(x)]^T \end{cases} \quad (\text{III-49})$$

III.5.6.2.3 Intégrabilité:

$k(x)$ est le gradient du scalaire de la fonction :

$$\frac{\partial k}{\partial x}(x) = \left[\frac{\partial k}{\partial x}(x) \right]^T \quad (\text{III-50})$$

Les consignes d'équilibre $k(x)$ à vérifier :

$$k(x^*) = -\frac{\partial H}{\partial x}(x^*) \quad (\text{III-51})$$

La stabilité de Lyapunov, le jacobien de $k(x)$, à x^* satisfait la relation :

$$\frac{\partial k}{\partial x}(x^*) \gg -\frac{\partial^2 y}{\partial x^2}(x^*) \quad (\text{III-52})$$

D'après ces conditions le système en boucle fermée devient un système PCH avec une dissipation de la forme :

$$\dot{x} = [J_d(x) - R_d(x)] \frac{\partial H_d}{\partial x}(x) \quad (\text{III-53})$$

Où :

$$H_d(x) = H(x) + H_a(x) \quad (\text{III-54})$$

$$\frac{\partial H_a}{\partial x}(x) = k(x) \quad (\text{III-55})$$

x^* devient un équilibre stable en boucle fermée, il sera asymptotique si nous ajoutons un grand ensemble en boucle fermée dynamique contenu dans

$$\left\{ x \in \mathfrak{R}^n; \left[\frac{\partial H}{\partial x}(x) \right]^T R_d(x) \frac{\partial H}{\partial x}(x) = 0 \right\} \quad (\text{III-56})$$

Égale $\{x^*\}$, une estimation dans un large bande $\{x \in \mathfrak{R}^n, H_d(x) \leq c\}$ [ARN06].

III.5.6.3 Systèmes non linéaires généraux

On considère le système de la forme [DIM04] :

$$\dot{x} = f(x) + g(x).u \quad (\text{III-57})$$

On suppose qu'il existe des matrices $g^\perp(x); J_d(x) = -J_d^T(x); R_d(x) = R_d^T(x) \geq 0$

Et une fonction $H_d : \mathfrak{R}^n \rightarrow \mathfrak{R}$ qui vérifie PDE.

$$g^\perp(x).f(x) = g^\perp(x) |J_d(x) - R_d(x)| \nabla H_d \quad (\text{III-58})$$

Où :

$g^\perp(x)$: C'est la matrice annulatrice à gauche de $g(x)$, de rang complet.

$$g^\perp(x) \cdot g(x) = 0$$

et x_* telle que :

$$x_* = \arg \min H_d(x) \quad (\text{III-59})$$

Avec :

$x_* \in \mathfrak{R}^n$ Le point d'équilibre stable.

Donc la commande u d'écrit sous la forme :

$$u = [g^T(x) \cdot g(x)]^{-1} g^T(x) \{ | J_d(x) - R_d(x) | \nabla H_d - f(x) \} \quad (\text{III-60})$$

III.5.7 la commande basée sur la considération de l'interconnexion et introduction de l'amortissement (SIDA-PBC)

La clé pour le succès de IDA-PBC est la solution de l'équation (III-61) :

$$f(x) + g(x)u = (J_d - R_d) \partial H_d \quad (\text{III-61})$$

Avec la motivation de l'élargissement de la classe des systèmes pour lesquels cette équation est résoluble nous proposons d'éviter la décomposition du contrôle en deux étapes (la mise en forme de l'énergie et l'injection d'amortissement). en revanche, nous suggérons d'effectuer simultanément les deux étapes et nous remplaçons (III-61) par l'équation de SIDA-PBC [MAS00],[MEN06].

$$f(x) + g(x)u = F_d(x) \partial H_d \quad (\text{III-62})$$

et de remplacer les contraintes

$$J_d^T(x) = -J_d(x), R_d(x) = R_d(x)^T \geq 0 \quad (\text{III-63})$$

Par la condition strictement plus faible

$$F_d(x) + F_d^T(x) \leq 0 \quad (\text{III-64})$$

et de définir le contrôle comme suit :

$$u = [g^T(x)g(x)]^{-1} g^T(x)(F_d(x)\partial H_d - f(x)) \quad (\text{III-65})$$

Remarque

De même à IDA-PBC, l'application du SIDA-PBC s'ouvre également sur un système en boucle fermé de la forme (III-64) avec :

$$J_d(x,t) = \frac{1}{2}[F_d(x,t) - F_d^T(x,t)], \quad R_d(x,t) = \frac{1}{2}[F_d(x,t) + F_d^T(x,t)].$$

SIDA-PBC peut être résumée dans la proposition suivante [MEN06] :

Proposition

Soit un système dynamique sous la forme :

$$\dot{x} = f(x) + g(x).u$$

Avec la loi de commande (III-65)

$$u = [g^T(x)g(x)]^{-1} g^T(x)(F_d(x)\partial H_d - f(x)) \quad (\text{III-66})$$

Est asymptotiquement stable pour x^* si :

$$x^* = \arg \min H_d \quad (\text{III-67})$$

et

$$F_d(x) + F_d(x)^T \leq 0 \quad (\text{III-68})$$

III.6 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons étudié la commandé via la passivité et les différentes technique (IDA-PBC et SIDA-PBC) qui sont basée sur les systèmes qui écrit généralement par lagrangien et hamiltonien, la concept de système hamiltonien commandé par port, la structure de Dirac et la stabilité de lyapunov sont aussi obtenu.

CHAPITRE IV

LA COMMANDE DE LA MACHINE ASYNCHRONE À DOUBLE ALIMENTATION

VIA LA PASSIVITÉ

IV Introduction

Dans ce chapitre, nous allons appliquer la commande basés sur la passivité à assignement d'amortissement et d'interconnexion (IDA-PBC) et la commande basée sur la considération simultanée de l'interconnexion et introduction de l'amortissement (SIDA-PBC) sur la génératrice asynchrone à double alimentation. Avant passé application on peut faire un teste sur l'effet de ces commandes sur des exemples électriques.

IV.1 Application de la commande basée sur la passivité à assignement et d'interconnexion (IDA-PBC) sur des exemples électriques

Un système dynamique sous modèle PCH a une représentation mathématique de la forme :

$$\begin{cases} \dot{x} = [J(x) - R(x)]\nabla H + g(x)u \\ y = g^T(x)\nabla H \end{cases} \quad (IV-1)$$

La commande basée sur la passivité à assignement d'amortissement et d'interconnexion (IDA-PBC) de système en boucle fermée est écrite par équation (III-60) (voir chapitre (III)).

$$u = [g^T(x).g(x)]^{-1} g^T(x) \{ | J_d(x) - R_d(x) | \nabla H_d - f(x) \} \quad (IV-2)$$

IV.1.1 Exemple I (système non linéaire)

On considère le système non linéaire suivant [ARN06]:

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = -x_1 + \zeta x_2^2 \\ \dot{x}_2 = -x_1 x_2 + u \end{cases} \quad (IV-3)$$

Avec :

$$\zeta > 0$$

Nous écrivons le système (IV-3) sous la forme de PCH :

$$\dot{x} = (J - R)\partial H + g u \quad (IV-4)$$

Avec :

$$J = \begin{bmatrix} 0 & x_2 \\ -x_2 & 0 \end{bmatrix}, \quad R = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad g = \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix}$$

et

$$H(x) = \frac{1}{2}x_1^2 + \frac{1}{2}\zeta x_2^2$$

L'objectif de commande est de réguler, par exemple, x_2 à une valeur désirée x_2^d .

L'équilibre correspondant à l'équation (IV-3) est donnée par :

$$x_1^* = \zeta(x_2^d)^2, \quad u^* = \zeta(x_2^d)^3.$$

En utilisant la technique IDA algébrique, nous écrivons l'équation (IV-4) comme suit :

$$\dot{x} = (J_d - R_d)\partial H_d \quad (\text{IV-5})$$

Avec :

$$J_d = \begin{bmatrix} 0 & \alpha(x) \\ -\alpha(x) & 0 \end{bmatrix}, \quad R_d = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & r \end{bmatrix}$$

et

$$H_d(x) = \frac{1}{2}(x_1 - x_1^*)^2 + \frac{1}{2\gamma}(x_2 - x_2^d)^2 \quad (\text{IV-6})$$

Où :

$\alpha(x_1, x_2)$ est une fonction qui sera déterminée par l'équation matricielle (IV-7).

$\gamma > 0, r > 0$ sont des paramètres ajustables.

$$(J - R)\partial H + g u = (J_d - R_d)\partial H_d \quad (\text{IV-7})$$

A partir de la première ligne de l'équation matricielle (IV-7) on obtient :

$$-x_1 + \zeta x_2^2 = -(x_1 - x_1^*) + \frac{\alpha}{\gamma}(x_2 - x_2^d) \quad (\text{IV-8})$$

et que nous pouvons en déduire :

$$\alpha(x_1, x_2) = \frac{\gamma}{x_2 - x_2^d} (\zeta x_2^2 - x_1^*) = \gamma \zeta (x_2 + x_2^d) \quad (\text{IV-9})$$

en substituant ceci dans la deuxième ligne de l'équation matricielle (IV-7) on a :

$$-x_1 x_2 + u = -\alpha(x_1 - x_1^*) - \frac{r}{\gamma} (x_2 - x_2^d) \quad (\text{IV-10})$$

Alors la commande u est écrit par :

$$u = x_1 x_2 - \gamma \zeta (x_1 - x_1^*) (x_2 + x_2^d) - \frac{r}{\gamma} (x_2 - x_2^d) \quad (\text{IV-11})$$

Cette commande représente un système hamiltonien en boucle fermé avec (J_d, R_d, H_d) , et qui a (x_1^*, x_2^d) point d'équilibre globalement asymptotiquement stable.

IV.1.1.1 Simulation et Interprétation

Les Figures ci-dessous montrent le comportement du système contrôlé par la commande IDA-PBC pour différentes valeurs de r et γ ($\zeta = 2$ et $x_2^d = 1$).

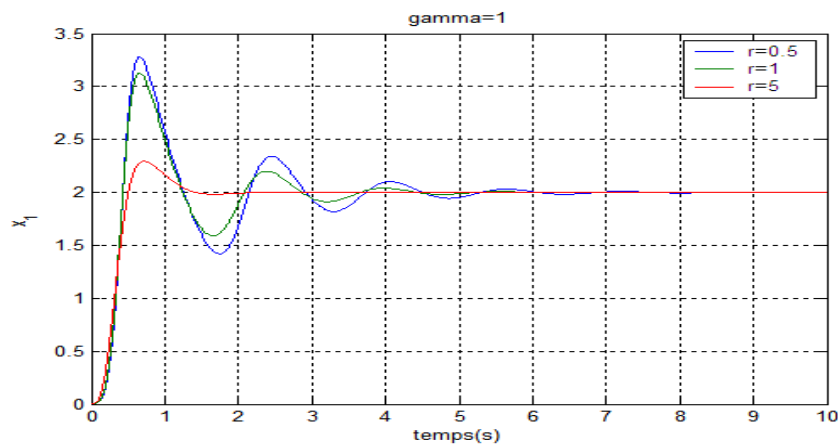


Figure IV.1 : comportement x_1 pour différentes valeurs de r et $\gamma=1$.

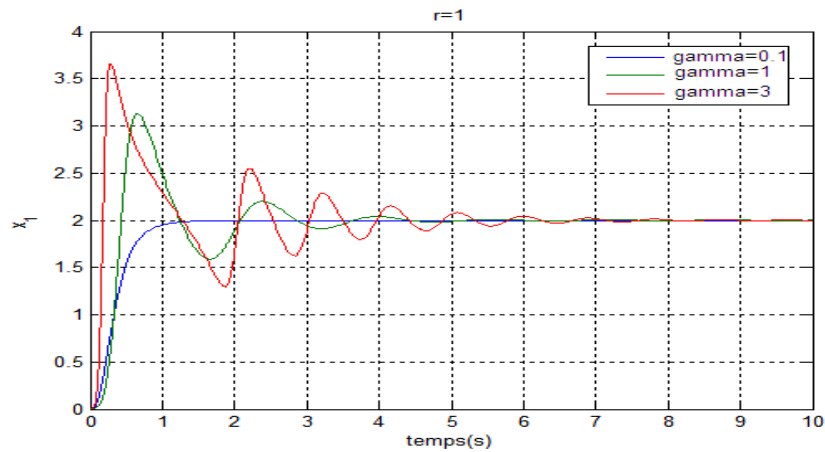


Figure IV.2 : comportement x_1 pour différentes valeurs de γ et $r=1$.

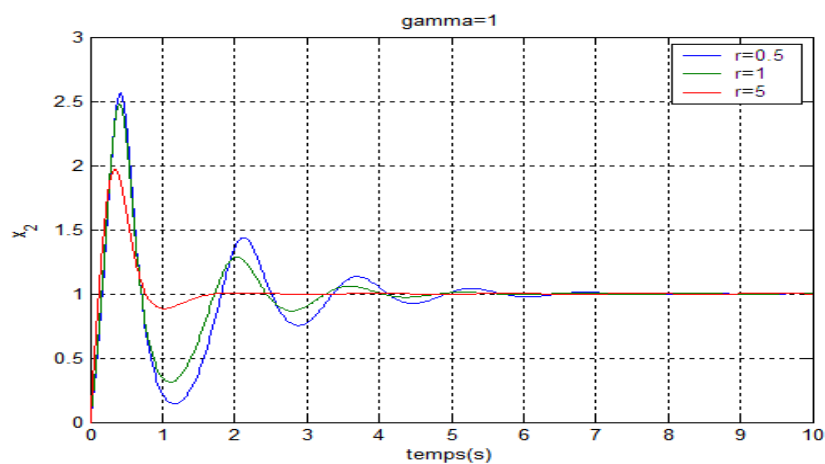


Figure IV.3 : comportement x_2 pour différentes valeurs de r et $\gamma=1$.

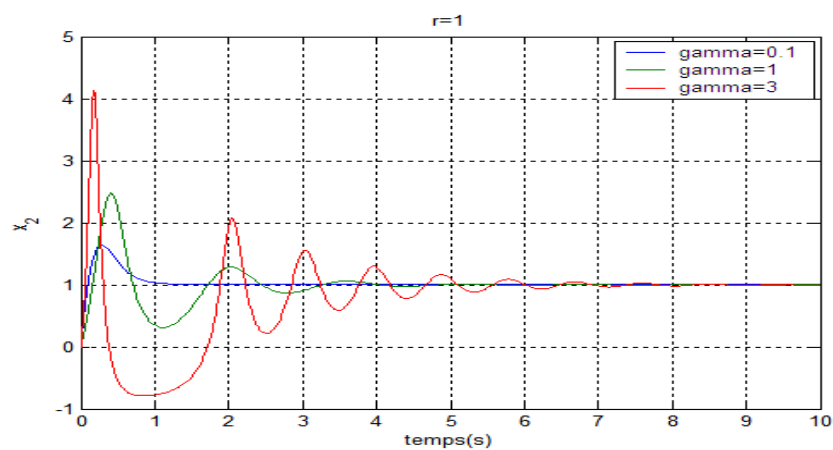


Figure IV.4 : comportement x_2 pour différentes valeurs de γ et $r=1$.

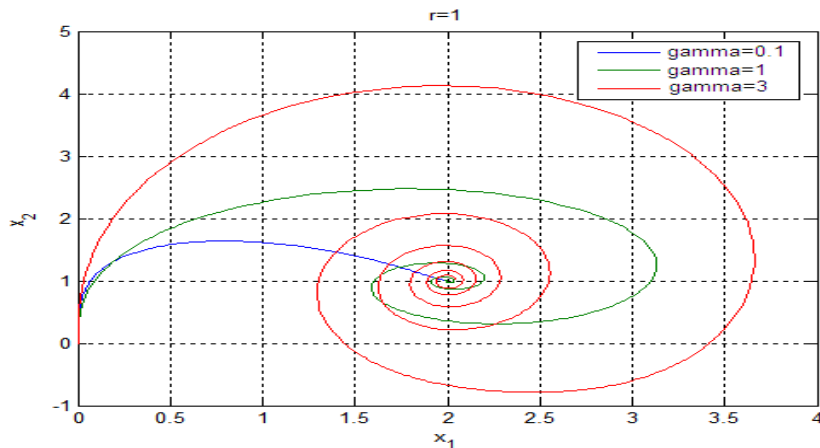


Figure IV.5 : trajectoire de l'espace d'état $[x_1, x_2]$ pour différentes valeurs de r et γ .

Nous remarquons que le paramètre γ a plus d'influence sur les trajectoires.

IV.1.2 Exemple 2 (machine à courant continu)

On considère un moteur à courant continu à aimant permanent (le couple $C_{em} = L_{Af} i_f = \text{constant}$)

Le système PCH est décrit par [ARN06]:

$$\dot{x} = (J - R)\partial H(x) + g + g_u \cdot u \quad (\text{IV-12})$$

Avec :

$$x \in \mathbb{R}^2 \quad \text{et} \quad x = [\Phi, \Omega].$$

Φ : est le flux inducteur.

Ω : est la vitesse angulaire.

Les matrices d'interconnexion, de dissipation et de port sont :

$$J = \begin{bmatrix} 0 & -C_{em} \\ C_{em} & 0 \end{bmatrix}, \quad R = \begin{bmatrix} r & 0 \\ 0 & C_f \end{bmatrix}, \quad g = \begin{bmatrix} 0 \\ -C_r \end{bmatrix}, \quad g_u = \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix}$$

On considère que le couple mécanique est une perturbation externe. r et C_f représentent respectivement les pertes électrique et mécanique, la fonction hamiltonien est donnée par :

$$H(x) = \frac{1}{2L} \Phi^2 + \frac{1}{2J_{mach}} \Omega^2 \quad (IV-13)$$

Avec :

L : C'est inductance.

J_{mach} : Inertie de moteur.

L'objectif de contrôle est régulé, par exemple, la vitesse ω à une valeur désirée ω^d .

Les points d'équilibres pour le courant et la tension sont :

$$i^* = \frac{1}{K} (C_f \omega^d + C_r) \quad (IV-14)$$

$$u^* = r i^* + C_{em} \omega^d \quad (IV-15)$$

en appliquant IDA-PBC sur le moteur avec la fonction d'énergie de hamiltonien désirée

H_d est décrit par :

$$H_d(x) = H(x) = \frac{1}{2L} (\Phi - \Phi^*)^2 + \frac{1}{2J_{mach}} (\Omega - \Omega^*)^2 \quad (IV-16)$$

Avec :

$$\Phi = L i, \Omega = J_{mach} \omega$$

On à :

$$\begin{bmatrix} \frac{\partial H}{\partial i} \\ \frac{\partial H}{\partial \omega} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i - i^* \\ \omega - \omega^* \end{bmatrix} \quad (IV-17)$$

Pour résoudre l'équation matricielle (IV-16) .on considère généralement que les matrices J et R .

Tel que :

$$J_d - R_d = \begin{bmatrix} -r_d & -J_d \\ J_d & -b_d \end{bmatrix} \quad (IV-18)$$

La première ligne de l'équation matricielle (IV-16) donne la commande désirée et la seconde ligne impose :

$$J_d(i - i^*) - b_d(\omega - \omega^d) = C_{em}i - C_f\omega - C_r \quad (IV-19)$$

On accepte que $b_d = B_r$ et on utilise l'expression du point d'équilibre, $J_d = C_{em}$.

Puisque r_d est un paramètre libre, on remplace dans la première ligne de l'équation matricielle (IV-16) on trouve la commande u .

Avec :

$$u = r_d(i - i^*) + ri + C_{em}\omega^d \quad (IV-20)$$

IV.1.2.1 Simulation et Interprétation

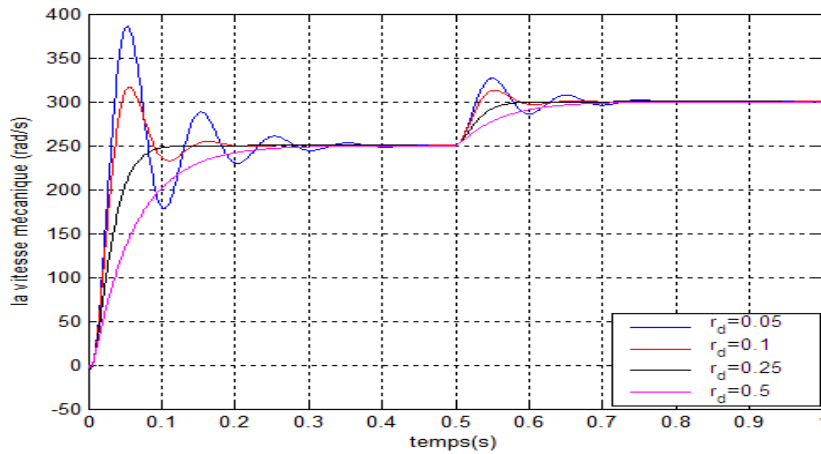


Figure IV.6 : la vitesse mécanique pour différentes valeurs de r_d .

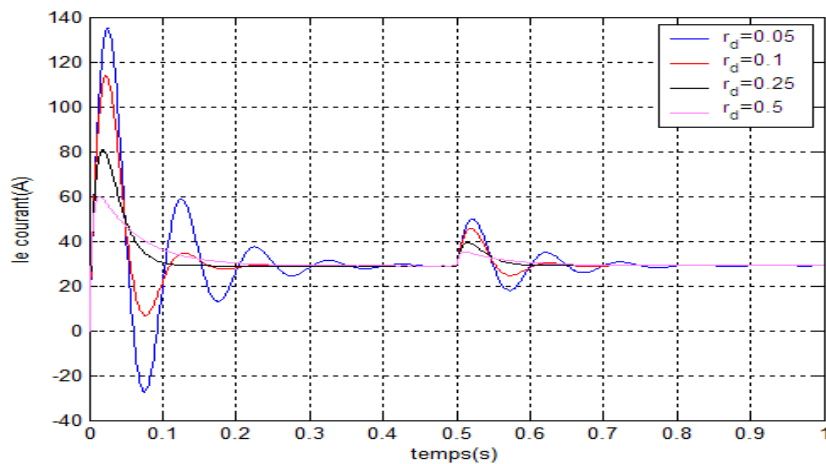


Figure IV.7 : Le courant pour différentes valeurs de r_d .

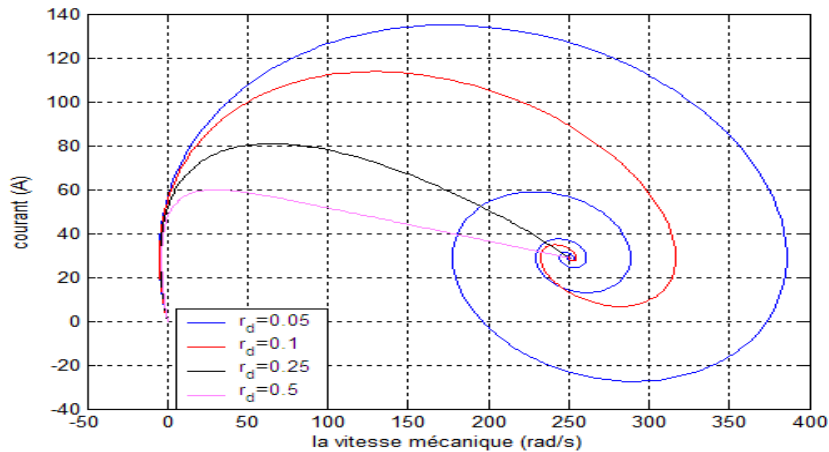


Figure IV.8 : trajectoire de l'espace d'état [la vitesse mécanique, courant] pour différentes valeurs de r_d .

Les figures (IV-6) et (IV-7) montrent le comportement de système avec la loi de commande (III-60). La vitesse mécanique désirée est commandée de la façon suivante :

- Pour $0s < t \leq 0.5s$ est de $\Omega_d = 250 \text{ rad. s}^{-1}$.
- Pour $0.5s < t \leq 1s$ est de $\Omega_d = 300 \text{ rad. s}^{-1}$.

La Figure (IV-6) montre la vitesse mécanique pour différentes valeurs de l'amortissement r_d . Nous remarquons que pour une valeur plus élevée de r_d , le régime transitoire devient plus amorti.

La figure (IV-8) montre le courant d'inducteur avec un comportement semblable à celui de la vitesse mécanique. Finalement, et pour $0s < t \leq 0.5s$, la trajectoire des phases, qui converge vers le point d'équilibre.

IV.1.3 Exemple 3 (la machine asynchrone)

IV.1.3.1 Le modèle de la machine asynchrone

Le modèle de la machine asynchrone à cage est équivalent au modèle de la machine asynchrone à double alimentation sauf que le rotor de la machine asynchrone est court-circuité (les tensions rotoriques sont nulles).

Le modèle de la machine asynchrone s'écrit dans le repère de PARK lié au champ tournant comme suit [WIT00] :

$$\begin{aligned}
 V_{sd} &= R_s i_{sd} + \frac{d\Phi_{sd}}{dt} - \omega_s \Phi_{sq} \\
 0 &= R_r i_{rd} + \frac{d\Phi_{rd}}{dt} - (\omega_s - \omega) \Phi_{rq} \\
 V_{sq} &= R_s i_{sq} + \frac{d\Phi_{sq}}{dt} + \omega_s \Phi_{sd} \\
 0 &= R_r i_{rq} + \frac{d\Phi_{rq}}{dt} + (\omega_s - \omega) \Phi_{rd} \\
 J_{mach} \frac{d\omega}{dt} &= (\Phi_{rq} i_{rd} - \Phi_{rd} i_{rq}) - C_r - C_f \omega
 \end{aligned} \tag{IV-21}$$

Les expressions des flux statoriques et rotoriques dans le repère de PARK sont données par la relation suivante :

$$\begin{aligned}
 \Phi_{sd} &= L_s i_{sd} + M i_{rd} \\
 \Phi_{sq} &= L_s i_{sq} + M i_{rq} \\
 \Phi_{rd} &= L_r i_{rd} + M i_{sd} \\
 \Phi_{rq} &= L_r i_{rq} + M i_{sq}
 \end{aligned} \tag{IV-22}$$

En introduisant les équations (IV-22) dans les équations (IV-21) on trouve les équations suivantes :

$$\begin{aligned}
 \dot{\Phi}_{sd} &= -R_s i_{sd} + \omega_s L_s i_{sq} + \omega_s M i_{rq} + V_{sd} \\
 \dot{\Phi}_{rd} &= -R_r i_{rd} + \omega_s L_r i_{rq} + \omega_s M i_{sq} - \omega \Phi_{rq} \\
 \dot{\Phi}_{sq} &= -R_s i_{sq} - \omega_s L_s i_{sd} - \omega_s M i_{rd} + V_{sq} \\
 \dot{\Phi}_{rq} &= -R_r i_{rq} - \omega_s L_r i_{rd} - \omega_s M i_{sd} + \omega \Phi_{rd}
 \end{aligned} \tag{IV-23}$$

ou :

$$\begin{aligned}
 \dot{\Phi}_x &= -R i_x + \omega_s L i_y - \begin{bmatrix} 0 \\ \Phi_{rq} \end{bmatrix} \omega + \begin{bmatrix} V_{sd} \\ 0 \end{bmatrix} \\
 \dot{\Phi}_y &= -R i_y + \omega_s L i_x - \begin{bmatrix} 0 \\ \Phi_{rd} \end{bmatrix} \omega + \begin{bmatrix} V_{sq} \\ 0 \end{bmatrix}
 \end{aligned} \tag{IV-24}$$

Avec :

$$\Phi_x = \begin{bmatrix} \Phi_{sd} \\ \Phi_{rd} \end{bmatrix}, \Phi_y = \begin{bmatrix} \Phi_{sq} \\ \Phi_{rq} \end{bmatrix}, i_x = \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{rd} \end{bmatrix}, i_y = \begin{bmatrix} i_{sq} \\ i_{rq} \end{bmatrix}, R = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix}, L = \begin{bmatrix} L_s & M \\ M & L_r \end{bmatrix}.$$

IV.1.3.2 L'énergie du système et le modèle PCH

On pose les variables d'état comme suite :

$$x = [\Phi_{sd} \quad \Phi_{rd} \quad \Phi_{sq} \quad \Phi_{rq} \quad J_{mach} \omega]^T = [\Phi_x^T \quad \Phi_y^T \quad J_{mach} \omega]^T \in \mathfrak{R}^5 \quad (IV-25)$$

D'où $H(x)$ l'énergie du système est accomplie par les deux énergies ; magnétique des bobines et cinétique du rotor. Elle est écrite en termes de variables d'état :

$$H(x) = \frac{1}{2} x_{12}^T L^{-1} x_{12} + \frac{1}{2} x_{34}^T L^{-1} x_{34} + \frac{1}{2} J_{mach}^{-1} x_5^2 \quad (IV-26)$$

Avec :

$$x_{12} = \Phi_x = [\Phi_{sd} \quad \Phi_{rd}]^T, \quad x_{34} = \Phi_y = [\Phi_{sq} \quad \Phi_{rq}]^T$$

Les dérivées partielles de l'énergie par rapport aux variables d'états sont :

$$\begin{aligned} \frac{\partial H}{\partial x_{12}} = L^{-1} x_{12} = i_x &\Rightarrow \begin{cases} \frac{\partial H}{\partial x_1} = i_{sd} \\ \frac{\partial H}{\partial x_2} = i_{rd} \end{cases} \\ \frac{\partial H}{\partial x_{34}} = L^{-1} x_{34} = i_y &\Rightarrow \begin{cases} \frac{\partial H}{\partial x_3} = i_{sq} \\ \frac{\partial H}{\partial x_4} = i_{rq} \end{cases} \\ \frac{\partial H}{\partial x_5} = J_{mach}^{-1} x_5 = \omega & \end{aligned} \quad (IV-27)$$

Si la vitesse angulaire du système de référence ω_s est fixée à la pulsation ψ de tension électrique ; alors sa valeur utilisée comme une nouvelle entrée pour notre modèle.

Pour plus de simplification, on considère le couple de charge de la forme :

$$C_r = B_p \omega \quad (IV-28)$$

Avec B_p étant une valeur constante positive.

On obtient le modèle du moteur à induction :

$$\dot{x} = \begin{bmatrix} -R_s & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -R_r & 0 & 0 & -x_4 \\ 0 & 0 & -R_s & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -R_r & x_2 \\ 0 & x_4 & 0 & -x_2 & B' \end{bmatrix} \nabla H + \begin{bmatrix} 1 & 0 & x_3 \\ 0 & 0 & x_4 \\ 0 & 1 & -x_1 \\ 0 & 0 & -x_2 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \\ \psi \end{bmatrix} \quad (IV-29)$$

$$y = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ x_3 & x_4 & -x_1 & -x_1 & 0 \end{bmatrix} \nabla H = \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ 0 \end{bmatrix}$$

Où :

$$B' = C_f + B_p.$$

Les matrices suivantes peuvent être identifiées par le système dans l'équation matricielle (IV-29):

$$J(x) = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -x_4 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -0 & x_2 \\ 0 & x_4 & 0 & -x_2 & B' \end{bmatrix}, \quad R(x) = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_s & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & B' \end{bmatrix}, \quad g(x) = \begin{bmatrix} 1 & 0 & x_3 \\ 0 & 0 & x_4 \\ 0 & 1 & -x_1 \\ 0 & 0 & -x_2 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

Avec :

$$J(x) = -J(x)^T, \quad R(x) = R(x)^T$$

Avec ces matrices le système (IV-29) peut être écrit comme un modèle PCH :

$$\begin{aligned} \dot{x} &= [J(x) - R(x)] \nabla H + g u \\ y &= g^T \nabla H \end{aligned} \quad (IV-30)$$

Ou :

$$u = [V_{sd} \quad V_{sq} \quad \psi]^T \in \mathfrak{R}^3 \text{ Sont des entrés pour le système.}$$

IV.1.3.3 Contrôle IDA-PBC

Pour appliquer IDA-PBC, les matrices J_d , R_d et g^\perp sont choisies comme :

$$J_d(x) = J(x), \quad R_d(x) = R(x), \quad g^\perp(x) = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & x_2 & 0 & x_4 & 0 \end{bmatrix}.$$

Avec ces matrices, l'équation aux dérivées partielles (*PDE*) est simplifiée

$$g^\perp [J - R] \nabla H_a = 0 \quad (\text{IV-31})$$

H_a : est l'énergie appliquée par la commande et par conséquent l'énergie en boucle fermée est $H_d = H + H_a$.

Après l'évaluation de g^\perp , J et R , on obtient les deux équations :

$$\begin{aligned} x_2 \left[-R_r \frac{\partial H_a}{\partial x_2} - x_4 \frac{\partial H_a}{\partial x_5} \right] + x_4 \left[-R_r \frac{\partial H_a}{\partial x_4} + x_2 \frac{\partial H_a}{\partial x_5} \right] &= 0 \\ x_4 \frac{\partial H_a}{\partial x_2} - x_2 \frac{\partial H_a}{\partial x_4} - B \frac{\partial H_a}{\partial x_5} &= 0 \end{aligned} \quad (\text{IV-32})$$

❖ Le système des équations aux dérivées partielles

On remarque, qu'il existe une certaine linéarité entre (x_2 et x_4) et une autre linéarité entre x_5 et (x_2, x_4). On constate aussi que x_1 et x_3 sont indépendants entre eux et entre x_2, x_4 et x_5 .

$$x_2 \frac{\partial H_a}{\partial x_2} + x_4 \frac{\partial H_a}{\partial x_4} = 0 \quad (\text{IV-33})$$

L'équation obtenue est :

$$\frac{dx_2}{x_2} = \frac{dx_4}{x_4} \Rightarrow \frac{x_2}{x_4} = cte \quad (\text{IV-34})$$

La solution de cette équation est obtenue par l'intégrale première, en utilisant le

changement de variable $u = \frac{x_2}{x_4}$ on obtient l'équation suivante :

$$x_4 \frac{\partial H_a}{\partial x_2} - x_2 \frac{\partial H_a}{\partial x_4} - B \frac{\partial H_a}{\partial x_5} = 0 \quad (\text{IV-35})$$

Donc :

$$\begin{aligned}
 x_4 \frac{\partial H_a}{\partial u} \frac{\partial u}{\partial x_2} - x_2 \frac{\partial H_a}{\partial u} \frac{\partial u}{\partial x_4} &= B' \frac{\partial H_a}{\partial x_5} \\
 \Rightarrow \frac{\partial H_a}{\partial u} - \frac{\partial H_a}{\partial u} \left(-\frac{x_2}{(x_4)^2} \right) x_2 &= B' \frac{\partial H_a}{\partial x_5} \\
 \Rightarrow \frac{\partial H_a}{\partial u} (1+u^2) &= B' \frac{\partial H_a}{\partial x_5} \\
 \Rightarrow B' \frac{du}{1+u^2} &= -dx_5
 \end{aligned}$$

$$-x_5 + c = B' \arctan g u$$

L'intégration donne :

$$\begin{aligned}
 \Rightarrow c_1 = x_5 + B' \arctan g u \\
 H_{a_1} = f(c_1)
 \end{aligned}$$

Alors :

$$H_{a_1} = x_5 + B' \arctan g \frac{x_2}{x_4} \quad (\text{IV-36})$$

Puisque x_1 et x_3 sont indépendants on peut poser :

$$\frac{\partial H_{a_2}}{\partial x_2} = c_2 \Rightarrow H_{a_2} = c_2 x_1 \quad (\text{IV-37})$$

et

$$\frac{\partial H_{a_3}}{\partial x_3} = c_3 \Rightarrow H_{a_3} = c_3 x_3 \quad (\text{IV-38})$$

Alors:

$$H_a = H_{a_1} + H_{a_2} + H_{a_3}$$

Avec la solution générale :

$$H_a = H_a \left(x_1, x_3, x_5 + B' \arctan \left(\frac{x_2}{x_4} \right) \right) \quad (\text{IV-39})$$

Une fois la solution de l'équation (IV-32) est obtenue, on doit sélectionner la fonction H_a souhaitable.

Cela signifie que la fonction sélectionnée doit fixer le point d'équilibre pour atteindre les réponses statiques souhaitées du système et en même temps définir la réponse transitoire en utilisant les « formes géométriques » de l'énergie.

Puisque l'objectif de ce contrôleur est de régler la vitesse angulaire ω , la fonction d'énergie appliquée est choisie :

$$H_a = k_1 x_1 + k_2 x_3 + k_3 \left[x_5 + B' \arctan \left(\frac{x_2}{x_4} \right) \right] \quad (IV-40)$$

Avec k_i , $i = 1, 2, 3$ valeurs réelles constantes.

Le point d'équilibre de la boucle fermée est défini par la solution $\nabla(H + H_a) = 0$:

$$L^{-1} x_{12} + \left[\begin{array}{c} k_1 \\ \frac{x_4}{x_2^2 + x_4^2} k_3 B' \end{array} \right] = 0 \quad (IV-41)$$

$$L^{-1} x_{34} + \left[\begin{array}{c} k_2 \\ -\frac{x_2}{x_2^2 + x_4^2} k_3 B' \end{array} \right] = 0 \quad (IV-42)$$

$$J_m^{-1} x_5 + k_3 = 0 \quad (IV-43)$$

Finalement, la commande qui doit être appliqué et donné par :

$$\begin{aligned} V_{sd}(x) &= -R_s k_1 + \left(1 + \frac{R_s B'}{x_2^2 + x_4^2} \right) x_3 k_3 \\ V_{sq}(x) &= -R_s k_2 - \left(1 + \frac{R_s B'}{x_2^2 + x_4^2} \right) x_1 k_3 \\ \psi(x) &= - \left(1 + \frac{R_s B'}{x_2^2 + x_4^2} \right) k_3 \end{aligned} \quad (IV-44)$$

IV.1.3.4 Simulation et interprétation

Les conditions initiales et les paramètres du contrôleur sont choisis comme suite :

$$\begin{cases} x = [0 \ 0.1 \ 0 \ 0.1 \ 0]^T \\ k_1 = -5, k_2 = -10, k_3 = -50 \end{cases}$$

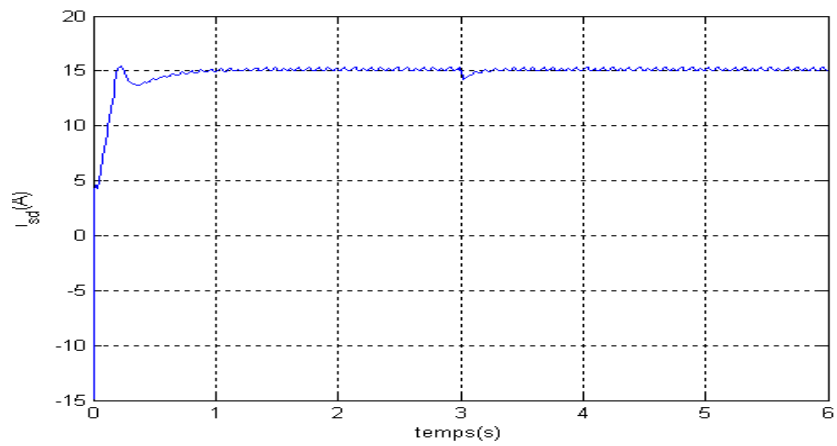


Figure IV.9 : courant statorique sur l'axe d.

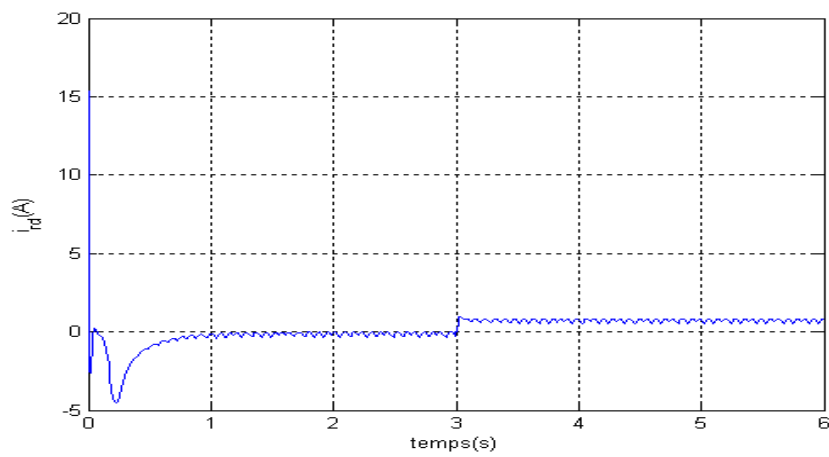


Figure IV.10 : courant rotorique sur l'axe d.

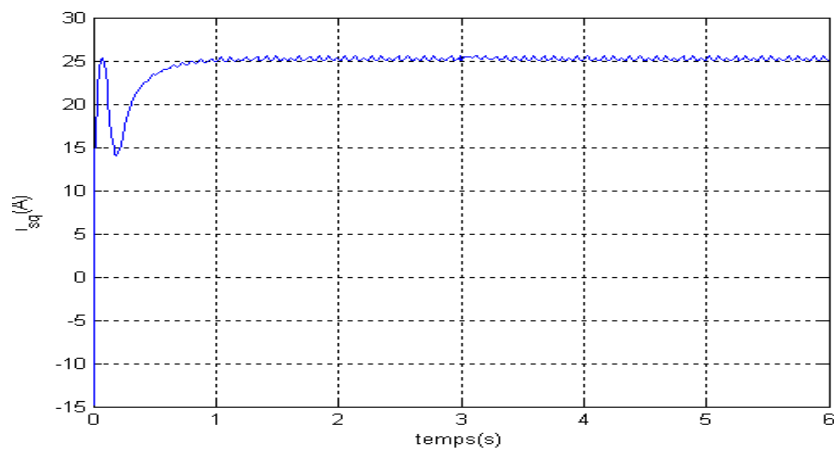


Figure IV.11 : courant statorique sur l'axe q.

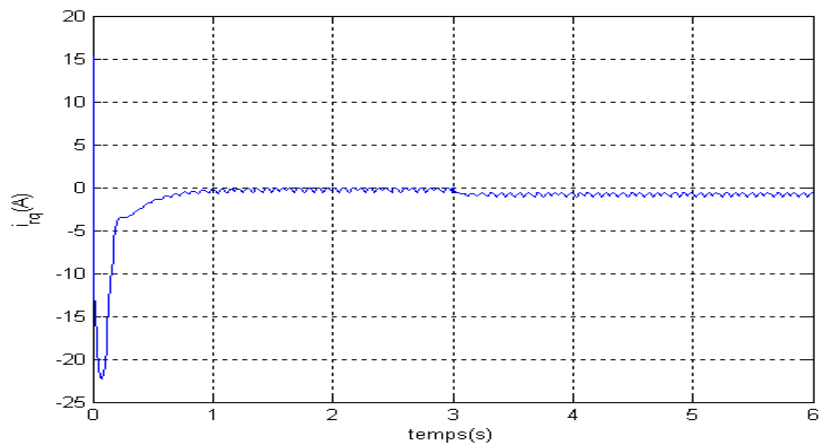


Figure IV.12 : courant rotorique sur l'axe q.

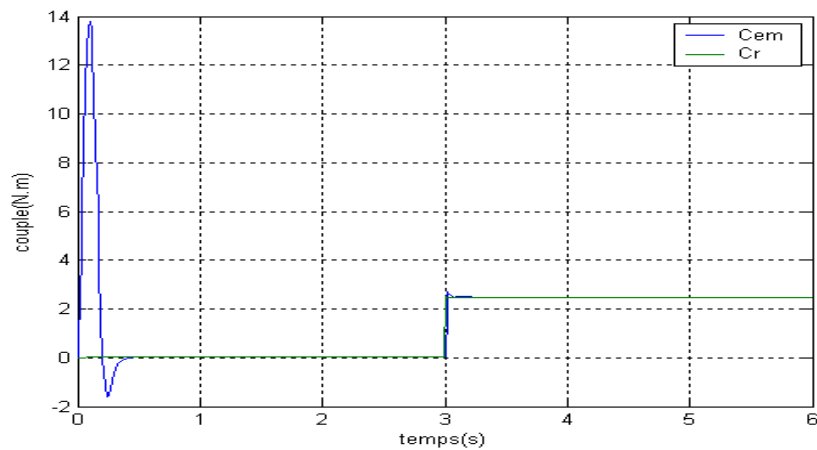


Figure IV.13 : Evolution du couple électromagnétique et le couple de charge.

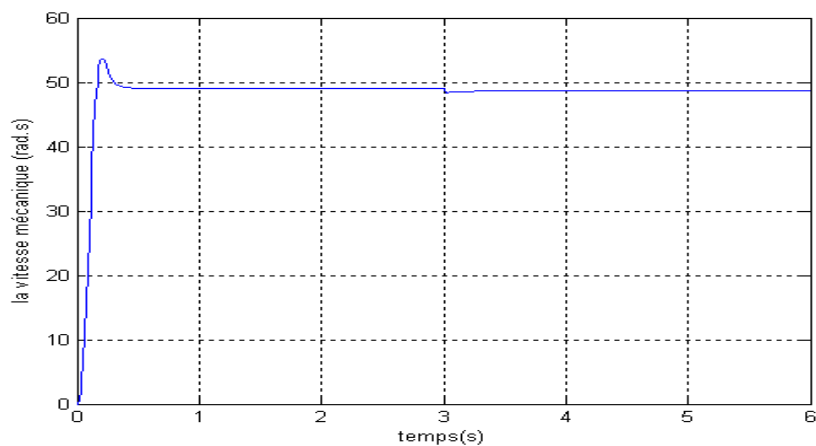


Figure IV.14 : Evolution de la vitesse mécanique.

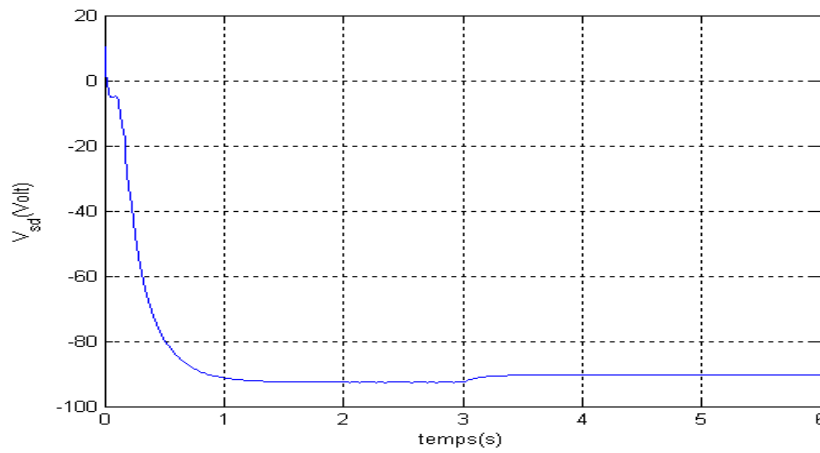


Figure IV.15 : la tension statorique sur l'axe d.

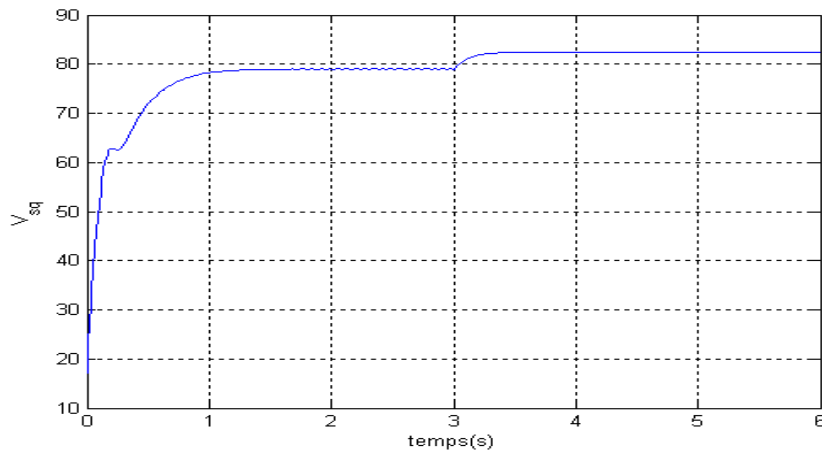


Figure IV.16 : la tension statorique sur l'axe q (Volt).

On remarque qu'à l'application du couple résistant à instant $t=3s$, le couple électromagnétique augmente à fin de compenser le couple résistant, cela induit une légère de la vitesse mécanique jusqu'à atteindre la valeur $\Omega = 47rad/s$ et une augmentation des courants statoriques.

IV.1.3.5 Test de Robustesse

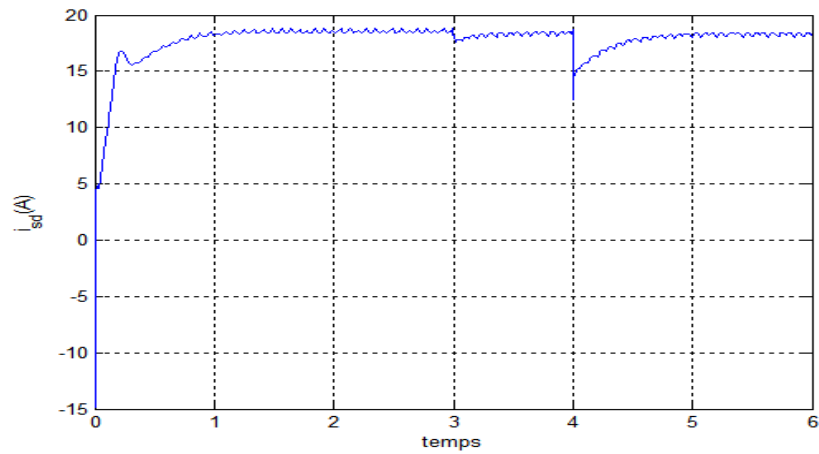


Figure IV.17 : courant statorique sur l'axe d.

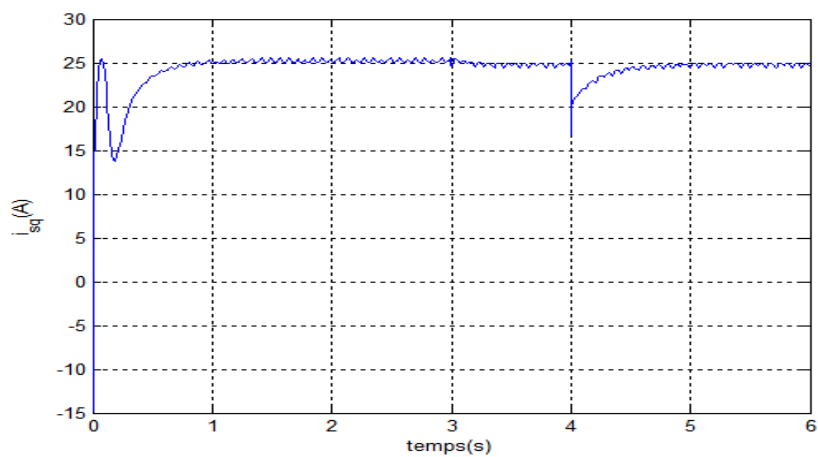


Figure IV.18 : courant statorique sur l'axe q.

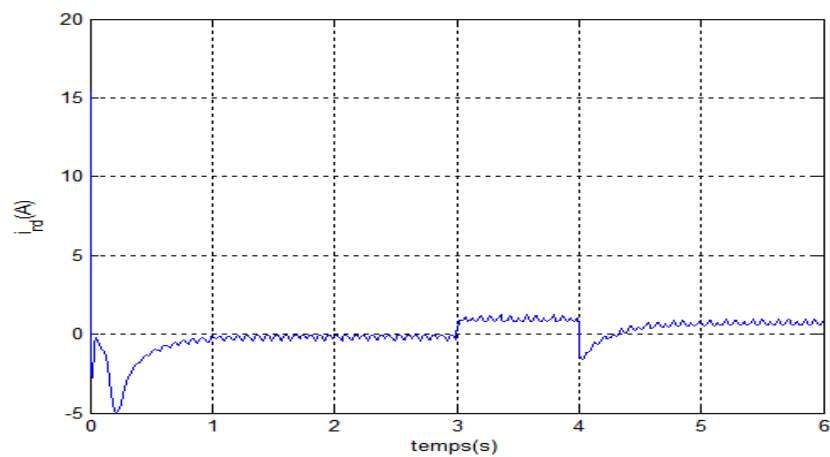


Figure IV.19 : courant rotorique sur l'axe d.

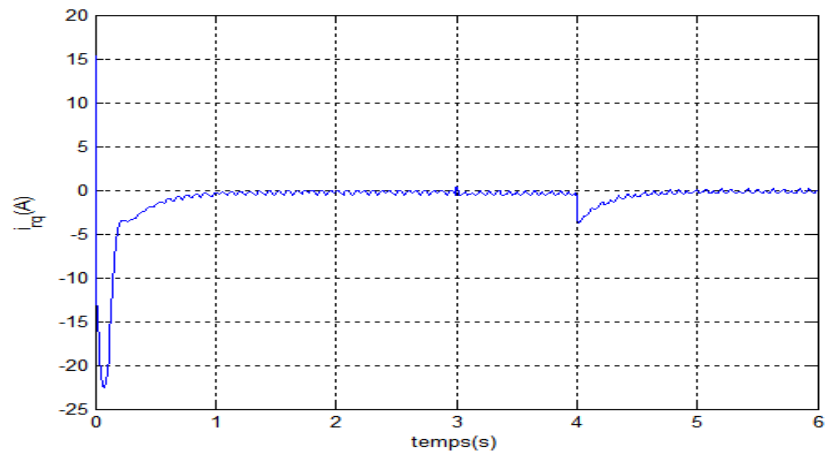


Figure IV.20 : courant rotorique sur l'axe q.

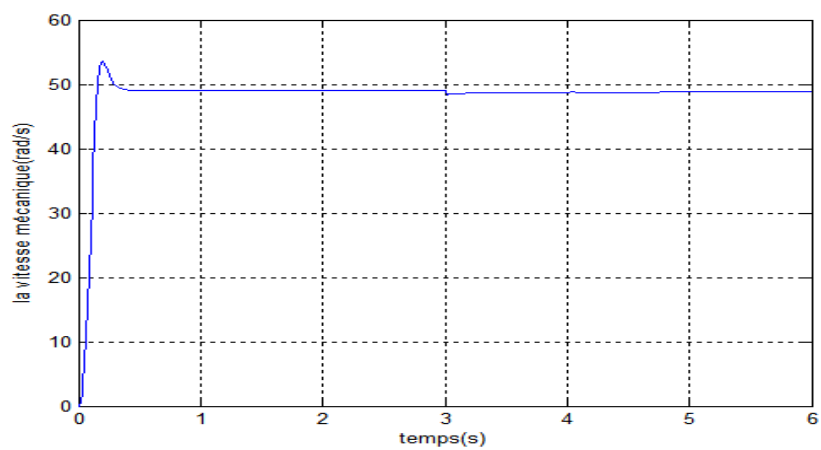


Figure IV.21 : Evolution de la vitesse mécanique.

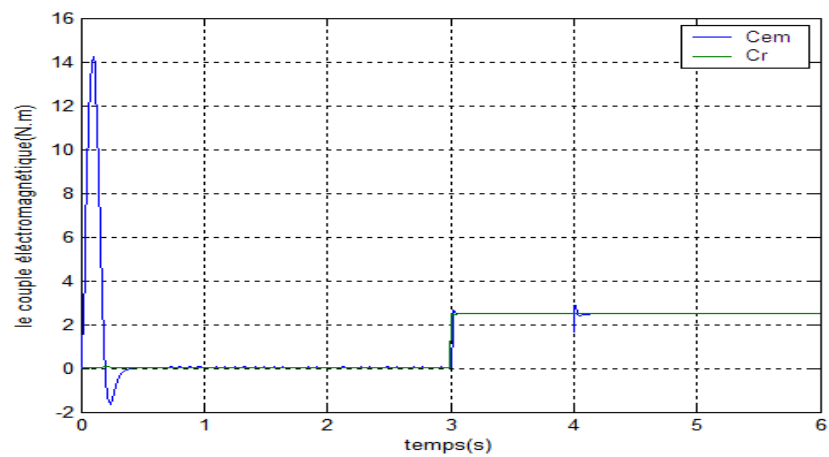


Figure IV.22 : Evolution du couple électromagnétique et le couple de charge.

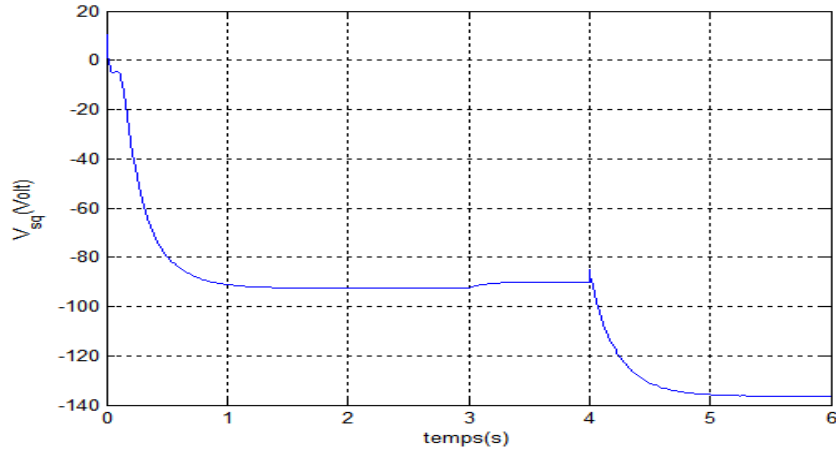


Figure IV.23 : la tension statorique sur l'axe d (V).

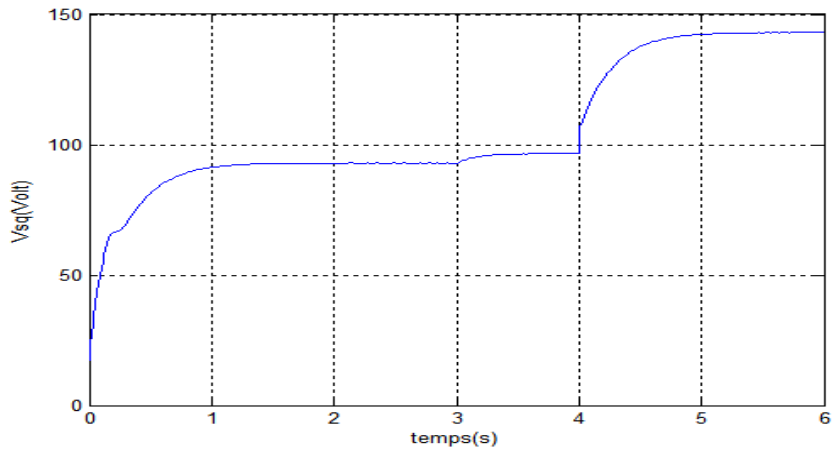


Figure IV.24 : la tension statorique sur l'axe q (V).

Les résultats de simulation pour la variation des paramètres (augmentation à 50%) de la machine montrent bien l'insensibilité de la commande via IDA-PBC. Les courants statoriques et rotoriques présentent un pic de courant (sans effet) dans une courte durée.

IV.2 Application de la commande basée sur la considération de l'interconnexion et d'amortissement (SIDA-PBC) sur des exemples électriques

Soit un système dynamique sous la forme :

$$\dot{x} = f(x) + g(x)u \quad (\text{IV-45})$$

La commande par SIDA-PBC est d'écrit par :

$$u = [g^T(x)g(x)]^{-1} g^T(x)(F_d(x)\partial H_d - f(x)) \quad (\text{IV-46})$$

IV.2.1 Exemple 1 (système non linéaire)

On considère le système non linéaire suivante [WIT00]:

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = -x_1 + \zeta x_2^2 \\ \dot{x}_2 = -x_1 x_2 + u \end{cases} \quad (\text{IV-47})$$

Le modèle (IV-47) peut être écrit sous la forme :

$$\dot{x} = f(x) + g(x)u \quad (\text{IV-48})$$

Avec :

$$f(x) = \begin{bmatrix} -x_1 + \zeta x_2^2 \\ -x_1 x_2 \end{bmatrix}, \quad g = \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix}.$$

Fractionnement de la matrice F_d comme :

$$F_d = \begin{bmatrix} F_{11} & F_{12} \\ F_{21} & F_{22} \end{bmatrix}$$

La loi de commande (III-65) est d'écrit comme suit :

$$u = F_{21}\partial_{x_1}H_d + F_{22}\partial_{x_2}H_d + x_1 x_2 \quad (\text{IV-49})$$

La fonction d'énergie :

$$H_d = \frac{1}{2}(x_1 - x_1^*)^2 + \frac{\zeta}{2}(x_2 - x_2^*)^2 \quad (\text{IV-50})$$

Ce qui implique :

$$\partial_{x_1}H_d = x_1 - x_1^*, \text{ et } \partial_{x_2}H_d = \zeta(x_2 - x_2^*).$$

On pose : $F_{21} = -x_2$ et $F_{22} = -\frac{k}{\zeta}$, la commande décrit par :

$$u = x_1^* x_2 - k(x_2 - x_2^*) \quad (\text{IV-51})$$

F_{11} et F_{12} sont encore libres et doivent satisfaire l'équation (IV-50) pour la dynamique de x_1 .

$$-x_1 + \zeta x_2^2 = F_{11}(x_1 - x_1^*) + F_{12}\zeta(x_2 - x_2^*) \quad (\text{IV-52})$$

Pour simplifier les calculs, on pose $F_{11} = -1$, ce qui donne :

$$F_{22} = x_2 + x_2^* . \quad (\text{IV-53})$$

En fin, pour prouver la stabilité nous ne disposons que s'être sur que la matrice $F + F^T$ est définie semi-négative.

$$F + F^T = \begin{bmatrix} -2 & x_2^* \\ x_2^* & -\frac{k}{\zeta} \end{bmatrix} \leq 0 . \quad (\text{IV-54})$$

Et, en appliquant l'inégalité :

$$k \geq \frac{1}{4} \zeta x_2^{*2} = \frac{1}{4} x_1^* \quad (\text{IV-55})$$

IV.2.1.1 Simulation et Interprétation

La figure suivante présente la simulation d'un système non linéaire par la commande SIDA-PBC avec $\zeta = 2$, $x_2^d = 2$ et $k = 1$.

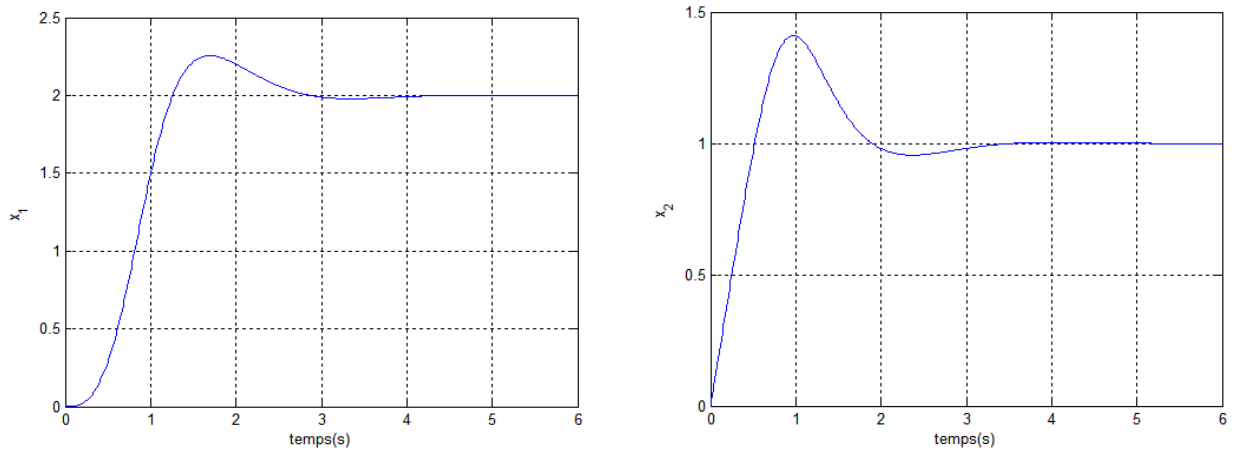


Figure IV.25 : x_1 et x_2 contrôlés par SIDA-PBC

Nous remarquons que le système va vers le point d'équilibre souhaité x^* .

IV.3 la commande de la GADA par IDA-PBC

Soit une machine asynchrone à double alimentation connectée en parallèlement avec le réseau électrique pour alimenter une charge. On considère (V_r, I_r) les variables de ports rotoriques pour le contrôle, (V_n, I_n) celle de réseau et (V_s, I_s) pour la charge d'impédance Z_{ch} .

Le modèle de la machine asynchrone à double alimentation s'écrit dans le repère de PARK lié au champ tournant comme suit (voir chapitre II) [ARN06], [HAN05]:

$$\begin{aligned}
 V_{sd} &= R_s i_{sd} + \frac{d\Phi_{sd}}{dt} - \omega_s \Phi_{sq} \\
 V_{sq} &= R_s i_{sq} + \frac{d\Phi_{sq}}{dt} + \omega_s \Phi_{sd} \\
 V_{rd} &= R_r i_{rd} + \frac{d\Phi_{rd}}{dt} - (\omega_s - \omega) \Phi_{rq} \\
 V_{rq} &= R_r i_{rq} + \frac{d\Phi_{rq}}{dt} + (\omega_s - \omega) \Phi_{rd} \\
 J_{mach} \frac{d\omega}{dt} &= M(-i_{sd} i_{rq} + i_{sq} i_{rd}) - C_r - C_f \omega
 \end{aligned} \tag{IV-56}$$

en utilisant Les équations des flux (II-19) et (II-20) on obtient :

$$\begin{aligned}
 \dot{\Phi}_{sd} &= V_{sd} - R_s i_{sd} + \omega_s L_s i_{sq} + \omega_s M i_{rq} \\
 \dot{\Phi}_{sq} &= V_{sq} - R_s i_{sq} - \omega_s L_s i_{sd} - \omega_s M i_{rd} \\
 \dot{\Phi}_{rd} &= V_{rd} - R_r i_{rd} + (\omega_s - \omega) M i_{sq} + (\omega_s - \omega) L_r i_{rq} \\
 \dot{\Phi}_{rq} &= V_{rq} - R_r i_{rq} - (\omega_s - \omega) M i_{sd} - (\omega_s - \omega) L_r i_{rd}
 \end{aligned} \tag{IV-57}$$

Où

$$\begin{aligned}
 \dot{\Phi}_s &= V_s - R_s I_2 i_s - \omega_s L_s J_2 i_s - \omega_s M J_2 i_r \\
 \dot{\Phi}_r &= V_r - R_r I_2 i_r - (\omega_s - \omega) M J_2 i_s - (\omega_s - \omega) L_r J_2 i_r
 \end{aligned} \tag{IV-58}$$

et

$$J_{mach} \frac{d\omega}{dt} = L_{sr} i_s^T J_2 i_r - C_f \omega - C_r \tag{IV-59}$$

Avec :

$$\Phi_s = \begin{bmatrix} \Phi_{sd} \\ \Phi_{sq} \end{bmatrix}, \Phi_r = \begin{bmatrix} \Phi_{rd} \\ \Phi_{rq} \end{bmatrix}, i_s = \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix}, i_r = \begin{bmatrix} i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix}, I_2 = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}, J_2 = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}$$

Les variables d'états sont:

$$x = [\Phi_s^T, \Phi_r^T, J_{mach}\omega]^T = [x_e^T, x_m]^T$$

Avec :

$x_e^T = [\Phi_s^T, \Phi_r^T]$: sont les variables d'états électriques.

$x_m = J_{mach}\omega$: Variable mécanique.

La fonction d'énergie écrite par :

$$H(x) = \frac{1}{2} x_e^T L^{-1} x_e + \frac{1}{2J_{mach}} x_m^2 \quad (IV-60)$$

Avec :

$$L = \begin{bmatrix} L_s I_2 & M I_2 \\ M I_2 & L_r I_2 \end{bmatrix}$$

Les dérivées partielles de l'énergie par rapport aux variables d'états sont :

$$\begin{cases} \frac{\partial H}{\partial x_e} = L^{-1} x_e \\ \frac{\partial H}{\partial x_m} = J_{mach}^{-1} x_m \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} \frac{\partial H}{\partial x_e} = L^{-1} x_e = i = [i_s^T, i_r^T]^T \\ \frac{\partial H}{\partial x_m} = J_{mach}^{-1} x_m = \omega \end{cases} \quad (IV-61)$$

Finalement, les matrices d'interconnexion, d'amortissement et la matrice de la commande sont :

$$J(x) = \begin{bmatrix} -\omega_s L_s J_2 & -\omega_s M J_2 & 0_{2 \times 1} \\ -\omega_s M J_2 & -(\omega_s - \omega) L_s J_2 & M J_2 i_s \\ 0_{1 \times 2} & M i_s^T J_2 & 0 \end{bmatrix}, R(x) = \begin{bmatrix} R_s I_2 & 0_{2 \times 2} & 0_{2 \times 2} \\ 0_{2 \times 2} & R_r I_2 & 0_{2 \times 1} \\ 0_{1 \times 2} & 0_{1 \times 2} & C_f \end{bmatrix}.$$

$$g(x) = \begin{bmatrix} I_2 & 0_{2 \times 2} & 0_{2 \times 2} \\ 0_{2 \times 2} & I_2 & 0_{2 \times 1} \\ 0_{1 \times 2} & 0_{1 \times 2} & 1 \end{bmatrix}, \quad u = [V_s^T, V_r^T, C_r]^T.$$

Avec :

$$0_{2 \times 2} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad J(x) = J(x)^{-1}, \quad R(x) = R(x)^T \geq 0$$

Avec ces matrices le modèle PCH est écrit par:

$$\dot{x} = \begin{bmatrix} -\omega_s L_s J_2 & -\omega_s M J_2 & 0_{2 \times 1} \\ -\omega_s M J_2 & -(\omega_s - \omega) L_s J_2 & M J_2 i_s \\ 0_{1 \times 2} & M i_s^T J_2 & 0 \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} R_s I_2 & 0_{2 \times 2} & 0_{2 \times 2} \\ 0_{2 \times 2} & R_r I_2 & 0_{2 \times 1} \\ 0_{1 \times 2} & 0_{1 \times 2} & C_f \end{bmatrix} \nabla H$$

$$+ \begin{bmatrix} I_2 & 0_{2 \times 2} & 0_{2 \times 2} \\ 0_{2 \times 2} & I_2 & 0_{2 \times 1} \\ 0_{1 \times 2} & 0_{1 \times 2} & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_s^T \\ V_r^T \\ C_r \end{bmatrix}$$

(IV-62)

$$\dot{y} = \begin{bmatrix} I_2 & 0_{2 \times 2} & 0_{2 \times 2} \\ 0_{2 \times 2} & I_2 & 0_{2 \times 1} \\ 0_{2 \times 2} & 0_{1 \times 2} & 1 \end{bmatrix} \nabla H$$

Pour calculer les points d'équilibres on pose l'équation ((IV-56) = 0), on obtient :

$$\begin{aligned} V_{sd}^* - R_s i_{sd}^* + \omega_s L_s i_{sq}^* + \omega_s M i_{rq}^* &= 0 \\ V_{sq}^* - R_s i_{sq}^* - \omega_s L_s i_{sd}^* - \omega_s M i_{rd}^* &= 0 \\ V_{rd}^* - R_r i_{rd}^* + (\omega_s - \omega) M i_{sq}^* + (\omega_s - \omega) L_r i_{rq}^* &= 0 \\ V_{rq}^* - R_r i_{rq}^* - (\omega_s - \omega) M i_{sd}^* - (\omega_s - \omega) L_r i_{rd}^* &= 0 \\ M(-i_{sd}^* i_{sq}^* + i_{rq}^* i_{rd}^*) - C_f \omega^* &= 0 \end{aligned} \tag{IV-63}$$

IV.3.1 Calcul des tensions de commande V_{rd} , V_{rq}

Pour calculer les tensions de commande on doit déterminer $J_d(x)$ et $R_d(x)$.

Pour cela on doit déterminer, $J_a(x)$, $R_a(x)$ du contrôleur. Le système en boucle fermée est écrit par :

$$f(x) + g(x) \cdot u = (J_d(x) - R_d(x)) \partial H_d(x) \quad (IV-64)$$

Ou :

$$\begin{aligned} J_d(x) &= J(x) + J_a(x) \\ R_d(x) &= R(x) + R_a(x) \\ H_d(x) &= H(x) + H_a(x) \end{aligned} \quad (IV-65)$$

Avec :

$H_a(x)$: La fonction d'énergie de régulateur.

Il est possible d'écrire l'équation (IV-64) comme suit :

$$(J(x) + J_a(x) - R(x) - R_a(x)) \partial H_a = -(J_a(x) - R_a(x)) \partial H + g(x)u \quad (IV-66)$$

L'équation (IV-66) est équivalente à :

$$(J_d(x) - R_d(x)) \partial H_a = -(J_a(x) - R_a(x)) \partial H + g(x)u \quad (IV-67)$$

Donc l'énergie totale désirée :

$$H_d(x) = \frac{1}{2} (x_e - x_e^*)^T L^{-1} (x_e - x_e^*) + \frac{1}{2J_{mach}} (x_m - x_m^*)^2 \quad (IV-68)$$

Alors :

$$H_a(x) = H_d(x) - H(x) = -x_e^T L^{-1} x_e - \frac{1}{J_{mach}} x_m^* x_m + \frac{1}{2} x_e^{*T} L^{-1} x_e^* + \frac{1}{2J_{mach}} x_m^{*2} \quad (IV-69)$$

Avec :

$$\partial H_a = \begin{bmatrix} -i^* \\ -\omega^* \end{bmatrix} \quad (IV-70)$$

En utilisant cette relation, l'équation (IV-67) devient :

$$(J_d(x) - R_d(x)) \begin{bmatrix} i^* \\ \omega^* \end{bmatrix} = [J_a(x) - R_a(x)] \begin{bmatrix} i \\ \omega \end{bmatrix} - g u \quad (IV-71)$$

La commande V_r est trouvée dans la ligne 3 et 4 de l'équation matricielle (IV-71).

Donc :

$$J_a(x) = \begin{bmatrix} 0_2 & 0_2 & 0_{2 \times 1} \\ 0_2 & 0_2 & -J_{rm}(x) \\ 0_{1 \times 2} & J_{rm}^T(x) & 0 \end{bmatrix}, \quad R_a = \begin{bmatrix} 0_2 & 0_2 & 0_{2 \times 1} \\ 0_2 & rI_2 & 0_{2 \times 1} \\ 0_{1 \times 2} & 0_{1 \times 2} & 0 \end{bmatrix}$$

Ou :

$J_{rm}(x) \in \mathfrak{R}^{2 \times 1}$ à déterminer.

r : C'est une résistance supplémentaire pour les courants pour d'amortir les oscillants transitoires.

On remplace les matrices $J_a(x)$, $R_a(x)$ et en utilisons l'équation (IV-63), on trouve :

$$J_{rm}^T(x) = M \frac{(i_r - i_r^*)^T}{|i_r - i_r^*|^2} (i_s - i_s^*)^T J_2 i_r^* \quad (IV-72)$$

Alors :

$$V_r = V_r^* - (\omega - \omega^*) (L_r J_2 i_r^* + J_{rm}(x)) - M \omega^* J_2 (i_s - i_s^*) - r I_2 (i_r - i_r^*) \quad (IV-73)$$

Malheureusement, la commande est singulière au point équilibre. Il est effectivement possible de se débarrasser de cette singularité en ajoutant une variable d'amortissement.

Maintenant, nous gardons $J_d(x)$ et $H_d(x)$ comme précédé, et nous modifions la matrice R_a pour avoir la forme :

$$R_a(x) = \begin{bmatrix} 0_2 & 0_2 & 0_{2 \times 1} \\ 0_2 & rI_2 & 0_{2 \times 1} \\ 0_{1 \times 2} & 0_{1 \times 2} & \zeta(x) \end{bmatrix}.$$

Avec :

$$\zeta(x) = \frac{C_{em}^* - C_{em}(x_e)}{\omega - \dot{\omega}} \quad (IV-74)$$

et :

$$C_{em}^* = C_f \omega^*.$$

Lorsqu'elle est remplacée dans l'équation hamiltonienne en boucle fermée, $\zeta(x)$ est multipliée par $(\omega - \omega^*)$, donc élimination de singularité.

Puisque la partie mécanique de (IV-71) est la seule qui a été modifiée, alors l'expression de V_r en termes de $J_{rm}(x)$ reste la même.

En utilisant les équations de point d'équilibre, on obtient :

$$J_{rm}(x) = M J_2 i_s \quad (IV-75)$$

Le système dynamique en boucle fermée est toujours de la forme (IV-62) avec :

$$J_d(x) = \begin{bmatrix} -\omega_s L_s J_2 & -\omega_s M J_2 & 0_{2 \times 1} \\ -\omega_s M J_2 & -(\omega_s - \omega) L_r J_2 & 0_{2 \times 1} \\ 0_{1 \times 2} & 0_{1 \times 2} & 0 \end{bmatrix}, \quad R_d(x) = \begin{bmatrix} R_s I_2 & 0_2 & 0_{2 \times 1} \\ 0_2 & (R_r + r) I_2 & 0_{2 \times 1} \\ 0_{1 \times 2} & 0_{1 \times 2} & C_f + \zeta(x) \end{bmatrix}$$

Finalement les tensions rotoriques de la commande sont écrites par :

$$V_r = V_r^* - (\omega - \omega^*) (L_s J_2 i_r^* + M J_2 i_s) - M \omega^* J_2 (i_s - i_s^*) - r I_2 (i_r - i_r^*) \quad (IV-76)$$

Avec :

$$V_r^* = (\omega_s - \omega^*) [M J_2 i_s^* + L_r J_2 i_r^*] + R_r I_2 i_r^* \quad (IV-77)$$

IV.3.2 résultat de simulation

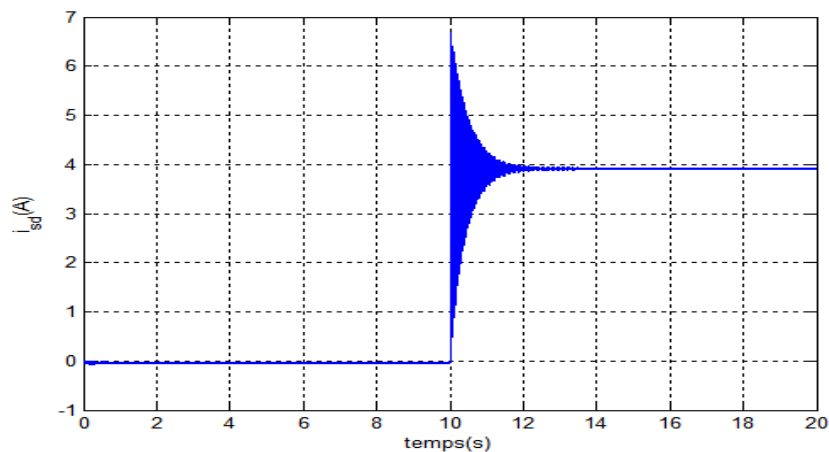


Figure IV.26 : courant statorique sur l'axe d (A).

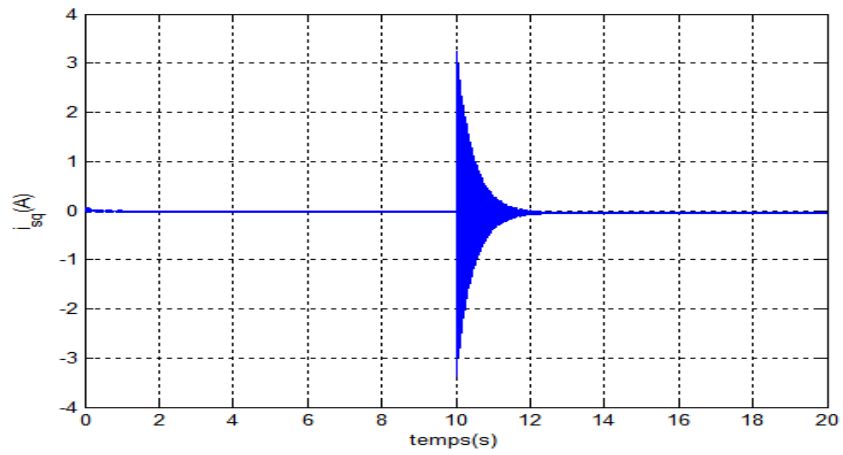


Figure IV.27 : courant statorique sur l'axe q (A).

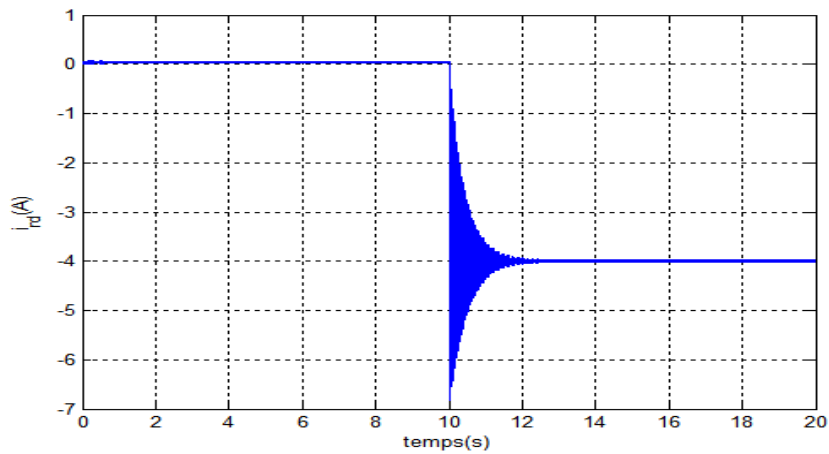


Figure IV.28 : courant rotorique sur l'axe d (A).

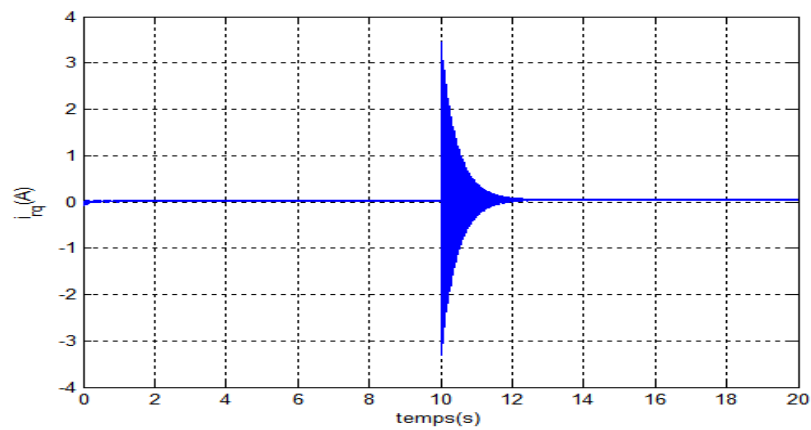


Figure IV.29 : courant rotorique sur l'axe q (A) .

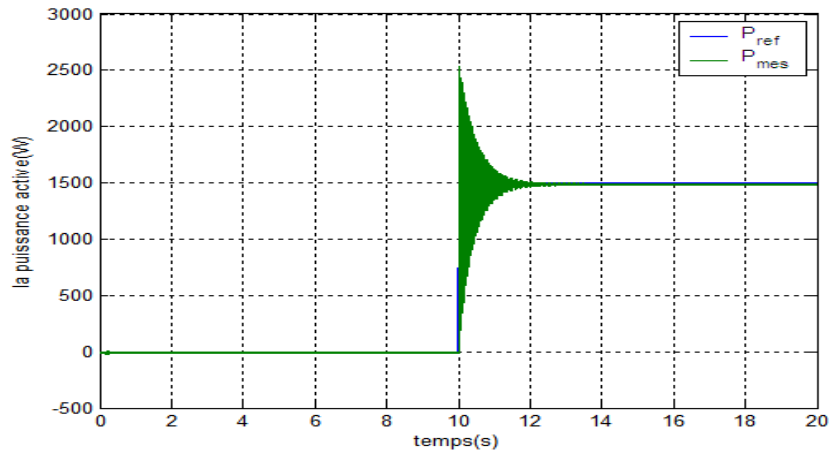


Figure IV.30 : La puissance active (W).

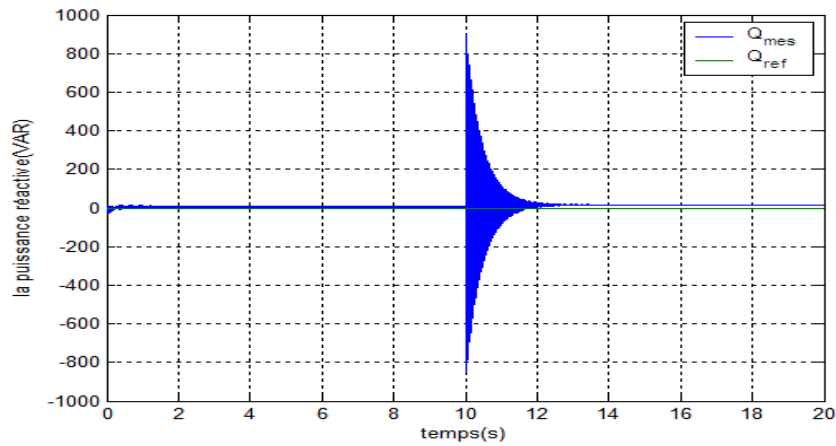


Figure IV.31:La puissance réactive (VAR).

IV.3.2.1 Interprétation des résultats

En variant la charge inductive ($R= 1000\Omega$, $L=0.15H$ à $R= 80\Omega$, $L=0.15H$), à l'instant $t=10s$, sous un couple moteur de $5N.m$ on constate le bon suivi des consignes pour les deux puissances statoriques active et réactive.

IV.3.3 Test de Robustesse

Malgré la variation de **50%** des paramètres de la machine (augmentation), la GADA commandée par IDA-PBC conserve son comportement.

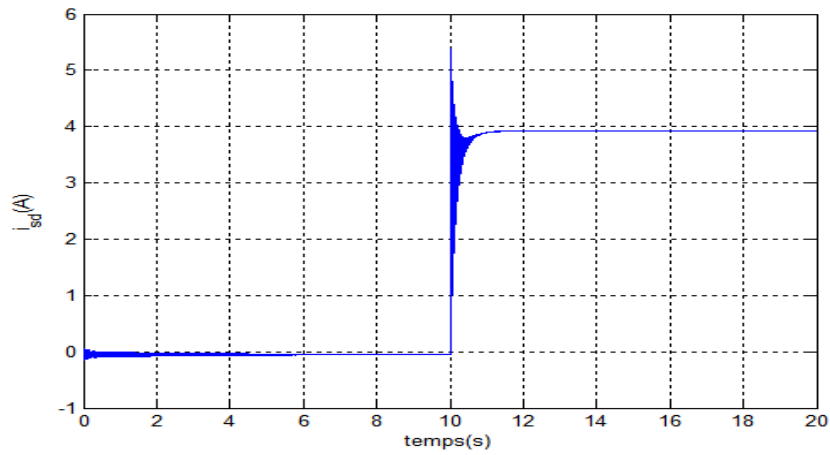


Figure IV.32 : courant statorique sur l'axe d (A).

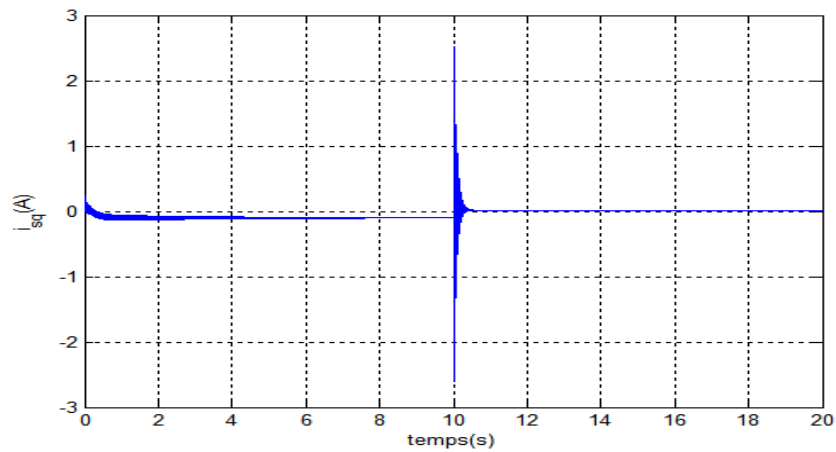


Figure IV.33 : courant statorique sur l'axe q (A).

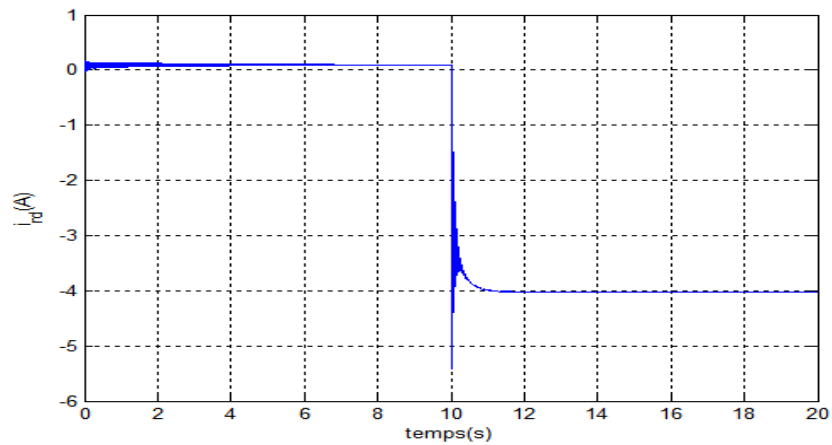


Figure IV.34 : courant rotorique sur l'axe d (A).

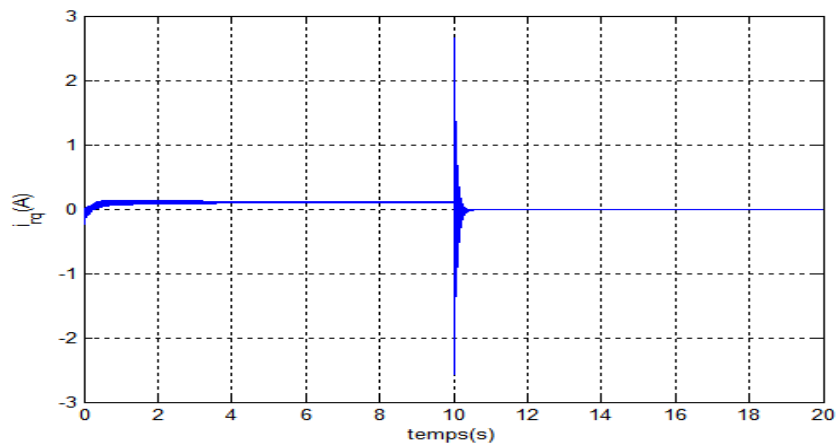


Figure IV.35 : courant rotorique sur l'axe q (A).

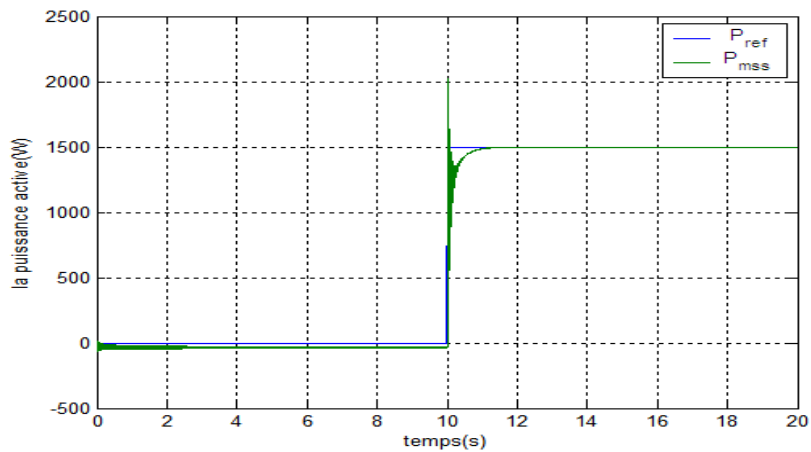


Figure IV.36 : la puissance active (W).

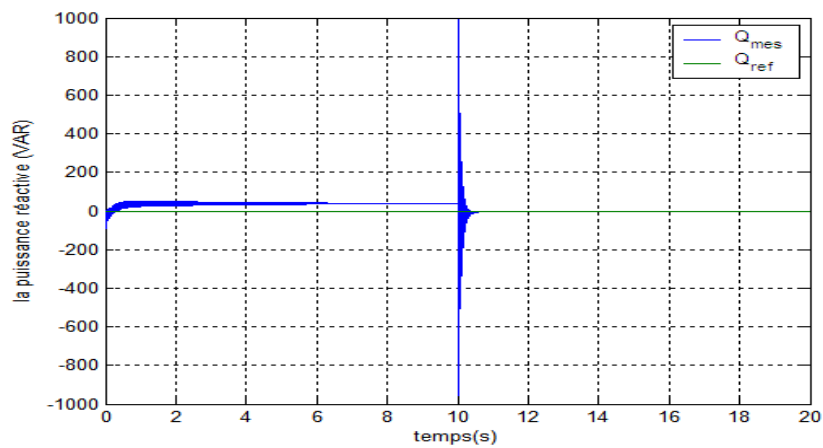


Figure IV.37: la puissance réactive (VAR).

IV.4 la commande de la GADA par SIDA-PBC

La fonction d'énergie désirée est fixée comme suite [HAN05], [ARN06], [MAS95]:

$$H_d(x) = \frac{1}{2} \tilde{x}^T P_d \tilde{x}, \quad P_d = P_d^T \succ 0. \quad (\text{IV-78})$$

La conception de SIDA-PBC est trouver une solution de la matrice $F_d(x)$ et vérifiant $F_d(x) + F_d^T(x) \leq 0$.

$$[J(i_s, \omega) - R] \partial H + \begin{bmatrix} V_s \\ 0_{2 \times 1} \\ C_{em} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0_{2 \times 2} \\ I_2 \\ 0_{1 \times 2} \end{bmatrix} V_r = F_d(x) P_d \tilde{x} \quad (\text{IV-79})$$

Pour simplifier la solution, nous proposons P_d diagonaux.

$$P_d = \begin{bmatrix} p_s & 0_{2 \times 2} & 0_{2 \times 1} \\ 0_{2 \times 2} & p_r & 0_{2 \times 1} \\ 0_{1 \times 2} & 0_{1 \times 2} & p_\omega \end{bmatrix} \succ 0, \quad F_d(x) = \begin{bmatrix} F_{11}(x) & F_{12}(x) & 0_{2 \times 1} \\ F_{21}(x) & F_{22}(x) & F_{23}(x) \\ F_{31}^T(x) & F_{32}^T(x) & F_{33}(x) \end{bmatrix}$$

Où : $F_d(x)$ est conforme P_d .

A partir des deux premières lignes de l'équation matricielle (IV-79), après avoir utilisé la relation entre les flux et les courants et l'équation d'équilibre (IV-61), on obtient :

$$-(\omega_s L_s J_2 + R_s I_2) \tilde{i}_s - \omega_s L_{sr} J_2 \tilde{i}_r = (L_s F_{11} p_s + M F_{12} p_r) \tilde{i}_s + (M F_{11} p_s + L_r F_{12} p_r) \tilde{i}_r \quad (\text{IV-80})$$

Pour tout \tilde{i}_s, \tilde{i}_r , il y a une solution unique donnée par :

$$F_{11} = -\frac{1}{p_s} \left(\omega_s J_2 + \frac{L_r}{\mu} R_s I_2 \right) \quad (\text{IV-81})$$

$$F_{12} = \frac{M}{p_r \mu} R_s I_2 \quad (\text{IV-82})$$

Avec :

$$\mu = L_s L_r - M^2 \succ 0.$$

On remarque que ce calcul est possible parce que l'élément F_{13} de $J_d(x)$ a été fixé à zéro.

Le but pour avoir ce terme égal à zéro est de faciliter le choix de $F_{31}(x)$.

En effet, ce terme apparaît dans $F_d(x) + F_d^T(x)$, que nous rappelons devrait être définie semi-négative. D'outre part, le terme $F_{32}(x)$ n'est pas critique, car sa contribution à la $F_d(x) + F_d^T(x)$ peut être centré par un choix approprié de $F_{23}(x)$ que compte tenu de la présence de la commande. Ces questions deviendront plus claires que nous avançons dans les calculs ci-dessous :

$$\begin{aligned} \left[F_{31}^T(x)p_s \quad F_{32}^T(x)p_r \right] L \tilde{i} + F_{33}(x) p_\omega J_{mach} \tilde{\omega} &= M i_s^T J_2 i_r - C_f \omega \\ &= M \begin{bmatrix} -i_r^{*T} J_2 & i_s^T J_2 \end{bmatrix} \tilde{i} - C_f \tilde{\omega} \end{aligned} \quad (IV-83)$$

A partir du terme $\tilde{\omega}$ nous obtenons :

$$F_{33} = -\frac{C_f}{p_\omega J_{mach}}$$

Tandis que les équations qui restent peuvent être disposés de façons :

$$\tilde{i}^T \left(L \begin{bmatrix} p_s F_{31}(x) \\ p_r F_{32}(x) \end{bmatrix} - M \begin{bmatrix} J_2 i_r^* \\ -J_2 i_s \end{bmatrix} \right) = 0 \quad (IV-84)$$

Avec :

$$L = \begin{bmatrix} L_s J_2 & M I_2 \\ M I_2 & L_r J_2 \end{bmatrix}$$

Avis que nous pouvons ajouter à (IV-80) un vecteur $G(x) \in \mathfrak{R}^4$

$$\tilde{i}^T \left(L \begin{bmatrix} p_s F_{31}(x) \\ p_r F_{32}(x) \end{bmatrix} - M \begin{bmatrix} J_2 i_r^* \\ -J_2 i_s \end{bmatrix} - G(x) \right) = 0 \quad (IV-85)$$

Ou :

$$\tilde{i}^T G(x) = 0$$

On fixe l'antérieur de la parenthèse de (IV-85) égale à zéro nous obtenons :

$$\begin{bmatrix} p_s F_{31}(x) \\ p_r F_{32}(x) \end{bmatrix} = \frac{M}{\mu} \begin{bmatrix} L_r J_2 i_r^* + M J_2 i_s \\ -L_r J_2 i_s - M J_2 i_r \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} G_C(x) \\ G_D(x) \end{bmatrix} \quad (IV-86)$$

Ou, pour plus de commodité, nous avons introduit la partion :

$$\begin{bmatrix} G_c(x) \\ G_D(x) \end{bmatrix} = L^{-1}G(x)$$

Avec :

$$G_c(x) , G_D(x) \in \mathbb{R}^2 .$$

Comme indiqué plus haut, pour satisfaire à la condition anti-symétrique il est nécessaire de trouver une solution avec $F_{31}(x)$ constant, ceci est facilement réalisé la sélection :

$$G_c(x) = -\frac{M^2}{\mu} J_2 \tilde{i}_s \quad (\text{IV-87})$$

Avec cette équation on résulte :

$$G(x) = \begin{bmatrix} -\frac{M^2 L_r}{\mu} J_2 \tilde{i}_s + M G_D \\ -\frac{M}{\mu} J_2 \tilde{i}_s + L_r G_D \end{bmatrix}$$

Et, afin d'assurer $\tilde{i}^T G(x) = 0$, nous fixons

$$G_D(x) = -\frac{M^2}{\mu} J_2 \tilde{i}_r \quad (\text{IV-88})$$

Enfin, on remplace (IV-87) et (IV-88) dans (IV-86) nous obtenons :

$$F_{31} = \frac{M}{p_s \mu} J_2 (M i_s^* + L_r i_r^*) = \frac{M}{p_s \mu} J_2 \Phi_r^* \quad (\text{IV-89})$$

$$F_{32}(x) = -\frac{M}{p_r \mu} J_2 (L_s i_s + M i_r) = -\frac{M}{p_r \mu} J_2 \Phi_s \quad (\text{IV-90})$$

La prochaine étape est de choisir le terme $F_d(x)$, qui est directement touchés par les mesures de control. Pour satisfaire la contrainte de symétrie du J_d , pour simplifier l'état, nous sélectionnons :

$$F_{21} = -F_{12}, \quad F_{23}(x) = -F_{32}(x), \quad F_{22} = -\frac{K_r}{2p_r} I_2 \langle 0.$$

Avec :

$$F_d(x) + F_d^T(x) = \begin{bmatrix} -\frac{2L_r R_s}{p_s} I_2 & 0_{2 \times 2} & \frac{M}{p_s \mu} J_2 \Phi_r^* \\ 0_{2 \times 2} & -\frac{K_r}{p_r} I_2 & 0_{2 \times 1} \\ -\frac{M}{p_s \mu} \Phi_r^{*T} & 0_{1 \times 2} & -\frac{2C_f}{p_w J_{mach}} \end{bmatrix} \quad (IV-91)$$

Il est simple de compléter l'analyse établit que $F_d(x) + F_d^T(x) < 0$ si et seulement si les paramètres libre p_s et p_w satisfait :

$$p_s > \left(\frac{J_{mach} M^2}{4C_f L_r R_s \mu} |\Phi_r^*|^2 \right) p_w \quad (IV-92)$$

Les tensions de commande de la machine asynchrone à double alimentation en boucle fermée sont écrites :

$$V_r = R_r i_r + (\omega_s - \omega) J_2 (M i_s + L_r i_r) - K_s (L_s \tilde{i}_s + M \tilde{i}_r) - K_r (M \tilde{i}_s + L_r \tilde{i}_r) + K_\omega J_2 \Phi_s \tilde{\omega} \quad (IV-93)$$

Avec :

$$K_r > 0, \quad K_\omega = \frac{p_w J_{mach} M}{p_r \mu} > 0 \quad \text{et} \quad K_s > \frac{M^2}{4C_f L_r \mu} |\Phi_r^*|^2 K_\omega.$$

IV.4.1 résultat de simulation

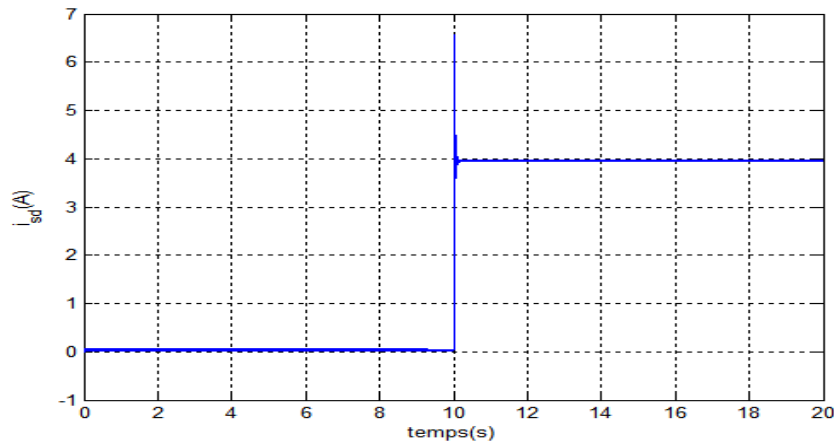


Figure IV.38: le courant statorique sur l'axe d (A).

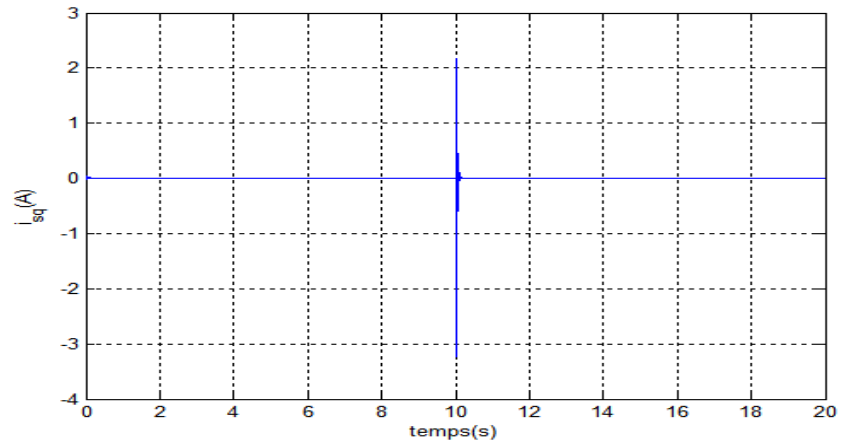


Figure IV.39: le courant statorique sur l'axe q (A).

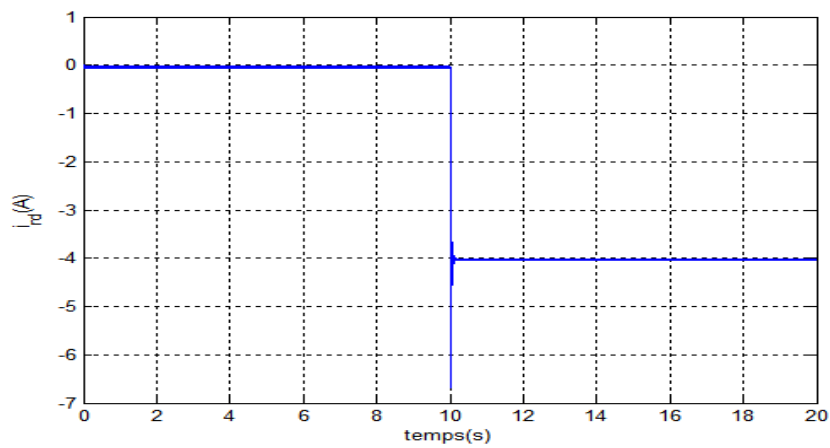


Figure IV.40: le courant rotorique sur l'axe d (A).

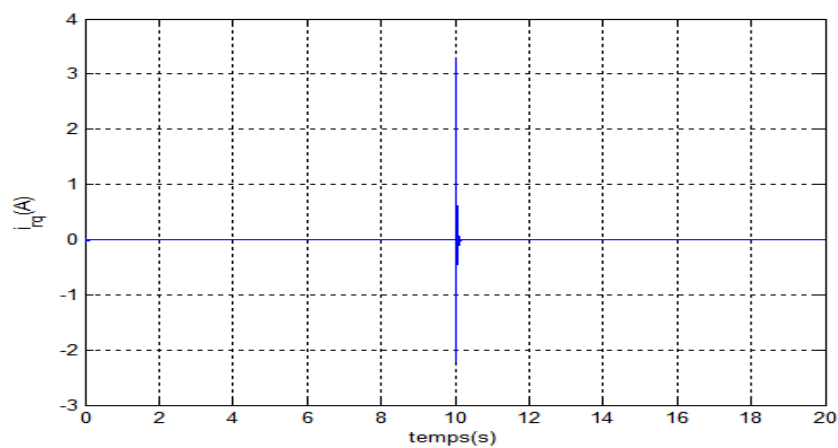


Figure IV.41: le courant rotorique sur l'axe q (A).

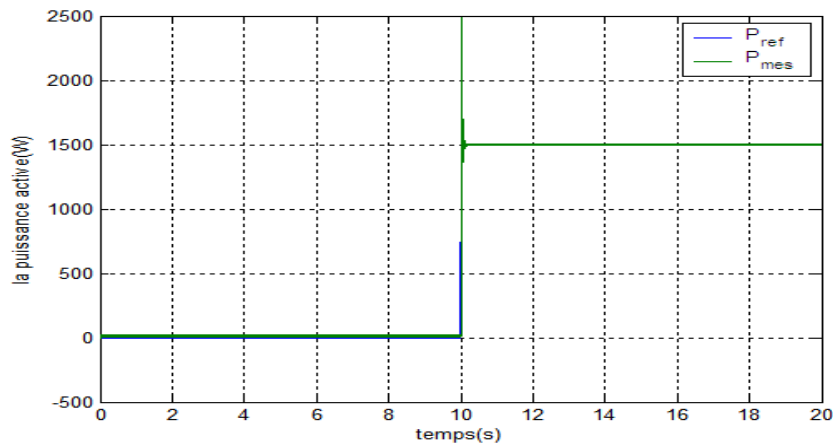


Figure IV.42: la puissance active (W).

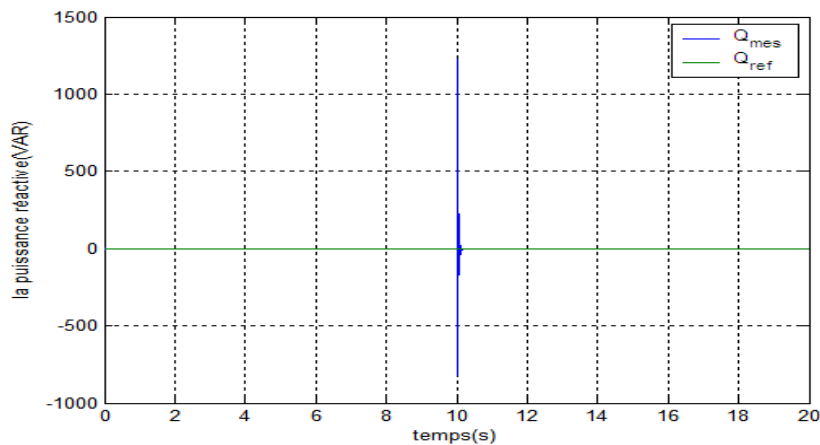


Figure IV.43: la puissance réactive (W).

En variant la charge inductive ($R= 1000\Omega$, $L=0.15H$ à $R= 80\Omega$, $L=0.15H$), à l'instant $t=10s$, sous un couple moteur de $5N.m$ on constate le bon suivi des consignes pour les deux puissances statoriques active et réactive et une amélioration dans le régime transitoire par rapport à la commande IDA-PBC.

IV.4.2 Test de Robustesse

Malgré la variation de **50%** des paramètres de la machine (augmentation), la GADA commandée par SIDA-PBC conserve son comportement.

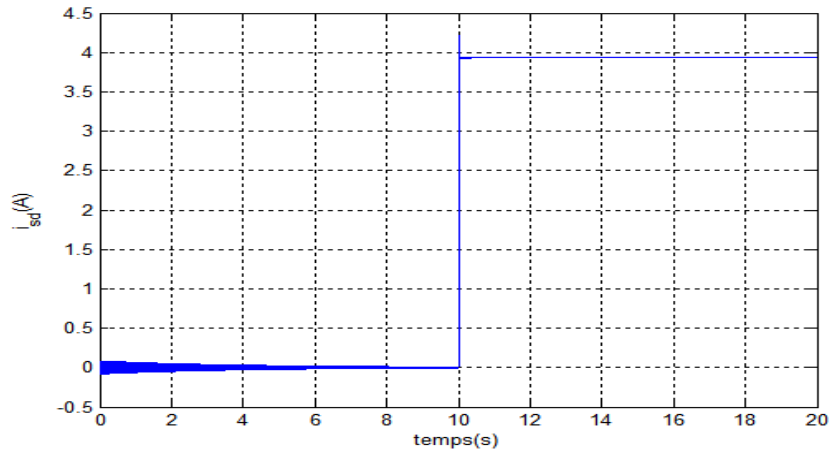


Figure IV.44: le courant statorique sur l'axe d

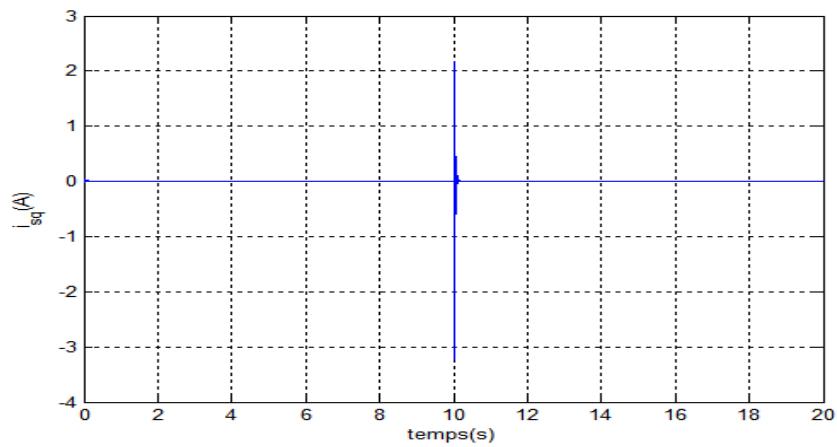


Figure IV.45: le courant statorique sur l'axe q (A).

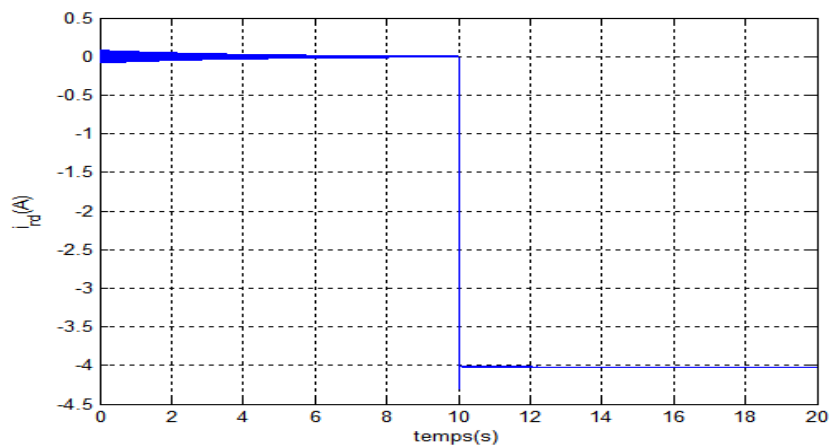


Figure V.46: le courant rotorique sur l'axe d (A).

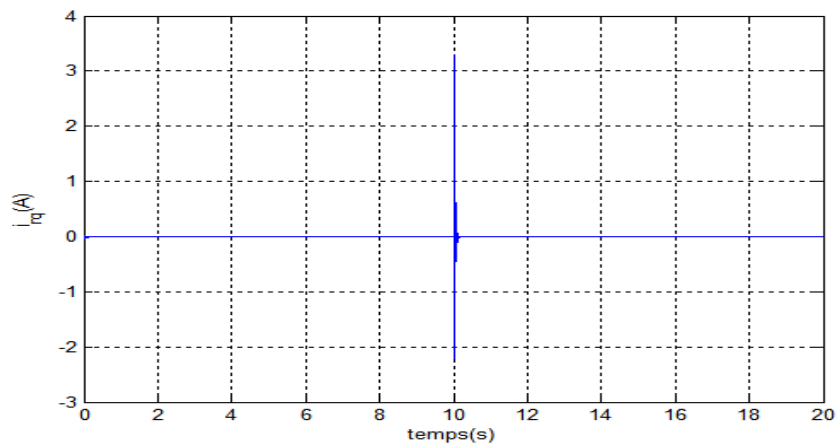


Figure IV.47: le courant rotorique sur l'axe q (A).

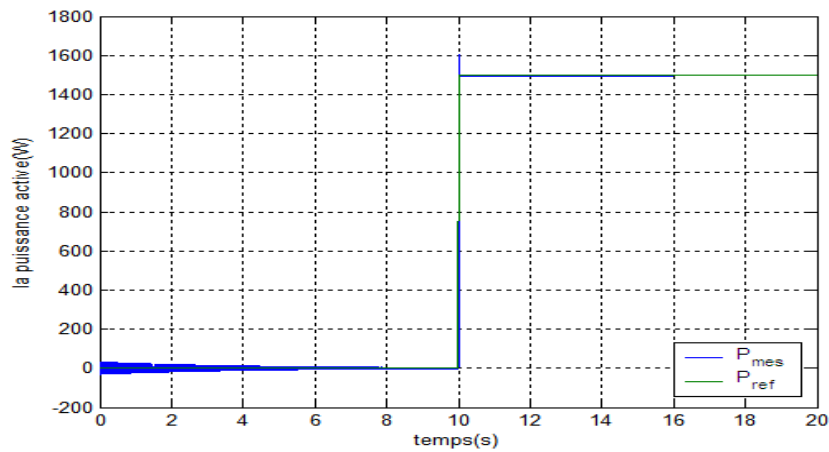


Figure IV.48 : la puissance active (W).

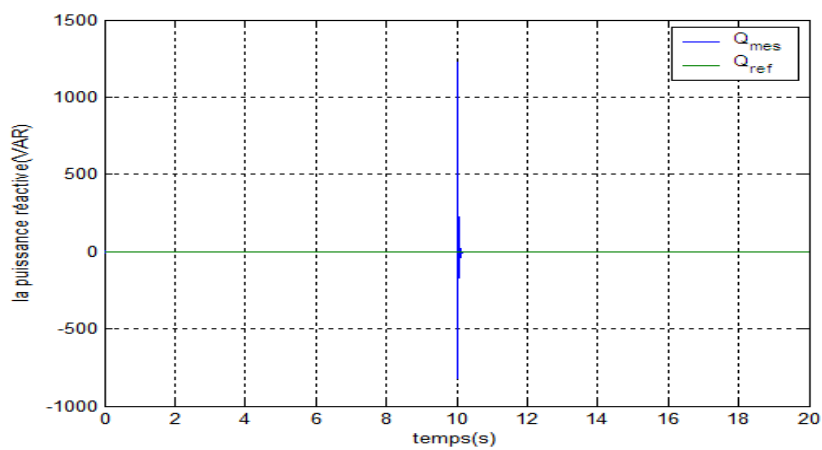


Figure IV.49 : la puissance réactive (VAR).

IV.5 conclusion

Dans ce chapitre la commande via la passivité à été appliquer avec ses deux techniques (**IDA-PBC** et **SIDA-PBC**) .les résultats de simulation montrent que la technique dite **SIDA-PBC** est meilleure que la dite **IDA-PBC** en terme de temps de repense.

CONCLUSION

GÉNÉRALE

Conclusion générale

L'objectif visé dans ce travail consiste à l'étude de l'apport que pourra apporter à l'application de la commande vectorielle et la commande via la passivité sur la génératrice asynchrone à double alimentation dans une chaîne de production éolienne.

La génératrice asynchrone à double alimentation été destinée pour la production d'énergie dans le domaine éolien, il est donc très utile de raisonner en terme de puissance. Pour cela, la commande vectorielle élaborée est en puissance active et réactive statoriques. On a exprimé les grandeurs statoriques de la génératrice asynchrone à double alimentation en fonction des grandeurs rotoriques ayant pour but le pilotage de la GADA par le rotor. Les résultats de simulation obtenus montrent le bon suivi des consignes pour les deux puissances statoriques active et réactive par les puissances réelles débitées par le stator de la machine.

Le régulateur PI présente de bonnes performances dynamiques, Néanmoins, il est sensible à la variation des paramètres de la machine.

Dans le but d'améliorer le comportement de la GADA, les commandes via la passivité (IDA-PBC et SIDA-PBC) ont été appliquées. Les résultats de simulation montrent l'amélioration de la robustesse de la technique SIDA-PBC par apport à la technique IDA-PBC qui est à son tour plus robuste à la commande vectorielle.

Suggestion et perspectives :

- Introduction d'un terme intégrant pour renforcer la robustesse de ces technique IDA-PBC et SIDA-PBC.

BIBLIOGRAPHIE

BIBLIOGRAPHIE

[ABD07]	Abdenour Abdelli , « optimisation multicritères d'une chaîne éolienne passive », thèse doctorat, L'institut national polytechnique de Toulouse, 2007.
[ABU08]	Nesmat Abu-Tabak , « Stabilité dynamique des systèmes électriques multimachines : modélisation, commande, observation et simulation », thèse doctorat, L'école Centrale de Lyon, 2008.
[AZA08]	Rachid Azaizia , « étude et commande d'une machine asynchrone à double alimenté par un convertisseur », thèse magister, université M'hamed Bougara, 2008.
[ACO04]	Acosta, J.A, Ortega and Astol « interconnection and damping assignment passivity-based control of mechanical systems with underactuation degree one », American control conference, Boston, USA, June 30, July 2, 2004.
[ARN06]	Arnaud Doria-cerezo « modelling, simulation and control of doubly-fed induction machine controlled by a back-to-back converter », thesis doctorat, universitat politécnica de catalunya, juliol Del 2006.
[BEL05]	B.Beltran , « maximisation de la puissance produite par une génératrice asynchrone à double alimentation d'une éolienne par mode glissant d'ordre supérieur », université de brest.2005.
[BOU07]	Toufik Bouaiche , « commande à structure variable et étude de l'intégration d'éolienne à basse de machine asynchrone à double alimentation sur le réseau électrique », thèse doctorat, université de Nente ,2007.
[BOY06]	Armand Boyette , « contrôle-commande d'un générateur à double alimentation avec système de stockage pour la production éolienne », thèse doctorat, université Henri Poincaré, Nancy I, 2006.
[CAM03]	Haritza camblong , « minimisation de l'impact des perturbation d'origine éolienne dans la génération d'électricité par des Aérogénérateurs à vitesse variable », thèse doctorat, l'école nationale supérieure d'arts et métiers, 2003.
[CBY91]	Cbyrnes, A.Isidori, J.C.Willems , « passivity, feedback, and the global stabilization of minimum phase nonlinear systems », IEEE transaction on automatic control, 1991, PP 1128-1240.
[CHA03]	J. Chatelain , « Machines Electriques Tournantes », Edition Dunod, tome1, 1983.
[CHA5]	Souad Chaouch , « commande vectorielle robuste d'une machine à

	induction sans capteur de vitesse », thèse doctorat, université de Batna, 2005.
[CHE02]	Xi, Z, cheng, D. and lam, J , « Adaptive stabilization of generalized Hamiltoniansystems with dissipation and its application systems », int J.of system science,vol.33,no.10,pp.839-846,2002.
[DIM04]	Dimitri, J.Eeltsema, Romeo Ortega, J.Acquelién, M.A.Scherpen , « An energy-balancing perspective of interconnection and damping assignment control of nonlinear systems », Delft University of technology, 2004
[ELB09]	Elbia Youcef , « Commande Floue Optimisée D'une Machine Asynchrone à Double Alimentation et à Flux Orienté », thèse Magister, Université Batna, 2009.
[GHU00]	Ghua, J.D. Mcpherson , « explicit topological formulation of lagrangian and Hamiltonian for nonlinear network », IEEE.trans.on circuit and systems, vol.21-2, pp.277-286.1976
[GOE99]	Lin-Goei Shiau, Jong-Lick Lin, ying-juh , « passivity-based control for induction motor drives with voltage-fed and current-fed inverters »,Articl, Departement of Engineering Science, National Cheng Kung University, Tainan 710, Taiwan ,Roc. October 1999.
[GOL39]	Golo G. Interconnexion structures in port-based modelling , « tools for analysis and simulation ».Twente University Press, Enschede, The Netherlands, ISBN 9036518113. 2002.
[HAN05]	K.M.Hangos, J.Bokor, Szederkényi , « analysis and control of nonlinear systems », 2005.
[JOU02]	Jérôme Jouffroy , « Stabilité et systèmes non linéaires : Réflexions sur l'analyse de contraction », thèse doctorat, L'université de savoie, 2002.
[KHA07]	Khattache Laid , « étude et commande d'un système éolien à basé d'une machine asynchrone double alimenté », thèse magister, université Batna, 2007.
[LOR96]	Antonio Loria , « contrôle de systèmes Euleur-lagrange par retour d'état », thèse doctorat, université de technologie de compiégne, 1996.
[LOZ00]	Lozano, B.Brogliato, O.Egeland , « Dissipative systems analysis and control », springer-verlag, Great britian.2000.
[MAS93]	B.M.Maschke, A.I.van der schaft, P.C.Breedveld « An intrinsic Hamiltonian formulation of network dynamics: non-standard Poisson structures and gyrators », journal of the Franklin institutes, 1993.

[MAS05]	Maschke, B.M, Ortega, Van der schaft, « Energy-based Lyapunov functions for forced Hamiltonian systems with dissipation», IEEE transactions on automatic, 2005.
[MAS00]	Maschke, B.and van der schaft, A.J. « port controlled Hamiltonian representation of distributed parameter systems», procs.IFAC Workshop on lagrangian and Hamiltonian methods in nonlinear systems, Princeton, USA, 2000.
[MAS95]	Maschke, B.M., A.J. Van der Schaft and P.C. Breedveld, « An intrinsic Hamiltonian formulation of the dynamics of LC-circuits», IEEE. Trans.On Circuits and System, vol. 42-2, pp. 73-82. 1995.
[MAS02]	Maschke, B.M. and A.J. Van der Schaft, « Hamiltonian Formulation of Distributed-Parameter Systems with Boundary Energy Flow». Journal of Geometry and Physics, pp.166-174. 2002.
[MEN06]	J.Méndez, Y. Garcia, M.T.Mata, « Three-phase power converter stabilisation via total energy-shaping », university of Veracruz, 2006.
[MER07]	Merrahi Farid, « alimentation et commande d'une machine asynchrone à double alimentation (application à énergie éolienne) », thèse magister, école nationale polytechnique, 2007.
[MIG05]	M. Miguel Magos rivera, «la modélisation des systèmes dynamiques à topologie variable : une formulation Hamiltonienne à ports paramétrée », thèse doctorat, l'université claud bernard - lyonI, 2005.
[MUL06]	Philippe Mullhaupt, «Introduction à l'Analyse et à la Commande des Systèmes Non Linéaires», thèse doctorat, 2006.
[ORT08]	Romeo Ortegat, Antonio Loria, Rafael Kelly and Laurent Praly, «on passivity-based output feedback global stabilization of Euler-lagrange systems », Articl, Université de Compikgne France,2008.
[ORT08]	R Ortega, G.Espinosa-Pérez, « passivity-based control with simultaneous energy-shaping and damping injection: the induction motor case study», laboratoire des signaux et systèmes, SUPELEC, plateau du moulon, Gif-sur-yvette 91192, France, 2008.
[PEL08]	Ian Pelissier, Humberto Gonzalez , Manuel A. Duarte-Mermoud,, « A novel induction motor control scheme using IDA-PBC», Articl, University of Chile, Casilla 412-3, Santiago, Chile,2008.

[POI03]	Frédéric Poitiers, « étude et commande de génératrices asynchrones pour l'utilisation de énergie éolienne », thèse de doctorat, université Henri Poincaré, Nancy I, 2003.
[SAL05]	G.Salloum, « Contribution à la commande robuste de la machine asynchrone à double alimentation », thèse doctorat, Institut national polytechnique de Toulouse, 2005.
[SAL04]	Salma El Aimani, « modélisation de différentes technologies d'éoliennes intégrées dans un réseau de moyenne tension », thèse doctorat, université des sciences et technologies de lile, 2004.
[WIT00]	C.C.DE WIT, « optimisation discrétisation et observateurs commande des moteurs asynchrone», Hernés science publication, 2000.
[YEG06]	Nima Yeganefar, « définitions et analyse de stabilités pour les systèmes à retard non linéaires», thèse doctorat, l'Université des Sciences et Technologies de Lille, 2006.

ANNEXE

1 Loi de BETZ

La théorie du moteur éolien à axe horizontal a été établie par BETZ. Il suppose que « le moteur éolien est placé dans un air animé à l'infini amont d'une vitesse V_{v1} et à l'infini aval d'une vitesse V_{v2} » [POI03].

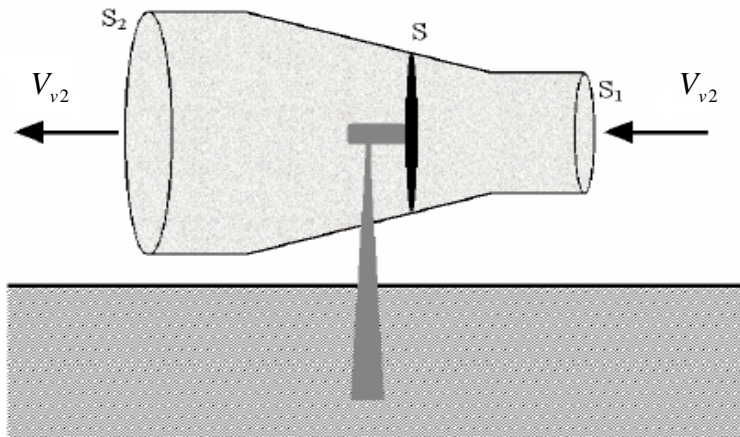


Figure A.1 : Tube de courant d'air autour d'une éolienne.

Considérant le système éolien à axe horizontal représenté sur la Figure A-1 sur lequel on a représenté la vitesse du vent V_{v1} en amont de l'aérogénérateur et la vitesse V_{v2} en aval. Désignant par V_v la vitesse de l'air traversant l'aérogénérateur, par S_1 et S_2 les sections amont et aval du tube d'air et par S la surface balayée par l'hélice. L'égalité qui traduit l'incompressibilité de l'air et la permanence de l'écoulement s'écrit [SAL04] :

$$S_1 V_{v1} = S_2 V_{v2} \quad (\text{A-1})$$

La force exercée par l'air sur l'aérogénérateur d'après le théorème d'EULER :

$$F = \rho \cdot S \cdot V_v \cdot (V_{v1} - V_{v2}) \quad (\text{A-2})$$

D'où la puissance absorbée par l'aérogénérateur:

$$P_{aer} = F \cdot V_v = \rho \cdot S \cdot V_v^2 \cdot (V_{v1} - V_{v2}) \quad (\text{A-3})$$

La puissance absorbée par l'aérogénérateur est aussi égale à la variation de l'énergie cinétique E_c de la masse d'air qui le traverse d'où :

$$\frac{\Delta E_c}{\Delta t} = \frac{1}{2} \cdot \rho \cdot S \cdot V_v \cdot (V_{v1}^2 - V_{v2}^2) = P_{aer} = \rho \cdot S \cdot V_v^2 \cdot (V_{v1} - V_{v2}) \quad (\text{A-4})$$

On en déduit:

$$V_v = (V_{v1} - V_{v2})/2 \quad (\text{A-5})$$

En remplaçant l'expression de V_v dans les relations (A.2) et (A.3) on obtient :

$$F = \frac{1}{2} \cdot \rho \cdot S \cdot (V_{v1}^2 - V_{v2}^2) \quad (\text{A-6})$$

$$P_{aer} = \frac{1}{4} \cdot \rho \cdot S \cdot (V_{v1}^2 - V_{v2}^2) \cdot (V_{v1} + V_{v2}) \quad (\text{A-7})$$

Un vent théoriquement non perturbé traverserait cette même surface S sans diminution de vitesse, soit à la vitesse V_{v1} , la puissance P_{mt} correspondante serait alors :

$$P_v = \frac{\rho \cdot S \cdot V_{v1}^3}{2} \quad (\text{A-8})$$

Le ratio entre la puissance extraite du vent et la puissance totale théoriquement disponible est:

$$\frac{P_{aer}}{P_t} = \frac{\left(1 + \frac{V_{v1}}{V_{v2}}\right) \cdot \left(1 - \left(\frac{V_{v1}}{V_{v2}}\right)^2\right)}{2} \quad (\text{A-9})$$

Si on représente la caractéristique correspondante à l'équation (A.9), on s'aperçoit que le

ratio $\frac{P_{aer}}{P_t}$ appelé aussi coefficient de puissance C_p présente un maximum pour $\frac{V_{v1}}{V_{v2}}$ qui

égal 0.59. Cette limite n'est en réalité jamais atteinte et chaque éolienne est définie expérimentalement par 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.

2 paramètres de la turbine éolienne utilisée :

- nombre de pale=3.
- Rayon de la surface balayée par les pales : $R=3\text{m}$
- Gain du multiplicateur : $G=28$
- Moment d'inertie de la turbine $J_{turbine} = 315 \text{ Kg} \cdot \text{m}^2$
- Coefficient de frottement visqueux : $C_f = 0.0024 \text{ N.m.s/rad}$

1. paramètres de la MADA

- Résistance statorique : $R_s = 4.95\Omega$
- Résistance rotorique : $R_r = 4.42\Omega$
- Inductance cyclique statorique : $L_s = 0.725H$
- Inductance cyclique rotorique : $L_r = 0.715H$
- Inductance cyclique mutuelle : $M = 0.071H$
- Le nombre de paire de pole : $N_p = 1$
- Moment d'inertie : $J_{mach} = 0.01K_g.m^2$
- Coefficient de frottement visqueux : $C_f = 0.005N.m.s / rd$

2. Type de régulateurs utilisés:

Nous allons maintenant procéder à la synthèse de régulateurs nécessaires à la réalisation de la commande en puissance active et réactive de la GADA. Le régulateur Proportionnel-Intégral (PI) reste le plus communément utilisé pour la commande de la GADA. Nous proposons une méthode analytique de calcul des paramètres des différents régulateurs du type (PI) qui permettent d'avoir une bonne précision, une rapidité et stabilité du système.

2.1 Calcul des régulateurs par la méthode de compensation des pôles

On à :

$$V_{rd} = R_{rd} i_{rd} + \left(L_r - \frac{M^2}{L_s} \right) \frac{di_{rd}}{dt} - g \omega_s \left(L_r - \frac{M^2}{L_s} \right) i_{rq} \quad (B-1)$$

$$V_{rq} = R_{rq} i_{rq} + \left(L_r - \frac{M^2}{L_s} \right) \frac{di_{rq}}{dt} - g \omega_s \left(L_r - \frac{M^2}{L_s} \right) i_{rd} + g \frac{M V_s}{L_s} \quad (B-2)$$

Alors :

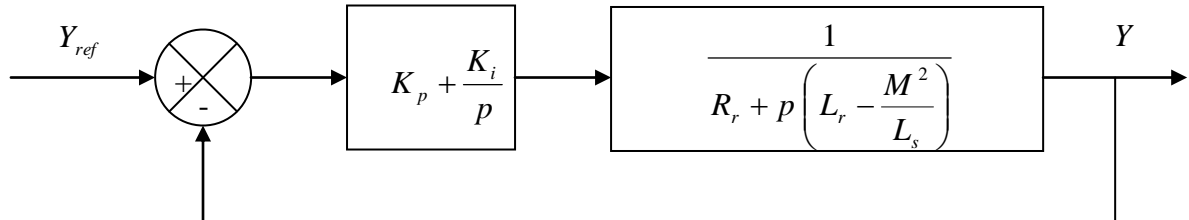
$$V_{rd1} = R_{rd} i_{rd} + \left(L_r - \frac{M^2}{L_s} \right) \frac{di_{rd}}{dt} \quad (B-3)$$

$$V_{rq1} = R_{rq} i_{rq} + \left(L_r - \frac{M^2}{L_s} \right) \frac{di_{rq}}{dt} \quad (B-4)$$

La fonction de transfert du régulateur est donnée par:

$$\frac{i_{rq}}{i_{rq1}} = \frac{1}{R_s + s \left(L_r - \frac{M^2}{L_s} \right)} \quad (\text{B-5})$$

On utilise un régulateur proportionnel intégral (PI)



$$K_p + \frac{K_i}{s} = K_p \left(1 + \frac{K_i}{K_p \cdot s} \right) = \frac{K_p}{s} \left(s + \frac{K_i}{K_p} \right) = \frac{s + \frac{K_i}{K_p}}{\frac{s}{K_p}} \quad (\text{B-6})$$

La fonction de transfert en boucle ouverte (FBO).

$$FBO = \frac{s + \frac{K_i}{K_p}}{\frac{s}{K_p}} \cdot \frac{1}{R_r + s \left(L_r - \frac{M^2}{L_s} \right)} \quad (\text{B-7})$$

$$FBO = \frac{s + \frac{K_i}{K_p}}{\frac{s}{K_p}} \cdot \frac{1}{s + \frac{R_r}{\left(L_r - \frac{M^2}{L_s} \right)}} \quad (\text{B-8})$$

Donc :

$$\frac{K_i}{K_p} = \frac{R_r}{L_r - \frac{M^2}{L_s}} \quad (\text{B-9})$$

Et

$$FBO = \frac{K_p}{s} \cdot \frac{1}{\left(L_r - \frac{M^2}{L_s} \right)} \quad (\text{B-10})$$

La fonction de transfert en boucle fermée (FBF).

$$FBF = \frac{FBO}{1 + FBO} = \frac{1}{1 + \frac{\left(L_r - \frac{M^2}{L_s}\right)}{K_p} \cdot s} \quad (\text{B-11})$$

Donc :

$$\tau = \frac{1}{K_p} \cdot \left(L_r - \frac{M^2}{L_s}\right) \quad (\text{B-12})$$

$$K_p = \frac{1}{\tau} \cdot \left(L_r - \frac{M^2}{L_s}\right) \quad (\text{B-13})$$

$$K_i = K_p \cdot \frac{R_r}{\left(L_r - \frac{M^2}{L_s}\right)} \quad (\text{B-14})$$

$$K_i = \frac{R_r}{\tau} \quad (\text{B-15})$$

Le même méthode pour V_{rd} et i_{rd} .

1. Paramètres de la machine à courant continu

$$r = 0.05 .$$

$$L = 2mH$$

$$K = 0.07N.m.A^{-1}$$

$$C_f = 0.0001N.m.rad^{-1}s^{-1}$$

$$J_{mach} = 0.0006K_g.m^2$$

2. Paramètres du moteur asynchrone

- Résistance statorique : $R_s = 0.687\Omega$
- Résistance rotorique : $R_r = 0.842\Omega$
- Inductance cyclique statorique : $L_s = 0.084H$
- Inductance cyclique rotorique : $L_r = 0.852H$
- Inductance cyclique mutuelle : $M = 0.813H$
- Le nombre de paire de pole : $N_p = 2$
- Moment d'inertie : $J = 0.03 K_g.m^2$
- Coefficient de frottement visqueux : $C_f = 0.001 N.ms/rad$